

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

LUCAS SELONKE KLAAS

**CONTRIBUIÇÕES PARA O ACIONAMENTO DE MOTORES DE ÍMÃS
PERMANENTES SEM MANCAIS**

JOINVILLE

2025

LUCAS SELONKE KLAAS

**CONTRIBUIÇÕES PARA O ACIONAMENTO DE MOTORES DE ÍMÃS
PERMANENTES SEM MANCAIS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Ademir Nied

**JOINVILLE
2025**

Para gerar a ficha catalográfica de teses e
dissertações acessar o link:
<https://www.udesc.br/bu/manuais/ficha>

Selonke Klaas, Lucas
CONTRIBUIÇÕES PARA O ACIONAMENTO DE MOTORES DE
ÍMÃS PERMANENTES SEM MANCAIS / Lucas Selonke Klaas. – Join-
ville, 2025.
175 p. : il.

Orientador: Ademir Nied.

Tese (Doutorado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2025.

1. Motor sem mancal. 2. Modelo de ordem reduzida. 3. Controle de
posição radial. 4. Controle ADRC. 5. Hardware-in-the-Loop. I. Nied, Ade-
mir . II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências
Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV.
CONTRIBUIÇÕES PARA O ACIONAMENTO DE MOTORES DE ÍMÃS
PERMANENTES SEM MANCAIS

LUCAS SELONKE KLAAS

**CONTRIBUIÇÕES PARA O ACIONAMENTO DE MOTORES DE ÍMÃS
PERMANENTES SEM MANCAIS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Ademir Nied

BANCA EXAMINADORA:

Presidente:

Ademir Nied, Professor Doutor (orientador)
UDESC

Membros:

Jacques Roberth Ruthes, Professor Doutor
Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC)

Tiago Jackson May Dezuo, Professor Doutor
Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC)

Walter Evaldo Kuchenbecker, Doutor
WEG Equipamentos Elétricos S.A.

Celio Correa Lemes Filho, Doutor
WEG Equipamentos Elétricos S.A.

Joinville, 10 de Julho de 2025

Aos estudantes “híbridos” que, além de exercerem uma função remunerada por meio do trabalho, buscam a academia para estudar e aperfeiçoar-se tecnicamente.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador, Prof. Ademir Nied, por aceitar conduzir esta pesquisa, que representou um grande desafio em diversos aspectos. Minha formação de base é em Engenharia Mecânica, o mestrado foi na área de Ciência e Engenharia dos Materiais, e atualmente concilio os estudos com uma intensa rotina de trabalho. Sua orientação foi essencial para a realização deste trabalho.

Expresso minha profunda gratidão ao Rafael de Oliveira Simões, cuja dedicação foi fundamental para o desenvolvimento deste projeto. Sem seu apoio, este trabalho não teria alcançado seus objetivos. Admiro seu vasto conhecimento em modelagem, controle de máquinas e sua notável capacidade de encontrar soluções eficazes. Agradeço também à empresa ESSS, na qual Rafael atuava como colaborador, pelo suporte indireto proporcionado.

Agradeço ao meu gestor direto, Waldir Quost Junior, pelo apoio e compreensão quanto à gestão do meu tempo, e ao meu gestor indireto, James Alberto Giacomazzi Junior, pela viabilização das horas de consultoria com empresa externa. Um agradecimento especial à WEG pelo suporte financeiro para a publicação do artigo em revista científica.

Por fim, agradeço às pessoas que estiveram ao meu lado durante essa jornada e àquelas de quem precisei me afastar temporariamente para me dedicar aos estudos. A compreensão e o apoio de todos foram fundamentais.

“Não tá morto quem peleia.” (Os Farrapos)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e a análise de um motor sem mancais, que integra as funções de geração de torque e levitação do rotor, eliminando a necessidade de mancais mecânicos convencionais. Essa integração resulta em uma solução mais compacta e eficiente em comparação aos sistemas tradicionais com mancais magnéticos. No entanto, sua implementação ainda representa um desafio, devido à complexidade dos sistemas envolvidos, como inversores de frequência, sensores de proximidade, interfaces eletrônicas e processadores digitais de sinais.

Como contribuição inédita, esta tese propõe uma metodologia sistemática para a criação de modelos de ordem reduzida (ROM) de motores sem mancais, utilizando o método da interpolação paramétrica (MIP) — abordagem ainda não explorada na literatura. O modelo desenvolvido é capaz de capturar a dinâmica do rotor com enrolamento compartilhado, integrando simulação eletromagnética por elementos finitos, controle avançado e validação em ambiente *Hardware-in-the-loop* (HIL), o que representa um avanço significativo na fidelidade e aplicabilidade dos modelos.

Entre as estratégias de controle avaliadas, destaca-se a aplicação do Controle por Rejeição Ativa de Perturbações (ADRC), que demonstrou desempenho superior na regulação da posição radial do rotor, especialmente em altas rotações, com maior robustez frente a distúrbios e variações de carga. A tese também discute as forças magnéticas envolvidas, os tipos de enrolamento e os efeitos da excentricidade no desempenho do sistema.

Por fim, são apresentadas diretrizes para replicação do modelo desenvolvido e sugestões para pesquisas futuras, incluindo estratégias de controle inteligente, análise estrutural e térmica do rotor, e implementação em protótipos físicos. O trabalho estabelece uma base sólida para o avanço do estado da arte em motores sem mancais e suas aplicações industriais.

Palavras-chave: Motor sem mancal; Modelo de ordem reduzida; Controle de posição radial; Controle ADRC; *Hardware-in-the-Loop*.

ABSTRACT

This work presents the development and analysis of a bearingless motor that integrates torque generation and rotor levitation functions, eliminating the need for conventional mechanical bearings. This integration results in a more compact solution compared to traditional systems with magnetic bearings. However, its implementation still poses challenges due to the complexity of the required systems, such as frequency inverters, proximity sensors, electronic interfaces, and digital signal processors.

The research proposes the use of a permanent magnet synchronous motor, modeled through finite element analysis, as the basis for developing a reduced-order model (ROM). This model is used to implement and test control strategies focused on the stability and precision of rotor levitation and rotation. These strategies are validated through Hardware-in-the-Loop (HIL) simulations, enabling testing under conditions close to real-world operation.

Among the evaluated control strategies, the application of Active Disturbance Rejection Control (ADRC) stands out, demonstrating superior performance in disturbance mitigation and radial position stability, especially at high rotational speeds.

Additionally, the work presents a comparative analysis of different bearingless motor topologies, discusses the involved magnetic forces, winding configurations, and the effects of rotor eccentricity on system performance. Finally, a detailed procedure for replicating the developed model is proposed, along with suggestions for future research, contributing to the advancement of the state of the art in bearingless motors and their industrial applications.

Keywords: Bearingless motor; Reduced-order model; Radial position control; ADRC control; Hardware-in-the-Loop.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Funcionamento do mancal magnético com 1 grau de liberdade. | 27 |
| Figura 2 – Mancal magnético | 29 |
| Figura 3 – Comparação do motor sem mancal com o motor de indução convencional com mancais magnéticos. | 30 |
| Figura 4 – Exemplo de estator com enrolamento Hairpin | 32 |
| Figura 5 – Exemplo um o motor sem mancal do tipo fatia. No item (a) é gerada uma força passiva de sustentação, e no item (b) é gerado o torque e a força de posição radial | 33 |
| Figura 6 – Método de controle Fuzzy | 36 |
| Figura 7 – Motor de ímãs permanentes W22 magnet ultra premium | 38 |
| Figura 8 – Comparação entre um motor de indução e ímãs | 39 |
| Figura 9 – Topologias de motores de ímãs permanentes | 40 |
| Figura 10 – Desenho de corte do motor apresentando o fluxo magnético | 44 |
| Figura 11 – Torque do motor ao longo do tempo. | 47 |
| Figura 12 – Forma de onda do fluxo concatenado | 48 |
| Figura 13 – Forma de onda da corrente no enrolamento do estator | 49 |
| Figura 14 – Forma de onda da tensão induzida. | 49 |
| Figura 15 – Curva de histerese do ímã XG196/96 | 51 |
| Figura 16 – Detalhe da cola aplicada para segurar os ímãs, em roxo. | 52 |
| Figura 17 – Rotor após aplicação da bandagem. | 52 |
| Figura 18 – Vista frontal de outro rotor, no qual é possível observar os ímãs superficiais. | 53 |
| Figura 19 – Esquema de bobinagem do estator do motor sem mancal | 54 |
| Figura 20 – Cada um dos três primeiros diagramas de enrolamento ilustra a distribuição espacial das forças de suspensão geradas pelos enrolamentos de fase individuais: Fase U (azul), Fase V (vermelho) e Fase W (verde). | 55 |
| Figura 21 – Exemplo de estator de servomotores com rotor de ímãs | 56 |
| Figura 22 – Forças de Maxwell e de Lorentz em um motor sem mancal. | 58 |
| Figura 23 – Indicação do enrolamento do estator para geração de torque e levitação. . . . | 60 |
| Figura 24 – Indicação das bobinas do estator | 61 |
| Figura 25 – Princípio da geração de força radial. | 61 |
| Figura 26 – Linhas de fluxo magnético em um motor sem mancais, ilustrando dois cenários: (a) distribuição simétrica do fluxo com o rotor centralizado; (b) distribuição assimétrica do fluxo causada por um pequeno deslocamento do rotor para a direita, resultando em redução do entreferro, diminuição da relutância e geração de força magnética. | 63 |

| | |
|---|-----|
| Figura 27 – Avaliação da geração de força radial resultante em um único enrolamento. Os enrolamentos $A1$ e $A2$, embora distintos fisicamente, pertencem ao mesmo conjunto funcional e são utilizados para gerar forças diferenciais no plano radial por meio da aplicação de correntes opostas. Essa configuração permite o controle ativo da posição do rotor em motores sem mancais. | 64 |
| Figura 28 – Avaliação do fluxo assimétrico para geração de forças radiais do motor proposto similar à Figura 27. | 66 |
| Figura 29 – Representação das componentes de força nos eixos X e Y , em função das variações nas correntes aplicadas aos enrolamentos. Cada cor corresponde ao resultado de uma simulação distinta, evidenciando o comportamento dinâmico do sistema sob diferentes condições de excitação. | 68 |
| Figura 30 – Variação das forças de suspensão | 69 |
| Figura 31 – Efeito das forças de suspensão na degradação do torque | 70 |
| Figura 32 – Comparação entre o modelo convencional em relação ao reduzido. | 76 |
| Figura 33 – Modelo de ordem reduzida de um motor trifásico convencional | 78 |
| Figura 34 – Modelo de ordem reduzida de um motor sem mancal | 79 |
| Figura 35 – Modelo de ordem reduzida sem excentricidade | 80 |
| Figura 36 – Influência da excentricidade na força radial | 81 |
| Figura 37 – Visão geral do controle do motor sem mancal, do ROM, e inversores de frequência. | 83 |
| Figura 38 – Visão simplificada do controle do motor sem mancal. | 84 |
| Figura 39 – Explorando o bloco do controle | 85 |
| Figura 40 – Bloco de controle de torque. | 87 |
| Figura 41 – Malha interna de controle de torque para as correntes D e Q | 87 |
| Figura 42 – Bloco de controle da suspensão. | 88 |
| Figura 43 – Circuito interno de controle de suspensão. | 89 |
| Figura 44 – Modelo Elétrico e Mecânico | 90 |
| Figura 45 – Ligação paralela do motor DPNV sem mancal | 91 |
| Figura 46 – Soma necessária para obter correntes para rotação e suspensão. | 91 |
| Figura 47 – Desenho em corte de um motor sem mancal | 93 |
| Figura 48 – Modelo mecânico de PMSM sem mancais. | 94 |
| Figura 49 – Modelo mecânico de translação | 95 |
| Figura 50 – Exemplo da equação do desbalanceamento, com indicação da massa desbalanceada. | 96 |
| Figura 51 – Gráfico utilizado para determinar a excentricidade máxima de acordo com a rotação do rotor | 98 |
| Figura 52 – Guia para grau de qualidade de balanceamento para rotores com comportamento rígido | 99 |
| Figura 53 – Perfil de Rotação do motor sem mancal | 100 |

| | |
|---|-----|
| Figura 54 – Torque eletromagnético | 101 |
| Figura 55 – Corrente DQ | 102 |
| Figura 56 – Fluxo Concatenado | 102 |
| Figura 57 – Distribuição das correntes nos enrolamentos. As fases U, V e W são apresentadas em pares, organizadas sequencialmente de cima para baixo. | 103 |
| Figura 58 – Posição no eixo Y, X e rotação. | 103 |
| Figura 59 – Posição no eixo Y, X e rotação com grau de qualidade de balanceamento 1,0. | 104 |
| Figura 60 – Perfil de rotação de zero a 3.000 rpm. | 107 |
| Figura 61 – Foco na rotação próxima de 3.000 rpm. | 108 |
| Figura 62 – Deslocamento do eixo na direção horizontal no modelo SIMULINK ao longo do tempo. | 108 |
| Figura 63 – Deslocamento do eixo na direção vertical no modelo SIMULINK ao longo do tempo. | 109 |
| Figura 64 – Forma de onda de tempo de torque seguindo o perfil de rotação da Figura 60. | 109 |
| Figura 65 – Forma de onda no tempo da corrente de torque obtida através do SIMULINK. | 110 |
| Figura 66 – Forma de onda no tempo da corrente de torque obtida através do SIMULINK em um espaço de tempo menor. | 111 |
| Figura 67 – Forma de onda no tempo da corrente de suspensão obtida através do SIMULINK. | 111 |
| Figura 68 – Forma de onda no tempo da corrente de suspensão obtida através do SIMULINK em um espaço de tempo menor. | 112 |
| Figura 69 – Gráfico gerado da tabela de pesquisa no MATLAB | 113 |
| Figura 70 – Modelo em SIMULINK | 114 |
| Figura 71 – Hardware-in-the-loop OP4610XG. | 116 |
| Figura 72 – Resultado do controle de posição para 1.000 rpm | 117 |
| Figura 73 – Resultado do controle de posição para 2.750 rpm | 118 |
| Figura 74 – Resultado do controle de posição para 3.000 rpm | 119 |
| Figura 75 – Resultado do controle de posição durante um evento transitório, variando da condição estática até 3.000 rpm | 120 |
| Figura 76 – Explicação do funcionamento do controle ADRC | 123 |
| Figura 77 – Realimentação dupla em tempo discreto. | 126 |
| Figura 78 – Implementação na malha interna do controlador ADRC | 128 |
| Figura 79 – Resultado do controle de posição para 1.000 rpm com ADRC | 129 |
| Figura 80 – Resultado do controle de posição para 2.750 rpm com ADRC | 130 |
| Figura 81 – Resultado do controle de posição para 3.000 rpm com ADRC | 130 |
| Figura 82 – Resultado do controle de posição durante um evento transitório, variando da condição estática até 3.000 rpm com ADRC | 131 |
| Figura 83 – Comparação órbita entre os dois métodos de controle em 2.750 rpm | 131 |
| Figura 84 – Comparação órbita entre os dois métodos de controle em 3.000 rpm | 131 |

| | |
|--|-----|
| Figura 85 – Etapas para realizar o projeto de motores sem mancais | 135 |
| Figura 86 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 158 |
| Figura 87 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 158 |
| Figura 88 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 159 |
| Figura 89 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 159 |
| Figura 90 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 160 |
| Figura 91 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 160 |
| Figura 92 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 161 |
| Figura 93 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 161 |
| Figura 94 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 162 |
| Figura 95 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 162 |
| Figura 96 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 163 |
| Figura 97 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 163 |
| Figura 98 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 164 |
| Figura 99 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 164 |
| Figura 100 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 165 |
| Figura 101 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 165 |
| Figura 102 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 166 |
| Figura 103 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 166 |
| Figura 104 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 167 |

| | |
|--|-----|
| Figura 105 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 167 |
| Figura 106 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 168 |
| Figura 107 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 168 |
| Figura 108 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 169 |
| Figura 109 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 169 |
| Figura 110 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 170 |
| Figura 111 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 170 |
| Figura 112 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 171 |
| Figura 113 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 171 |
| Figura 114 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 172 |
| Figura 115 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 172 |
| Figura 116 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 173 |
| Figura 117 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 173 |
| Figura 118 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 174 |
| Figura 119 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor. | 174 |
| Figura 120 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor. | 175 |
| Figura 121 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor. | 175 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 1 – Principais instituições acadêmicas com maior número de publicações sobre motores sem mancais | 34 |
| Tabela 2 – Comparativo entre motores sem mancais de ímãs permanentes. | 42 |
| Tabela 3 – Comparaçao entre POD e Interpolação Paramétrica. | 77 |
| Tabela 4 – Comparaçao do deslocamento em diversas rotações entre o controle original e ADRC. | 128 |
| Tabela 5 – Deslocamento do eixo em micrômetros e melhoria observada no desempenho do sistema para a condição de operação a 3.000 rpm. | 133 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|-------|--|
| A/D | Analógico para Digital |
| ABNT | Associação Brasileira de Normas Técnicas |
| ADRC | Controle por Rejeição Ativa de Perturbações |
| BM | <i>Bearing motors</i> |
| BPMSM | <i>Bearing permanent magnetic synchronous motors</i> |
| BU | Biblioteca Universitária |
| CC | Corrente contínua |
| CE | Círculo equivalente |
| DPNV | <i>Dual Purpose Non-Voltage</i> |
| DSP | Processador Digital de Sinais |
| ESO | Estimador de Perturbação Estendido |
| FEM | <i>Finite Element Analysis</i> |
| FPGA | <i>Field Programmable Gate Array</i> |
| FMM | Força magnetomotriz |
| FOC | Controle de orientação de campo |
| HIL | <i>Hardware-in-the-loop</i> |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> |
| IFRN | Instituto Federal do Rio Grande do Norte |
| IN | Instrução Normativa |
| IPM | Motor de ímã permanente interior |
| LC | Indutor-Capacitor (filtros) |
| MEF | Método dos elementos finitos |
| MIP | Método de Interpolação Paramétrica |
| MSIP | Motor síncrono de ímã permanente |
| MSM | Motor sem mancal |
| NBR | Normas Técnicas Brasileiras |
| PI | Controlador proporcional e integral |
| PID | Controlador proporcional, integral e derivativo |
| PM | <i>Permanent magnetic</i> |
| POD | Decomposição Ortogonal Apropriada |

| | |
|-------|---|
| PWM | Modulação por largura de pulso |
| ROM | <i>Reduced order model</i> |
| ROMs | Modelos de Ordem Reduzida (plural) |
| SPMSM | <i>Surface Permanent Magnet Synchronous Motor</i> |
| SVPWM | Modulação por Vetor Espacial de Largura de Pulso |
| UDESC | Universidade do Estado de Santa Catarina |
| UFRN | Universidade Federal do Rio Grande do Norte |
| UFFLU | Universidade Federal Fluminense |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|--------------------|--|
| A_g | Área do fluxo magnético [m ²] |
| B | Fluxo magnético [Wb] |
| B_g | Densidade do fluxo magnético no entreferro [T] |
| CA | Corrente alternada [A] |
| CC | Corrente contínua [A] |
| D | Corrente direta [A] |
| e | Excentricidade [-] |
| F | Força [N] |
| F_L | Força de Lorentz [N] |
| F_M | Força de Maxwell [N] |
| H | Campo magnético [A/m] |
| i | Corrente que circula no condutor do rotor [A] |
| i_d | Corrente no eixo direto [A] |
| i_q | Corrente no eixo em quadratura [A] |
| \vec{i}_a | Corrente na fase A [A] |
| \vec{i}_b | Corrente na fase B [A] |
| \vec{i}_u | Corrente combinada [A] |
| \vec{i}'_u | Corrente diferencial combinada [A] |
| L_d | Indutância no eixo direto [H] |
| L_q | Indutância no eixo em quadratura [H] |
| l | Comprimento ativo do condutor no rotor [m] |
| m | Massa [kg] |
| λ | Fluxo concatenado [Wb] |
| λ_1 | Parâmetro de fluxo ou controle [Wb] |
| λ_2 | Parâmetro de fluxo ou controle [Wb] |
| μ_0 | Permeabilidade magnética do ar [H/m] |
| p | Número de pares de polos da máquina [-] |
| P_{Joule} | Potência dissipada por efeito Joule [W] |
| Q | Corrente quadratura [A] |
| r | Raio efetivo do rotor [m] |

| | |
|----------------------|--|
| ϕ | Posição angular [rad] |
| θ | Ângulo do rotor [rad] |
| ψ_d | Fluxo de entreferro no eixo direto [Wb] |
| ψ_q | Fluxo de entreferro no eixo em quadratura [Wb] |
| ψ_m | Fluxo do ímã permanente [Wb] |
| T_e | Torque eletromagnético [Nm] |
| T_{const} | Torque de perdas mecânicas constantes [Nm] |
| T_{Joule} | Torque equivalente às perdas elétricas [Nm] |
| T_{mec} | Torque equivalente às perdas mecânicas [Nm] |
| $T_{\text{útil}}$ | Torque útil disponível no eixo [Nm] |
| T_L | Torque da carga [Nm] |
| U | Desbalanceamento [-] |
| X | Componente de força no eixo X [N] |
| Y | Componente de força no eixo Y [N] |
| ω | Velocidade angular [rad/s] |
| $\frac{d\omega}{dt}$ | Derivada da velocidade angular [rad/s ²] |
| \hat{n} | Vetor normal à superfície [-] |
| \int_S | Integral sobre a superfície [-] |
| $^{\circ}\text{C}$ | Graus Celsius [$^{\circ}\text{C}$] |

SUMÁRIO

| | | |
|------------------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 22 |
| 1.1 | FUNDAMENTAÇÃO E RELEVÂNCIA DO TEMA | 23 |
| 1.2 | RAZÕES PARA O ESTUDO E METAS PROPOSTAS | 24 |
| 1.3 | CONTRIBUIÇÕES CIENTÍFICAS | 26 |
| 1.3.1 | Publicações | 26 |
| 2 | PRINCÍPIOS E TECNOLOGIAS DA LEVITAÇÃO MAGNÉTICA . . | 27 |
| 2.1 | FUNCIONAMENTO, TIPOS E APLICAÇÕES DE MANCAIS ATIVOS E PASSIVOS | 27 |
| 2.2 | TECNOLOGIA DE MOTORES COM SUSPENSÃO MAGNÉTICA INTEGRADA | 30 |
| 2.2.1 | Topologias, Configurações e Aplicações dos Motores Sem Mancais | 32 |
| 2.2.2 | Casos de Uso e Benefícios em Diferentes Setores Industriais | 33 |
| 2.2.3 | Inovações Registradas Relacionadas a Motores sem Mancais | 33 |
| 2.2.4 | Produção Científica Relevante sobre Motores sem Mancais | 34 |
| 2.2.4.1 | <i>Análise Crítica de Estudos Focados em Estratégias de Controle</i> | 34 |
| 3 | MOTOR DE ÍMÃS SEM MANCAL | 37 |
| 3.1 | MOTORES COM ÍMÃS PERMANENTES | 37 |
| 3.1.1 | Topologia de motores síncronos de ímãs permanentes | 39 |
| 3.2 | AVALIAÇÃO DOS MOTORES SEM MANCAIS EXISTENTES | 42 |
| 3.3 | PROJETO DO MOTOR PROPOSTO | 42 |
| 3.3.1 | Cálculos Eletromagnéticos | 43 |
| 3.3.1.1 | <i>Distribuição da Densidade de Fluxo Magnético</i> | 43 |
| 3.3.1.2 | <i>Relações entre Torque, Corrente e Tensão</i> | 44 |
| 3.3.1.2.1 | <i>Análise das Oscilações de Torque</i> | 48 |
| 3.3.2 | Estrutura do Rotor | 50 |
| 3.3.3 | Estrutura do Estator | 53 |
| 3.3.4 | Interações de Forças Magnéticas | 55 |
| 3.3.5 | Configurações de Enrolamento | 58 |
| 3.3.5.1 | <i>Enrolamento Separado</i> | 59 |
| 3.3.5.2 | <i>Enrolamento Combinado ou Único</i> | 62 |
| 3.3.5.2.1 | <i>Vantagens do Enrolamento Combinado</i> | 65 |
| 3.3.5.2.2 | <i>Limitações e Cuidados</i> | 66 |
| 3.3.5.3 | <i>Determinação das Forças Radiais no Motor Proposto</i> | 66 |
| 3.3.5.3.1 | <i>Modelagem das Forças Radiais</i> | 67 |

| | | |
|--------------|--|------------|
| 4 | FUNDAMENTOS E APLICAÇÕES DE MODELOS DE ORDEM REDUZIDA | 71 |
| 4.1 | PANORAMA GERAL DA METODOLOGIA E OBJETIVOS | 71 |
| 4.2 | REVISÃO DE LITERATURA: APLICAÇÕES DE ROM EM MOTORES SEM MANCAIS | 73 |
| 4.2.1 | Análise Comparativa entre Técnicas de Redução de Ordem | 74 |
| 4.2.1.1 | <i>Resumo Crítico das Diferenças Metodológicas</i> | 77 |
| 4.3 | OBTENÇÃO DO MODELO DE CIRCUITO EQUIVALENTE (CE) | 77 |
| 4.3.1 | Modelagem por Elementos Finitos: Abordagem Convencional | 78 |
| 4.4 | ARQUITETURA DE MODELAGEM PROPOSTA PARA O MOTOR SEM MANCAL | 79 |
| 4.4.1 | Cenário Base: Rotor Centralizado | 80 |
| 4.4.2 | Cenário Avançado: Rotor com Excentricidade | 81 |
| 5 | SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA NO AMBIENTE SIMPLORER | 83 |
| 5.1 | CONTROLES | 84 |
| 5.1.1 | Alinhamento Vetorial e Estratégias de Controle Baseadas em Campo | 84 |
| 5.1.2 | Controle de Torque | 86 |
| 5.1.3 | Controle de Suspensão | 87 |
| 5.1.3.1 | <i>Círculo de corrente de suspensão interna</i> | 88 |
| 5.2 | MODELO ELÉTRICO E MECÂNICO | 89 |
| 5.2.1 | Modelo Elétrico | 89 |
| 5.2.1.1 | <i>Modelo de circuito equivalente</i> | 90 |
| 5.2.2 | Modelo Mecânico | 92 |
| 5.2.2.1 | <i>Detalhamento do Modelo Mecânico</i> | 94 |
| 5.2.2.1.1 | Análise dos Efeitos de Desbalanceamento e Estratégias de Compensação | 95 |
| 5.3 | AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL E VALIDAÇÃO DOS MODELOS E CONTROLES | 100 |
| 6 | INTEGRAÇÃO DE SISTEMAS PARA VALIDAÇÃO EM TEMPO REAL | 105 |
| 6.1 | MIGRAÇÃO DE MODELOS E COMPATIBILIZAÇÃO DE AMBIENTES DE SIMULAÇÃO DO SIMPLORER PARA MATLAB SIMULINK | 106 |
| 6.2 | PREPARAÇÃO DO MODELO PARA EXECUÇÃO EM TEMPO REAL | 112 |
| 6.2.1 | Mudança do Método de Interpolação das tabelas de pesquisa | 114 |
| 6.3 | DESCRÍÇÃO DA PLATAFORMA HIL E COMPONENTES UTILIZADOS | 115 |
| 6.4 | ANÁLISE DOS TESTES EM AMBIENTE HIL | 117 |
| 6.4.1 | Comportamento Estável sob Condições de Operação Constantes | 118 |
| 6.4.2 | Resposta do Sistema a Variações Rápidas e Perturbações | 119 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 7 | DESENVOLVIMENTO E AVALIAÇÃO DE ESTRATÉGIAS AVANÇADAS DE CONTROLE | 121 |
| 7.1 | REFERÊNCIA DE DESEMPENHOS COM CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL | 122 |
| 7.2 | ESTRATÉGIA ROBUSTA PARA MITIGAÇÃO DE PERTURBAÇÕES E INCERTEZAS | 122 |
| 7.2.1 | Implementação com Observadores e Controladores Não Lineares | 124 |
| 7.2.2 | Versão Linearizada para Aplicações com Menor Complexidade Computacional | 124 |
| 7.2.2.1 | <i>Realimentação Dupla em tempo discreto</i> | 125 |
| 7.2.3 | Arquitetura, Parâmetros e Integração com o Sistema | 127 |
| 7.3 | COMPARAÇÃO DE DESEMPENHOS ENTRE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE | 128 |
| 8 | SÍNTESE DOS RESULTADOS E CONSIDERAÇÕES FINAIS | 132 |
| 8.1 | ETAPAS E REQUISITOS PARA REPRODUZIR A SIMULAÇÃO E OS EXPERIMENTOS | 133 |
| 8.2 | SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS E EXPANSÃO DA PESQUISA | 135 |
| 8.2.1 | Melhorias Encontradas no Estudo | 135 |
| 8.2.2 | Sugestões para Trabalhos Futuros | 136 |
| | REFERÊNCIAS | 137 |
| | ANEXOS | 157 |

1 INTRODUÇÃO

Desde sua concepção, a disseminação das máquinas elétricas tem representado um fenômeno transformador, redefinindo profundamente tanto a geração de energia quanto as aplicações motorizadas em diversos setores industriais. Essa crescente relevância resulta da convergência de múltiplos avanços — especialmente nas áreas de ciência dos materiais, eletrônica de potência e sistemas de controle — que, em sinergia, possibilitaram o desenvolvimento de máquinas elétricas com desempenho superior, maior eficiência energética e capacidades operacionais ampliadas (El-Refaie, 2019). Impulsionando essa tendência está o compromisso internacional cada vez mais firme de reduzir as emissões nocivas e mitigar os impactos das mudanças climáticas — um desafio que exige uma transição profunda para fontes de energia renováveis e uma utilização mais eficiente da eletricidade (Gieras, 2008). Como as máquinas elétricas consomem uma parte significativa da eletricidade total gerada em todo o mundo, melhorias em sua eficiência podem ter um impacto notável na conservação de energia e na sustentabilidade ambiental (Gieras, 2008). Além disso, os avanços tecnológicos contínuos estão levando à introdução de máquinas elétricas inovadoras com maior densidade de potência, tamanhos reduzidos e melhor desempenho dinâmico — como, por exemplo, o motor sem escova (MSM) — tornando-as cada vez mais atraentes para uma ampla gama de aplicações, desde veículos elétricos e sistemas de energia renovável até automação industrial e aeroespacial.

À medida que o mundo enfrenta os desafios urgentes das mudanças climáticas e da degradação ambiental, o papel das máquinas elétricas na promoção da sustentabilidade e da eficiência energética torna-se cada vez mais estratégico e indispensável (Gieras, 2008). Os sistemas de energia renovável, por exemplo a energia eólica, dependem fortemente de geradores elétricos para converter energia mecânica em eletricidade, enquanto os motores elétricos são essenciais para acionar uma ampla gama de aplicações industriais e de transporte.

A crescente adoção de veículos elétricos é um exemplo notável de como as máquinas elétricas estão revolucionando o setor de transportes, oferecendo uma alternativa mais limpa e eficiente aos veículos tradicionais com motores de combustão interna. Ademais, os avanços nas tecnologias de controle e acionamento de motores estão permitindo um controle mais preciso e otimizado das máquinas elétricas, resultando em maior eficiência energética e redução do desperdício — fato que possibilita o controle da levitação do rotor.

Os avanços na gestão térmica de máquinas elétricas têm possibilitado uma maior densidade de potência e vida útil (Wang et al., 2022a). Esses progressos desempenham um papel fundamental na redução do consumo de energia e nas emissões de gases de efeito estufa em diversos setores, contribuindo para um futuro mais sustentável e ecologicamente correto.

A crescente prevalência de máquinas elétricas está intrinsecamente ligada à necessidade de eficiência energética e sustentabilidade em vários setores (Zhukovskiy et al., 2017). Os sistemas de motores desempenham um papel cada vez mais relevante em edifícios, na agricultura, em sistemas de infraestrutura e no setor de transportes (Almeida et al., 2019).

1.1 FUNDAMENTAÇÃO E RELEVÂNCIA DO TEMA

Levitação é um processo pelo qual um objeto é suspenso no ar sem qualquer suporte físico, utilizando forças que contrabalançam a gravidade. A fascinação pela superação da gravidade tem estimulado a inovação científica e tecnológica ao longo da história, culminando no desenvolvimento de sistemas avançados de levitação magnética em máquinas elétricas (Dalwadi; Deb; Muyeen, 2021). Embora intrinsecamente ligados, esses conceitos operam sob princípios distintos, principalmente no que diz respeito à sua interação com a gravidade. A levitação magnética aproveita campos magnéticos para gerar uma força repulsiva suficiente para neutralizar a atração gravitacional, mantendo assim o objeto suspenso (Yonezu et al., 2018).

Em contraste, o controle de posição abrange um escopo mais amplo, não estando restrito a contrapor a gravidade; em vez disso, engloba cenários em que o controle de posição é exercido radialmente, como em sistemas de rotores orientados verticalmente. Os primórdios da levitação magnética podem ser rastreados até o século XIX, com a descoberta da indução eletromagnética por Michael Faraday em 1831 (Geerlings, 1998). Essa descoberta inovadora revelou que um campo magnético variável pode induzir uma corrente elétrica em um condutor, estabelecendo as bases para a posterior utilização de forças magnéticas em aplicações de engenharia (Butler, 2007).

O conceito de usar forças magnéticas para suspender partes móveis de máquinas ganhou força no século XX, motivado pelo objetivo de minimizar o atrito, o desgaste e, por fim, aumentar a eficiência operacional. Os mancais de rolamento mecânicos tradicionais estão sujeitos a desgaste devido ao atrito, exigindo manutenção preventiva regular. A substituição desses mancais por forças magnéticas oferece uma solução promissora para reduzir o atrito e prolongar a vida útil do equipamento (Rubio et al., 2023).

Hermann Kemper, um físico alemão, é amplamente reconhecido por suas contribuições pioneiras para a tecnologia de levitação magnética. A patente de Kemper, registrada em 1934 para um sistema de transporte baseado em levitação magnética, resultou no desenvolvimento de trens maglev décadas depois. O desenvolvimento desses trens ganhou força nas décadas de 1960 e 1970, com esforços notáveis surgindo no Japão e na Alemanha. A Japan National Railways iniciou pesquisas sobre trens maglev em 1962, culminando com a criação do primeiro protótipo em 1972. Simultaneamente, o Instituto de Tecnologia de Karlsruhe, na Alemanha, também obteve avanços significativos nessa área. O uso de eletroímãs de corrente contínua controlados para suportar grandes pesos foi demonstrado por Kemper em 1932 (Sinha; Jayawant, 1979).

A tecnologia de levitação magnética encontrou aplicações generalizadas em vários setores, incluindo motores elétricos, geradores, sistemas de monitoramento de radar, travas centrais de portas de carros e dispositivos de reboque de objetos metálicos (Han; Kim, 2016). A levitação magnética também pode ser considerada uma solução para as futuras necessidades de engenharia do mundo (Yaghoubi, 2013). Esses sistemas podem ser categorizados em três tipos principais: sistemas eletromagnéticos suspensos, sistemas eletrodinâmicos suspensos e sistemas de levitação

condutora (Jayawant, 1981).

Os eletroímãs funcionam com base no princípio de que uma corrente elétrica circulando por um enrolamento condutor gera um campo magnético, conforme descrito pela lei de Ampère. Em contraste, os ímãs permanentes produzem seu campo magnético a partir das propriedades intrínsecas de materiais magnetizados de forma permanente, independentemente da presença de corrente elétrica (Mayer; Meins, 1984).

Os motores lineares síncronos de ímã permanente plano demonstraram desempenho superior em relação às tecnologias convencionais de portas lineares automáticas, oferecendo vantagens como alta velocidade, curso longo e capacidade para suportar cargas elevadas (Huang; Zhang; Liao, 2014). Diversas metodologias e princípios físicos fundamentam a levitação magnética, permitindo sua aplicação em uma ampla gama de sistemas e tecnologias. Essa versatilidade viabiliza sua adaptação a diferentes contextos, desde transporte de alta velocidade até dispositivos industriais e médicos (Hull, 2016).

1.2 RAZÕES PARA O ESTUDO E METAS PROPOSTAS

A crescente demanda por soluções industriais mais eficientes e sustentáveis tem impulsionado o desenvolvimento de novas abordagens em sistemas de acionamento. Nesse contexto, este trabalho propõe uma metodologia baseada em simulação, na qual o motor é dimensionado com base na potência requerida. Propõe-se, ainda, uma abordagem para o cálculo das forças de levitação, com o intuito de gerar um modelo de ordem reduzida. A partir desse modelo, é desenvolvido um sistema de controle, posteriormente validado em uma plataforma de simulação *hardware-in-the-loop* (HIL). Essa abordagem reduz — ou até elimina — a necessidade de fabricação de protótipos físicos, acelerando o ciclo de desenvolvimento e aumentando sua precisão.

O conceito de mancal magnético ganhou considerável aceitação no meio acadêmico e industrial, evidenciado pela presença de múltiplos fabricantes de mancais magnéticos e uma grande quantidade de artigos, dissertações e teses sobre o assunto (Mota et al., 2021). Em contraste, o conceito do MSM, apesar de oferecer uma série de benefícios discutidos em seções subsequentes, carece de uma solução comercialmente disponível para aplicações práticas (Rubio et al., 2023). Apesar de um crescente corpo de publicações focadas em motores sem mancal, sua adoção pela indústria permanece limitada. Esse cenário motiva a superação do distanciamento entre os avanços teóricos e sua aplicação prática, contribuindo para acelerar a transição do interesse acadêmico para soluções com viabilidade industrial (Jayawant, 1981).

Para reduzir a lacuna existente entre os requisitos de projeto e a implementação prática, propõe-se uma metodologia baseada em simulação que viabiliza o dimensionamento do motor conforme os requisitos de potência. Essa abordagem contempla o desenvolvimento de um método para o cálculo das forças de levitação, com o objetivo de gerar um modelo de ordem reduzida. Esse modelo, por sua vez, subsidia o projeto de um sistema de controle, posteriormente validado

por meio de simulações em uma plataforma hardware-in-the-loop. A proposta visa minimizar a necessidade de protótipos físicos, acelerando o ciclo de desenvolvimento sem comprometer a precisão dos resultados.

A simulação *hardware-in-the-loop* oferece um ambiente de teste virtual que replica o comportamento de um sistema do mundo real, permitindo testes abrangentes de algoritmos de controle e desempenho do sistema sob diversas condições de operação. Essa abordagem permite a identificação e mitigação precoces de possíveis falhas de projeto, reduzindo o risco de redesenhos onerosos e atrasos no processo de desenvolvimento.

A estratégia de maximização de torque, considerando os limites de corrente e tensão, é essencial para otimizar o desempenho e a eficiência do motor (Donazzolo, 2018). A aplicação de técnicas como torque máximo por ampere, torque máximo por volt e enfraquecimento de campo permite explorar diferentes regiões de operação do motor de forma eficiente. Além disso, a integração de métodos avançados de controle, como controle adaptativo e preditivo, contribui para aumentar a robustez e a capacidade de adaptação do sistema MSM frente a variações operacionais e perturbações externas (Podmiljsak et al., 2024).

Ao incorporar esses elementos, a metodologia baseada em simulação oferece uma abordagem abrangente e prática para o avanço do desenvolvimento e comercialização da tecnologia de motores sem mancal. O desenvolvimento de modelos matemáticos de sistemas de acionamento é usado para comparar o desempenho dinâmico de sistemas (Awadallah et al., 2017). Metodologias de projeto e validação baseadas em simulação são comumente usadas para motores síncronos de ímãs permanentes, que estão ganhando popularidade em aplicações industriais devido a características como alta relação potência-peso e facilidade de manutenção (Wang et al., 2021).

A metodologia baseada em simulação proposta apresenta perspectivas promissoras para acelerar a transição da tecnologia de motores sem mancal da pesquisa acadêmica para aplicações industriais. O uso da tecnologia de simulação se mostra conveniente para a análise da cinemática de sistemas de máquinas virtuais, simplificando o design de produtos e validando a correção teórica (Zhao et al., 2014). As ferramentas de simulação aprimoram os aspectos de design, desenvolvimento e operação de sistemas robóticos (Camargo et al., 2021).

Ao fornecer um meio econômico e eficiente de prototipagem e testes, essa abordagem pode reduzir o tempo e os custos de desenvolvimento, tornando a tecnologia mais acessível a uma gama mais ampla de indústrias e aplicações. Além disso, a capacidade de otimizar o design do motor e as estratégias de controle por meio da simulação pode levar a melhorias no desempenho, eficiência e confiabilidade, reforçando ainda mais a atratividade da tecnologia de motores sem mancal para a adoção industrial (Tang; Zhuang, 2018).

Motores síncronos de ímãs permanentes são amplamente reconhecidos por sua alta eficiência e desempenho estável em diversas aplicações (Xu; Jia, 2019). A plataforma de simulação foi inicialmente desenvolvida no software SIMPLORER e, posteriormente, recriada no MATLAB/Simulink, que também oferece recursos avançados para o projeto, simulação e análise de sistemas dinâmicos.

1.3 CONTRIBUIÇÕES CIENTÍFICAS

As principais contribuições desta tese de doutorado são:

- Metodologia para criação de um modelo de ordem reduzida para motor sem mancal;
- Desenvolvimento de um método de simulação para motores sem mancais, integrando cálculo elétrico, avaliação da força de posição e controle, com alta fidelidade e precisão;
- Utilização de parâmetros reais — e não fixos — para avaliação do motor sem mancal, considerando os efeitos de harmônicos e saturação;
- Criação do ROM de um motor sem mancal por meio do método da interpolação paramétrica (MIP) (fato inédito);
- Criação do ROM capaz de capturar a dinâmica do rotor com enrolamento compartilhado (fato inédito);
- Avaliação do controle do motor sem mancal em ambiente *hardware-in-the-loop* (fato inédito);
- Proposição de uma abordagem de controle ótimo baseada na rejeição de distúrbios, aplicada à regulação da posição radial do rotor.

1.3.1 Publicações

Publicações previstas para 2025:

1. *Proposal for acceleration levels for antifriction bearings* — IEEE SDEMPED 2025 (ago.). O estudo propõe limites de aceleração de vibração para aprovação de máquinas elétricas, com base em testes de 100 motores utilizando o WEGscan 100.
2. *The Importance of Adequate Mechanical Support of Stator End-windings* — 1º Colóquio Internacional (out.). Apresenta casos reais de falhas em cabeça de bobina durante transientes, destacando a importância de ensaios experimentais complementares à modelagem FEM.

Publicações realizadas:

1. *Reduced Order Model for Bearingless PMSM Motor in Hardware-in-the-Loop* — Energies, maio/2025. Apresenta um ROM baseado em FEM para motores sem mancais, integrando projeto elétrico, controle e eletrônica de potência em um único modelo. (<https://www.mdpi.com/1996-1073/18/11/2835>)
2. *Reduced Order Model for Bearingless PM Motor* — EEMODS 24, set./2024. Destaca a aplicação de ROMs para reduzir o custo computacional em simulações dinâmicas de motores sem mancais.

2 PRINCÍPIOS E TECNOLOGIAS DA LEVITAÇÃO MAGNÉTICA

2.1 FUNCIONAMENTO, TIPOS E APLICAÇÕES DE MANCAIS ATIVOS E PASSIVOS

Pode-se dizer que os mancais magnéticos são os precursores dos motores sem mancais. Diferentemente dos mancais convencionais, de rolamento ou deslizamento, o rotor do mancal magnético não tem contato com os suportes de sustentação por causa do fenômeno da levitação. A Figura 1 representa, de forma simplificada, o funcionamento do mancal magnético.

Pelo fato de não haver contato metal com metal, não há desgaste entre os componentes, tampouco atrito durante a operação. Tal fato torna esse tipo de mancal atrativo para operação em rotações elevadas, sendo uma opção viável para máquinas de alta velocidade.

Na Figura 1, a corrente i excita uma espira enrolada em série. Supondo-se que o número de espiras no enrolamento seja N , é produzida uma força magnetomotriz (FMM) Ni . Devido à alta permeabilidade dos materiais ferromagnéticos, o fluxo magnético segue o caminho indicado, cruzando o entreferro duas vezes. Embora apenas um caminho de fluxo seja ilustrado, o fluxo é, na realidade, distribuído ao longo do entreferro. A densidade máxima de fluxo nesse entreferro determina a capacidade de força do eletroímã. Uma alta densidade de fluxo resulta em maior força magnética; no entanto, essa densidade é limitada a valores entre 1,7 e 2 T no aço silício convencional. É importante destacar que a redução do comprimento do entreferro contribui para a diminuição da corrente e das perdas associadas.

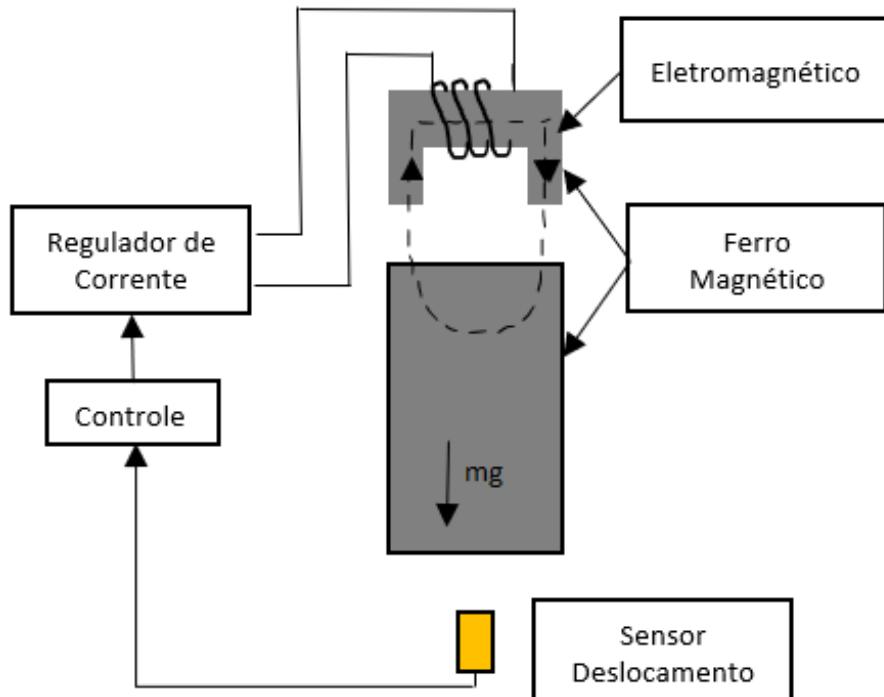


Figura 1 – Funcionamento do mancal magnético com 1 grau de liberdade.
Fonte: Produção do autor.

Os mancais magnéticos representam uma tecnologia avançada com diversas aplicações, oferecendo suporte sem contato para máquinas rotativas e outros componentes móveis (Evans; Superfine, 2011). Esses dispositivos utilizam campos magnéticos para levitar e controlar a posição de elementos móveis, eliminando o atrito e o desgaste típicos dos mancais convencionais (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996). Os mancais magnéticos ativos têm ganhado destaque por sua capacidade de suporte sem contato, sendo ideais para aplicações que exigem alta precisão e confiabilidade (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996). Sua estrutura é semelhante à dos motores de corrente alternada (CA), permitindo a integração das forças de rotação e levitação em um único estator, como ocorre nos motores sem mancais. Essa inovação elimina um dos mancais radiais, proporcionando maior flexibilidade no projeto da máquina (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996).

O projeto e a implementação de mancais magnéticos envolvem uma interação complexa entre princípios eletromagnéticos, sistemas de controle e engenharia mecânica. Entre as vantagens estão o movimento sem atrito, o baixo consumo de energia e o ruído reduzido, características que os tornam especialmente atrativos para sistemas de transporte maglev (Huang; Jing, 2021; Dalwadi; Deb; Muyeen, 2021). Contudo, a análise precisa e as complexidades de fabricação, especialmente em projetos como máquinas de fluxo axial, podem representar desafios, frequentemente exigindo modelos tridimensionais sofisticados para representar os caminhos de fluxo magnético (Hajnrych; Jakubowski; Szczypior, 2020). Em algumas aplicações, molas magnéticas — alternativas sem contato às molas mecânicas — têm demonstrado densidades de energia até 50 vezes maiores que as molas convencionais no regime de gigaciclos, resultando em menor peso total (Yonezu et al., 2018).

Diversos fabricantes se especializam no desenvolvimento e produção de mancais magnéticos, atendendo a uma ampla gama de aplicações industriais e de pesquisa. Os materiais magnéticos são amplamente utilizados em tecnologias modernas, apresentando propriedades químicas e físicas que dependem diretamente de sua composição estrutural (Cavalcante et al., 2024).

As configurações construtivas dos mancais magnéticos podem ser classificadas em três categorias principais: ativos, passivos e híbridos, conforme ilustrado na Figura 2. Os mancais magnéticos ativos utilizam eletroímãs controlados eletronicamente para gerar a força de sustentação, permitindo controle preciso da posição do rotor e compensação de forças externas e desequilíbrios dinâmicos. Com os avanços tecnológicos, os materiais magnéticos macios têm ganhado destaque nessas aplicações devido à sua capacidade de alterar rapidamente a polarização magnética sob campos relativamente fracos, o que contribui para maior eficiência na conversão e transformação de energia.

Materiais magnéticos macios são assim denominados por apresentarem baixa coercividade e alta permeabilidade magnética, o que permite que sejam facilmente magnetizados e desmagnetizados. Essas propriedades os tornam ideais para aplicações que exigem resposta rápida e alta eficiência, como núcleos de transformadores, motores elétricos e, especialmente, mancais magnéticos ativos, onde a minimização de perdas por histerese é essencial. Além disso,

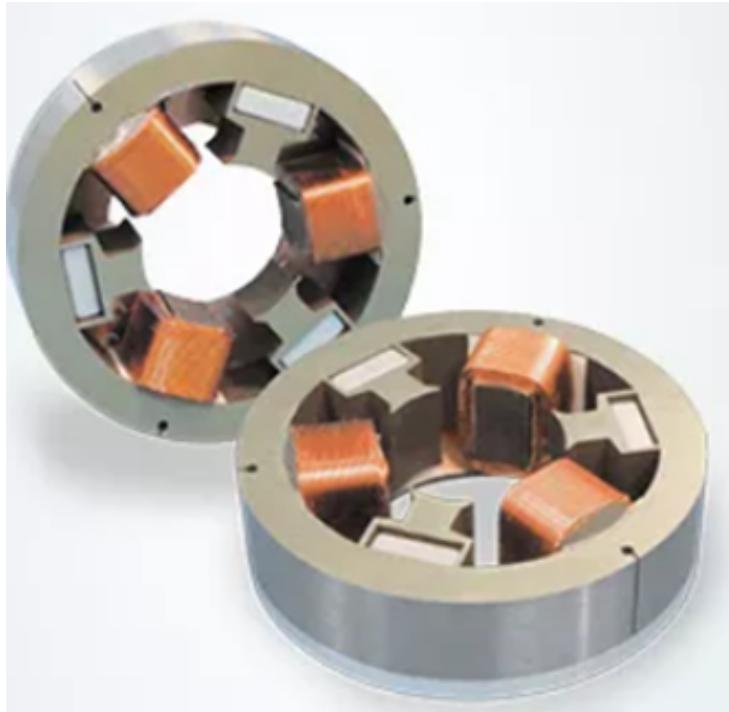


Figura 2 – Mancal magnético

Fonte: disponível em:

<https://www.keba.com/en/industrial-automation/products/magnetic-bearing/overview>. Acesso em: 6 abr. 2022.

os compósitos magnéticos macios apresentam características isotrópicas e baixas perdas por correntes parasitas, viabilizando dispositivos eletromagnéticos de fluxo tridimensional, como máquinas de fluxo transversal e radial com pontas de dente estendidas na direção axial (Liu et al., 2016).

Os mancais magnéticos passivos, por sua vez, utilizam ímãs permanentes para gerar a força de suporte (Sgobba, 2011). Essa abordagem dispensa controle eletrônico e alimentação externa, tornando-os mais simples e econômicos. No entanto, oferecem menor flexibilidade no controle de posição e podem não ser adequados para aplicações que exigem alta rigidez ou amortecimento. Já os mancais magnéticos híbridos combinam as vantagens dos tipos ativo e passivo, permitindo controle preciso aliado a um suporte passivo, o que resulta em sistemas mais eficientes e confiáveis. São especialmente úteis em aplicações de alta velocidade, onde ajudam a mitigar vibrações induzidas por rolamentos.

Como se trata de uma área de pesquisa ativa, espera-se que os mancais magnéticos continuem evoluindo em desempenho, custo-benefício e confiabilidade, ampliando seu uso em diversas aplicações. Materiais magnéticos macios, como ligas metálicas, apresentam excelentes propriedades magnéticas, mas baixa resistividade, o que acarreta perdas por correntes parasitas em altas frequências. Já os materiais ferromagnéticos amorfos, obtidos por têmpora rápida, oferecem alta permeabilidade, baixa coercividade, baixas perdas e elevada resistência mecânica, sendo ideais para aplicações de alta frequência (Codescu et al., 2019).

Além da aplicação radial, os mancais magnéticos também são utilizados para suportar

esforços axiais, podendo ser ativos ou passivos. Os modelos passivos, por sua simplicidade e menor custo, são frequentemente preferidos em determinadas aplicações (Severson et al., 2013).

2.2 TECNOLOGIA DE MOTORES COM SUSPENSÃO MAGNÉTICA INTEGRADA

O MSM integra, em uma única estrutura, o motor elétrico e o mancal magnético, proporcionando os benefícios da levitação magnética e eliminando o contato mecânico. Isso resulta na ausência de desgaste por atrito e na dispensa de fluidos lubrificantes. Além disso, ao eliminar a necessidade de mancais magnéticos externos, reduz-se o comprimento do eixo, o que, por sua vez, eleva a frequência crítica do rotor. Esse aumento é vantajoso para operações em altas rotações, pois favorece um comportamento mais rígido do rotor. No entanto, caso seja necessário operar acima da frequência crítica, podem surgir desafios, como o aumento das forças reativas nos mancais durante a passagem da rotação crítica e alterações na fase do desbalanceamento (Chiba; Fukao; Rahman, 2005). Outro benefício é a redução de massa e componentes, de acordo com a Figura 3. Comparado com a conhecida forma construtiva para motores elétricos com mancais magnéticos, a vantagem notória do MSM é a compactação (Sun; Su; Sun, 2019).

O conceito de motor sem mancais teve origem em 1973, quando P. K. Hermann introduziu uma topologia pioneira de mancal ativo radial que integrava duas bobinas dentro de um estator para gerar simultaneamente torque e força radial. Essa inovação lançou as bases para futuros avanços no projeto de motores (Hermann, 1974). Foi somente 15 anos depois que R. Bosch propôs o termo “motor sem mancais”, que desde então se tornou a nomenclatura padrão para essa tecnologia (Bosch, 1988).

Os motores sem mancais são caracterizados pela presença de dois conjuntos distintos de enrolamentos dentro do estator, com um conjunto dedicado à geração de torque e o outro responsável por gerar levitação, que é alcançada por meio de forças radiais (Raggl et al., 2009). A evolução dos motores sem mancais engloba um amplo espectro de integrações com diversos componentes, exemplificado por sua combinação com mancais de deslizamento em

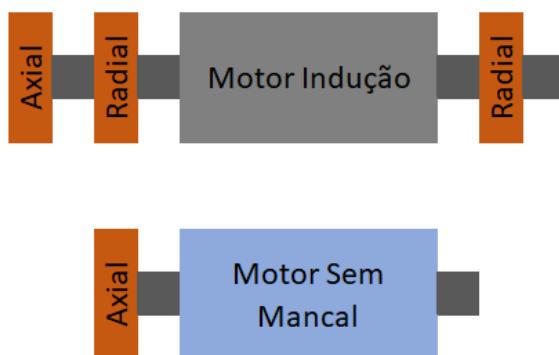


Figura 3 – Comparaçāo do motor sem mancal com o motor de indução convencional com mancais magnéticos.

Fonte: Produção do autor.

um compressor, permitindo a acomodação de cargas radiais substanciais (Huang; Guo; Jing, 2021). No entanto, esse tipo de máquina não é adequado para aplicações que envolvem cargas radiais constantes e muito elevadas na ponta de eixo, como ocorre em sistemas com polia e correia. Aplicações com polia e correia ainda não foram suficientemente estudadas no contexto de motores sem mancais, o que limita sua viabilidade prática e confiabilidade nessas condições. A pesquisa e o desenvolvimento contínuos no campo dos motores sem mancais apresentam oportunidades significativas na ciência dos materiais, eletrônica de potência, tecnologia da computação e processamento de sinais digitais, prometendo aprimoramentos adicionais e maior aplicabilidade (Nonaka; Makino; Ohto, 2017).

A ausência de escovas e anéis deslizantes nessas máquinas oferece uma alternativa promissora para sistemas híbridos, reduzindo a manutenção e aumentando a confiabilidade (Tong et al., 2017). Essencialmente, a principal distinção de um motor sem mancais reside em sua configuração de enrolamento duplo dentro do estator, facilitando o controle independente de torque e levitação (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996).

A evolução dos motores sem mancais configura-se como um processo complexo, caracterizado pela crescente integração com distintos componentes e subsistemas. Tal desenvolvimento evidencia a complexidade inerente à consolidação dessa tecnologia em aplicações práticas, exigindo abordagens interdisciplinares (Li et al., 2021).

A semelhança entre os mancais magnéticos e os motores CA permite o uso de teorias de controle combinadas para fornecer forças de rotação e levitação com um único estator (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996). Este projeto elimina um dos mancais magnéticos radiais e aumenta a flexibilidade no projeto da máquina (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996).

A tecnologia de estatores tem evoluído significativamente, com destaque para o estator hairpin (ver Figura 4), que vem se consolidando como uma alternativa às tradicionais bobinas enroladas. Essa solução permite a redução das dimensões para uma mesma potência e melhora as taxas de produção (Loffredo et al., 2020). Paralelamente, métodos de resfriamento líquido têm sido explorados para o gerenciamento térmico em máquinas de ímã permanente de baixa potência e baixa tensão. O resfriamento direto dos enrolamentos tem demonstrado avanços expressivos na dissipação de calor, especialmente em cenários onde as perdas por efeito Joule no estator são predominantes (Lindh et al., 2017).

Apesar das vantagens dos mancais magnéticos — como operação sem atrito e desgaste, alta precisão e longa vida útil — sua integração com motores elétricos ainda enfrenta desafios técnicos e econômicos. Os motores sem mancais surgem como alternativa eficiente, eliminando os problemas associados aos rolamentos mecânicos (Hua et al., 2021).

Em linhas gerais, a principal característica do MSM é a capacidade do estator bobinado gerar torque e forças radiais.



Figura 4 – Exemplo de estator com enrolamento Hairpin
Fonte: <https://www.honest-hls.com/hairpin-motor-automatic-production-line>.

2.2.1 Topologias, Configurações e Aplicações dos Motores Sem Mancais

Desde o advento do motor sem mancais, uma variedade de topologias foram desenvolvidas, englobando designs de relutância, indução e ímã permanente, juntamente com configurações não convencionais, como motores sem ranhuras, tipo Lorentz, polos consequentes e motores CC sem escovas, demonstrando a versatilidade em atender aos requisitos específicos de cada aplicação (Sun et al., 2012). A implementação dos princípios de levitação varia entre as diferentes topologias de motor, dependendo das demandas da aplicação (Hua et al., 2021).

Além das topologias convencionais, o motor sem mancais do tipo fatia, ver Figura 5, encontra aplicações específicas que vão desde bombas para movimentação de fluidos — como água e ar — até aplicações altamente sofisticadas, como corações artificiais utilizados na circulação sanguínea humana (Sun et al., 2012; Barletta; Schöb, 1996). Esse tipo de motor também apresenta uma variedade de configurações construtivas, incluindo versões com e sem ranhuras (Yokoyama; Hiroya; Chibá, 2018; Peralta; Araujo; Perriard, 2018). Adicionalmente, o motor homopolar de corrente alternada destaca-se por suas vantagens em sistemas de armazenamento de energia por volante de inércia (Sugimoto; Tanaka; Chibá, 2015; Severson et al., 2012).

Os esforços contínuos de pesquisa e desenvolvimento na tecnologia de motores sem mancais estão focados em enfrentar os desafios relacionados ao custo, complexidade e projeto do sistema de controle, com o objetivo final de expandir sua adoção em diversos setores e aplicações (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996). Os motores de ímãs permanente interno oferecem a vantagem do controle independente de rotação e levitação (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996).

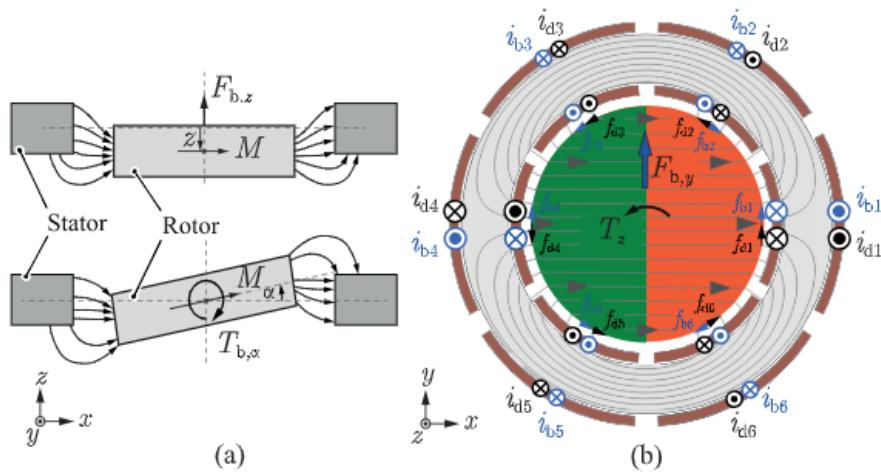


Figura 5 – Exemplo um o motor sem mancal do tipo fatia. No item (a) é gerada uma força passiva de sustentação, e no item (b) é gerado o torque e a força de posição radial
Fonte: (Schuck et al., 2019)

2.2.2 Casos de Uso e Benefícios em Diferentes Setores Industriais

Como mencionado anteriormente, embora existam poucas aplicações comerciais consolidadas para motores sem mancais, o campo de aplicação para motores de alta rotação é bastante amplo. Estudos já foram realizados visando o uso de motores de indução sem mancais em aeronaves comerciais e militares (Henzel et al., 2015). Grande parte das pesquisas concentra-se no desenvolvimento de motores genéricos com potencial para aplicações diversas, geralmente operando em faixas de até 30.000 rpm e com potência em torno de 100 kW (Sahoo, 2018). Outras aplicações incluem bombas e compressores, como por exemplo bombas de calor utilizadas em sistemas de aquecimento de edifícios comerciais e industriais (Kepsu et al., 2021).

2.2.3 Inovações Registradas Relacionadas a Motores sem Mancais

Determinar o número exato de patentes relacionadas a motores sem mancal pode ser desafiador devido ao vasto e continuamente crescente número de patentes nesse campo. No entanto, existem centenas de patentes globalmente, cobrindo vários aspectos da tecnologia de motores sem mancal, incluindo levitação magnética, estabilidade do rotor e projetos de motores integrados.

Em uma pesquisa realizada em 2020, foi possível identificar um total de 145 patentes desde 2001, sendo 63% ainda ativas. O foco das patentes é equilibrado em dois campos principais: 46% em métodos de controle, 54% em aspectos do motor. A maioria das patentes estão registradas na China, que também é o principal país de prioridade. Nenhuma patente registrada no Brasil.

Os principais detentores de patentes na área são oito universidades e institutos de pesquisa — sendo sete da China e um do Japão — além de duas empresas japonesas: Ebara e Meidensha. No que diz respeito aos aspectos construtivos dos motores, destacam-se a Jiangsu University, a Henan University of Science and Technology e a Fuzhou University (todas chinesas), que

concentram o maior número de registros. A maioria das patentes refere-se a motores de ímãs permanentes, seguidos por motores de relutância comutada e motores de indução.

Quanto aos métodos de controle, as instituições com maior número de patentes são a Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, o Huaiyin Institute of Technology (ambas da China) e a Tokyo University of Science (Japão). Mais da metade dessas patentes está focada em métodos de controle vetorial — abordagem que também constitui o foco desta tese.

2.2.4 Produção Científica Relevante sobre Motores sem Mancais

A produção científica sobre motores sem mancais tem apresentado crescimento expressivo nas últimas décadas, refletindo o avanço tecnológico e o interesse acadêmico na área. Desde o ano 2000, mais de 649 artigos técnicos foram publicados apenas no IEEE, com destaque para o período entre 2010 e 2018. A China lidera em número de publicações, seguida por Japão, Alemanha e outros países com forte tradição em engenharia elétrica e mecatrônica.

A Tabela 1 apresenta um panorama das instituições com maior número de artigos publicados sobre motores sem mancais, evidenciando o protagonismo de universidades como Jiangsu University e Tokyo Institute of Technology, que têm contribuído significativamente para o desenvolvimento de novas topologias, estratégias de controle e aplicações industriais.

Tabela 1 – Principais instituições acadêmicas com maior número de publicações sobre motores sem mancais

| Instituição | Artigos |
|--|---------|
| Jiangsu University | 109 |
| Institute of Science Tokyo | 84 |
| Tokyo University of Science | 75 |
| Johannes Kepler University | 47 |
| Nanjing University of Aeronautics and Astronautics | 43 |

Fonte: Produção do autor.

Seis universidades do Brasil publicaram 13 artigos, sendo 70% sobre métodos de controle e 30% sobre aspectos do motor. Alguns dos artigos são em colaboração entre elas e com parceiros estrangeiros, como o Institute of Science Tokyo (parceiro da UFFLU, em artigos sobre métodos de controle). A UFRN é a universidade com o maior número de artigos, a maioria relacionada a métodos de controle, seguida pelo IFRN e UFFLU.

2.2.4.1 Análise Crítica de Estudos Focados em Estratégias de Controle

Os avanços nas técnicas de controle para motores síncronos de ímãs permanentes têm relevância direta para o controle de motores sem mancais devido à similaridade em suas estruturas eletromagnéticas (Li; Yu; Chen, 2013) (Okada; Miyamoto; Ohishi, 1996). Estratégias de controle clássicas, abordagens de controle modernas e técnicas de controle inteligente têm sido exploradas para apresentar os desafios colocados por esses motores (Li; Yu; Chen, 2013). Controladores

proporcionais-integrais de múltiplas malhas, que encadeiam os circuitos de corrente, velocidade e posição, têm sido comumente empregados em sistemas de servo com malha fechada. Os ganhos de realimentação são ajustados por meio de tentativa e erro e análise no domínio da frequência (Lan; Zheng; Wang, 2020). No entanto, tais métodos de controle linear podem não ser ideais para a dinâmica multivariável e não linear dos motores sem mancais, especialmente quando se deseja alto desempenho.

Métodos de controle de ponta, como controle preditivo de modelo ou reguladores lineares quadráticos, exigem um modelo preciso do acionamento para seu projeto (Book et al., 2021). O desempenho dos esquemas de controle para motores síncronos de ímãs permanentes muitas vezes é limitado por defeitos de processo e imperfeições nos acionadores dos motores (Xia; Zhang; Li, 2020). A incorporação de observadores de perturbação e estratégias de compensação pode mitigar o impacto de incertezas e perturbações externas, melhorando a robustez e a precisão do sistema de controle. Além disso, os esquemas de controle adaptativo podem ajustar dinamicamente os parâmetros do controlador em resposta a condições operacionais variáveis ou variações paramétricas do sistema, garantindo um desempenho ideal apesar das incertezas (Yu et al., 2018).

O controle vetorial, também conhecido como controle de campo orientado, é uma técnica amplamente adotada para o controle de alto desempenho de motores síncronos de ímãs permanentes, oferecendo controle independente de torque e fluxo (Tobari et al., 2011). No contexto de motores sem rolamentos, o controle vetorial pode ser estendido para controlar independentemente o torque e as forças radiais, desacoplando os respectivos componentes de corrente (Deng; Zhu; Zhou, 2006). No entanto, as mudanças nos parâmetros do sistema e nas condições de carga podem prejudicar o desempenho dos controladores PI convencionais (Chen; Yu; Chen, 2020).

As estratégias de controle de força de suspensão direta emergiram como uma abordagem alternativa, regulando diretamente as forças de suspensão usando modulação por largura de pulso de vetor espacial (Zhang et al., 2012). Esse método oferece resposta dinâmica aprimorada e capacidades de rejeição de perturbações em comparação com esquemas de controle indireto. A eficácia do controle de torque é evidente na forma de onda de corrente suave e na estabilidade da corrente de realimentação observada, enquanto a aplicação do controle PID permite que a força radial restrinja o movimento do rotor próximo à posição central, alcançando suspensão e operação estáveis (Lv et al., 2011).

O controle de torque direto apresenta uma alternativa atraente ao controle vetorial, oferecendo uma estrutura de controle mais simples, maior velocidade de resposta e maior robustez contra variações de parâmetros do motor (Zhu et al., 2010). Ao manipular diretamente os vetores de tensão do estator, o controle de torque direto regula tanto o torque eletromagnético quanto o enlace de fluxo do estator, alcançando um controle de torque preciso e rápido. Para motores sem mancais, o controle de torque direto pode ser estendido para controlar simultaneamente o torque e as forças radiais, incorporando tabelas de comutação adequadas ou técnicas de modulação por vetores espaciais (Liu et al., 2010).

A implementação do controle preditivo de modelo para motores sem mancais apresenta

uma abordagem abrangente para otimizar o desempenho, prevendo o comportamento futuro do sistema e tomando decisões de controle com base nessas previsões. Controladores preditivos são usados para calcular o vetor de tensão-alvo e é aplicada a modulação por vetor espacial (Liu et al., 2010). O uso de técnicas de controle inteligente, como lógica fuzzy (ver Figura 6) e redes neurais, oferece soluções de controle adaptativas e robustas para motores sem rolamentos, particularmente na presença de incertezas ou não linearidades significativas. Os sistemas de inferência neuro-fuzzy adaptativa aproveitam os pontos fortes da lógica fuzzy e das redes neurais para alcançar o controle desacoplado do fluxo do estator e do torque, oferecendo bom desempenho em regime permanente e dinâmico, redução da distorção da corrente de fase e resposta rápida do torque (Kumsuwan; Premrudeepreechacharn; Toliyat, 2008).



Figura 6 – Método de controle Fuzzy

Fonte: Produção do autor.

Técnicas avançadas de estimação, como filtragem de Kalman e observadores de modo deslizante, desempenham um papel crucial no controle de motores sem mancais, fornecendo estimativas precisas da posição do rotor, velocidade e distúrbios de torque. As estratégias de controle sem sensores, que eliminam a necessidade de sensores mecânicos, oferecem várias vantagens, incluindo custo, tamanho e complexidade reduzidos, bem como maior confiabilidade. Essas técnicas se baseiam em algoritmos sofisticados para estimar a posição e a velocidade do rotor com base nas tensões e correntes terminais do motor. A estimativa da posição do rotor depende da estratégia de controle implementada, como controle de campo orientado ou controle de torque direto (Brando; Dannier; Spina, 2021). A integração de técnicas de estimação com estratégias de controle avançadas permite o controle sem sensores de alto desempenho de motores sem rolamentos, expandindo sua aplicabilidade em várias aplicações industriais (Liu et al., 2010).

3 MOTOR DE ÍMÃS SEM MANCAL

3.1 MOTORES COM ÍMÃS PERMANENTES

O projeto de um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) requer uma avaliação meticolosa de diversos fatores-chave para garantir desempenho e eficiência ideais (Upadhyay; Rajagopal; Singh, 2003). Esses fatores envolvem a determinação precisa da densidade de fluxo nas lâminas do rotor e do estator, levando em conta os complexos trajetos percorridos pelas linhas de fluxo magnético (Shen et al., 2017).

Além disso, o processo de projeto exige uma análise detalhada da produção de torque, das características da tensão induzida, do comportamento da corrente e dos fenômenos de fluxo concatenado — todos cruciais para alcançar um projeto eficiente, conforme os critérios específicos de aplicação (Sain; Banerjee; Biswas, 2020).

A utilização de ímãs de neodímio-ferro-boro contribuiu para o aumento da popularidade dos motores síncronos de ímã permanente de interior em diversas aplicações industriais (Ahmadi et al., 2021). O desempenho desses motores, como densidade de potência e eficiência, está diretamente relacionado à seleção de parâmetros elétricos e mecânicos, incluindo:

- Combinações ranhura/polo;
- Técnicas de distribuição de enrolamentos;
- Grau de saturação magnética;
- Geometria das ranhuras do estator;
- Formato e dimensões dos ímãs.

A busca por máquinas de alto desempenho impulsionou avanços significativos em materiais eletromagnéticos, técnicas de projeto assistido por computador, metodologias de controle e tecnologias de acionamento, consolidando os MSIPs como uma solução atrativa em diversas áreas (Morimoto, 2007).

Esses motores são projetados para operar em uma ampla faixa de velocidades com potência constante (El-Refaie; Jahns, 2005), destacando-se pela capacidade de gerar campo magnético no rotor sem necessidade de corrente adicional, o que os torna altamente eficientes (Honda; Takeda, 2007).

A otimização do projeto e a seleção adequada de materiais são fundamentais para maximizar a eficiência desses motores. Com o crescimento da demanda por energia, os motores síncronos de ímãs permanentes têm se mostrado confiáveis em aplicações como turbinas eólicas (Gavali; Kumbhar; Birajadar, 2021), além de substituírem motores assíncronos em diversas aplicações industriais e domésticas, devido à sua maior eficiência e densidade de torque (Morimoto, 2007).

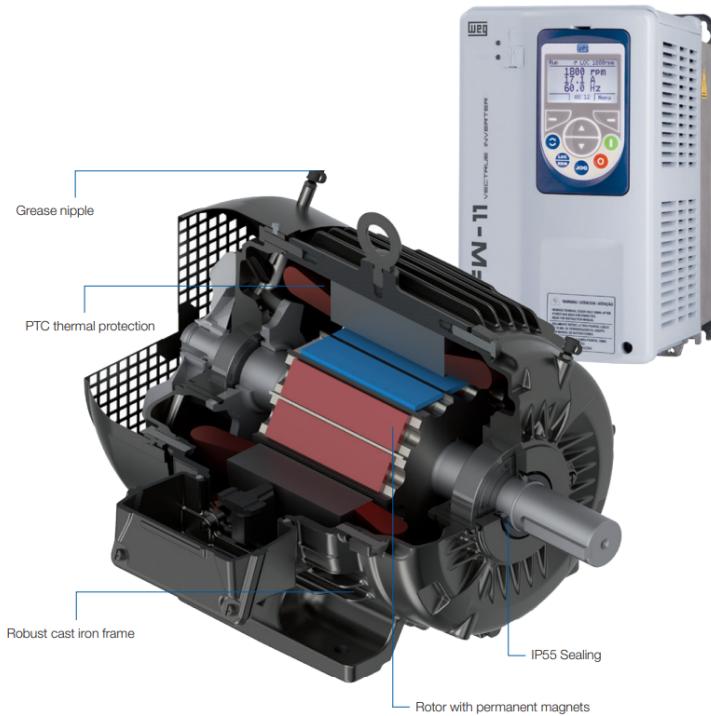


Figura 7 – Motor de ímãs permanentes W22 magnet ultra premium

Fonte: Catálogo acessado em 11/05/2025. Link:

<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hd8/h31/WEG-W22-magnet-drive-system-permanent-magnet-motors-50085095-brochure-english-web.pdf>

Além disso, os MSIPs apresentam eficiência superior aos motores assíncronos de corrente alternada em diversas condições operacionais, oferecendo benefícios substanciais de economia de energia, especialmente em sistemas de tração, onde superam os equivalentes assíncronos tanto na tração quanto na frenagem elétrica (Jian-pu et al., 2022). Na Figura 8, fica clara a diferença entre massa e volume de um motor de indução e ímãs, além do fato que o motor de ímãs é mais eficiente em relação ao de indução.

Os MSIPs oferecem maior eficiência e densidade de torque em comparação com os motores industriais existentes. Eles são particularmente adequados para aplicações em eletrodomésticos, onde a ausência de corrente adicional necessária para produzir potência magnética no rotor se traduz em economias de energia significativas (Honda; Takeda, 2007). Na Figura 7, é possível observar a parte interna do motor W22 de ímãs permanentes da linha Magnet Ultra Premium, fabricado pela WEG. A principal diferença em relação a outros tipos de motores, como os de indução, está no rotor, que utiliza ímãs permanentes em vez de uma gaiola de barras condutoras (geralmente de cobre ou alumínio). Ao lado do motor, na mesma Figura, encontra-se um inversor de frequência modelo CFW-11, destacando a necessidade de um sistema de acionamento eletrônico para o seu funcionamento adequado.

A adoção de topologias com estator único e rotor duplo permite maximizar a densidade de torque enquanto minimiza as perdas no estator. No entanto, essas configurações impõem desafios significativos de dissipação térmica, devido à posição central do estator no interior



Figura 8 – Comparação entre um motor de indução e ímãs

Fonte: Adaptação para o português do catálogo acessado em 11/05/2025. Link: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hd8/h31/WEG-W22-magnet-drive-system-permanent-magnet-motors-50085095-brochure-english-web.pdf>

do motor (Jenkins et al., 2023). Em MSIP de montagem superficial, as perdas controláveis, incluindo perdas de cobre e ferro, são considerações cruciais (Hu et al., 2020). Os acionamentos de MSIP estão ganhando popularidade, substituindo os acionamentos de motores de corrente contínua e de indução em aplicações industriais como laminadores, eletrodomésticos, sistemas de transporte, robótica e automação industrial, veículos elétricos híbridos, etc. (Munagala; Pilla; Karlapudy, 2020).

3.1.1 Topologia de motores síncronos de ímãs permanentes

A seguir, são apresentadas diferentes topologias de motores de ímãs permanentes. Diversas configurações são possíveis para motores com ímãs, e novas topologias continuam a surgir com o avanço da tecnologia. A Figura 9 ilustra seis dessas topologias, descritas a seguir:

- Máquina de ímã de superfície com ímãs em arco colados no diâmetro externo do rotor. Nesta configuração, os ímãs permanentes são colados diretamente na superfície externa do rotor, acompanhando o contorno curvo do seu diâmetro. O formato em arco dos ímãs permite um melhor acoplamento com a geometria cilíndrica do rotor, proporcionando uma distribuição mais uniforme do fluxo magnético no entreferro. Essa topologia favorece o desempenho eletromagnético da máquina e reduz perdas, sendo amplamente utilizada em aplicações que exigem alta eficiência e elevada densidade de potência.
- Máquina de ímã de superfície com ímãs “pão de forma”. Nesta topologia, os ímãs permanentes são fixados em áreas planas da superfície externa do rotor. A face dos ímãs

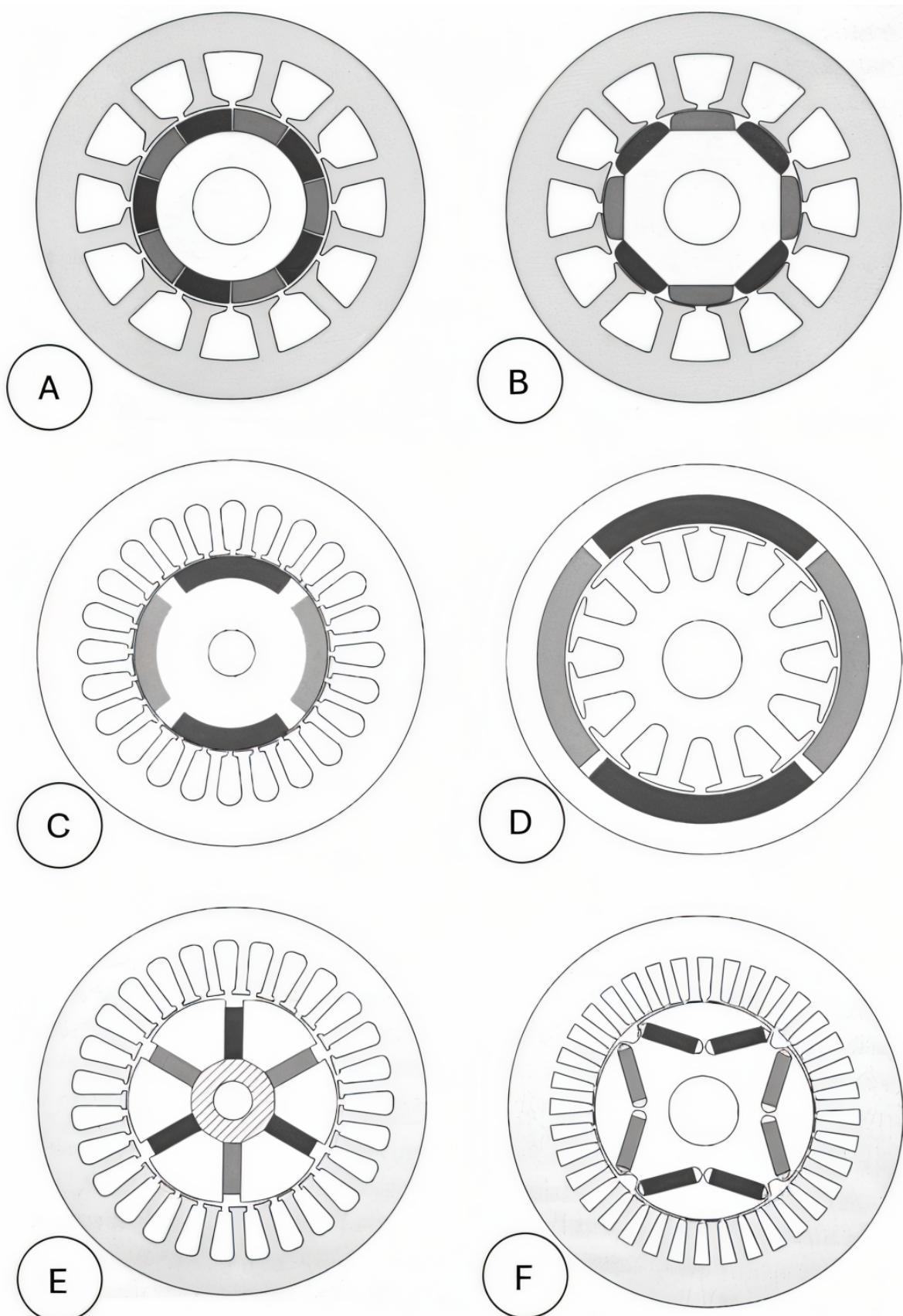


Figura 9 – Topologias de motores de ímãs permanentes
Fonte: (Hendershot; Miller, 2010).

voltada para o entreferro possui um perfil arredondado, semelhante ao formato de um “pão de forma”, o que contribui para uma distribuição do campo magnético e melhora o desempenho eletromagnético. Os ímãs são colados diretamente sobre o rotor, sem a necessidade de inserções ou cavidades, o que simplifica a construção. No entanto, essa configuração exige cuidados adicionais com a fixação mecânica, especialmente em aplicações de alta rotação.

- C. Ímãs embutidos. Nesta configuração, os ímãs permanentes são inseridos em cavidades internas do rotor, especialmente projetadas para esse fim. Essa topologia oferece maior proteção contra desmagnetização, especialmente em condições severas de operação, como altas temperaturas ou sobrecorrentes. Além disso, permite o uso eficiente da técnica de enfraquecimento de campo (*flux weakening*), ampliando significativamente a faixa de operação em altas velocidades. A presença de saliências no rotor também contribui para a geração de torque de relutância, aumentando a densidade de torque da máquina.
- D. Motor de rotor externo. Essa construção apresenta o rotor na parte externa da máquina, enquanto o estator permanece fixo em seu interior. É uma configuração comum em aplicações como ventiladores, discos rígidos e sistemas de controle de movimento. O design com rotor externo permite uma estrutura mais compacta, facilita a integração com componentes rotativos e pode oferecer melhor dissipação térmica. Sua versatilidade torna essa topologia adequada para uma ampla gama de aplicações que exigem precisão e eficiência.
- E. Rotor de ímã interior do tipo raio. Essa configuração estrutural foi desenvolvida com o objetivo de aumentar a densidade de fluxo magnético no entreferro, utilizando o princípio de concentração de fluxo. Os ímãs permanentes são dispostos radialmente dentro do rotor, formando um padrão semelhante a raios, o que direciona e intensifica o campo magnético na região ativa da máquina. Essa abordagem resulta em maior eficiência magnética e foi historicamente aplicada em geradores de aeronaves, onde desempenho e compactade são essenciais.
- F. Essa topologia apresenta uma grande diversidade de formatos e tamanhos, sendo amplamente utilizada em aplicações que exigem eficiência energética e controle preciso. Essa tecnologia é empregada em equipamentos tão variados quanto máquinas de lavar, compressores de ar-condicionado e sistemas de tração de veículos híbridos. Sua versatilidade se deve à combinação de torque elevado, boa resposta dinâmica e capacidade de operar em uma ampla faixa de velocidades, especialmente com o uso de técnicas de enfraquecimento de fluxo.

Tabela 2 – Comparativo entre motores sem mancais de ímãs permanentes.

| Referências | A | B | C | D | E | F | G | H | Projeto |
|-------------------------|------|------|-----|------|-----|-----|-------|-----|---------|
| Øexterno Rotor (mm) | 65 | 39 | 33 | 24,5 | | 29 | 200 | | 73 |
| Comprimento Pacote (mm) | 80 | 45 | 40 | 50 | | 75 | 100 | | 65 |
| Entreferro (mm) | 2 | 0,5 | 1 | 0,5 | 1 | 1 | | | 1 |
| Øexterno Estator (mm) | 120 | 135 | 70 | 47,5 | 75 | 52 | | | 135 |
| Potência (W) | 2.5k | 10k | | 926 | 1k | | 25,5k | 50k | 2k |
| Corrente Posição (A) | | 25 | | 2,47 | | | | | 2,5 |
| Força Lateral (N) | 8,7 | 280 | | 128 | | 470 | | | 85 |
| Rotação (rpm) | 10k | 100k | 60k | 4k | 60k | | 30k | 25k | 3k |

Fonte: Produção do autor.

3.2 AVALIAÇÃO DOS MOTORES SEM MANCAIS EXISTENTES

O motor proposto nesta pesquisa possui quatro polos com ímãs colados no diâmetro externo do rotor e um estator com 12 ranhuras. A geometria do motor sem mancais foi selecionada utilizando o software RMxprt, com base em um levantamento de motores de ímãs permanentes sem mancais já existentes. Para essa seleção, foram consideradas oito características principais, conforme listadas na Tabela 2. Vale destacar que algumas das referências utilizadas não apresentam todas as características comparadas. A última coluna da tabela corresponde ao projeto atual do motor de ímãs permanentes sem mancais desenvolvido neste trabalho. A representação gráfica do rotor e do estator pode ser visualizada na Figura 10.

As referências da tabela 2 são as seguintes:

- A. (Shen et al., 2022)
- B. (Maximilian Weigelt et al.,)
- C. (Dietz; Binder, 2019)
- D. (Chiba, 2017)
- E. (Dietz; Binder, 2021)
- F. (Sun; Su; Sun, 2019)
- G. (Khamitov; Severson, 2021)
- H. (Ahmed; Severson, 2021)

3.3 PROJETO DO MOTOR PROPOSTO

Nesta seção, são apresentados os cálculos elétricos do motor de ímãs permanentes selecionado. Os resultados mostrados nas Figuras 10 até 14 foram obtidos considerando um motor trifásico com mancais. A Figura 10 apresenta a seção transversal do motor em corte. Como

mencionado anteriormente, o estator é composto por 12 ranhuras, enquanto o rotor possui quatro polos magnéticos.

3.3.1 Cálculos Eletromagnéticos

O projeto de um MSIP exige uma avaliação minuciosa da densidade de fluxo nas lâminas do rotor e do estator, considerando os caminhos percorridos pelas linhas de fluxo magnético. Além disso, é necessário analisar o torque (ver Figura 11), o fluxo concatenado (ver Figura 12), a corrente (ver Figura 13) e a tensão induzida (ver Figura 14), a fim de desenvolver um projeto eficiente que atenda aos requisitos estabelecidos.

Para motores de alta velocidade, é comum utilizar aço silício como material do rotor, dada sua capacidade de suportar os esforços mecânicos.

3.3.1.1 Distribuição da Densidade de Fluxo Magnético

A análise da densidade de fluxo magnético é essencial para avaliar a indução eletromagnética nas lâminas do rotor e do estator, sendo um fator determinante para a eficiência do motor (Tong et al., 2017). No projeto eletromagnético, é fundamental garantir que os níveis de fluxo permaneçam abaixo dos limites de saturação magnética, pois a saturação pode provocar perdas adicionais, vibrações, ruído, aquecimento excessivo e, em casos extremos, danos aos componentes da máquina. Embora a indução magnética nas chapas seja um parâmetro crítico, outros fatores também devem ser considerados, como a distribuição do fluxo ao longo do núcleo, as perdas por correntes parasitas e por histerese, o comportamento térmico associado às perdas magnéticas, além das interações eletromecânicas e das propriedades dos materiais utilizados. Esses elementos influenciam diretamente o desempenho, a confiabilidade e a durabilidade do motor.

Em motores de alto desempenho, o fluxo magnético pode atingir valores significativos, geralmente na faixa de 1 a 1,5 Tesla. Esses níveis são suficientes para garantir elevada eficiência e densidade de torque — características desejáveis em aplicações como veículos elétricos, compressores e outros sistemas que exigem motores compactos e potentes.

No caso do motor proposto, desconsiderando o fluxo gerado para controle de posição, foi obtido um valor de pico de 1,87 Tesla, conforme ilustrado na Figura 10. É importante observar que esse valor pode ser influenciado por singularidades geométricas, como a ponta de um dente, além das propriedades da malha utilizada na simulação.

A densidade de fluxo magnético, também conhecida como indução magnética, representa a quantidade de fluxo por unidade de área perpendicular ao campo. Esse parâmetro está diretamente relacionado à produção de torque: quanto maior a densidade de fluxo, maior tende a ser o torque gerado.

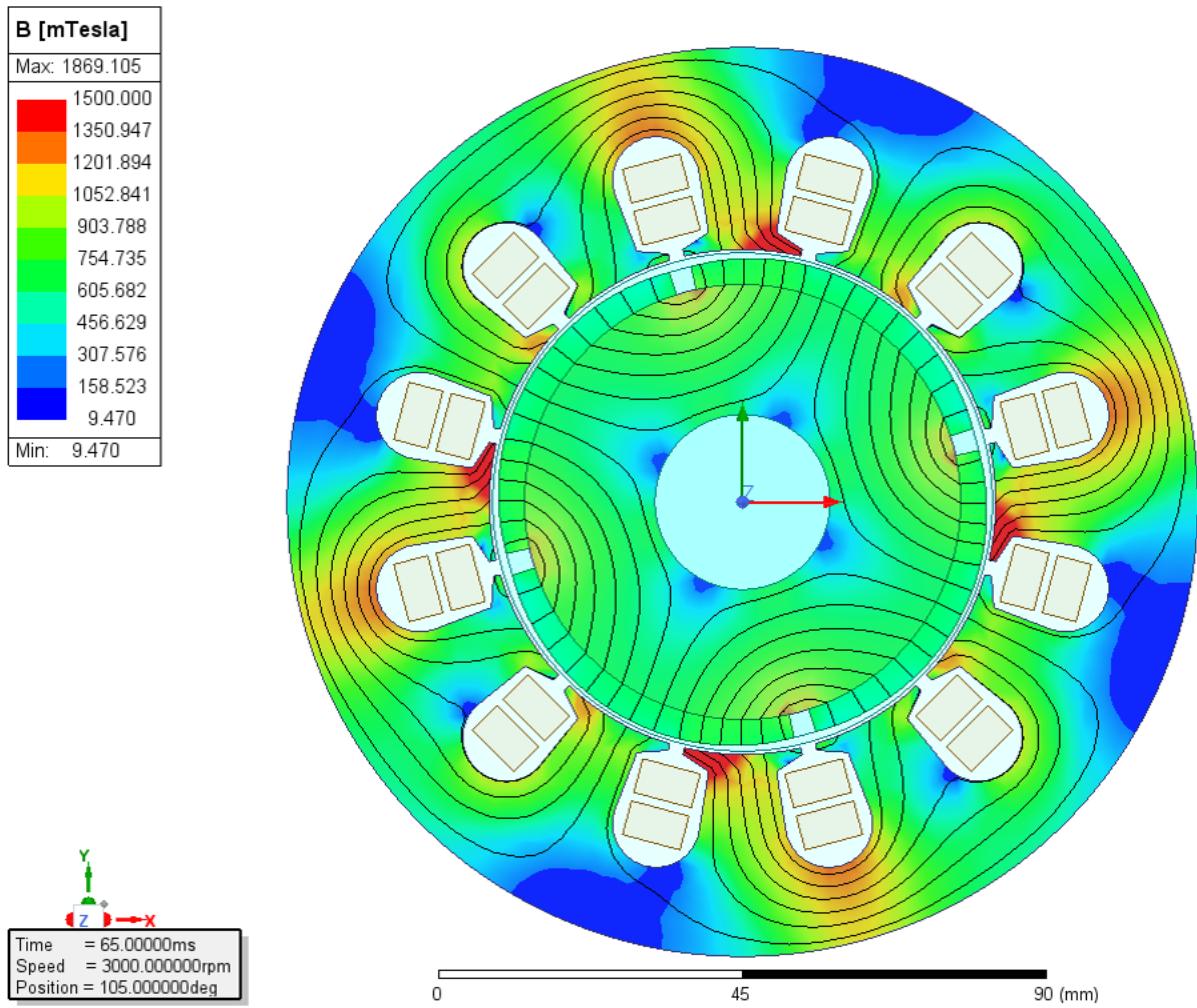


Figura 10 – Desenho de corte do motor apresentando o fluxo magnético
Fonte: Produção do autor.

3.3.1.2 Relações entre Torque, Corrente e Tensão

O torque máximo calculado foi de 7,8 N.m, o mínimo de 5,0 N.m. Sendo assim, o torque médio é de 6,4 N.m. A Figura 11 ilustra a variação do torque ao longo do tempo.

As oscilações de torque em motores de ímãs permanentes de superfície são fenômenos complexos, resultantes da interação entre diversos fatores, como a geometria das ranhuras do estator, o formato dos ímãs e a presença de harmônicos no campo magnético.

Essas oscilações podem impactar negativamente o desempenho dinâmico do motor, gerando vibrações mecânicas e ruído acústico. Por isso, são aspectos críticos a serem considerados no desenvolvimento e na análise de desempenho dessas máquinas (Ahmadi et al., 2021).

Compreender as causas fundamentais dessas oscilações é essencial para mitigar seus efeitos adversos, que podem incluir desde a redução da eficiência até o desgaste prematuro de componentes mecânicos (Nikhil; Mathew; Sharma, 2018). As variações periódicas no torque gerado afetam diretamente a estabilidade do sistema e a vida útil dos componentes acoplados.

O modelo dinâmico de uma máquina síncrona pode ser descrito por um conjunto de

equações que representam o comportamento eletromagnético e mecânico da máquina. A seguir, apresentamos as equações fundamentais com suas respectivas explicações.

A equação 1 expressa o torque eletromagnético em máquinas elétricas, especialmente em motores síncronos ou de indução, no referencial de eixos direto e em quadratura (d-q):

$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1)$$

Onde:

T_e : Torque eletromagnético

p : Número de pares de polos da máquina

ψ_d : Fluxo de entreferro no eixo direto

ψ_q : Fluxo de entreferro no eixo em quadratura

i_d : Corrente no eixo direto

i_q : Corrente no eixo em quadratura

Para expandir os fluxos ψ_d e ψ_q , consideramos a contribuição da indutância e do ímã permanente conforme equações 2 e 3:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_m \quad (2)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (3)$$

Onde:

L_d : Indutância no eixo direto

L_q : Indutância no eixo em quadratura

ψ_m : Fluxo do ímã permanente

Substituindo as equações 2 e 3 na equação do torque 1, temos:

$$T_e = \frac{3}{2}p[\psi_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (4)$$

A potência dissipada por efeito Joule nos enrolamentos do estator é dada pela equação 5:

$$P_{\text{Joule}} = \frac{3}{2}R_s(i_d^2 + i_q^2) \quad (5)$$

Onde:

R_s : Resistência do estator

O torque equivalente às perdas elétricas pode ser obtido dividindo a potência pela velocidade angular conforme equação 6:

$$T_{\text{Joule}} = \frac{P_{\text{Joule}}}{\omega} \quad (6)$$

Onde:

ω : Velocidade angular

As perdas mecânicas podem ser modeladas na equação 7 como:

$$T_{\text{mec}} = B\omega + T_{\text{const}} \quad (7)$$

Onde:

B : Coeficiente de atrito viscoso

T_{const} : Torque de perdas mecânicas constantes

O torque útil disponível no eixo é apresentado na equação 8:

$$T_{\text{util}} = T_e - T_{\text{Joule}} - T_{\text{mec}} \quad (8)$$

A dinâmica rotacional do rotor é descrita na equação 9 por:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega - T_{\text{const}} \quad (9)$$

Onde:

J : Momento de inércia do rotor

T_L : Torque da carga

As variações periódicas no torque eletromagnético afetam diretamente o desempenho dinâmico do motor, contribuindo para o aumento do ruído e a redução da vida útil dos componentes mecânicos acoplados (Hu et al., 2020). Esses efeitos podem ser agrupados em duas categorias principais: os relacionados às propriedades geométricas e aos materiais empregados na construção do motor, e os decorrentes das estratégias de controle e das condições de operação.

Essas oscilações de torque podem ser amplificadas por variações na distribuição do campo magnético no entreferro, especialmente quando este não é senoidal (Kanj et al., 2022). A Figura 12 mostra a forma de onda do fluxo concatenado, que representa a integral de área do campo magnético ao longo das diferentes fases do estator, conforme percorridas pelo rotor em função do tempo. Idealmente, essa forma de onda deveria ser senoidal, o que garantiria uma

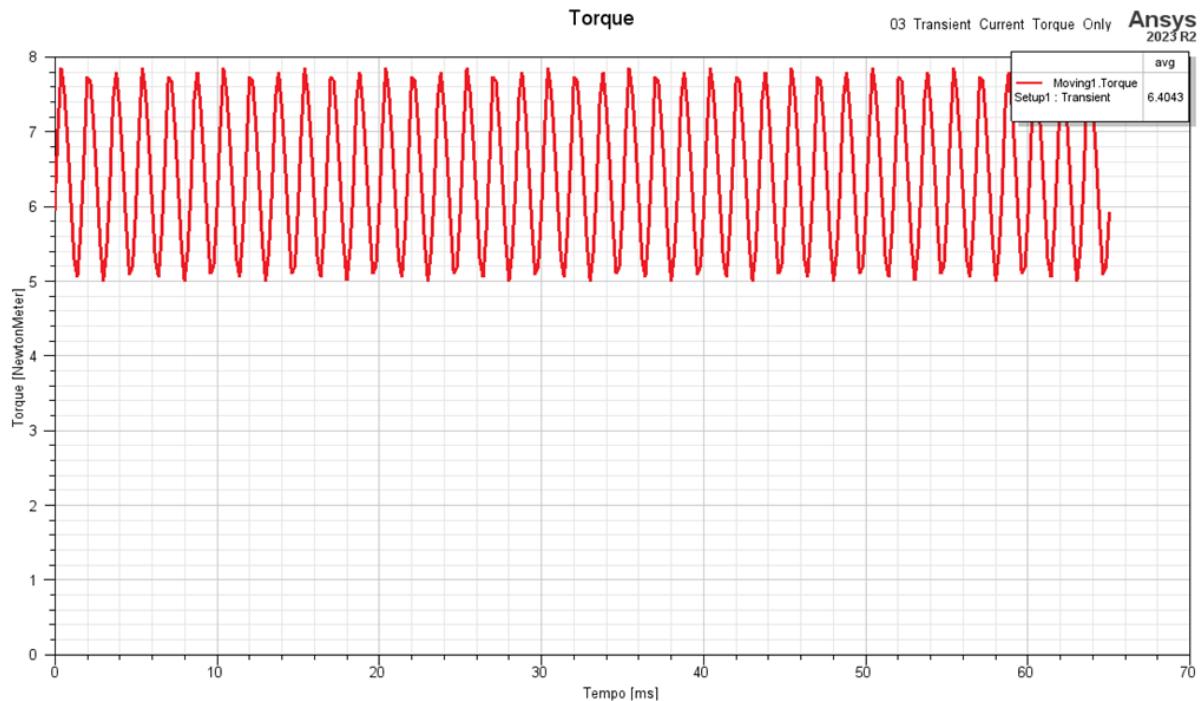


Figura 11 – Torque do motor ao longo do tempo.

Fonte: Produção do autor.

produção de torque suave e contínua — condição essencial para minimizar vibrações, ruídos e melhorar o desempenho dinâmico do motor.

Entretanto, desvios dessa forma ideal podem ocorrer devido à distribuição discreta dos enrolamentos do estator, à geometria dos ímãs permanentes e à saturação do núcleo de ferro. Esses fatores introduzem harmônicos no campo magnético, resultando em ondulações de torque.

Assimetrias construtivas e tolerâncias de fabricação — como variações nas dimensões dos ímãs, desalinhamentos nos enrolamentos do estator ou irregularidades no entreferro — podem intensificar oscilações eletromagnéticas e de torque. Esses desvios introduzem desequilíbrios na distribuição do campo magnético, afetando diretamente a forma de onda da tensão e da corrente, como ilustrado nas Figuras 14 e 13. Além disso, variações nas propriedades dos materiais, como a permeabilidade do núcleo de ferro ou a remanência dos ímãs, também influenciam negativamente o desempenho do motor.

Para o projeto de motores síncronos de ímãs permanentes (MSIP) de alto desempenho, é essencial considerar cuidadosamente parâmetros como:

- Combinação ranhura/polo;
- Distribuição dos enrolamentos;
- Saturação magnética;
- Geometria das ranhuras do estator;
- Formato e dimensões dos ímãs.

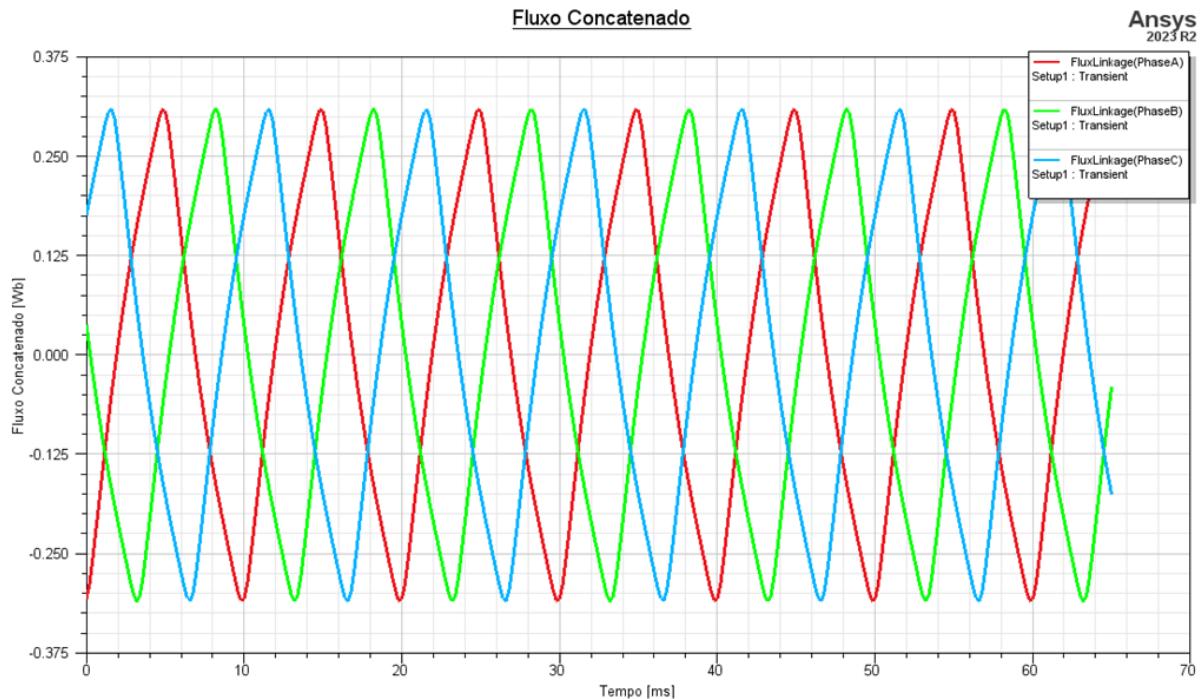


Figura 12 – Forma de onda do fluxo concatenado
Fonte: Produção do autor.

Esses elementos são decisivos para garantir um desempenho suave e eficiente do motor (Zhao et al., 2015).

3.3.1.2.1 Análise das Oscilações de Torque

A estratégia de controle empregada no acionamento do motor influencia diretamente o nível de oscilação de torque. Embora técnicas avançadas, como o FOC e o controle direto de torque (DTC), sejam eficazes em regime permanente, eventos transitórios — como variações bruscas de carga ou aceleração/desaceleração rápidas — podem excitar oscilações indesejadas.

Em motores síncronos de ímãs permanentes com ímãs embutidos, são gerados tanto o torque de alinhamento quanto o torque de relutância, devido à anisotropia magnética do rotor. Para explorar eficientemente esses dois componentes, é necessário adotar uma estratégia de controle de corrente baseada na teoria dos eixos d-q. Essa abordagem permite distribuir corretamente as correntes nos eixos direto (d) e em quadratura (q), otimizando o desempenho do motor em termos de torque, eficiência e resposta dinâmica (Li et al., 2022).

Correntes harmônicas nos enrolamentos do estator também podem interagir com o campo magnético do motor, contribuindo para a oscilação de torque (Belei et al., 2020). Essas harmônicas podem surgir de diversas fontes, como não linearidades nos conversores eletrônicos de potência ou distorções na alimentação elétrica.

Outro fator relevante é o torque de *cogging*, uma das principais fontes de ondulação de torque. Esse fenômeno decorre da interação entre os ímãs permanentes do rotor e a estrutura ranhurada do estator, provocando variações na relutância ao longo da rotação. Em motores

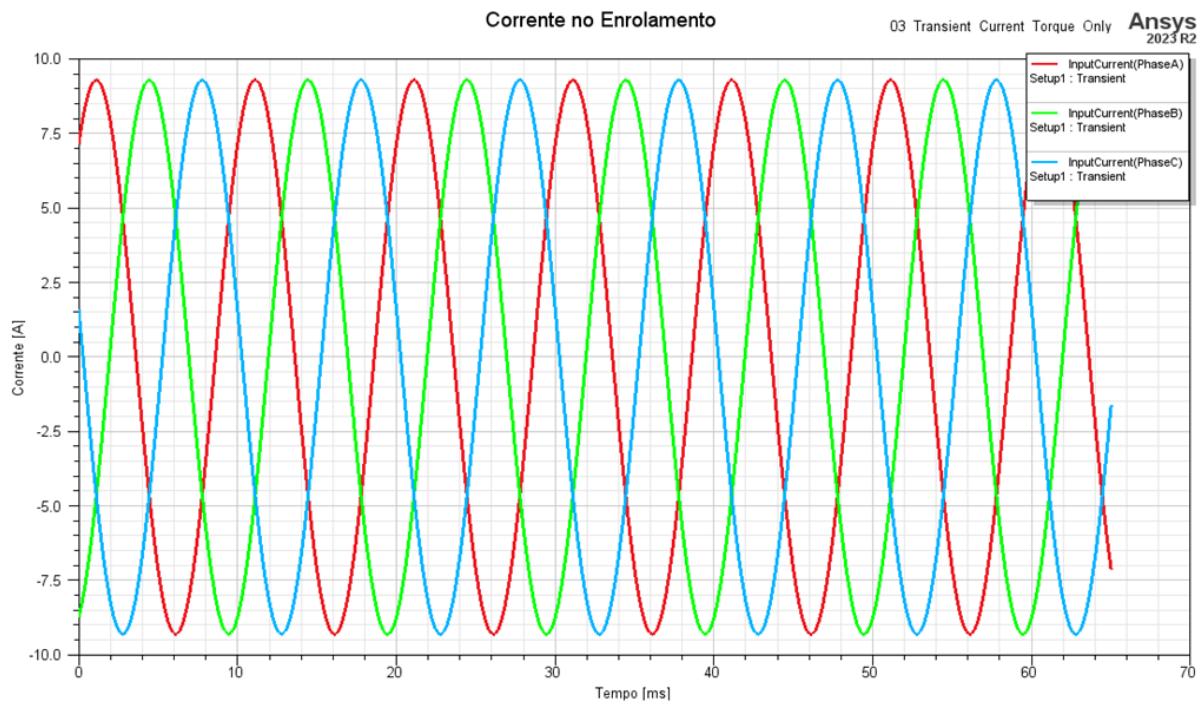


Figura 13 – Forma de onda da corrente no enrolamento do estator
Fonte: Produção do autor.

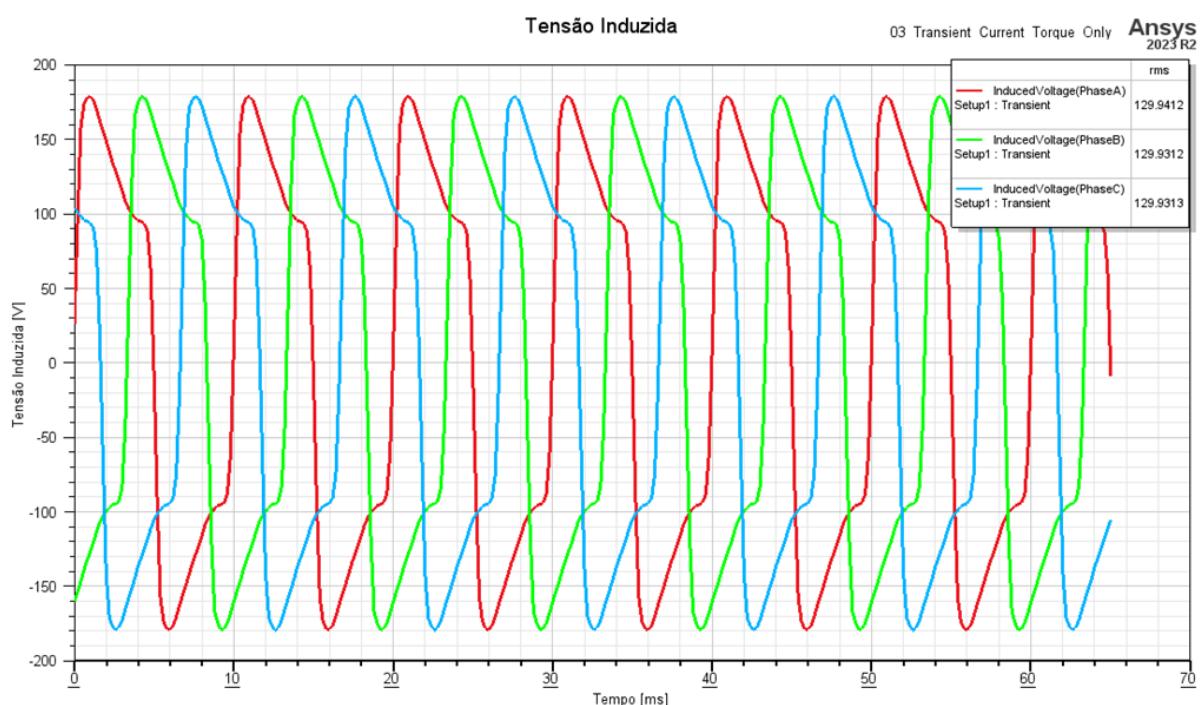


Figura 14 – Forma de onda da tensão induzida.
Fonte: Produção do autor.

síncronos de ímãs permanentes com ímãs superficiais (SPMSM), essa relutância é praticamente constante devido à geometria simétrica do rotor, o que torna o torque de relutância desprezível. Ainda assim, o torque de cogging persiste, especialmente em baixas velocidades, pois os ímãs tendem a se alinhar com os dentes do estator mesmo com o motor desenergizado (Morimoto, 2007).

Para mitigar essas oscilações, diversas estratégias podem ser adotadas:

- Otimização do projeto eletromagnético, como o uso de ranhuras fracionárias, inclinação das ranhuras ou dos ímãs, e formatos otimizados de ímãs para suavizar a distribuição do fluxo;
- Controle ativo, com algoritmos que estimam e compensam a ondulação de torque por meio da injeção de correntes específicas nos enrolamentos;
- Filtragem harmônica, utilizando filtros passivos (LC), ativos ou híbridos para reduzir as correntes harmônicas e as perdas associadas.

Além disso, a precisão na fabricação e montagem do motor é essencial para minimizar assimetrias que possam amplificar as oscilações. A geometria do rotor, por exemplo, deve ser cuidadosamente projetada para evitar altos níveis de ondulação de torque e garantir um bom fator de potência (Zhao et al., 2015).

Por fim, o uso de controladores inteligentes, como redes neurais e lógica fuzzy, tem se mostrado promissor no controle de motores de ímãs permanentes, especialmente em cenários com alta complexidade dinâmica.

3.3.2 Estrutura do Rotor

O rotor de ímãs selecionado para compor o MSM é do tipo de arco de ímãs colados no diâmetro externo do rotor. Para análise, foram considerados espessura de chapa de 0,95 mm e diâmetro interno de 26 mm. A escolha da espessura da chapa de 0,95 mm está relacionada ao compromisso entre desempenho eletromagnético e viabilidade construtiva. Chapas mais finas tendem a reduzir as perdas por correntes parasitas, pois limitam o caminho de circulação dessas correntes dentro do material ferromagnético. Isso é especialmente benéfico em aplicações de alta frequência ou velocidade, onde tais perdas podem impactar significativamente a eficiência da máquina. No entanto, chapas mais finas também implicam em maior custo de fabricação e podem reduzir a rigidez mecânica do rotor, exigindo maior cuidado no processo de empilhamento e fixação. Portanto, a espessura adotada representa uma solução técnica equilibrada entre eficiência magnética e robustez estrutural.

Foi utilizado um ímã de neodímio do tipo XG196/96, amplamente empregado em diversas aplicações, especialmente em motores elétricos e geradores. Esse tipo de ímã é conhecido por sua alta densidade de fluxo magnético, o que contribui significativamente para o desempenho

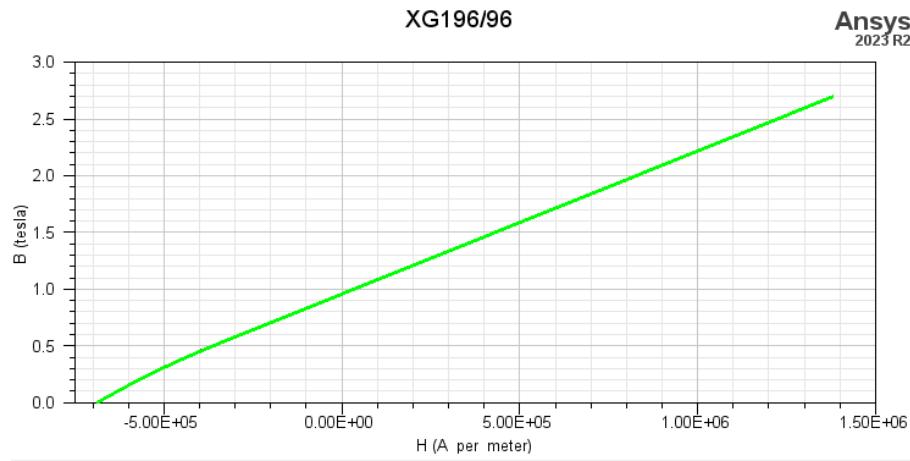


Figura 15 – Curva de histerese do ímã XG196/96

Fonte: Ansys Maxwell versão 13.2.

eletromagnético da máquina. Além disso, destaca-se por sua eficiência energética e capacidade de manter a magnetização mesmo sob altas temperaturas, características essenciais para aplicações que exigem alta confiabilidade e desempenho contínuo. Na Figura 15 é apresentada a curva de histerese que mostra a relação entre a densidade de fluxo magnético (B) e a intensidade do campo magnético (H).

As propriedades dos ímãs com espessura de 4,2 mm, foram obtidas da biblioteca do software Maxwell. O ímã ocupa 94% da área polar e um deslocamento do centro do arco do polo em relação ao centro do rotor de 2,6 mm. O entreferro é de 1 mm.

As principais características mecânicas do rotor incluem uma massa de 2,135 kg (já considerando os ímãs) e um momento de inércia de 0,0045 kg·m². A massa, sob a ação da aceleração da gravidade, gera uma força peso que atua sobre o sistema. Para garantir um funcionamento adequado, o MSM deve ser capaz de contrabalançar essa força, especialmente durante o processo de sustentação e rotação do rotor. Esse equilíbrio é fundamental para evitar deslocamentos indesejados e garantir a estabilidade mecânica da máquina.

Na Figura 16 é apresentado um rotor com ímãs colados na superfície do diâmetro externo, de forma semelhante ao motor selecionado para esta pesquisa. A imagem foi registrada durante o processo de fabricação, portanto, o rotor ainda não se encontra em sua forma final. Essa configuração evidencia a etapa intermediária de montagem dos ímãs, característica comum em motores de ímãs permanentes de superfície.

Após a colagem dos ímãs, é aplicada uma bandagem de contenção (ver Figura 17) como medida de segurança adicional, com o objetivo de evitar que os ímãs sejam ejetados do rotor durante a operação. Essa bandagem, geralmente feita de materiais como fibra de vidro ou fibra de carbono, atua como uma proteção mecânica complementar, suportando as forças centrífugas geradas em altas rotações. Dessa forma, os ímãs contam com uma dupla proteção mecânica, garantindo sua fixação segura e a integridade do rotor ao longo do funcionamento do motor.

Na Figura 18, é apresentada uma visualização semelhante a um corte transversal, des-



Figura 16 – Detalhe da cola aplicada para segurar os ímãs, em roxo.
Fonte: Produção do autor.



Figura 17 – Rotor após aplicação da bandagem.
Fonte: Produção do autor.

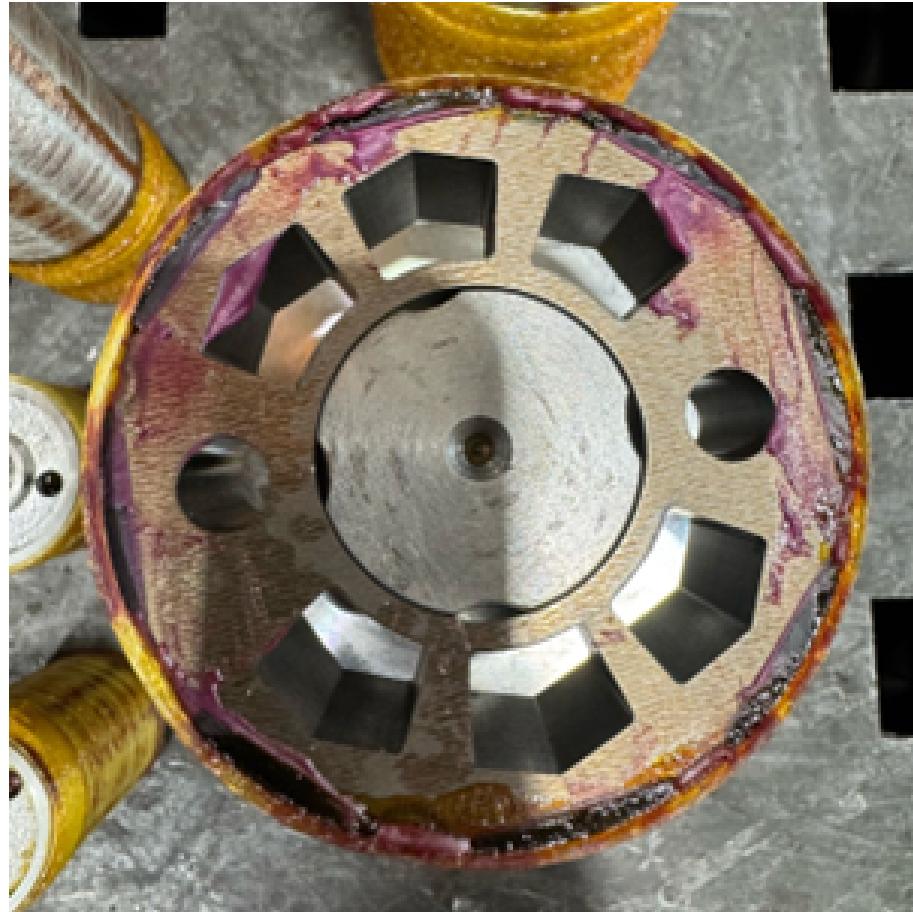


Figura 18 – Vista frontal de outro rotor, no qual é possível observar os ímãs superficiais.
Fonte: Produção do autor.

tacando os ímãs posicionados na superfície do diâmetro externo do rotor. Diferentemente do rotor adotado nesta pesquisa, esse modelo apresenta canais com o objetivo de reduzir a massa total e, consequentemente, o momento de inércia. Essa redução contribui para uma resposta dinâmica mais rápida e precisa, favorecendo aplicações que exigem maior agilidade na variação de velocidade e controle de torque.

3.3.3 Estrutura do Estator

O estator de uma máquina elétrica girante é a estrutura fixa responsável por suportar os esforços eletromagnéticos gerados durante o funcionamento. Seu diâmetro externo é fixado à carcaça do motor, garantindo estabilidade mecânica. Já no diâmetro interno, encontram-se as ranhuras, onde são inseridas as bobinas do enrolamento. Essas bobinas geram o campo magnético girante que interage com o rotor, possibilitando a conversão de energia elétrica em energia mecânica — ou vice-versa, no caso de operação como gerador.

O estator de uma máquina elétrica girante é a parte estacionária, além de absorver os esforços gerados durante o funcionamento da máquina. Seu diâmetro externo é fixado à carcaça do motor, garantindo estabilidade mecânica. Já no diâmetro interno, encontram-se as ranhuras, onde são inseridas as bobinas do enrolamento. Essas bobinas geram o campo magnético girante

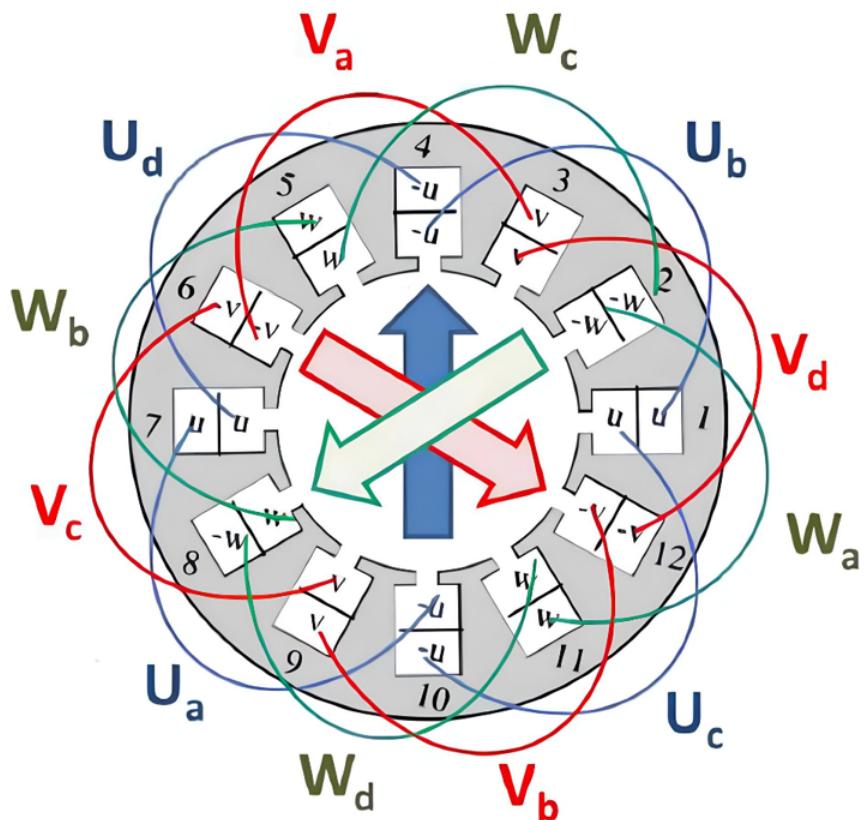


Figura 19 – Esquema de bobinagem do estator do motor sem mancal
Fonte: Produção do autor.

que interage com o rotor, possibilitando a conversão de energia elétrica em energia mecânica — ou vice-versa, no caso de operação como gerador. O torque gerado no entreferro, resultado da interação entre os campos magnéticos do estator e do rotor, é transmitido mecanicamente do estator para a carcaça, permitindo o acionamento de cargas externas ou a geração de energia.

A Figura 19 apresenta o esquema de bobinagem do motor sem mancais selecionado neste estudo. As setas indicam as direções das forças de posicionamento, ao longo das quais o rotor pode ser movimentado para fins de controle ou ajuste de posição.

A principal diferença entre o estator de um MSM e o de um motor convencional está na forma como as cargas mecânicas são distribuídas. Além das forças torcionais típicas, o estator do MSM também é responsável por absorver os esforços radiais gerados pelo rotor. Do ponto de vista estrutural, isso representa uma vantagem significativa: como o estator está diretamente fixo à carcaça — e esta, por sua vez, aos pés do motor — as forças radiais são transmitidas diretamente à base, sem a necessidade de atravessar mancais, tampas ou outros componentes intermediários.

Essa nova rota de transmissão de esforços permite uma otimização estrutural das tampas, reduzindo sua complexidade, custo e peso, além de melhorar a rigidez mecânica do conjunto.

A Figura 20 ilustra a distribuição espacial das forças de suspensão geradas pelos enrolamentos de fase individuais (U , V e W), destacando a contribuição de cada fase para o controle

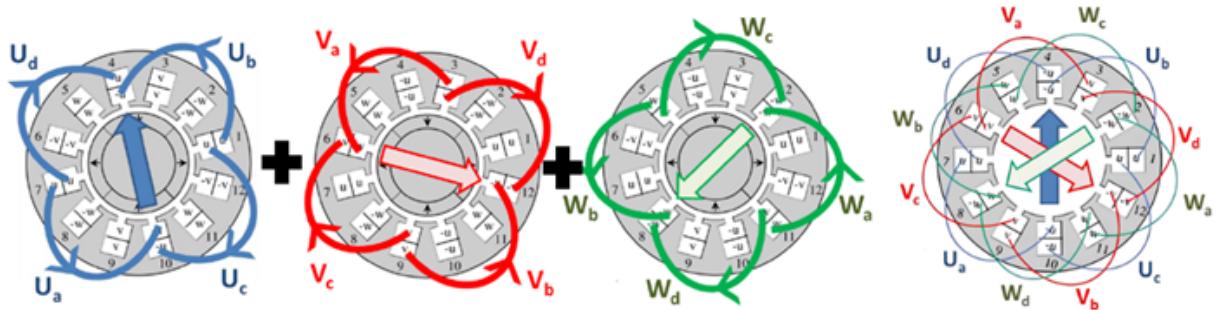


Figura 20 – Cada um dos três primeiros diagramas de enrolamento ilustra a distribuição espacial das forças de suspensão geradas pelos enrolamentos de fase individuais: Fase U (azul), Fase V (vermelho) e Fase W (verde).

Fonte: Produção do autor.

da posição radial do rotor.

A Figura 21 apresenta um conjunto de estatores em diferentes etapas do processo produtivo. Observa-se a presença de carcaças aletadas com variações de diâmetro e comprimento, evidenciando a diversidade de modelos e aplicações dos motores em fabricação. As aletas, além de conferirem rigidez estrutural, desempenham um papel fundamental na dissipação térmica, favorecendo o resfriamento do motor durante a operação.

Essa diversidade dimensional reflete a flexibilidade do processo de produção, permitindo atender a diferentes requisitos de desempenho, aplicação e ambiente operacional.

3.3.4 Interações de Forças Magnéticas

Nesta seção, analisa-se o tipo de bobinagem utilizado no motor e sua relação com a geração das forças radiais empregadas no controle de posição. A configuração dos enrolamentos afeta diretamente a distribuição do campo magnético, influenciando de forma significativa a eficácia da levitação magnética.

O motor analisado utiliza um rotor cilíndrico de aço silício, e a geração de forças tem como objetivo sustentar o rotor no entreferro por meio do controle ativo de forças magnéticas (Chiba; Fukao; Rahman, 2005). As correntes elétricas presentes no estator geram campos magnéticos que interagem com os ímãs permanentes do rotor, resultando em forças eletromagnéticas responsáveis por dois efeitos principais:

1. Movimento de rotação do rotor em torno do eixo axial;
2. Posicionamento radial do rotor no centro do entreferro do estator.

Essas forças podem ser classificadas em dois tipos principais:

1. Força de Lorentz: Atua tangencialmente à superfície do rotor, sendo responsável pela geração do torque que impulsiona sua rotação.



Figura 21 – Exemplo de estator de servomotores com rotor de ímãs
Fonte: Produção do autor.

2. Força de Maxwell: Atua perpendicularmente à superfície do rotor, promovendo seu centramento radial dentro do entreferro.

O entreferro, por apresentar dimensões significativamente menores em comparação ao diâmetro externo do rotor, permite considerar a densidade do fluxo magnético como predominantemente perpendicular à superfície do rotor. Com essa aproximação, é possível modelar as forças eletromagnéticas atuantes com maior precisão, utilizando as expressões da força de Lorentz e da força de Maxwell.

A força de Lorentz, que representa a interação entre a corrente elétrica e o campo magnético, pode ser inicialmente expressa de forma escalar conforme equação 10:

$$F_L = i \cdot l \cdot B_g \quad (10)$$

No entanto, para uma análise mais geral, especialmente em motores com condutores distribuídos espacialmente, a forma vetorial e integral da força de Lorentz é mais apropriada na

equação 11:

$$\vec{F}_L = \int_V \vec{J} \times \vec{B}_g, dV \quad (11)$$

Onde:

\vec{J} é a densidade de corrente,

\vec{B}_g é o vetor densidade de fluxo magnético no entreferro,

V é o volume ocupado pelos condutores. Essa formulação permite considerar variações espaciais do campo e da corrente, sendo especialmente útil em simulações por elementos finitos.

Por outro lado, a força de Maxwell, que surge da pressão magnética exercida pelo campo sobre superfícies condutoras ou ferromagnéticas, pode ser expressa inicialmente como na equação 12:

$$F_M = \frac{B_g^2}{2\mu_0} \quad (12)$$

Para obter a força total sobre uma superfície de área A_g , essa expressão pode ser expandida como na equação 13:

$$F_M = \frac{B_g^2}{2\mu_0} \cdot A_g \quad (13)$$

E, de forma mais geral, considerando a orientação da superfície e distribuição do campo, a força de Maxwell pode ser representada na equação 14:

$$\vec{F}_M = \int_S \frac{B_g^2}{2\mu_0} \cdot \hat{n}, dS \quad (14)$$

Onde:

\hat{n} é o vetor normal à superfície S .

Essas forças podem ser incorporadas nas equações de movimento do rotor, permitindo a análise dinâmica do sistema. A força tangencial resultante pode ser convertida em torque eletromagnético por meio da relação expressa na equação 15:

$$T = r \cdot F_{\text{tangencial}} \quad (15)$$

Onde:

r é o raio efetivo do rotor.

A força de Maxwell possui natureza atrativa e atua no sentido de reduzir o entreferro, contribuindo diretamente para a diminuição da relutância magnética do circuito. Em máquinas

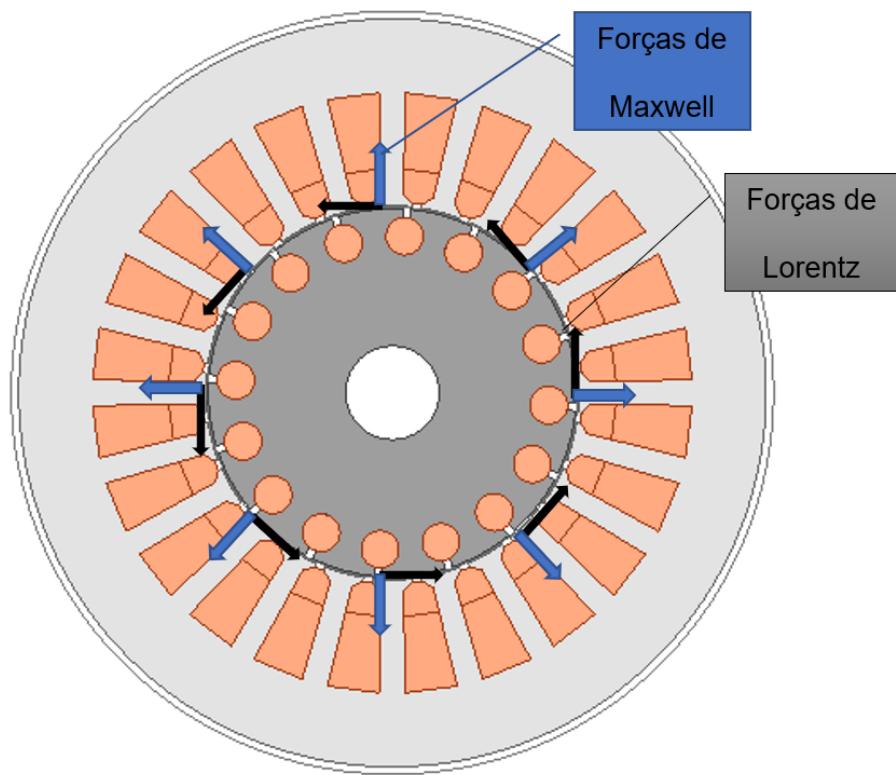


Figura 22 – Forças de Maxwell e de Lorentz em um motor sem mancal.

Fonte: Produção do autor.

equipadas com mancais — nas quais o rotor permanece centralizado e não há excentricidade significativa no entreferro — a distribuição simétrica do campo magnético faz com que a resultante das forças de Maxwell se anule, não gerando deslocamento radial.

Por sua vez, a força de Lorentz é proporcional à corrente elétrica que circula nos condutores e à densidade de fluxo magnético presente no entreferro. Essa força é responsável pela componente tangencial que atua sobre o rotor, sendo, portanto, a principal responsável pela geração do torque eletromagnético que promove a rotação da máquina.

A representação vetorial dessas forças pode ser observada na Figura 22, onde se destacam suas direções e sentidos relativos em uma máquina com rotor centralizado.

3.3.5 Configurações de Enrolamento

Em motores sem mancais, existem duas configurações principais de enrolamento, definidas de acordo com o uso das ranhuras no estator:

- Enrolamento separado: Nesse arranjo, uma mesma ranhura do estator acomoda enrolamentos com funções distintas — por exemplo, uma dedicada à geração de torque e outra ao controle de posição radial do rotor. Essa separação permite um controle mais direto e maior independência das funções de levitação e rotação.
- Enrolamento combinado: Nessa configuração, a bobina inserida em cada ranhura exerce

simultaneamente as funções de geração de torque e de posicionamento, integrando ambas as finalidades em um único enrolamento. Essa abordagem reduz a complexidade construtiva e o número de enrolamentos, mas exige estratégias de controle mais sofisticadas para desacoplar as funções.

3.3.5.1 Enrolamento Separado

A configuração de enrolamento separado é uma das abordagens mais tradicionais e consolidadas no projeto de motores sem mancais. Nessa arquitetura, o estator é projetado para acomodar dois conjuntos distintos de enrolamentos, cada um com uma função específica:

- Um conjunto de bobinas é dedicado exclusivamente à geração de torque, responsável pela rotação do rotor;
- Outro conjunto é destinado ao controle de posição radial, ou seja, à suspensão ativa do rotor no entreferro.

O enrolamento de suspensão gera um campo magnético no entreferro que interage com o campo de magnetização principal, produzindo as forças necessárias para o posicionamento radial do rotor. No entanto, essa abordagem exige que a área disponível nas ranhuras do estator seja compartilhada entre os condutores responsáveis pela geração de torque e aqueles dedicados à criação das forças de suspensão. Por questões de segurança e robustez, os sistemas de suspensão são geralmente superdimensionados. Em projetos convencionais de motores sem rolamentos, é comum destinar entre 25% e 50% do espaço das ranhuras para condutores de suspensão, embora, em condições normais de operação, menos de 3% desse espaço seja efetivamente necessário. Essa alocação desproporcional reduz significativamente a densidade de torque e potência do motor — em alguns casos, em até 50% — quando comparada à de motores convencionais com rolamentos. (Munteanu; Binder; Schneider, 2011).

Essa separação funcional permite que as forças de torque e de levitação sejam controladas de forma independente, o que facilita a implementação de estratégias de controle específicas para cada função. Essa independência é particularmente vantajosa em aplicações que exigem alta precisão de posicionamento e resposta dinâmica rápida, como em sistemas de alta rotação ou ambientes sujeitos a vibrações e perturbações externas.

Do ponto de vista construtivo, o estator precisa ser projetado com ranhuras suficientes para acomodar ambos os conjuntos de enrolamentos. Em geral, as bobinas de torque são distribuídas de forma a gerar um campo magnético girante trifásico, enquanto as bobinas de suspensão são organizadas para produzir campos magnéticos estáticos ou oscilantes, capazes de gerar forças radiais direcionadas.

Para facilitar a explicação, será utilizada a Figura 23, na qual, nas ranhuras do estator, são alocadas os enrolamentos encarregados da levitação e geração do torque. Os primeiros protótipos de motores de indução sem mancais eram compostos de dois enrolamentos com funções distintas

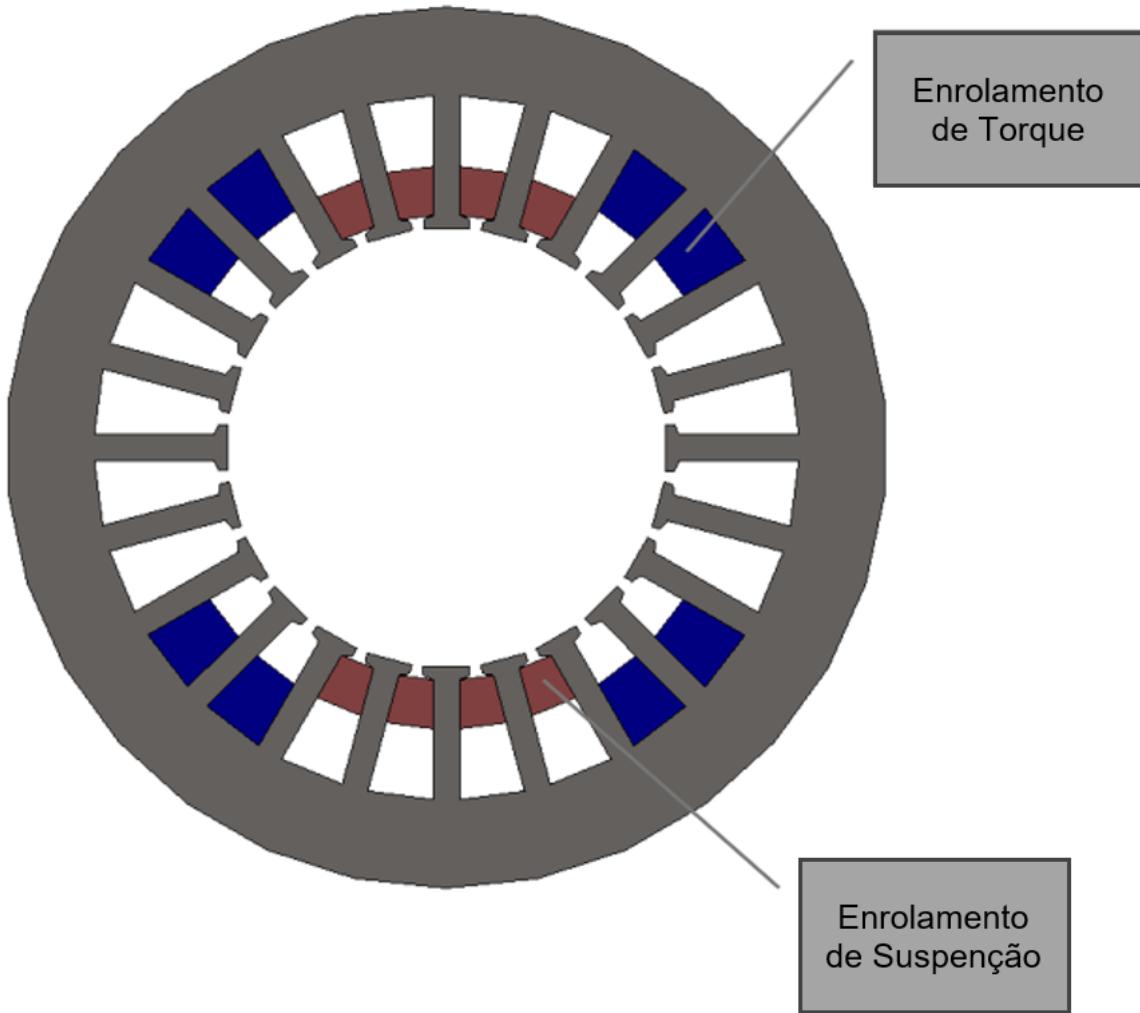


Figura 23 – Indicação do enrolamento do estator para geração de torque e levitação.
Fonte: Produção do autor.

no estator (Chiba et al., 1994). Um enrolamento era dedicado ao acionamento do motor e o outro destinado à levitação, responsável pela alteração do fluxo gerando forças radiais.

Na Figura 24, apresenta-se o estator da máquina, com os grupos de bobinas destacados por cores distintas para facilitar a identificação. As bobinas localizadas no fundo das ranhuras correspondem ao grupo de quatro polos, cuja função principal é a geração de torque eletromagnético. Já o bobinado de dois polos, posicionado na região do fechamento da ranhura, próximo ao diâmetro interno do estator, é responsável pelo posicionamento do rotor.

Na Figura 24 é apresentado o estator, cujos grupos de bobinas estão diferenciados por cor. No fundo de ranhura, estão alocadas as bobinas do grupamento de quatro polos, e, no diâmetro interno ou no fechamento da ranhura, está o bobinado de dois polos.

A Figura 25A apresenta o fluxo simétrico do enrolamento de quatro polos usado para geração do torque. Na Figura 25B é mostrada a influência da força de Maxwell, considerando um motor com quatro polos para geração de torque e dois polos para levitação. Além disso, a Figura 25B ilustra o condutor 2a gerando um fluxo de onda que resulta no aumento de densidade de fluxo na sessão a 90° , pois tem a mesma direção do condutor 4a. Essa concentração de

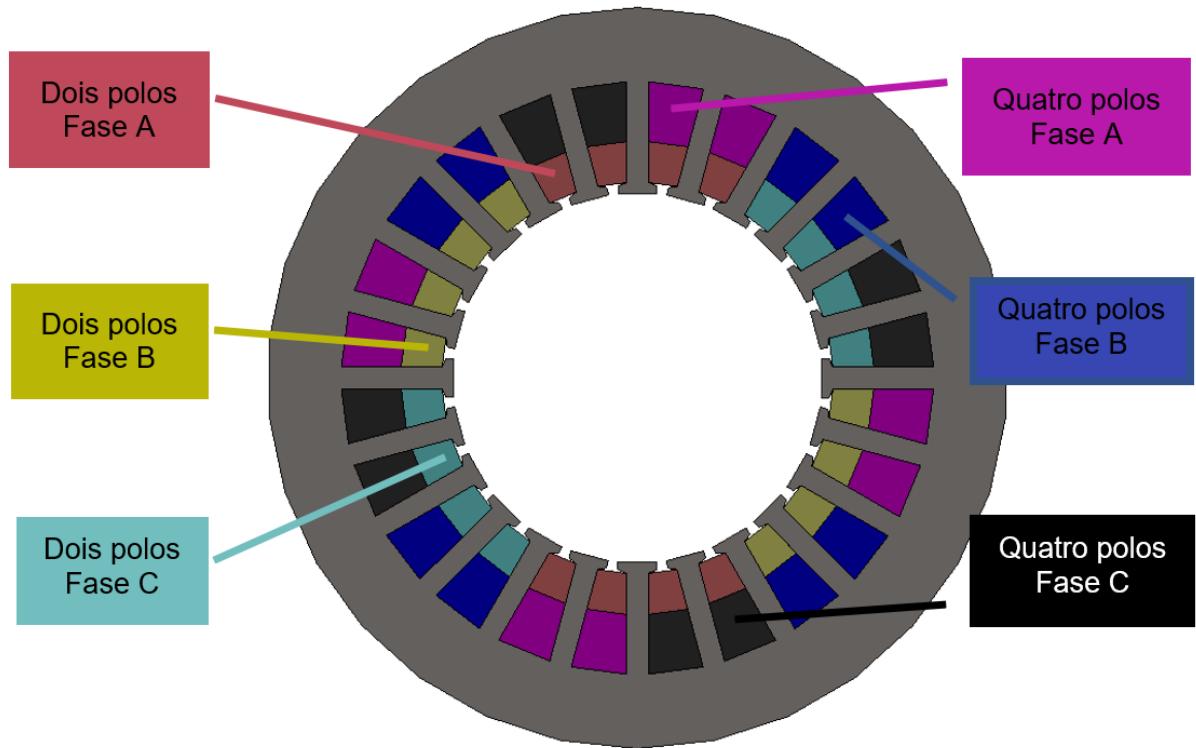


Figura 24 – Indicação das bobinas do estator
Fonte: Produção do autor.

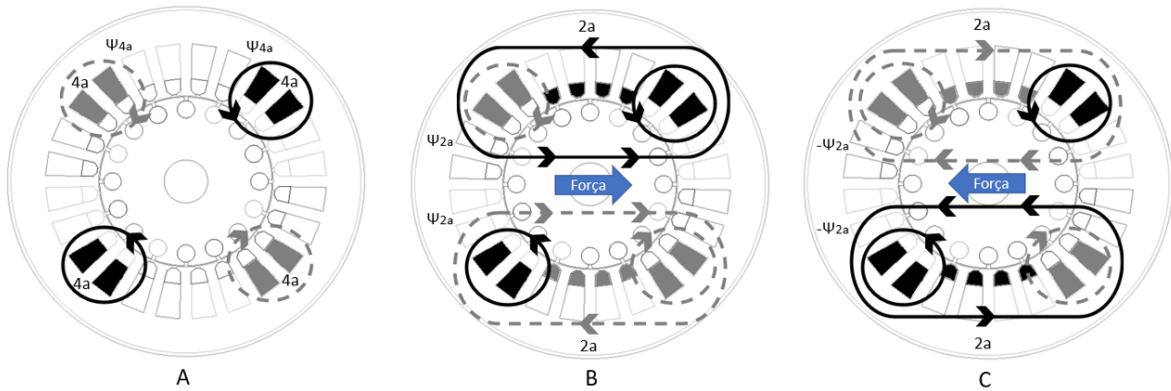


Figura 25 – Princípio da geração de força radial.
Fonte: Produção do autor.

fluxo implica uma força magnética na direção positiva do eixo X. A Figura 25C, por sua vez, representa o fluxo invertido do condutor 2a com maior densidade na sessão a 270° , e sentido da força contrária ao da Figura 25B. Para geração da força na direção vertical, é necessário alocar o condutor sobre o eixo horizontal.

A Figura 26A apresenta um fluxo magnético simétrico nos eixos X e Y entre o rotor e o estator. Já na Figura 26B, com o rotor centralizado e livre para se mover, observa-se uma distribuição assimétrica do fluxo magnético. Essa assimetria resulta em uma força, e um pequeno deslocamento do rotor para a direita reduz o entreferro, diminuindo a relutância do circuito

magnético. Como consequência, há um aumento da densidade de fluxo nessa região, o que intensifica a força resultante F .

Como os enrolamentos de suspensão não participam da geração de torque, eles podem ser otimizados exclusivamente para produzir forças radiais, com geometrias e materiais ajustados para maximizar a eficiência magnética e térmica. Isso permite, por exemplo, o uso de enrolamentos com menor número de espiras e maior seção transversal, reduzindo perdas por efeito Joule e melhorando a dissipação térmica.

3.3.5.2 Enrolamento Combinado ou Único

Além da configuração com enrolamento separado, existe uma abordagem alternativa utilizada em motores sem mancais: o enrolamento combinado (ou único). Nessa configuração, os mesmos enrolamentos inseridos nas ranhuras do estator são responsáveis por duas funções simultâneas:

- Geração de torque, que promove a rotação do rotor;
- Controle de posição radial, que mantém o rotor suspenso e centrado no entreferro.

Essa integração funcional é possível graças ao controle preciso das correntes de fase, que são moduladas de forma a gerar tanto o campo magnético girante necessário para o torque quanto os componentes assimétricos responsáveis pelas forças radiais, conforme mostra a Figura 27.

A principal vantagem dessa configuração está na redução da complexidade construtiva: como não há necessidade de enrolamentos separados para torque e suspensão, o número de bobinas, conexões e canais de resfriamento pode ser reduzido, resultando em um motor mais compacto, leve e com menor custo de fabricação. No entanto, essa simplificação pode ser limitada pela potência necessária para manter a levitação, que, se comparável ou superior à potência da carga rotacional, pode exigir condutores significativamente mais robustos, impactando o projeto térmico e o volume do estator.

No entanto, essa simplificação física exige estratégias de controle mais sofisticadas, capazes de desacoplar as funções de torque e levitação a partir de um único conjunto de correntes. Isso é feito por meio de algoritmos que modulam as amplitudes e fases das correntes trifásicas, criando componentes de campo magnético que atuam em diferentes direções e frequências.

A implementação do enrolamento combinado pode assumir diferentes topologias, cada uma com características específicas de construção e controle. Entre as mais utilizadas em motores sem mancais, destacam-se:

- Multifásico: utiliza mais de três fases para aumentar a flexibilidade de controle e reduzir a ondulação de torque;

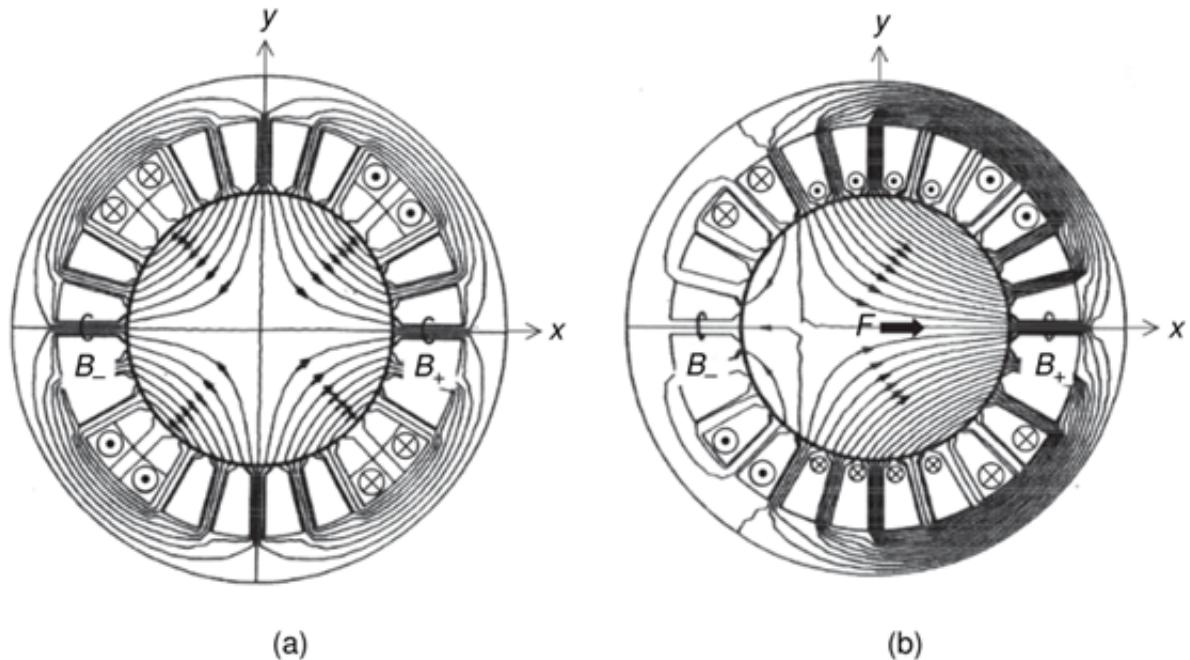


Figura 26 – Linhas de fluxo magnético em um motor sem mancais, ilustrando dois cenários: (a) distribuição simétrica do fluxo com o rotor centralizado; (b) distribuição assimétrica do fluxo causada por um pequeno deslocamento do rotor para a direita, resultando em redução do entreferro, diminuição da relutância e geração de força magnética.

Fonte: Chiba et al. (2005).

- DPNV (*Dual Purpose Non-Voltage*) paralelo: permite a separação funcional das correntes de torque e de levitação por meio de componentes harmônicos;
- DPNV em ponte: oferece maior simetria na distribuição das forças e melhor aproveitamento do espaço no estator;
- MCI (*Multiple Coil Integration*): integra múltiplas bobinas em uma única estrutura física, otimizando o uso do volume disponível.

Apesar das diferenças construtivas, essas topologias são funcionalmente equivalentes do ponto de vista eletromagnético. Todas produzem forças magnetomotrices (MMFs) que podem ser decompostas em componentes responsáveis pela geração de torque e pela aplicação de forças radiais. Isso significa que, com o controle adequado das correntes de fase, é possível obter o mesmo efeito físico independentemente da topologia adotada (Khamitov; Petersen; Severson, 2023).

O princípio de geração das forças radiais em enrolamentos combinados baseia-se na assimetria intencional das correntes de fase. Quando as correntes trifásicas estão equilibradas, o campo magnético resultante é simétrico, e o rotor permanece centrado. No entanto, ao introduzir um desequilíbrio controlado — por exemplo, aumentando a corrente em uma fase e reduzindo proporcionalmente em outra — cria-se uma assimetria no campo magnético do entreferro. Essa assimetria gera uma força líquida que desloca o rotor na direção desejada.

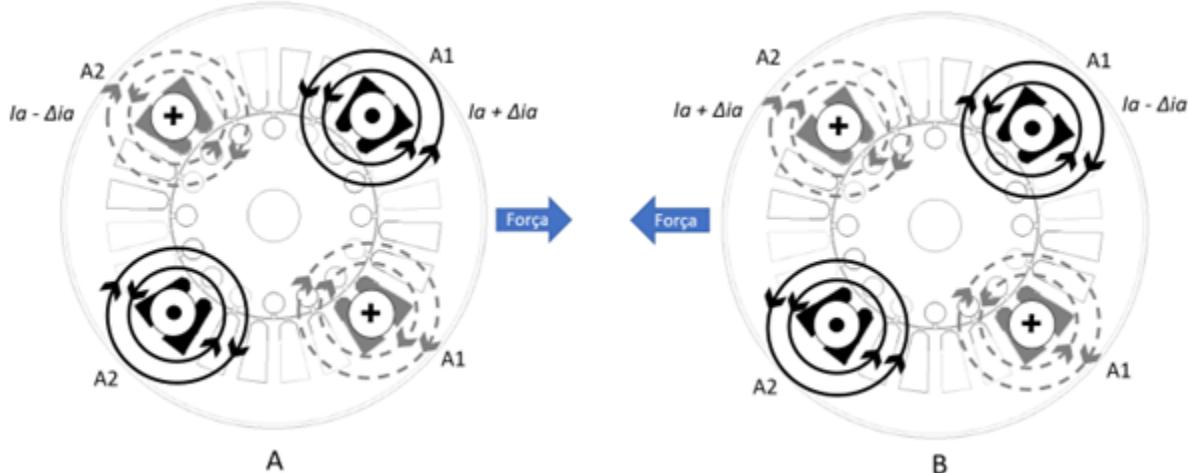


Figura 27 – Avaliação da geração de força radial resultante em um único enrolamento. Os enrolamentos $A1$ e $A2$, embora distintos fisicamente, pertencem ao mesmo conjunto funcional e são utilizados para gerar forças diferenciais no plano radial por meio da aplicação de correntes opostas. Essa configuração permite o controle ativo da posição do rotor em motores sem mancais.

Fonte: Produção do autor.

Esse mecanismo é ilustrado na Figura 27A, onde se observa que:

- Correntes equilibradas mantêm o rotor centrado;
- Correntes desbalanceadas geram forças direcionais que atuam sobre o rotor.

Esse princípio permite que o mesmo conjunto de enrolamentos seja utilizado para duas funções simultâneas, desde que o sistema de controle seja capaz de calcular e aplicar as correntes apropriadas em tempo real.

Em uma explicação mais detalhada: quando correntes de mesma amplitude circulam pelas bobinas $A1$ e $A2$, o campo magnético gerado no entreferro tende a ser simétrico, resultando em um fluxo magnético homogêneo no rotor. Essa distribuição uniforme do fluxo dá origem a forças radiais equilibradas, que contribuem para a centralização do rotor em relação ao estator.

É importante destacar que $A1$ e $A2$ não representam fases distintas como em sistemas trifásicos (U, V, W), mas sim enrolamentos separados pertencentes ao mesmo conjunto funcional. Eles são posicionados de forma estratégica no estator para permitir a geração de forças radiais diferenciais por meio da aplicação de correntes opostas.

Ao se aumentar a corrente no enrolamento $A1$ e, simultaneamente, reduzir a corrente no enrolamento $A2$ com o mesmo módulo, cria-se um fluxo magnético adicional assimétrico no entreferro. Essa assimetria resulta em uma força eletromagnética líquida no eixo horizontal, direcionada para o lado direito. Esse princípio é fundamental para o controle ativo do posicionamento radial do rotor em motores sem mancais, conforme Figura 27A.

Caso ocorra o inverso — ou seja, uma redução da corrente no enrolamento $A1$ acompanhada de um aumento de mesma magnitude na corrente do enrolamento $A2$ — será gerado um

fluxo magnético adicional com polaridade oposta à situação anterior. Como consequência, a força resultante no eixo horizontal será direcionada para o lado esquerdo, promovendo o deslocamento radial do rotor nessa direção, conforme ilustrado na Figura 27B. O exemplo da diferença de fluxo do motor utilizado na tese é apresentado na Figura 28.

Por meio dessa atuação diferencial sobre as correntes que fluem pelos enrolamentos, é possível gerar forças eletromagnéticas que estabilizam dinamicamente a posição do rotor. Ao controlar adequadamente essas correntes, pode-se direcionar as forças de posicionamento para qualquer direção no plano transversal. Isso é viabilizado pela superposição dos efeitos produzidos por, no mínimo, dois pares de enrolamentos dispostos em orientações distintas, permitindo o controle vetorial preciso da posição radial do rotor.

Embora o enrolamento combinado ofereça vantagens construtivas significativas, ele impõe desafios consideráveis ao sistema de controle (Jiang; Torres; Severson, 2019). Como as mesmas correntes são responsáveis por gerar tanto o torque quanto as forças de levitação, o controlador precisa ser capaz de desacoplar essas funções em tempo real, garantindo que uma não interfira negativamente na outra.

Essa forma de enrolamento pode ser acionada por meio de inversores configurados em paralelo ou em ponte. Na configuração paralela, é possível utilizar dois inversores de três níveis que compartilham o mesmo barramento de tensão. Embora essa abordagem reduza a complexidade de cada inversor individual, ela exige atenção especial quanto à circulação de correntes entre os módulos, o que pode comprometer a eficiência e a confiabilidade do sistema.

Por outro lado, a configuração em ponte, embora mais robusta em termos de controle, demanda uma quantidade maior de componentes de acionamento. Por exemplo, em um motor de indução sem mancais com quatro polos dedicados ao torque e dois polos à levitação, são necessárias 12 chaves semicondutoras para o acionamento em paralelo, enquanto a configuração em ponte requer 18 chaves. Essa diferença impacta diretamente no custo, na complexidade e na eficiência do sistema de controle (Severson et al., 2016).

Quando se utiliza o enrolamento combinado, é importante destacar que o desempenho do controle de torque pode ser comprometido. Isso ocorre porque o inversor responsável pelo torque também influencia o posicionamento radial do rotor, gerando efeitos de acoplamento cruzado entre as funções de torque e levitação. Como resultado, podem surgir níveis elevados de ondulação de torque (*ripple*), o que afeta negativamente a suavidade e a precisão do acionamento, especialmente em aplicações que exigem alta estabilidade dinâmica (Severson et al., 2016).

3.3.5.2.1 Vantagens do Enrolamento Combinado

- Redução do volume e peso do estator, já que não há duplicação de enrolamentos;
- Menor número de conexões elétricas e canais de resfriamento, simplificando a montagem;
- Custo de fabricação potencialmente menor, devido à redução de materiais e processos;

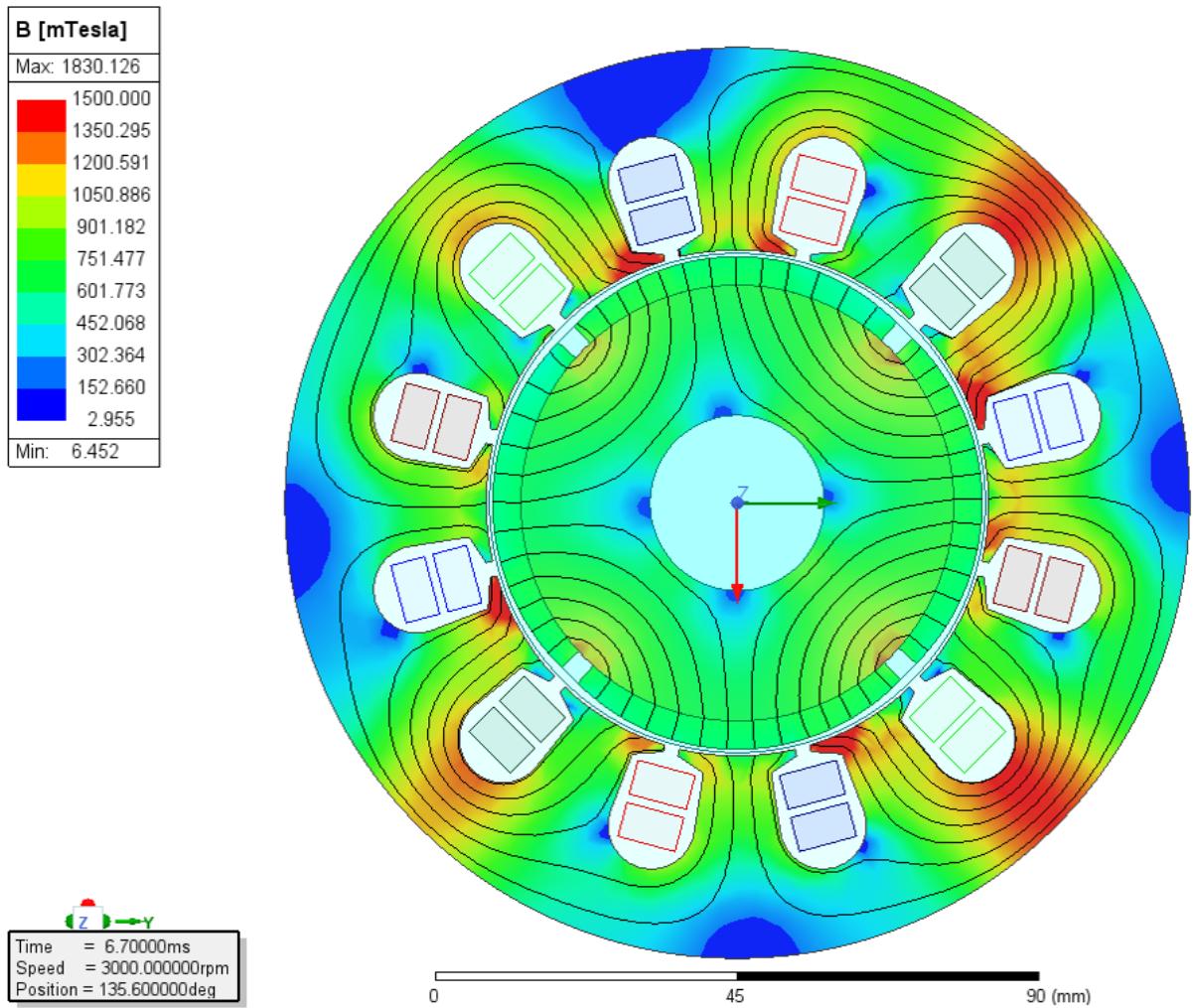


Figura 28 – Avaliação do fluxo assimétrico para geração de forças radiais do motor proposto similar à Figura 27.

- Maior densidade de potência, especialmente útil em aplicações com restrições de espaço.

3.3.5.2.2 Limitações e Cuidados

- Maior complexidade no projeto do controle, exigindo modelagem precisa e algoritmos sofisticados;
- Maior sensibilidade às perturbações, uma vez que qualquer variação nas correntes afeta simultaneamente o torque e a força de levitação.;
- Necessidade de calibração cuidadosa, para evitar interferência entre os modos de operação.

3.3.5.3 Determinação das Forças Radiais no Motor Proposto

Para avaliar a capacidade do motor sem mancais de gerar forças de suspensão eficazes, foi utilizado um modelo de elementos finitos (FEA – *Finite Element Analysis*). Essa abordagem

permitiu simular o comportamento eletromagnético do sistema com alto grau de precisão, considerando a geometria real do motor, os materiais utilizados e as condições de operação.

Os principais objetivos da simulação foram:

- Verificar a capacidade de geração de forças de levitação;
- Analisar a influência dessas forças sobre o torque;
- Avaliar a variação das forças em função da corrente aplicada;
- Identificar a presença de harmônicos indesejáveis que possam comprometer a estabilidade do sistema.

Para isso, foi realizada uma análise transiente com variação paramétrica, permitindo observar o comportamento dinâmico das forças de levitação ao longo do tempo. Como resultado, foi possível construir um diagrama de forças nas direções X e Y , representando a distribuição espacial e a intensidade das forças radiais geradas em função das correntes aplicadas. O diagrama de forças na Figura 29, traçado em intervalos de 30° de ângulo elétrico, demonstra que o sistema sem mancais pode gerar força uniforme em todas as direções, utilizando cinco níveis de corrente de suspensão. Isso confirma que ajustar a amplitude da corrente de suspensão e o ângulo elétrico permite o movimento do rotor em relação ao estator. À medida que as forças de suspensão aumentam, o desvio também aumenta proporcionalmente à corrente de suspensão.

3.3.5.3.1 Modelagem das Forças Radiais

As forças de suspensão nas direções X e Y podem ser determinadas de duas formas:

1. Por integração direta da distribuição do campo magnético no entreferro;
2. Por uma equação linearizada, que simplifica o cálculo com base em uma constante de proporcionalidade.

A força magnética que atua sobre o rotor de um motor elétrico pode ser deduzida a partir da energia armazenada no campo magnético. A densidade de energia magnética em um meio linear é dada por:

$$w = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu} \quad (16)$$

No caso do entreferro, onde o meio é o ar ou vácuo, considera-se $\mu = \mu_0$. Essa energia por unidade de volume gera uma pressão magnética sobre as superfícies, expressa por:

$$p_m = \frac{1}{2\mu_0} B^2 \quad (17)$$

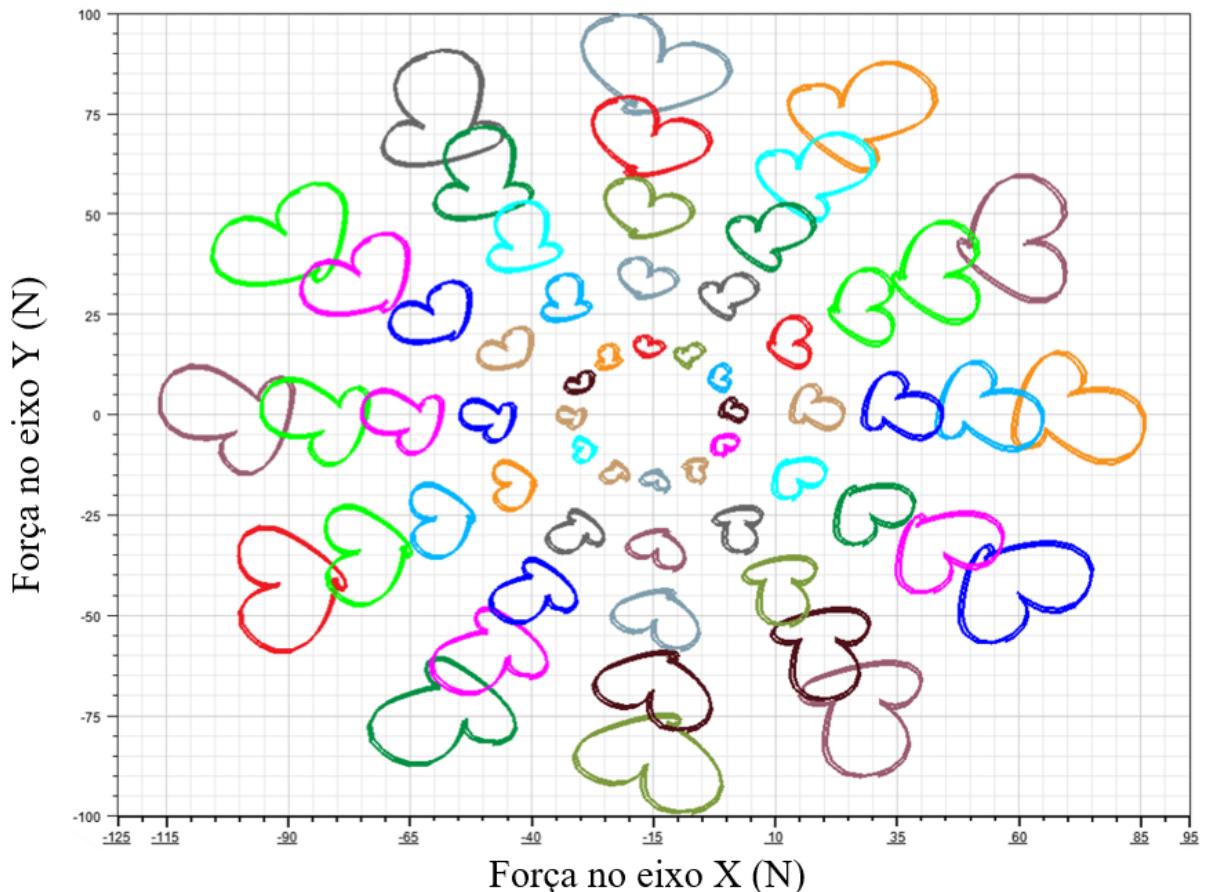


Figura 29 – Representação das componentes de força nos eixos X e Y , em função das variações nas correntes aplicadas aos enrolamentos. Cada cor corresponde ao resultado de uma simulação distinta, evidenciando o comportamento dinâmico do sistema sob diferentes condições de excitação.

Fonte: Produção do autor.

Essa pressão atua perpendicularmente à superfície onde o campo está presente e é responsável pela força que tende a atrair o rotor em direção ao estator.

Em motores elétricos, o campo magnético no entreferro pode ser decomposto em duas componentes: a componente normal (B_n) e a componente tangencial (B_t) à superfície do rotor. A força total sobre o rotor é obtida pela integração da diferença de pressões ao longo da superfície de interação S , levando em conta que a componente tangencial contribui com uma pressão oposta. Assim, a força radial resultante pode ser expressa vetorialmente como:

$$\vec{F}_r = \frac{1}{\mu_0} \int_S (B_n^2 - B_t^2) \hat{r} dS \quad (18)$$

onde \vec{F}_r é o vetor força radial, \hat{r} é o vetor unitário na direção radial, e S é a área de integração. Essa equação mostra que a componente normal do campo magnético gera uma força atrativa, enquanto a componente tangencial pode contribuir com torque ou instabilidade, dependendo da simetria do campo.

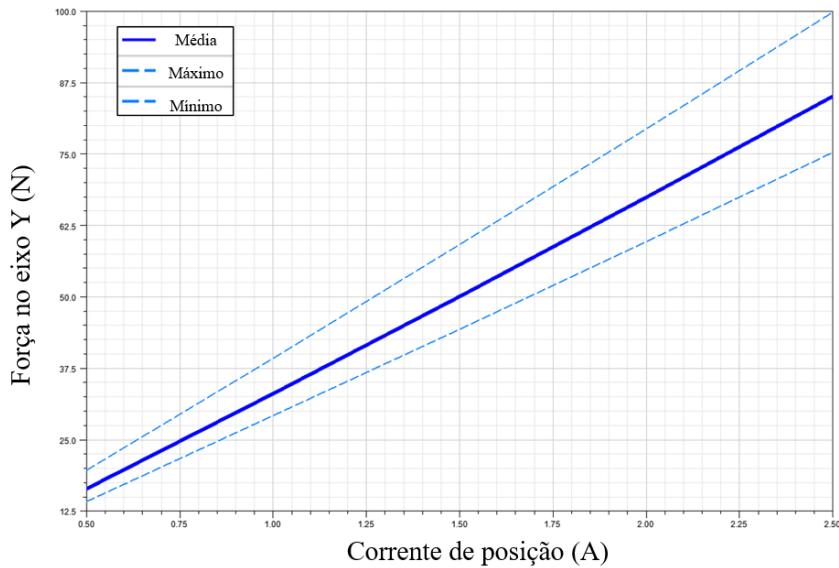


Figura 30 – Variação das forças de suspensão
Fonte: Produção do autor.

Para pequenos deslocamentos do rotor em relação à posição central, a força radial pode ser aproximada por um modelo linear restaurador. Nesse caso, considera-se que a força magnética atua no sentido oposto ao deslocamento, buscando recentralizar o rotor. A equação simplificada é dada por:

$$\vec{F} = -k \cdot \vec{e} \quad (19)$$

onde \vec{F} é o vetor força restauradora, \vec{e} é o vetor excentricidade do rotor em relação ao centro, e k é uma constante de rigidez magnética que depende da geometria do motor, do entreferro e da densidade de fluxo. Esse modelo é especialmente útil em análises dinâmicas e simulações de estabilidade, pois representa o comportamento de uma força que tende a manter o rotor centralizado.

As forças de suspensão aumentam proporcionalmente à corrente de suspensão aplicada, mas também apresentam um desvio associado. A força máxima de 100 N é atingida com a corrente máxima, porém com uma variação de até 25 N. Em outras palavras, a força efetiva pode oscilar entre 75 N e 100 N, conforme ilustrado na Figura 29.

A Figura 31 ilustra como o aumento da força de suspensão leva a uma redução linear no torque normalizado (p.u.). À medida que a força de suspensão aumenta de 0,0 para 1,0, o torque diminui de 1,0 para aproximadamente 0,75, destacando o compromisso entre a geração de força e o desempenho de torque no motor sem mancais. Nesta figura, ambas as variáveis foram normalizadas utilizando a convenção por unidade (p.u.), comum em engenharia elétrica. O torque foi normalizado em relação ao valor máximo obtido em condições ideais, ou seja, sem força de suspensão aplicada. Já a força de suspensão foi normalizada em relação à força máxima simulada no modelo, de 100 N. Essa abordagem permite uma análise comparativa clara entre

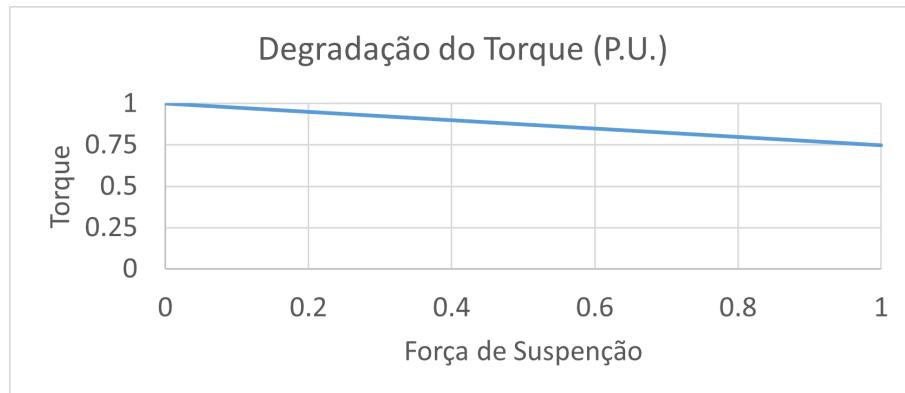


Figura 31 – Efeito das forças de suspensão na degradação do torque
Fonte: Produção do autor.

diferentes condições operacionais, evidenciando o impacto da levitação sobre a densidade de torque.

Considerações Finais: Os resultados obtidos confirmam que o motor proposto é capaz de gerar forças radiais controláveis com boa linearidade em função da corrente aplicada. Isso valida a viabilidade do uso de um sistema de controle baseado em modulação de corrente para manter o rotor suspenso e centrado, mesmo em presença de perturbações externas ou variações de carga.

4 FUNDAMENTOS E APLICAÇÕES DE MODELOS DE ORDEM REDUZIDA

4.1 PANORAMA GERAL DA METODOLOGIA E OBJETIVOS

O modelo de ordem , conhecido em inglês como *Reduced Order Model* (ROM), representa uma mudança de paradigma crucial na simulação e análise de sistemas complexos, oferecendo um caminho para contornar os gargalos computacionais associados a modelos de alta fidelidade. Estes modelos de alta fidelidade, muitas vezes baseados em métodos como elementos finitos, capturam com precisão a intrincada física subjacente aos sistemas de engenharia e científicos (Halder; Damodaran; Khoo, 2023).

No entanto, a própria riqueza de detalhes desses modelos acarreta demandas computacionais elevadas, especialmente em simulações de grande escala, análises paramétricas ou aplicações de otimização. Nesse contexto, os ROMs se apresentam como uma solução estratégica, ao buscar reduzir a complexidade computacional sem comprometer a precisão e a fidelidade à dinâmica do sistema original (Hollkamp; Sen; Semperlotti, 2016). Ao reduzir o número de graus de liberdade, o ROM permite simulações e análises mais rápidas, abrindo novas possibilidades para exploração, otimização e controle de sistemas complexos. Essencialmente, o ROM oferece uma representação simplificada do sistema, capturando os modos dominantes de comportamento enquanto descarta detalhes menos significativos, levando a uma redução substancial no esforço computacional, permitindo simulações rápidas de modelos complexos, um grande avanço em relação aos modelos convencionais (Zambrano et al., 2020).

A eficácia dos ROMs está em sua capacidade de capturar e representar os principais padrões dinâmicos de um sistema. Entre as principais técnicas utilizadas, destacam-se os métodos baseados em truncamento do espaço de estados, como o *Balanced Truncation* e o *Modal Truncation*, que eliminam estados menos relevantes com base em critérios de controlabilidade e observabilidade. Métodos de projeção, como os baseados em subespaços de Krylov (Arnoldi, Lanczos) e a Decomposição Ortogonal Apropriada (*Proper Orthogonal Decomposition* – POD), também são amplamente empregados.

Para sistemas não lineares, técnicas como o Método de Interpolação Paramétrica (MIP) e abordagens baseadas em aprendizado de máquina, como autoencoders, têm ganhado destaque. Além disso, métodos baseados na resposta em frequência, como a Aproximação pela Norma de Hankel (Scherpen, 2018) e técnicas com ponderação em frequência, são úteis para preservar o comportamento dinâmico em faixas específicas. A escolha da técnica depende do tipo de sistema, da precisão desejada e da complexidade computacional aceitável.

Ao projetar o modelo original de alta dimensionalidade em um espaço latente de menor dimensão, o ROM foca nas características mais relevantes do sistema, descartando detalhes menos significativos que têm impacto reduzido sobre seu comportamento global (Tang; Liu; Durlofsky, 2020; Ni; Ding; Wang, 2023). Esta redução da dimensionalidade traduz-se numa diminuição notável dos requisitos computacionais, tornando possível simular sistemas complexos em prazos razoáveis. Além disso, o ROM pode ser integrado com dados observacionais esparsos,

de múltiplas fidelidades ou multimodais, aumentando ainda mais a sua precisão e fiabilidade em cenários onde a informação completa do modelo físico está indisponível. Os modelos computacionais são capazes de simular e deduzir cenários que nunca ocorreram no mundo real, concentrando-se na precisão da modelagem e na sua capacidade de refletir as características e estados de objetos físicos com precisão, orientando assim o projeto e a otimização de sistemas reais (Xue et al., 2022).

A versatilidade do ROM estende-se a uma vasta gama de aplicações de engenharia e científicas, tornando-o uma ferramenta indispensável em vários domínios. Na dinâmica dos fluidos, o ROM é utilizado para simular fluxos turbulentos, prever padrões de dispersão de poluentes e otimizar projetos aerodinâmicos. Na mecânica estrutural, o ROM facilita a análise rápida de estruturas complexas sob diferentes condições de carregamento, permitindo a avaliação em tempo real do desempenho estrutural e a detecção de potenciais falhas. No domínio da transferência de calor, o ROM permite a simulação eficiente de processos de transferência de calor em dispositivos eletrônicos, permutadores de calor e outros sistemas térmicos, auxiliando a otimização do projeto térmico e a gestão do desempenho. Além disso, o ROM encontra aplicações em modelagem de reservatórios, previsão meteorológica e modelagem climática, permitindo a simulação eficiente de sistemas geoespaciais em larga escala. A capacidade de analisar as tensões atuantes em equipamentos de moagem, como o castelo de moenda, utilizando o método dos elementos finitos, demonstra a aplicação prática de modelos computacionais na otimização de projetos de engenharia (Caltarosso, 2008). A versatilidade dos modelos de ordem reduzida permite sua aplicação em uma ampla gama de contextos multidisciplinares, impulsionando avanços científicos e tecnológicos, especialmente nas áreas de modelagem, simulação numérica e validação (Wriggers et al., 2018).

O desenvolvimento e implementação de um ROM envolvem normalmente uma série de passos bem definidos. Inicialmente, um modelo de alta fidelidade do sistema é construído utilizando técnicas estabelecidas, tais como análise de elementos finitos ou métodos de volume finito. Em seguida, os dados de treino são gerados através da execução de um conjunto de simulações com o modelo de alta fidelidade, capturando o comportamento do sistema sob diferentes condições operacionais. Estes dados de treino são então utilizados para construir o ROM, empregando técnicas tais como decomposição ortogonal adequada, análise harmônica generalizada ou redes neurais artificiais. A técnica de redução da ordem adequada é usada para acelerar análises complexas com precisão e eficiência promissoras (Ballini et al., 2024).

Por fim, a validação do ROM é realizada por meio da comparação de suas previsões com simulações de alta fidelidade ou dados experimentais, assegurando sua precisão e confiabilidade. Além disso, o software desenvolvido pode ser integrado a um ambiente imersivo, permitindo simulações realistas em modos de interação livre ou guiada cinematicamente. Essa abordagem possibilita a análise automatizada de operações de desmontagem e montagem (A/D), contribuindo para o aumento da produtividade em processos de reciclagem e manutenção (Jacob; Popescu, 2014). Os ambientes virtuais imersivos com simulação em tempo real apresentam uma ferramenta

valiosa para análise e tomada de decisão em diversos domínios.

Apesar das suas numerosas vantagens, o ROM apresenta uma série de desafios que devem ser abordados para garantir a sua implementação bem sucedida. Um dos principais desafios reside na seleção de uma base de baixa dimensão apropriada que capture com precisão a dinâmica essencial do sistema. A escolha de técnicas de redução de ordem apropriadas e parâmetros de modelagem é vital para garantir a precisão e confiabilidade do ROM, exigindo consideração cuidadosa das características específicas do sistema que está sendo modelado. Um outro desafio reside na capacidade de lidar com sistemas não lineares, onde a relação entre entradas e saídas não é linear. Para sistemas não lineares, técnicas de linearização ou métodos de redução de ordem não lineares devem ser empregados para aproximar o comportamento do sistema dentro de uma gama limitada de condições operacionais.

Além disso, o ROM pode exigir um esforço computacional significativo para gerar os dados de treino e construir o modelo reduzido, particularmente para sistemas de alta dimensão. Finalmente, o ROM pode ser sensível à qualidade dos dados de treino, e dados ruidosos ou incompletos podem levar a previsões imprecisas.

4.2 REVISÃO DE LITERATURA: APLICAÇÕES DE ROM EM MOTORES SEM MANCAIS

Foram listados quatro artigos que aplicam modelos de ordem reduzida (ROMs) em motores sem mancais. A seguir, apresenta-se uma breve descrição de cada estudo, destacando suas abordagens, metodologias e principais contribuições.

1. Título: *Force computation of a synchronous reluctance motor by model order reduction with constraint based uneven snapshot matrix*. Foi aplicado um conceito no qual algoritmos selecionavam matrizes instantâneas pré-calculadas (Mukherjee et al., 2017b). No estudo foi utilizado um motor síncrono de relutância com enrolamento principal de 4 polos e 2 polos empregado no controle de posição.
2. Título: *Constrained Algorithm for the Selection of Uneven Snapshots in Model Order Reduction of a Bearingless Motor*. Esse artigo pode ser classificado como sequência do primeiro. Segundo a pesquisa, foi utilizado o método POD, no qual projeta-se a base do sistema em uma base reduzida, diminuindo o tamanho das equações (Mukherjee et al., 2017a). Algoritmos de seleção iterativa ajudam a escolher instantâneos com precisão aceitável. Este artigo propõe um novo algoritmo para encontrar instantâneos que excitam modos de alta frequência, mantendo a precisão.
3. Título: *Model Order Reduction of Bearingless Reluctance Motor Including Eccentricity*. Um estudo conduzido pelo mesmo grupo de pesquisa propõe um método inovador, baseado em interpolação ortogonal, para a redução da ordem de modelos de elementos finitos bidimensionais de motores síncronos de relutância com enrolamento separado (Far et al., 2018).

4. Título: *Electromagnetic Performance Analysis of a Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor by Model Order Reduction.* Com base no mesmo método utilizado por autores anteriores (POD), foi realizada uma análise envolvendo um motor de ímãs permanentes internos com enrolamento separado. O torque máximo obtido por meio do modelo de elementos finitos apresentou uma diferença inferior a 2% em relação ao valor de referência (Xu et al., 2023).

Em síntese, os quatro artigos analisados pertencem ao mesmo grupo de pesquisa e empregam o método POD para a construção de modelos de ordem reduzida aplicados a motores sem mancais. Diante dessa uniformidade metodológica, torna-se pertinente uma discussão mais aprofundada, com o objetivo de comparar criticamente esses estudos com a abordagem proposta nesta tese. Ressalta-se que tais trabalhos foram utilizados exclusivamente como referência comparativa, com o intuito de evidenciar as distinções e destacar o caráter inédito da metodologia aqui desenvolvida.

4.2.1 Análise Comparativa entre Técnicas de Redução de Ordem

O método adotado nesta tese para a obtenção do modelo de ordem reduzida (ROM) foi o Método de Interpolação de Parâmetros (MIP), implementado por meio do software comercial ANSYS Maxwell, utilizando o solver magnetostático. A Tabela 3 apresenta uma comparação resumida entre os diferentes métodos empregados, destacando suas principais características.

Apesar de o uso de um software comercial poder sugerir um processo automatizado ou trivial, é importante ressaltar que foram necessárias diversas adaptações específicas. Isso se deve ao fato de que o ANSYS Maxwell não foi originalmente projetado para aplicações em motores sem mancais, embora seja capaz de simular cenários em que o rotor se encontra descentralizado em relação ao estator. Essa particularidade exigiu cuidados adicionais na modelagem geométrica e na definição dos parâmetros de simulação, a fim de garantir a fidelidade dos resultados e a representatividade física do sistema.

O POD e o MIP são duas abordagens distintas, porém complementares, para a redução da ordem do modelo, cada uma oferecendo vantagens e limitações únicas no contexto da modelagem e simulação de sistemas complexos (Hollkamp; Sen; Semperlotti, 2016).

O POD, também conhecido como análise de componentes principais, é uma técnica poderosa baseada em álgebra linear e análise estatística. Ela extrai os modos mais dominantes do comportamento de um sistema a partir de um conjunto de dados, ou *snapshots* (Kutz et al., 2016). Esses *snapshots* encapsulam o estado do sistema em vários pontos, fornecendo uma amostra representativa de sua resposta dinâmica. O método constrói uma base ortonormal que captura de forma otimizada a variância presente nos dados, reduzindo efetivamente a dimensionalidade do problema, preservando as características essenciais da dinâmica do sistema (Rim; Mandli, 2018). Essa abordagem é particularmente adequada para sistemas que exibem um comportamento modal

bem definido, como vibrações estruturais ou fluxos de fluidos dominados por alguns modos dominantes.

No entanto, a eficácia do POD depende da suposição de que o comportamento do sistema pode ser adequadamente representado por uma combinação linear de um número relativamente pequeno de modos, o que pode não ser verdade para todos os sistemas complexos. Além disso, o custo computacional associado à construção da base POD pode ser substancial, especialmente para sistemas de alta dimensão, pois normalmente envolve a resolução de um grande problema de autovalor (Ni; Ding; Wang, 2023). A capacidade de generalização de ROMs baseados em POD é frequentemente limitada ao espaço de treinamento, o que significa que sua precisão pode se degradar significativamente quando aplicada a cenários fora do intervalo de condições usadas para gerar os snapshots, restringindo, assim, sua aplicabilidade em cenários do mundo real.

O MIP, por outro lado, representa uma abordagem orientada por dados que busca aproximar diretamente a resposta do sistema para diferentes valores de parâmetros, com base em resultados de simulações previamente computadas. A Figura 32 ilustra de forma clara os benefícios do ROM obtido por meio da interpolação paramétrica, ao comparar os resultados obtidos no ANSYS Maxwell com aqueles gerados pelo modelo implementado no SIMPLORER. Observa-se concordância entre os dois modelos, especialmente nos parâmetros de corrente, fluxo concatenado e torque. Diferentemente do método POD, que visa identificar uma base modal de ordem reduzida, a interpolação paramétrica concentra-se na aproximação da saída do sistema em função das variações nos parâmetros de entrada (Dutta; Rivera-Casillas; Farthing, 2021). Essa abordagem é inherentemente mais flexível, pois não depende de quaisquer suposições sobre a dinâmica subjacente do sistema e pode lidar efetivamente com sistemas com dependências paramétricas complexas e não lineares (Tang; Liu; Durlofsky, 2020). Modelos polinomiais podem ser criados correlacionando a resposta ao procedimento, independentemente das variáveis e suas interações associadas, o que está em consonância com a interpolação paramétrica (Yang et al., 2021).

Todavia, a eficácia do MIP depende da densidade e distribuição dos pontos de amostra usados para interpolação, e sua capacidade de extrapolação é limitada (Toh, 2014). A precisão da aproximação depende fortemente de ter um número suficiente de amostras para capturar as variações na resposta do sistema em todo o espaço de parâmetros. Embora o MIP possa ser menos intensivo em termos computacionais durante a fase de treinamento em comparação com o POD, ele pode se tornar caro ao lidar com espaços de parâmetros de alta dimensão, pois o número de amostras necessárias para atingir um nível de precisão desejado cresce exponencialmente com o número de parâmetros. Além disso, a confiabilidade da interpolação paramétrica é, normalmente, limitada à região dentro da qual os pontos de dados são amostrados, tornando a extrapolação além dessa região não confiável. Quando dados observacionais esparsos estão disponíveis, junto com alguma física desconhecida, simulações complexas de dados observacionais reais para problemas mal postos tornam-se muito demoradas, por causa das múltiplas simulações necessárias para calibrar os parâmetros livres do modelo ou a física ausente no sistema (Jagtap; Mitsotakis; Karniadakis, 2022). A modelagem direta exige o conhecimento das condições iniciais

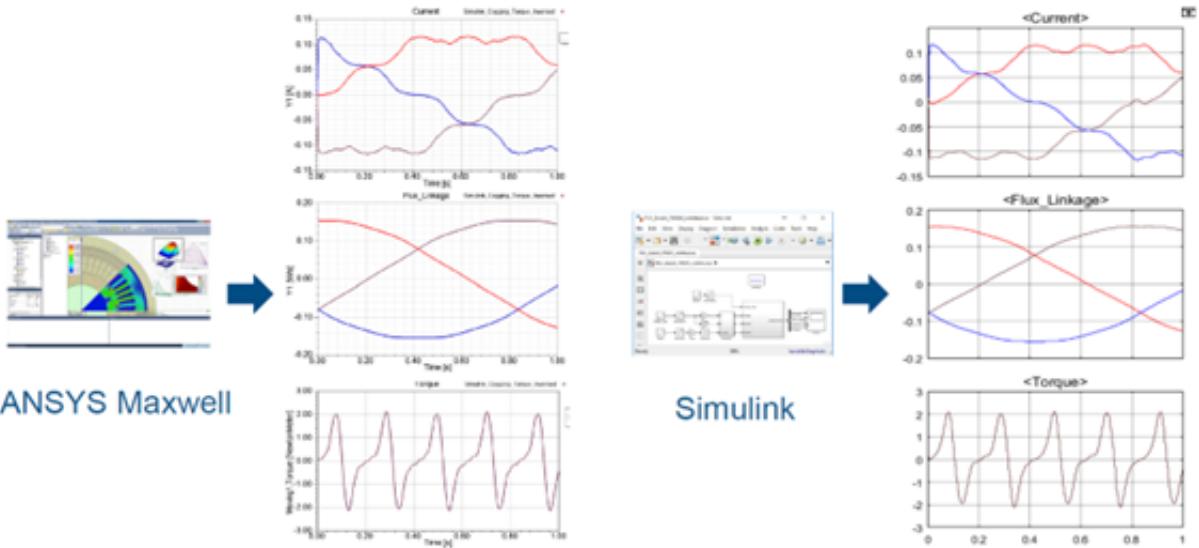


Figura 32 – Comparação entre o modelo convencional em relação ao reduzido.
Fonte: Extraído da apresentação “*High Fidelity FEA Based PMSM Model Extraction for High Performance Drive Design*”, elaborada por Haiwei Cai e Dakai Hu. Maio 26, 2017.

e de contorno, que normalmente não são totalmente conhecidas e, portanto, também devem ser estimadas a partir de dados, juntamente com as relações constitutivas e parâmetros desconhecidos, o que complica significativamente a estimativa de parâmetros (Tartakovsky et al., 2018).

A escolha entre POD e MIP depende de características específicas do sistema em estudo e dos objetivos da análise. A identificação de modelos dinâmicos precisos é essencial para a simulação e o controle de vários sistemas técnicos (Roehrl et al., 2020). Quando um modelo adequado está disponível, ele pode atuar como um substituto confiável do ambiente real. Isso significa que políticas eficazes podem ser derivadas diretamente a partir do modelo, sem a necessidade de interações adicionais com o sistema físico (Kamthe; Deisenroth, 2017). Para sistemas com comportamento modal bem definido e onde a precisão é fundamental dentro do espaço de treinamento, o POD oferece uma técnica poderosa para redução da ordem do modelo.

Para fins de predição de violação, concluiu-se que, embora os modelos paramétricos tenham sido usados pela indústria no passado, os avanços tecnológicos e os testes práticos de campo permitiram que métodos rigorosos de modelos baseados na física se tornassem mais viáveis (Morris; West; Hassan, 2018). Em contraste, para sistemas com dependências paramétricas complexas, comportamentos não lineares e cenários em que flexibilidade e baixo custo computacional são desejáveis, a interpolação paramétrica surge como uma alternativa promissora. Essa abordagem é particularmente vantajosa em aplicações que exigem múltiplas avaliações do ROM para diferentes combinações de parâmetros, como em problemas de otimização, análise de sensibilidade ou quantificação de incertezas.

Tabela 3 – Comparação entre POD e Interpolação Paramétrica.

| Critério | POD | MIP |
|----------------------------|--|--|
| Tipo de abordagem | Redução de ordem baseada em modos | Aproximação baseada em dados |
| Requisitos | Amostras do sistema | Simulações em diferentes pontos paramétricos |
| Generalização | Limitada fora do espaço de treinamento | Limitada à região interpolada |
| Complexidade computacional | Alta na fase de treinamento | Moderada, depende da densidade de amostragem |
| Aplicação ideal | Sistemas com comportamento modal claro | Sistemas com dependência suave de parâmetros |

Fonte: Produção do autor.

4.2.1.1 Resumo Crítico das Diferenças Metodológicas

Vale ressaltar a complexidade adicional envolvida na elaboração de um ROM, considerando excentricidade, uma condição em que o rotor está descentralizado em relação ao estator. Essa complexidade é evidenciada pelo fato de que o autor do terceiro artigo dedicou um estudo específico para essa condição, publicando um trabalho exclusivo sobre o tema.

A presente tese apresenta uma série de contribuições inéditas no contexto da modelagem de motores sem mancais por meio de ROM. Entre os principais diferenciais, destacam-se:

1. Utilização do método de interpolação paramétrica para a construção do ROM, abordagem ainda não explorada nos trabalhos anteriores;
2. Primeiro ROM para motor de ímãs síncronos através do MIP;
3. Primeiro ROM para MSM com enrolamento combinado;
4. Utilização de um ROM com alta fidelidade na representação das dinâmicas do sistema (rotação, translação, forças laterais e torque).

Esses elementos reforçam o caráter inovador da pesquisa e ampliam as possibilidades de aplicação prática dos modelos desenvolvidos.

4.3 OBTENÇÃO DO MODELO DE CIRCUITO EQUIVALENTE (CE)

Para compreender o processo de extração dos parâmetros, é necessário primeiro introduzir o conceito de circuito equivalente. Em máquinas elétricas rotativas, o circuito equivalente é uma representação simplificada dos elementos e fenômenos eletromagnéticos da máquina, permitindo uma análise mais acessível e eficiente do seu desempenho.

No caso das máquinas síncronas, esse modelo pode ser utilizado tanto para o estudo em modo gerador quanto em modo motor. Ele é geralmente obtido por meio de simulações eletromag-

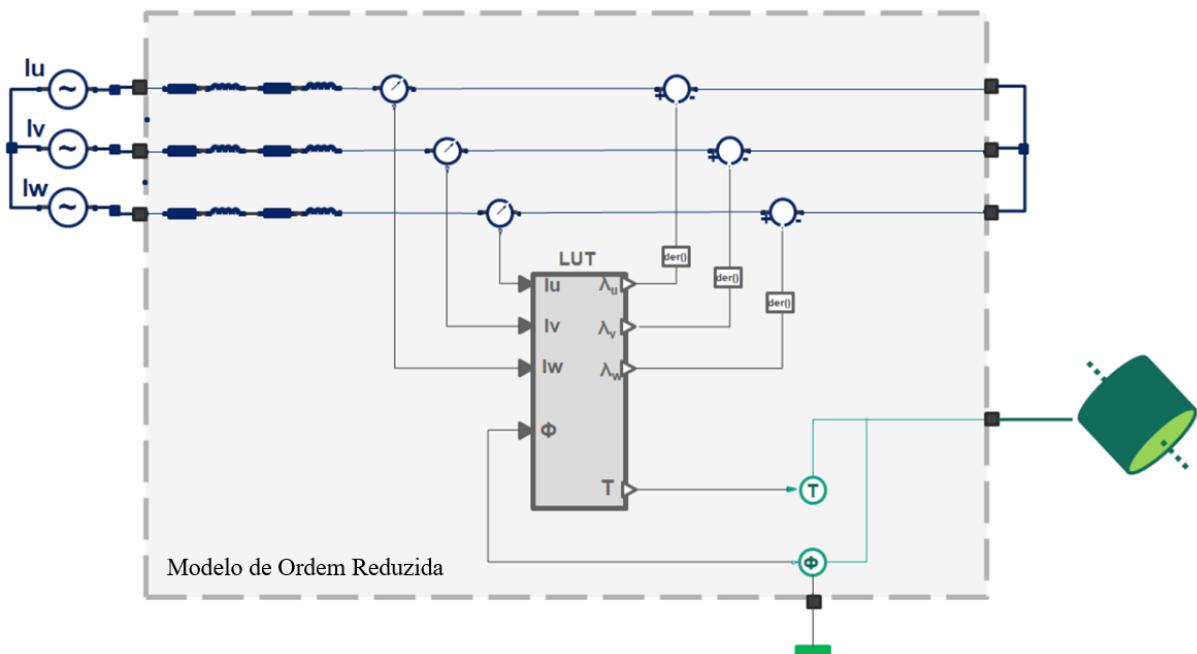


Figura 33 – Modelo de ordem reduzida de um motor trifásico convencional
Fonte: Produção do autor.

néticas, que permitem identificar os parâmetros característicos da máquina, como resistências, indutâncias e tensões induzidas, com base em seu comportamento físico e operacional.

No 3.3.1.2 são apresentadas alguns dados de performance do motor calculados para obtenção do ROM.

4.3.1 Modelagem por Elementos Finitos: Abordagem Convencional

A extração é realizada por meio do ANSYS Maxwell. No entanto, antes disso, é necessário desenvolver o modelo da máquina elétrica. Como não existe um Modelo de Ordem Reduzida (ROM) específico para motores sem mancais, foi preciso criar um modelo inédito, que até então não havia sido desenvolvido.

A Figura 33 apresenta um modelo de ordem reduzida (ROM) convencional para um motor trifásico. Esse modelo possui quatro variáveis de entrada: as correntes de fase (I_u, I_v, I_w) e a posição angular do rotor (ϕ); e quatro variáveis de saída: os fluxos concatenados ($\lambda_u, \lambda_v, \lambda_w$) e o torque eletromagnético (T). Neste modelo, o nó de neutro está conectado em curto-circuito, simplificando a análise ao eliminar a influência da tensão de neutro.

Para esse modelo, o programa ANSYS Maxwell gera automaticamente os dados, sendo assim, nenhum esforço adicional é necessário além do processamento por parte do programa. Na Figura 33, foi criado um modelo fatorial completo e uma tabela com 3.000 pontos, com 5 níveis de corrente e 24 níveis para o ângulo do rotor ($5^3 \cdot 24$).

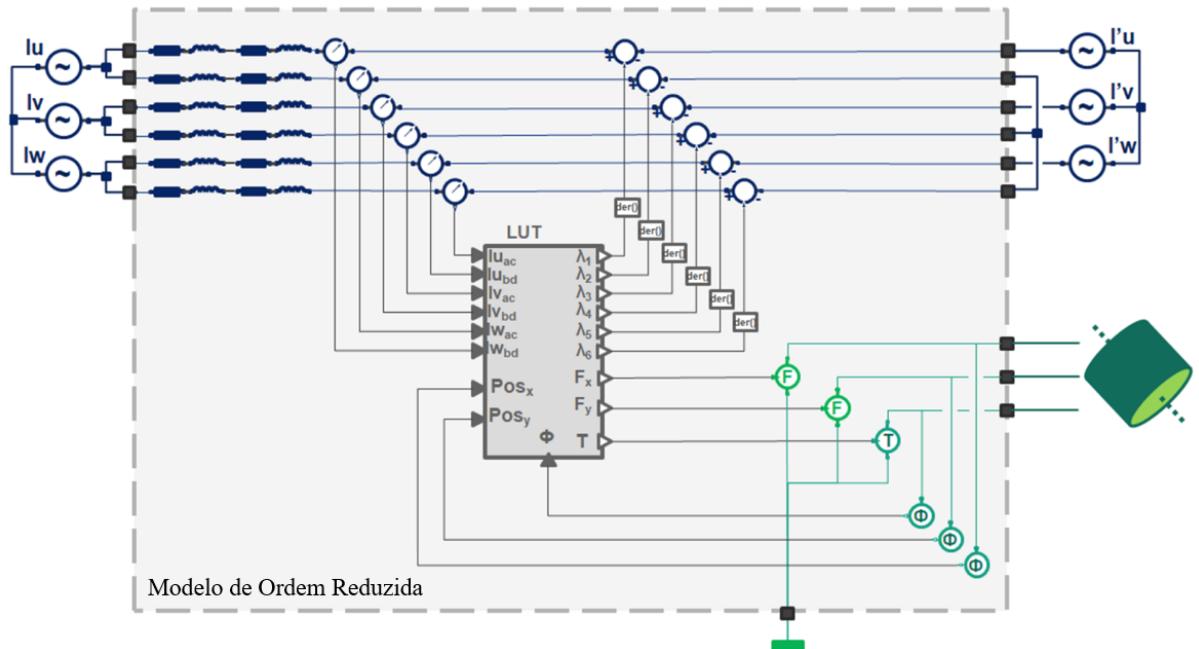


Figura 34 – Modelo de ordem reduzida de um motor sem mancal
Fonte: Produção do autor.

4.4 ARQUITETURA DE MODELAGEM PROPOSTA PARA O MOTOR SEM MANCAL

Na Figura 34 apresenta-se o motor de ímã permanente sem mancais com ROM e enrolamento DPNV. Existem três fases para o torque, e no ponto médio das bobinas ocorre a injeção de tensão para as forças de suspensão do rotor. Além disso, o ROM possui novas funcionalidades, como a entrada de posição para as direções X e Y e a saída de forças para ambas as direções. A quantidade de entradas aumentou de 4 para 9, e as saídas, que anteriormente eram apenas o torque, agora incluem também as forças.

O esforço computacional necessário para gerar esse modelo de ordem reduzida (ROM) excede as capacidades padrão do software. Mesmo que o ANSYS Maxwell fosse modificado para suportar tal operação, a estimativa é de que o processo levaria aproximadamente uma semana. Para um modelo fatorial completo — também conhecido como espaço de varredura total — a tabela de simulação contém cerca de 1.000.000 de pontos ($5^6 \cdot 2^2 \cdot 16$), o que torna a abordagem inviável em termos de tempo e recursos computacionais.

Embora o ROM de um motor trifásico convencional seja relativamente simples, a complexidade aumenta significativamente no caso de um motor sem mancais, devido à descentralização do rotor e à interação entre os campos de levitação e torque. Por esse motivo, foi necessário implementar modificações específicas no ROM, adaptando sua estrutura para torná-lo aplicável e eficiente na modelagem de motores sem mancais.

Vale destacar que a avaliação de modelos de ordem reduzida (ROM) para motores sem mancais apresenta uma complexidade significativamente maior em comparação com motores trifásicos convencionais. Essa complexidade decorre da interação entre os campos de levitação

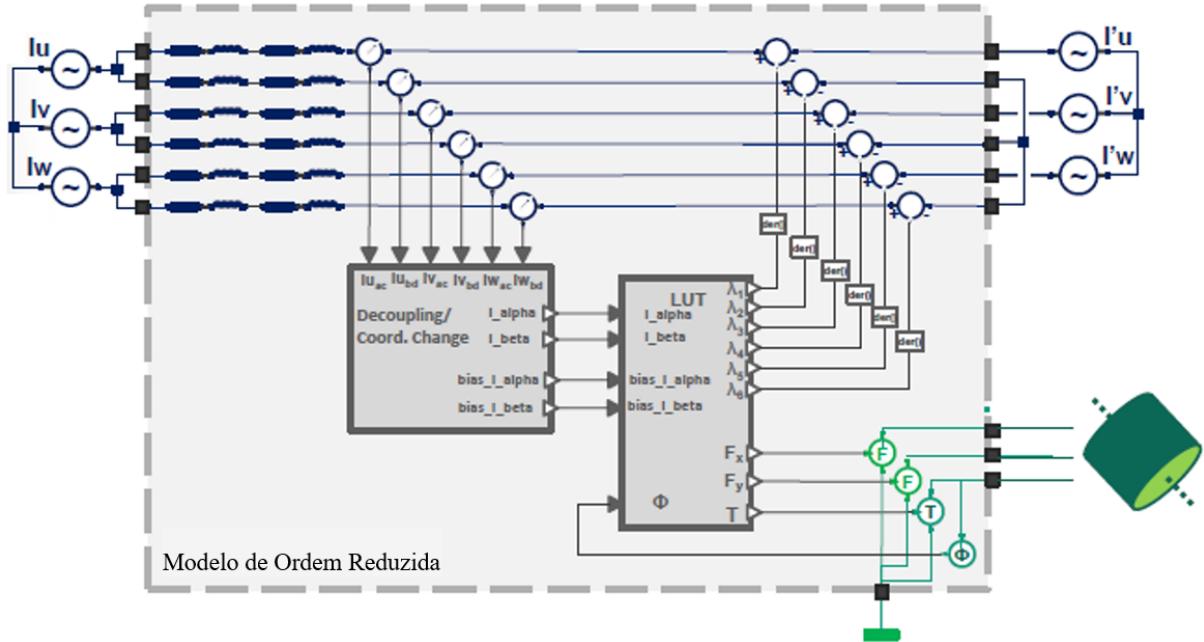


Figura 35 – Modelo de ordem reduzida sem excentricidade

Fonte: Produção do autor.

e torque, além da descentralização do rotor em relação ao estator. Nos tópicos seguintes, será apresentada a estratégia adotada para simplificar o ROM, tornando-o viável para aplicação em motores sem mancais.

4.4.1 Cenário Base: Rotor Centralizado

Para poder criar o ROM, o deslocamento lateral do rotor foi suprimido, o rotor não tinha excentricidade, mas é possível gerar forças de suspensão pela tensão do terminal de suspensão ($I'u$, $I'v$, $I'w$). Foram definidos cinco níveis de corrente e três posições fixas para a realização das varreduras. A varredura angular de posição abrange 16 incrementos de 12° , cobrindo o intervalo de 0° a 180° .

O vetor de entrada tem dimensão cinco e é composto por I_α , I_β , I'_α , I'_β e ϕ . O vetor de saída tem dimensão nove e é composto por λ_1 , λ_2 , λ_3 , λ_4 , λ_5 , λ_6 , F_x , F_y e T . A tabela de varredura factorial completa tem 3.600 pontos com cálculo apropriado para alguns minutos, com custo computacional um pouco acima em relação à um motor convencional. A ROM e as características usadas para criá-la são apresentadas na Figura 35.

A varredura dos dados é explicada abaixo:

Vetores de entrada: I_α , I_β , I'_α , I'_β e ϕ .

Vetores de saída: λ_1 , λ_2 , λ_3 , λ_4 , λ_5 , λ_6 , F_x , F_y e T .

- Correntes

Torque: 05 níveis de amplitude normalizada: -1.0, -0.5, 0, 0.5, 1.0.

Posição: 03 níveis de amplitude normalizada: -1.0, 0, 1.0.

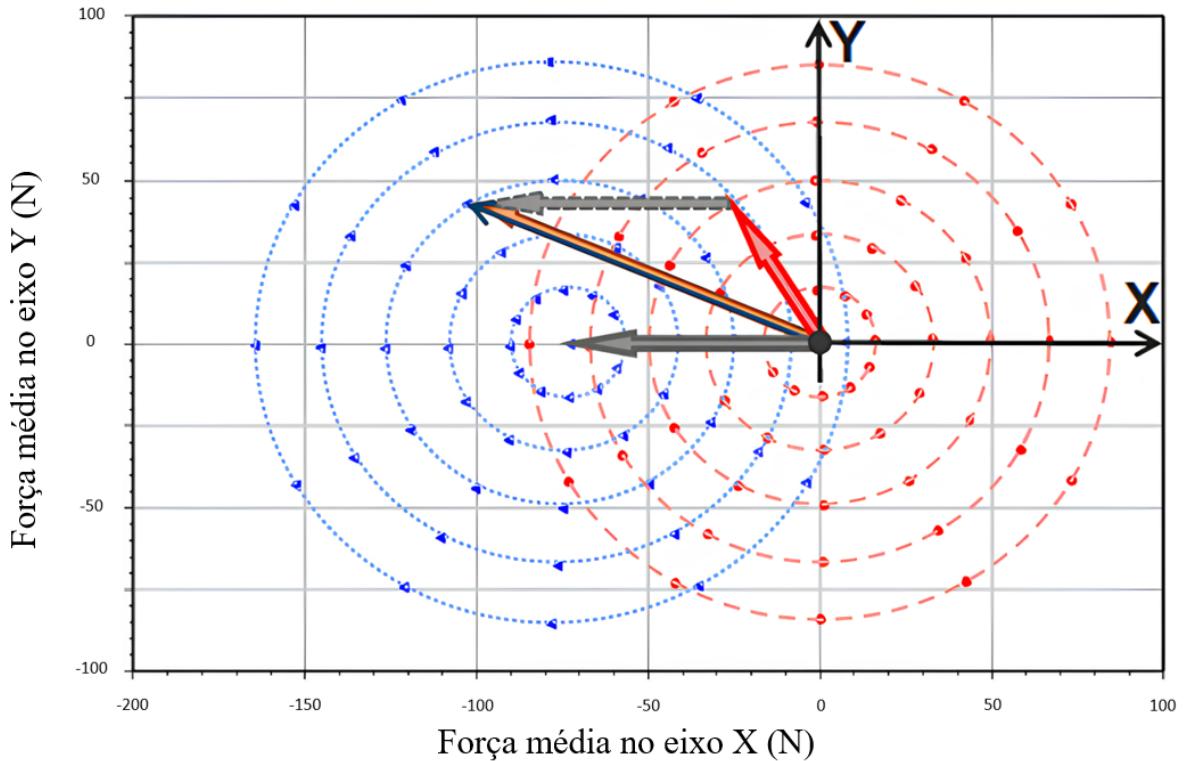


Figura 36 – Influência da excentricidade na força radial

Fonte: Produção do autor.

- Posição angular
15 níveis de 12 graus: zero até 180 graus

4.4.2 Cenário Avançado: Rotor com Excentricidade

O primeiro vetor é determinado a partir das componentes de corrente associadas ao torque e à excentricidade, desconsiderando-se, neste caso, as correntes de suspensão. Esse vetor está representado em cinza na Figura 36. Por sua vez, o segundo vetor — representado na cor vermelha — é derivado das correntes de suspensão e de torque, considerando-se a ausência de excentricidade, conforme estabelecido na seção anterior.

Durante a fase inicial de operação, é comum que o rotor se encontre ligeiramente deslocado em relação ao eixo Y , apresentando, portanto, maior excentricidade. No entanto, ao longo do regime permanente, o rotor tende a se estabilizar na posição central, resultando em uma excentricidade mínima. Essa redução na excentricidade implica em uma menor discrepância entre os resultados obtidos por meio do ROM e aqueles provenientes da simulação completa via método dos elementos finitos.

Quanto maior o afastamento do rotor em relação à posição central, maior será a força exercida pela suspensão magnética. Isso, por sua vez, aumenta o erro de posicionamento. Para garantir um controle de posição eficaz, o rotor deve ser mantido o mais próximo possível do centro. Dessa forma, o erro é minimizado, resultando em uma posição mais precisa. O erro

considerado é obtido pela comparação entre os resultados do MEF e a regressão linear aplicada aos dados.

Equação para o eixo X

$$\text{Deslocamento da força no eixo } X = \text{deslocamento} \times 479.300 \text{ [N/m]} \quad (20)$$

Equação para o eixo Y

$$\text{Deslocamento da força no eixo } Y = \text{deslocamento} \times 478.500 \text{ [N/m]} \quad (21)$$

5 SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA NO AMBIENTE SIMPLORER

Diferentemente dos motores de indução ou síncronos, que entram em operação ao serem conectados diretamente a uma fonte de corrente alternada — seja monofásica, bifásica ou trifásica — os motores de ímãs permanentes requerem uma abordagem distinta para o acionamento. Todos os motores de ímãs permanentes sem escovas necessitam de um sistema de acionamento específico para iniciar sua operação.

Os dois principais métodos de acionamento são: onda quadrada e onda senoidal. O acionamento por onda quadrada, também conhecido como *brushless DC* (BLDC), é a forma original de controle para motores sem escovas. Nesse sistema, a corrente é modulada por largura de pulso (PWM), e o avanço de fase pode ser utilizado para aumentar a velocidade do motor. No entanto, esse tipo de acionamento apresenta uma desvantagem significativa: a geração de ondulações de torque, o que pode comprometer o desempenho em aplicações que exigem alta precisão ou suavidade no movimento.

Por sua vez, o acionamento por onda senoidal utiliza correntes e forças eletromotrices senoidais, proporcionando maior controle e menor ondulação de torque. Esse sistema pressupõe realimentação contínua da posição e pode empregar motores com polos salientes, aproveitando o torque de relutância e permitindo o enfraquecimento de campo para ampliar a faixa de operação em velocidade. Ambos os métodos possuem aplicações específicas e vantagens, dependendo das exigências do controle de posição (Hendershot; Miller, 2010).

A Figura 37 apresenta uma visão geral do controle implementado no software SIMPLORER, composto por quatro blocos principais. Esses blocos serão detalhados nas seções seguintes deste capítulo. Ao final, são apresentados os resultados obtidos. Vale destacar que o MSM é acionado por dois inversores de frequência.

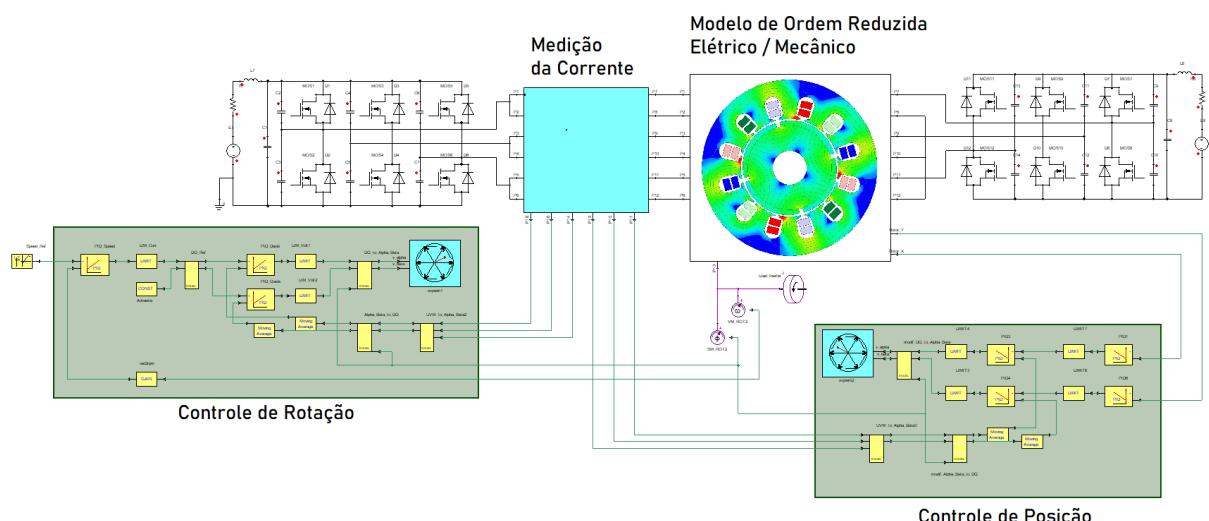


Figura 37 – Visão geral do controle do motor sem mancal, do ROM, e inversores de frequência.

Fonte: Produção do autor.

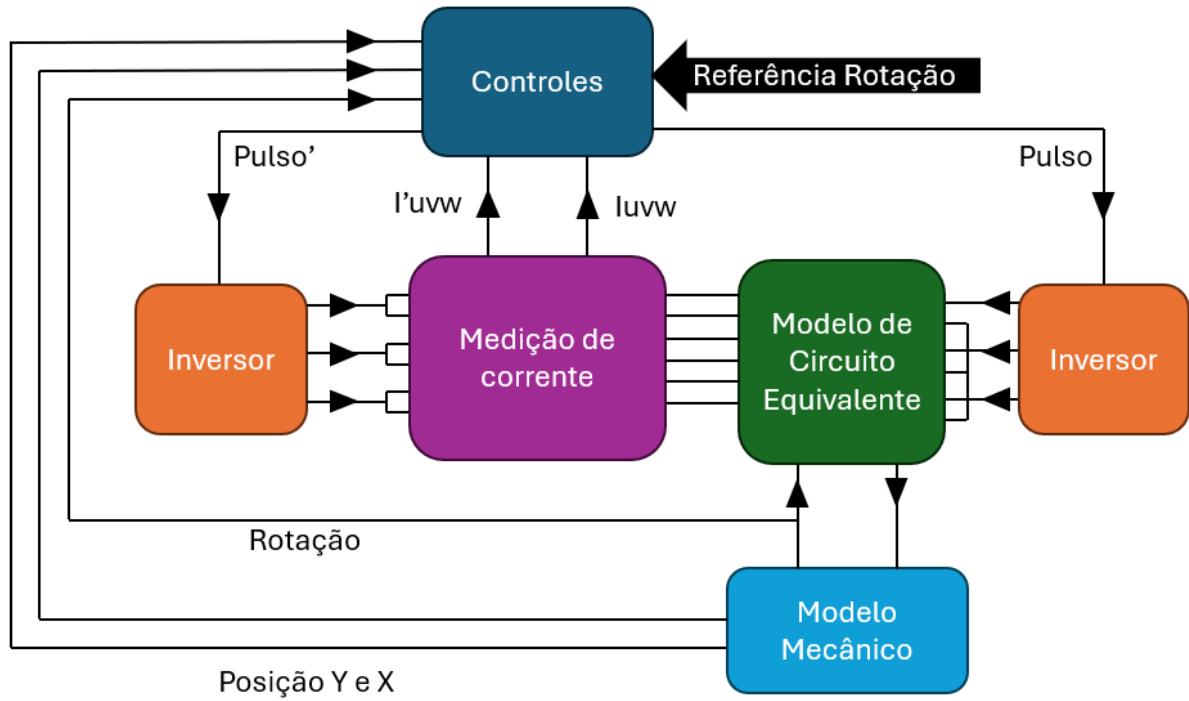


Figura 38 – Visão simplificada do controle do motor sem mancal.

Fonte: Produção do autor.

5.1 CONTROLES

A estratégia adotada para o controle do motor PMSM sem mancais é apresentada nesta seção. A Figura 38 mostra a configuração dos blocos, que incluem: controle, medição de corrente, modelo de circuito equivalente, modelo mecânico e inversores. A entrada externa principal é a referência de velocidade, aplicada ao bloco de controle, detalhado na Figura 39. Esse bloco é composto por dois subsistemas: controle de torque e controle de suspensão.

As entradas internas incluem as posições X e Y , a rotação e as correntes associadas ao torque e à suspensão. As saídas correspondem às correntes enviadas aos dois inversores. O objetivo principal é manter o rotor centralizado em relação ao estator e seguir a referência de velocidade. Todos os blocos serão explicados em detalhes, com exceção do bloco do inversor e da medição de corrente, considerados menos relevantes para o escopo deste trabalho.

A malha de corrente de torque, baseado em controle orientado por campo, e a malha de suspensão serão discutidos nas seções 5.1.2 e 5.1.3, respectivamente. O bloco gerador de SVPWM é responsável por produzir os sinais de chaveamento para os conversores PWM, utilizando a técnica de modulação por vetor espacial (SVPWM), com frequência de chaveamento de 8.000 Hz.

5.1.1 Alinhamento Vetorial e Estratégias de Controle Baseadas em Campo

O uso do controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID) em conjunto com estratégias de controle de campo orientado (FOC) representa um pilar fundamental nos sistemas de controle

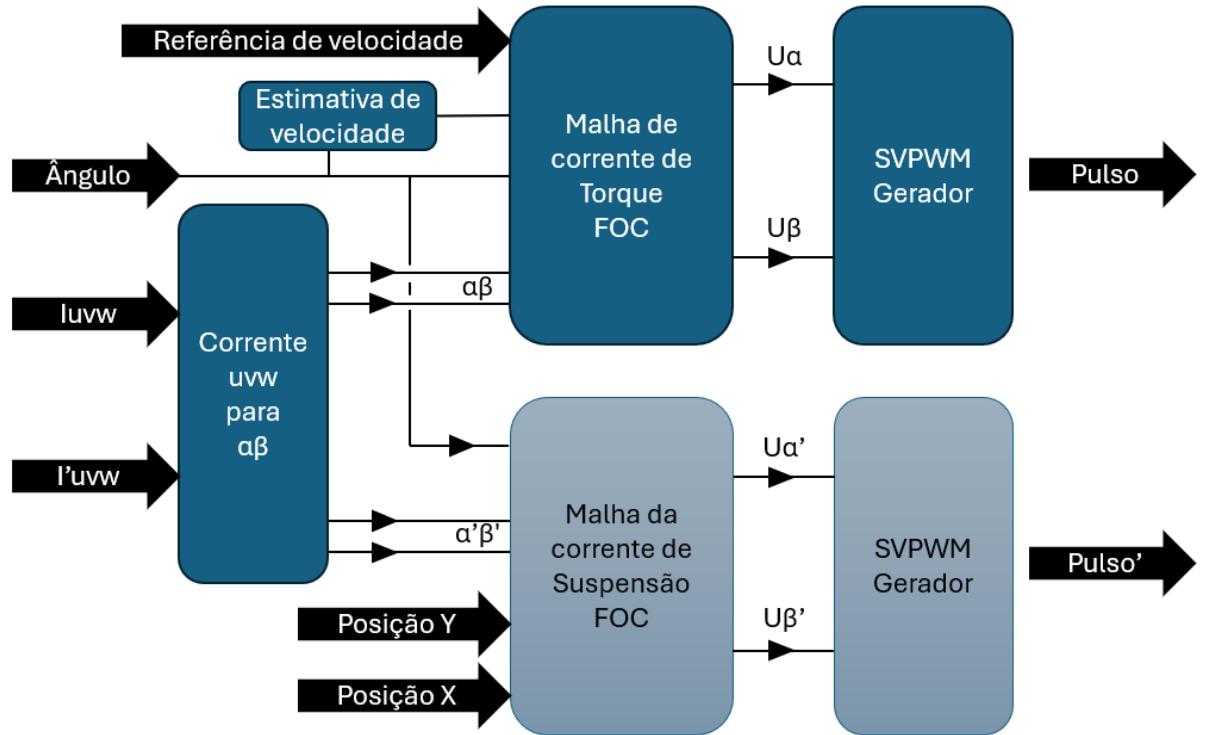


Figura 39 – Explorando o bloco do controle

Fonte: Produção do autor.

de motores modernos, oferecendo uma abordagem robusta e versátil para alcançar capacidades de acionamento de alto desempenho (Venkata; Natarajan, 2016) (Wescott, 2009).

O FOC, também conhecido como controle vetorial, visa controlar independentemente os componentes de fluxo e torque da corrente do motor, emulando o comportamento de um motor CC de excitação separada (YILMAZ; Beşer, 2021). Essa descorrelação é tipicamente alcançada por meio de transformações de coordenadas, como as transformações de Park e Clarke, que projetam as correntes trifásicas do estator em um quadro de referência girante alinhado com o fluxo do rotor. Nesse contexto, os controladores PID desempenham um papel fundamental na regulação desses componentes de corrente descorrelacionados, garantindo um rastreamento preciso e rápido dos valores de referência (Priyambodo; Dharmawan; Putra, 2016). O controlador PID, com seus termos proporcional, integral e derivativo, fornece um mecanismo para minimizar o erro entre os valores desejados e reais das variáveis controladas, como torque e fluxo, ajustando a tensão ou a entrada de corrente do motor (Balestrino et al., 2011). O termo proporcional oferece correção imediata com base no erro atual, o termo integral elimina erros em regime permanente ao acumular erros passados, e o termo derivativo antecipa erros futuros ao considerar a taxa de variação do sinal de erro. Um controlador PID bem ajustado, ou uma combinação de múltiplos controladores PID, melhora a resposta transitória, reduz o sobressinal e garante a estabilidade do sistema FOC (Varghese; Dasgupta; Savier, 2021).

A aplicação de controladores PID em sistemas FOC requer considerações cuidadosas devido à complexidade inerente da dinâmica do motor e aos requisitos de desempenho do sistema

de acionamento. O desempenho do sistema FOC é fortemente influenciado pela sintonia dos ganhos PID, que devem ser cuidadosamente determinados para obter o comportamento desejado.

Vários métodos de sintonia estão disponíveis, variando de técnicas clássicas, como o método Ziegler-Nichols, a abordagens de otimização mais sofisticadas, como algoritmos genéticos ou enxames de partículas (Anguluri; Jatoh; Abraham, 2014). A escolha do método de sintonia depende dos requisitos específicos da aplicação, da complexidade do modelo do motor e dos recursos computacionais disponíveis. Além disso, o desempenho do sistema FOC pode ser aprimorado ainda mais por meio da implementação de técnicas de controle avançadas, como compensação antecipada (*feedforward*), desacoplamento e adaptação. A compensação antecipada pode ser usada para melhorar a resposta transitória do sistema FOC, alimentando uma estimativa do sinal de controle necessário com base no comando de referência. O desacoplamento pode ser empregado para mitigar a interação entre os componentes de fluxo e torque, resultando em melhor precisão de controle e estabilidade.

Além disso, algoritmos de controle adaptativos podem ser usados para compensar variações nos parâmetros do motor ou distúrbios externos, garantindo um desempenho robusto em uma ampla gama de condições operacionais.

5.1.2 Controle de Torque

A implementação do controle de torque em motores trifásicos convencionais e motores sem mancais geralmente utiliza a estratégia de FOC combinada com controladores PI. Essa abordagem requer medições precisas da velocidade do rotor e das correntes de fase, que são transformadas para o referencial rotativo DQ (Nied et al., 2013). Nesse referencial, os sinais são comparados com os valores de referência nos eixos D e Q, permitindo ajustes na corrente para minimizar o erro. Essa ação de controle influencia diretamente o torque e, por consequência, a velocidade de rotação do motor.

Para obter a posição do rotor e realizar o controle independente das forças de torque e de suspensão radial, é necessário um algoritmo de desacoplamento.

A implementação do FOC envolve várias etapas. Primeiramente, as correntes do motor são medidas e transformadas para um referencial rotativo (DQ), alinhado ao fluxo do rotor. Essa transformação desacopla os componentes de fluxo e torque da corrente. Em seguida, os controladores PI regulam as correntes nos eixos D e Q de forma independente, fornecendo controle preciso sobre o fluxo e o torque. As saídas do controlador são então transformadas de volta para o referencial estacionário, gerando as tensões do estator. Por fim, técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) são utilizadas para sintetizar essas tensões e aplicá-las aos enrolamentos do motor.

A Figura 41 representa a malha interna de controle de torque, conforme ilustrado na Figura 40.

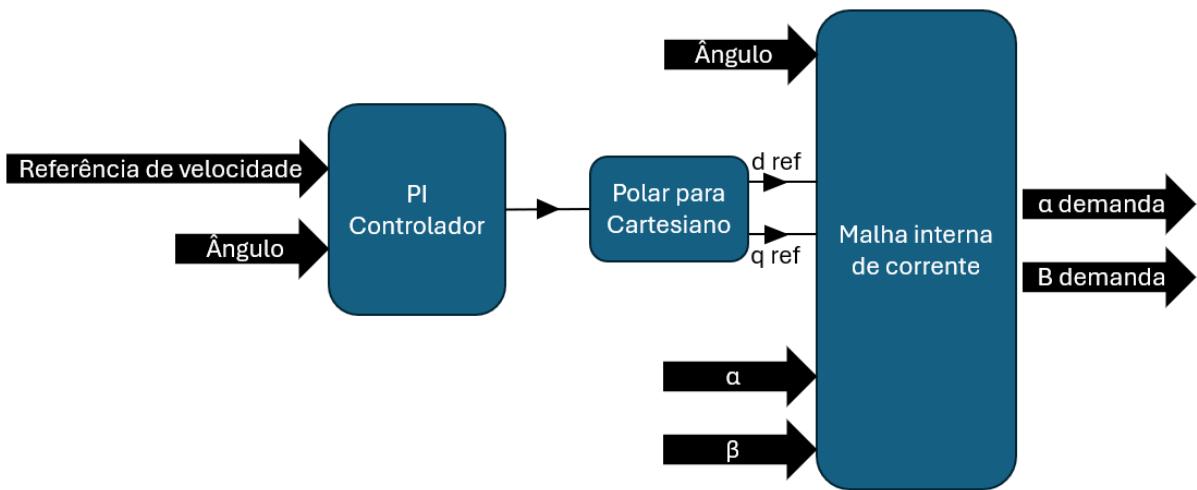


Figura 40 – Bloco de controle de torque.

Fonte: Produção do autor.

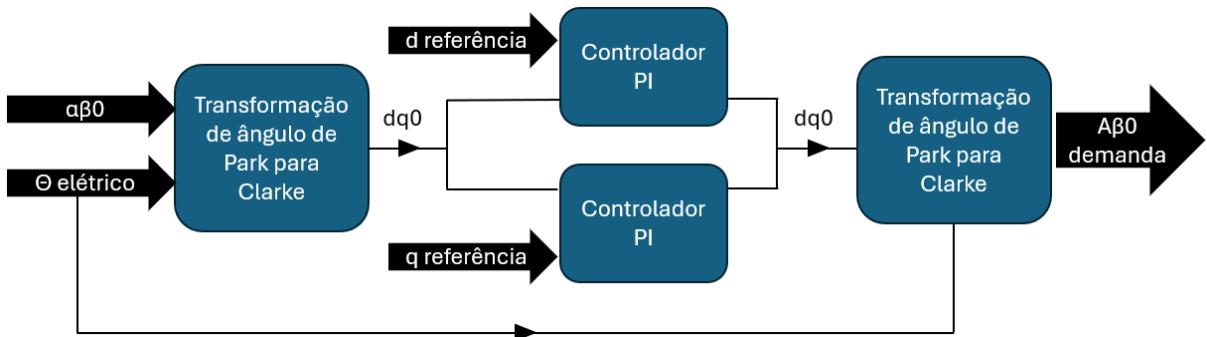


Figura 41 – Malha interna de controle de torque para as correntes D e Q.

Fonte: Produção do autor.

5.1.3 Controle de Suspensão

A implementação de controladores Proporcionais-Integrativos-Derivativos (PID) em sistemas FOC exige uma análise criteriosa, devido à complexidade da dinâmica do motor e às exigências de desempenho do sistema de acionamento. Diversos fatores influenciam o desempenho do controlador, como a estrutura de controle, o grau do processo, a relação entre o tempo de resposta e o tempo morto, o tipo de filtro utilizado, a configuração dos parâmetros e o comportamento não linear do sistema.

A estrutura do FOC é adaptada para incluir o controle de suspensão, conforme ilustrado na Figura 42. É importante destacar que os controladores PI e PID operam com base em duas entradas principais: o sinal de referência e a saída medida. Esses sinais são combinados para formar o sinal de erro, definido como a diferença entre a referência e a medição. Na arquitetura de controle apresentada neste trabalho, as saídas dos controladores PID correspondem às referências de corrente para os inversores.

Diferentemente do controle de torque, que utiliza controladores PI, o controle de suspensão adota controladores PID devido à necessidade de resposta extremamente rápida e ao uso de

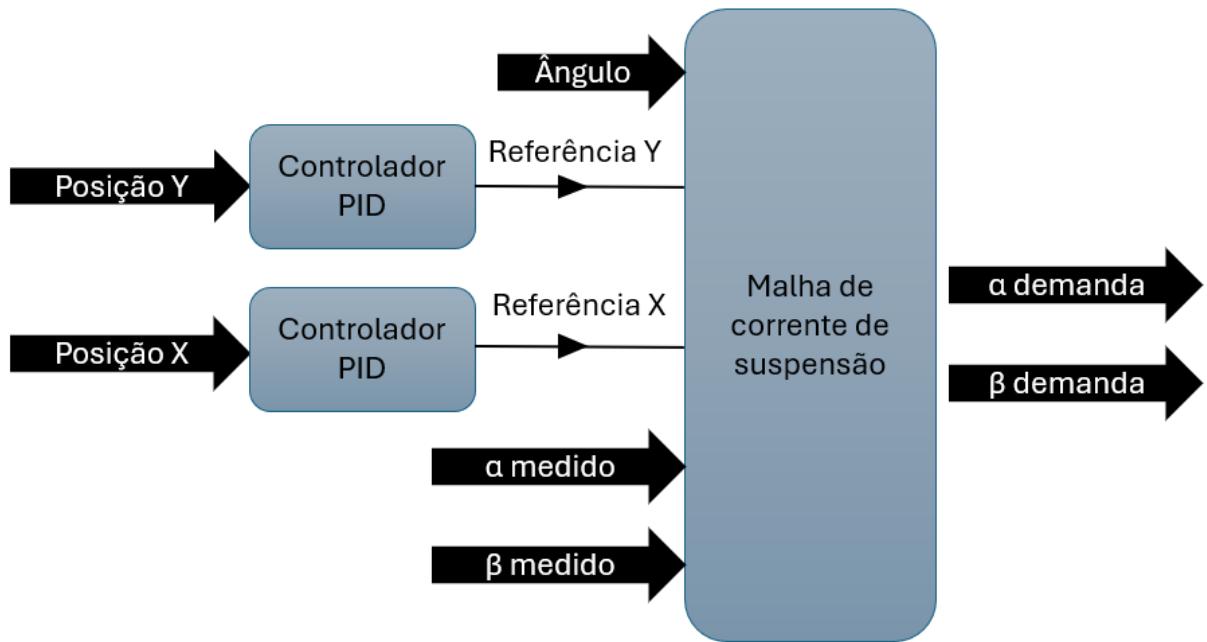


Figura 42 – Bloco de controle da suspensão.

Fonte: Produção do autor.

um ganho derivativo elevado. Essa característica, embora essencial para garantir a estabilidade do rotor em tempo real, torna o sistema mais suscetível à amplificação de ruídos de alta frequência, especialmente aqueles provenientes dos sensores de posição. Esse ruído pode comprometer a precisão do controle e induzir oscilações indesejadas, afetando diretamente a eficiência da levitação magnética.

Para mitigar esses efeitos, são comumente aplicadas técnicas de filtragem, como filtros passa-baixa digitais, que atenuam componentes de alta frequência sem prejudicar significativamente a resposta dinâmica do sistema.

Além disso, a referência no sistema DQ difere do controle convencional, pois não utiliza o rotor ou o estator como base. Em vez disso, a referência é posicionada na direção oposta ao rotor, com o objetivo de gerar uma força estacionária em um sistema rotativo, o que exige maior robustez no controle para evitar instabilidades provocadas por ruídos ou variações dinâmicas.

Transformações de coordenadas, como as de Park e Clarke, são aplicadas para projetar as correntes trifásicas do estator em um referencial rotativo alinhado ao fluxo do rotor. Dentro dessa estrutura, os controladores PID desempenham um papel fundamental na regulação dos componentes desacoplados da corrente, assegurando o rastreamento preciso e rápido das referências.

5.1.3.1 Circuito de corrente de suspensão interna

A discussão sobre a malha interna de corrente é essencial diante da proposta de melhoria na resposta do sistema de controle, apresentada no Capítulo 7.

Para compensar distúrbios externos, como o peso próprio do rotor ou vibrações que o

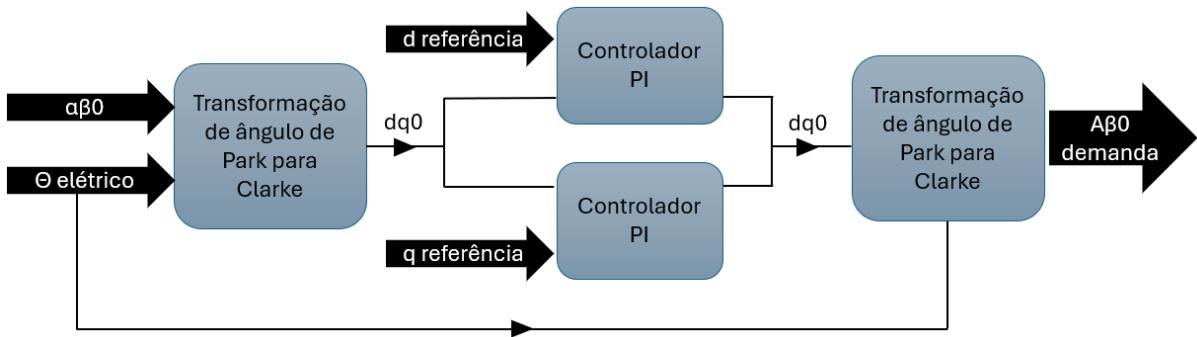


Figura 43 – Circuito interno de controle de suspensão.

Fonte: Produção do autor.

desviam de sua posição desejada (denotada como eixo Y), utiliza-se um sistema de controle com atuador eletromecânico. Em um cenário ideal, um atuador linear aplicaria instantaneamente a força necessária para corrigir esse deslocamento, com base em medições da posição. Esse mecanismo de realimentação negativa restauraria a posição ao ponto de equilíbrio, desde que o sistema em malha fechada fosse estável.

No entanto, em sistemas reais, a força aplicada está diretamente relacionada à corrente elétrica, frequentemente modelada como proporcional. Como fontes de corrente ideais não existem fisicamente, é necessário aplicar uma tensão para gerar a corrente desejada, respeitando a dinâmica do sistema elétrico. Essa relação é descrita por uma função de transferência que governa o comportamento entre tensão e corrente.

Dessa forma, a malha interna de corrente é responsável por calcular e aplicar a tensão necessária para produzir a corrente exigida pelo controle externo. Este, por sua vez, determina a corrente necessária para manter a posição correta do rotor. Como a dinâmica elétrica é mais rápida e sensível, ela exige um controle mais preciso e robusto.

5.2 MODELO ELÉTRICO E MECÂNICO

Nesta seção, são apresentados os modelos elétrico e mecânico utilizados no sistema. Conforme ilustrado na Figura 44, há uma conexão entre os dois modelos por meio de quatro variáveis principais: duas relacionadas à força — uma no eixo X e outra no eixo Y — e duas associadas ao torque e à rotação.

Além do controle previamente descrito, tanto o modelo elétrico quanto o modelo mecânico exigiram desenvolvimento específico para esta aplicação. O modelo elétrico, em particular, apresenta peculiaridades devido à forma de ligação do estator.

5.2.1 Modelo Elétrico

Na parte superior da Figura 44, são representadas seis resistências e indutâncias. Embora o motor de ímãs permanentes sem mancais seja trifásico, sua configuração de ligação — conforme descrita na Seção 3.3.5.2 — se assemelha à de um motor hexafásico. Essa característica se

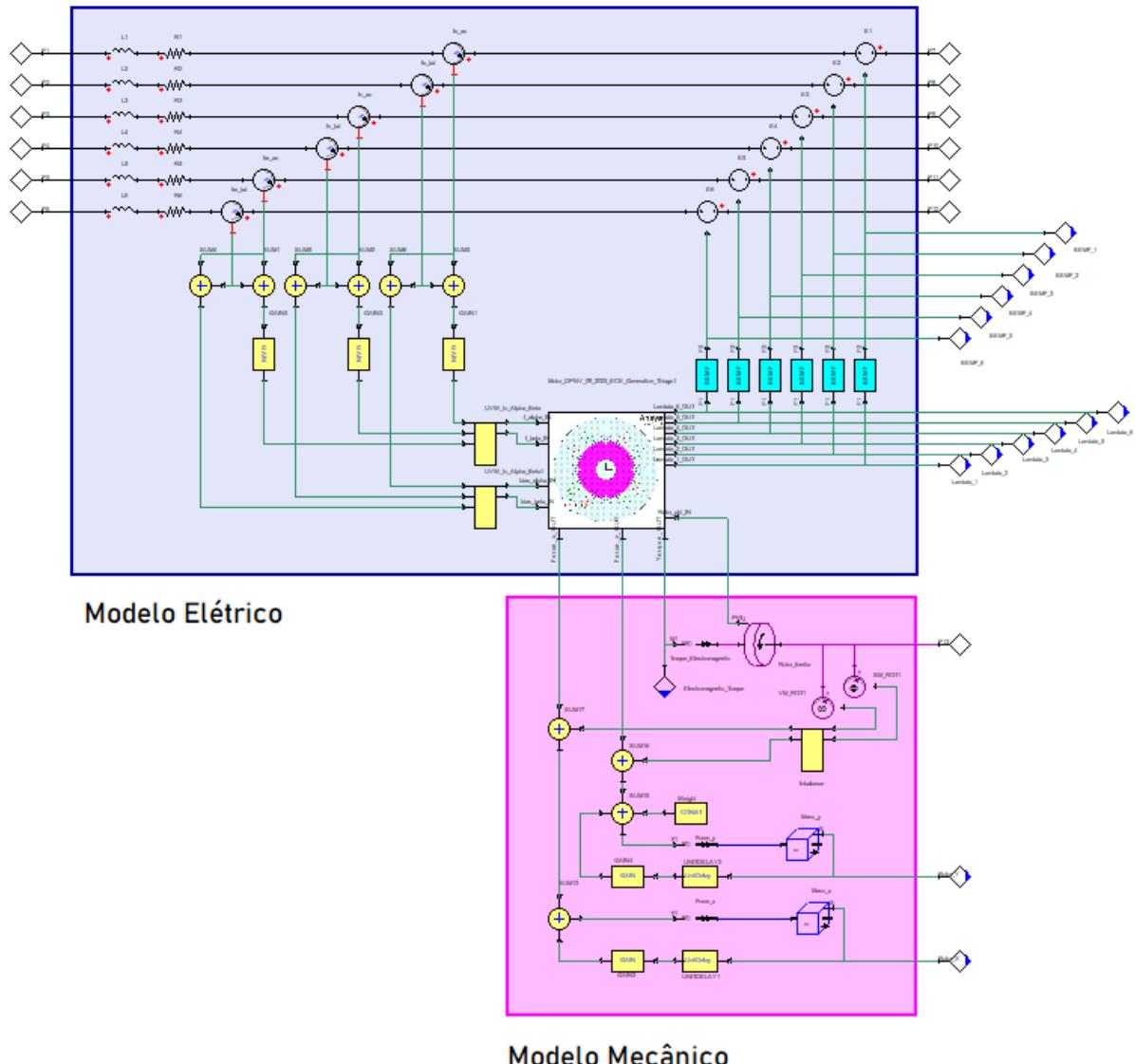


Figura 44 – Modelo Elétrico e Mecânico
Fonte: Produção do autor.

reflete diretamente no sistema de acionamento, que é realizado por dois inversores trifásicos: um dedicado ao controle de torque e outro responsável pela suspensão magnética do rotor.

O inverter utilizado no controle do MSM é composto por transistores de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor (MOSFET), responsáveis pela comutação do sinal eletrônico, além de incluir diodos e capacitores.

As correntes são medidas por amperímetros e, em seguida, processadas conforme ilustrado na Figura 46. Para facilitar a compreensão, a Figura 45 apresenta a forma de ligação do motor, servindo como apoio visual.

5.2.1.1 *Modelo de circuito equivalente*

O modelo de circuito equivalente é composto por diversos subsistemas, sendo o mais relevante aquele responsável pela obtenção das correntes aplicadas ao controle de torque e à

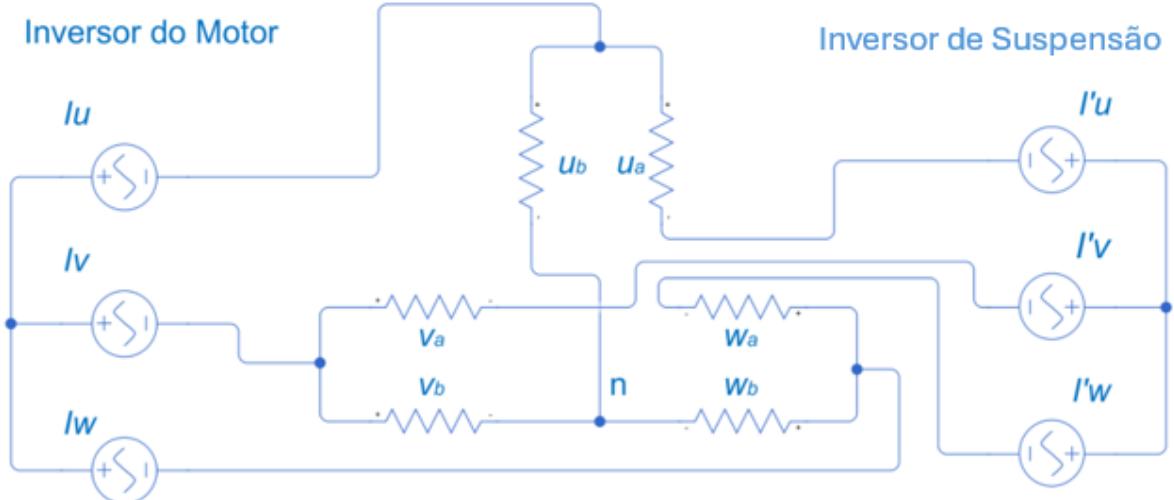


Figura 45 – Ligação paralela do motor DPNV sem mancal
Fonte: Produção do autor.

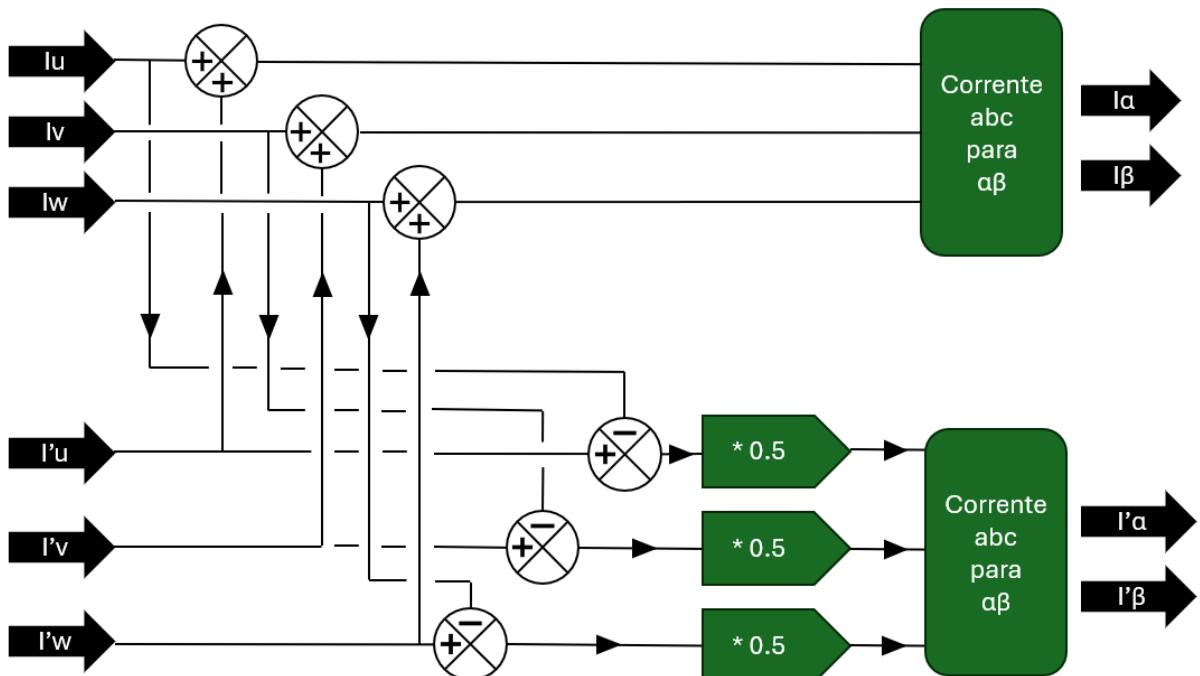


Figura 46 – Soma necessária para obter correntes para rotação e suspensão.
Fonte: Produção do autor.

suspensão magnética. A Figura 46 apresenta seis correntes: na parte superior, as correntes de torque; na inferior, identificadas com apóstrofo, as correntes de suspensão. Como exemplo, a Equação (22) define a corrente da fase *U* para torque, enquanto a Equação (23) define a corrente de suspensão, ambas em função de \vec{i}_a e \vec{i}_b .

$$\vec{i}_u = \vec{i}_a + \vec{i}_b \quad (22)$$

$$\vec{i}_u = \frac{\vec{i}_b - \vec{i}_a}{2} \quad (23)$$

As Equações (24) e (25) expressam \vec{i}_a e \vec{i}_b em função de \vec{i}_u e \vec{i}'_u , conforme ilustrado na Figura 46.

$$\vec{i}_a = \frac{1}{2}\vec{i}_u - \vec{i}'_u \quad (24)$$

$$\vec{i}_b = \frac{1}{2}\vec{i}_u + \vec{i}'_u \quad (25)$$

Um conjunto semelhante de equações é apresentado por Torres (Torres; Severson, 2018), no contexto do controle ressonante aplicado a motores sem mancais com enrolamento DPNV.

5.2.2 Modelo Mecânico

A Figura 47 apresenta um desenho genérico de um MSM, no qual são ilustrados os principais componentes: carcaça, eixo, mancais de apoio (também conhecidos como touchdown bearings) e as unidades 1 e 2 do motor, cada uma composta por seu respectivo estator e rotor. Os mancais de apoio têm a função de proteger o sistema em situações de falha na levitação ativa, como perda de alimentação ou desligamento de emergência, evitando o contato direto entre o rotor e o estator. Embora não participem da operação normal do motor, esses componentes são essenciais para garantir a integridade mecânica do sistema em condições adversas.

No modelo adotado neste trabalho, considera-se apenas a unidade 1. Dessa forma, tanto o modelo elétrico descrito na Seção 5.2.1 quanto o modelo de controle referem-se exclusivamente a essa unidade, desconsiderando os efeitos da segunda. Além disso, assume-se que há mancais de apoio em ambas as extremidades do eixo, o que implica na ausência de movimento de giro ao longo do eixo longitudinal.

A criação de um modelo mecânico de um MSM para uso no *Simplorer* requer um entendimento detalhado das características eletromagnéticas e mecânicas do motor (Pei et al., 2014). O *Simplorer*, ambiente de simulação baseado nas ferramentas da ANSYS, permite a modelagem de sistemas dinâmicos complexos, sendo ideal para simular as interações envolvidas no funcionamento de um MSM. A Figura 48 apresenta o modelo mecânico desenvolvido para o motor analisado no Capítulo 3.

O primeiro passo consiste em definir os componentes do sistema e suas interações. Um MSM é composto, fundamentalmente, por um rotor, bobinas do estator e um sistema de controle, cada qual exigindo modelagem específica (Adegbohun et al., 2021). O modelo do rotor deve incluir suas propriedades de inércia — como massa e momento de inércia — e eventuais assimetrias geométricas que influenciem seu comportamento dinâmico. Esses parâmetros impactam

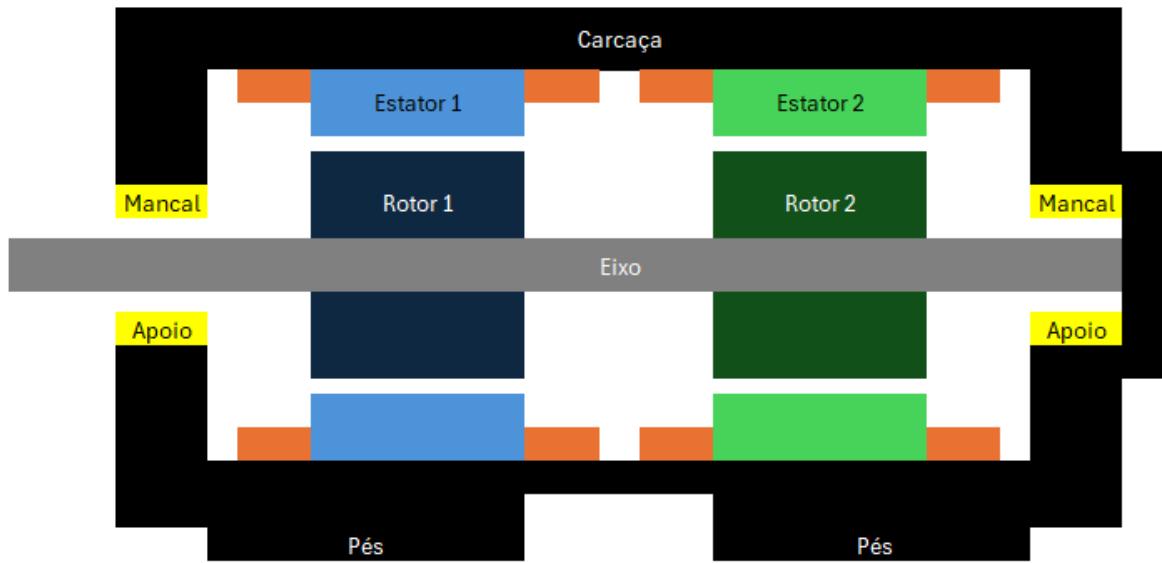


Figura 47 – Desenho em corte de um motor sem mancal

Fonte: Produção do autor.

diretamente a resposta do motor às forças e torques aplicados, exigindo uma representação precisa na simulação. As bobinas do estator devem ser modeladas considerando suas características elétricas, como resistência e indutância, que afetam o fluxo de corrente e a geração do campo eletromagnético (Moreno; Hidalgo; Martínez, 2001). O sistema de controle, por sua vez, é essencial para manter a levitação estável e controlar o torque, podendo ser modelado com parametrizações simplificadas (Donazzolo, 2018).

As forças eletromagnéticas geradas pelos enrolamentos do estator são fundamentais para o funcionamento do MSM, pois fornecem tanto o torque quanto as forças de levitação (Topor et al., 2008). Essas forças podem ser modeladas por meio das equações de Maxwell, como apresentado nas Equações 12, ou, como adotado neste trabalho, por meio de tabelas de consulta ou expressões analíticas derivadas da análise por elementos finitos (Zhu; Wang; Hou, 2014). A complexidade do modelo eletromagnético depende da precisão desejada e do custo computacional. Modelos simplificados podem, por exemplo, desconsiderar os efeitos das ranhuras e assumir comprimento axial infinito, reduzindo o esforço computacional (Morizane; Koseki; Masada, 1994).

É essencial definir com precisão a relação entre corrente elétrica, posição angular do rotor e as forças eletromagnéticas resultantes. Capturar as relações não lineares entre torque, fluxo concatenado, corrente e posição do rotor representa um desafio significativo de modelagem (Mamede; Camacho; Araújo, 2020). O método baseado na força de Lorentz sugere que o torque eletromagnético está relacionado à interação entre o campo magnético e a corrente elétrica (Arzillo et al., 2020), o que implica que o modelo deve representar com fidelidade essa interação entre os domínios eletromagnético e mecânico.

O modelo mecânico no *Simplorer* incorpora graus de liberdade translacionais e rotacionais para o rotor. Isso exige a formulação de equações de movimento que considerem as forças e

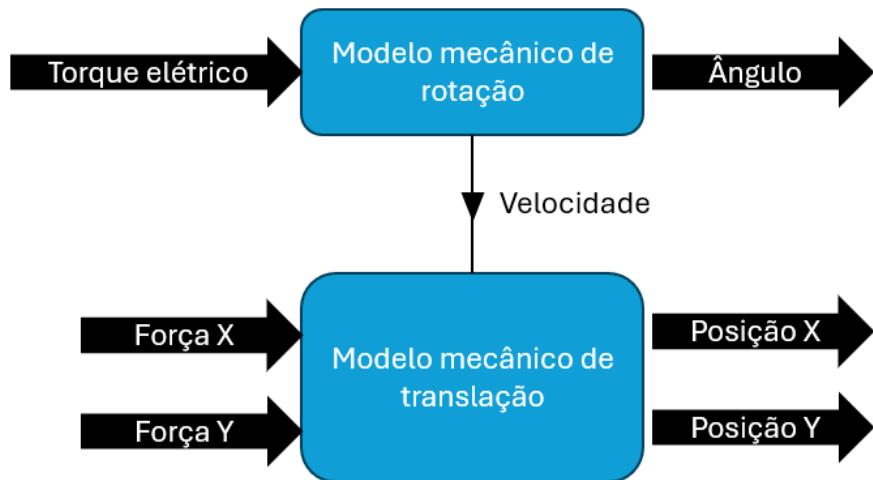


Figura 48 – Modelo mecânico de PMSM sem mancais.

Fonte: Produção do autor.

torques atuantes, incluindo forças eletromagnéticas, gravidade e cargas externas. Também são incluídos os coeficientes de rigidez e amortecimento da suspensão eletromagnética, que variam conforme as condições de operação (Pilla; Mary; Kalavathi, 2018). O modelo permite simular diferentes cenários, como variações abruptas de torque de carga ou perturbações na posição do rotor, possibilitando a avaliação da robustez e do desempenho do sistema de controle, conforme ilustrado na Figura 53.

A integração dos modelos elétrico, mecânico e de controle no *Simplorer* permite uma simulação abrangente do comportamento dinâmico do MSM. Essa abordagem possibilita a análise do desempenho sob diferentes condições operacionais, como variações de velocidade, carga e tensão de alimentação. Os resultados obtidos podem ser utilizados para otimizar o projeto do motor e os parâmetros do sistema de controle. Por exemplo, o modelo permite avaliar a eficácia de diferentes estratégias de controle na mitigação de distúrbios externos ou variações paramétricas (Liu; Li, 2018). A simulação também auxilia no projeto e depuração do sistema de acionamento (Ahmad et al., 2019), sendo essencial para verificar a correção do projeto (Jiang; Meng-wei; Ming-jie, 2018).

5.2.2.1 Detalhamento do Modelo Mecânico

Após a breve introdução sobre as características e funções do bloco do modelo mecânico, esta subseção se dedicará à análise detalhada desse bloco, destacando suas principais propriedades. Antes de aprofundarmos a discussão, é necessário identificar e descrever as variáveis que atuam como dados de saída:

- Posição do eixo em relação ao centro do estator nas coordenadas do eixo X e Y ,
- Rotação.

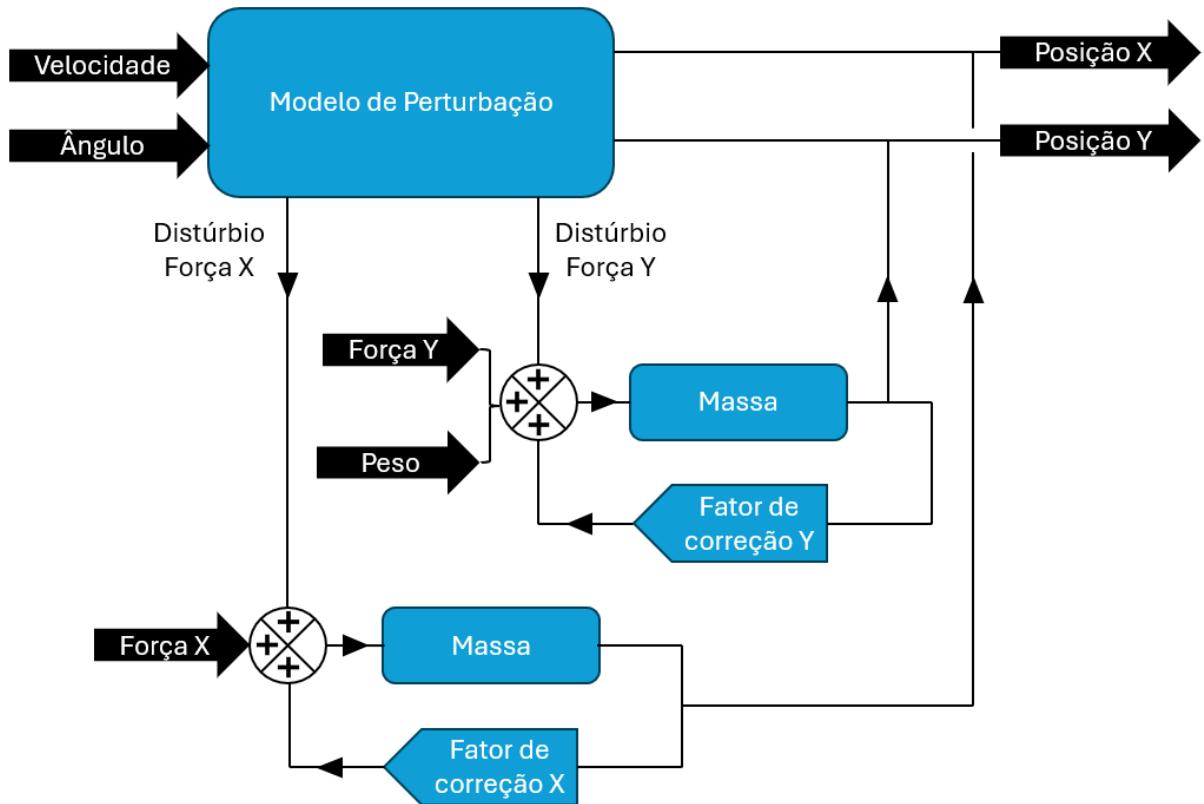


Figura 49 – Modelo mecânico de translação

Fonte: Produção do autor.

Para a caracterização ficar completa, também é necessário apresentar os dados de entrada:

- Força na direção X ,
- Força na direção Y ,
- Torque eletromagnético.

Com o intuito de melhorar a compreensão do modelo mecânico, foi realizada uma simplificação, apresentada na Figura 49, com base na Figura 48. No bloco simplificado estão declarados todos os dados de entrada e saída. Não havia sido comentado anteriormente, porém são aplicadas as equações 20 e 21 para direção horizontal e vertical, respectivamente.

5.2.2.1.1 Análise dos Efeitos de Desbalanceamento e Estratégias de Compensação

A ausência de mancais físicos nesses motores elimina as perdas relacionadas ao atrito e ao desgaste mecânico, mas também introduz desafios adicionais na manutenção da estabilidade do rotor e no controle preciso do movimento (Dalwadi; Deb; Muyeen, 2021). O desbalanceamento do rotor, um problema comum em máquinas rotativas, torna-se particularmente crítico em motores sem mancais, pois pode gerar vibrações indesejadas, reduzir o desempenho e comprometer a estabilidade do sistema (Kandil; Sayed; Saeed, 2020). Esses desbalanceamentos podem ser

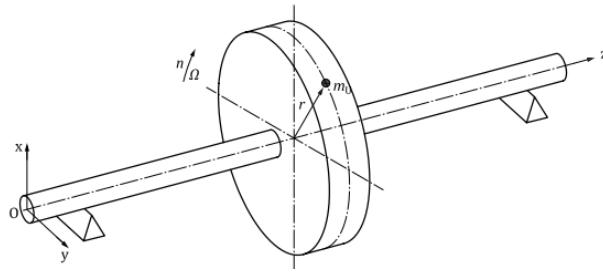


Figura 50 – Exemplo da equação do desbalanceamento, com indicação da massa desbalanceada.
Fonte: Extraído da norma ISO 21940-1.

causados por imperfeições de fabricação, distribuição desigual de massa ou forças externas atuando sobre o rotor, criando distúrbios significativos que devem ser eficientemente rejeitados para garantir uma operação estável e confiável (Xia; Zhang; Li, 2020). As características únicas dos motores sem mancais, como a ausência de amortecimento mecânico fornecido por mancais tradicionais, exigem estratégias sofisticadas de rejeição de distúrbios para mitigar os efeitos do desbalanceamento.

A Figura 50 semelhante a uma representação gráfica de um rotor sustentado por dois mancais, no qual possui uma massa desbalanceada de raio r . Essa configuração é análoga à Equação (26), que expressa o desbalanceamento como uma função diretamente proporcional à excentricidade, conforme também apresentado na Equação (27). Em termos práticos, o desbalanceamento pode ser representado em grama milímetro ($\text{g} \cdot \text{mm}$) ou, alternativamente, em excentricidade do rotor (mm).

$$U = m \cdot e \quad (26)$$

Onde:

U : desbalanceamento;

m : massa;

e : excentricidade.

$$e = \frac{U}{m} \quad (27)$$

A Equação (28) apresenta a força de desbalanceamento, que depende do quadrado da velocidade angular. Isso evidencia a influência significativa da rotação na magnitude da força gerada.

Embora a equação utilize o desbalanceamento (U) como entrada, é possível, com auxílio da Equação (27), expressá-la em função da excentricidade e da massa do rotor. A relevância da excentricidade é ilustrada na Figura 51, onde e_{per} representa a excentricidade máxima permitida para um determinado grau de qualidade de balanceamento (G), em função da rotação.

$$F = U \cdot \omega^2 \quad (28)$$

Onde:

F : força de desbalanceamento;

ω : velocidade angular.

Considerando a Figura 51, para um grau de qualidade $G = 1,0$ e rotação de 3.000 rpm, a excentricidade permitida é de $3 \text{ g} \cdot \text{mm/kg}$, conforme indicado pela seta azul. Na Seção 5.3, serão apresentados resultados com $G > 100$, o que corresponde a uma excentricidade de $400 \text{ g} \cdot \text{mm/kg}$ ou $400 \mu\text{m}$. A norma também relaciona o grau de qualidade de balanceamento ao tipo de máquina, embora não exista uma referência específica para motores sem mancais. Para máquinas elétricas girantes, os valores típicos de G variam entre 2,5 e 1,0, com o objetivo de limitar o desbalanceamento e reduzir os níveis de vibração durante a operação.

É importante que, durante o processo de fabricação do rotor, sejam especificadas tolerâncias adequadas de fabricação afim de minimizar o desbalanceamento. Para rotores de motores sem mancais é recomendado um grau de qualidade de balanceamento elevado. A norma ISO 21940 trata do balanceamento de rotores. Esta norma abrange diversos aspectos do balanceamento de rotores, incluindo critérios para procedimentos e tolerâncias de balanceamento, bem como diretrizes para o projeto de máquinas de balanceamento.

Durante o processo de fabricação do rotor, é fundamental especificar tolerâncias adequadas para minimizar o desbalanceamento. Para motores sem mancais, recomenda-se um grau de qualidade de balanceamento elevado. A norma ISO 21940 trata do balanceamento de rotores, abrangendo critérios, procedimentos, tolerâncias e diretrizes para o projeto de máquinas de balanceamento. Na Figura 52, recomenda-se adotar um grau de qualidade $G \leq 1,0$ para MSM.

Os métodos tradicionais de correção de desbalanceamento, como o balanceamento mecânico, não são diretamente aplicáveis a motores sem mancais devido à ausência de pontos de contato físicos. Assim, torna-se essencial o uso de estratégias de controle avançadas e técnicas de rejeição de distúrbios para compensar esses efeitos e manter o desempenho desejado (Hori, 1996). Além disso, as características dinâmicas desses motores — como não linearidades e o forte acoplamento entre levitação e rotação — tornam o projeto de esquemas de rejeição de distúrbios ainda mais desafiador. O desenvolvimento de algoritmos de controle, capazes de estimar e compensar com elevada precisão as forças de desbalanceamento, é essencial para assegurar a estabilidade robusta do sistema e reduzir significativamente os impactos na levitação magnética (Shimizu; Sasaki, 2004).

Para mitigar os distúrbios em motores sem mancais, pode-se implementar um controlador de aprendizagem iterativa, especialmente eficaz na compensação do *ripple* de torque periódico em motores síncronos de ímã permanente (Xia; Zhang; Li, 2020). Além disso, observadores de perturbação podem ser combinados com controladores de realimentação proporcional-integral para lidar com o torque de carga, garantindo a estabilidade do sistema e a convergência do erro de rastreamento da velocidade angular para zero (Yi et al., 2015). O sistema de controle também deve ser capaz de se ajustar dinamicamente às mudanças nas condições operacionais e adaptar-se

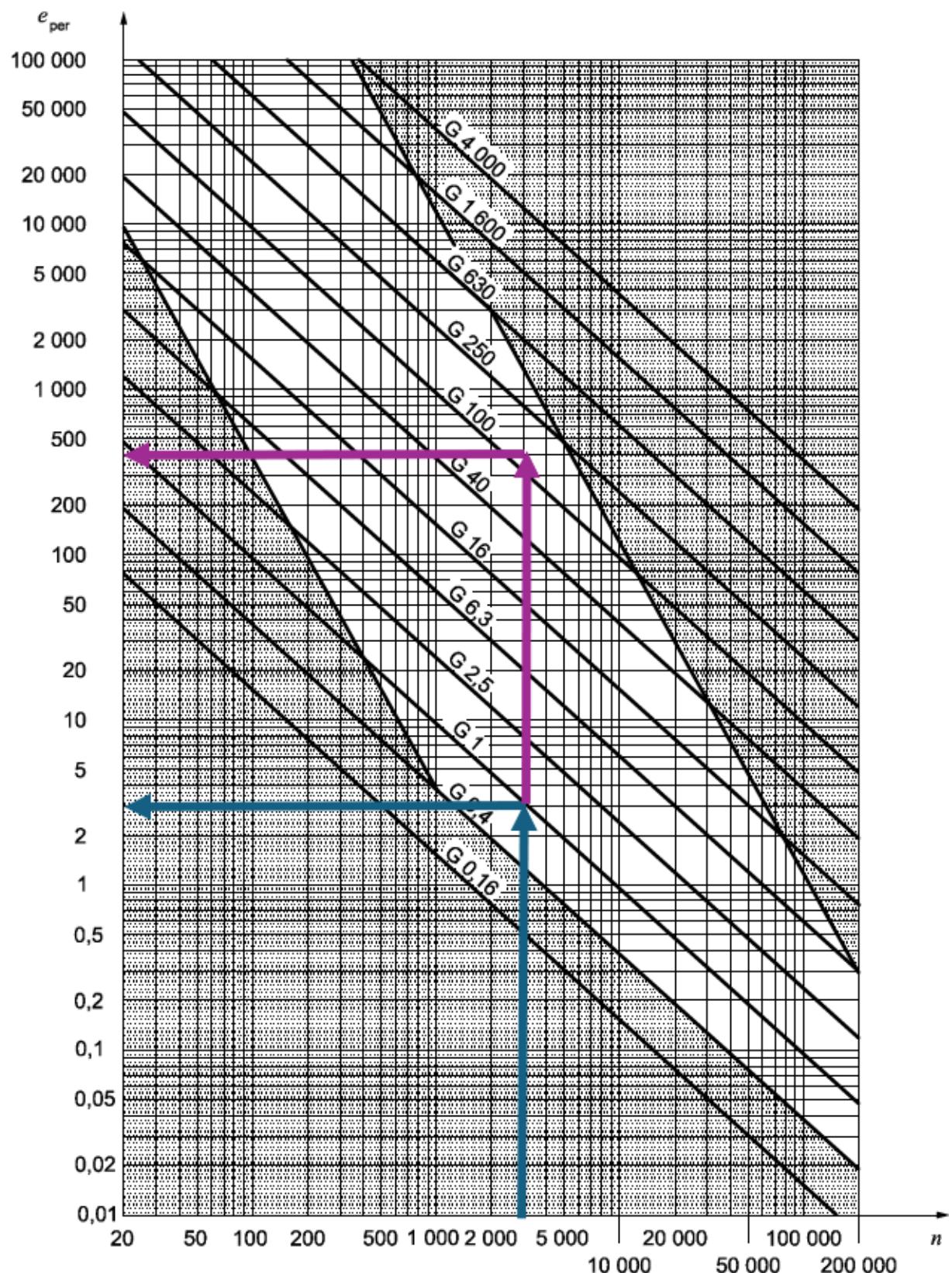


Figura 51 – Gráfico utilizado para determinar a excentricidade máxima de acordo com a rotação do rotor

Fonte: Extraído da norma ISO 21940-11, tabela 2, página 9.

| Tipos de máquinas: Exemplos gerais | Grau de equilíbrio G | Magnitude $e_{per} \Omega$ mm/s |
|--|----------------------|---------------------------------|
| Motores a combustão interna (motores diesel grandes para navios, velocidade do pistão abaixo de 9 m/s) inerentemente não balanceados | G 4000 | 4000 |
| Motores a combustão interna (motores diesel grandes para navios, velocidade do pistão acima de 9 m/s) inerentemente balanceados | G 1600 | 1600 |
| Acionamentos de virabrequim, inerentemente desbalanceados, montados elasticamente | G 630 | 630 |
| Acionamentos do virabrequim, inerentemente desbalanceados, montados rigidamente | G 250 | 250 |
| Máquinas completas que acionam motores para carros, caminhões e locomotivas. | G100 | 100 |
| Carros: rodas, aros de rodas, conjuntos de rodas, eixos de transmissão. Transmissões de virabrequim, inerentemente balanceadas, montadas elasticamente. | G40 | 40 |
| Máquinas agrícolas Acionamentos de virabrequim, inerentemente balanceados, montados rigidamente Máquinas trituradoras Eixos de transmissão | G16 | 16 |
| Turbinas a gás para aeronaves Centrífugas (separadores, decantadores) Motores e geradores elétricos (com altura de eixo de pelo menos 80 mm), com velocidades nominais máximas de até 950 r/min Motores elétricos com altura de eixo menor que 80 mm Fãs Engrenagens Máquinas em geral Máquinas-ferramentas Máquinas de papel Máquinas de plantas de processo Bombas Carregadores turbo | G6,3 | 6,3 |
| Compressores Unidades de computador Motores e geradores elétricos (com altura de eixo de pelo menos 80 mm), com velocidades nominais máximas acima de 950 r/min Turbinas a gás e turbinas a vapor Acionamentos de máquinas-ferramenta Máquinas têxteis | G2,5 | 2,5 |
| Unidades de áudio e vídeo Acionamentos de retificadoras | G1 | 1 |
| Giroscópios Fusos e acionamentos de sistemas de alta precisão | G0,4 | 0,4 |

Figura 52 – Guia para grau de qualidade de平衡amento para rotores com comportamento rígido

Fonte: Extraído da norma ISO 21940-11, tabela 1, página 8.

às incertezas nos parâmetros do motor.

A modelagem precisa e a identificação dos parâmetros do motor são fundamentais para o projeto de controladores eficazes de rejeição de distúrbios. A identificação acurada desses parâmetros permite estimar com precisão as forças de desbalanceamento e desenvolver estratégias de compensação adequadas (Lu et al., 2021). Isso pode envolver o uso de técnicas avançadas de identificação de sistemas, como métodos recursivos de mínimos quadrados ou algoritmos baseados em filtros de Kalman, para estimar os parâmetros do motor em tempo real.

Além disso, o projeto do sistema de controle deve considerar as limitações físicas do motor, como, por exemplo, a folga do mancal de apoio. No sistema de acionamento, é necessário levar em conta as capacidades de tensão e corrente dos inversores de potência, bem como a largura de banda do sistema de controle. O controlador deve ser projetado para operar dentro dessas restrições, assegurando que as forças de compensação aplicadas não excedam os limites do atuador, mantendo a estabilidade do sistema e evitando danos ao motor.

5.3 AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL E VALIDAÇÃO DOS MODELOS E CONTROLES

Nesta seção, são apresentados os resultados do MSM obtidos no *Simplorer*, com base no modelo ilustrado na Figura 37. A Figura 53 mostra o perfil de rotação, no qual o motor é acelerado da condição estática até 3.000 rpm em 1 segundo. Durante essa aceleração, o rotor permanece a 1.500 rpm por 0,18 segundos. Observa-se que o controle apresenta bom desempenho no rastreamento da rotação de referência (em verde).

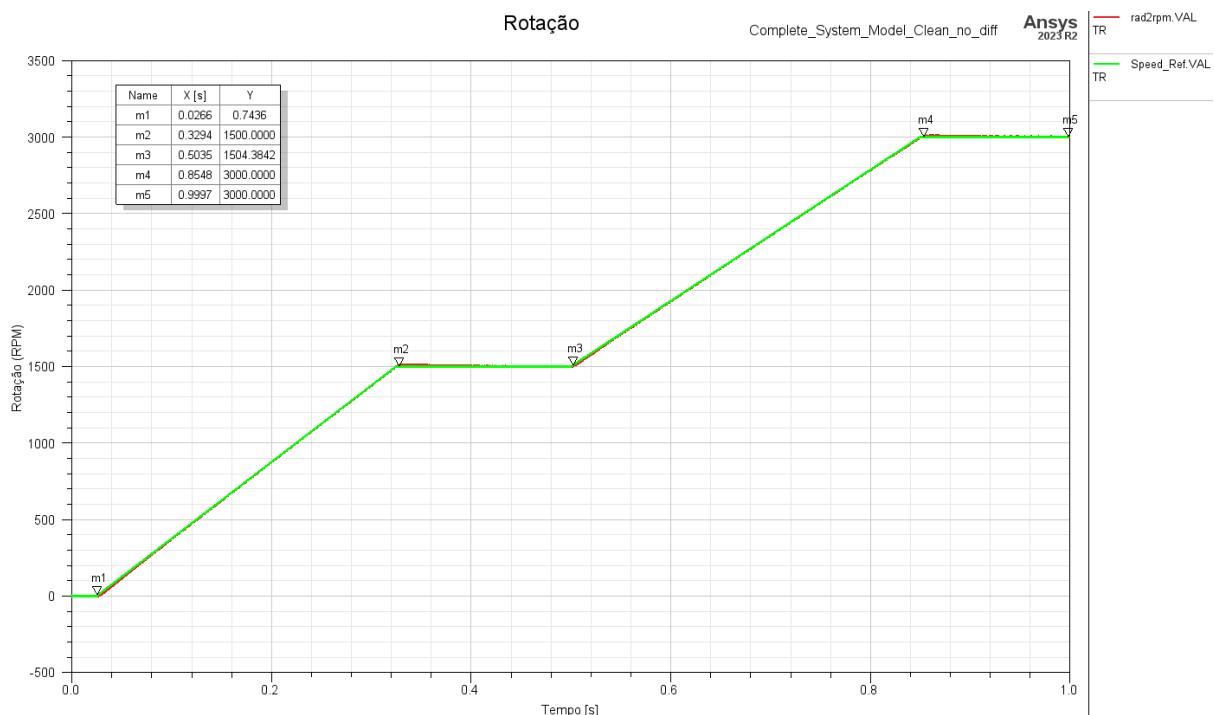


Figura 53 – Perfil de Rotação do motor sem mancal

Fonte: Produção do autor.

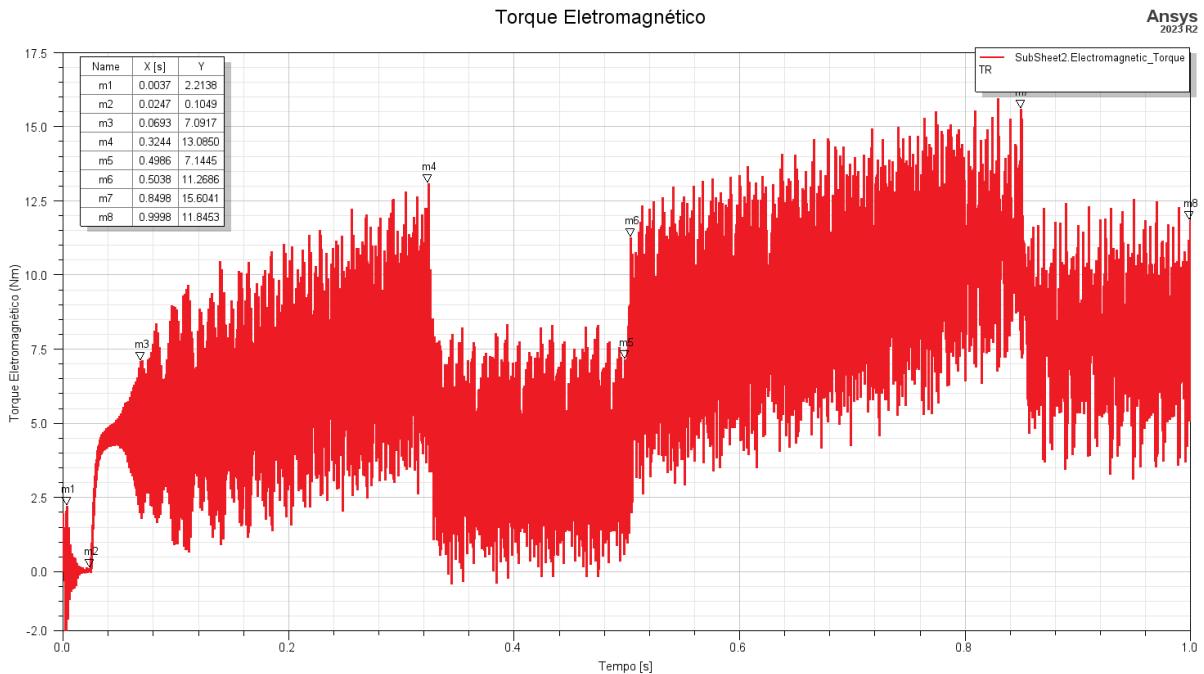


Figura 54 – Torque eletromagnético

Fonte: Produção do autor.

A Figura 54 apresenta o torque eletromagnético, evidenciando variações significativas tanto durante a aceleração quanto em regime de rotação constante.

Na Figura 55, são mostradas as correntes nos eixos direto (D) e de quadratura (Q). A corrente direta, em vermelho, está alinhada com o vetor de fluxo magnético do motor e é responsável pela geração do fluxo magnético necessário. Já a corrente de quadratura, em verde, é perpendicular ao vetor de fluxo e está diretamente relacionada ao torque eletromagnético produzido no eixo do motor.

A Figura 56 apresenta o fluxo magnético do motor. As cores azul (claro e escuro) e vermelha representam o fluxo associado à geração de torque, enquanto as cores verde (claro e escuro) e laranja correspondem ao fluxo responsável pelo controle de posição.

Na Figura 57 são apresentadas as correntes no enrolamento do estator.

As Figuras 54, 55, 56 e 57 demonstram o desempenho elétrico do motor. Já a Figura 58 apresenta o desempenho mecânico, mostrando a posição do eixo nas direções X (vermelho) e Y (verde), juntamente com a rotação (azul). Até 1.500 rpm, observa-se pouca variação na posição do eixo. A maior variação ocorre na direção Y, próxima a 3.000 rpm.

Durante a fase de projeto, foi estabelecido que a folga máxima para o mancal de apoio (também conhecido como *touch-down bearing*) seria de 20% do entreferro. Considerando um entreferro de 1 mm, a folga máxima é de 0,2 mm ($200 \mu\text{m}$). No gráfico da Figura 58, a maior variação observada é de 0,079 mm na direção vertical, ou seja, 39,5% da folga permitida. Isso indica que o controle é adequado para a aplicação. Ressalta-se que a principal diferença entre os deslocamentos nas direções horizontal e vertical é atribuída à força peso.

A Figura 59 apresenta os resultados da posição do eixo com grau de balanceamento

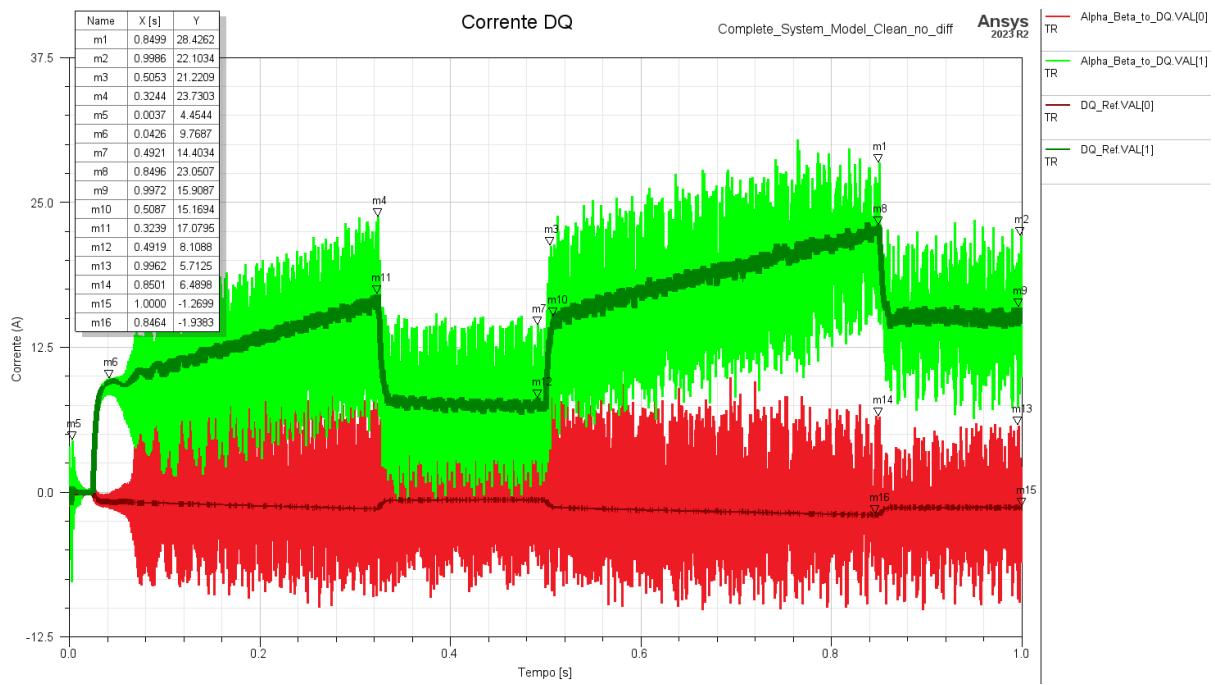


Figura 55 – Corrente DQ
Fonte: Produção do autor.

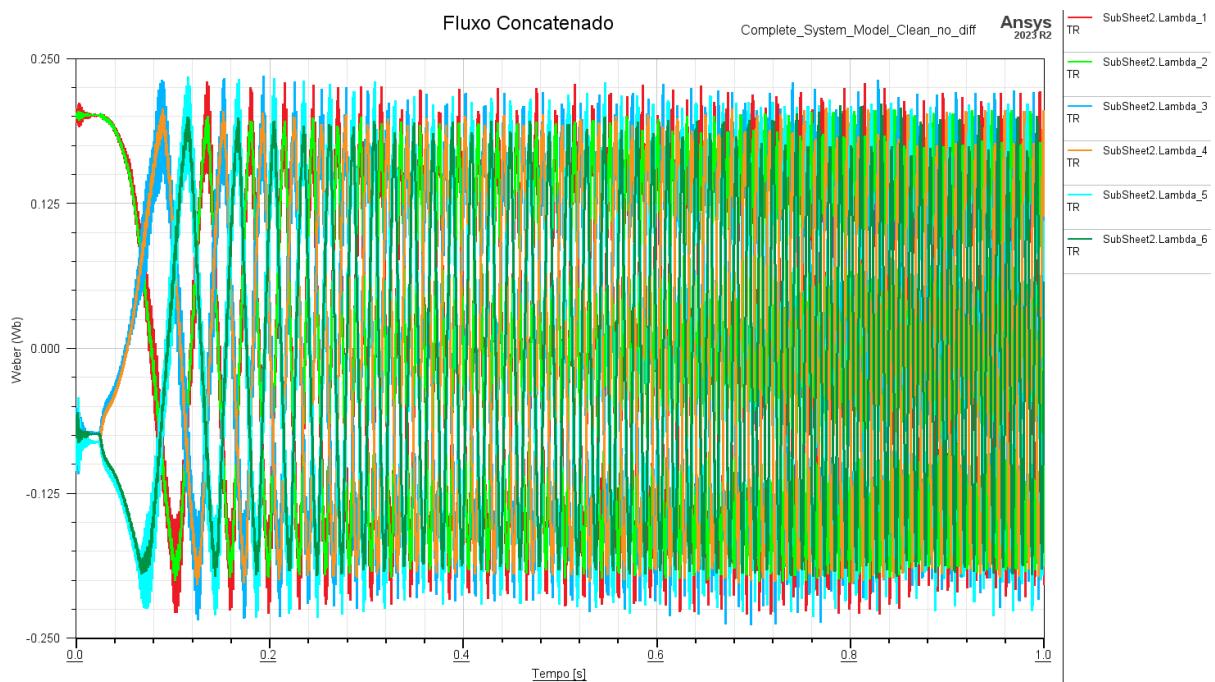


Figura 56 – Fluxo Concatenado
Fonte: Produção do autor.

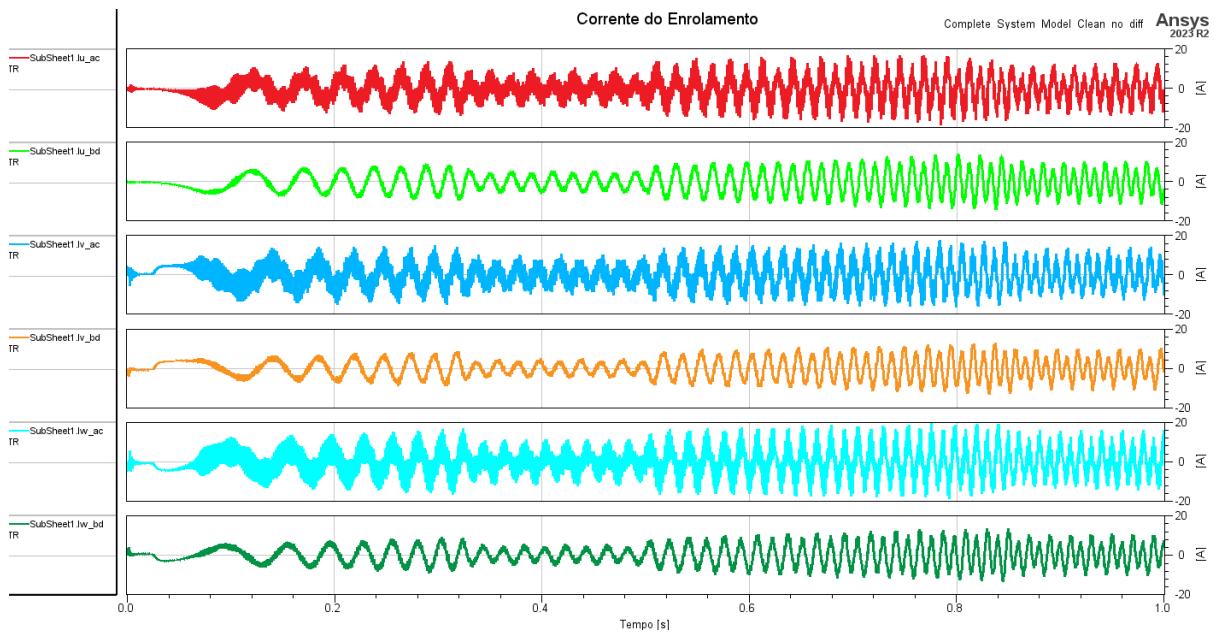


Figura 57 – Distribuição das correntes nos enrolamentos. As fases U, V e W são apresentadas em pares, organizadas sequencialmente de cima para baixo.

Fonte: Produção do autor.

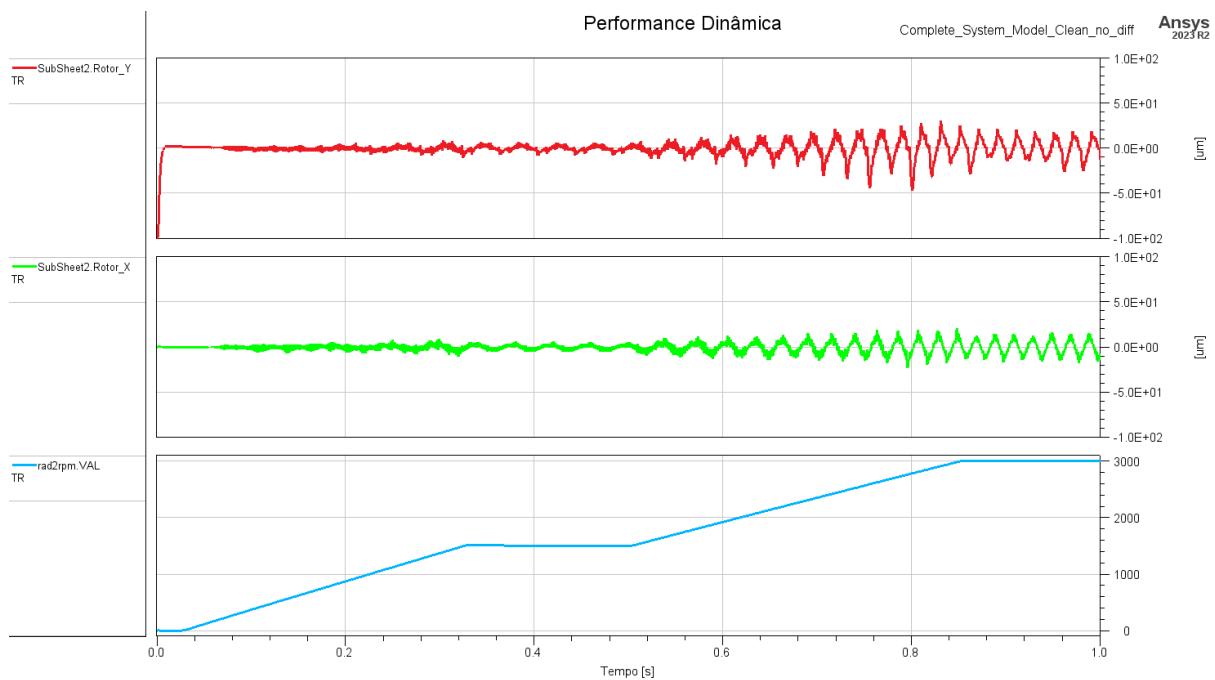


Figura 58 – Posição no eixo Y, X e rotação.

Fonte: Produção do autor.

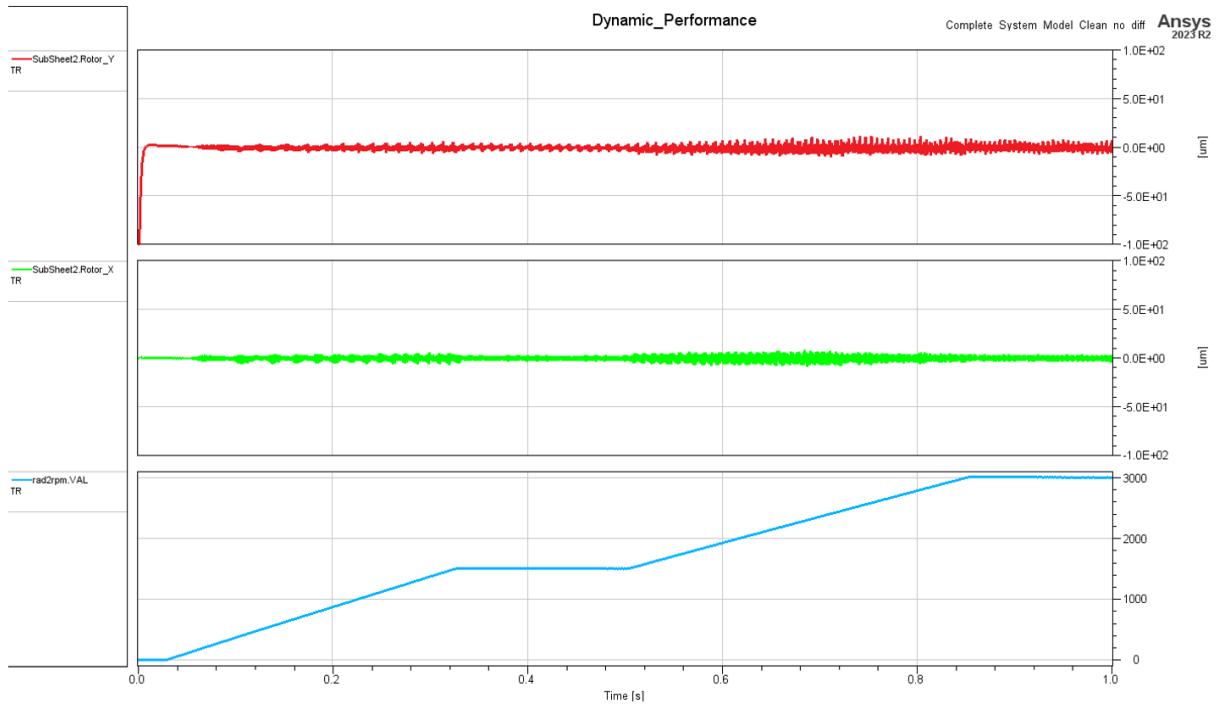


Figura 59 – Posição no eixo Y, X e rotação com grau de qualidade de balanceamento 1,0.
Fonte: Produção do autor.

$G = 1,0$. Observa-se que a qualidade do balanceamento influencia diretamente o deslocamento do eixo. Na condição desbalanceada com $G > 100$, o deslocamento máximo registrado foi de 0,079 mm em 3.000 rpm.

Na mesma rotação, porém com menor nível de desbalanceamento, o deslocamento foi de 0,018 mm na direção vertical e 0,007 mm na horizontal. A comparação entre as duas condições evidencia a importância de um balanceamento adequado do rotor, mesmo quando o sistema de controle é capaz de rejeitar distúrbios.

6 INTEGRAÇÃO DE SISTEMAS PARA VALIDAÇÃO EM TEMPO REAL

A simulação *hardware-in-the-loop* (HIL) emergiu como uma metodologia de teste em tempo real essencial, amplamente utilizada no projeto e validação de sistemas embarcados complexos (Martín; Reza, 2008). Essa técnica integra componentes físicos de hardware com um ambiente simulado, permitindo que engenheiros avaliem o comportamento do hardware em cenários virtuais realistas. Ao replicar os sinais de entrada e saída que o hardware encontraria em sua aplicação final, a simulação HIL fornece informações valiosas sobre o desempenho, estabilidade e robustez do sistema (Čech et al., 2020). Essa abordagem é particularmente útil em diversas fases do desenvolvimento, desde a verificação inicial do projeto até os testes finais de integração (Evans, 2014).

A utilização da simulação HIL facilita a identificação precoce de falhas e a resolução de problemas, reduzindo o risco de retrabalho e atrasos onerosos. Além disso, a possibilidade de realizar testes abrangentes em um ambiente de laboratório controlado minimiza os riscos associados a testes de campo, especialmente em aplicações críticas à segurança. A simulação HIL também é fundamental para a validação de algoritmos de controle e estratégias de operação (Che et al., 2020).

A versatilidade da simulação HIL abrange uma ampla gama de setores industriais, incluindo os segmentos aeroespacial, automotivo, automação industrial e energia (Gemmi et al., 2024). No setor aeroespacial, é utilizada para testar sistemas de controle de voo, aviônicos e gerenciamento de motores, assegurando confiabilidade em condições operacionais extremas. Na indústria automotiva, a simulação HIL é amplamente empregada na validação de unidades de controle eletrônico, sistemas avançados de assistência ao condutor e gerenciamento de baterias em veículos elétricos e híbridos. Essa abordagem permite a avaliação do desempenho em diversos cenários de condução, incluindo condições climáticas adversas e manobras de emergência, sem os riscos e custos dos testes em campo (He et al., 2023).

No automação industrial, a simulação HIL facilita o teste e validação de controladores lógicos programáveis, sistemas robóticos e acionamentos de motores, assegurando integração eficiente em processos de manufatura complexos. No setor de energia, é aplicada no desenvolvimento e teste de sistemas de gerenciamento de redes inteligentes, microredes e sistemas de armazenamento de energia, permitindo a otimização de desempenho e estabilidade. A simulação também pode ser utilizada para construção de sistemas experimentais e avaliação de arquiteturas complexas (Camargo et al., 2021).

As vantagens da simulação HIL incluem economia de custos, melhoria da qualidade e redução do tempo de colocação no mercado. Ao detectar falhas de projeto e erros de software nas fases iniciais, reduz-se a necessidade de protótipos físicos dispendiosos e testes de campo. A possibilidade de realizar testes automatizados e repetitivos permite uma avaliação minuciosa do desempenho do sistema em diversas condições operacionais, aumentando a confiabilidade do produto (Zhao et al., 2014). Além disso, a simulação HIL acelera o desenvolvimento ao permitir

testes paralelos de hardware e software, otimizando o tempo total de desenvolvimento. O processo de projeto também se beneficia com o uso de simulações para validação e refinamento (Woś; Dindorf, 2022).

Outro benefício importante da simulação HIL é a capacidade de avaliar o comportamento do sistema em condições extremas ou de falha, que seriam difíceis ou perigosas de reproduzir em testes reais. Isso permite a identificação de vulnerabilidades e a implementação de estratégias de mitigação para garantir a segurança e confiabilidade do sistema.

Além disso, permite a integração de modelos virtuais de outros componentes do sistema, possibilitando testes e validações em nível sistêmico. À medida que os sistemas se tornam mais complexos, as simulações também evoluem em sofisticação (Cluff; Strelich, 2002).

Com o avanço contínuo da tecnologia, a simulação HIL tende a se tornar ainda mais difundida e sofisticada. O uso crescente de computação em nuvem e plataformas de simulação baseadas em nuvem também está tornando a simulação HIL mais acessível e econômica para empresas de diferentes portes. Assim, a simulação HIL continuará desempenhando um papel fundamental no desenvolvimento e validação de sistemas complexos, assegurando sua segurança, confiabilidade e desempenho em uma ampla gama de aplicações (Pınar, 2020; Viceconti et al., 2020).

6.1 MIGRAÇÃO DE MODELOS E COMPATIBILIZAÇÃO DE AMBIENTES DE SIMULAÇÃO DO SIMPLORER PARA MATLAB SIMULINK

Para adaptar o modelo do MSM para operação em ambiente HIL, foram necessárias duas implementações em softwares distintos. A primeira consistiu na migração do modelo do *Simplorer* para o *Simulink*, tema abordado nesta seção. A segunda, embora menos impactante, exigiu modificações no modelo já implementado em *Simulink* para garantir sua compatibilidade com a plataforma HIL.

A transição eficaz de um modelo do *Simplorer* para o *Simulink* requer uma abordagem abrangente, que preserve a fidelidade do modelo original, utilize técnicas de co-simulação e considere cuidadosamente as diferenças entre os dois ambientes de simulação (Book et al., 2021). Motores sem mancal, caracterizados por sua capacidade de levitação por meio de forças eletromagnéticas, impõem desafios de controle mais complexos do que motores convencionais com mancais mecânicos (Geonea; Dumitru; Margine, 2015). Assim, a migração de um modelo tão complexo exige atenção rigorosa para garantir a equivalência funcional no ambiente de destino.

Inicialmente, o modelo no *Simplorer* foi decomposto em seus blocos fundamentais, abrangendo os domínios elétrico, magnético e mecânico. Essa decomposição envolveu a identificação das equações principais, parâmetros e algoritmos de controle que regem o comportamento do motor, permitindo uma abordagem modular e estruturada para a transferência. Em seguida, blocos e subsistemas equivalentes foram implementados no *Simulink*, utilizando bibliotecas

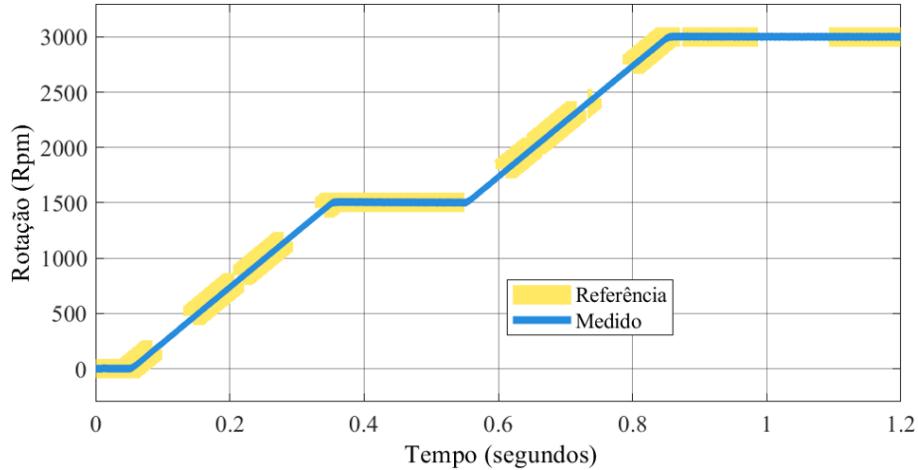


Figura 60 – Perfil de rotação de zero a 3.000 rpm.
Fonte: Produção do autor.

internas — como as de máquinas elétricas, eletrônica de potência e controle — ou, quando necessário, blocos personalizados com *MATLAB Function*. A parametrização precisa desses blocos foi derivada diretamente do modelo original ou refinada com base em dados experimentais e análises por elementos finitos.

A configuração adequada do *solver* no *Simulink* foi essencial para garantir estabilidade numérica e precisão, especialmente considerando a dinâmica rápida das forças eletromagnéticas e das malhas de controle.

A Figura 60 apresenta o desempenho do sistema de controle de velocidade sob condições operacionais dinâmicas. O motor, inicialmente em repouso, é acelerado até 1.500 rpm nos primeiros 0,35 segundos (primeiro platô), e posteriormente, até 3.000 rpm pouco antes de 0,85 segundos (segundo platô), mantendo essa velocidade até 1,25 segundos.

A Figura 61 mostra um detalhamento da rotação próxima a 3.000 rpm. A velocidade medida (linha azul) acompanha com precisão a referência (linha tracejada amarela), evidenciando a eficácia do algoritmo de controle. A velocidade máxima registrada foi de 3.006 rpm aos 0,869 segundos, e a velocidade estabilizada foi de 3.001 rpm aos 1,19 segundos.

Para validar a precisão do modelo transferido para o *Simulink*, foram realizados testes rigorosos e comparações com o modelo original no *Simplorer*. Ambos os modelos foram submetidos a sinais de entrada e condições operacionais idênticas, e suas saídas — como velocidade do motor, posição do eixo e correntes — foram comparadas.

A análise da dinâmica do rotor incluiu o exame da posição e da trajetória orbital, fornecendo informações cruciais sobre a estabilidade do sistema. A Figura 62 mostra a posição do rotor na direção vertical (vermelho), onde o rotor inicia apoiado no mancal de suporte. A Figura 63 mostra a posição na direção horizontal (azul). A composição dessas posições forma a órbita do rotor ao longo do tempo, que se estabiliza por volta de 1,0 segundo.

As Figuras 62 e 63 podem ser comparadas com a Figura 58, pois todas representam a posição do eixo do rotor. No entanto, as duas primeiras foram obtidas no ambiente *Simulink*,

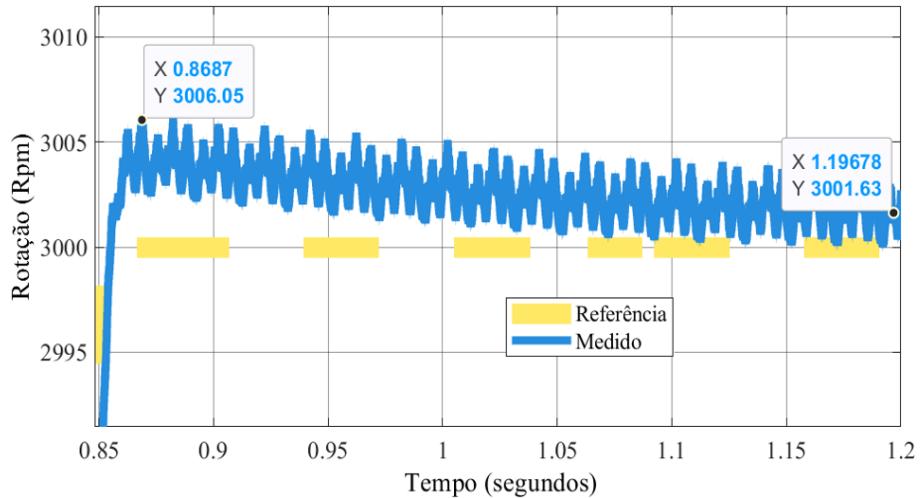


Figura 61 – Foco na rotação próxima de 3.000 rpm.

Fonte: Produção do autor.

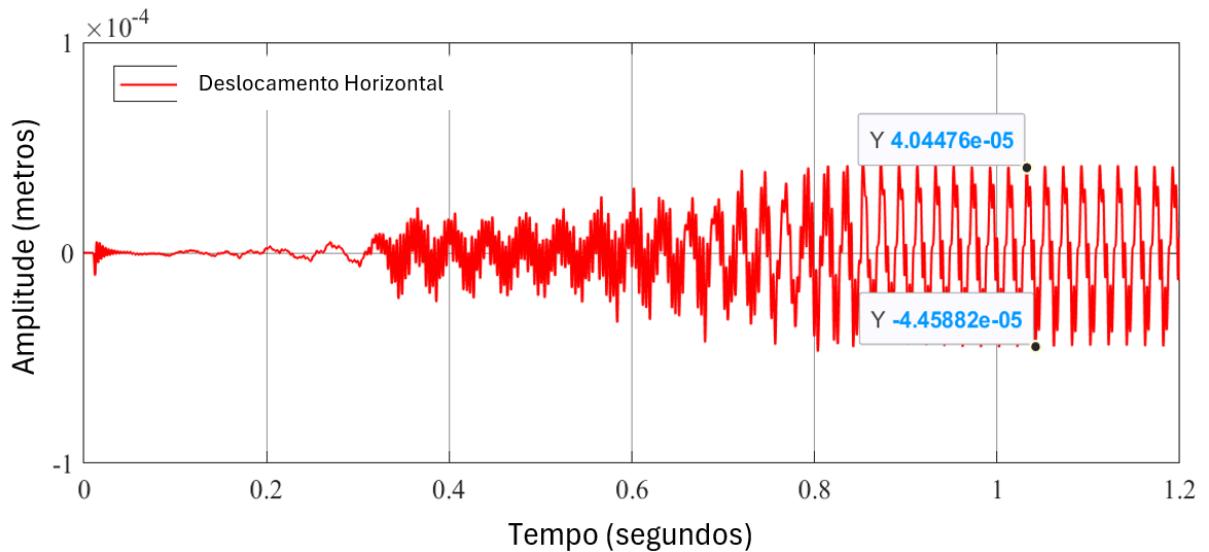


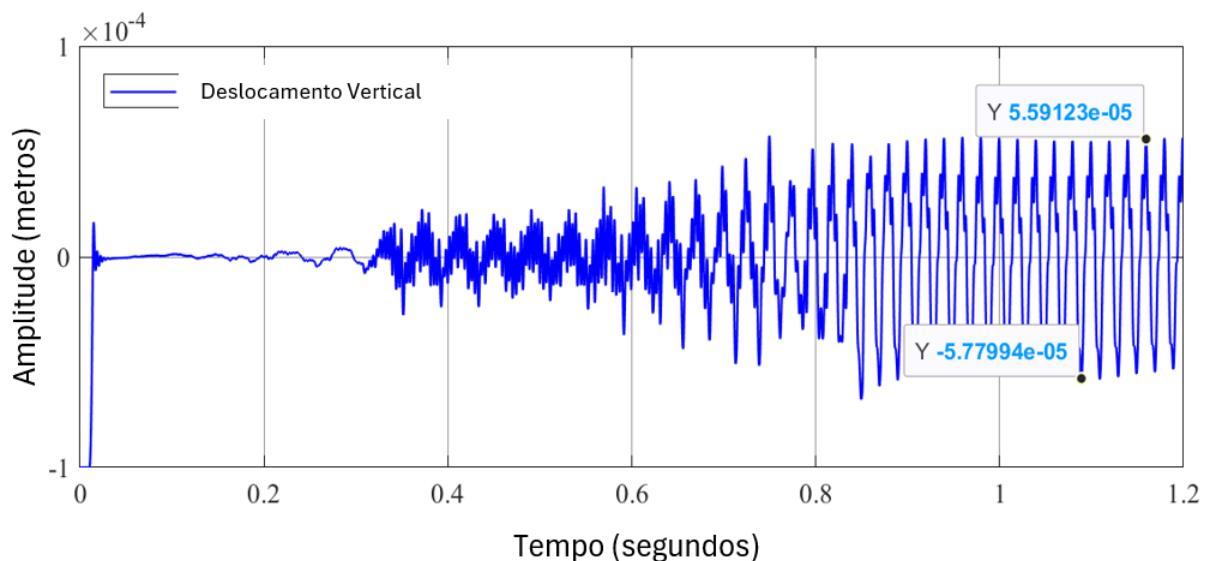
Figura 62 – Deslocamento do eixo na direção horizontal no modelo SIMULINK ao longo do tempo.

Fonte: Produção do autor.

enquanto a última refere-se ao modelo no *Simplorer*.

A análise dinâmica do torque no PMSM ao longo do tempo exige uma abordagem abrangente, considerando diversos parâmetros operacionais e de projeto que influenciam seu comportamento. A produção de torque resulta da interação complexa entre os campos magnéticos do estator e do rotor, além das características elétricas e mecânicas do motor. A Figura 64 mostra um aumento no desvio de torque entre 1.500 e 3.000 rpm. Para 1.500 rpm, o torque máximo e mínimo são 2,91 e 1,87 Nm, respectivamente, resultando em uma oscilação de 1,04 Nm. Já para 3.000 rpm, os valores são 5,52 e 4,01 Nm, com uma oscilação de 1,51 Nm — um aumento de 50% em relação à 1.500 rpm.

As formas de onda de torque indicam injeções substanciais de corrente para gerar a saída mecânica. No entanto, pequenas diferenças de amplitude entre as fases (Ia, Ib e Ic) sugerem



Fonte: Produção do autor.

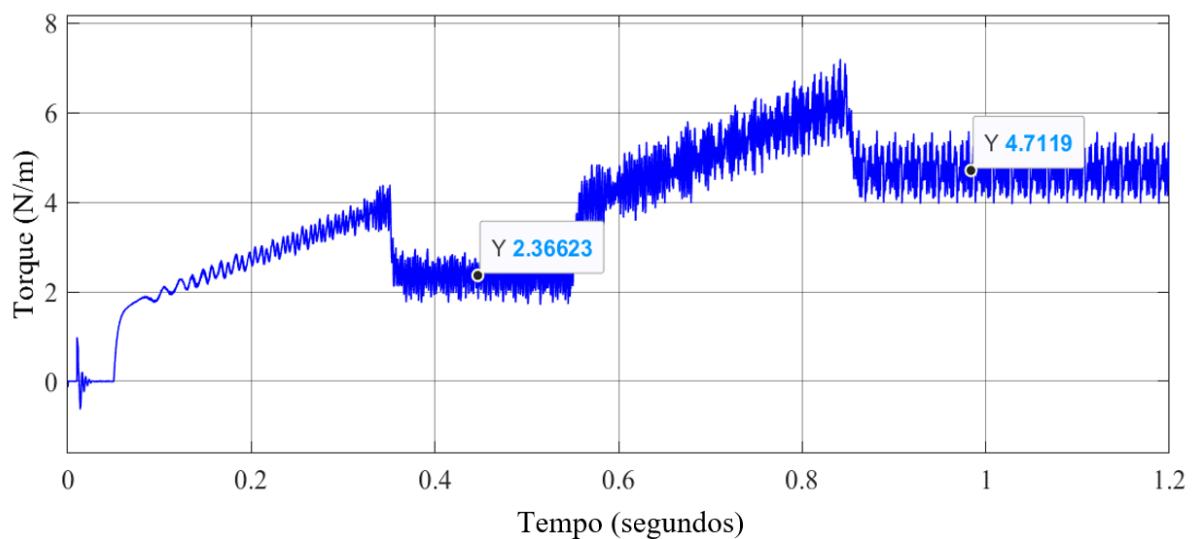


Figura 64 – Forma de onda de tempo de torque seguindo o perfil de rotação da Figura 60.

Fonte: Produção do autor.

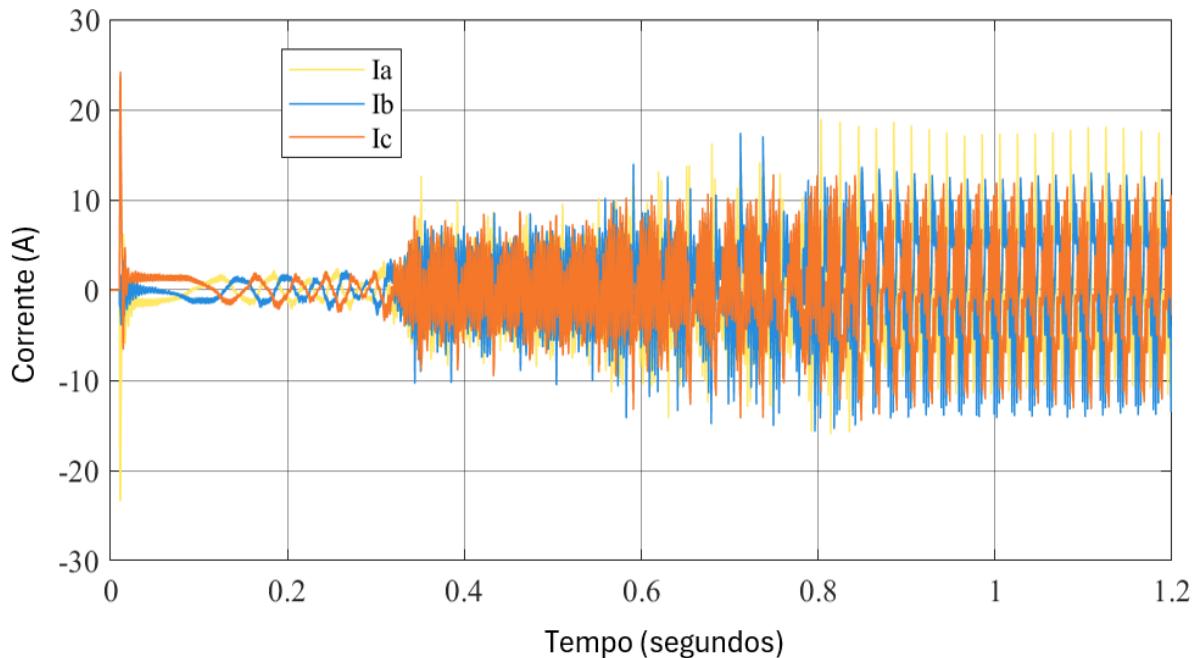


Figura 65 – Forma de onda no tempo da corrente de torque obtida através do SIMULINK.
Fonte: Produção do autor.

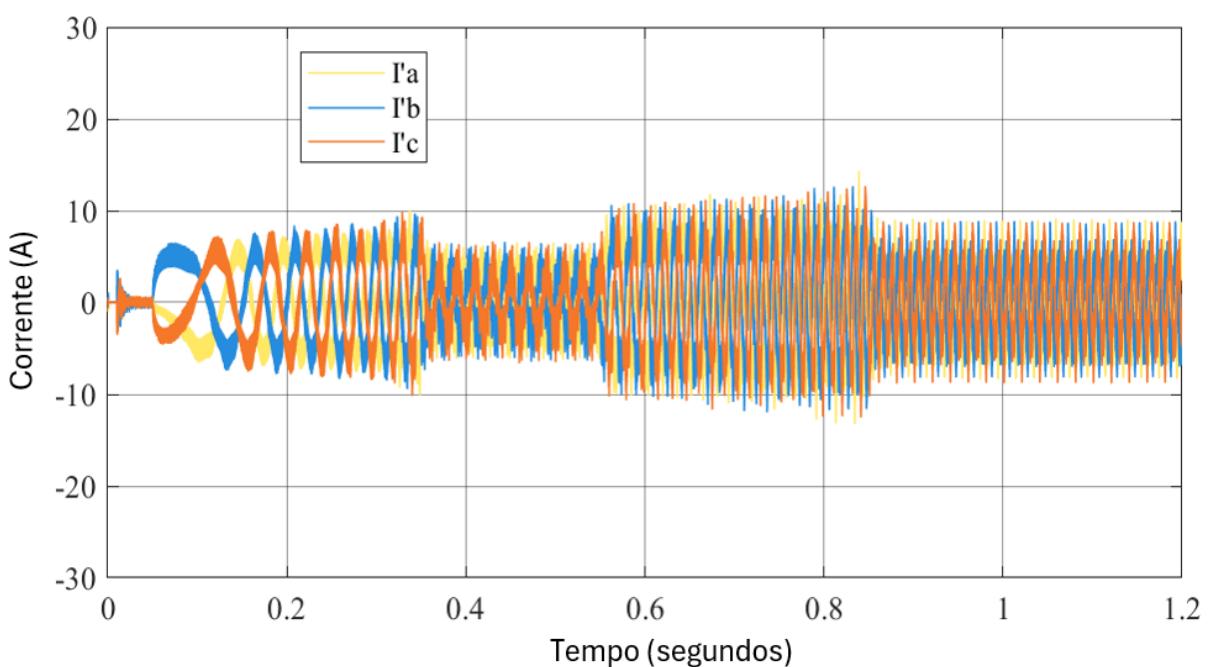
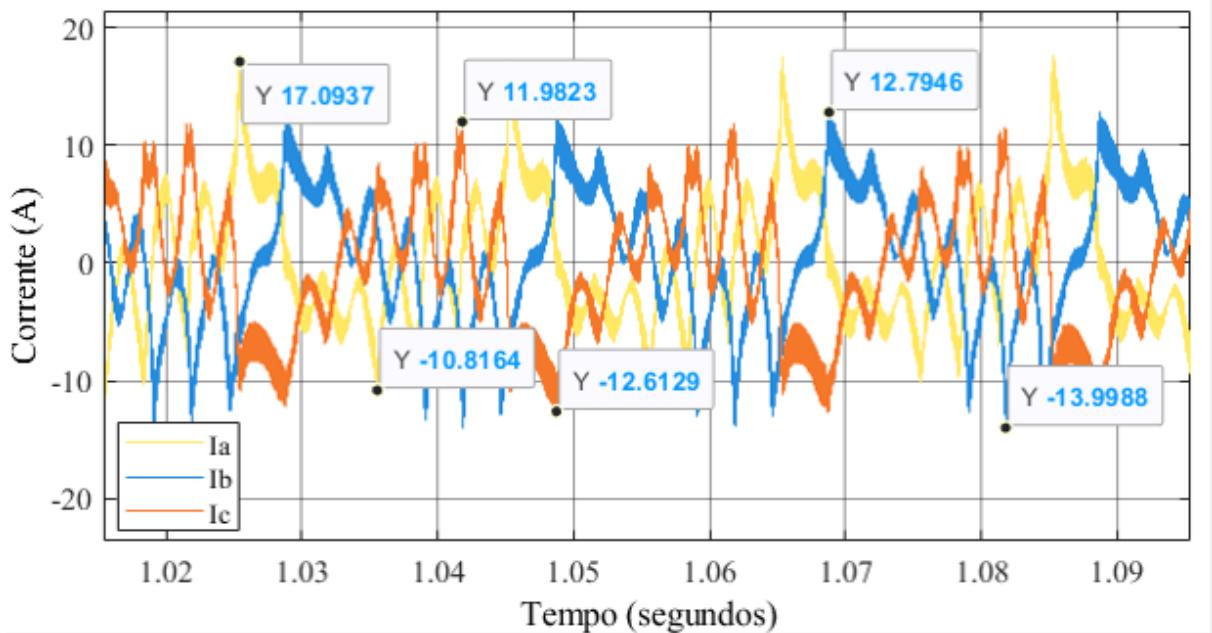
um leve desequilíbrio de fase. Além disso, as formas de onda se desviam do formato senoidal ideal, indicando a presença de distorção harmônica. Essa distorção pode ser causada por não linearidades no inversor e pela influência das correntes de suspensão, contribuindo para a ondulação do torque. As implicações incluem aumento das perdas elétricas, vibração mecânica e ruído acústico, além de possível redução da eficiência e maior estresse térmico nos enrolamentos.

As formas de onda de torque indicam injeções substanciais de corrente para gerar a saída mecânica. No entanto, pequenas diferenças de amplitude entre as fases ($I'a$, $I'b$ e $I'c$) sugerem um leve desequilíbrio de fase. Além disso, as formas de onda se desviam do formato senoidal ideal, indicando a presença de distorção harmônica.

As formas de onda das correntes de suspensão, representadas na Figura 68, apresentam amplitudes significativamente menores e demonstram alto grau de simetria e equilíbrio entre as fases. Ao contrário das correntes de torque, essas correntes são quase senoidais, indicando distorção harmônica mínima. O conteúdo harmônico reduzido e o equilíbrio de fase contribuem para menor interferência eletromagnética e controle de suspensão mais preciso.

Discrepâncias entre os modelos do *Simplorer* e do *Simulink* podem surgir devido a diferenças nos solucionadores numéricos, implementações de blocos ou configurações de parâmetros. Caso sejam observadas divergências, é necessária uma abordagem sistemática de depuração e refinamento, que pode incluir ajustes no *solver*, revisão de blocos ou reparametrização. O refinamento e a validação iterativos são fundamentais para garantir a confiabilidade do modelo no *Simulink*.

Além disso, a interação entre os diversos componentes — motor, eixo e carga — deve ser considerada como parte de um sistema integrado, a fim de permitir uma análise precisa do



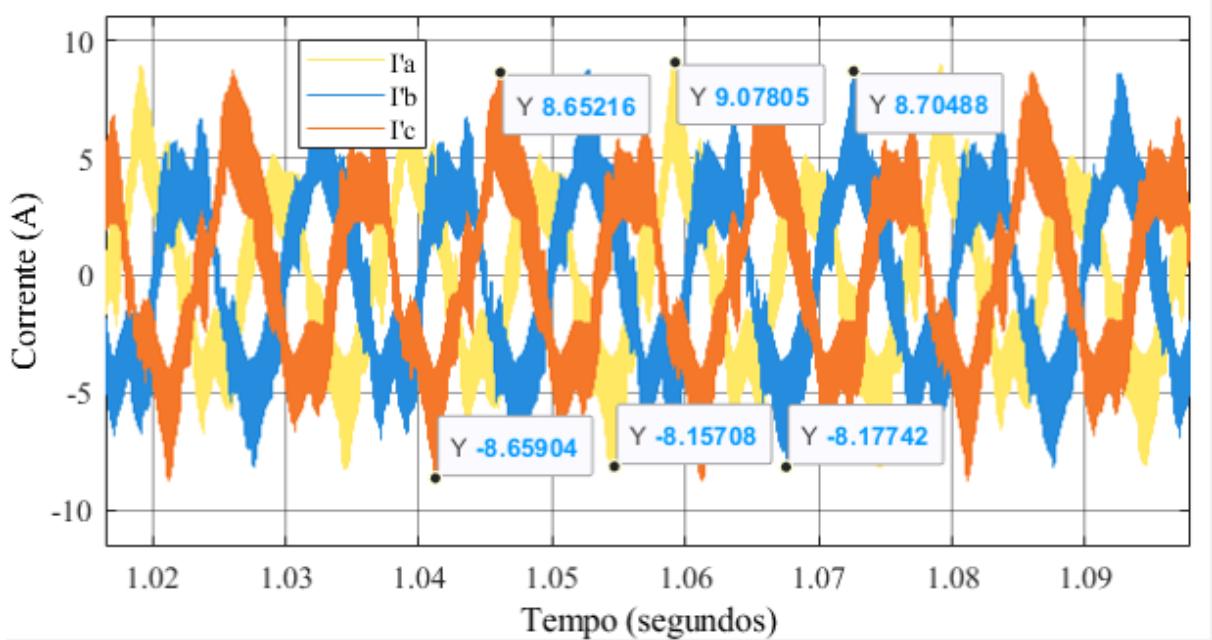


Figura 68 – Forma de onda no tempo da corrente de suspensão obtida através do SIMULINK em um espaço de tempo menor.
Fonte: Produção do autor.

comportamento dinâmico (Dong et al., 2023).

A migração bem-sucedida do modelo do *Simplorer* para o *Simulink* abre caminho para aplicações como projeto de sistemas de controle, otimização de parâmetros e simulação em tempo real (Yaragal et al., 2016).

A versatilidade e ampla adoção do *Simulink* o tornam ideal para simular e analisar sistemas complexos como motores sem mancal, bem como sistemas de energia renovável e controladores inteligentes (Abdulrahman, 2020; Kaur; Kaur; Khanna, 2020). O modelo resultante pode ser utilizado para desenvolver e testar algoritmos de controle avançados, otimizar parâmetros para aplicações específicas e realizar testes HIL.

Por fim, a simulação é uma ferramenta essencial para determinar a melhor abordagem de implementação ou melhoria de sistemas complexos (Silva; Falcão; Evangelista, 2021).

6.2 PREPARAÇÃO DO MODELO PARA EXECUÇÃO EM TEMPO REAL

A adaptação de um modelo em *Simulink* (MATLAB) para simulação *hardware-in-the-loop* (HIL) requer uma série de modificações cruciais, especialmente ao lidar com modelos computacionalmente intensivos que incorporam um grande número de tabelas de pesquisa. Esse processo exige uma abordagem meticolosa para garantir o desempenho em tempo real no ambiente HIL (Ali et al., 2018). O objetivo principal é reduzir a carga computacional sem comprometer a precisão e a fidelidade da simulação (Martín; Reza, 2008), o que geralmente envolve uma estratégia multifacetada que abrange a complexidade do modelo, os métodos de integração numérica e as restrições de hardware (Čech et al., 2020).

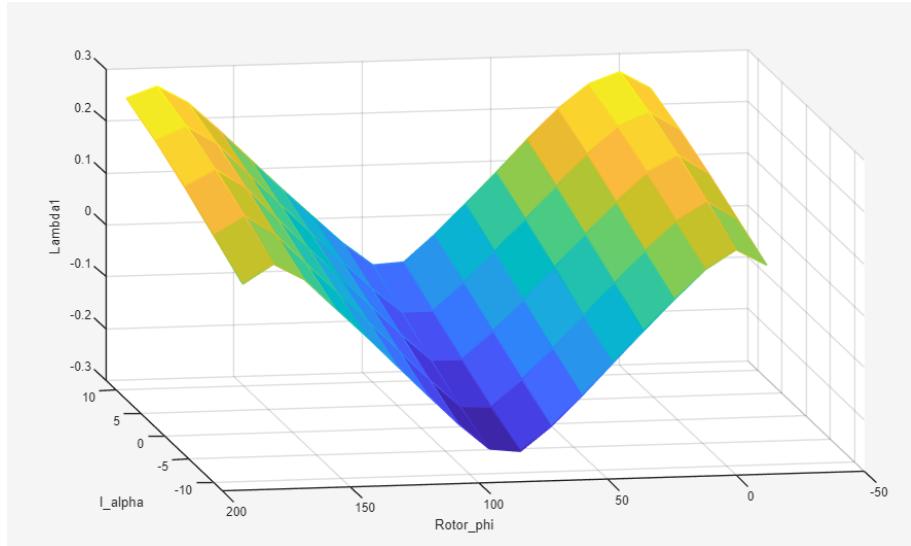


Figura 69 – Gráfico gerado da tabela de pesquisa no MATLAB

Fonte: Produção do autor.

A etapa inicial consiste em uma análise detalhada do modelo *Simulink* para identificar blocos computacionalmente onerosos e áreas onde simplificações ou aproximações são viáveis (McKee, 2020).

As tabelas de pesquisa, ou *lookup tables* (Figura 69), embora eficientes para representar relações não lineares — especialmente em motores sem mancal — podem se tornar gargalos quando em grande número e acessadas com frequência. Estratégias alternativas incluem a substituição de tabelas de alta resolução por versões de menor resolução ou a utilização de funções matemáticas que reproduzam o comportamento desejado com menor custo computacional. A partição do modelo também é essencial para distribuir a carga entre múltiplos processadores ou núcleos no sistema HIL. Todas as tabelas de pesquisa utilizadas nas simulações estão apresentadas nos Anexos.

A escolha do método de integração numérica é outro fator crítico para garantir desempenho em tempo real. Solucionadores de passo fixo são geralmente preferidos em relação aos de passo variável, devido à previsibilidade de tempo de execução, essencial para manter a sincronização com o hardware (Grand et al., 2010). No entanto, o tamanho do passo fixo deve ser cuidadosamente ajustado: passos menores aumentam a precisão, mas exigem mais recursos computacionais; passos maiores reduzem a carga, mas podem comprometer a estabilidade e a fidelidade da simulação.

Técnicas de simplificação, como linearização ou redução de ordem do modelo, também podem ser aplicadas para diminuir a complexidade computacional (Evans, 2014). A redução de ordem visa criar um modelo simplificado que preserve a dinâmica essencial do sistema original, reduzindo o número de estados e equações (Hollkamp; Sen; Semperlotti, 2016). Esses modelos são mais rápidos de simular, tornando-os ideais para aplicações HIL (Jagtap; Mitsotakis; Karniadakis, 2022).

A otimização das configurações de geração de código no *Simulink* é fundamental para

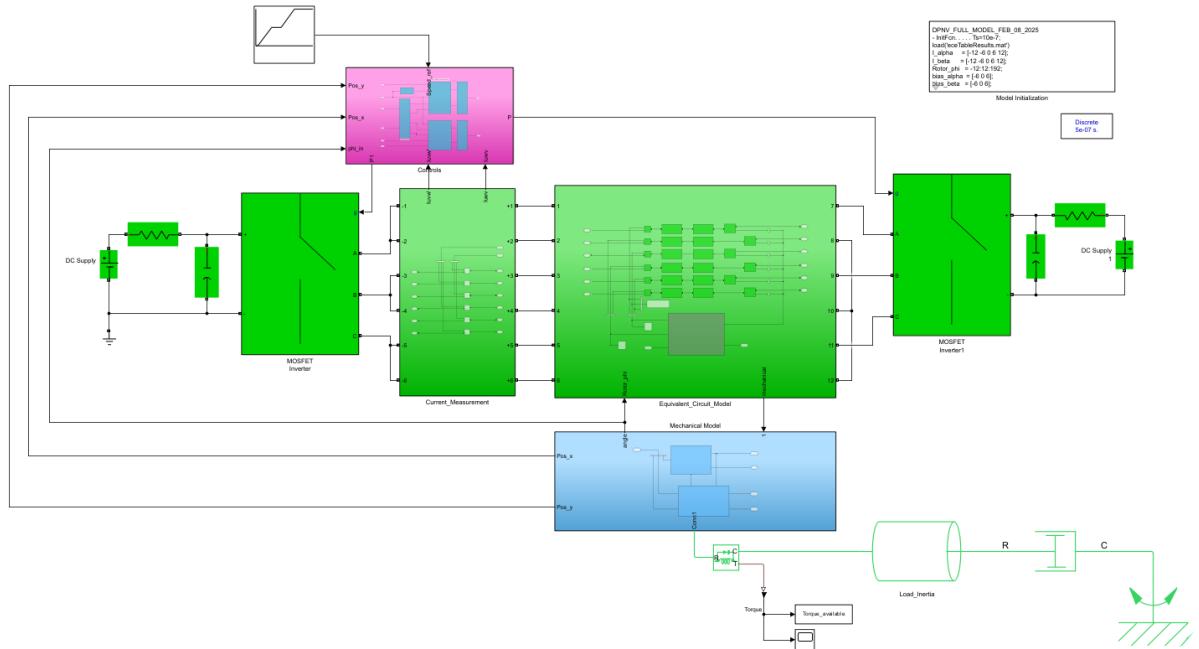


Figura 70 – Modelo em SIMULINK
Fonte: Produção do autor.

garantir execução eficiente na plataforma HIL. Isso inclui a seleção adequada do hardware de destino, compilador e opções de otimização, além da atenção aos tipos de dados e à alocação de memória. A escolha de tipos de dados menores, que ainda representem com precisão os sinais, reduz o uso de memória e melhora a eficiência computacional. A alocação de memória deve ser estática, evitando alocações dinâmicas durante a execução, que podem introduzir atrasos imprevisíveis. Testes frequentes durante o desenvolvimento são recomendados (De; Arons, 2006), utilizando dados de simulação de alta fidelidade e dados experimentais reais para validação (Værnø et al., 2019)..

Simulações HIL são amplamente utilizadas para verificar a viabilidade de algoritmos de controle (Che et al., 2020). O processo de adaptação de um modelo *Simulink* para HIL envolve uma série de ações essenciais, com foco na otimização para desempenho em tempo real, enfrentando os desafios impostos por elementos computacionalmente intensivos, como as tabelas de pesquisa (Yaragal et al., 2016). O sucesso dessa adaptação depende de uma combinação estratégica de simplificação do modelo, escolha adequada de métodos numéricos, otimização da geração de código e gerenciamento eficiente dos recursos de hardware.

6.2.1 Mudança do Método de Interpolação das tabelas de pesquisa

Métodos de interpolação desempenham um papel central na extração de valores dessas tabelas quando o ponto de entrada está entre os dados explicitamente armazenados. Dentre os métodos mais comuns, destacam-se a interpolação linear de Lagrange e a interpolação por *spline* cúbica (Bez, 2000).

A interpolação linear de Lagrange é a mais simples das duas, aproximando a função entre

dois pontos por meio de uma linha reta (Amisaki, 2001). Este método é computacionalmente eficiente e de fácil implementação, exigindo apenas operações aritméticas básicas. No entanto, sua simplicidade compromete a precisão, especialmente para funções com curvatura significativa, pois a aproximação linear não captura variações suaves entre os pontos (Yuksel, 2020). Assim, erros perceptíveis podem surgir em conjuntos de dados complexos ou em aplicações que exigem alta precisão.

Por outro lado, a interpolação por *spline* cúbica utiliza polinômios de terceiro grau por partes para aproximar a função entre os pontos de dados, garantindo continuidade nas primeiras e segundas derivadas (Zhang; Guo; Gao, 2013). Essa abordagem resulta em uma curva suave e visualmente contínua, com menor erro de interpolação em comparação à interpolação linear (Porawagama; Munasinghe, 2014). No entanto, o custo computacional é mais elevado, pois envolve a resolução de um sistema de equações para determinar os coeficientes dos polinômios, o que pode ser inviável em aplicações com grandes volumes de dados ou restrições de tempo real (Liu et al., 2014).

A principal vantagem dos *splines* cúbicos está na suavidade da aproximação, o que é desejável em aplicações onde os valores interpolados representam grandezas físicas contínuas, como em animações ou planejamento de trajetórias (Peng; Han, 2011). Em contraste, a interpolação linear resulta em uma aproximação por partes com derivadas descontínuas, o que pode introduzir artefatos indesejáveis. Ainda assim, os *splines* cúbicos podem apresentar oscilações próximas aos limites do intervalo de interpolação ou em dados com transições abruptas — um fenômeno conhecido como efeito de Runge — que pode comprometer a precisão da interpolação.

Portanto, a escolha do método de interpolação deve considerar as características dos dados e os requisitos de precisão e desempenho da aplicação (Katipoğlu, 2022). Em situações onde a suavidade é essencial e os recursos computacionais são suficientes, a interpolação por *spline* cúbica tende a oferecer melhores resultados. No entanto, quando a eficiência computacional é prioritária e a precisão exigida é moderada, a interpolação linear de Lagrange pode ser mais apropriada.

No controle do MSM, devido às limitações computacionais do equipamento utilizado, optou-se pela interpolação linear de Lagrange em vez da interpolação cúbica por *splines*. Essa escolha viabilizou a implementação em tempo real, embora tenha acarretado uma leve perda de precisão nos resultados. Em outras palavras, a redução do custo computacional comprometeu parcialmente a fidelidade da interpolação, dificultando o acesso preciso aos dados da tabela.

6.3 DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA HIL E COMPONENTES UTILIZADOS

O simulador de tempo real OP4610XG da OPAL-RT, ilustrado na Figura 71, foi selecionado para a realização deste estudo por combinar as capacidades de processamento de uma CPU AMD Ryzen™ com um FPGA Xilinx® Kintex®-7 410T, oferecendo uma plataforma compacta e poderosa para simulações em tempo real (Quan et al., 2015). É importante destacar



Figura 71 – Hardware-in-the-loop OP4610XG.

Fonte: <https://www.opal-rt.com/simulator-platform-op4610xg/>.

que essa configuração não inclui um processador de sinal digital (DSP) dedicado, utilizando o FPGA para executar simulações de alta frequência e tarefas de processamento de sinal em tempo real (Potsangbam; Kumar, 2019).

A escolha entre FPGAs e DSPs depende de fatores como requisitos da aplicação, desempenho esperado e restrições orçamentárias. FPGAs oferecem alta flexibilidade graças à sua arquitetura reconfigurável, permitindo a personalização do hardware para algoritmos específicos (Tavakoli et al., 2021). Essa característica é especialmente útil em aplicações com requisitos dinâmicos ou que exigem múltiplas funcionalidades em um único dispositivo (Briggs, 2007). Além disso, sua capacidade de paralelismo e construção de arquiteturas assíncronas os torna ideais para tarefas intensivas em dados e aplicações de computação heterogênea (Poluyanenko, 2017).

Por outro lado, DSPs são projetados especificamente para processamento de sinais, oferecendo conjuntos de instruções otimizados e arquitetura eficiente. Isso facilita o desenvolvimento, reduz o tempo de implementação e torna os DSPs mais adequados para aplicações com restrições energéticas, como sistemas alimentados por bateria (Nader; Liu, 2018; Patel et al., 2023). Em termos de custo, DSPs tendem a ser mais econômicos, especialmente em projetos de grande escala.

Em aplicações como redes de sensores, FPGAs demonstram vantagens significativas em termos de velocidade e consumo de energia em comparação com microcontroladores comerciais (Piedra; Braeken; Touhafi, 2012). Arquiteturas híbridas que combinam microcontroladores e FPGAs podem desempenhar um papel fundamental no futuro dessas redes, especialmente em domínios que exigem criptografia, auto-teste e comunicação segura.

À medida que as tecnologias de hardware evoluem, os FPGAs têm se destacado em áreas como visão computacional, superando implementações baseadas em software em termos

de desempenho (Moreo et al., 2004). No entanto, esse desempenho superior geralmente vem acompanhado de maior complexidade de projeto e custos de desenvolvimento mais elevados. A integração de múltiplos componentes de controle em um único FPGA representa tanto uma oportunidade quanto um desafio, exigindo uma análise cuidadosa das compensações entre desempenho, custo e esforço de desenvolvimento.

Dessa forma, a escolha do OP4610XG se justifica por sua alta flexibilidade e capacidade de reconfiguração, características essenciais para o controle de motores sem mancais, que exigem processamento em tempo real, baixa latência e capacidade de adaptação a diferentes estratégias de controle.

6.4 ANÁLISE DOS TESTES EM AMBIENTE HIL

Os resultados obtidos por meio da simulação em tempo real utilizando o sistema HIL são apresentados nesta seção, divididos em duas partes: a primeira aborda os testes realizados em regime de rotação constante, enquanto a segunda analisa os resultados sob variação de rotação ao longo do tempo.

A Figura 72 apresenta o desempenho do controle de posição do MSM operando a uma rotação constante de 1.000 rpm. Observa-se que o sistema de controle mantém a posição do rotor dentro dos limites estabelecidos, demonstrando estabilidade e precisão adequadas para essa condição de operação.

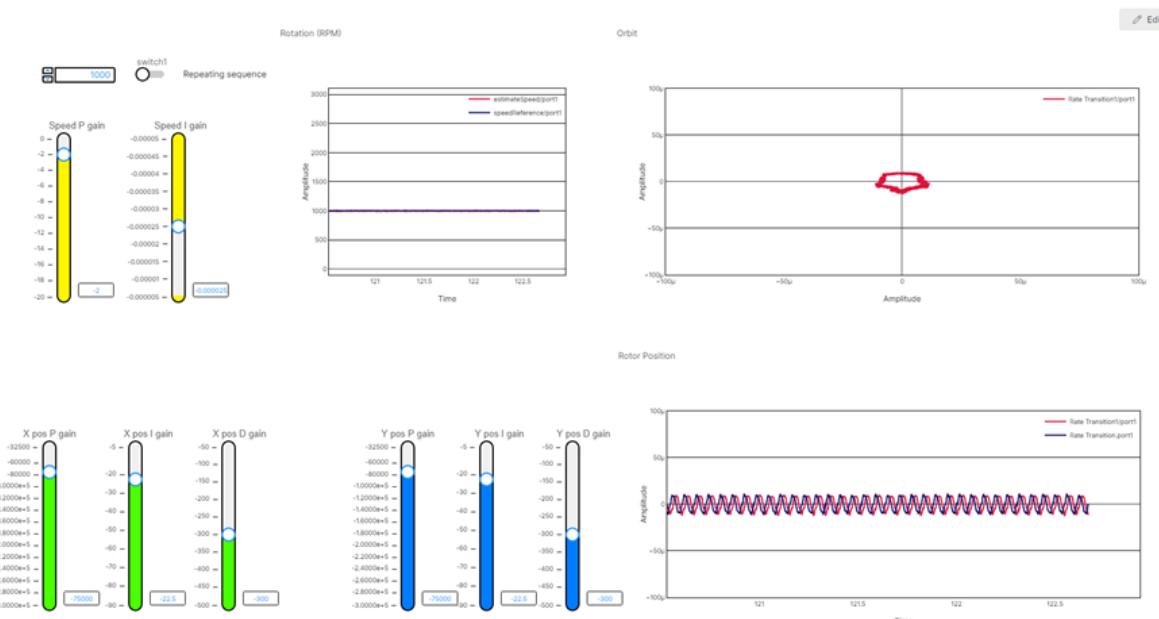


Figura 72 – Resultado do controle de posição para 1.000 rpm
Fonte: Produção do autor.

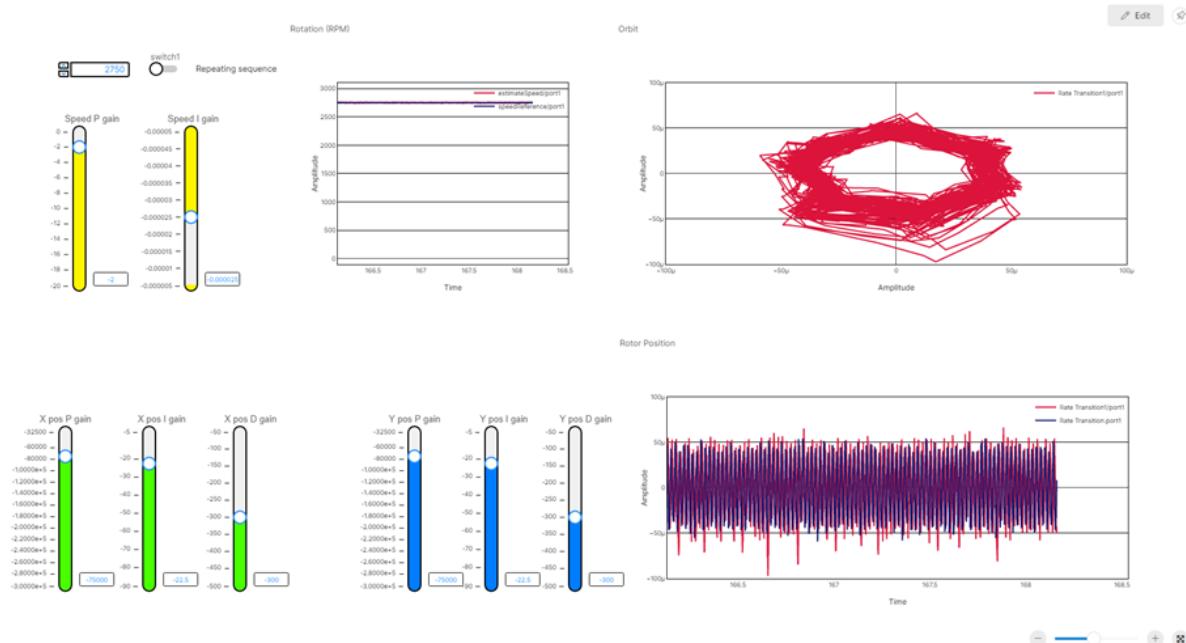


Figura 73 – Resultado do controle de posição para 2.750 rpm

Fonte: Produção do autor.

6.4.1 Comportamento Estável sob Condições de Operação Constantes

A Figura 72 apresenta o desempenho do controle de posição do MSM operando a 1.000 rpm. As curvas em amarelo representam os ganhos proporcional e integral; em verde, os ganhos proporcional, integral e derivativo aplicados ao eixo X; e em azul, os mesmos ganhos aplicados ao eixo Y (direção vertical).

O gráfico central mostra a rotação ao longo do tempo. À direita, na parte superior, é exibida a órbita do rotor, composta pelas posições nos eixos X e Y. Na parte inferior, são apresentadas as formas de onda da posição ao longo do tempo: em vermelho, a posição no eixo Y; em azul, no eixo X.

A Figura 73 mostra o desempenho do sistema na rotação de 2.750 rpm, considerado o limite operacional com o nível atual de desbalanceamento e sem ajustes adicionais no controle. A órbita do rotor indica uma aproximação crítica da parte estática, sugerindo risco de contato.

Na Figura 74, observa-se o comportamento do sistema na rotação máxima de projeto (3.000 rpm). Nessa condição, o rotor entra em contato com o mancal de suporte em caso de falha de energia, o que torna essa operação inadequada. Até 2.750 rpm, o controle apresenta desempenho satisfatório.

É importante destacar que, no ambiente HIL, o desempenho do controle é inferior ao observado nas simulações em *Simulink*, devido às simplificações implementadas para garantir a execução em tempo real. Essas simplificações reduziram o tempo de processamento, mas comprometeram a precisão do controle.

Algumas estratégias podem ser adotadas para reduzir o deslocamento do eixo e evitar o contato com a parte estática:

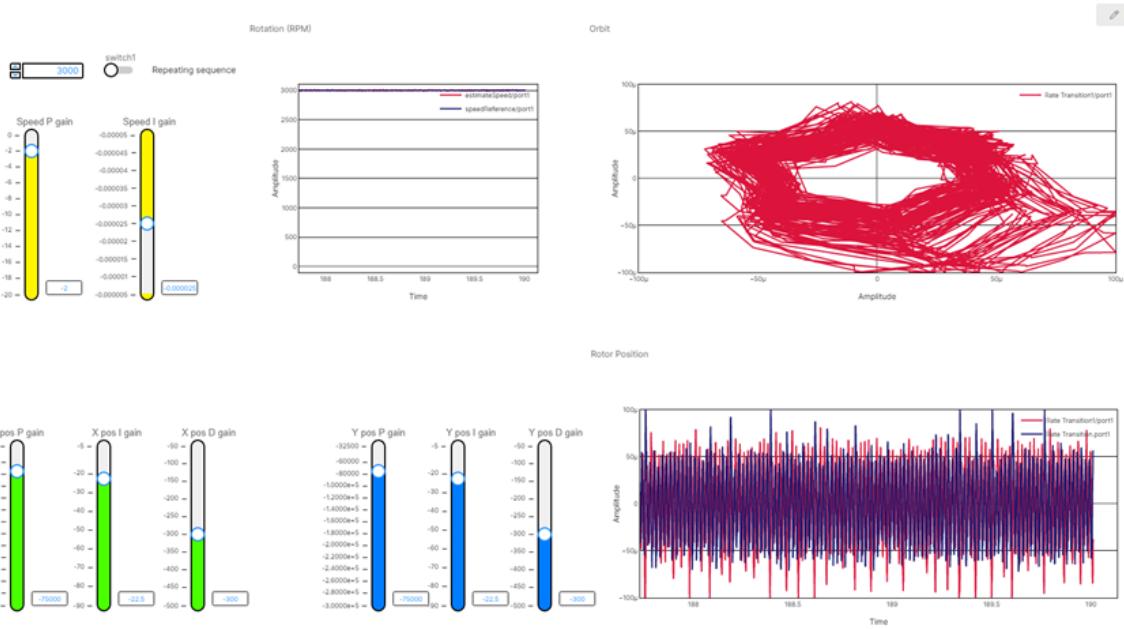


Figura 74 – Resultado do controle de posição para 3.000 rpm

Fonte: Produção do autor.

1. Redução do distúrbio síncrono: melhorar o balanceamento do rotor, adotando um grau de qualidade superior, no qual reduz o desbalanceamento residual.
2. Ajuste fino dos ganhos de controle: otimizar os parâmetros do controlador atual.
3. Implementação de uma nova metodologia de controle: proposta que será apresentada no Capítulo 7.

6.4.2 Resposta do Sistema a Variações Rápidas e Perturbações

O controle de posição deve ser capaz de manter o rotor dentro dos limites de deslocamento, desde a condição de repouso até a rotação máxima, sem ultrapassar a folga do mancal de suporte. A Figura 75 apresenta o comportamento do sistema durante uma variação transitória, com desaceleração de 3.000 rpm até parada, seguida de nova aceleração até próximo de 3.000 rpm.

Os resultados demonstram que o sistema de controle consegue manter o rotor dentro dos limites aceitáveis durante a maior parte do ciclo, embora a margem de segurança se reduza significativamente nas proximidades da rotação máxima. Isso reforça a necessidade de melhorias no controle ou na condição de balanceamento para garantir operação segura em todo o espectro de velocidades.

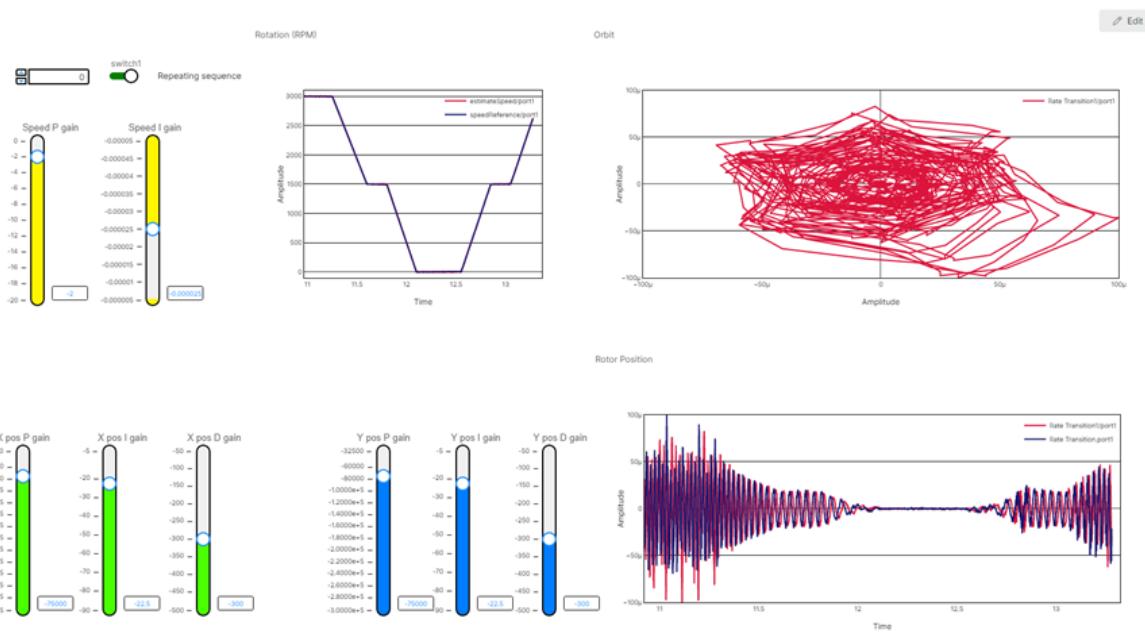


Figura 75 – Resultado do controle de posição durante um evento transitório, variando da condição estática até 3.000 rpm

Fonte: Produção do autor.

7 DESENVOLVIMENTO E AVALIAÇÃO DE ESTRATÉGIAS AVANÇADAS DE CONTROLE

O funcionamento de motores sem mancais depende fundamentalmente da capacidade de controlar a suspensão magnética do rotor. Diferentemente dos motores convencionais, em que mancais físicos garantem o suporte mecânico, nos motores sem mancais essa função é desempenhada por forças eletromagnéticas geradas por enrolamentos específicos. Assim, o controle da suspensão não é apenas um subsistema, mas o elemento central do acionamento, sendo responsável por manter o rotor estável, centrado e operando de forma segura.

Este capítulo apresenta o desenvolvimento e a avaliação de estratégias de controle avançadas, com foco na suspensão ativa do rotor. O objetivo é garantir a estabilidade da levitação, a precisão do posicionamento radial e a robustez frente a perturbações externas e variações paramétricas. Motores sem mancais, que combinam levitação e rotação sem contato mecânico, impõem desafios únicos de controle, exigindo atuação precisa e responsiva para lidar com a instabilidade inerente e o forte acoplamento entre os graus de liberdade translacional e rotacional do rotor.

Diversas abordagens de controle são discutidas, incluindo:

- **FOC (Field-Oriented Control) e DTC (Direct Torque Control):** amplamente utilizados em motores síncronos de ímã permanente, por oferecerem alto torque de partida e controle preciso de velocidade;
- **Controle preditivo de modelo:** eficaz em sistemas com múltiplos objetivos e restrições;
- **Controle por lógica fuzzy:** utiliza regras linguísticas para lidar com incertezas e não linearidades, promovendo levitação estável;
- **Controle adaptativo:** ajusta os parâmetros do controlador em tempo real, garantindo desempenho consistente mesmo sob variações de carga ou parâmetros do sistema.

A escolha da técnica de controle depende dos requisitos específicos da aplicação, como desempenho dinâmico, robustez, complexidade de implementação e capacidade de rejeição de perturbações. Estratégias híbridas, que combinam diferentes métodos, também têm ganhado destaque na literatura.

Neste trabalho, o foco recai sobre o desenvolvimento de um controle robusto para a suspensão ativa, com destaque para a aplicação do ADRC. Essa abordagem é avaliada tanto em ambiente de simulação quanto em plataforma HIL, permitindo validar sua eficácia em condições próximas às reais. O ADRC se destaca por sua capacidade de rejeitar perturbações e compensar incertezas do modelo, sem depender de uma modelagem precisa do sistema.

Além disso, são discutidos os impactos da suspensão ativa sobre o desempenho global do motor, incluindo sua influência na geração de torque, na estabilidade orbital do rotor e na resposta a distúrbios síncronos, como o desbalanceamento. O capítulo também apresenta

as etapas metodológicas para o desenvolvimento do controle, desde a modelagem do sistema até a implementação no ambiente HIL, incluindo a otimização dos ganhos e a verificação da controlabilidade do rotor.

7.1 REFERÊNCIA DE DESEMPENHO COM CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL

Os controladores PI e PID, utilizados respectivamente nas Seções 5.1.2 e 5.1.3, são amplamente empregados no controle de motores sem mancais, oferecendo um equilíbrio entre simplicidade e eficácia no gerenciamento da complexidade desses sistemas (Wang et al., 2021).

O controle PID, por combinar os três termos (P, I e D), é amplamente utilizado na indústria e na robótica devido à sua versatilidade e robustez (Zeng, 2021; Priyambodo; Dharmawan; Putra, 2016). Ele opera em malha fechada, regulando variáveis do sistema com base no erro de realimentação (Venkata; Natarajan, 2016). No contexto dos motores sem mancais, os controladores PI e PID são aplicados tanto ao controle da posição radial do rotor — essencial para manter a levitação estável e evitar contato físico — quanto ao controle da velocidade rotacional, garantindo operação precisa mesmo sob variações de carga ou perturbações externas (Hsiao; Cheng, 2017).

Apesar de sua popularidade, o controle PID apresenta limitações fundamentais que devem ser consideradas:

1. O ponto de ajuste é frequentemente modelado como uma função degrau, o que não é ideal para sistemas dinâmicos, pois exige uma resposta abrupta do sistema.
2. O termo derivativo é frequentemente omitido devido à sua sensibilidade ao ruído, o que pode comprometer a estabilidade.
3. A combinação linear dos três termos pode não ser a melhor estratégia de controle para todos os sistemas, especialmente em presença de não linearidades.
4. O termo integral, embora essencial para eliminar o erro em regime permanente, pode introduzir saturação e reduzir a margem de estabilidade devido ao atraso de fase (Han, 2009).

Essas limitações motivam a busca por estratégias de controle mais robustas e adaptativas, como será explorado nas próximas seções com a introdução do controle ADRC.

7.2 ESTRATÉGIA ROBUSTA PARA MITIGAÇÃO DE PERTURBAÇÕES E INCERTEZAS

O Controle por Rejeição Ativa de Perturbações, ou *Active Disturbance Rejection Control* (ADRC), representa uma abordagem inovadora na engenharia de controle. Em vez de depender de modelos matemáticos precisos da planta, o ADRC se concentra na estimativa e compensação em tempo real das incertezas do sistema e das perturbações externas (Wei et al., 2020). Desenvolvido

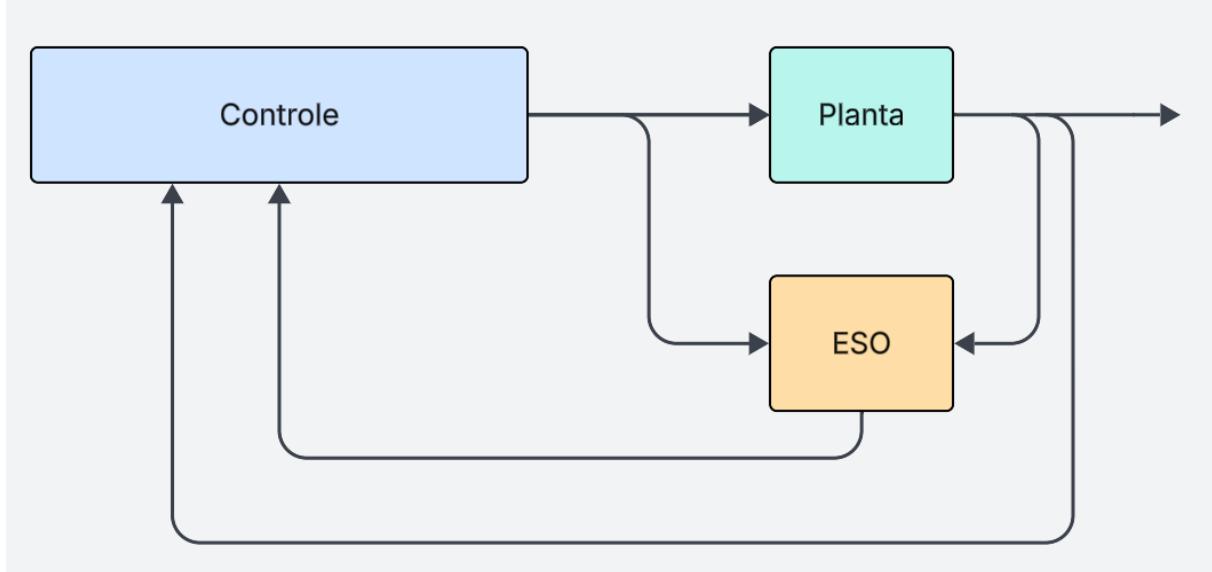


Figura 76 – Explicação do funcionamento do controle ADRC

Fonte: Produção do autor.

por Han Jingqing, o ADRC se destaca por sua robustez frente a não linearidades, variações paramétricas e dinâmicas não modeladas, superando limitações típicas dos controladores PID convencionais (Abouheaf et al., 2023; Nowaková; Pokorný, 2020).

A insatisfação de Han com os métodos tradicionais impulsionou a criação de uma estratégia capaz de estimar e rejeitar ativamente perturbações, aliviando a carga sobre o controlador de realimentação (Boubaker, 2012). O ADRC emprega um Estimador de Perturbação Estendido (ESO) para estimar a perturbação total que afeta o sistema, incluindo incertezas do modelo e perturbações externas (Fliess; Join, 2021). Essa arquitetura é composta por três elementos principais: o ESO, o controlador não linear e o rastreamento de trajetória. O ESO fornece estimativas em tempo real das perturbações, que são compensadas pelo controlador, garantindo que a saída do sistema siga a referência desejada.

A ideia central do ADRC é tratar todas as dinâmicas desconhecidas e perturbações externas como uma única "perturbação total", que pode ser estimada e cancelada em tempo real (Moaveni; Sedigh, 2007). Essa abordagem tem se mostrado eficaz em aplicações críticas, como controle de voo, onde a adaptabilidade e a robustez são essenciais (Yüksek; İnalhan, 2020; Hu et al., 2018). A capacidade do ADRC de operar com informações limitadas do modelo o torna ideal para sistemas complexos ou de difícil modelagem (Marwaha; Valasek, 2010).

O ADRC se diferencia por sua abordagem livre de modelo, dispensando a necessidade de modelagem matemática precisa (Köpf et al., 2020). Utilizando o ESO, ele estima os estados do sistema e as perturbações em tempo real, simplificando o projeto de controle e aumentando a adaptabilidade (Tuan; Lee, 2017; Liu; Allen; Hong, 2011). Essa estimativa é então usada para cancelar os efeitos das perturbações, desacoplando o sistema das incertezas e melhorando sua estabilidade e confiabilidade (Abouheaf et al., 2023).

As aplicações do ADRC abrangem diversas áreas da engenharia, como controle de

movimento, processos industriais, aeroespacial, robótica e sistemas de energia. Ele tem sido utilizado com sucesso em motores de precisão, manipuladores robóticos, reatores químicos, sistemas de controle de voo e redes elétricas inteligentes (Tsai et al., 2010; Comden; Wang; Bernstein, 2023; Wani; Tantry; Farsangi, 2021). O ADRC também tem sido explorado na engenharia estrutural para mitigação de respostas sísmicas.

O contínuo desenvolvimento do ADRC resultou em variantes como o ADRC adaptativo, robusto e livre de modelo. A integração com técnicas de inteligência artificial e aprendizado de máquina tem ampliado ainda mais seu potencial, permitindo a criação de sistemas de controle inteligentes e altamente adaptativos (Eshkevari et al., 2021; Khan et al., 2012; Khan et al., 2020). O uso combinado com aprendizado por reforço, por exemplo, tem se mostrado promissor em aplicações como robótica e controle autônomo (Wang et al., 2022b; Recht, 2018).

7.2.1 Implementação com Observadores e Controladores Não Lineares

A pesquisa de Han Jingqing aprofundou-se no desempenho de elementos não lineares em sistemas com realimentação, levando à constatação de que controladores não lineares apresentam capacidades superiores na mitigação de perturbações externas e variações paramétricas (Yang; Xia; Geng, 2019). Essa percepção foi fundamental para o desenvolvimento do ADRC, uma estrutura de controle pioneira que se apoia fortemente em funções não lineares para alcançar robustez e desempenho em sistemas complexos.

Embora técnicas como a linearização possam simplificar o projeto de controladores, elas frequentemente resultam na perda de generalidade e desempenho em cenários reais. O ADRC oferece uma alternativa eficaz, especialmente quando um modelo dinâmico preciso não está disponível ou é difícil de obter (Abouheaf et al., 2023). Controladores não lineares demonstram vantagens significativas sobre seus equivalentes lineares, particularmente em sistemas com comportamento altamente não linear.

No projeto de sistemas de controle para aplicações como o posicionamento dinâmico de embarcações marítimas, a escolha entre modelos lineares e não lineares para representar cargas hidrodinâmicas tem impacto direto no desempenho do sistema (Værnø et al., 2019). Essa constatação reforça a relevância do ADRC em contextos onde a modelagem precisa é desafiadora e a robustez frente a incertezas é essencial.

A adoção de funções não lineares no ADRC permite uma resposta mais adaptativa e eficaz diante de variações inesperadas, tornando-o uma escolha promissora para o controle de motores sem mancais, onde a dinâmica do sistema é complexa e sujeita a perturbações significativas.

7.2.2 Versão Linearizada para Aplicações com Menor Complexidade Computacional

Motivado pelo desejo de tornar o ADRC mais acessível e pela complexidade de sua implementação original, o professor Zhiqiang Gao propôs uma versão simplificada do controlador, cuja sintonia depende apenas de dois parâmetros: a largura de banda da malha fechada (wc) e a

largura de banda do observador de estados ($w0$) (Wei et al., 2020; Romanenko; Fernandes; Fernandes, 2019). Essa abordagem inovadora reduz significativamente a complexidade do projeto, facilitando sua aplicação em uma ampla gama de sistemas.

A principal contribuição de Gao está no desacoplamento estratégico entre o desempenho do sistema e as incertezas e perturbações, permitindo uma ação de controle mais robusta e previsível (Rudolf et al., 2023). O conceito central gira em torno da estimativa da perturbação total que afeta o sistema e sua compensação ativa em tempo real, transformando a planta controlada em um sistema nominal e bem comportado (Chen, 2020).

O esquema de controle ADRC demonstra notável capacidade de rejeição a perturbações e elevada robustez, mesmo diante de variações significativas nos parâmetros do sistema e dinâmicas não modeladas (Chen; Tomizuka, 2015). A dependência de técnicas baseadas em observadores permite a estimativa e o cancelamento eficaz de perturbações, assegurando um desempenho elevado no controle (Hyun; Choi; Kong, 2013; Han et al., 2016).

O método de controle adaptativo associado ao ADRC constrói um sistema com características dinâmicas consistentes sob diferentes condições incertas, ajustando o controlador com base em informações em tempo real (Meng; Wang; Wang, 2019). Isso permite que o sistema atenda às especificações de projeto mesmo diante de variações externas ou internas (Abouheaf et al., 2023). A simplificação da sintonia representa um avanço prático significativo, reduzindo a barreira de entrada para a adoção do ADRC em aplicações reais.

Diferentemente das estratégias tradicionais que dependem fortemente de modelos matemáticos precisos, o ADRC trata o sistema como uma "caixa preta", focando na estimativa e rejeição da perturbação total (Abouheaf et al., 2023).

7.2.2.1 Realimentação Dupla em tempo discreto

A estrutura interna do controlador ADRC, ilustrada na Figura 77, utiliza uma arquitetura de realimentação dupla em tempo discreto (Herbst; Madonski, 2025). O controlador processa as referências de posição X e Y , juntamente com os sinais medidos no referencial $DQ0$, utilizando coeficientes sintonizados (β , γ e α) para gerar o sinal de controle U . Um ganho chave, $k1_b0$, dimensiona a entrada de referência com base no ganho estimado da planta e em um parâmetro de ajuste, $K1$.

Para sistemas de segunda ordem, coeficientes adicionais (β_2 , γ_2 , α_3) são introduzidos para lidar com a complexidade adicional. Nesta implementação, não foram aplicadas limitações à saída do controlador.

A largura de banda do controlador define a dinâmica desejada da malha fechada, sendo representada pelo polinômio de terceira ordem na Equação (29):

$$(s + \omega_c)^3 = s^3 + 3\omega_c s^2 + 3\omega_c^2 s + \omega_c^3 \quad (29)$$

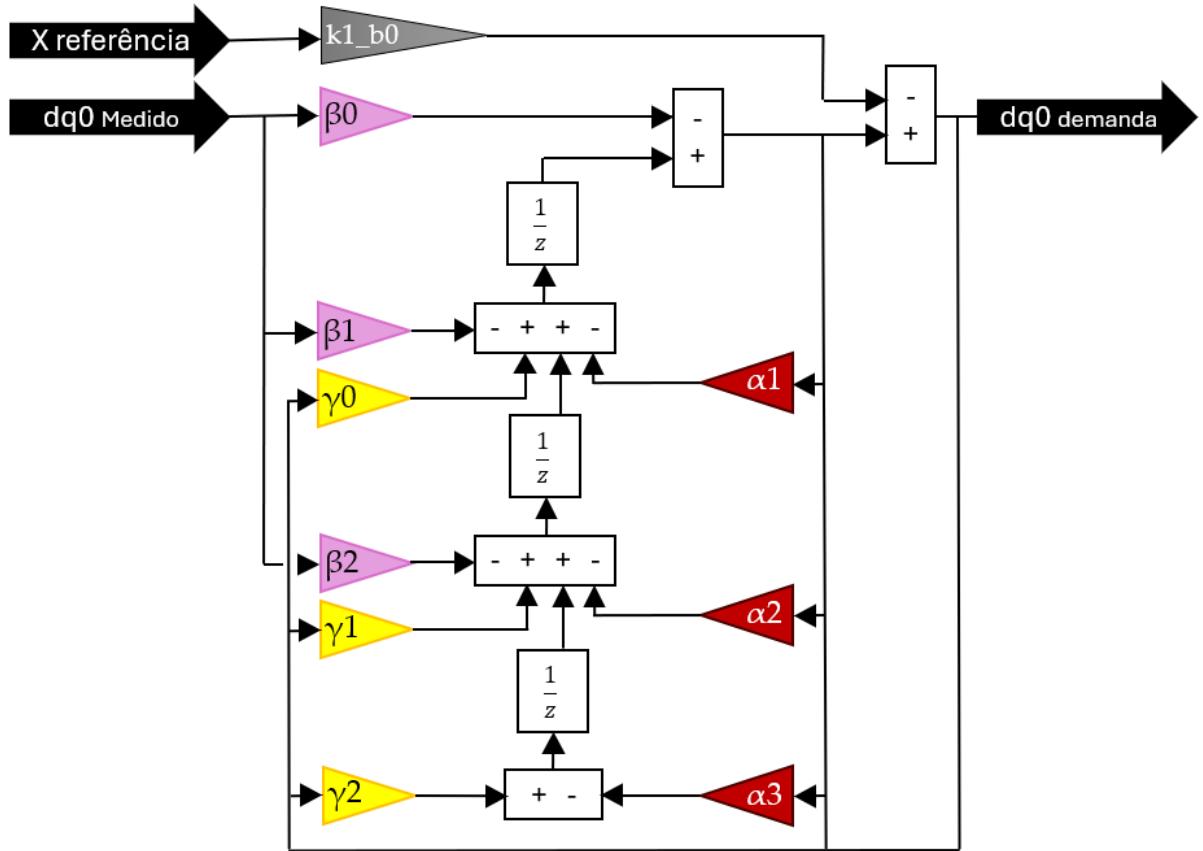


Figura 77 – Realimentação dupla em tempo discreto.

Fonte: Produção do autor.

A partir dessa expansão, os coeficientes de sintonia do controlador são obtidos pelas Equações (30) a (32):

$$\alpha_1 = 3\omega_c \quad (30)$$

$$\alpha_2 = 3\omega_c^2 \quad (31)$$

$$\alpha_3 = \omega_c^3 \quad (32)$$

A largura de banda do observador é um parâmetro crítico que determina a velocidade com que o ESO estima os estados do sistema e a perturbação total. Para um observador de segunda ordem, o polinômio correspondente é dado pela Equação (33):

$$(s + \omega_0)^2 = s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (33)$$

Os coeficientes de sintonia do observador são definidos pelas Equações (34) e (35):

$$\beta_1 = 2\omega_0 \quad (34)$$

$$\beta_2 = \omega_0^2 \quad (35)$$

O processo de ajuste dos parâmetros foi conduzido de forma empírica e iterativa, com ajustes sistemáticos dos ganhos com base nas respostas observadas do sistema. Essa abordagem permitiu alcançar um equilíbrio entre estabilidade, capacidade de resposta e rejeição de perturbações.

Durante os testes, foi utilizado um ganho de planta de 40, representando a sensibilidade do sistema às entradas de controle. A largura de banda do controlador foi definida como 140 rad/s, proporcionando uma resposta rápida, porém exigindo atenção à estabilidade. Já a largura de banda do observador foi ajustada para 15.000 rad/s, garantindo estimativas rápidas e precisas dos estados e perturbações do sistema (Poudel; Watson; Li, 2022).

7.2.3 Arquitetura, Parâmetros e Integração com o Sistema

A implementação de uma malha de corrente interna é essencial para melhorar a resposta do sistema de controle em aplicações com atuadores eletromecânicos, especialmente em cenários sujeitos a perturbações externas, como vibrações ou o peso próprio do rotor, que podem comprometer sua posição desejada (Liu et al., 2018). Para mitigar esses efeitos, o sistema de controle aplica uma força corretiva ao longo do eixo Y, utilizando um atuador eletromecânico.

Idealmente, essa força seria aplicada instantaneamente, permitindo uma estratégia simples de realimentação negativa baseada em medições de deslocamento. No entanto, na prática, a geração de força depende da corrente elétrica, que por sua vez exige a aplicação de tensão conforme uma função de transferência dinâmica.

Nesse contexto, o controle de corrente torna-se um elo crítico entre o sinal de controle e a força aplicada. A malha de corrente interna atua como uma fonte de corrente ideal, calculando a tensão necessária para gerar a corrente desejada com rapidez e precisão. Já a malha de posição externa determina qual corrente deve ser aplicada para manter o rotor na posição correta, reconhecendo que a dinâmica elétrica é a mais rápida e desafiadora de controlar (Gao et al., 2025). Essa arquitetura garante que os sinais de controle sejam traduzidos com fidelidade em forças atuantes, promovendo estabilidade e desempenho no sistema.

Para atender a essas exigências, adota-se frequentemente o controle por orientação de campo, promovendo o desacoplamento entre os componentes de torque e fluxo (Izzuddin; Sani; Zohedi, 2014). Esse desacoplamento viabiliza o ajuste independente desses parâmetros, resultando em maior desempenho dinâmico e capacidade de resposta.

O FOC utiliza transformações matemáticas, como as de Clarke e Park, para converter as grandezas trifásicas do estator em um referencial rotativo de dois eixos, simplificando o projeto e a implementação do controle (Tobari et al., 2011). Com isso, o sistema pode gerenciar eficientemente a dinâmica elétrica do atuador, garantindo que a corrente desejada seja estabelecida com precisão e rapidez, o que se traduz em controle de força e posicionamento precisos do rotor.

Conforme ilustrado na Figura 78, a integração do controle FOC à malha de corrente interna permite ao sistema rejeitar distúrbios com eficiência. A eficácia dessa abordagem depende da estimativa ou medição precisa do fluxo magnético e da posição do rotor, que são fundamentais

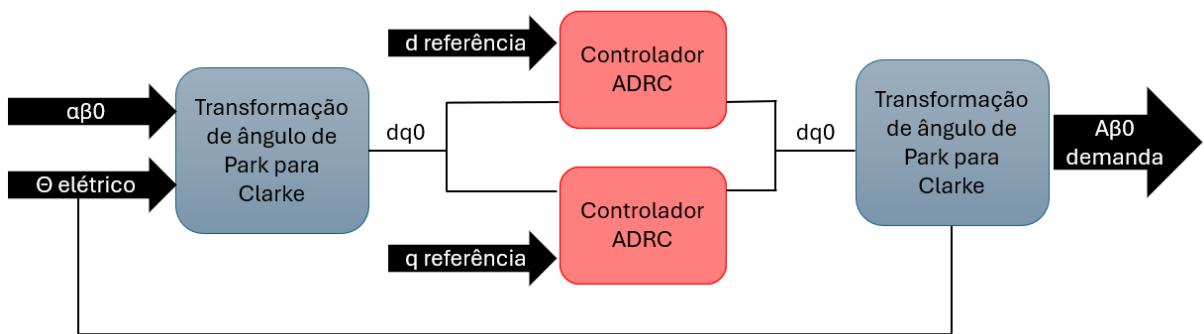


Figura 78 – Implementação na malha interna do controlador ADRC

Fonte: Produção do autor.

para a realização das transformações de coordenadas necessárias. Os resultados apresentados na Seção 7.3 demonstram a excelente capacidade do sistema em reduzir a amplitude de deslocamento do eixo, evidenciando sua robustez frente a perturbações externas.

7.3 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

A compilação dos dados extraídos das Figuras 79 a 81, conforme apresentado na Tabela 4, oferece uma comparação detalhada do desempenho do MSM. É importante observar que o comportamento em 2.000 rpm não foi apresentado graficamente, e a comparação em 3.000 rpm não pode ser realizada devido ao fato de que o deslocamento excedeu o limite de folga especificado para o mancal de apoio. Essa limitação evidencia um ponto crítico na operação do motor sob as condições testadas.

Em 1.000 rpm, a implementação do ADRC resultou em uma melhoria de 29% no desempenho, indicando ganhos significativos em estabilidade e eficiência. No entanto, uma análise visual comparando as Figuras 72 e 79 revela uma diferença de apenas 8 μm pico-a-pico, sugerindo que, embora o ADRC melhore as métricas quantitativas, a mudança visual na amplitude é sutil. Essa observação ressalta a importância de combinar indicadores quantitativos e qualitativos na avaliação de estratégias de controle.

Tabela 4 – Comparação do deslocamento em diversas rotações entre o controle original e ADRC.

| Rotação (rpm) | Original (μm) | ADRC (μm) | Diferença (μm) | Melhoria |
|---------------|----------------------------|------------------------|-----------------------------|----------|
| 1000 | 28 | 20 | 8 | 29% |
| 2000 | 76 | 50 | 26 | 34% |
| 2750 | 198 | 62 | 130 | 68% |
| 3000 | >200 | 80 | >120 | - |

Fonte: Produção do autor.

As órbitas em 2.750 rpm e 3.000 rpm foram comparadas nas Figuras 83 e 84, respectivamente. Embora os cálculos elétricos do motor tenham sido realizados até 3.000 rpm, a aplicação

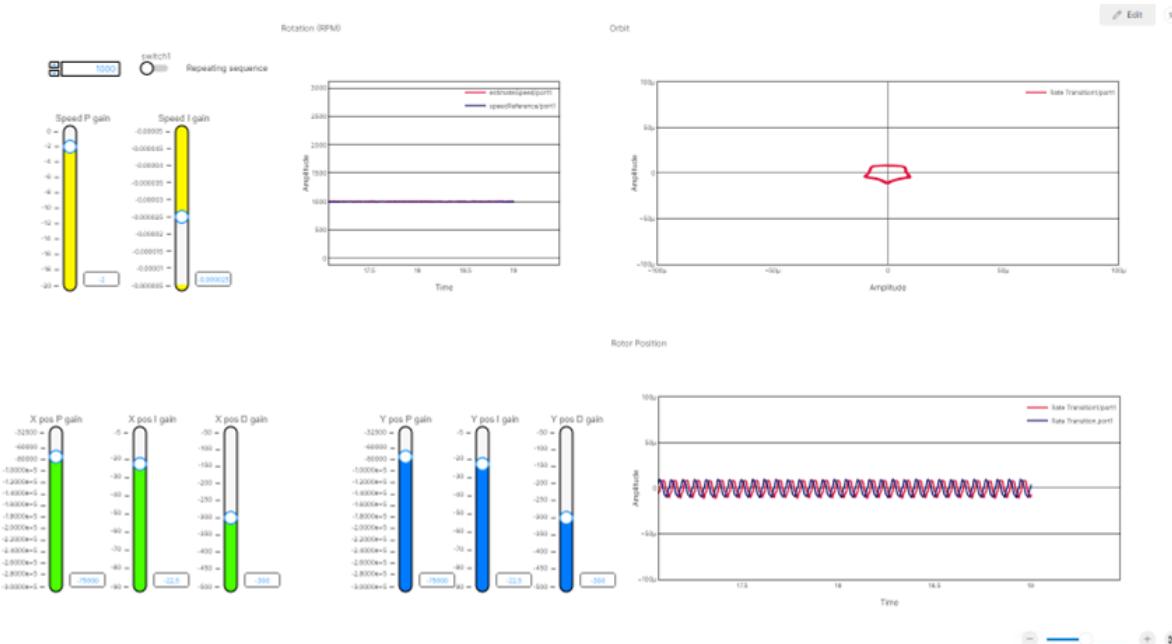


Figura 79 – Resultado do controle de posição para 1.000 rpm com ADRC
Fonte: Produção do autor.

do ADRC, aliada a um balanceamento aprimorado, permite alcançar rotações superiores, caracterizando o motor como de alta rotação (*high-speed*).

Essa mudança de classificação implica em novos desafios, como aumento da tensão mecânica, dissipação térmica e exigências no projeto do sistema de controle (Aiso; Akatsu, 2022; Hren; Truntić; Mihalič, 2023; Ma et al., 2022). Embora a tese não aborde a resistência mecânica do rotor nem o projeto térmico, esses aspectos são cruciais para a transição da tecnologia para aplicações comerciais (Jenkins et al., 2023).

O ADRC desempenha um papel fundamental na expansão da faixa operacional do motor, mitigando os efeitos de perturbações externas e incertezas em altas velocidades (Ahmadi et al., 2021). Essa capacidade torna o ADRC uma solução promissora para aplicações que exigem alta velocidade e confiabilidade. No entanto, é importante considerar que o aumento da velocidade pode reduzir o torque disponível, o que limita a aplicabilidade do controle em cenários onde o torque nominal é crítico (Lutonin; Shklyarskiy; Shklyarskiy, 2019).

A integração de técnicas de balanceamento é essencial para garantir operação estável em altas rotações, minimizando vibrações e riscos de ressonância (Schuck et al., 2018). À medida que o motor ultrapassa 3.000 rpm, as forças centrífugas aumentam significativamente, tornando o balanceamento preciso indispensável para preservar a integridade estrutural e o desempenho do sistema.

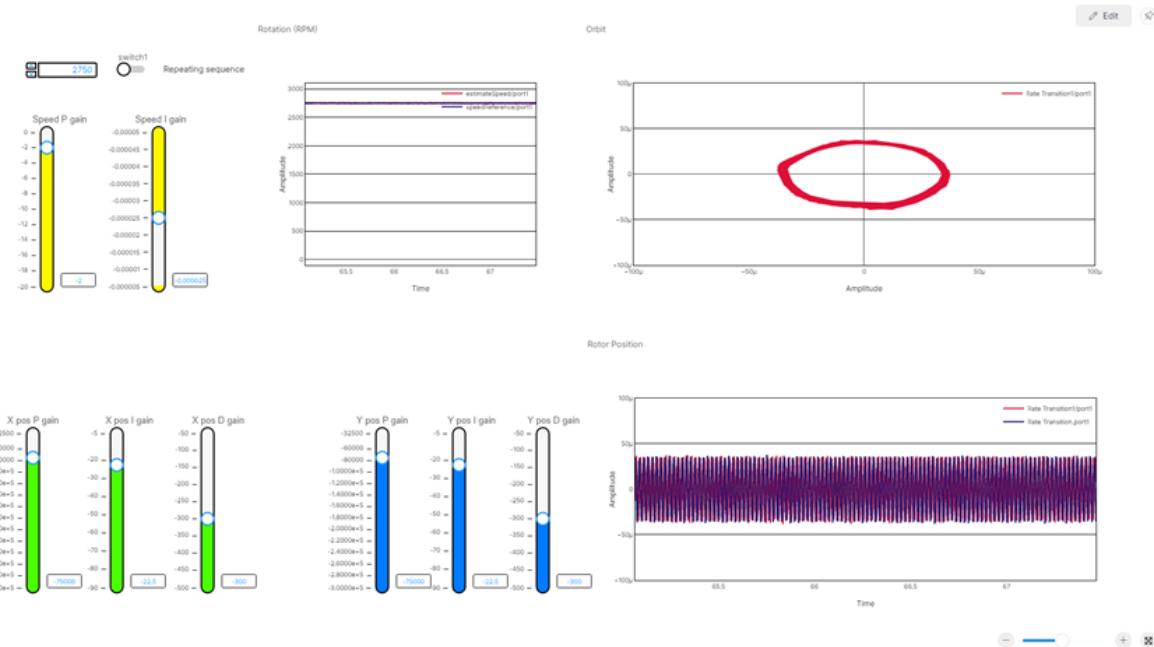


Figura 80 – Resultado do controle de posição para 2.750 rpm com ADRC
Fonte: Produção do autor.

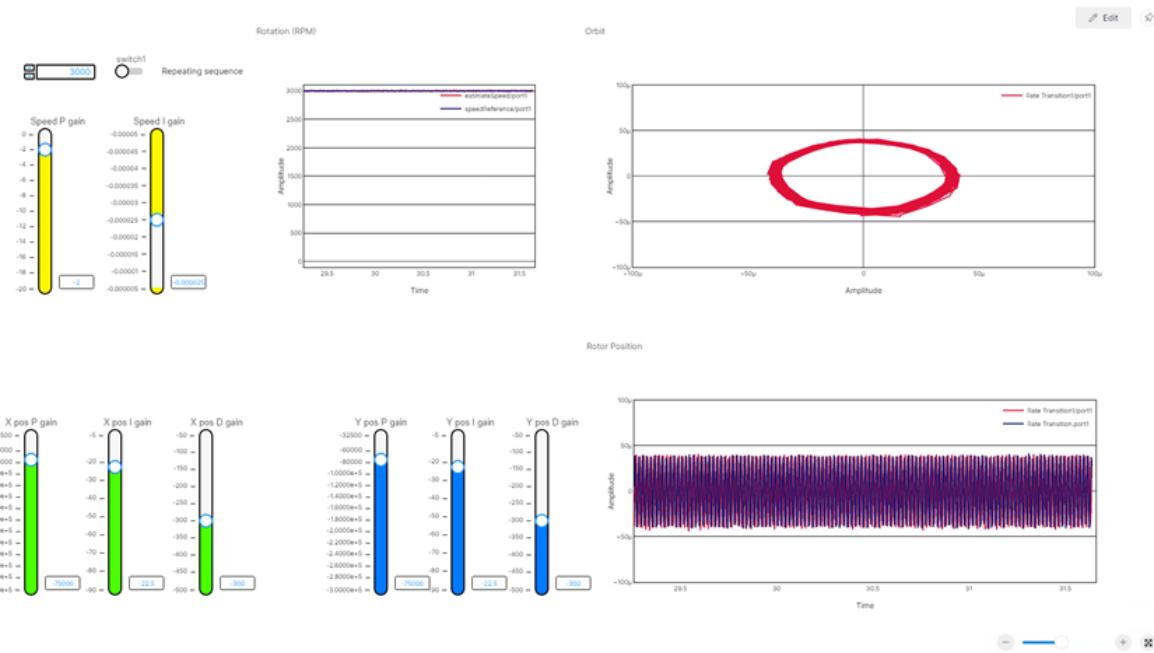


Figura 81 – Resultado do controle de posição para 3.000 rpm com ADRC
Fonte: Produção do autor.

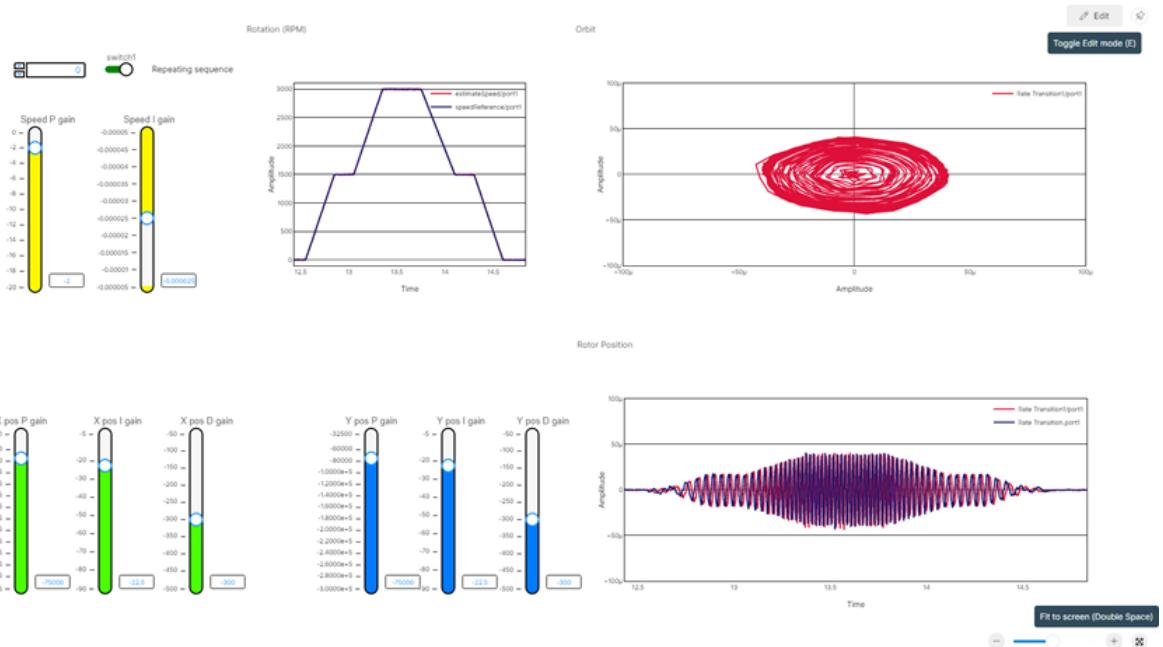


Figura 82 – Resultado do controle de posição durante um evento transitório, variando da condição estática até 3.000 rpm com ADRC

Fonte: Produção do autor.

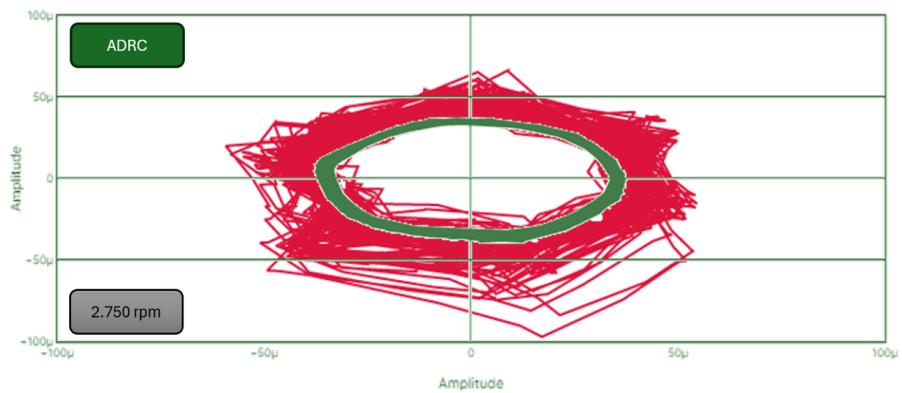


Figura 83 – Comparação órbita entre os dois métodos de controle em 2.750 rpm

Fonte: Produção do autor.

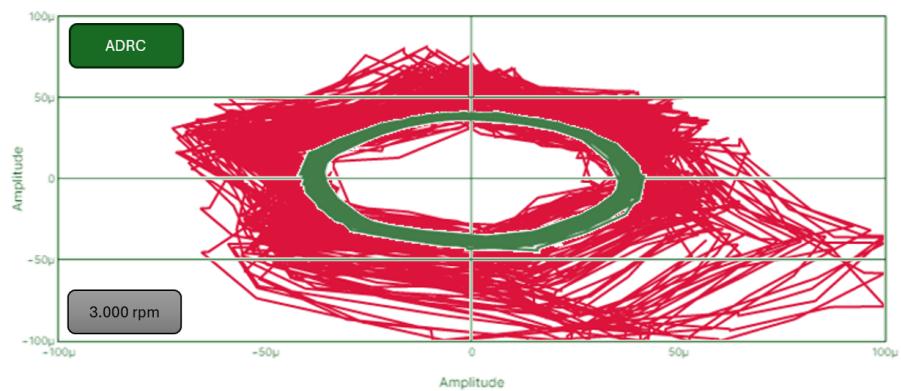


Figura 84 – Comparação órbita entre os dois métodos de controle em 3.000 rpm

Fonte: Produção do autor.

8 SÍNTSE DOS RESULTADOS E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta uma síntese dos principais resultados obtidos ao longo da pesquisa, bem como reflexões finais sobre as contribuições técnicas, metodológicas e aplicadas do trabalho. A proposta de modelagem, controle e validação de um motor síncrono de ímã permanente sem mancais foi conduzida com uma abordagem multidisciplinar, envolvendo modelagem eletromagnética, modelagem mecânica, estratégias de controle avançadas e validação em ambiente HIL.

A modelagem do motor foi realizada com o auxílio de ferramentas baseadas no método dos elementos finitos, permitindo a obtenção de parâmetros precisos para o projeto do sistema de controle. A eliminação da necessidade imediata de fabricação de um protótipo físico otimizou o uso de recursos e reduziu significativamente o tempo de desenvolvimento, acelerando a seleção de uma solução robusta. Um dos principais desafios foi a modelagem de um motor com enrolamento combinado, o que contribuiu para a simplificação construtiva.

A estrutura de controle foi organizada de forma multinível: inicialmente, implementou-se o controle de corrente baseado em FOC; em seguida, aplicou-se um controle de posição com PID. Posteriormente, foi incorporado o ADRC como estratégia robusta para o controle da suspensão ativa. Essa arquitetura permitiu uma rápida iteração entre simulação, ajustes e validação, otimizando o processo de avaliação da viabilidade da solução proposta.

A simulação em tempo real, utilizando o simulador OPAL-RT OP4610XG, permitiu validar o desempenho do sistema em condições próximas às reais, evidenciando a importância da integração entre modelos teóricos e testes práticos. A utilização de ROM foi essencial para viabilizar a execução em tempo real, sem comprometer a fidelidade da simulação. Os testes em HIL demonstraram que o controle ADRC foi capaz de reduzir significativamente o deslocamento do eixo, com destaque para uma melhoria de 68% a 2.750 rpm.

Além dos ganhos quantitativos, o ADRC demonstrou robustez frente a perturbações externas e variações paramétricas, ampliando a faixa operacional do motor. A análise dos resultados indicou que, com controle adequado e técnicas de balanceamento, o motor pode operar acima de 3.000 rpm, entrando na categoria de motores de alta rotação. Essa transição, no entanto, exige novas considerações de projeto, como resistência mecânica do rotor, dissipação térmica e confiabilidade estrutural — aspectos não abordados nesta tese, mas fundamentais para aplicações comerciais.

A Figura 85 resume o fluxo de desenvolvimento do projeto, desde a concepção do motor até a validação experimental, servindo como referência para futuras implementações e estudos.

Em termos de contribuição, este trabalho representa um avanço significativo no estudo de motores sem mancais, tanto no contexto acadêmico quanto industrial. A pesquisa foi pioneira no programa de pós-graduação e na empresa WEG, abrindo caminho para novas linhas de investigação e desenvolvimento de produtos. A integração entre modelagem precisa, controle robusto e validação experimental estabelece uma base sólida para a evolução dessa tecnologia.

Tabela 5 – Deslocamento do eixo em micrômetros e melhoria observada no desempenho do sistema para a condição de operação a 3.000 rpm.

| Condição 3.000 rpm | | | | | | |
|--|--|---|----------|-------------------------------|---------------------|----------|
| Deslocamento do eixo (μm pico a pico) | SIMPLORER Fonte ideal Tempo contínuo | SIMPLORER Inversor Tempo Discreto | Simulink | HIL PI Sem Estabilidade | HIL ADRC Estável | Melhoria |
| Horizontal (X) | 18 | 31 | 84 | 175 (pico 200) | 80 (sem pico) | 54% |
| Vertical (Y) | 18 | 45 | 109 | 160 (pico 200) | 80 (sem pico) | 50% |

Fonte: Produção do autor.

Como perspectivas futuras, recomenda-se a investigação de estratégias de controle adaptativo baseadas em inteligência artificial, a análise estrutural do rotor em altas rotações, o projeto térmico do sistema e a integração com sistemas de monitoramento em tempo real. A transição da tecnologia para aplicações comerciais exigirá uma abordagem sistêmica, envolvendo engenharia mecânica, elétrica, térmica e de controle.

A comparação final do efeito do controlador ADRC é apresentada na Figura 84, onde se observa que a órbita verde, com ADRC, apresenta amplitude significativamente menor em relação à órbita com controle convencional.

Apesar da complexidade envolvida na geração de ROMs, o estudo comprova que a combinação com simulações HIL é uma abordagem viável e eficaz para o controle prático de motores, abrindo caminho para novas otimizações e inovações no projeto e controle de máquinas elétricas.

8.1 ETAPAS E REQUISITOS PARA REPRODUZIR A SIMULAÇÃO E OS EXPERIMENTOS

A Figura 85 sumariza todo o conhecimento adquirido no processo, o qual foi apresentado de forma resumida na Tabela 5. Assim, apresenta-se um passo-a-passo sintetizado, com objetivo de dinamizar o projeto de um motor sem mancal.

Apesar do diagrama ser composto de apenas 10 blocos, para percorrê-los demanda um conhecimento elevado de projeto de motor de ímãs permanentes, dinâmica de rotores e controle de máquinas.

O diagrama descreve um processo iterativo de projeto de um motor sem mancal, ou seja, um motor que utiliza levitação magnética para suspender o rotor, eliminando o uso de mancais mecânicos. Aqui está a explicação passo a passo:

1. **Início: Projetar um motor sem mancal** – Define-se o objetivo do projeto.
2. **Selecionar um motor de ímãs** – Escolhe-se a topologia do motor, número de polos e número de ranhuras.

3. **Calcular características elétricas** – Determina-se resistência, potência, corrente no estator, entre outros parâmetros elétricos.
4. **Calcular forças de levitação** – Avalia-se se as forças magnéticas são suficientes para suspender o rotor.
5. **Verificação da força de levitação:**
 - **Se não for suficiente**, volta-se ao passo 2 para ajustar o projeto.
 - **Se for suficiente**, prossegue-se.
6. **Gerar o ROM** – Cria-se um modelo simplificado do sistema para simulações e controle.
7. **Gerar o controle** – Desenvolve-se a estratégia de controle do motor.
8. **Verificação do controle do rotor:**
 - **Se o rotor não for controlável** na rotação e posição desejadas, ajusta-se a estratégia de controle e retorna-se ao passo 7.
 - **Caso não tenha êxito**, retorna-se ao passo 2.
 - **Se for controlável**, o processo continua.
9. **Implementar no HIL** – Testa-se o sistema em um ambiente de simulação com hardware real.
10. **Otimizar o controle** – Ajustam-se os ganhos do controle para melhorar o desempenho.

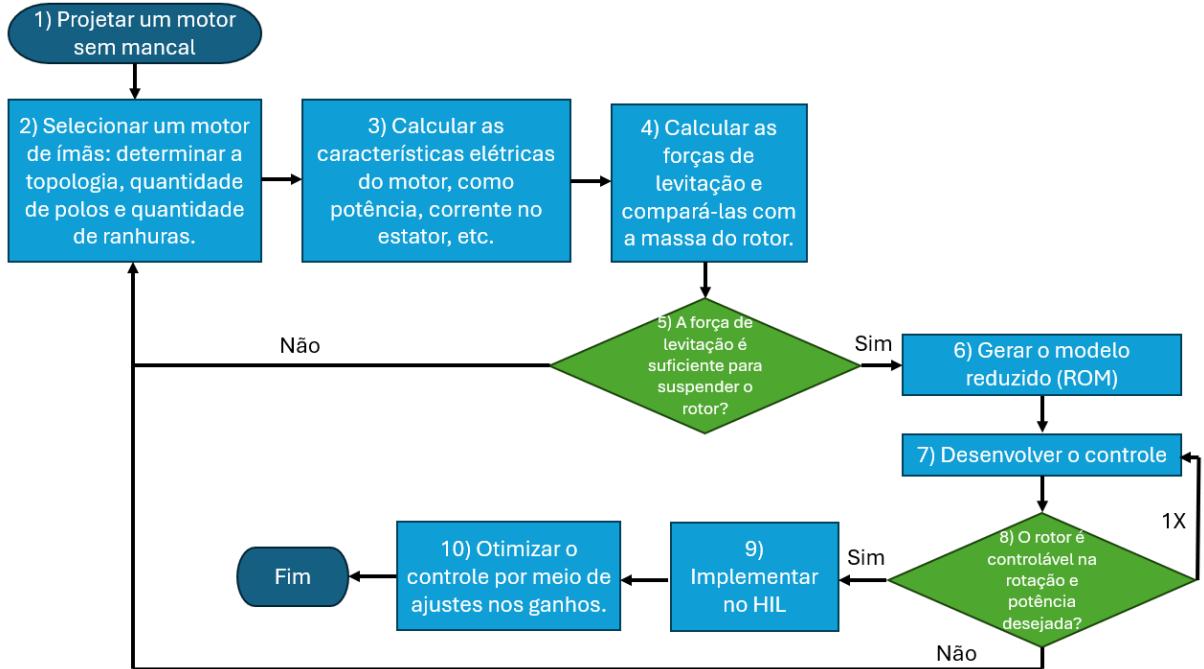


Figura 85 – Etapas para realizar o projeto de motores sem mancais

Fonte: Produção do autor.

8.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS E EXPANSÃO DA PESQUISA

Com base nos resultados obtidos e nas limitações identificadas ao longo deste trabalho, foram observadas melhorias significativas na abordagem proposta, bem como oportunidades promissoras para expansão da pesquisa. A seguir, o conteúdo é organizado em duas partes: as melhorias consolidadas nesta tese e as sugestões para estudos futuros.

8.2.1 Melhorias Encontradas no Estudo

- **Aplicação prática do modelo proposto:** O modelo desenvolvido demonstrou viabilidade para aplicação direta no projeto de motores sem mancais. A integração entre modelagem por elementos finitos e controle permitiu antecipar o desempenho do motor ainda na fase de projeto, reduzindo a necessidade de protótipos físicos.
- **Validação robusta da metodologia:** A combinação de modelagem eletromagnética, controle hierárquico e validação em ambiente HIL resultou em uma solução robusta e replicável, com potencial de aplicação em diversos setores industriais.
- **Contribuição pioneira:** Este trabalho representa a primeira iniciativa, tanto no programa de pós-graduação quanto na empresa WEG, a desenvolver um motor sem mancais com validação em tempo real, estabelecendo uma base sólida para futuras pesquisas.
- **Eficiência no controle:** A utilização do controle ADRC demonstrou desempenho superior em relação a métodos tradicionais, com maior robustez frente a perturbações e variações

de carga.

8.2.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

- **Análise estrutural e térmica do rotor:** Incluir simulações de resistência mecânica, análise de fadiga e modelagem térmica para garantir a integridade do sistema em altas rotações. Essas análises são essenciais não apenas para motores síncronos de ímãs permanentes (MSM), mas também para outras máquinas elétricas rotativas, especialmente em aplicações que exigem alta confiabilidade e desempenho sob condições extremas.
- **Desenvolvimento de estratégias de controle adaptativo e inteligente:** Integrar o ADRC com técnicas de aprendizado de máquina, como redes neurais e aprendizado por reforço, para aumentar a autonomia e adaptabilidade do sistema.
- **Implementação em protótipo físico:** Desenvolver um protótipo funcional com sensores, atuadores e sistema de controle embarcado para validação experimental.
- **Estudo de falhas e estratégias de tolerância a falhas:** Investigar modos de falha e implementar mecanismos de detecção e compensação para garantir segurança e continuidade operacional.
- **Integração com sistemas de monitoramento e diagnóstico:** Incorporar sensores inteligentes e algoritmos de diagnóstico para manutenção preditiva e monitoramento contínuo da saúde do sistema.
- **Automatização da geração de ROMs:** Desenvolver ferramentas para geração automática de modelos de ordem reduzida, acelerando o processo de simulação e controle.
- **Exploração de novas topologias de enrolamento e materiais magnéticos:** Investigar configurações alternativas e materiais com melhores propriedades magnéticas e térmicas para aumentar a eficiência e densidade de potência.
- **Aplicações específicas em setores industriais:** Adaptar a tecnologia para aplicações como sistemas de bombeamento, ventilação, propulsão naval ou dispositivos biomédicos, validando sua versatilidade.

Essas direções visam consolidar os avanços obtidos nesta pesquisa e ampliar o escopo de aplicação da tecnologia, contribuindo para sua maturação e adoção em cenários reais de alta exigência técnica.

REFERÊNCIAS

- ABDULRAHMAN, Ismael. An open source simulink based program for simulating power systems integrated with renewable energy sources. **arXiv (Cornell University)**, Cornell University, 01 2020. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2004.08786>. Citado na página 112.
- ABOUHEAF, Mohammed et al. Real-time measurement-driven reinforcement learning control approach for uncertain nonlinear systems. v. 122, 03 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2023.106029>. Citado 3 vezes nas páginas 123, 124 e 125.
- ADEGBOHUN, Feyijimi et al. High performance electric vehicle powertrain modeling, simulation and validation. **Energies**, v. 14, 03 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en14051493>. Citado na página 92.
- AHMAD, Muneeb et al. Examination of permanent magnet synchronous motor. **International Journal of Engineering and Advanced Technology**, v. 8, 09 2019. ISSN 2249-8958. Disponível em: <https://doi.org/10.35940/ijrte.f1214.0886s19>. Citado na página 94.
- AHMADI, Sajjad et al. Sensitivity-based optimization of interior permanent magnet synchronous motor for torque characteristic enhancement. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 14, p. 2240–2240, 04 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en14082240>. Citado 3 vezes nas páginas 37, 44 e 129.
- AHMED, Imthiaz; SEVERSON, Eric L. Bearingless Generator Design and Optimization for High-Speed Applications. In: **2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2021 - Proceedings**. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 4562–4569. ISBN 9781728151359. Citado na página 42.
- AISO, Kohei; AKATSU, Kan. Performance comparison of high-speed motors for electric vehicle. **World Electric Vehicle Journal**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 13, p. 57–57, 03 2022. ISSN 2032-6653. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/wevj13040057>. Citado na página 129.
- ALI, Muhammad et al. Lyapunov stability and performance analysis of the fractional order sliding mode control for a parallel connected ups system under unbalanced and nonlinear load conditions. v. 11, n. 12, 12 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en11123475>. Citado na página 112.
- ALMEIDA, Aníbal T. de et al. New technology trends and policy needs in energy efficient motor systems - a major opportunity for energy and carbon savings. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier BV, v. 115, p. 109384–109384, 09 2019. ISSN 1364-0321, 1879-0690. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.109384>. Citado na página 22.
- AMISAKI, Takashi. Gaussian quadrature as a numerical integration method for estimating area under the curve. v. 24, n. 1, 01 2001. Disponível em: <https://doi.org/10.1248/bpb.24.70>. Citado na página 115.
- ANGULURI, Rajasekhar; JATOTH, Ravi Kumar; ABRAHAM, Ajith. Design of intelligent pid/pid speed controller for chopper fed dc motor drive using opposition based artificial bee colony algorithm. **Elsevier BV**, v. 29, p. 13–32, 02 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2013.12.009>. Citado na página 86.

- ARZILLO, A. et al. Challenges and future opportunities of hairpin technologies. 06 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/isie45063.2020.9152417>. Citado na página 93.
- AWADALLAH, Mohamed et al. Dynamic modelling and simulation of a manual transmission based mild hybrid vehicle. v. 112, 03 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.mechmachtheory.2017.02.011>. Citado na página 25.
- BALESTRINO, Aldo et al. From basic to advanced pi controllers: A complexity vs. performance comparison. In: _____. [s.n.], 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.5772/19390>. Citado na página 85.
- BALLINI, Enrico et al. Application of deep learning reduced-order modeling for single-phase flow in faulted porous media. **Springer Science+Business Media**, v. 28, n. 6, p. 1279–1303, 08 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s10596-024-10320-y>. Citado na página 72.
- BARLETTA, Natale (EEK); SCHÖB, Reto (Sulzer Electronics AG). Design of a Bearingless Blood Pump. **Third International Symposium on Magnetic Suspension Technology**, Part 1, 1996. Citado na página 32.
- BELEIU, Horia G. et al. Harmonics consequences on drive systems with induction motor. **Applied Sciences**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, p. 1528–1528, 02 2020. ISSN 2076-3417. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/app10041528>. Citado na página 48.
- BEZ, Helmut. On the relationship between parametrisation and invariance for curve functions. v. 17, n. 9, 10 2000. Disponível em: [https://doi.org/10.1016/s0167-8396\(00\)00027-3](https://doi.org/10.1016/s0167-8396(00)00027-3). Citado na página 114.
- BOOK, Gerrit et al. Transferring online reinforcement learning for electric motor control from simulation to real-world experiments. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 2, p. 187–201, 01 2021. ISSN 2644-1314. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ojpel.2021.3065877>. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 106.
- BOSCH, R. Development of a bearingless electric motor. In: **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (ICEM)**. Pisa, Italy: [s.n.], 1988. p. 373–375. Citado na página 30.
- BOUBAKER, Olfa. The inverted pendulum: A fundamental benchmark in control theory and robotics. In: . [s.n.], 2012. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/iceeli.2012.6360606>. Citado na página 123.
- BRANDO, Gianluca; DANNIER, Adolfo; SPINA, Ivan. Performance analysis of a full order sensorless control adaptive observer for doubly-fed induction generator in grid connected operation. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 14, p. 1254–1254, 02 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en14051254>. Citado na página 36.
- BRIGGS, Fred C. Field programmable gate array (fpga) design strategies and applications. 05 2007. Disponível em: <https://doi.org/10.2514/6.2007-2958>. Citado na página 116.
- BUTLER, Dwain K. Engineering and environmental applications of the potential field methods of geophysics. p. 310–322, 01 2007. Disponível em: <https://doi.org/10.4133/1.2924683>. Citado na página 23.

CALTAROSSO, Fábio. Análise de tensões em equipamentos de moagem da cana-de-açúcar usando o método dos elementos finitos. 09 2008. Disponível em: <https://doi.org/10.11606/d.18.2008.tde-17012011-144324>. Citado na página 72.

CAMARGO, Caio et al. **Systematic Literature Review of Realistic Simulators Applied in Educational Robotics Context**. 2021. 4031-4031 p. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/s21124031>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 105.

CAVALCANTE, Antônio Luthierre Gama et al. Advancements in enzyme immobilization on magnetic nanomaterials: toward sustainable industrial applications. **RSC Advances**, Royal Society of Chemistry, v. 14, p. 17946–17988, 01 2024. ISSN 2046-2069. Disponível em: <https://doi.org/10.1039/d4ra02939a>. Citado na página 28.

CHE, Fei et al. Cooperative standoff tracking of moving targets using modified lyapunov vector field guidance. v. 10, n. 11, 05 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/app10113709>. Citado 2 vezes nas páginas 105 e 114.

CHEN, Kun-Yung. A new model reference adaptive control with the disturbance observer-based adaptation law for the nonlinear servomechanisms: Siso and mimo systems. **Asian Journal of Control**, v. 23, 08 2020. ISSN 1561-8625, 1934-6093. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/asjc.2398>. Citado na página 125.

CHEN, Xu; TOMIZUKA, Masayoshi. Overview and new results in disturbance observer based adaptive vibration rejection with application to advanced manufacturing. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, v. 29, 02 2015. ISSN 0890-6327, 1099-1115. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/acs.2546>. Citado na página 125.

CHEN, Yung-Te; YU, Chi-Shan; CHEN, Ping-Nan. Feedback linearization based robust control for linear permanent magnet synchronous motors. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 13, p. 5242–5242, 10 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en13205242>. Citado na página 35.

CHIBA, Akira. **20 Design procedure**. Akira Chiba, Tadashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, Masatsugu Takemoto and David G. Dorrell, 2017. 351–360 p. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1016/B978-0-7506-5727-3.50023-7>. Citado na página 42.

CHIBA, A. et al. An analysis of bearingless AC motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 9, n. 1, p. 61–68, 1994. ISSN 15580059. Citado na página 60.

CHIBA, A.; FUKAO, T.; RAHMAN, M.A. Performance characteristics and parameter identification for inset type permanent magnet bearingless motor drive. p. 1268–1271, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 55.

CLUFF, Cal; STRELICH, Tom. Simulating simulations to lower cost of simulation solutions. 06 2002. Disponível em: <https://doi.org/10.2514/6.2002-4864>. Citado na página 106.

CODESCU, Mirela Maria et al. Co-based magnetic nanostructured material for high frequency applications. **IOP Conference Series Materials Science and Engineering**, IOP Publishing, v. 572, p. 12068–12068, 07 2019. ISSN 1757-8981, 1757-899X. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/572/1/012068>. Citado na página 29.

- COMDEN, Joshua; WANG, Jing; BERNSTEIN, Andrey. Adaptive primal-dual control for distributed energy resource management. 01 2023. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2304.12478>. Citado na página 124.
- DALWADI, Nihal; DEB, Dipankar; MUYEEN, S. M. A reference model assisted adaptive control structure for maglev transportation system. v. 10, n. 3, 02 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/electronics10030332>. Citado 3 vezes nas páginas 23, 28 e 95.
- DE, Henk; ARONS, Swaan. Proceedings of the 2006 winter simulation conference. 01 2006. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/wsc.2006.323029>. Citado na página 114.
- DENG, Jianming; ZHU, Huangqiu; ZHOU, Yang. Digital control system on bearingless permanent magnet-type synchronous motors. v. 26, p. 1–5, 08 2006. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ipemc.2006.4778127>. Citado na página 35.
- DIETZ, Daniel; BINDER, Andreas. Comparison between a bearingless PM motor with separated and combined winding for torque and lateral force generation. **2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2019 ECCE Europe**, EPE Association, p. 1–10, 2019. Citado na página 42.
- DIETZ, Daniel; BINDER, Andreas. Design Guidelines and Scaling Effects for Bearingless PM Synchronous Machines Accounting for Eddy Current Reaction Field. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 57, n. 6, p. 6844–6855, 2021. ISSN 19399367. Citado na página 42.
- DONAZZOLO, Riccardo. Torque control for a flux-switching permanent-magnet motor based on fem data. 08 2018. Disponível em: https://aaltodoc.aalto.fi:443/bitstream/123456789/33661/1/final_Donazzolo_Riccardo_2018.pdf. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 93.
- DONG, Lieyi et al. A multi-field coupling simulation model for the centrifugal pump system. **Mechanics Industry**, EDP Sciences, v. 24, p. 9–9, 01 2023. ISSN 2257-7750, 2257-7777. Disponível em: <https://doi.org/10.1051/meca/2023002>. Citado na página 112.
- DUTTA, Sourav; RIVERA-CASILLAS, Peter; FARTHING, Matthew W. Neural ordinary differential equations for data-driven reduced order modeling of environmental hydrodynamics. **arXiv (Cornell University)**, Cornell University, 01 2021. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2104.13962>. Citado na página 75.
- EL-REFAIE, Ayman. Toward a sustainable more electrified future: The role of electrical machines and drives. **IEEE Electrification Magazine**, IEEE Power Energy Society, v. 7, p. 49–59, 03 2019. ISSN 2325-5889, 2325-5897. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/mele.2018.2889551>. Citado na página 22.
- EL-REFAIE, Ayman; JAHNS, Thomas M. Comparison of synchronous pm machine types for wide constant-power speed range operation. In: . [s.n.], 2005. v. 2, p. 1015–1022. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ias.2005.1518478>. Citado na página 37.
- ESHKEVARI, Soheila Sadeghi et al. Rl-controller: a reinforcement learning framework for active structural control. 01 2021. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2103.07616>. Citado na página 124.
- EVANS, Barry W. The six pillars of simulation architecture. 06 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.2514/6.2014-2204>. Citado 2 vezes nas páginas 105 e 113.

- EVANS, Emily E.; SUPERFINE, Richard. Design considerations for magnetically actuated biomimetic cilia. In: _____. [s.n.], 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.5772/14750>. Citado na página 28.
- FAR, Mehrnaz Farzam et al. Model Order Reduction of Bearingless Reluctance Motor Including Eccentricity. **Proceedings - 2018 23rd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2018**, IEEE, p. 2243–2249, 2018. Citado na página 73.
- FLIESS, Michel; JOIN, Cédric. An alternative to proportional-integral and proportional-integral-derivative regulators: Intelligent proportional-derivative regulators. v. 32, n. 18, 07 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/rnc.5657>. Citado na página 123.
- GAO, Bo et al. Deadbeat predictive current control strategy for permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor based on adaptive sliding mode observer. **World Electric Vehicle Journal**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 16, p. 202–202, 04 2025. ISSN 2032-6653. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/wevj16040202>. Citado na página 127.
- GAVALI, P.R.; KUMBHAR, Harshad; BIRAJADAR, Sagar. The magnetic electricity generator and its application in wind turbines. **International Journal of Engineering Applied Sciences and Technology**, IJEAST, v. 5, 04 2021. ISSN 2455-2143. Disponível em: <https://doi.org/10.33564/ijeast.2021.v05i12.016>. Citado na página 37.
- GEERLINGS, Harry. The rise and fall of new technologies: Maglev as technological substitution? **Taylor Francis**, v. 21, n. 4, p. 263–286, 05 1998. Disponível em: <https://doi.org/10.1080/03081069808717612>. Citado na página 23.
- GEMMI, Gabriele et al. Colossumo: Evaluating cooperative driving applications with colosseum. p. 97–100, 05 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/vnc61989.2024.10576000>. Citado na página 105.
- GEONEA, Ionuț; DUMITRU, Nicolae; MARGINE, Alexandru. Design and structural analysis of a powered wheelchair transmission. **ACTA Universitatis Cibiniensis**, De Gruyter, v. 67, p. 37–43, 09 2015. ISSN 1583-7149. Disponível em: <https://doi.org/10.1515/aucts-2015-0061>. Citado na página 106.
- GIERAS, Jacek F. **Advancements in Electric Machines**. Springer, 2008. (Power Systems). ISSN 1612-1287, 1860-4676. ISBN 978-1-4020-9006-6. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-1-4020-9007-3>. Citado na página 22.
- GRAND, Kerry E. et al. Large-scale modeling for embedded applications. 04 2010. Disponível em: <https://doi.org/10.4271/2010-01-0938>. Citado na página 113.
- HAJNRYCH, Stanisław J.; JAKUBOWSKI, R.; SZCZYPIOR, J. Yokeless axial flux surface-mounted permanent magnets machine rotor parameters influence on torque and back-emf. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 13, p. 3418–3418, 07 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en13133418>. Citado na página 28.
- HALDER, Rahul; DAMODARAN, M.; KHOO, Boo Cheong. Deep learning-driven nonlinear reduced-order models for predicting wave-structure interaction. **Elsevier BV**, v. 280, p. 114511–114511, 05 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.oceaneng.2023.114511>. Citado na página 71.

HAN, Hyung-Suk; KIM, Dong-Sung. **Magnetic Levitation: Maglev Technology and Applications.** [s.n.], 2016. Disponível em: <http://cds.cern.ch/record/2128096>. Citado na página 23.

HAN, Jingqing. From pid to active disturbance rejection control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 900–906, 2009. Citado na página 122.

HAN, Jian et al. Anti-disturbance control for nonlinear system via adaptive disturbance observer. **International Journal of Robust and Nonlinear Control**, v. 27, 09 2016. ISSN 1049-8923, 1099-1239. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/rnc.3676>. Citado na página 125.

HE, Hongwei et al. A ship manoeuvring desktop simulator for developing and validating automatic control algorithms. **Gdynia Maritime University**, v. 17, n. 3, p. 607–616, 01 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.12716/1001.17.03.12>. Citado na página 105.

HENDERSHOT, J.R.; MILLER, T.J.E. **Design of Brushless Permanent-magnet Machines**. Motor Design Books, 2010. ISBN 9780984068708. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=n833QwAACAAJ>. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 83.

HENZEL, Maciej et al. Bearingless Electric Machines for Aviation. **Nato**, n. September 2005, p. 35–40, 2015. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/277713779_Installation_issues_of_a_small_turboshaft_engine_into_a_light_helicopter%0Ahttps://www.cira.it/en/Publications/conf_6_2015.pdf. Citado na página 33.

HERBST, Gernot; MADONSKI, Rafal. **Controle Ativo de Rejeição de Distúrbios: Dos Princípios à Prática**. Cham: Springer, 2025. Acesso aberto. ISBN 978-3-031-72687-3. Disponível em: <https://link.springer.com/book/10.1007/978-3-031-72687-3>. Citado na página 125.

HERMANN, P. K. Radial magnetic bearing with two coils integrated into a stator for torque and radial force generation. In: . [S.l.: s.n.], 1974. Primeira proposta de topologia de motor com mancal magnético integrado. Referência frequentemente citada em revisões históricas, embora o documento original seja de difícil acesso. Citado na página 30.

HOLLKAMP, John P.; SEN, Mihir; SEMPERLOTTI, Fabio. Model-order reduction of lumped parameter systems via fractional calculus. 01 2016. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/1612.07168>. Citado 3 vezes nas páginas 71, 74 e 113.

HONDA, Yukio; TAKEDA, Yoji. Technical evolution of permanent magnet synchronous motors for home appliances. **IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering**, Wiley, v. 2, p. 118–124, 02 2007. ISSN 1931-4973, 1931-4981. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/tee.20118>. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.

HORI, Yoichi. **A Review of Torsional Vibration Control Methods and a Proposal of Disturbance Observer-Based New Techniques**. Elsevier BV, 1996. 990-995 p. Disponível em: [https://doi.org/10.1016/s1474-6670\(17\)57793-9](https://doi.org/10.1016/s1474-6670(17)57793-9). Citado na página 97.

HREN, Alenka; TRUNTIČ, Mitja; MIHALIČ, F. A survey on the state-of-the-art and future trends of multilevel inverters in bevs. **Electronics**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 12, p. 2993–2993, 07 2023. ISSN 2079-9292. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/electronics12132993>. Citado na página 129.

HSIAO, Tesheng; CHENG, Chung-Chiang. Frequency constrained adaptive pid laws for motion control systems. 10 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1115/dscc2017-5108>. Citado na página 122.

HU, Jianjun et al. A novel energy optimization control strategy for electric drive system based on current angle. **Applied Sciences**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, p. 3778–3778, 05 2020. ISSN 2076-3417. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/app10113778>. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 46.

HU, Xin et al. Robust adaptive nn control of dynamically positioned vessels under input constraints. v. 318, 09 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2018.08.056>. Citado na página 123.

HUA, Yizhou et al. Design and analysis of two permanent-magnet-assisted bearingless synchronous reluctance motors with different rotor structure. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 14, p. 879–879, 02 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en14040879>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

HUANG, Bin; ZHANG, Chi; LIAO, You Yong. Design of a high-speed long-stroke heavy-load magnetically suspended door system. **Trans Tech Publications**, v. 678, p. 436–443, 10 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.678.436>. Citado na página 24.

HUANG, Xiaocun; GUO, Yuxiu; JING, Libing. Comparative analysis of electromagnetic performance of magnetic gear. **Progress In Electromagnetics Research Letters**, The Electromagnetics Academy, v. 97, p. 69–76, 01 2021. ISSN 1937-6480. Disponível em: <https://doi.org/10.2528/pierl21031501>. Citado na página 31.

HUANG, Xiaocun; JING, Libing. A magnetic harmonic gear with double fan-shaped halbach arrays. **Progress In Electromagnetics Research Letters**, The Electromagnetics Academy, v. 96, p. 17–25, 01 2021. ISSN 1937-6480. Disponível em: <https://doi.org/10.2528/pierl20123102>. Citado na página 28.

HULL, J.R. **Magnetic Levitation and Transportation**. 2016. 1-19 p. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/3527600434.eap767>. Citado na página 24.

HYUN, Dong Jin; CHOI, Jungsu; KONG, Kyoungchul. A high performance tracking control method based on a disturbance observer with parameter adaptation. 10 2013. Disponível em: <https://doi.org/10.1115/dscc2013-3814>. Citado na página 125.

IACOB, Robert; POPESCU, Diana. Method and software for analyzing the assembly/disassembly operations of mechanical products. **Trans Tech Publications**, v. 658, p. 638–643, 10 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.658.638>. Citado na página 72.

IZZUDDIN, Tarmizi Ahmad; SANI, Zamani Md; ZOHEDI, Fauzal Naim. Controller design for vector controlled ac induction motor drive using state-space design methodologies. **Advanced materials research**, Trans Tech Publications, v. 903, p. 233–238, 02 2014. ISSN 1022-6680, 1662-8985. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.903.233>. Citado na página 127.

JAGTAP, Ameya D.; MITSOTAKIS, Dimitrios; KARNIADAKIS, George Em. Deep learning of inverse water waves problems using multi-fidelity data: Application to serre-green-naghdi equations. 01 2022. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2202.02899>. Citado 2 vezes nas páginas 75 e 113.

JAYAWANT, B.V. Electromagnetic suspension and levitation. **IOP Publishing**, v. 44, n. 4, p. 411–477, 04 1981. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/0034-4885/44/4/002>. Citado na página 24.

JENKINS, Colleen et al. Innovations in axial flux permanent magnet motor thermal management for high power density applications. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 9, p. 4380–4405, 02 2023. ISSN 2332-7782, 2372-2088, 2577-4212. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/tte.2023.3242698>. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 129.

JIAN-PU, Wang et al. Research on direct drive technology of the permanent magnet synchronous motor for urban rail vehicles. **Mathematical Problems in Engineering**, Hindawi Publishing Corporation, v. 2022, p. 1–13, 12 2022. ISSN 1024-123X, 1026-7077, 1563-5147. Disponível em: <https://doi.org/10.1155/2022/8312121>. Citado na página 38.

JIANG, Qiang; MENG-WEI, Liao; MING-JIE, Luo. Design of permanent magnet synchronous motor speed loop controller based on sliding mode control algorithm. In: . [s.n.], 2018. v. 324. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/324/1/012021>. Citado na página 94.

JIANG, Yunlei; TORRES, Renato Amorim; SEVERSON, Eric Loren. Current Regulation in Parallel Combined Winding Bearingless Motors. **IEEE**, v. 55, n. 5, p. 4800–4810, 2019. Citado na página 65.

KAMTHE, Sanket; DEISENROTH, Marc Peter. Data-efficient reinforcement learning with probabilistic model predictive control. **arXiv (Cornell University)**, Cornell University, 01 2017. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/1706.06491>. Citado na página 76.

KANDIL, Ali; SAYED, M.; SAEED, Nasser A. On the nonlinear dynamics of constant stiffness coefficients 16-pole rotor active magnetic bearings system. **European Journal of Mechanics - A/Solids**, Elsevier BV, v. 84, p. 104051–104051, 06 2020. ISSN 0997-7538, 1873-7285. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.euromechsol.2020.104051>. Citado na página 95.

KANJ, Ali et al. Design, dynamics, and dissipation of a torsional-magnetic spring mechanism. **Mechanical Systems and Signal Processing**, Elsevier BV, v. 179, p. 109307–109307, 06 2022. ISSN 0888-3270, 1096-1216. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2022.109307>. Citado na página 46.

KATIPOĞLU, Okan Mert. Spatial analysis of seasonal precipitation using various interpolation methods in the euphrates basin, turkey. v. 70, n. 2, 03 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s11600-022-00756-0>. Citado na página 115.

KAUR, Sachpreet; KAUR, Tarlochan; KHANNA, Rintu. Anfis based smart control of electric vehicles integrated with solar powered hybrid ac-dc microgrid. **Electric Power Components and Systems**, Taylor Francis, v. 48, p. 1282–1295, 08 2020. ISSN 1532-5008, 1532-5016. Disponível em: <https://doi.org/10.1080/15325008.2020.1854386>. Citado na página 112.

KEPSU, Daria et al. Interdisciplinary Design of a High-Speed Drivetrain for a Kinetic Compressor in a Higherature Heat Pump. **IEEE Access**, v. 9, p. 143877–143900, 2021. ISSN 21693536. Citado na página 33.

KHAMITOV, Anvar; PETERSEN, Nathan P.; SEVERSON, Eric L. Combined Windings for Bearingless Motors—An Overview. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 4628–4635, dec 2023. Citado na página 63.

KHAMITOV, Anvar; SEVERSON, Eric L. Analysis and Design of Multi-Phase Combined Windings for Bearingless Machines. In: **2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2021 - Proceedings**. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 3949–3956. ISBN 9781728151359. Citado na página 42.

KHAN, Md. Al-Masrur et al. **A Systematic Review on Reinforcement Learning-Based Robotics Within the Last Decade**. 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/access.2020.3027152>. Citado na página 124.

KHAN, Said Ghani et al. Reinforcement learning and optimal adaptive control: An overview and implementation examples. v. 36, n. 1, 04 2012. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2012.03.004>. Citado na página 124.

KUMSUWAN, Yuttana; PREMRUDEEPREECHACHARN, Suttichai; TOLIYAT, Hamid A. Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux. **Electric Power Systems Research**, Elsevier BV, v. 78, p. 1712–1718, 04 2008. ISSN 0378-7796, 1873-2046. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2008.02.015>. Citado na página 36.

KUTZ, J. Nathan et al. **Dynamic Mode Decomposition**. [s.n.], 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1137/1.9781611974508>. Citado na página 74.

KÖPF, Florian et al. Adaptive dynamic programming for model-free tracking of trajectories with time-varying parameters. v. 34, n. 7, 03 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/acs.3106>. Citado na página 123.

LAN, Yong-Hong; ZHENG, Litao; WANG, Zhaohong. Disturbance observer-based complementary fractional-order sliding mode control for pmsm drive system. **Mathematical Problems in Engineering**, Hindawi Publishing Corporation, v. 2020, p. 1–11, 12 2020. ISSN 1024-123X, 1026-7077, 1563-5147. Disponível em: <https://doi.org/10.1155/2020/8343940>. Citado na página 35.

LI, Jun; YU, Jia Jun; CHEN, Zhenxing. **A Review of Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Motor Used in Electric Vehicles**. Trans Tech Publications, 2013. 1679-1685 p. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.321-324.1679>. Citado na página 34.

LI, Ke et al. Mtpa control for ipmsm drives based on pseudorandom frequency-switching sinusoidal signal injection. **Machines**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, p. 231–231, 03 2022. ISSN 2075-1702. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/machines10040231>. Citado na página 48.

LI, Zheng et al. Implementation and analysis of remanufacturing large-scale asynchronous motor to permanent magnet motor under circular economy conditions. **Journal of Cleaner Production**, Elsevier BV, v. 294, p. 126233–126233, 02 2021. ISSN 0959-6526, 1879-1786. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2021.126233>. Citado na página 31.

LINDH, Pia et al. Direct liquid cooling method verified with an axial-flux permanent-magnet traction machine prototype. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 64, p. 6086–6095, 03 2017. ISSN 0278-0046, 1557-9948. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/tie.2017.2681975>. Citado na página 31.

- LIU, Chengcheng et al. Performance analysis of a new radial-axial flux machine with smc cores and ferrite magnets. **AIP Advances**, American Institute of Physics, v. 7, 12 2016. ISSN 2158-3226. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.4973206>. Citado na página 29.
- LIU, Guodong et al. The research on bi-directional dc/dc converter for hybrid power system. In: _____. Springer Science+Business Media, 2018. p. 405–414. Disponível em: https://doi.org/10.1007/978-981-10-7986-3_43. Citado na página 127.
- LIU, Jue; ALLEN, Robert; HONG, Yi. Ship motion stabilizing control using a combination of model predictive control and an adaptive input disturbance predictor. v. 225, n. 5, 06 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.1177/2041304110394569>. Citado na página 123.
- LIU, Min et al. Development and implementation of a nurbs interpolator with smooth feedrate scheduling for cnc machine tools. v. 87, 07 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ijmachtools.2014.07.002>. Citado na página 115.
- LIU, Xudong; LI, Ke. A novel sliding mode single-loop speed control method based on disturbance observer for permanent magnet synchronous motor drives. **Advances in Mechanical Engineering**, v. 10, 12 2018. ISSN 1687-8132, 1687-8140. Disponível em: <https://doi.org/10.1177/1687814018815271>. Citado na página 94.
- LIU, Xianxing et al. Speed-sensorless direct torque control of bearingless permanent magnet synchronous motor based on extended kalman filter. In: . [s.n.], 2010. p. 457–460. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/icmtma.2010.712>. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.
- LOFFREDO, Alberto et al. Throughput sensitivity analysis in closed loop manufacturing systems for hairpin stator production. **Procedia Manufacturing**, Elsevier BV, v. 51, p. 1515–1522, 01 2020. ISSN 2351-9789. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.promfg.2020.10.211>. Citado na página 31.
- LU, En et al. Disturbance rejection control for pmsm using integral sliding mode based composite nonlinear feedback control with load observer. **ISA Transactions**, Elsevier BV, v. 116, p. 203–217, 02 2021. ISSN 0019-0578, 1879-2022. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2021.01.008>. Citado na página 100.
- LUTONIN, Aleksandr; SHKLYARSKIY, Andrey Y.; SHKLYARSKIY, Yaroslav. Operation modes and control algorithms of anisotropic permanent magnet synchronous motor (ipmsm). **E3S Web of Conferences**, EDP Sciences, v. 140, p. 10006–10006, 01 2019. ISSN 2267-1242, 2555-0403. Disponível em: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/201914010006>. Citado na página 129.
- LV, Yanbo et al. **Modeling and digital control system for bearingless permanent magnet synchronous motor based on magnetic energy equation**. 2011. 1-6 p. Citado na página 35.
- MA, Deji et al. Study of high-silicon steel as interior rotor for high-speed motor considering the influence of multi-physical field coupling and slotting process. **Materials**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 15, p. 8502–8502, 11 2022. ISSN 1996-1944. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/ma15238502>. Citado na página 129.
- MAMEDE, Ana Camila Ferreira; CAMACHO, José Roberto; ARAÚJO, Rui Esteves. A survey of the modeling of switched reluctance machines and their applications. **U Porto Journal of Engineering**, v. 6, 04 2020. ISSN 2183-6493. Disponível em: https://doi.org/10.24840/2183-6493_006.001_0003. Citado na página 93.

MARTÍN, Adrián; REZA, Motahar. Design and simulation of robot manipulators using a modular hardware-in-the-loop platform. In: _____. [s.n.], 2008. Disponível em: <https://doi.org/10.5772/6214>. Citado 2 vezes nas páginas 105 e 112.

MARWAHA, Monika; VALASEK, John. Fault-tolerant control allocation for mars entry vehicle using adaptive control. v. 25, n. 2, 06 2010. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/acs.1183>. Citado na página 123.

Maximilian Weigelt et al. Design of a Bearingless Permanent Magnet Synchronous Machine for High Speed Applications Stator of the drive and suspension unit. v. 9, p. 5–11. Citado na página 42.

MAYER, W J; MEINS, J. The use of electromagnets and permanent magnets in magnetic levitation technology. **EDP Sciences**, v. 45, 01 1984. Disponível em: <https://doi.org/10.1051/jphyscol:19841151>. Citado na página 24.

MCKEE, Sophie. **What is a digital twin?** [S.l.], 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.61557/etsq9929>. Citado na página 113.

MENG, Bo; WANG, Zhicheng; WANG, Zhen. Adaptive sliding mode control for a class of uncertain nonlinear fractional-order hopfield neural networks. **AIP Advances**, v. 9, 06 2019. ISSN 2158-3226. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.5097374>. Citado na página 125.

MOAVENI, Bijan; SEDIGH, Ali Khaki. Reconfigurable controller design for linear multivariable plants. v. 2, n. 2, 01 2007. Disponível em: <https://doi.org/10.1504/ijmic.2007.014626>. Citado na página 123.

MORENO, J.F.; HIDALGO, F. Perez; MARTÍNEZ, María del Carmen Rodríguez. Realisation of tests to determine the parameters of the thermal model of an induction machine. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 148, 01 2001. ISSN 1350-2352, 1359-7043. Disponível em: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20010580>. Citado na página 93.

MOREO, Ana Toledo et al. Experiences on developing computer vision hardware algorithms using xilinx system generator. **Elsevier BV**, v. 29, p. 411–419, 12 2004. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.micpro.2004.11.002>. Citado na página 117.

MORIMOTO, Shigeo. Trend of permanent magnet synchronous machines. **IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering**, Wiley, v. 2, p. 101–108, 02 2007. ISSN 1931-4973, 1931-4981. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/tee.20116>. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 50.

MORIZANE, Toshimitsu; KOSEKI, Takafumi; MASADA, E. A study on technical feasibility of applying tubular linear induction motor to vertical movement. **Electrical Engineering in Japan**, v. 114, 01 1994. ISSN 0424-7760, 1520-6416. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/eej.4391140110>. Citado na página 93.

MORRIS, M.W.; WEST, Matthew; HASSAN, Mohamed. A guide to breach prediction. **Dams and Reservoirs**, v. 28, p. 150–152, 10 2018. ISSN 1368-1494, 1756-8404. Disponível em: <https://doi.org/10.1680/jdare.18.00031>. Citado na página 76.

MOTA, J. A. et al. Complete modeling of hydrodynamic bearings with a boundary parameterization approach. 01 2021. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2105.00118>. Citado na página 24.

MUKHERJEE, Victor et al. Constrained Algorithm for the Selection of Uneven Snapshots in Model Order Reduction of a Bearingless Motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 53, n. 6, p. 1–4, 2017. ISSN 00189464. Citado na página 73.

MUKHERJEE, Victor et al. Force computation of a synchronous reluctance motor by model order reduction with constraint based uneven snapshot matrix. **IEEE CEFC 2016 - 17th Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation**, IEEE, v. 52, n. 3, p. 1, 2017. Citado na página 73.

MUNAGALA, Surya Kalavathi; PILLA, Ramana; KARLAPUDY, Alice Mary. Design strategies for speed control of an inverter fed permanent magnet synchronous motor drive. **International Journal of Power and Energy Conversion**, Inderscience Publishers, v. 11, p. 82–82, 01 2020. ISSN 1757-1154, 1757-1162. Disponível em: <https://doi.org/10.1504/ijpec.2020.10026493>. Citado na página 39.

MUNTEANU, Gabriel; BINDER, Andreas; SCHNEIDER, Tobias. Loss measurement of a 40 kW high-speed bearingless PM synchronous motor. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings**, IEEE, n. 6, p. 722–729, 2011. Citado na página 59.

NADER, Majeed; LIU, John. Chip design for in-vehicle system transmitter. **Scientific Research Publishing**, v. 6, n. 5, p. 66–82, 01 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.4236/jcc.2018.65006>. Citado na página 116.

NI, Chenxu; DING, Siyu; WANG, Xingjian. Parametric reduced order models with machine learning for spatial emulation of mixing and combustion problems. **Cornell University**, 01 2023. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2308.14566>. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 75.

NIED, Ademir et al. Improving washing machine performance using single-phase induction motor field-oriented control. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, p. 2917–2922, 2013. Citado na página 86.

NIKHIL; MATHEW, Lini; SHARMA, Amandeep. Various indices for diagnosis of air-gap eccentricity fault in induction motor-a review. In: . IOP Publishing, 2018. v. 331, p. 12032–12032. ISSN 1757-8981, 1757-899X. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/331/1/012032>. Citado na página 44.

NONAKA, Tuyoshi; MAKINO, Shogo; OHTO, Motomichi. Efficient thermal cooling structure for a motor. **Electrical Engineering in Japan**, Wiley, v. 201, p. 55–62, 08 2017. ISSN 0424-7760, 1520-6416. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/eej.23007>. Citado na página 31.

NOWAKOVÁ, Jana; POKORNÝ, Miroslav. Intelligent controller design by the artificial intelligence methods. v. 20, n. 16, 08 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/s20164454>. Citado na página 123.

OKADA, Yohji; MIYAMOTO, Shigenobu; OHISHI, Tetsuo. **Levitation and Torque Control of Internal Permanent Magnet Type Bearingless Motor**. 1996. Citado 4 vezes nas páginas 28, 31, 32 e 34.

PATEL, Pratyush et al. Hybrid computing for interactive datacenter applications. **Cornell University**, 01 2023. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2304.04488>. Citado na página 116.

PEI, Ying et al. Simulation research on the transient characteristics of permanent magnet synchronous motor based on the svpwm. 03 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.543-547.55>. Citado na página 92.

PENG, Bao Ying; HAN, Qiu Shi. Nurbs curve design and cnc machining principle. v. 141, 11 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.141.392>. Citado na página 115.

PERALTA, Patricio; ARAUJO, Douglas Martins; PERRIARD, Yves. Passive, Active and Loss Tradeoffs in High-Speed Bearingless Motors. **ICEMS 2018 - 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems**, KIEE EMECS (KIEE Electrical Machinery and Energy Conversion Systems), p. 162–168, 2018. Citado na página 32.

PIEDRA, Antonio de la; BRAEKEN, An; TOUHAFI, Abdellah. Sensor systems based on fpgas and their applications: A survey. **Multidisciplinary Digital Publishing Institute**, v. 12, n. 9, p. 12235–12264, 09 2012. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/s120912235>. Citado na página 116.

PILLA, Ramana; MARY, K. Alice; KALAVATHI, M. Surya. A novel parameter estimation method for permanent magnet synchronous motor drive. **International Journal of Power and Energy Conversion**, v. 9, 01 2018. ISSN 1757-1154, 1757-1162. Disponível em: <https://doi.org/10.1504/ijpec.2018.092690>. Citado na página 94.

PODMILJŠAK, Benjamin et al. The future of permanent-magnet-based electric motors: How will rare earths affect electrification? v. 17, n. 4, 02 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/ma17040848>. Citado na página 25.

POLUYANENKO, Nikolay. Development of the search method for non-linear shift registers using hardware, implemented on field programmable gate arrays. v. 1, p. 53–60, 01 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.21303/2461-4262.2017.00271>. Citado na página 116.

PORAWAGAMA, C. D.; MUNASINGHE, S. R. Reduced jerk joint space trajectory planning method using 5-3-5 spline for robot manipulators. 12 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/iciafs.2014.7069580>. Citado na página 115.

POTSANGBAM, Jacinta; KUMAR, Manoj. Design and implementation of combined pipelining and parallel processing architecture for fir and iir filters using vhdl. v. 10, n. 4, p. 1–16, 08 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.5121/vlsic.2019.10401>. Citado na página 116.

POUDEL, Bibek; WATSON, Thomas P.; LI, Weizi. Learning to control dc motor for micromobility in real time with reinforcement learning. In: **2022 IEEE 25th International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)**. IEEE, 2022. p. 1248–1254. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ITSC55140.2022.9921919>. Citado na página 127.

PRIYAMBODO, Tri Kuntoro; DHARMAWAN, Andi; PUTRA, Agfianto Eko. Pid self tuning control based on mamdani fuzzy logic control for quadrotor stabilization. v. 1705, 01 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.4940261>. Citado 2 vezes nas páginas 85 e 122.

PİNAR, Güл. An educational revolution and innovative technologies: The role of simulation. **Scientific Research Publishing**, v. 11, n. 11, p. 2218–2232, 01 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.4236/ce.2020.1111162>. Citado na página 106.

QUAN, Yinghui et al. Real-time implementation of frequency-modulated continuous-wave synthetic aperture radar imaging using field programmable gate array. **American Institute of Physics**, v. 86, n. 6, 06 2015. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.4922884>. Citado na página 115.

RAGGL, Klaus et al. **Robust Angle-Sensorless Control of a PMSM Bearingless Pump.pdf**. 2009. Citado na página 30.

RECHT, Benjamin. A tour of reinforcement learning: The view from continuous control. v. 2, n. 1, 12 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.1146/annurev-control-053018-023825>. Citado na página 124.

RIM, Donsub; MANDLI, Kyle T. Displacement interpolation using monotone rearrangement. **SIAM/ASA Journal on Uncertainty Quantification**, Society for Industrial and Applied Mathematics, v. 6, p. 1503–1531, 01 2018. ISSN 2166-2525. Disponível em: <https://doi.org/10.1137/18m1168315>. Citado na página 74.

ROEHRL, Manuel A. et al. Modeling system dynamics with physics-informed neural networks based on lagrangian mechanics. **IFAC-PapersOnLine**, Elsevier BV, v. 53, p. 9195–9200, 01 2020. ISSN 2405-8963, 2405-8971. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2020.12.2182>. Citado na página 76.

ROMANENKO, Andrey; FERNANDES, Florbela P.; FERNANDES, Natércia C. P. Pid controllers tuning with mcsfilter. **AIP conference proceedings**, v. 2133, 01 2019. ISSN 0094-243X, 1551-7616, 1935-0465. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.5114221>. Citado na página 125.

RUBIO, Guilherme Cavalcante et al. Experimental verification of passive axial electrodynamic suspension in a bearingless motor. **Institute of Electrical and Electronics Engineers**, v. 4, p. 49–59, 01 2023. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ojia.2023.3236984>. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

RUDOLF, Thomas et al. React: Reinforcement learning for controller parametrization using b-spline geometries. In: . [s.n.], 2023. v. 80. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/smci53992.2023.10394648>. Citado na página 125.

SAHOO, Subhadyuti. Model-Based Levitation Control of A 100 kW Bearingless Electric Motor. 2018. Citado na página 33.

SAIN, Chiranjit; BANERJEE, Atanu; BISWAS, Pabitra Kumar. **A Comprehensive Study on Various Topologies of Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles Application**. 2020. 207-217 p. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/9781119682035.ch11>. Citado na página 37.

SCHERPEN, Jacquelien M. A. Balanced realizations, model order reduction, and the hankel operator. In: LEVINE, William S. (Ed.). **The Control Handbook: Control System Advanced Methods**. 2nd. ed. CRC Press, 2018. p. 4–1–4–24. Disponível em: <https://research.rug.nl/files/2526391/2011ControlHandbScherpen.pdf>. Citado na página 71.

SCHUCK, M. et al. Scaling and design of miniature high-speed bearingless slice motors. **elektrotechnik und informationstechnik**, Springer-Verlag, v. 136, n. 4, p. 213–221, 2019. Citado na página 33.

- SCHUCK, Marcel et al. Ultrafast rotation of magnetically levitated macroscopic steel spheres. **Science Advances**, American Association for the Advancement of Science, v. 4, 01 2018. ISSN 2375-2548. Disponível em: <https://doi.org/10.1126/sciadv.1701519>. Citado na página 129.
- SEVERSON, Eric et al. Practical Implementation of Dual-Purpose No-Voltage Drives for Bearingless Motors. IEEE, v. 52, n. 2, p. 1509–1518, 2016. Citado na página 65.
- SEVERSON, Eric et al. Analysis of the bearingless AC homopolar motor. **Proceedings - 2012 20th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2012**, IEEE, p. 570–576, 2012. Citado na página 32.
- SEVERSON, E. et al. Design of dual purpose no voltage combined windings for bearingless motors. **ECCE 2016 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Proceedings**, v. 53, n. 5, p. 4368–4379, 2016. Citado na página 65.
- SEVERSON, Eric et al. Design and measurement of a passive thrust magnetic bearing for a bearingless motor. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, p. 2720–2725, 2013. Citado na página 30.
- SGOBBA, S. Physics and measurements of magnetic materials. **arXiv (Cornell University)**, Cornell University, 01 2011. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/1103.1069>. Citado na página 29.
- SHEN, Qiping et al. **Design and Analysis of the High-Speed Permanent Magnet Motors: A Review on the State of the Art**. [S.l.]: MDPI, 2022. Citado na página 42.
- SHEN, Yang et al. Design and analysis of a new flux-intensifying permanent magnet brushless motor with multilayer flux barriers. **AIP Advances**, American Institute of Physics, v. 7, 01 2017. ISSN 2158-3226. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.4974061>. Citado na página 37.
- SHIMIZU, Toshimi; SASAKI, Minoru. Passivity based controller for a magnetic levitation system for a flexible beam. **Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers**, v. 40, p. 36–44, 01 2004. ISSN 0453-4654, 1883-8189. Disponível em: <https://doi.org/10.9746/sicetr1965.40.36>. Citado na página 97.
- SILVA, Fernando Dutra; FALCÃO, Viviane Adriano; EVANGELISTA, Antônio Carlos. Geração de cenários através de simulação computacional como instrumento da mobilidade urbana. **Revista Brasileira de Ciência Tecnologia e Inovação**, Jair Sindra Virtuoso Junior, v. 5, p. 168–168, 02 2021. ISSN 2359-4748. Disponível em: <https://doi.org/10.18554/rbcti.v5i2.3732>. Citado na página 112.
- SINHA, Pradeep K.; JAYAWANT, B.V. Electromagnetic wheels. **Institution of Engineering and Technology**, v. 25, n. 10, p. 723–727, 10 1979. Disponível em: <https://doi.org/10.1049/ep.1979.0404>. Citado na página 23.
- SUGIMOTO, Hiroya; TANAKA, Seiyu; CHIBÁ, Akira. Structure and principle in a novel compact one-axis actively positioned single-drive bearingless motor. **Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics**, v. 23, p. 48–54, 01 2015. ISSN 0919-4452, 2187-9257. Disponível em: <https://doi.org/10.14243/jsaem.23.48>. Citado na página 32.

SUN, Xiaodong et al. Speed-sensorless vector control of a bearingless induction motor with artificial neural network inverse speed observer. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 18, p. 1357–1366, 06 2012. ISSN 1083-4435, 1941-014X. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/tmech.2012.2202123>. Citado na página 32.

SUN, Yueping; SU, Bokai; SUN, Xiaodong. Optimal design and performance analysis for interior composite-rotor bearingless permanent magnet synchronous motors. **IEEE Access**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 7, p. 7456–7465, 2019. ISSN 21693536. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 42.

TANG, Meng; LIU, Y.; DURLOFSKY, Louis J. A deep-learning-based surrogate model for data assimilation in dynamic subsurface flow problems. **Elsevier BV**, v. 413, p. 109456–109456, 04 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.jcp.2020.109456>. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 75.

TANG, Meiling; ZHUANG, Shengxian. On speed control of a permanent magnet synchronous motor with current predictive compensation. v. 12, n. 1, 12 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en12010065>. Citado na página 25.

TARTAKOVSKY, Alexandre M. et al. Learning parameters and constitutive relationships with physics informed deep neural networks. **arXiv (Cornell University)**, Cornell University, 08 2018. Disponível em: <http://export.arxiv.org/pdf/1808.03398.pdf>. Citado na página 76.

TAVAKOLI, Erfan Bank et al. Fspgemm: An opencl-based hpc framework for accelerating general sparse matrix-matrix multiplication on fpgas. **Cornell University**, 01 2021. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2112.10037>. Citado na página 116.

TOBARI, Kazuaki et al. Examination of new vector control system of permanent magnet synchronous motor for high-speed drives. **Electrical Engineering in Japan**, Wiley, v. 176, p. 61–72, 06 2011. ISSN 0424-7760, 1520-6416. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/eej.21123>. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 127.

TOH, Kar-Ann. Stretchy polynomial regression. **arXiv (Cornell University)**, Cornell University, 01 2014. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/1408.5449>. Citado na página 75.

TONG, Chengde et al. Research on a novel axial-flux magnetic-field-modulated brushless double-rotor machine with low axial force and high efficiency. **AIP Advances**, American Institute of Physics, v. 7, 03 2017. ISSN 2158-3226. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.4977976>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 43.

TOPOR, Marcel et al. Application of flux reversal principle for axial flux permanent magnet machines. **Journal of Applied Physics**, v. 103, 03 2008. ISSN 0021-8979, 1089-7550, 1520-8850. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.2838618>. Citado na página 93.

TORRES, Renato Amorim; SEVERSON, Eric L. Decoupled control for parallel drive no-voltage bearingless motors. In: **2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1688–1695. Citado na página 92.

TSAI, Jang-Zern et al. Fpga-based adaptive dynamic sliding-mode neural control for a brushless dc motor. v. 13, n. 6, 08 2010. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/asjc.272>. Citado na página 124.

TUAN, Le Anh; LEE, Soon-Geul. 3d cooperative control of tower cranes using robust adaptive techniques. v. 354, n. 18, 11 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2017.10.026>. Citado na página 123.

UPADHYAY, P.R.; RAJAGOPAL, Karthikeyan; SINGH, B.P. Computer aided design of an axial-field permanent magnet brushless dc motor for an electric vehicle. **Journal of Applied Physics**, American Institute of Physics, v. 93, p. 8689–8691, 05 2003. ISSN 0021-8979, 1089-7550, 1520-8850. Disponível em: <https://doi.org/10.1063/1.1558595>. Citado na página 37.

VARGHESE, Elizabeth; DASGUPTA, S.; SAVIER, J. S. Robust fractional order controller for sn expendable launch vehicle. v. 1123, n. 1, 04 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/1123/1/012029>. Citado na página 85.

VENKATA, Vishal P; NATARAJAN, V. Control system design for tricopter using filters and pid controller. 01 2016. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/1604.01162>. Citado 2 vezes nas páginas 85 e 122.

VICECONTI, Marco et al. In silico trials: Verification, validation and uncertainty quantification of predictive models used in the regulatory evaluation of biomedical products. **Elsevier BV**, v. 185, p. 120–127, 01 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ymeth.2020.01.011>. Citado na página 106.

VæRNØ, Svenn A. et al. Comparison of control design models and observers for dynamic positioning of surface vessels. v. 85, 02 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2019.01.015>. Citado 2 vezes nas páginas 114 e 124.

WANG, Lei et al. A pi control strategy for surface permanent magnet synchronous motor. v. 2035, n. 1, 09 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2035/1/012022>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 122.

WANG, Qingsong et al. Advances in thermal management technologies of electrical machines. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 15, p. 3249–3249, 04 2022. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en15093249>. Citado na página 22.

WANG, Tianying et al. End-to-end reinforcement learning of robotic manipulation with robust keypoints representation. 01 2022. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2202.06027>. Citado na página 124.

WANI, Zubair Rashid; TANTRAY, Manzoor; FARSAZGI, Ehsan Noroozinejad. Shaking table tests and numerical investigations of a novel response-based adaptive control strategy for multi-story structures with magnetorheological dampers. v. 44, 05 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.jobc.2021.102685>. Citado na página 124.

WEI, Wei et al. A modified active disturbance rejection control for a wastewater treatment process. v. 28, n. 10, 07 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.cjche.2020.06.032>. Citado 2 vezes nas páginas 122 e 125.

WESCOTT, Tim. Pid without a phd. 01 2009. Disponível em: <https://web.ece.ucdavis.edu/~spencer/195/datasheets/PID-Without-a-PhD.pdf>. Citado na página 85.

WOŚ, Piotr; DINDORF, R. Design of an electro-pneumatic driving simulator. **IOP Publishing**, v. 1247, n. 1, p. 12041–12041, 07 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/1247/1/012041>. Citado na página 106.

WRIGGERS, Peter et al. Computational mechanics in science and engineering – quo vadis. **Croatian Academy of Sciences and Arts**, v. 536, n. 19, p. 1–32, 01 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.21857/ypn4oc8nw9>. Citado na página 72.

XIA, Xianqi; ZHANG, Bao; LI, Xiantao. High precision low-speed control for permanent magnet synchronous motor. **Sensors**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 20, p. 1526–1526, 03 2020. ISSN 1424-8220. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/s20051526>. Citado 3 vezes nas páginas 35, 96 e 97.

XU, Kai et al. Electromagnetic Performance Analysis of a Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor by Model Order Reduction. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 59, n. 1, p. 1–2, nov 2023. ISSN 19410069. Citado na página 74.

XU, Pengfei; JIA, Fangxiu. Research on three phase permanent magnet synchronous motor control algorithm based on sliding mode variable structure. In: . [s.n.], 2019. v. 677, n. 5. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/677/5/052120>. Citado na página 25.

XUE, Xiao et al. Computational experiments: Past, present and future. **Cornell University**, 01 2022. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2202.13690>. Citado na página 72.

YAGHOUBI, Hamid. The most important maglev applications. **Hindawi Publishing Corporation**, v. 2013, p. 1–19, 01 2013. Disponível em: <https://doi.org/10.1155/2013/537986>. Citado na página 23.

YANG, Hongjiu; XIA, Yuanqing; GENG, Qing. Stabilization for periodic sampling systems. In: _____. Springer International Publishing, 2019. p. 373–391. Disponível em: https://doi.org/10.1007/978-981-13-3660-7_20. Citado na página 124.

YANG, Yong et al. On the prediction of biogas production from vegetables, fruits, and food wastes by anfis- and lssvm-based models. **BioMed Research International**, Hindawi Publishing Corporation, v. 2021, p. 1–8, 09 2021. ISSN 2314-6133, 2314-6141. Disponível em: <https://doi.org/10.1155/2021/9202127>. Citado na página 75.

YARAGAL, Bhagyashree M et al. Profile based motion generation for actuators using labview software. v. 149, 09 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/149/1/012159>. Citado 2 vezes nas páginas 112 e 114.

YI, Yang et al. Disturbance observer based composite speed controller design for pmstm system with mismatched disturbances. **Transactions of the Institute of Measurement and Control**, v. 38, 12 2015. ISSN 0142-3312, 1477-0369. Disponível em: <https://doi.org/10.1177/0142331215615940>. Citado na página 97.

YILMAZ, Hüseyin Cemre; BEŞER, Esra Kandemir. Sürekli miknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü ve kontrol İçin geliştirilen Özel amaçlı motor sürücüsünün tasarımı ve prototip Üretimi. v. 10, n. 3, 09 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.17798/bitlisfen.845447>. Citado na página 85.

YOKOYAMA, Shotaro; HIROYA, Sugimoto; CHIBÁ, Akira. Analysis and design of a disk shaped one-axis actively positioned single-drive bearingless motor with high torque density. **Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics**, v. 26, p. 205–211, 01 2018. ISSN 0919-4452, 2187-9257. Disponível em: <https://doi.org/10.14243/jsaem.26.205>. Citado na página 32.

YONEZU, Takenori et al. characteristics of magnetic springs for guidance of superconducting maglev vehicles. v. 59, n. 4, p. 293–298, 11 2018. Disponível em: https://doi.org/10.2219/rtriqr.59.4_293. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 28.

YU, Yang et al. Adaptive sliding mode backstepping control - based maximum torque per ampere control of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor via nonlinear disturbance observer. **Advances in Mechanical Engineering**, SAGE Publishing, v. 10, 07 2018. ISSN 1687-8132, 1687-8140. Disponível em: <https://doi.org/10.1177/1687814018788750>. Citado na página 35.

YUKSEL, Cem. A class of c 2 interpolating splines. v. 39, n. 5, 08 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1145/3400301>. Citado na página 115.

YÜKSEK, Burak; İNALHAN, Gökhan. Reinforcement learning based closed-loop reference model adaptive flight control system design. v. 35, n. 3, 10 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/acs.3181>. Citado na página 123.

ZAMBRANO, V. et al. Twinkle: A digital-twin-building kernel for real-time computer-aided engineering. **Elsevier BV**, v. 11, p. 100419–100419, 01 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.softx.2020.100419>. Citado na página 71.

ZENG, Michael. Pi(t)d(t) control and motion profiling for omnidirectional mobile robots. **arXiv (Cornell University)**, Cornell University, 01 2021. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/2110.09707>. Citado na página 122.

ZHANG, Ke; GUO, Jianxin; GAO, Xiao-Shan. Cubic spline trajectory generation with axis jerk and tracking error constraints. v. 14, n. 7, 07 2013. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s12541-013-0155-2>. Citado na página 115.

ZHANG, Tingting et al. Direct suspension force control of bearingless permanent magnet synchronous motor. In: . [s.n.], 2012. p. 3004–3008. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ccdc.2012.6244472>. Citado na página 35.

ZHAO, Jing et al. Research on the torque and back emf performance of a high speed pmsm used for flywheel energy storage. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 8, p. 2867–2888, 04 2015. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en8042867>. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 50.

ZHAO, Kai et al. Kinematics analysis of virtual prototype system on multiple redundant bionic arm. **Trans Tech Publications**, p. 1360–1363, 06 2014. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.945-949.1360>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 105.

ZHU, Huangqiu et al. Direct torque and direct suspension force control of bearingless permanent magnet synchronous motor. In: . [s.n.], 2010. v. 26, p. 2411–2415. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ccdc.2010.5498804>. Citado na página 35.

ZHU, Jian Guang; WANG, Xiao Chen; HOU, Xiao Dong. Vector control of permanent magnet synchronous motor based on parameter identification technique. **Applied Mechanics and Materials**, 09 2014. ISSN 1660-9336, 1662-7482, 2297-8941. Disponível em: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.644-650.705>. Citado na página 93.

ZHUKOVSKIY, Y L et al. The prediction of the residual life of electromechanical equipment based on the artificial neural network. In: . IOP Publishing, 2017. v. 87, p. 32056–32056. ISSN 1755-1315, 1755-1307. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/87/3/032056>. Citado na página 22.

ČECH, Martin et al. Model-based system engineering in control education using hil simulators. v. 53, n. 2, 01 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2020.12.1812>. Citado 2 vezes nas páginas 105 e 112.

ANEXOS

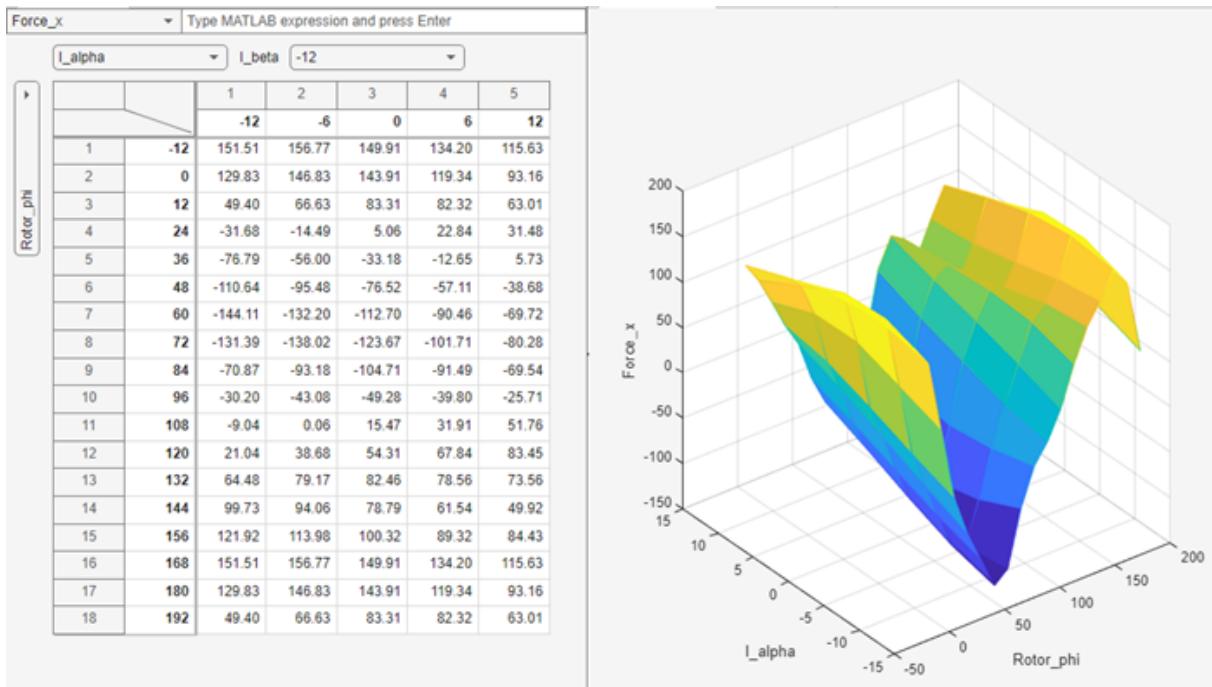


Figura 86 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

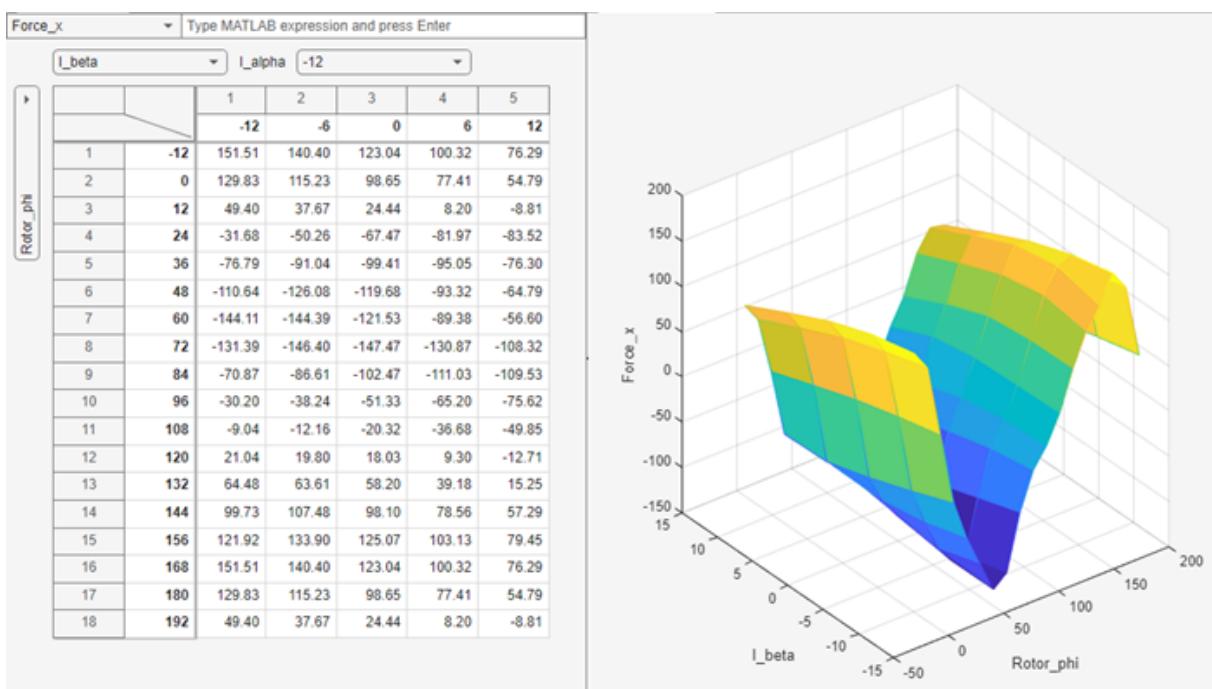


Figura 87 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

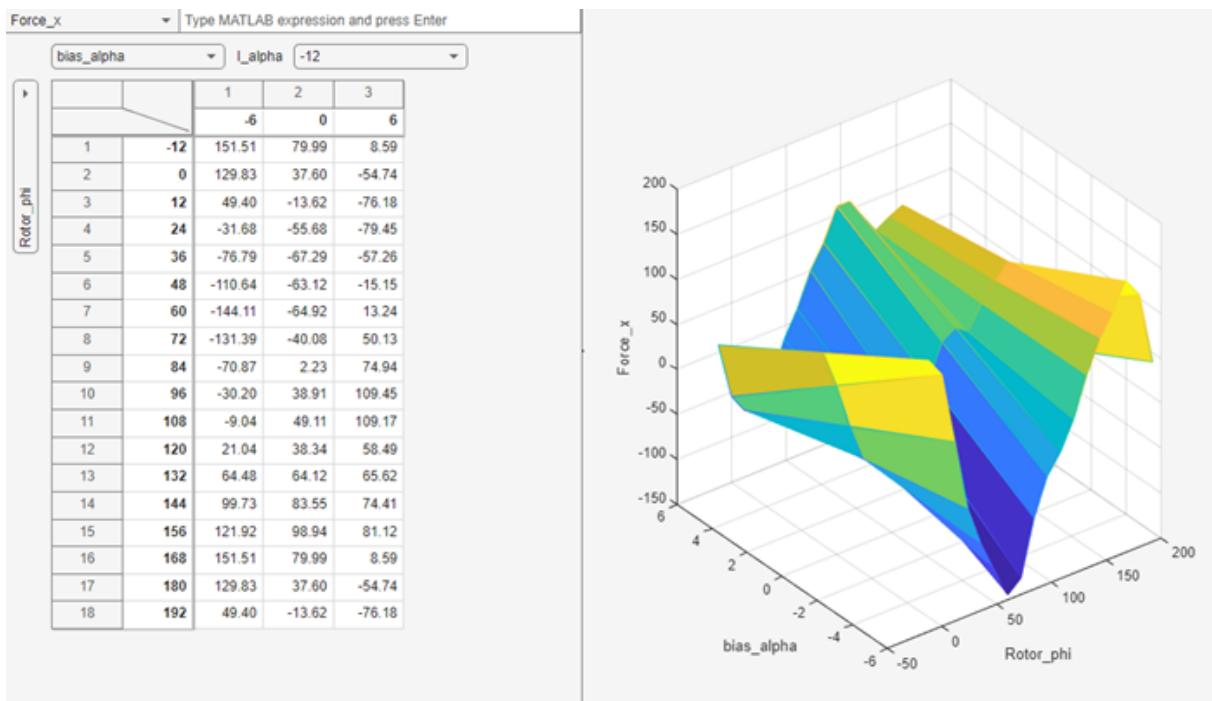


Figura 88 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

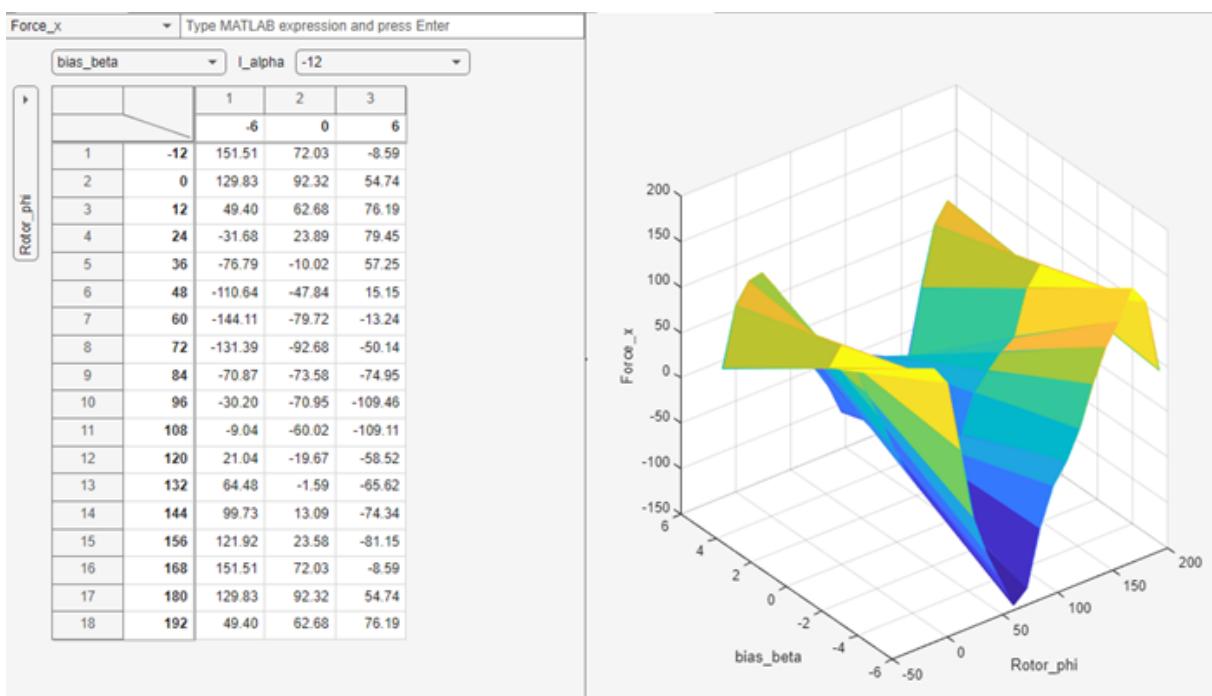


Figura 89 – Tabela de pesquisa que relaciona a força X e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

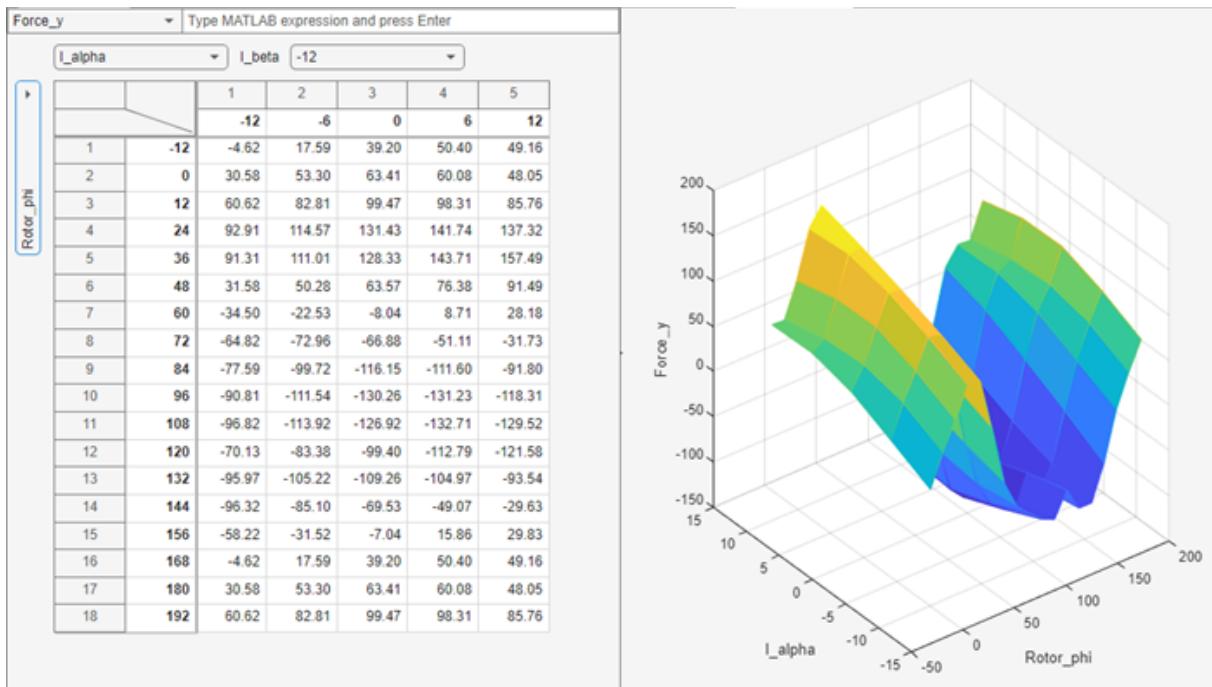


Figura 90 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

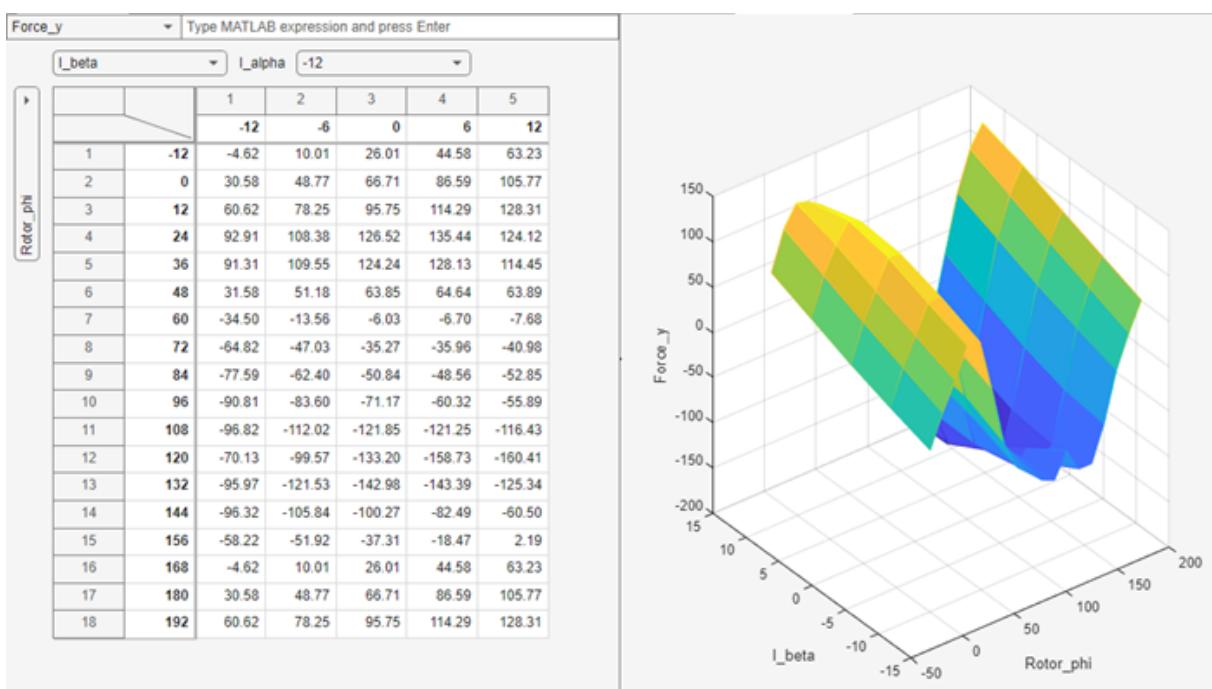


Figura 91 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

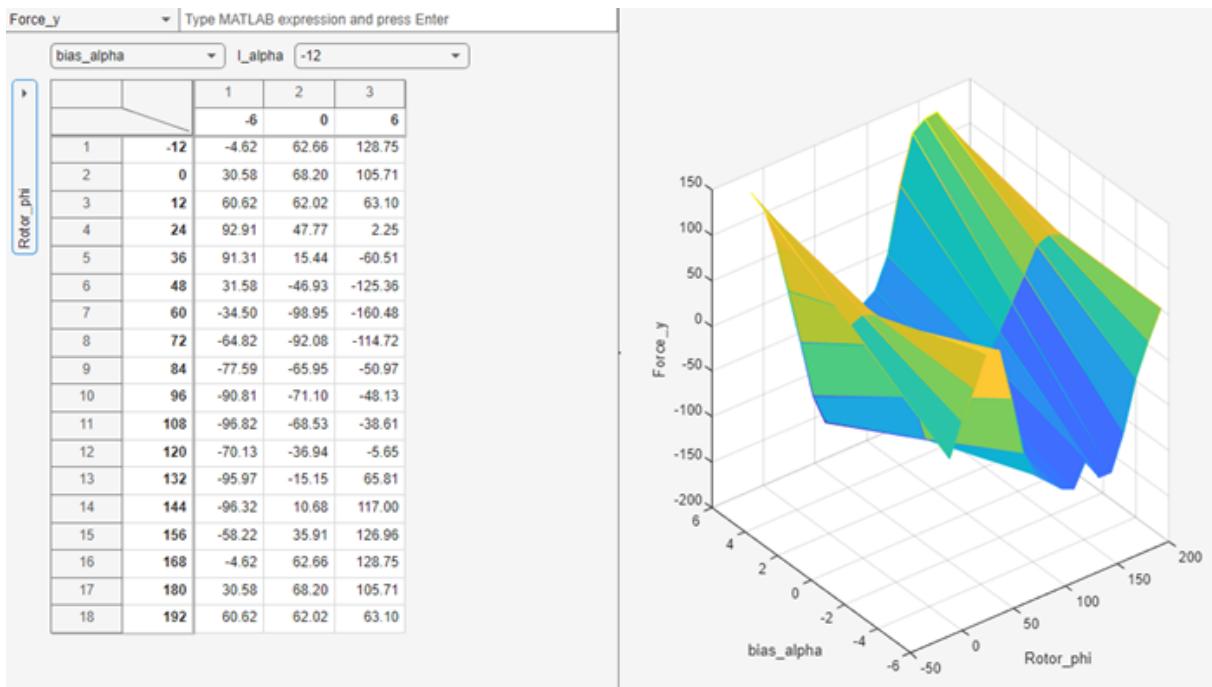


Figura 92 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

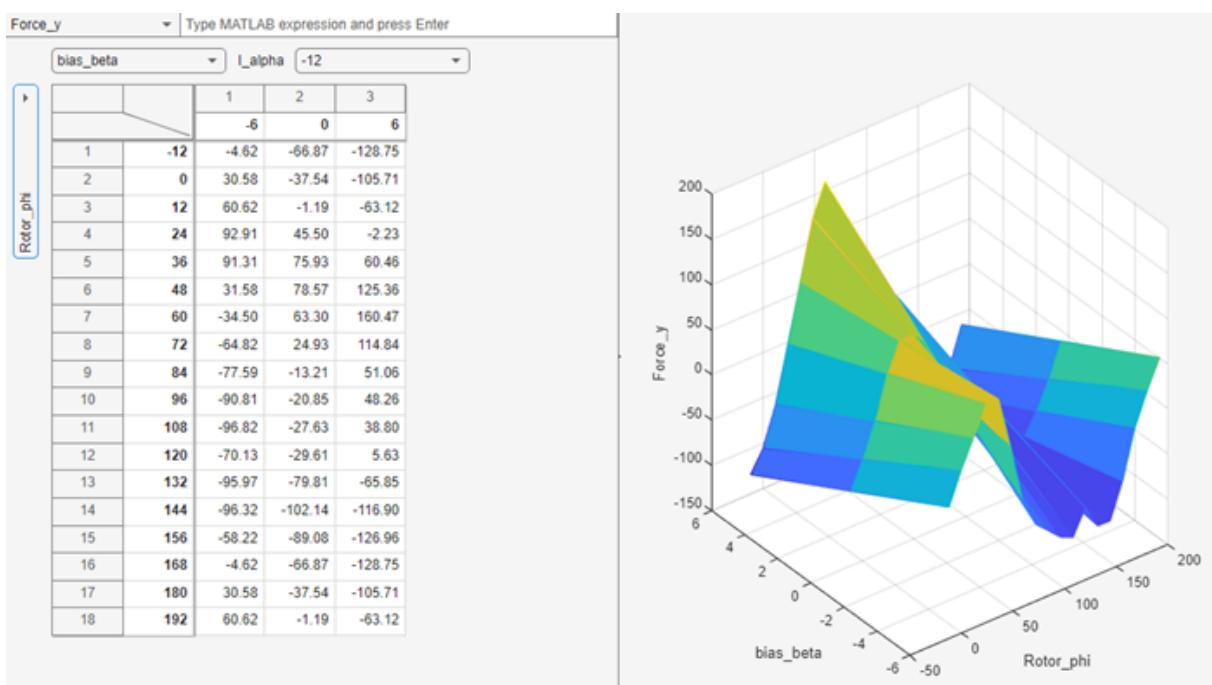


Figura 93 – Tabela de pesquisa que relaciona a força Y e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

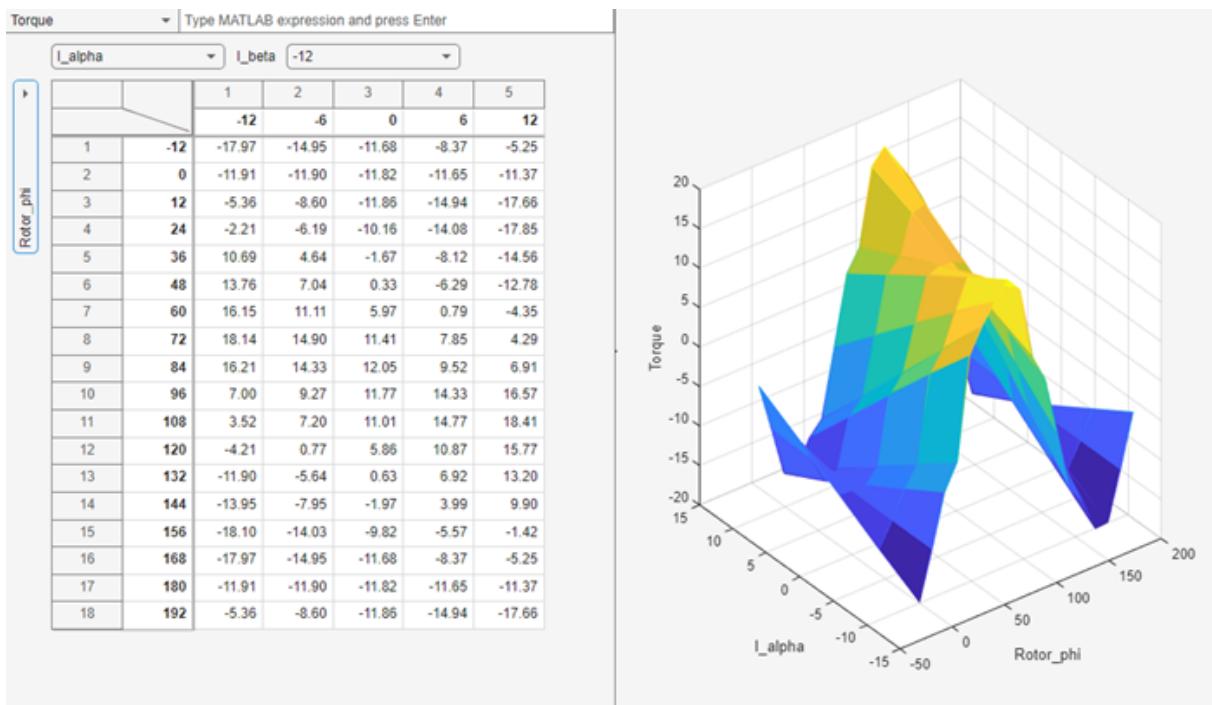


Figura 94 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

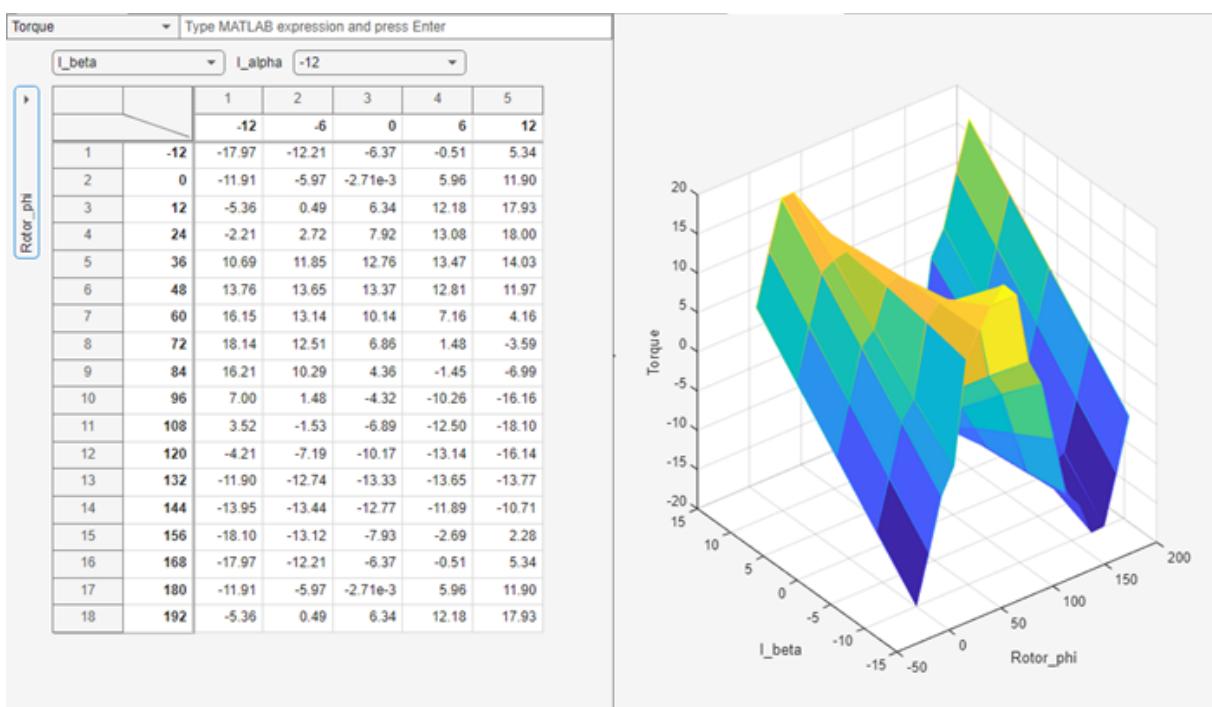


Figura 95 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

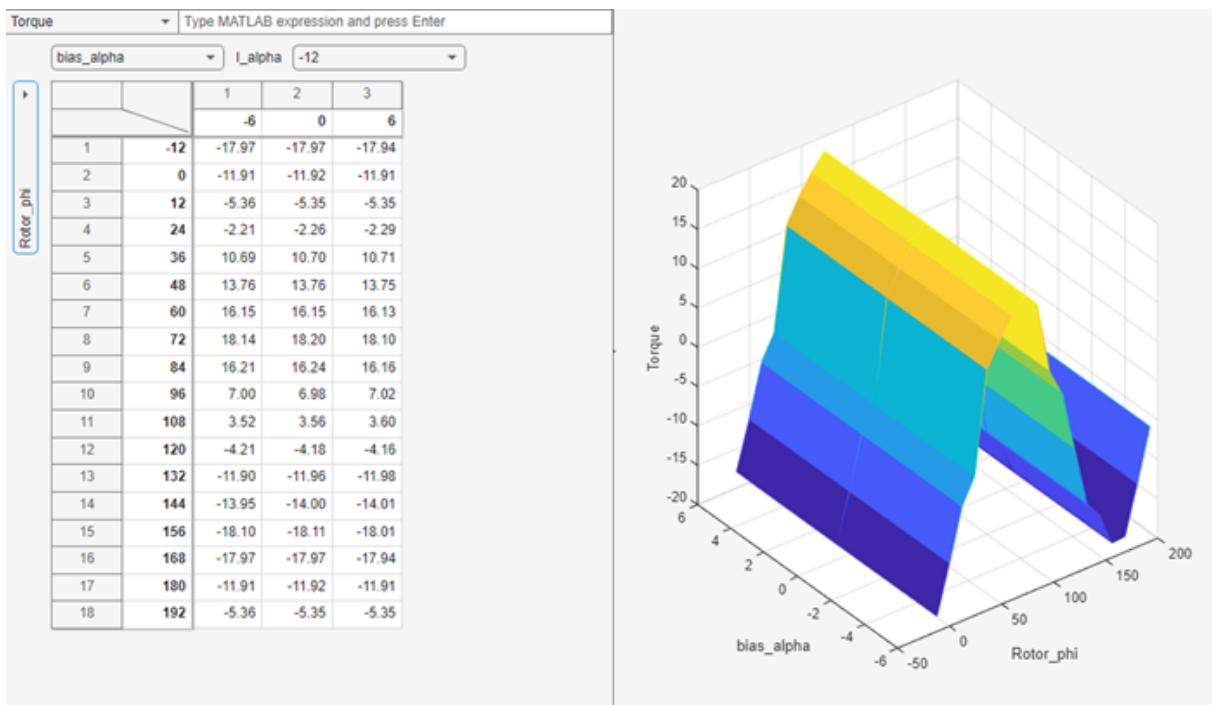


Figura 96 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

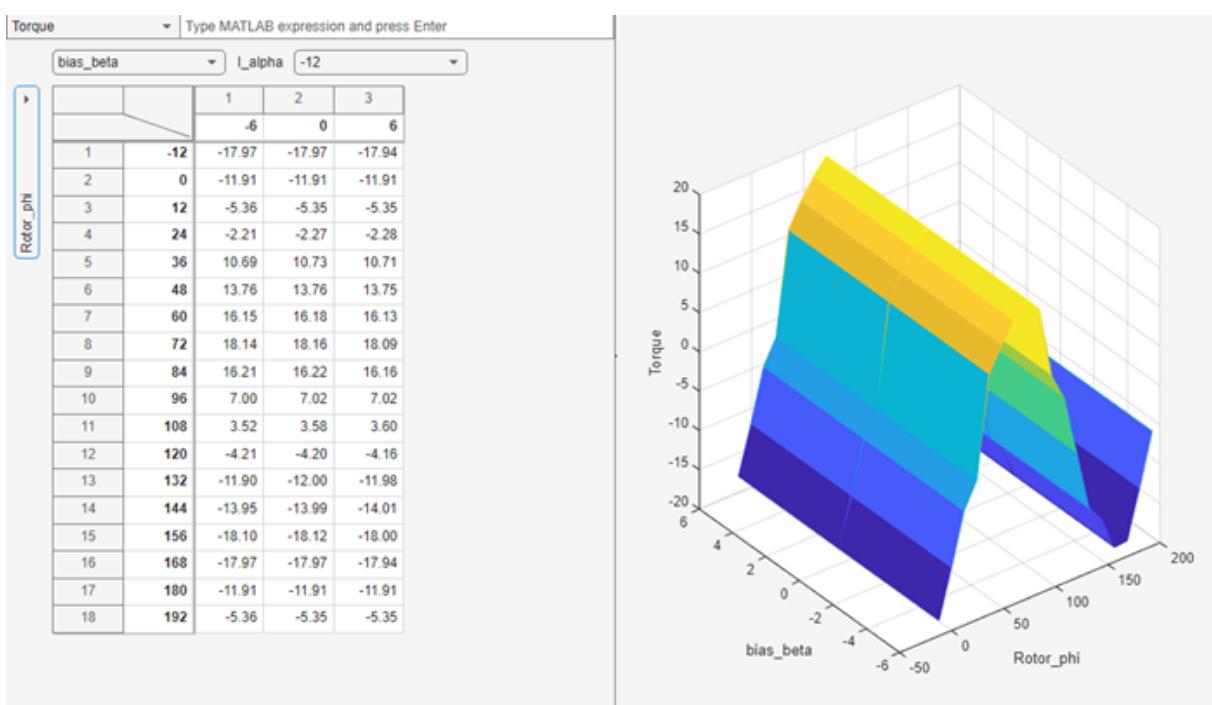


Figura 97 – Tabela de pesquisa que relaciona o torque e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

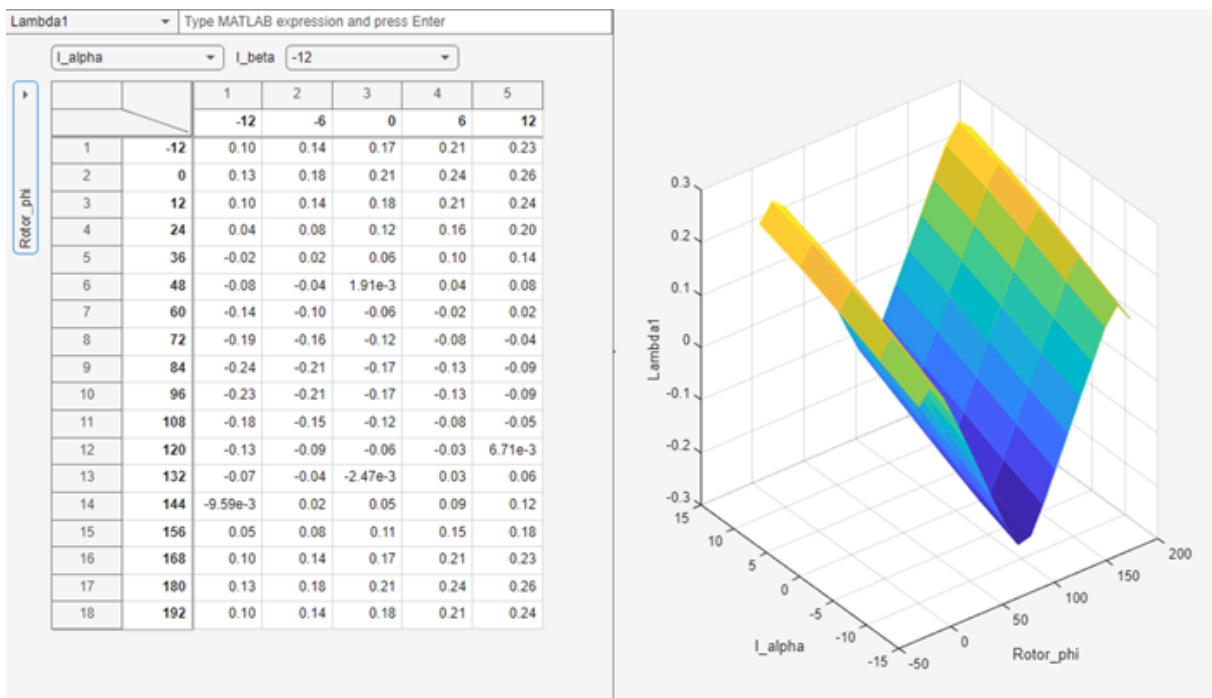


Figura 98 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

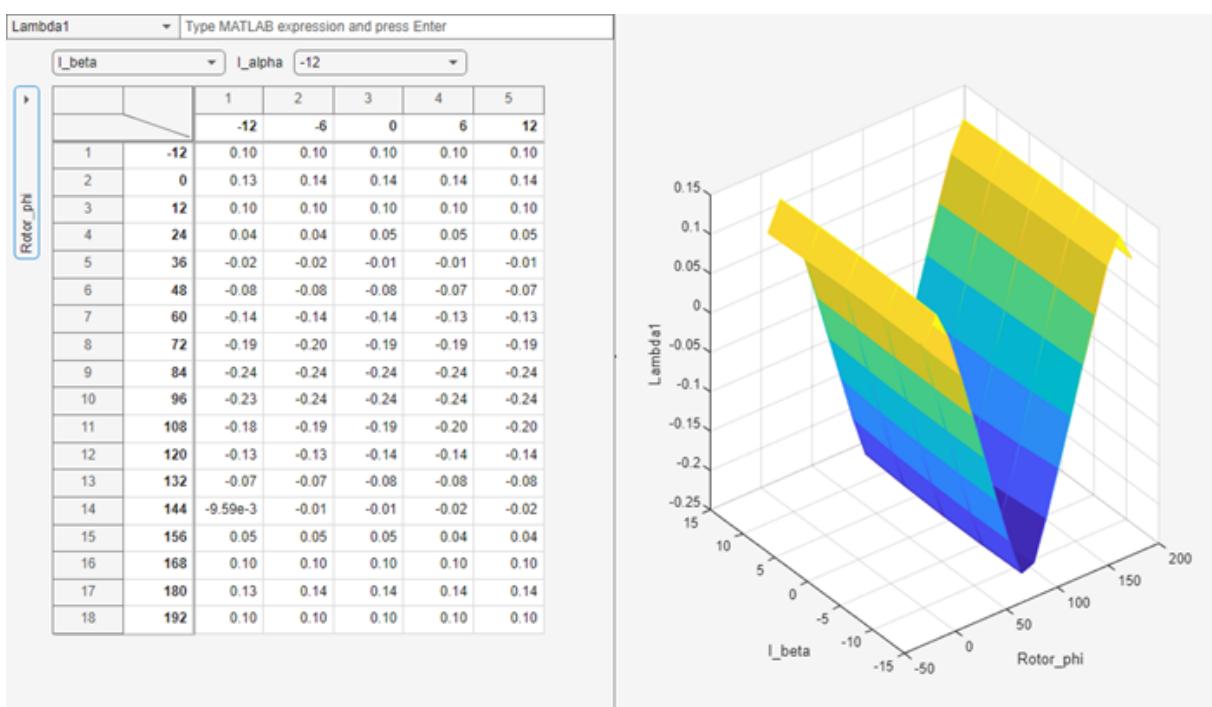


Figura 99 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

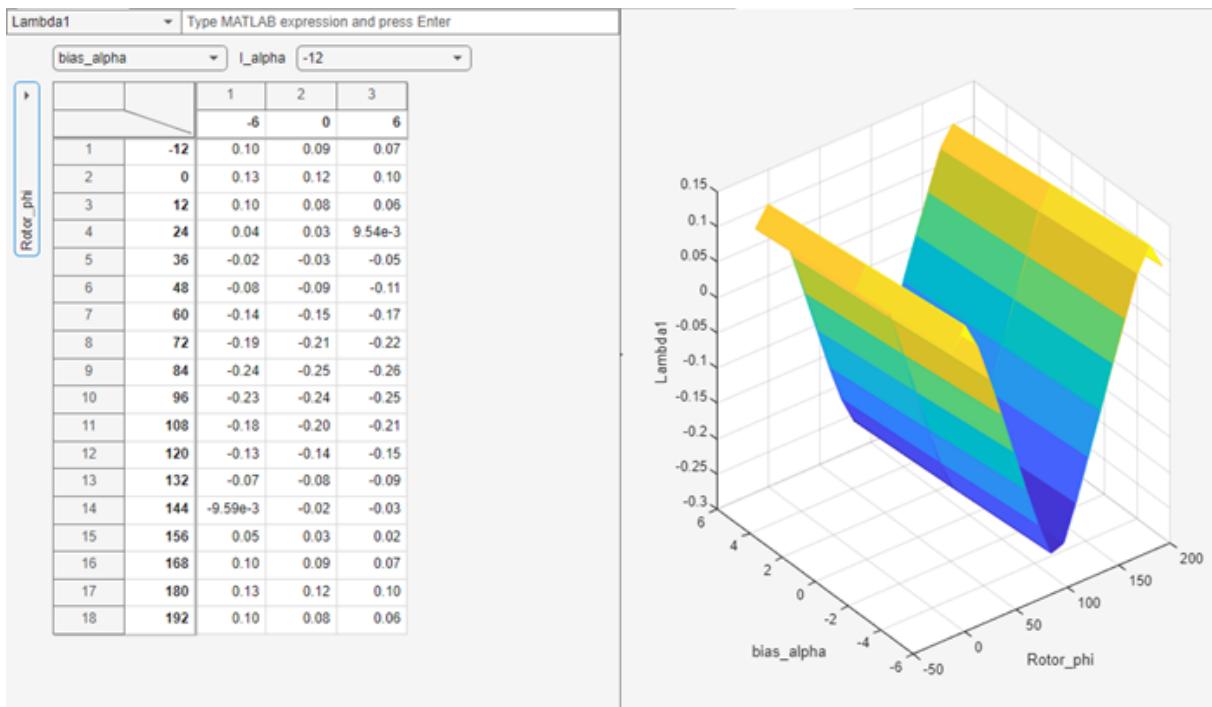


Figura 100 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

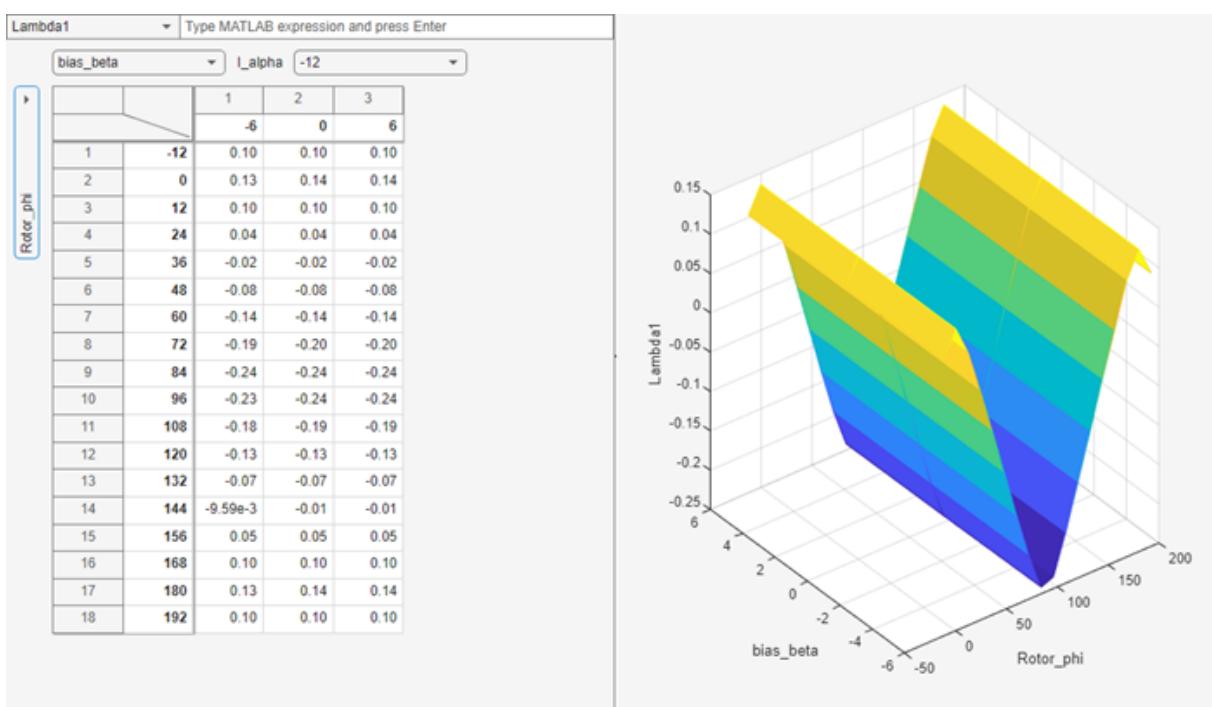


Figura 101 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 1 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

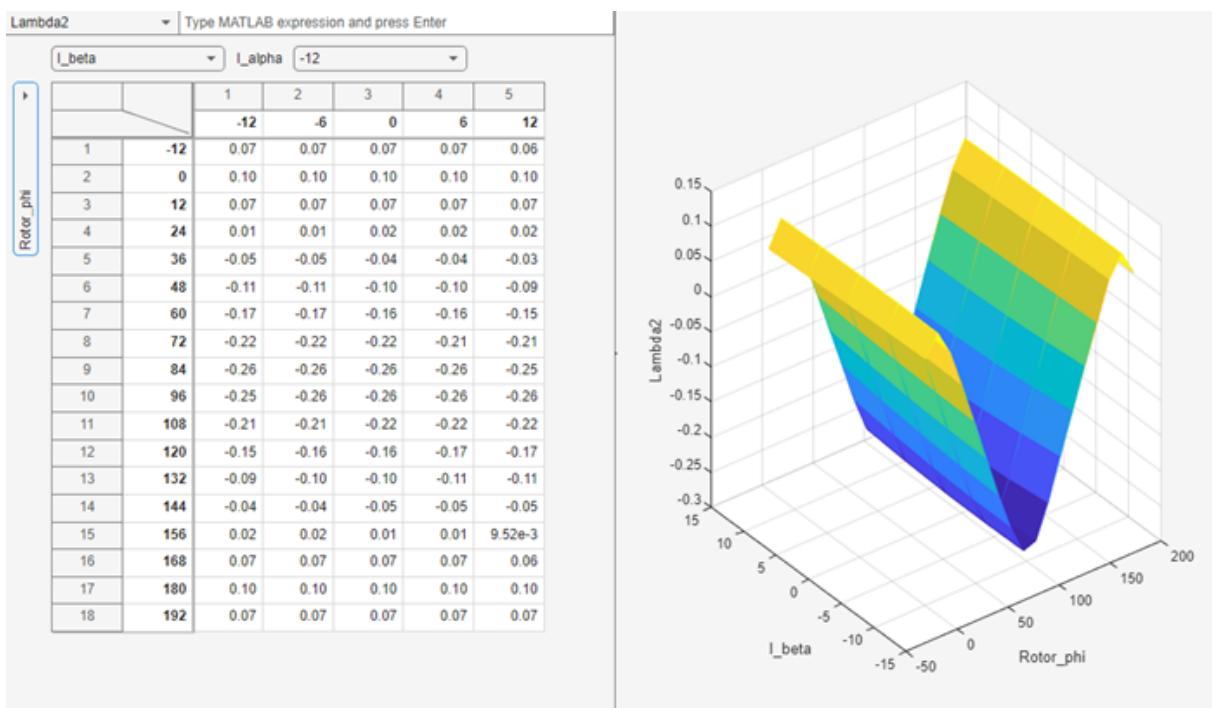


Figura 102 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

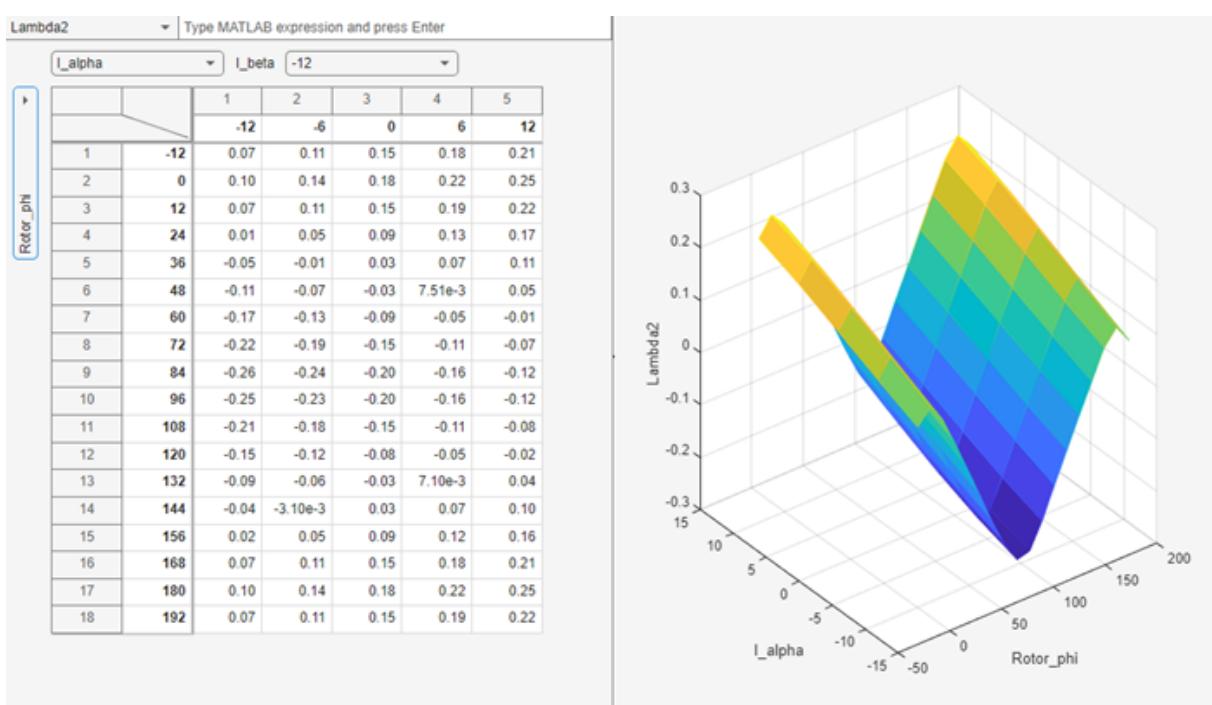


Figura 103 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

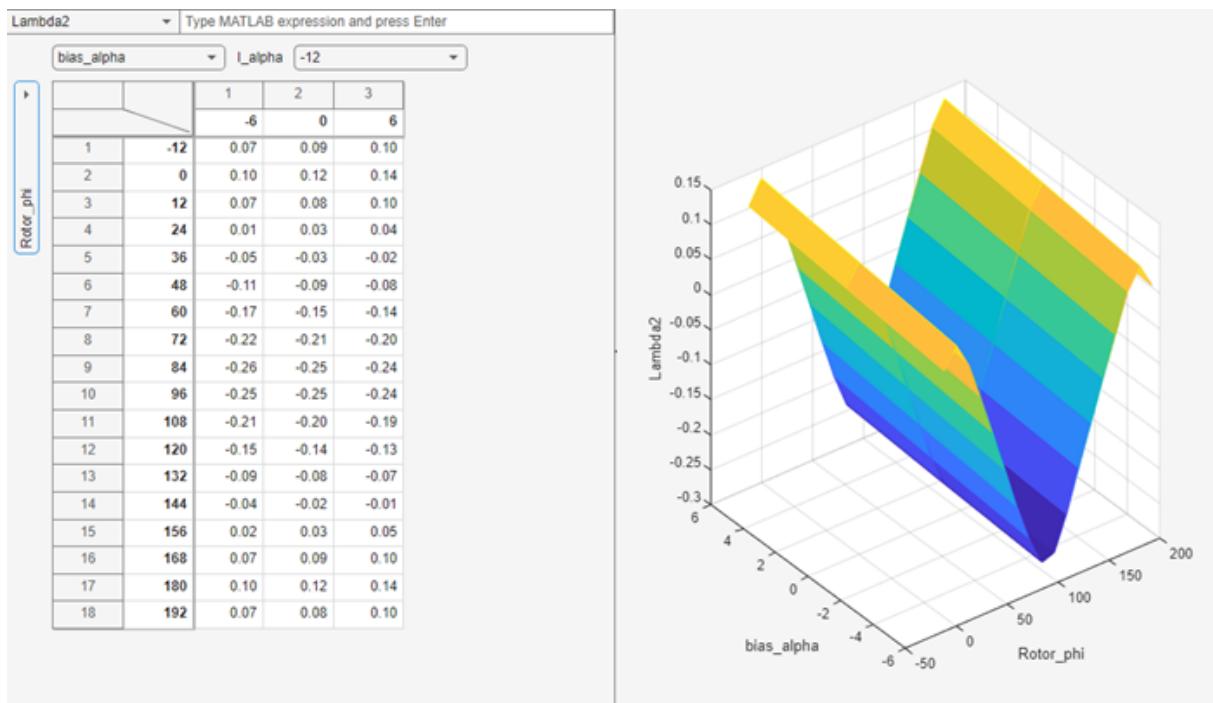


Figura 104 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

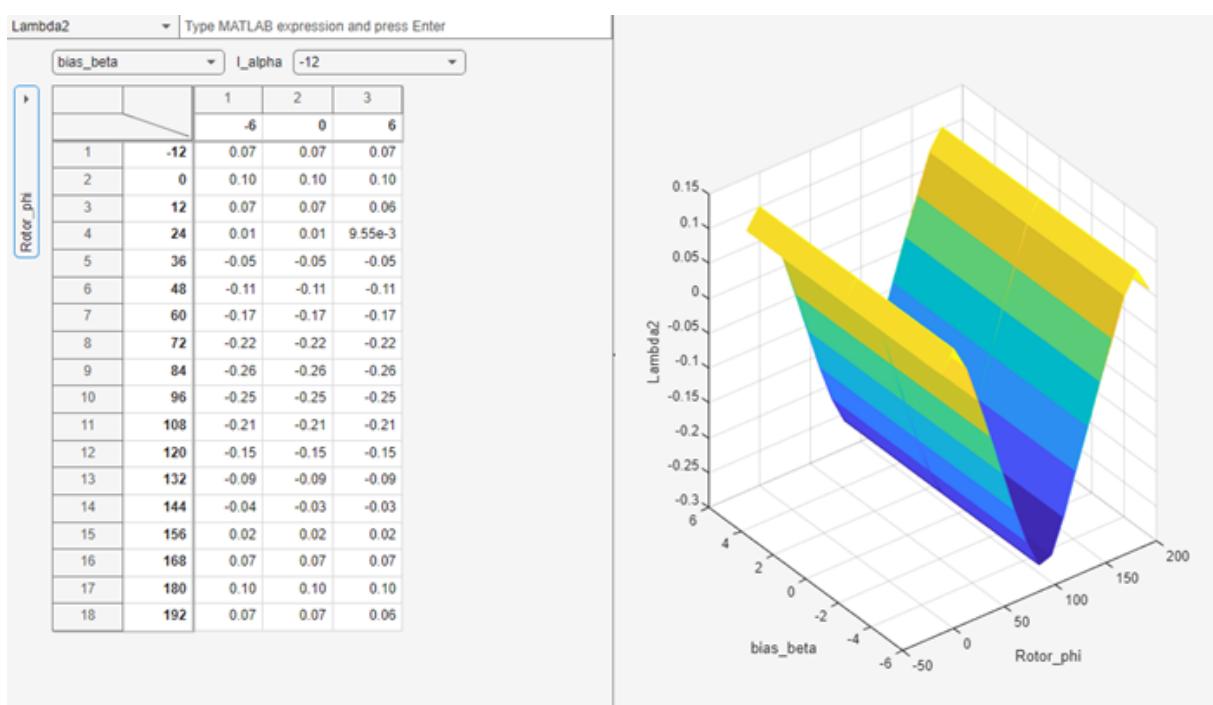


Figura 105 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 2 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

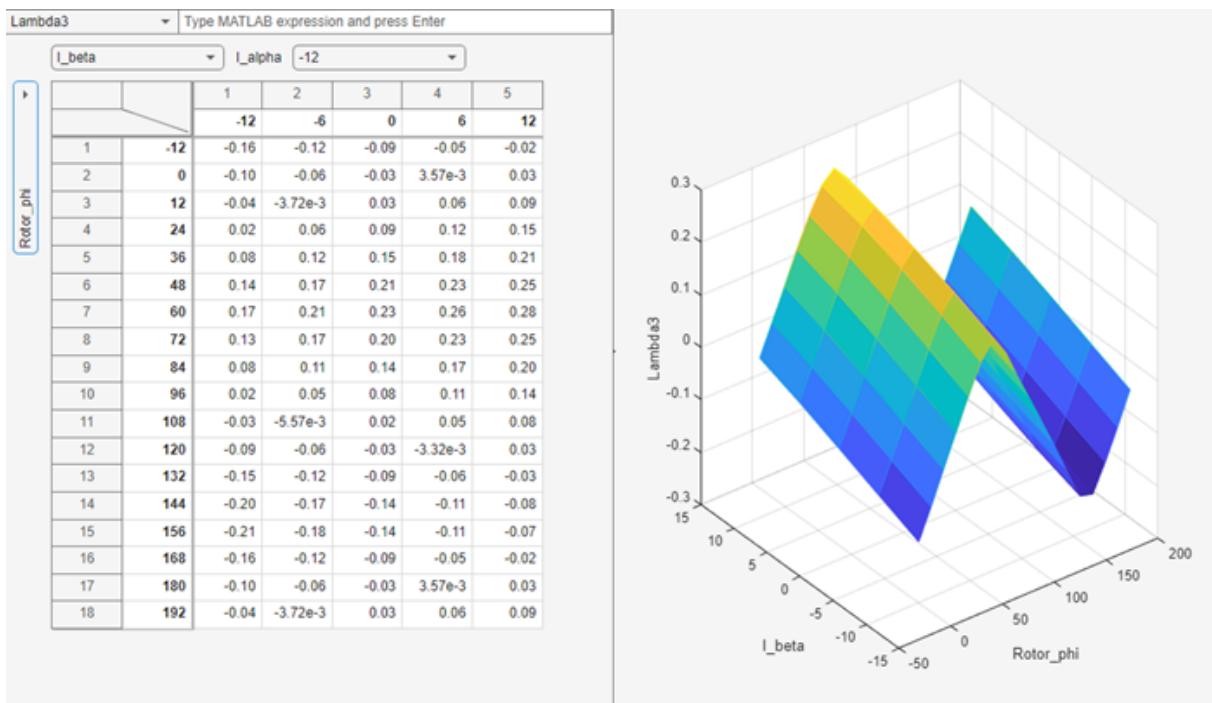


Figura 106 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

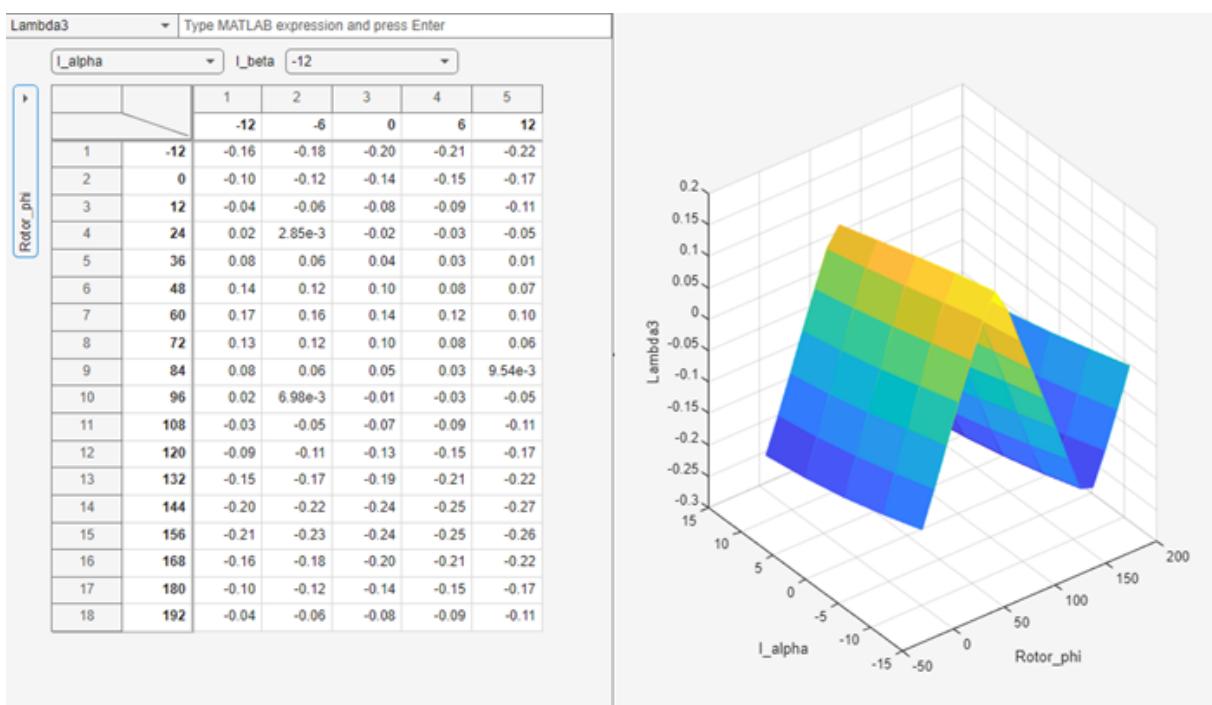


Figura 107 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

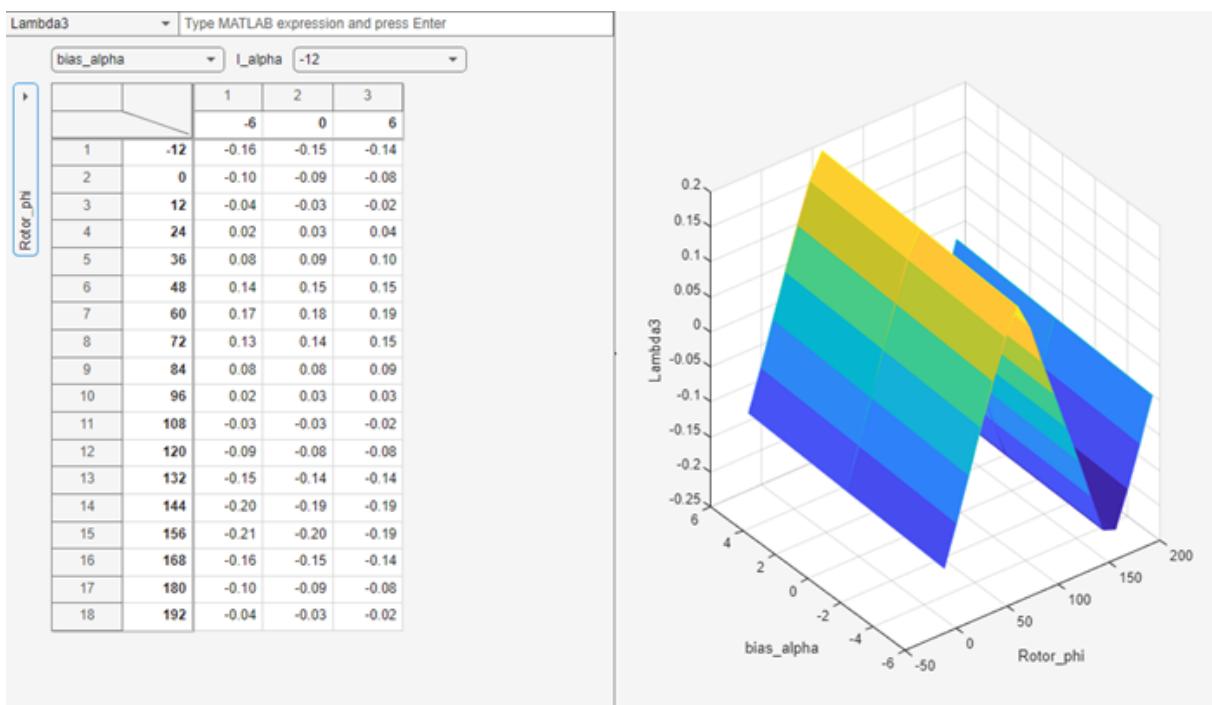


Figura 108 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

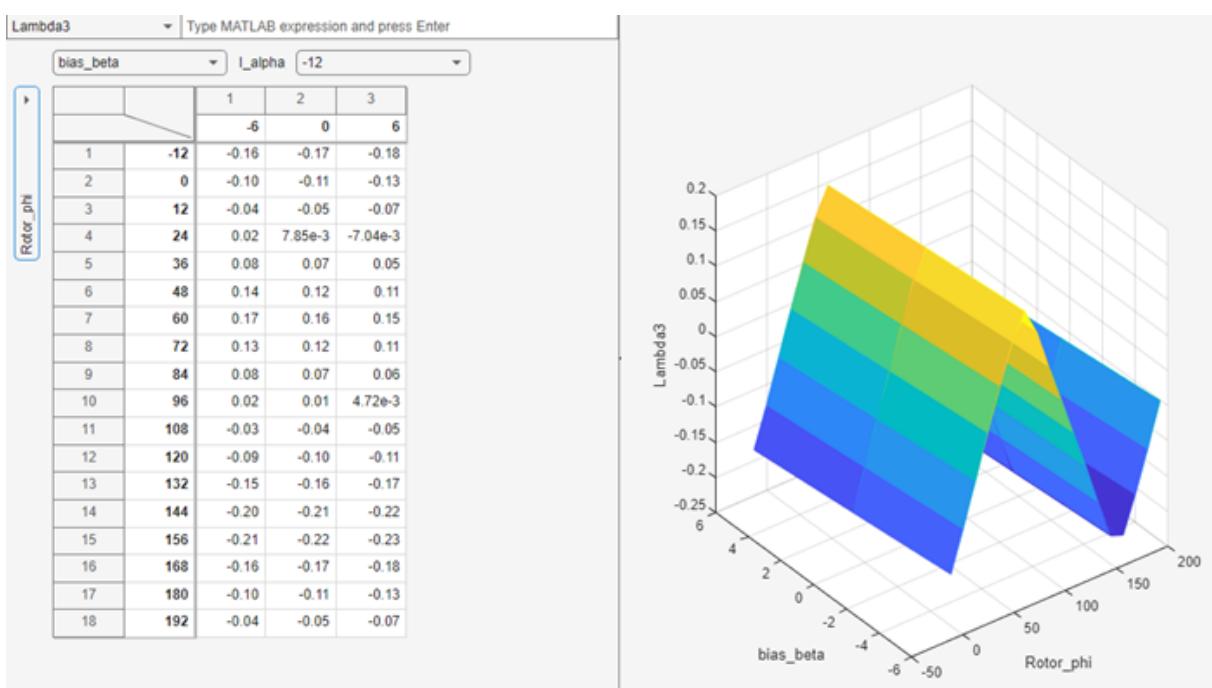


Figura 109 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 3 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

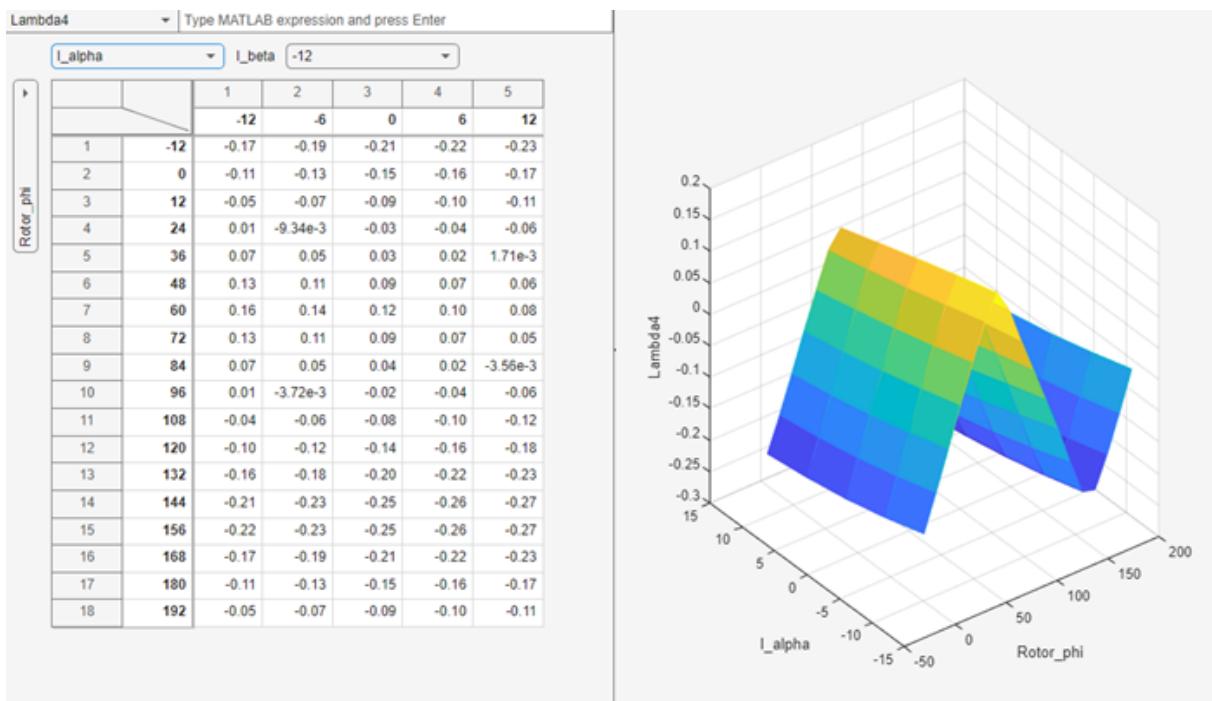


Figura 110 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

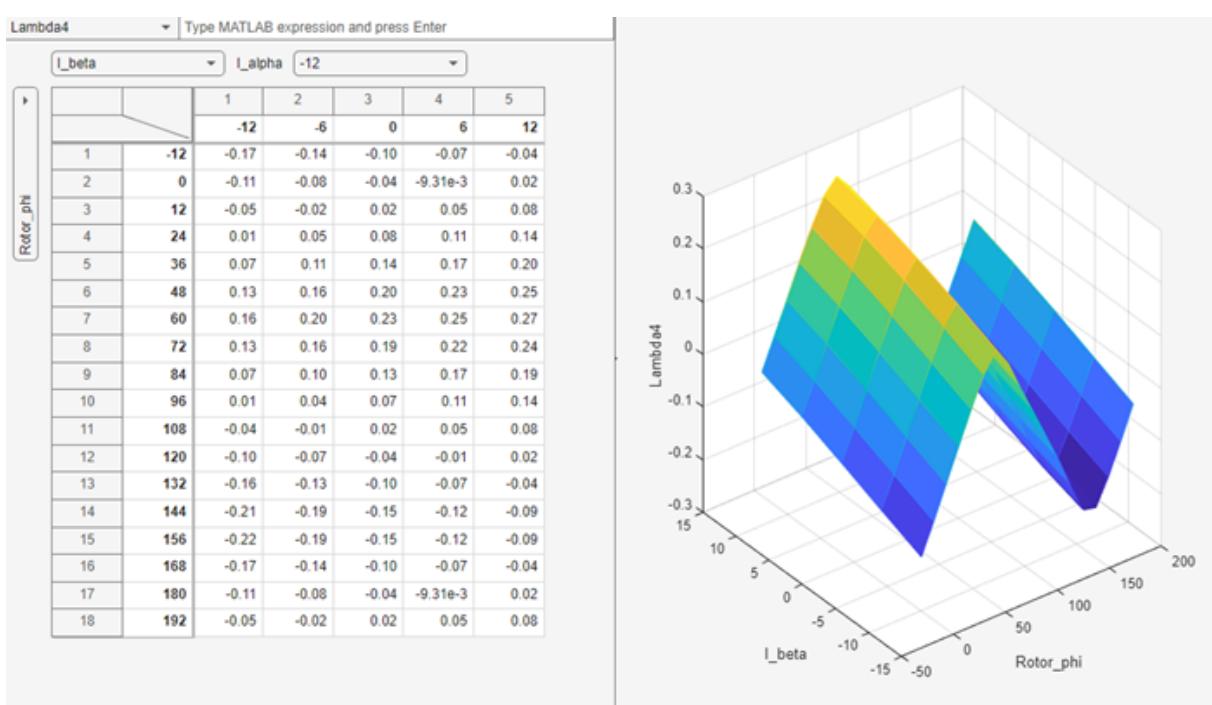


Figura 111 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

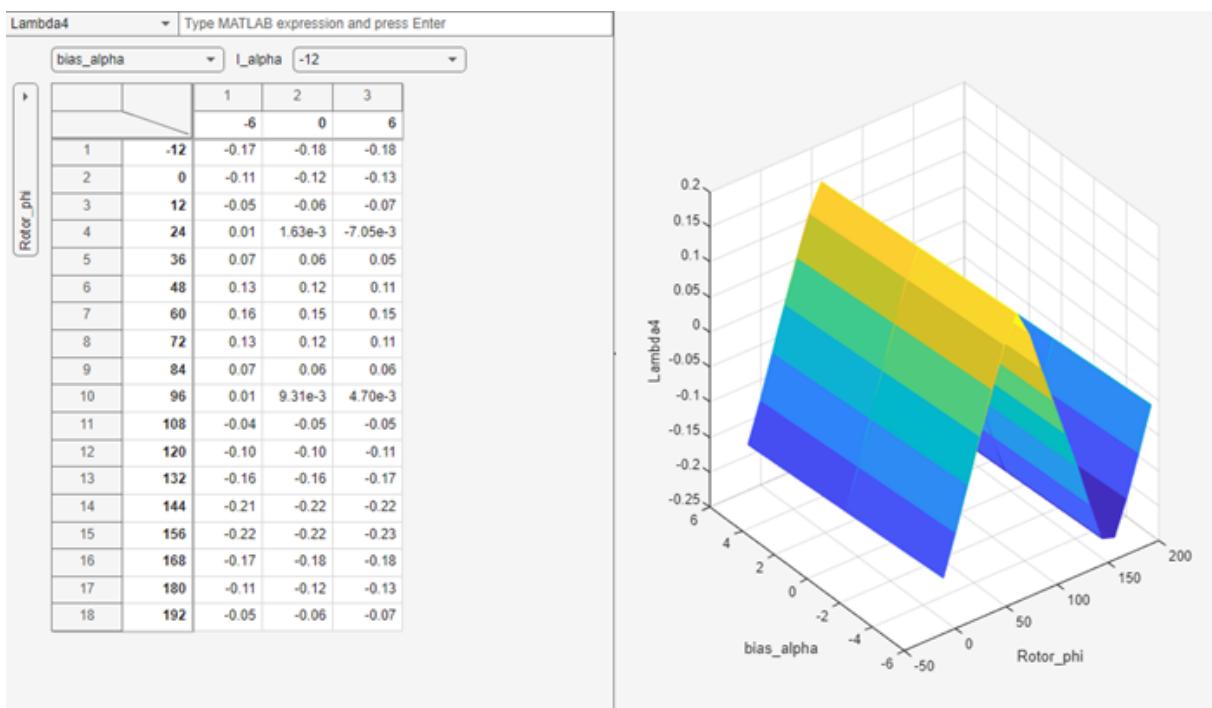


Figura 112 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

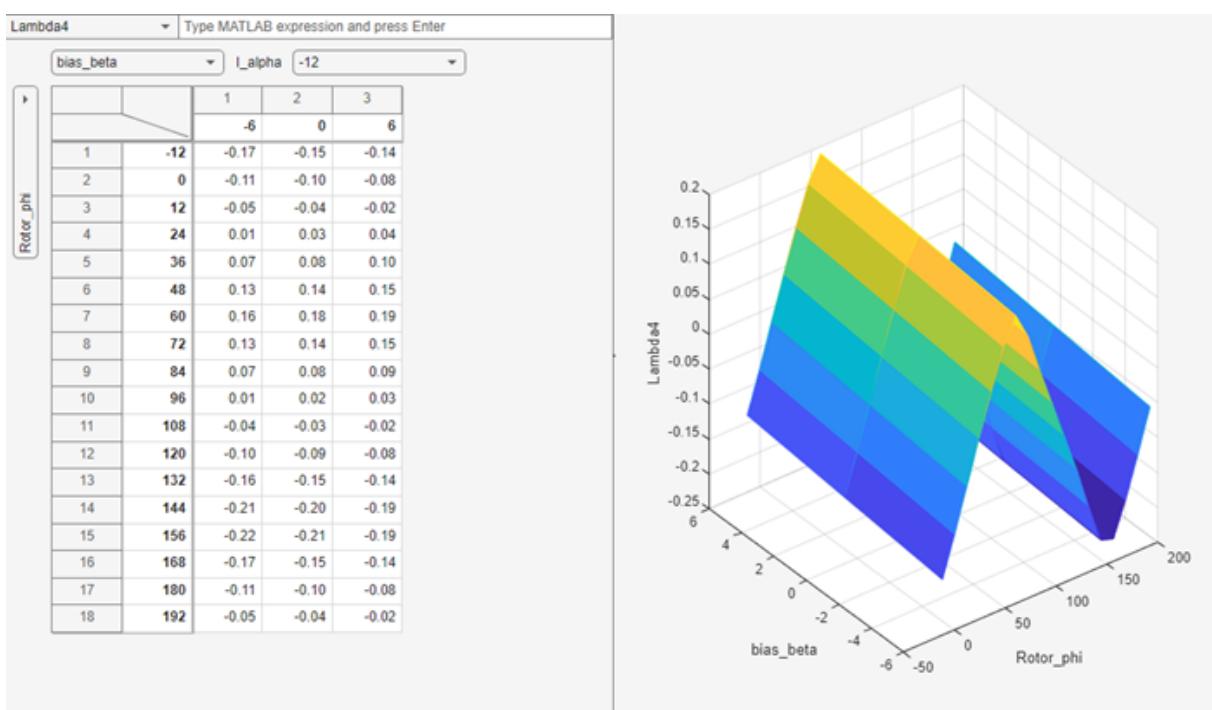


Figura 113 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 4 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

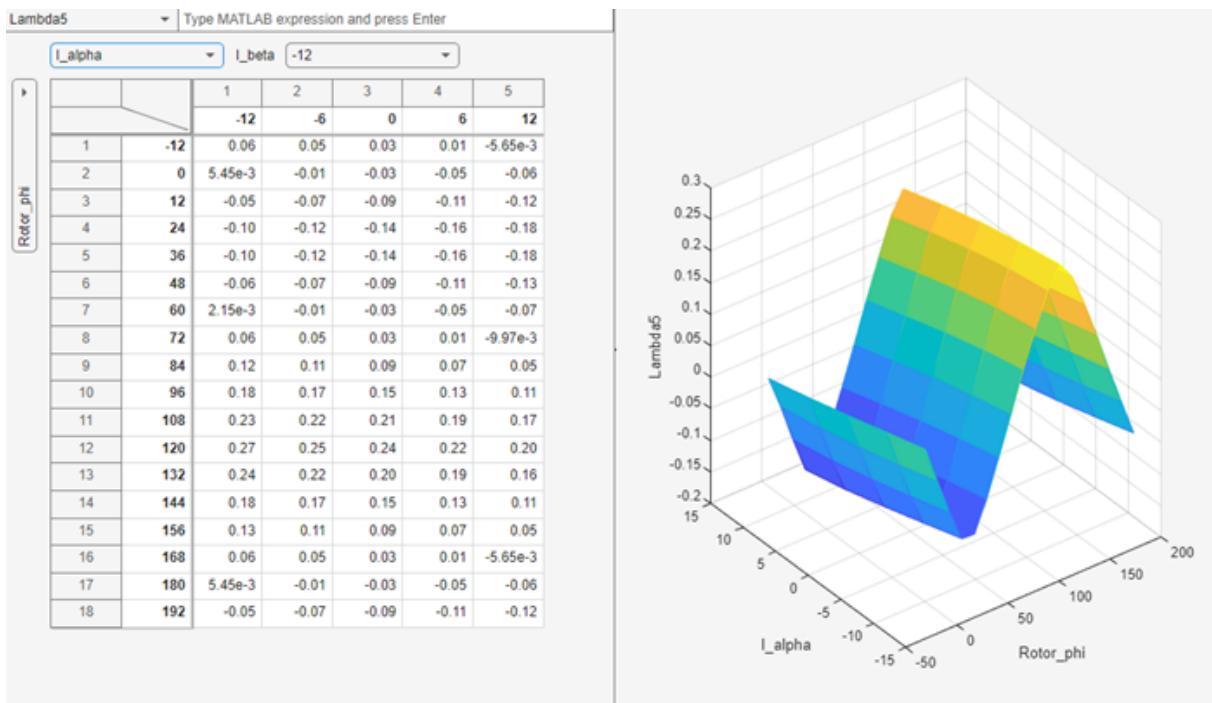


Figura 114 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

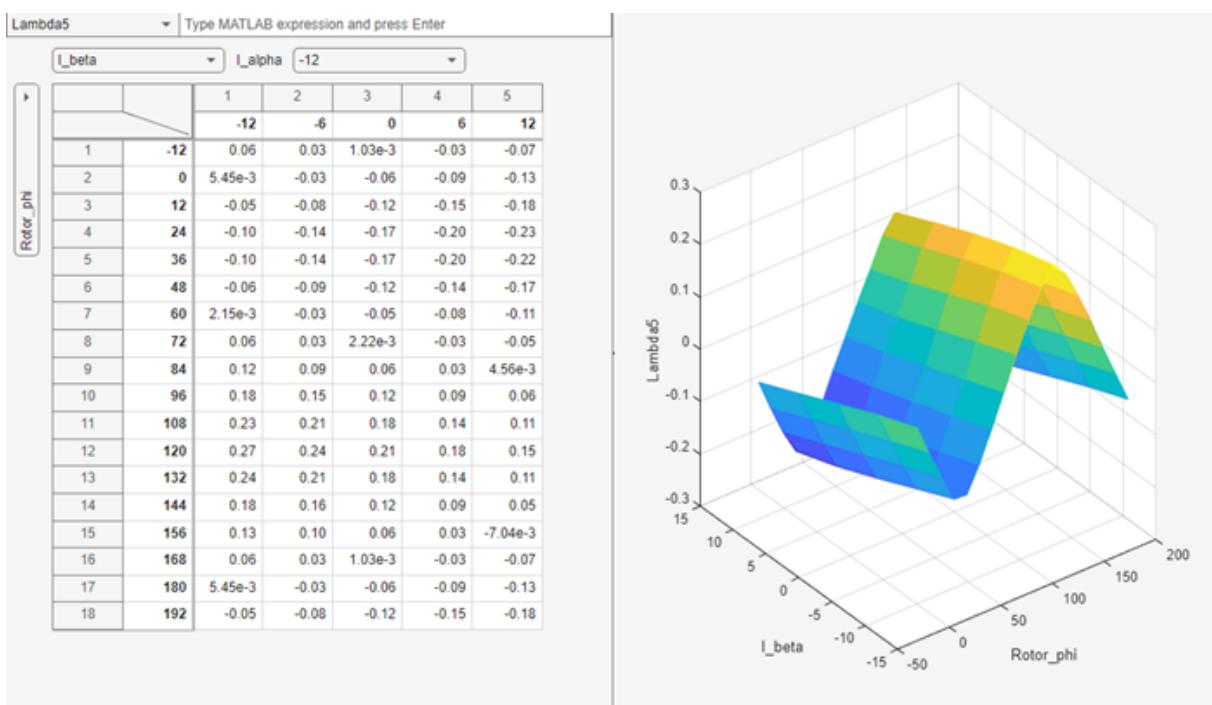


Figura 115 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

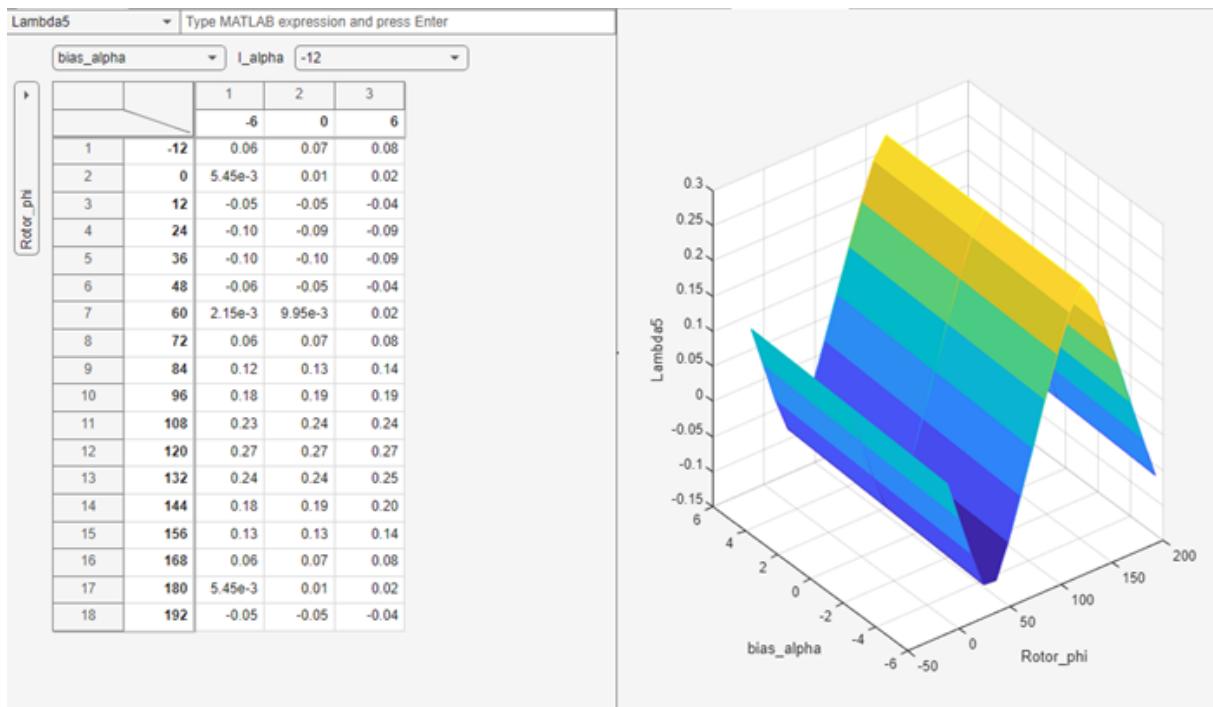


Figura 116 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

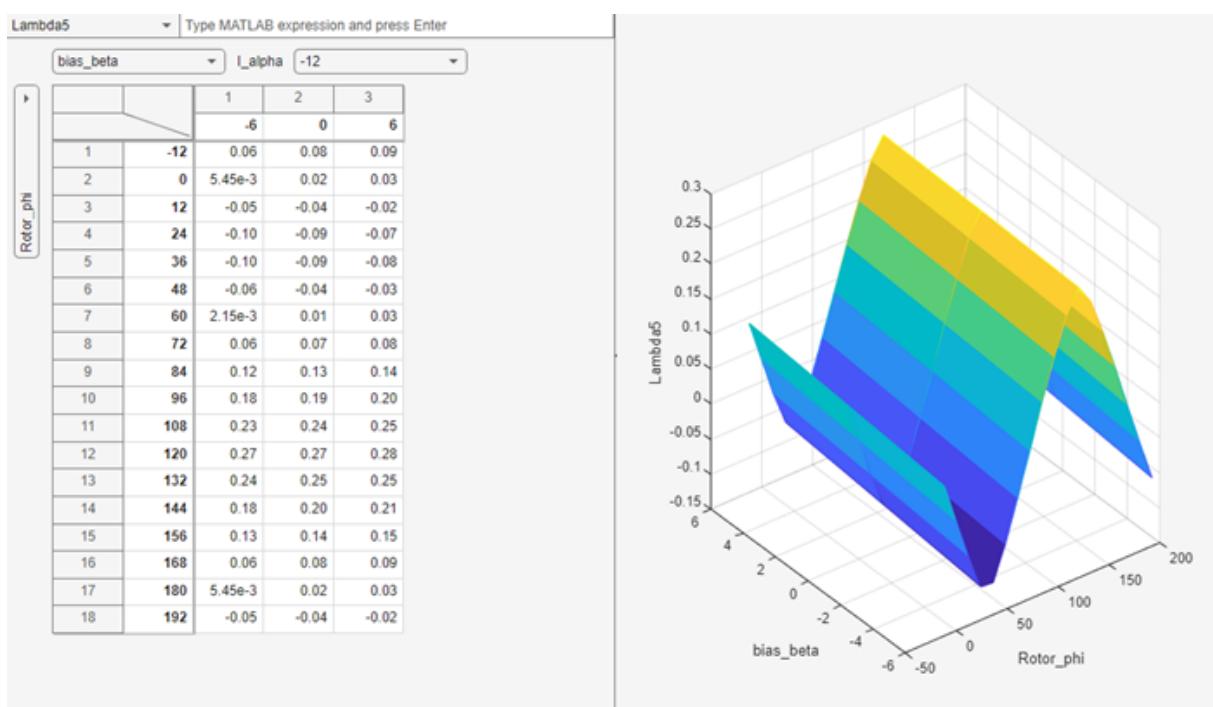


Figura 117 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 5 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

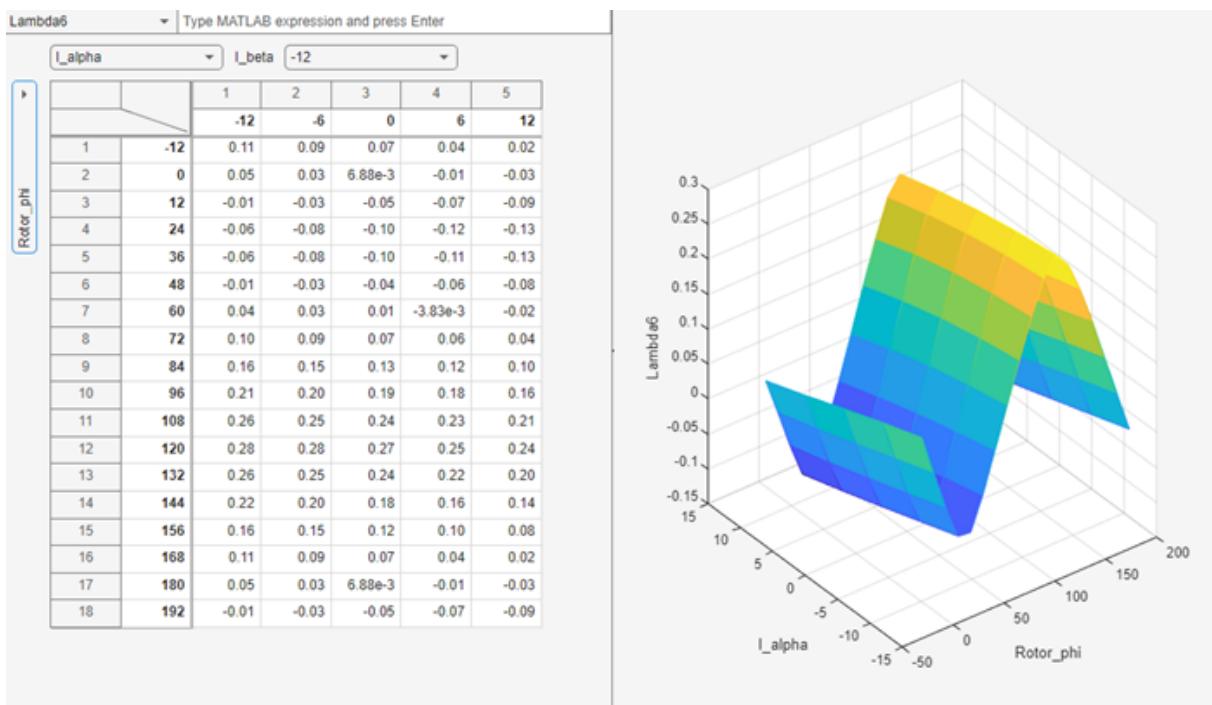


Figura 118 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de torque α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

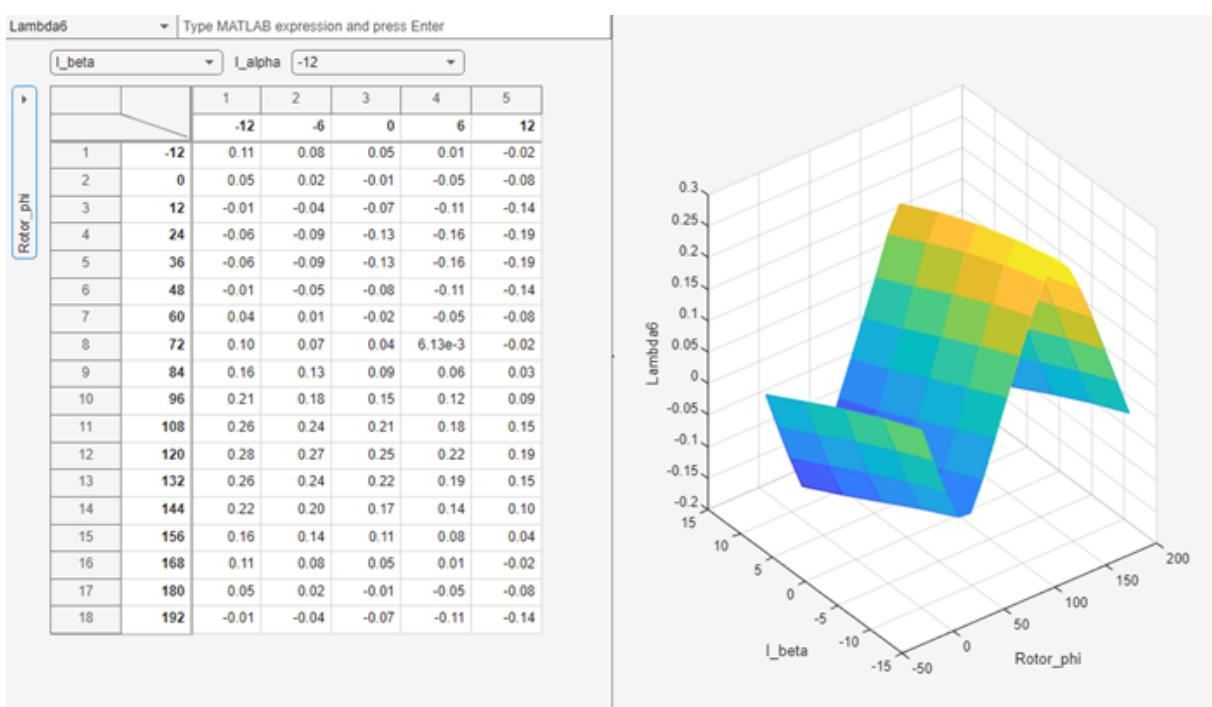


Figura 119 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de torque β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

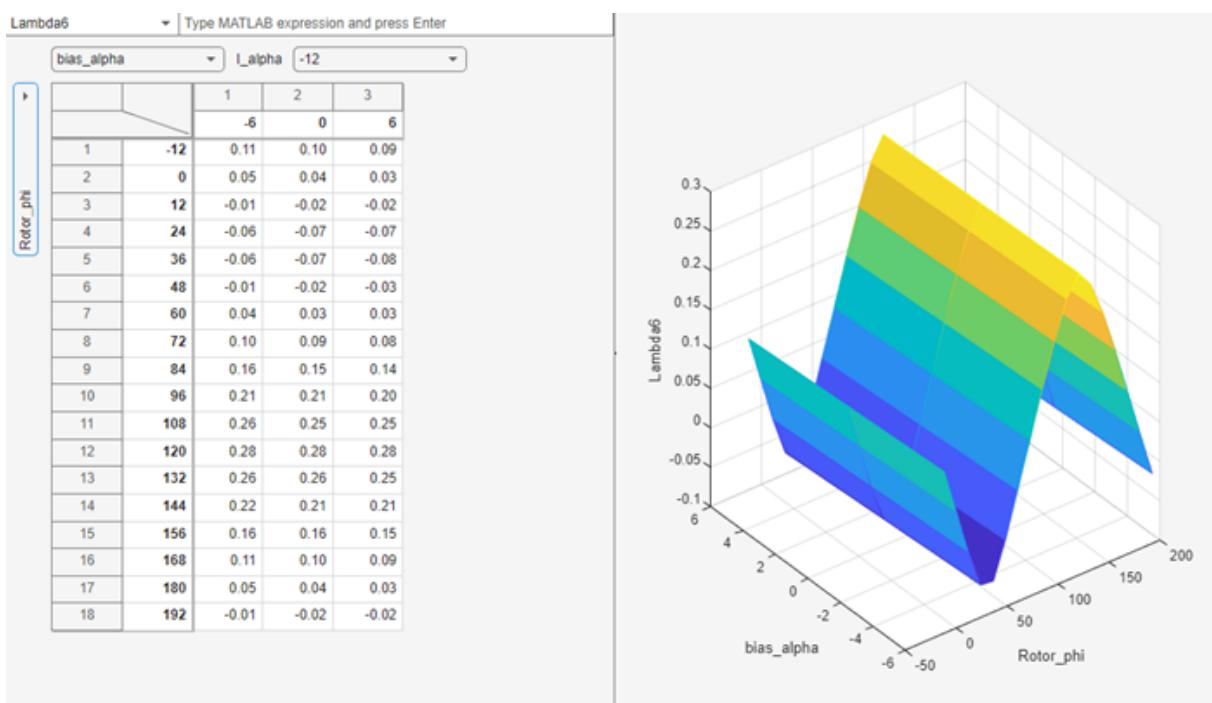


Figura 120 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de posição α (alfa) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

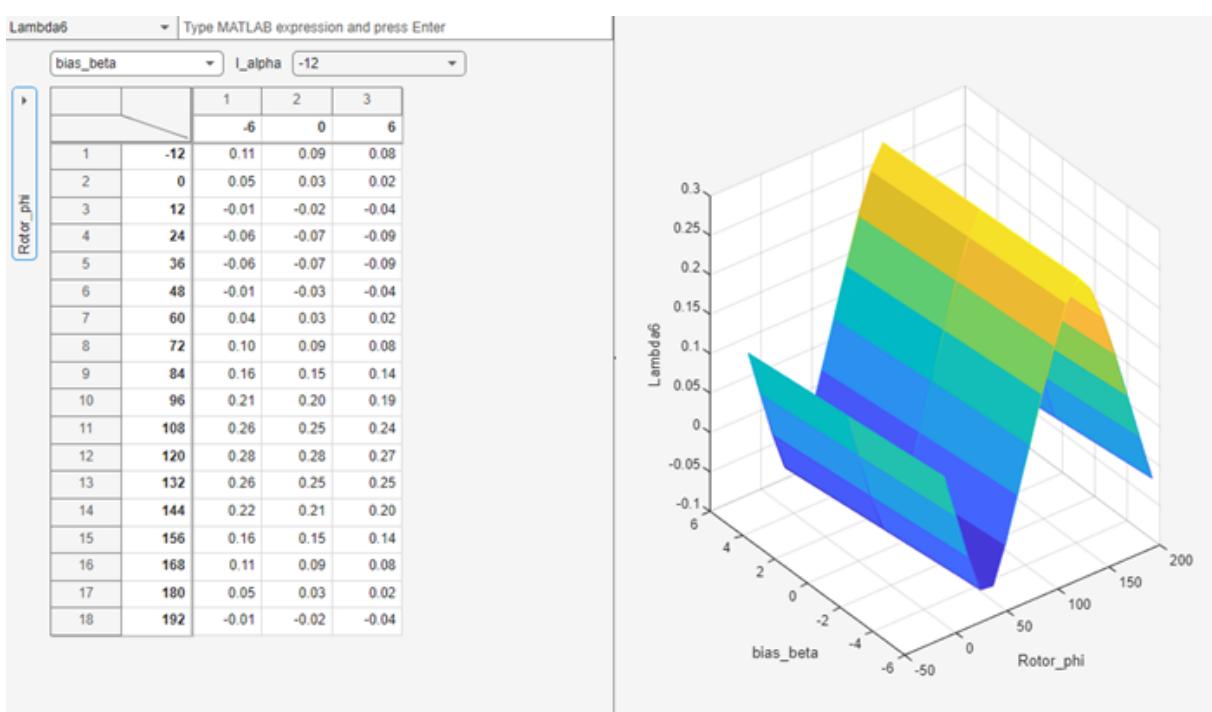


Figura 121 – Tabela de pesquisa que relaciona o lambda 6 e a corrente de posição β (beta) em função do ângulo do rotor.

Fonte: Produção do autor.

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
BIBLIOTECA UNIVERSITÁRIA
REPOSITÓRIO INSTITUCIONAL

CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT

ATESTADO DE VERSÃO FINAL

Eu, Ademir Nied, professor(a) do curso de PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, declaro que esta é a versão final aprovada pela comissão julgadora da dissertação/tese intitulada: **“CONTRIBUIÇÕES PARA O ACIONAMENTO DE MOTORES DE ÍMÃS PERMANENTES SEM MANCAIS”** de autoria do(a) acadêmico Lucas Selonke Klaas.

Joinville, 09 de setembro de 2025.

Assinatura digital do(a) orientador(a):

Ademir Nied