



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS (UFG)
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO (EMC)
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO (PPGEEC)

ISRAEL RODRIGUES SOARES

**Minimização da Ondulação de Torque em
Motores a Relutância Variável por meio de
Correntes de Fase de Referência Otimizadas por
Algoritmo Genético**

GOIÂNIA

2023



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO (TECA) PARA DISPONIBILIZAR VERSÕES ELETRÔNICAS DE TESES E DISSERTAÇÕES NA BIBLIOTECA DIGITAL DA UFG

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações (BDTD/UFG), regulamentada pela Resolução CEPEC nº 832/2007, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a [Lei 9.610/98](#), o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo das Teses e Dissertações disponibilizado na BDTD/UFG é de responsabilidade exclusiva do autor. Ao encaminhar o produto final, o autor(a) e o(a) orientador(a) firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

1. Identificação do material bibliográfico

Dissertação Tese Outro*: _____

*No caso de mestrado/doutorado profissional, indique o formato do Trabalho de Conclusão de Curso, permitido no documento de área, correspondente ao programa de pós-graduação, orientado pela legislação vigente da CAPES.

Exemplos: Estudo de caso ou Revisão sistemática ou outros formatos.

2. Nome completo do autor

Israel Rodrigues Soares

3. Título do trabalho

Minimização da Ondulação de Torque em Motores a Relutância Variável por meio de Correntes de Fase de Referência Otimizadas por Algoritmo Genético

4. Informações de acesso ao documento (este campo deve ser preenchido pelo orientador)

Concorda com a liberação total do documento SIM NÃO¹

[1] Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante:

- a) consulta ao(à) autor(a) e ao(à) orientador(a);
- b) novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo da tese ou dissertação.

O documento não será disponibilizado durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

Obs. Este termo deverá ser assinado no SEI pelo orientador e pelo autor.



Documento assinado eletronicamente por **Israel Rodrigues Soares, Discente**, em 20/12/2023, às 10:50, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula, Professor do Magistério Superior**, em 20/12/2023, às 10:51, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **4274196** e o código CRC **9AB7BAE2**.

ISRAEL RODRIGUES SOARES

Minimização da Ondulação de Torque em Motores a Relutância Variável por meio de Correntes de Fase de Referência Otimizadas por Algoritmo Genético

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação *Stricto Sensu* em Engenharia Elétrica e de Computação (PPGEEC), da Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), da Universidade Federal de Goiás (UFG), como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação.

Área de Concentração: Engenharia Elétrica

Orientador: Professor Doutor Geyver-
son Teixeira de Paula

GOIÂNIA

2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UFG.

Soares, Israel Rodrigues

Minimização da Ondulação de Torque em Motores a Relutância Variável por meio de Correntes de Fase de Referência Otimizadas por Algoritmo Genético [manuscrito] / Israel Rodrigues Soares. - 2023.

92 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Goiânia, 2023.

Bibliografia.

Inclui siglas, fotografias, abreviaturas, símbolos, gráfico, tabelas, algoritmos, lista de figuras, lista de tabelas.

1. Motor a Relutância Variável. 2. Controle de Ondulação de Torque. 3. Algoritmo Genético. 4. Método dos Elementos Finitos. 5. Controle por Histerese de Corrente. I. Paula, Geyverson Teixeira de, orient. II. Título.

CDU 621.3



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS

ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO

Ata nº 12 da sessão de Defesa de Dissertação de **Israel Rodrigues Soares**, que confere o título de Mestre em **Engenharia Elétrica e de Computação**, na área de concentração em **Engenharia Elétrica**.

Aos **dezoito dias do mês de dezembro de dois mil e vinte e três**, a partir das 14h30min., realizou-se a sessão pública de Defesa de Dissertação intitulada “**Minimização da Ondulação de Torque em Motores a Relutância Variável por meio de Correntes de Fase de Referência Otimizadas por Algoritmo Genético**”. Os trabalhos foram instalados pelo Orientador, Professor Doutor **Geyverson Teixeira de Paula - (EMC/UFG)**, com a participação dos demais membros da Banca Examinadora: Professor Doutor **Eduardo Sylvestre Lopes de Oliveira - (UFTM)** Membro Titular Externo e Professor Doutor **Thales Eugenio Portes de Almeida - (UTFPR - Apucarana)** Membro Titular Externo; **cuja participação ocorreram através de videoconferência** pelo link da videochamada: meet.google.com/sab-fupr-xwc. Durante a arguição os membros da banca **não fizeram** sugestão de alteração do título do trabalho. A Banca Examinadora reuniu-se em sessão secreta a fim de concluir o julgamento da Dissertação, tendo sido o candidato **aprovado** pelos seus membros. Proclamados os resultados pelo Professor Doutor **Geyverson Teixeira de Paula**, Presidente da Banca Examinadora, foram encerrados os trabalhos e, para constar, lavrou-se a presente ata que é assinada pelos Membros da Banca Examinadora, aos **dezoito dias do mês de dezembro de dois mil e vinte e três**.

TÍTULO SUGERIDO PELA BANCA



Documento assinado eletronicamente por **Thales Eugenio Portes de Almeida, Usuário Externo**, em 18/12/2023, às 16:45, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Eduardo Sylvestre Lopes de Oliveira, Usuário Externo**, em 18/12/2023, às 16:45, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula, Professor do Magistério Superior**, em 18/12/2023, às 16:46, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **4259837** e o código CRC **3CEDAF84**.

*À minha família, que sempre me apoiou em
todas as etapas da minha vida e nunca deixou de acreditar em mim.*

Agradecimentos

Eu gostaria de expressar minha gratidão a todas as pessoas que me apoiaram ao longo da minha pesquisa. Em primeiro lugar, agradeço a minha esposa, que me apoiou incansavelmente e sempre me encorajou a seguir em frente. Eu não teria conseguido concluir este trabalho sem o amor e o apoio dela.

Também agradeço aos meus pais e ao meu irmão, que sempre me incentivaram a perseguir meus sonhos acadêmicos e profissionais e me ajudaram durante todo o curso. Sua ajuda e orientação foram inestimáveis.

Quero agradecer profundamente ao meu orientador, professor Geyverson Teixeira de Paula, por seu tempo, paciência e orientação. Sua experiência e conhecimento foram cruciais para o sucesso deste projeto e para o meu desenvolvimento como pesquisador.

Além disso, quero agradecer ao meu colega de laboratório, Khristian Marques de Andrade Junior, por sua ajuda e apoio constantes.

Também sou grato aos professores do meu curso de mestrado, que me proporcionaram uma educação de alta qualidade e uma base sólida de conhecimentos técnicos e teóricos.

Por fim, gostaria de agradecer a Universidade Federal de Goiás pelo apoio fornecido, que tornou possível a realização deste trabalho.

“The day when we shall know exactly what “electricity” is, will chronicle an event probably greater, more important than any other recorded in the history of the human race. The time will come when the comfort, the very existence, perhaps, of man will depend upon that wonderful agent.”

Nikola Tesla

Resumo

Este trabalho propõe uma estratégia inovadora de controle para o Motor a Relutância Variável com o objetivo de minimizar a ondulação de torque. A estratégia se baseia em um algoritmo para a geração de perfis de corrente que priorizam o modo de comutação suave do conversor de meia ponte assimétrica. Esse algoritmo utiliza algoritmos genéticos para o cálculo desses perfis através de simulações em um modelo de elementos finitos, desenvolvido com base em um Motor a Relutância Variável 6x4 do Laboratório de Ensaio de Pequenos Motores da Universidade Federal de Goiás. Para aprimorar a adaptabilidade do controle proposto, foi proposta a adição de uma compensação derivada do erro de torque a esses perfis. As simulações compararam o Controle Proposto com o Controle Direto de Torque Instantâneo e o Controle Proposto sem a adição da compensação, em diversas condições de operação. Os resultados destacam reduções médias significativas nas métricas usadas na avaliação da ondulação de torque. Na métrica *Torque Ripple*, houve redução média de 16,02% em relação ao Controle Direto de Torque Instantâneo e 13,14% em relação ao Controle Proposto sem a compensação. Quanto à métrica *Torque Ripple Factor*, essa redução foi de 15,34% e 15,96%, respectivamente. O estudo conclui atestando o bom desempenho dos perfis de corrente gerados, evidenciando que a inclusão da compensação derivada do erro de torque nesses perfis foi crucial para os baixos níveis de ondulação de torque alcançados pela técnica de controle proposta.

Palavras-chave: Motor a Relutância Variável. Controle de Ondulação de Torque. Algoritmo Genético. Método dos Elementos Finitos. Controle por Histerese de Corrente.

Abstract

This work proposes an innovative control strategy for the Switched Reluctance Motor with the aim of minimizing torque ripple. The strategy is based on an algorithm for generating current profiles that prioritize the smooth commutation mode of the asymmetric half-bridge converter. This algorithm employs genetic algorithms to calculate these profiles through simulations in a finite element model developed based on a 6x4 Switched Reluctance Motor from the Laboratório de Ensaios de Pequenos Motores at the Universidade Federal de Goiás. To enhance the adaptability of the proposed control, the addition of a compensation derived from torque error to these profiles has been suggested. Simulations compared the Proposed Control with Direct Instantaneous Torque Control and the Proposed Control without the addition of compensation under various operating conditions. The results highlight significant average reductions in metrics used to evaluate torque ripple. In the Torque Ripple metric, there was an average reduction of 16.02% compared to Direct Instantaneous Torque Control and 13.14% compared to the Proposed Control without compensation. As for the Torque Ripple Factor metric, this reduction was 15.34% and 15.96%, respectively. The study concludes by affirming the good performance of the generated current profiles, demonstrating that the inclusion of compensation derived from torque error in these profiles was crucial for the low levels of torque ripple achieved by the proposed control technique.

Keywords: Switched Reluctance Motor. Torque Ripple Control. Genetic Algorithm. Finite Element Method. Hysteresis Current Control.

Lista de ilustrações

Figura 2.1 – Posições desalinhadas (a e c) e alinhada (b) do rotor em relação a fase que compreende os polos Ns#1 e Ns#4 do estator em um MRV 6/4 . . .	27
Figura 2.2 – Conversor de meia ponte assimétrico	29
Figura 3.1 – Diagrama de blocos geral para o controle por TSFs	36
Figura 3.2 – Diagrama de blocos geral para o controle por perfis de corrente	41
Figura 3.3 – Diagrama de blocos geral para o CDTI	42
Figura 3.4 – Exemplo da forma de onda da corrente de uma fase no CDTI	45
Figura 4.1 – Diagrama de blocos geral para o controle proposto incluindo o <i>loop</i> externo de velocidade	47
Figura 4.2 – Motor a Relutância Variável 6x4 usado como base para este trabalho	50
Figura 4.3 – Indutância da fase como função da posição e corrente	52
Figura 4.4 – Derivada da indutância de fase como função da posição e corrente	53
Figura 4.5 – Exemplo de perfis de corrente calculados a partir do Algoritmo 1 para $T = 1$ N.m e $w = 300, 600, 900, 1200$ rpm	62
Figura 4.6 – Exemplo de determinação dos ângulos θ_{on} e θ_{off} para o CDTI baseado em um perfil de corrente gerado para o Controle Proposto	63
Figura 4.7 – Exemplo de execução da implementação do CDTI para torque de carga igual a 0,75 N.m e velocidade igual a 600 rpm	64
Figura 4.8 – Exemplo de execução da implementação do Controle Proposto com $K_p^T = 0$ para torque de carga igual a 0,75 N.m e velocidade igual a 600 rpm	65
Figura 4.9 – Exemplo de execução da implementação do Controle Proposto para torque de carga igual a 0,75 N.m e velocidade igual a 600 rpm	65
Figura 5.1 – <i>Torque Ripple</i> (%) (a) e <i>Torque Ripple Factor</i> (%) (b) para o torque de carga variando de 0,25 a 1 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm	69
Figura 5.2 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para o torque de carga variando de 0,25 a 1 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm	70
Figura 5.3 – <i>Torque Ripple</i> (%) (a) e <i>Torque Ripple Factor</i> (%) (b) para o torque de carga variando de 1,25 a 2 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm	72
Figura 5.4 – Corrente eficaz do barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para o torque de carga variando de 1,25 a 2 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm	73
Figura 5.5 – <i>Torque Ripple</i> (%) (a) e <i>Torque Ripple Factor</i> (%) (b) para a velocidade variando de 100 a 400 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m	74

Figura 5.6 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para a velocidade variando de 100 a 400 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m	75
Figura 5.7 – <i>Torque Ripple</i> (%) (a) e <i>Torque Ripple Factor</i> (%) (b) para a velocidade variando de 500 a 800 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m	76
Figura 5.8 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para a velocidade variando de 500 a 800 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m	77
Figura 5.9 – <i>Torque Ripple</i> (%) (a) e <i>Torque Ripple Factor</i> (%) (b) para a velocidade variando de 900 a 1200 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m	78
Figura 5.10 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para a velocidade variando de 900 a 1200 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m	79

Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Tabela de chaveamento para o CDTI	44
Tabela 4.1 – Dimensões do MRV	51
Tabela 4.2 – Parâmetros do MRV	51
Tabela 4.3 – Configurações do FEMM	52
Tabela 4.4 – Parâmetros do AG	57
Tabela 4.5 – Parâmetros do Controlador	62
Tabela 4.6 – Ângulos θ_{on} e θ_{off} derivados dos perfis de corrente gerados do Controle Proposto em diferentes condições de operação, para a fase $j = 3$	64
Tabela 4.7 – Parâmetros das Simulações	66
Tabela 5.1 – Redução Média de <i>Torque Ripple</i> (%)	80
Tabela 5.2 – Redução Média de <i>Torque Ripple Factor</i> (%)	80
Tabela 5.3 – Aumento Médio de Corrente Eficaz (%)	81
Tabela 5.4 – Redução Média de Torque por Ampère (%)	82
Tabela 5.5 – Redução Média das Métricas Avaliadas do Controle Proposto em Relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$ nas condições de operação para as quais os perfis de corrente foram calculados utilizando o Algoritmo 1	82

Lista de símbolos

θ	<i>Ângulo do rotor</i>
Ω	<i>Resistência elétrica</i>
V_{cc}	<i>Tensão do barramento CC</i>
V_j	<i>Tensão entre os enrolamentos da fase j do MRV</i>
R_j	<i>Resistência da fase j do MRV</i>
i_j	<i>Corrente elétrica que percorre os enrolamentos da fase j do MRV</i>
λ_j	<i>Fluxo magnético total que interage com os enrolamentos da fase j do MRV</i>
λ_{jk}	<i>Fluxo magnético mútuo entre as fases k e j do MRV quando $j \neq k$, e ao fluxo magnético próprio quando $j = k$</i>
L_{jk}	<i>Indutância mútua entre as fases k e j do MRV quando $j \neq k$, e a indutância própria quando $j = k$</i>
t	<i>tempo</i>
$w = \frac{\partial\theta}{\partial t}$	<i>velocidade angular</i>
w_{ref}	<i>velocidade angular de referência</i>
T	<i>Torque eletromagnético gerado</i>
T_{carga}	<i>Torque de uma carga mecânica</i>
J	<i>Momento de Inércia</i>
B	<i>Coefficiente de atrito viscoso</i>
P_e	<i>Potência elétrica de entrada</i>
P_{mec}	<i>Potência mecânica rotacional de saída</i>
$\frac{dW_e}{dt}$	<i>Taxa de variação da energia magnética armazenada</i>
W_{coe}	<i>Coenergia</i>
W_e	<i>Energia magnética armazenada</i>
l_{stk}	<i>Comprimento axial do MRV</i>

μ_0	<i>Permeabilidade do vácuo</i>
r	<i>Raio médio do entreferro</i>
\vec{B}_r	<i>Densidade de fluxo radial</i>
\vec{B}_θ	<i>Densidade de fluxo tangencial</i>
T_{total}	<i>Torque total do eixo</i>
T_{ref}	<i>Torque de referência</i>
$f_{\text{total}}(\theta)$	<i>Soma das funções de distribuição de toque</i>
$f_j(\theta)$	<i>Função de distribuição de torque para a fase j do MRV</i>
$f^l(\theta)$	<i>TSFs analítica</i>
θ_{on}	<i>Ângulo de início do período de excitação da fase</i>
θ_{off}	<i>Ângulo de fim do período de excitação da fase</i>
θ_{ov}	<i>Intervalo angular de sobreposição da excitação entre duas fases adjacentes</i>
θ_c	<i>Intervalo angular que compreende um ciclo elétrico</i>
$f_{\text{up}}^l(\theta)$	<i>Parte crescente da TSF analítica</i>
$f_{\text{dn}}^l(\theta)$	<i>Parte decrescente da TSF analítica</i>
Ψ	<i>Fluxo concatenado</i>
L_{min}	<i>Indutância mínima</i>
I_{ref}	<i>Corrente de referência requerida em $\theta = \theta_m$</i>
F_{obj}	<i>Função objetivo</i>
w_r	<i>Peso relacionado a consideração da ondulação de torque na função objetivo</i>
w_{cu}	<i>Peso relacionado a consideração das perdas no cobre na função objetivo</i>
w_η	<i>Peso relacionado a consideração da eficiência na função objetivo</i>
T_{ripple}	<i>Métrica Torque Ripple usada para medir a ondulação de torque</i>
P_{cu}	<i>Perdas no cobre</i>
η	<i>Eficiência</i>

$T_{ripple,b}$	Valor de base métrica Torque Ripple para medir a ondulação de torque
$P_{cu,b}$	Valor de base das perdas no cobre
η_b	Valor de base da eficiência
Δv	Diferença entre dois valores sucessivos da variável v
i_j^\dagger	Valor futuro da corrente da fase j quando o rotor se mover um ângulo $\Delta\theta$
i_j^{min}	Valor mínimo aproximado que i_j^\dagger pode atingir
i_j^{max}	Valor máximo aproximado que i_j^\dagger pode atingir
S	População de um algoritmo genético
n_s	Quantidade de indivíduos da população S
$i_{j,s}$	Corrente elétrica da fase j de um indivíduo s da população S
\vec{I}_s	Indivíduo da população S
I_{bobina}	Corrente máxima suportada pelas bobinas do MRV
$T_{ind,s}$	Torque gerado por um indivíduo s da população S
J	Função de fitness do algoritmo genético
k_r	Fator de ponderação definido para ajustar a função de fitness
$u_p^w(t)$	Saída do componente proporcional do controlador PI de velocidade
$u_i^w(t)$	Saída do componente integral do controlador PI de velocidade
K_p^w	Ganho proporcional do controlador PI de velocidade
K_i^w	Ganho integral do controlador PI de velocidade
K_p^T	Ganho proporcional do controlador P de torque
e_{torque}	Erro de torque
β	Tamanho da banda de histerese
∞	Infinito
O_p	Conjunto das condições de operação para a geração dos perfis de corrente pelo escolhidas
O_s	Conjunto das condições de operação para a realização das simulações

I_{cc}	<i>Corrente do barramento CC</i>
$I_{cc,rms}$	<i>Corrente eficaz do barramento CC</i>
F_{ripple}	<i>Métrica Torque Ripple Factor usada para medir o fator de ondulação de torque</i>
T_{amp}	<i>Relação de torque por Ampère</i>
T_{avg}	<i>Torque médio</i>
T_{min}	<i>Valor mínimo atingido pelo torque</i>
T_{max}	<i>Valor máximo atingido pelo torque</i>
$w_{inicial}$	<i>Velocidade inicial</i>
w_{final}	<i>Velocidade final</i>
N	<i>Newton</i>
m	<i>metro</i>
s	<i>segundo</i>
W	<i>Watt</i>
kg	<i>kilograma</i>
V	<i>Volt</i>
A	<i>Ampère</i>
H	<i>Henry</i>
°	<i>graus</i>
\mathbb{Z}_+	<i>Inteiros não negativos</i>

Lista de abreviaturas e siglas

MRV	<i>Motor a Relutância Variável</i>
AG	<i>Algoritmo Genético</i>
MEF	<i>Método dos Elementos Finitos</i>
CDTI	<i>Controle Direto de Torque Instantâneo</i>
MTPA	<i>Máximo Torque por Ampère</i>
TSF	<i>Torque Sharing Function</i>
Controlador P	<i>Controlador Proporcional</i>
Controlador PI	<i>Controlador Proporcional Integral</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
FEMM	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
RPM	<i>Rotações por minuto</i>
RMS	<i>Valor eficaz</i>
CC	<i>Corrente contínua</i>

Sumário

1	Introdução	20
1.1	Contextualização do Tema	20
1.2	Justificativa	21
1.3	Objetivos	23
1.4	Organização do Trabalho	23
2	Motor a Relutância Variável	25
2.1	Principais Características	25
2.2	Classificação	26
2.3	Princípio de Funcionamento	27
2.4	Acionamento	28
2.5	Modelo Matemático	30
2.5.1	Equação de tensão	30
2.5.2	Equação do balanço mecânico	31
3	Controle da Ondulação de Torque no Motor a Relutância Variável	35
3.1	Controle por <i>Torque Sharing Functions</i>	36
3.1.1	Controle por <i>Torque Sharing Functions</i> Analíticas	37
3.1.2	Controle por <i>Torque Sharing Functions</i> Dinamicamente Alocadas	38
3.1.3	Controle por <i>Torque Sharing Functions</i> Numericamente Otimizadas	39
3.2	Controle por Perfis de Corrente	41
3.3	Controle Direto de Torque Instantâneo	42
3.3.1	Estimador de Torque	43
3.3.2	Controlador	43
4	Controle Proposto e a Metodologia Empregada para Avaliar seu Desempenho	47
4.1	Controle Proposto	47
4.1.1	Geração dos Perfis de Corrente	48
4.1.1.1	Desenvolvimento do Modelo de Elementos Finitos do Motor a Relutância Variável	49
4.1.1.2	Descrição do Algoritmo Desenvolvido para a Obtenção dos Perfis de Corrente Ideais	53
4.1.2	Controlador Proporcional Integral de Velocidade	59
4.1.3	Estimador de Torque	59
4.1.4	Função de Ajuste do Erro de Torque	60
4.1.5	Controlador Proporcional de Torque	61
4.2	Desenvolvimento da Simulação Dinâmica	61
4.3	Estabelecimento do Experimento	65
5	Resultados	68

5.1	Resultados para o torque de carga igual a 0,25, 0,5, 0,75 e 1 N.m	69
5.2	Resultados para o torque de carga igual a 1,25, 1,5, 1,75 e 2 N.m	72
5.3	Resultados para a velocidade igual a 100, 200, 300 e 400 rpm	74
5.4	Resultados para a velocidade igual a 500, 600, 700 e 800 rpm	76
5.5	Resultados para a velocidade igual a 900, 1000, 1100 e 1200 rpm	78
5.6	Discussão dos Resultados	80
6	Conclusão Geral	84
6.1	Conclusão	84
6.2	Futuras Pesquisas	85
6.3	Trabalhos Submetidos e Publicados	85
	Referências	86

1 Introdução

1.1 Contextualização do Tema

A busca pelo desenvolvimento de motores elétricos visando melhor desempenho é um tópico de grande relevância na pesquisa, dado que esses motores desempenham um papel crucial em uma ampla variedade de aplicações contemporâneas. Atualmente, encontramos motores elétricos em veículos elétricos, bombas, compressores, ventiladores, elevadores, ferramentas, robôs, entre outros. Essas aplicações demandam motores capazes de operar em diversas condições de carga, velocidade e temperatura, e que apresentem características como alta confiabilidade, eficiência, precisão e durabilidade.

Entre os motores elétricos predominantes em veículos elétricos e maquinários industriais de alto desempenho, destacam-se aqueles que fazem uso de ímãs permanentes, devido à sua capacidade notável de produzir torque e alta eficiência energética. No entanto, esses motores apresentam limitações significativas, incluindo o custo elevado de produção, a escassez de materiais necessários para fabricar ímãs permanentes de terras raras, o impacto ambiental associado à extração desses materiais e a desmagnetização irreversível dos ímãs em temperaturas elevadas (FANG *et al.*, 2021). Essas limitações têm impulsionado a pesquisa em direção a motores elétricos que não dependam de ímãs permanentes, como o Motor a Relutância Variável (MRV) (BOSTANCI *et al.*, 2017).

O MRV tem sido objeto de estudo para diversas aplicações, como em veículos elétricos (PAULA *et al.*, 2021), sistemas de geração secundária de energia elétrica em aeronaves (APOSTOLIDOU; PAPANIKOLAOU; LOUPIS, 2020; RICHTER; FERREIRA, 1995; FERREIRA *et al.*, 1995) e até em bombeamento de água para irrigação em plantações (WANG *et al.*, 2014). Ele apresenta uma série de vantagens, como baixo custo de produção (CHOI *et al.*, 2002), capacidade de operação em temperaturas elevadas (GUNDOGMUS *et al.*, 2020), construção simples – visto que não requer enrolamentos ou materiais de terras raras no rotor (DEBOUZA *et al.*, 2018), alta robustez (CHOI *et al.*, 2002) e boa capacidade de tolerância a falhas (GUNDOGMUS *et al.*, 2020). Entretanto, o MRV também apresenta algumas desvantagens, tais como ruído acústico (AHN; PARK; LEE, 2004; MA *et al.*, 2016), vibrações e elevada ondulação de torque (MA *et al.*, 2016), fatores que impactam diretamente seu desempenho.

A alta ondulação de torque, em especial, compromete a precisão e a suavidade em aplicações que exigem um funcionamento contínuo e uniforme, também podendo resultar na produção de elevado ruído acústico e vibrações (VELMURUGAN; BOZHKO; YANG, 2018). Em sistemas servo, ela é particularmente intolerável, podendo a sua percepção

causar desconforto ao usuário da aplicação e a sua presença afetar negativamente a carga mecânica associada (HUSAIN, 2002). Além disso, a presença desse fenômeno contribui para o desgaste mecânico do motor, induzindo fadiga no eixo ao longo do tempo (LI; BILGIN; EMADI, 2019).

Aplicações que exigem alta precisão demandam uma baixa ondulação de torque, como é o caso dos sistemas de direção elétrica de acionamento direto, aplicações de robótica (HUSAIN, 2002) e esteiras transportadoras industriais. A redução da ondulação de torque do MRV beneficiaria o seu uso nessas aplicações.

Dessa forma, a redução da ondulação de torque é um tema de pesquisa relevante, representando um desafio significativo alcançá-la sem comprometer de forma expressiva a eficiência do motor. Este trabalho concentra-se precisamente nesse objetivo, buscando reduzir a ondulação de torque no MRV por meio da implementação de uma técnica de controle que minimize essa ondulação sem prejudicar significativamente sua eficiência.

1.2 Justificativa

A alta ondulação de torque no MRV representa uma restrição que tem limitado sua aplicabilidade em uma ampla gama de cenários, nos quais suas vantagens intrínsecas poderiam se mostrar como uma alternativa viável a outros tipos de motores.

Ela deriva de relações complexas e não lineares entre a posição do rotor e as correntes de fase. Esse fenômeno é predominantemente originado pela estrutura duplamente saliente do MRV (HUSAIN, 2002). Além disso, há outros fatores, como indutâncias mútuas, saturação magnética e características de histerese magnética dos materiais, que contribuem para essa problemática. É relevante destacar também que o método de controle empregado exerce influência direta sobre a extensão na qual esses fenômenos se manifestam na forma de ondulação de torque.

O MRV exibe duas formas distintas de ondulações de torque. A primeira delas é a ondulação de torque de alta frequência, que está relacionada a parâmetros específicos do motor e à frequência máxima de comutação do controlador. Ela surge durante os processos de comutação na regulação de corrente ou torque.

A segunda forma ocorre durante o período de transição. Nesse momento, a fase que está sendo desativada ainda retém uma corrente residual, contribuindo parcialmente para a produção de torque. Simultaneamente, a fase que está começando a ser ativada começa a receber corrente, requerendo um intervalo de tempo até atingir um nível ótimo de corrente capaz de gerar torque equivalente ao da fase que foi desativada. Essa forma, normalmente, compreende a maior parte das ondulações de torque presentes no sistema (FANG et al., 2021), sendo sua mitigação altamente dependente do método de controle

empregado.

Diversas técnicas têm sido desenvolvidas com o propósito de minimizar as ondulações de torque no MRV, destacando-se o Controle Direto de Torque Instantâneo (CDTI) e o controle por perfis de corrente (do inglês, *current profiling control*).

O CDTI é uma técnica de controle que gera os sinais para o acionamento do motor a partir da histerese de torque, possui implementação simples e apresenta baixa ondulação de torque em um amplo intervalo de velocidade (FANG et al., 2021). Contudo, uma limitação significativa deste método é que ele não regula as correntes, o que pode eventualmente levar a valores elevados (DÚBRAVKA et al., 2017).

O controle por perfis de correntes é uma outra abordagem empregada para reduzir as ondulações de torque. Essa técnica consiste em calcular a forma de corrente a ser seguida pelo controlador a fim de reduzir as ondulações de torque. Suas principais vantagens são a sua capacidade de alcançar baixa ondulação de torque em baixa velocidade e a flexibilidade de poder adicionar objetivos secundários ao controle, como a redução das perdas no cobre, o aumento da eficiência, o aumento da relação torque por Ampère, etc. Entretanto, sua implementação demanda uma considerável alocação de espaço de memória para armazenar os perfis de corrente (DÚBRAVKA et al., 2017).

Partindo das premissas do CDTI e do controle por perfis de corrente, este trabalho propõe o desenvolvimento de uma nova estratégia de controle com o propósito de aprimorar a redução da ondulação de torque. Para isso, a estratégia utiliza um algoritmo, de autoria própria, para gerar perfis de corrente que permitem que o conversor opere na maior parte do tempo em um modo de comutação que reduz a ondulação de torque, o modo de comutação suave (do inglês, *soft chopping*). Além disso, esses perfis gerados são otimizados com base no erro de torque, visando um desempenho superior em condições de operação diferentes das que foram gerados.

O algoritmo desenvolvido para gerar os perfis de corrente utiliza a combinação da busca de soluções por Algoritmo Genético (AG) com a simulação do motor por meio do Método dos Elementos Finitos (MEF). Essa abordagem resulta na geração de perfis de corrente mais adequados ao MRV usado, contribuindo para o aprimoramento do controle.

A eficácia da estratégia proposta foi avaliada através de simulações utilizando dados reais de um MRV 6x4. Os resultados obtidos foram comparados com o CDTI e demonstram sua capacidade em reduzir a ondulação de torque sem comprometer a eficiência do sistema em velocidades inferiores à velocidade base do motor.

1.3 Objetivos

O objetivo deste trabalho é desenvolver uma nova estratégia de controle com o propósito de reduzir a ondulação de torque no MRV, inspirada no controle por perfis de corrente e no CDTI. Para alcançar tal objetivo, faz-se necessário:

- Conduzir uma revisão bibliográfica sobre o MRV e as técnicas de controle que visam a redução da ondulação de torque nele.
- Desenvolver o modelo de Elementos Finitos do MRV.
- Criar um algoritmo que gere perfis de corrente baseado no modelo de Elementos Finitos do MRV.
- Propor uma estratégia de controle por perfis de corrente que faça uso dos perfis gerados pelo algoritmo criado e que use o erro de torque para otimização desses perfis.
- Desenvolver um modelo de simulação dinâmica para a técnica de controle proposta e outras técnicas de controle relevantes.
- Executar simulações e efetuar análises comparativas, confrontando os resultados obtidos da estratégia de controle proposta com outras técnicas de controle relevantes.
- Discutir os resultados obtidos.
- Concluir, a partir das análises efetuadas, se a técnica de controle proposta é eficaz na redução da ondulação de torque e apontar sugestões para futuras pesquisas.

1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido em seis capítulos principais.

O primeiro capítulo apresentou o contexto do problema, a justificativa do trabalho e seus objetivos.

O segundo capítulo consiste em uma revisão bibliográfica de conceitos fundamentais do MRV, abrangendo suas características distintivas, acionamento e modelo matemático.

O terceiro capítulo aborda uma revisão de literatura sobre as principais técnicas de controle do MRV que demonstram baixa ondulação de torque em uma ampla faixa de velocidade de operação.

O quarto capítulo apresenta o método de controle proposto e a metodologia usada para atestar seu desempenho.

O quinto capítulo exhibe os resultados obtidos e faz uma comparação entre o método de controle proposto e outros métodos de controle relevantes.

Por fim, o sexto capítulo traz a conclusão do trabalho, resumindo as análises e os principais resultados, e sugere direções para futuras pesquisas.

2 Motor a Relutância Variável

Este capítulo tem como objetivo realizar uma descrição detalhada do MRV, compreendendo sua estrutura, princípio de funcionamento, características e modelo matemático.

2.1 Principais Características

O MRV é caracterizado por sua estrutura duplamente saliente, com polos presentes tanto no estator quanto no rotor (KRISHNAN, 2017). O rotor é feito de material ferromagnético e não possui nenhum tipo de enrolamento ou fonte de excitação. O estator também é feito de material ferromagnético e possui bobinas enroladas em cada um de seus polos (BILGIN; JIANG; EMADI, 2019).

Devido aos enrolamentos de fase estarem exclusivamente no estator, todas as perdas resistivas ocorrem nele, ou seja, a maior parte do calor gerado se concentra no próprio estator. Essa configuração é significativa no contexto de dissipação de calor, uma vez que o estator consegue ser refrigerado de forma mais eficaz que o rotor. Isso resulta em um motor mais compacto para uma determinada especificação de potência (UMANS, 2014).

Além disso, a ausência de enrolamentos no rotor também possibilita a ele mais robustez e maior capacidade de suportar altas velocidades de operação (BILGIN; JIANG; EMADI, 2019).

Ele não apresenta ímãs permanentes em sua estrutura, o que contribui para a simplicidade do projeto do motor (KRISHNAN, 2017; MILLER, 2001). Adicionalmente, a ausência de ímãs permanentes também desempenha um papel fundamental na sua notável resistência a altas temperaturas. A densidade de fluxo e a coercividade desses ímãs diminuem à medida que a temperatura aumenta e eles perdem seu magnetismo quando submetidos a temperaturas acima da temperatura de Curie, a menor temperatura em que ocorre a sua desmagnetização. Máquinas com ímãs permanentes que utilizam ímãs de Neodímio-Ferro-Boro normalmente são projetadas para que a temperatura do ímã se mantenha em torno de 100°C durante a operação contínua. Em contraste, o MRV é tipicamente projetado para que seus enrolamentos possam suportar temperaturas de até 200°C, a temperatura máxima padrão comumente suportada pela isolamento dos fios (BILGIN; JIANG; EMADI, 2019).

Outra característica distintiva do MRV é o fato dele possuir uma única fonte de excitação no estator (UMANS, 2014). Ela é responsável tanto pela excitação quanto pela geração de torque. Por esse motivo, o MRV geralmente é projetado com um tamanho de entreferro menor, o que requer tolerâncias mecânicas mais rigorosas na sua construção

([BILGIN; JIANG; EMADI, 2019](#)).

Outro ponto relevante é a capacidade do MRV de operar nos quatro quadrantes, abrangendo todas as combinações possíveis de direção de rotação e carga ([KRISHNAN, 2017](#); [MILLER, 2001](#)). A transição do modo de operação de motor para gerador pode ser realizada de maneira simples e suave, exigindo apenas o controle adequado das fases ([DIAS, 2011](#)). Essa característica o torna ideal para aplicações em veículos elétricos, pois a sua facilidade de transição de motor para gerador simplifica a implementação de sistemas de frenagem regenerativa, como mostrado nos trabalhos de [Huang e Liu \(2018\)](#) e [Bing e Jie \(2014\)](#).

Essas características intrínsecas proporcionam notável eficiência e adaptabilidade, tornando o MRV uma escolha valiosa em diversas aplicações.

2.2 Classificação

O MRV é classificado com base no número de polos do rotor e do estator e no número de fases. Essa classificação é expressa na forma "Número de Polos do Estator/Número de Polos do Rotor" ([VASQUEZ; PARKER; HASKEW, 2005](#)), seguida pelo número de fases. A configuração mais comum é a 6/4 trifásica, indicando 6 polos no rotor e 4 no estator, com 3 fases. Nessa configuração, cada fase é composta por dois enrolamentos diametralmente opostos do estator.

Além da configuração 6/4 trifásica, a literatura apresenta outras configurações, como:

- 8/6 quadrifásica ([KUMAR.CH et al., 2020](#));
- 10/8 pentafásica ([KUMAR.CH et al., 2020](#));
- 12/10 hexafásica ([DENG; MECROW, 2019](#));
- 12/8 trifásica ([PUPADUBSIN et al., 2022](#)).

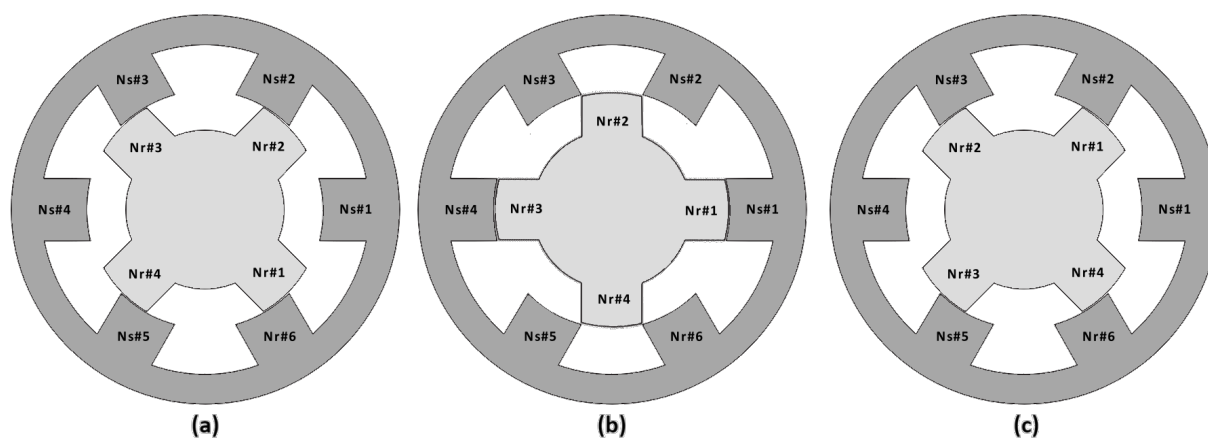
Deve-se notar que a seleção do número de polos do rotor, número de polos do estator e número de fases em um MRV depende de muitos fatores, como a velocidade de operação, o torque desejado, as características de ondulação de torque requeridas, as tolerâncias mecânicas, os requisitos do conversor e controlador, a frequência de comutação e a precisão da medição da posição do rotor ([BILGIN; JIANG; EMADI, 2019](#)).

2.3 Princípio de Funcionamento

O MRV opera com base na tendência natural do rotor em buscar a posição de mínima relutância (UMANS, 2014). Seu rotor e estator são projetados com saliências que criam caminhos de relutância distintos, introduzindo assimetrias no circuito magnético da máquina. Quando uma fase é excitada, ocorre a geração de um campo magnético, que, por sua vez, induz um fluxo magnético através do rotor. Este fluxo magnético busca alinhar os polos do estator relacionados à fase excitada com os polos do rotor, reduzindo a relutância do circuito magnético e gerando torque na direção do alinhamento (PYRHONEN; JOKINEN; HRABOVCOVA, 2014).

Dessa forma, seu funcionamento depende da posição relativa do rotor em relação ao estator, destacando as posições de alinhamento e desalinhamento dos polos relacionadas a cada uma de suas fases. Um polo do estator se encontra na posição alinhada quando seu alinhamento coincide com um polo do rotor, levando a relutância mínima e a indutância máxima na fase que o compreende. A figura 2.1(b) ilustra a posição alinhada dos polos do estator Ns#1 e Ns#4 de um MRV 6/4.

Figura 2.1 – Posições desalinhadas (a e c) e alinhada (b) do rotor em relação a fase que compreende os polos Ns#1 e Ns#4 do estator em um MRV 6/4



Fonte: Bilgin, Jiang e Emadi (2019), adaptado pelo autor

Por outro lado, um polo do estator se encontra posição desalinhada quando seu alinhamento coincide com o meio de dois polos consecutivos do rotor, posição em que a relutância é máxima e a indutância é mínima na sua respectiva fase. A figuras 2.1(a) e 2.1(c) ilustram duas diferentes posições do rotor que levam a posição desalinhada dos polos do estator Ns#1 e Ns#4 de um MRV 6/4.

A periodicidade da configuração de posições alinhadas e desalinhadas à medida que o MRV se movimenta compreende um ciclo elétrico, que pode ser calculado com base no intervalo angular entre duas posições desalinhadas consecutivas (BILGIN; JIANG;

EMADI, 2019). Para exemplificar, partindo da configuração apresentada na Figura 2.1(a), um ciclo elétrico é concluído quando o rotor gira no sentido anti-horário e atinge a próxima posição desalinhada, como ilustrado na Figura 2.1(c).

O ciclo elétrico sempre se repete por N_r vezes em uma revolução completa do MRV (360° mecânicos), onde N_r representa número de polos do rotor (MILLER, 2001). Portanto, o intervalo que compreende um ciclo elétrico θ_c em graus é determinado através da expressão:

$$\theta_c = \frac{360^\circ}{N_r} \quad (2.1)$$

Em um MRV 6/4, o ciclo elétrico é 90° .

Dentro de um ciclo elétrico, se cada fase for acionada uma vez, a defasagem angular entre duas fases consecutivas, denotada como θ_p , será calculada pela seguinte equação:

$$\theta_p = \frac{360^\circ}{N_p N_r} \quad (2.2)$$

Onde N_p é o número de fases, considerando que todos os polos do estator que compartilham o mesmo ciclo elétrico estão na mesma fase do MRV. Em um MRV 6/4 trifásico, essa defasagem angular é de 30° .

A variação da indutância do MRV ao longo do seu ciclo elétrico é conhecida como perfil de indutância. Esse perfil descreve como a indutância do motor varia à medida que o rotor se desloca através das posições de alinhamento e desalinhamento dos polos do estator, sendo fundamental para compreender seu comportamento e determinar seu acionamento. Esse perfil depende dos parâmetros geométricos, da temperatura e dos materiais que compõem a estrutura do MRV.

2.4 Acionamento

O torque gerado no MRV é sensível tanto à posição do rotor quanto à intensidade da corrente elétrica nas bobinas, e sua regulação é fortemente condicionada pela excitação sequencial e precisa das fases. Por esta razão, sua operação requer o uso de um conversor estático (PYRHONEN; JOKINEN; HRABOVCOVA, 2014).

Os interruptores do conversor estático precisam ser operados de forma sequencial, de forma a excitar cada fase dentro de um intervalo angular específico, permitindo a operação do MRV.

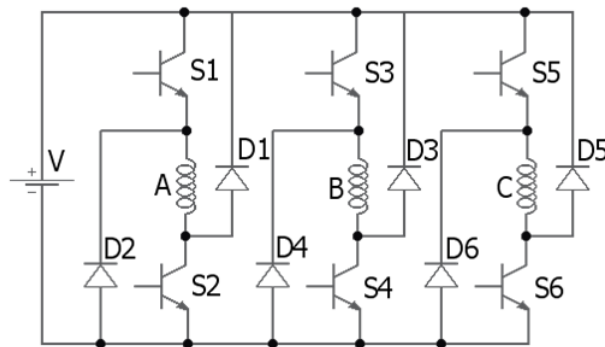
Esse intervalo corresponde ao período em que a variação da indutância do motor é positiva, pois o torque no MRV é diretamente proporcional à variação da indutância.

Igualmente, ele pode ser acionado como gerador, bastando apenas que suas fases sejam excitadas no período em que a variação da indutância do motor é negativa.

Uma consideração importante sobre o acionamento é que, ao término do intervalo de acionamento de uma fase, a corrente não se extingue instantaneamente quando os interruptores do conversor são desligados. Isso ocorre devido à alta indutância presente no MRV nesse momento, o que dificulta a identificação dos intervalos angulares ideais de acionamento. Se a corrente continuar após o alinhamento completo do rotor com o estator, será gerado torque negativo devido à operação da fase na região de variação negativa da indutância. Portanto, para que não seja gerado torque negativo, é preciso que a extinção da corrente de excitação coincida com o momento em que o rotor se alinha completamente com o estator. Para alcançar esse objetivo, é necessário desligar os interruptores do conversor ligeiramente antes desse momento (KRISHNAN, 2017). Porém, essa antecipação deve ser cuidadosa, uma vez que antecipar demasiadamente o momento de desligamento dos interruptores do conversor pode ocasionar um aumento na ondulação de torque.

O conversor mais comumente usado para acionar o MRV é o conversor de meia ponte assimétrico devido à sua capacidade de isolamento de fase, forte tolerância a falhas e excelente estabilidade (DING; YANG; HU, 2019). A figura 2.2 mostra o conversor de meia ponte assimétrico frequentemente usado no acionamento do MRV 6/4.

Figura 2.2 – Conversor de meia ponte assimétrico



Fonte: próprio autor (2023)

O conversor de meia ponte assimétrico também é altamente eficiente pois permite que a energia armazenada nos enrolamentos do motor retorne para a fonte após a desativação dos interruptores de fase. Sua topologia consiste em dois diodos e duas chaves de potência por fase da máquina (JANG, 2001).

Há três diferentes modos de operação das chaves de cada fase do conversor: magnetização, desmagnetização e roda-livre. A magnetização ocorre quando duas chaves de uma fase são acionadas simultaneamente, fornecendo $+V_{cc}$. Já a desmagnetização ocorre quando ambas são desacionadas, resultando em uma tensão de $-V_{cc}$. Por fim, a roda-livre é quando uma chave é acionada e uma desacionada, permitindo que a corrente flua apenas

através da bobina, da chave e de um diodo, reduzindo a diferença de tensão da fase a zero (FANG et al., 2021).

Esses três diferentes modos de operação das chaves levam a duas diferentes estratégias de comutação: a comutação brusca (do inglês, *hard chopping*) e a comutação suave (do inglês, *soft chopping*). Na comutação brusca, o conversor opera nos modos de magnetização e desmagnetização. Já na comutação suave, ele opera nos modos de magnetização, desmagnetização e roda-livre (ELLABBAN; ABU-RUB, 2014).

A escolha entre o uso de comutação brusca ou suave depende das características do *hardware* disponível. O modo de comutação suave garante perdas de chaveamento menores, mas aumenta o estresse térmico em uma das chaves do conversor durante o modo de roda livre, devido a maiores perdas de condução. Por outro lado, o modo de comutação brusca aumenta as perdas de chaveamento, mas reduz o estresse térmico das chaves (VALENCIA et al., 2019).

2.5 Modelo Matemático

A modelagem matemática de um motor desempenha um papel essencial na compreensão de seu comportamento, tanto em condições dinâmicas quanto estáticas, especialmente quando se trata de uma máquina elétrica com características singulares, como o MRV. Essa modelagem é de suma importância para a análise de desempenho e para o desenvolvimento de sistemas de controle eficazes. Nesta seção, é apresentada uma descrição detalhada da modelagem matemática do MRV 6x4 trifásico, com base em equações e relações entre os parâmetros elétricos e mecânicos do motor. Além disso, são discutidas as principais simplificações e suposições utilizadas na modelagem e suas implicações na precisão do modelo.

2.5.1 Equação de tensão

Conforme Bilgin, Jiang e Emadi (2019), a tensão entre os enrolamentos da fase j de um MRV trifásico é expressa pela Equação 2.3.

$$V_j = R_j i_j + \frac{\partial \lambda_j}{\partial t} \quad (2.3)$$

Onde V_j , R_j , λ_j e i_j denotam, respectivamente, a tensão, a resistência, o fluxo magnético concatenado e a corrente associados à fase j e t representa o tempo.

O fluxo magnético concatenado associado à fase j do MRV é a soma do fluxo magnético próprio dessa fase com o fluxo magnético gerado pelas outras fases e que interagem com essa fase, conforme descrito na Equação 2.4.

$$\lambda_j = \lambda_{j1} + \lambda_{j2} + \lambda_{j3} \quad (2.4)$$

Onde λ_{jk} corresponde ao fluxo magnético mútuo entre as fases k e j , quando $j \neq k$ e ao fluxo magnético próprio quando $j = k$.

Pela definição de indutância, λ_{jk} também pode ser expresso conforme a Equação 2.5.

$$\lambda_{jk} = L_{jk}i_k \quad (2.5)$$

Onde L_{jk} denota a indutância mútua entre as fases k e j quando $j \neq k$, e a indutância própria quando $j = k$.

Portanto, substituindo a Equação 2.5 na Equação 2.4, obtém-se uma expressão alternativa para o fluxo magnético concatenado associado à fase j , conforme indicado pela Equação 2.6.

$$\lambda_j = L_{j1}i_1 + L_{j2}i_2 + L_{j3}i_3 \quad (2.6)$$

Substituindo a Equação 2.6 na Equação 2.3, obtém-se a Equação 2.7.

$$V_j = R_j i_j + \frac{\partial(L_{j1}i_1)}{\partial t} + \frac{\partial(L_{j2}i_2)}{\partial t} + \frac{\partial(L_{j3}i_3)}{\partial t} \quad (2.7)$$

A indutância no MRV está diretamente relacionada aos seus parâmetros físicos, o que implica em uma dependência da indutância de cada fase em relação à posição angular $L(\theta)$, além de sua relação com a corrente $L(i)$. Portanto, para incorporar $L(i, \theta)$ na modelagem matemática do MRV é necessário expandir as derivadas parciais da equação 2.7, através da aplicação da regra da cadeia para o produto Li . Dessa forma, é possível obter uma representação precisa da relação entre a corrente, a posição angular e a indutância do MRV, conforme a Equação 2.8.

$$V_j = R_j i_j + \sum_{k=1}^3 L_{jk} \frac{\partial i_k}{\partial t} + \sum_{k=1}^3 i_k w \frac{\partial L_{jk}}{\partial \theta} \quad (2.8)$$

Onde θ representa o ângulo do rotor e $w = \frac{\partial \theta}{\partial t}$ é a velocidade angular do motor.

2.5.2 Equação do balanço mecânico

Para uma modelagem completa do MRV, é essencial considerar sua parte mecânica. O torque total do sistema é a soma do torque eletromagnético T gerado pelo MRV, menos do torque da carga mecânica T_{carga} e o atrito dinâmico Bw do sistema. Portanto, conforme

a Segunda Lei de Newton para rotações, o torque eletromagnético T gerado pelo MRV é descrito pela Equação 2.9.

$$T = T_{carga} + Bw + J \frac{\partial w}{\partial t} \quad (2.9)$$

Onde T representa o torque eletromagnético total, T_{carga} é o torque relacionado a uma carga mecânica, J é o momento de inércia e B é o coeficiente de atrito viscoso.

Conforme Umans (2014), com base no princípio da conservação da energia, um sistema com terminais elétricos de entrada e mecânicos de saída, cujo principal mecanismo de armazenamento de energia é o campo magnético, pode ser modelado conforme a Equação 2.10.

$$P_e = P_{mec} + \frac{dW_e}{dt} \quad (2.10)$$

Onde P_e representa a potência elétrica de entrada, P_{mec} é a potência mecânica rotacional de saída e $\frac{dW_e}{dt}$ é a taxa de variação da energia magnética armazenada.

No caso de um MRV trifásico, a potência elétrica de entrada é descrita pela Equação 2.11.

$$P_e = \frac{d\lambda_1}{dt} i_1 + \frac{d\lambda_2}{dt} i_2 + \frac{d\lambda_3}{dt} i_3 \quad (2.11)$$

Sua potência mecânica rotacional é descrita pela Equação 2.12.

$$P_{mec} = T \frac{d\theta}{dt} \quad (2.12)$$

Portanto, substituindo a Equação 2.12 e a Equação 2.11 na Equação 2.10, obtém-se a Equação 2.13.

$$dW_e = i_1 d\lambda_1 + i_2 d\lambda_2 + i_3 d\lambda_3 - T d\theta \quad (2.13)$$

Para descrever o torque eletromagnético em termos das grandezas elétricas do MRV, é essencial utilizar a função de estado coenergia. Essa função permite a obtenção da força magnética diretamente como uma função da corrente elétrica, simplificando o cálculo do torque eletromagnético.

Umans (2014) define essa função para o caso de sistemas com um e dois enrolamentos. Ampliando essa definição para sistemas com três enrolamentos, pode-se estabelecer a função de estado coenergia W_{coe} para MRVs trifásicos. Essa definição leva em consideração os fluxos magnéticos λ_1 , λ_2 e λ_3 , as correntes elétricas i_1 , i_2 e i_3 e a energia magnética armazenada W_e , formando a seguinte expressão:

$$W_{coe} = \lambda_1 i_1 + \lambda_2 i_2 + \lambda_3 i_3 - W_e \quad (2.14)$$

Aplicando o diferencial na Equação 2.14, obtém-se a Equação 2.15.

$$dW_{coe} = i_1 d\lambda_1 + \lambda_1 di_1 + i_2 d\lambda_2 + \lambda_2 di_2 + i_3 d\lambda_3 + \lambda_3 di_3 - dW_e \quad (2.15)$$

Substituindo a Equação 2.13 na Equação 2.15, obtém-se a Equação 2.16.

$$dW_{coe} = \lambda_1 di_1 + \lambda_2 di_2 + \lambda_3 di_3 + T d\theta \quad (2.16)$$

Sendo a coenergia uma função de estado, a Equação 2.17 também é válida.

$$dW_{coe} = \left. \frac{\partial W_{coe}}{\partial i_1} \right|_{\theta, i_2, i_3 = cte} di_1 + \left. \frac{\partial W_{coe}}{\partial i_2} \right|_{i_1, \theta, i_3 = cte} di_2 + \left. \frac{\partial W_{coe}}{\partial i_3} \right|_{i_1, i_2, \theta = cte} di_3 + \left. \frac{\partial W_{coe}}{\partial \theta} \right|_{i_1, i_2, i_3 = cte} d\theta \quad (2.17)$$

Comparando a Equação 2.16 com a Equação 2.17, pode-se descrever o torque eletromagnético total de um MRV trifásico a partir da Equação 2.18.

$$T = \left. \frac{\partial W_{coe}}{\partial \theta} \right|_{i_1, i_2, i_3 = cte} \quad (2.18)$$

Integrando a Equação 2.16 até o estado em que se deseja obter a coenergia $(i_{10}, i_{20}, i_{30}, \theta_0)$, obtém-se a Equação 2.19.

$$dW_{coe} = \lambda_1 di_1 + \lambda_2 di_2 + \lambda_3 di_3 + T d\theta$$

$$\int_{(0,0,0,0)}^{(i_{10}, i_{20}, i_{30}, \theta_0)} dW_{coe} = \int_0^{i_{10}} \lambda_1(i_1, 0, 0, \theta_0) di_1 + \int_0^{i_{20}} \lambda_2(i_{10}, i_2, 0, \theta_0) di_2 + \\ \int_0^{i_{30}} \lambda_3(i_{10}, i_{20}, i_3, \theta_0) di_3 + \int_0^{\theta_0} T(0, 0, 0, \theta) d\theta$$

$$W_{coe}(i_{10}, i_{20}, i_{30}, \theta_0) = \int_0^{i_{10}} L_{11}(\theta_0) i_1 di_1 + \int_0^{i_{20}} L_{21}(\theta_0) i_{10} + L_{22}(\theta_0) i_2 di_2 + \\ \int_0^{i_{30}} L_{31}(\theta_0) i_{10} + L_{32}(\theta_0) i_{20} + L_{33}(\theta_0) i_3 di_3$$

$$W_{coe}(i_{10}, i_{20}, i_{30}, \theta_0) = L_{11} \frac{i_{10}^2}{2} + L_{21} i_{10} i_{20} + L_{22} \frac{i_{20}^2}{2} + L_{31} i_{10} i_{30} + L_{32} i_{20} i_{30} + L_{33} \frac{i_{30}^2}{2} \quad (2.19)$$

Substituindo a Equação 2.19 na Equação 2.18, obtém-se:

$$T = \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} \frac{i_{1_0}^2}{2} + \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} \frac{i_{2_0}^2}{2} + \frac{\partial L_{33}}{\partial \theta} \frac{i_{3_0}^2}{2} + \frac{\partial L_{21}}{\partial \theta} i_{1_0} i_{2_0} + \frac{\partial L_{31}}{\partial \theta} i_{1_0} i_{3_0} + \frac{\partial L_{32}}{\partial \theta} i_{2_0} i_{3_0} \quad (2.20)$$

A equação 2.20 descreve o torque em MRVs trifásicos considerando o efeito das indutâncias mútuas, sem considerar a saturação magnética, de modo que a variação incremental do trabalho mecânico realizado é igual à variação da coenergia.

Considerando a equação 2.20, a forma final da equação 2.9 é a seguinte:

$$T_{carga}(i_1, i_2, i_3, \theta) = \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} \frac{i_1^2}{2} + \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} \frac{i_2^2}{2} + \frac{\partial L_{33}}{\partial \theta} \frac{i_3^2}{2} + \frac{\partial L_{21}}{\partial \theta} i_1 i_2 + \frac{\partial L_{31}}{\partial \theta} i_1 i_3 + \frac{\partial L_{32}}{\partial \theta} i_2 i_3 - Dw - J \frac{\partial w}{\partial t} \quad (2.21)$$

A equação 2.20 permite a obtenção do torque eletromagnético do MRV com baixa complexidade computacional, tornando-a ideal para simulações mais simples. No entanto, Sadowski et al. (1992) descreve um método alternativo para calcular o torque eletromagnético de forma mais precisa, que utiliza o Tensor de Maxwell e o MEF, exigindo o modelo de elementos finitos do MRV. A equação 2.22 descreve como é realizado o cálculo do torque eletromagnético utilizando esse método.

$$T = \frac{l_{stk} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} \vec{B}_r \times \vec{B}_\theta d\theta \quad (2.22)$$

onde l_{stk} é o comprimento axial do motor, μ_0 é a permeabilidade do vácuo, r é o raio médio do entreferro, \vec{B}_r é a densidade de fluxo radial, e \vec{B}_θ é a densidade de fluxo tangencial, ambas calculadas no meio do entreferro.

Este método fornece resultados precisos, mas consome mais recursos computacionais, geralmente sendo utilizado para gerar tabelas de busca $T-i-\theta$ *offline* para alguns tipos de técnicas de controle (MIKAIL et al., 2013).

Se a equação 2.22 for utilizada para o cálculo do torque eletromagnético, a forma final da equação 2.9 será:

$$T = \frac{l_{stk} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} \vec{B}_r \times \vec{B}_\theta d\theta - Bw - J \frac{\partial w}{\partial t} \quad (2.23)$$

3 Controle da Ondulação de Torque no Motor a Relutância Variável

As ondulações de torque no MRV podem ser mitigadas tanto através do seu projeto mecânico quanto a partir do uso de alguma estratégia de controle ([VELMURUGAN; BOZHKO; YANG, 2018](#)).

As modificações no projeto mecânico visam alterar a estrutura da máquina de modo a adaptar seu perfil de fluxo magnético. O objetivo é ajustá-lo de acordo com as características do sistema de controle utilizado, reduzindo a ondulação de torque na faixa de velocidade necessária para a aplicação. Essa é a maneira mais direta de ajustar as características de torque, uma vez que, conforme a equação [2.23](#), é possível obter uma expressão para o torque de saída do motor com base no fluxo magnético e em seus parâmetros construtivos. No entanto, um problema associado a essa abordagem é sua propensão a reduzir a faixa de velocidade de operação do MRV ([PAULA et al., 2018](#)).

Por outro lado, o uso de técnicas de controle tem como objetivo a redução das ondulações de torque por meio do controle do acionamento através da manipulação de variáveis do motor que afetam seu desempenho, como as correntes e tensões de fase e os ângulos de acionamento das chaves do conversor.

Elas oferecem mais flexibilidade no ajuste das características de torque do motor requeridas pela aplicação, podendo até ampliar a sua faixa de velocidade de operação.

De acordo com [Fang et al. \(2021\)](#), as técnicas de controle de ondulação de torque podem ser categorizadas com base em sua implementação, em duas abordagens distintas: controle direto e controle indireto.

Nos métodos de controle direto, os sinais de controle para acionamento das chaves de potência do conversor são derivados diretamente do torque de referência. De acordo com [Fang et al. \(2021\)](#), o método que se destaca pela maior faixa de velocidade com mínima ondulação de torque entre esses métodos é o Controle Direto de Torque Instantâneo (CDTI).

Por outro lado, nos métodos de controle indireto, os sinais de controle para acionamento das chaves são obtidos de maneira distinta. Nesses métodos, o torque de referência é convertido em alguma outra variável de controle, como correntes ou fluxos magnéticos de referência. Somente então, os sinais de controle para acionamento das chaves de potência do conversor são gerados. Dentre esses métodos, aqueles que se destacam por possuir uma ampla faixa de velocidade com mínima ondulação de torque são os controles por Torque Sharing Functions (TSFs) dinamicamente alocadas e numericamente otimizadas, e

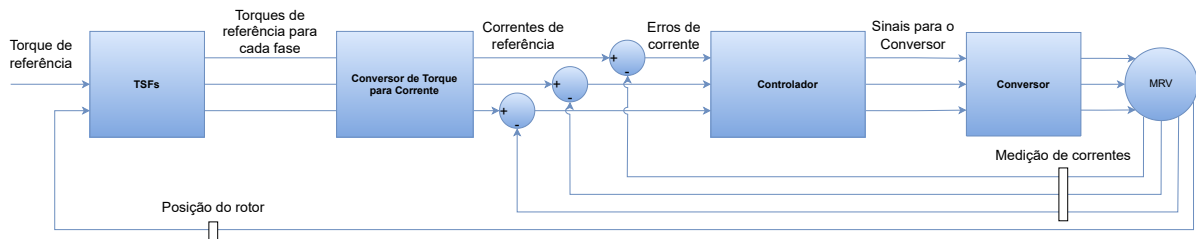
o controle por perfis de corrente (FANG et al., 2021).

A seguir será dada uma descrição mais detalhada de cada um desses métodos.

3.1 Controle por *Torque Sharing Functions*

O controle por TSFs consiste no uso de referências de torque apropriadas para cada fase, garantindo a sua soma seja igual ao torque de referência desejado (VUJIČIĆ, 2012). Após essa determinação das referências de torque individuais de cada fase, uma função não linear $i(T, \theta)$ é usada para converter essas referências de torque em referências de corrente, que são então usadas como entrada para um controlador de corrente (AL-AMYAL; QURAN; SZAMEL, 2020; DOWLATSHAHI; NEJAD; AHN, 2013; WEI et al., 2016). Alternativamente, a referência de torque pode ser convertida em uma referência de fluxo magnético $\psi(T, \theta)$ para ser usada em um controlador de fluxo (XUE; CHENG; HO, 2009). Um diagrama geral do método que usa um controlador de histerese de corrente é mostrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Diagrama de blocos geral para o controle por TSFs



Fonte: próprio autor (2023)

Seu uso se baseia na necessidade de distribuir o torque total a ser produzido entre as fases ativas durante o período de comutação de fase, devido à natureza pulsante do torque nos MRVs (FANG et al., 2021). Além disso, essas funções evitam excitações excessivas nas fases individuais, contribuindo para reduzir a oscilação de torque durante a transição de fases.

As origens das TSFs remontam ao trabalho de Ilic-Spong et al. (1985), no qual foi proposto que o torque total fosse distribuído entre as fases de acordo com um padrão de função exponencial, com o objetivo de manter o torque total constante. Conforme Fang et al. (2021), uma formulação mais abrangente para as TSFs pode ser definida com base nas equações 3.1 e 3.2:

$$T_{\text{total}} = T_{\text{ref}} \cdot f_{\text{total}}(\theta) \quad (3.1)$$

$$f_{\text{total}}(\theta) = \sum_{j=1}^n f_j(\theta) = 1 \quad (3.2)$$

Nessas equações, T_{total} , T_{ref} , $f_{\text{total}}(\theta)$ e $f_j(\theta)$ representam, respectivamente, o torque total do eixo, o torque de referência, a soma das funções de distribuição de toque e a função de distribuição de torque para a fase j .

Existem diferentes tipos de TSFs, cada uma com características distintas. As TSFs podem ser classificadas em: analíticas, dinamicamente alocadas e numericamente otimizadas (FANG et al., 2021).

3.1.1 Controle por *Torque Sharing Functions* Analíticas

As TSFs analíticas $f^l(\theta)$ são definidas a partir de funções matemáticas simples, como as lineares, cúbicas, exponenciais e senoidais. Sua vantagem é a facilidade de serem processadas e implementadas no controlador. De acordo com Vujičić (2012), elas podem ser definidas conforme a Equação 3.3:

$$f^l(\theta) = \begin{cases} 0, & (0 \leq \theta \leq \theta_{\text{on}}) \\ T_{\text{ref}} \cdot f_{\text{up}}^l(\theta), & (\theta_{\text{on}} \leq \theta \leq \theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}}) \\ T_{\text{ref}}, & (\theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}} \leq \theta \leq \theta_{\text{off}} - \theta_{\text{ov}}) \\ T_{\text{ref}} \cdot f_{\text{dn}}^l(\theta), & (\theta_{\text{off}} - \theta_{\text{ov}} \leq \theta \leq \theta_{\text{off}}) \\ 0, & (\theta_{\text{off}} \leq \theta \leq \theta_{\text{p}}) \end{cases} \quad (3.3)$$

Onde θ denota a posição do rotor, θ_{on} e θ_{off} denotam respectivamente o ângulo de início e de fim do período de excitação da fase, θ_{ov} denota o intervalo angular de sobreposição da excitação entre duas fases adjacentes, T_{ref} denota o torque de referência total, θ_c denota o intervalo angular que compreende um ciclo elétrico, e $f_{\text{up}}^l(\theta)$ e $f_{\text{dn}}^l(\theta)$, respectivamente, denotam a parte crescente e a parte decrescente da TSF analítica.

As TSFs analíticas são a abordagem mais simples e direta para a implementação do controle por TSFs. A diferença entre elas está na definição da parte crescente da função $f_{\text{up}}^l(\theta)$.

A TSF linear apresenta uma taxa de variação constante do torque nas suas partes crescente e decrescente. Ela é a mais simples de se implementar e calcular de todas as TSFs analíticas. Sua função $f_{\text{up}}^l(\theta)$ é definida pela da Equação 3.4:

$$f_{\text{up}}^l(\theta) = \frac{(\theta - \theta_{\text{on}})}{\theta_{\text{ov}}} \quad (3.4)$$

A TSF cúbica, por sua vez, apresenta uma forma não linear do torque com a posição do rotor nas suas partes crescente e decrescente. Essa não linearidade assume a forma de um polinômio cúbico. Sua função $f_l^{up}(\theta)$ é definida pela da Equação 3.5:

$$f_{\text{up}}^l(\theta) = 3 \left(\frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} \right)^2 - 2 \left(\frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} \right)^3 \quad (3.5)$$

No caso da TSF senoidal, sua parte crescente apresenta o torque variando de acordo com uma função senoidal. Husain e Ehsani (1996) apresentam uma TSF desse tipo. Sua parte crescente $f_l^{up}(\theta)$ é definida pela Equação 3.6:

$$f_{\text{up}}^l(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \left(\pi \left(\frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} \right) \right) \quad (3.6)$$

Na TSF exponencial, o torque em sua parte crescente varia seguindo uma função exponencial. Ilic-Spong et al. (1985) apresentam uma TSF exponencial. Nas TSFs exponenciais, a parte crescente e a parte decrescente não são simétricas em relação à posição intermediária. Xue, Cheng e Ho (2009) definem a TSF exponencial a partir da Equação 3.7:

$$f_{\text{up}}^l(\theta) = 1 - \exp \left(-\frac{(\theta - \theta_{on})^2}{\theta_{ov}} \right) \quad (3.7)$$

De acordo com Vujičić (2012), a parte decrescente $f_l^{dn}(\theta)$ de todas as TSFs analíticas pode ser descrita a partir da parte crescente $f_l^{up}(\theta)$ pela Equação 3.8:

$$f_{\text{dn}}^l(\theta) = 1 - f_{\text{up}}^l(\theta + \theta_{ov} - \theta_{off} + \theta_{on}) \quad (3.8)$$

Embora as TSFs analíticas sejam simples de implementar, observa-se que elas possuem algumas limitações, especialmente em condições de alta velocidade e carga elevada, pois não consideram as mudanças que essas condições provocam na eficiência da alocação de torque, especialmente no período de comutação. Como resultado, foram propostas TSFs que levam em consideração essas limitações, como será discutido nas próximas seções.

3.1.2 Controle por *Torque Sharing Functions* Dinamicamente Alocadas

Como mencionado anteriormente, as TSFs analíticas assumem que cada fase contribui com uma referência de torque fixa durante o período de comutação, independentemente das variações nas condições de carga, capacidade de rastreamento do controlador e velocidade. Isso pode levar a um aumento das ondulações de torque, especialmente em condições de carga elevada e alta velocidade (BILGIN; JIANG; EMADI, 2019).

Para mitigar esse problema, foram desenvolvidas as TSFs Dinamicamente Alocadas, que introduzem dois novos conceitos: fase de entrada, que é a fase mais recentemente ativada pelo sistema de acionamento, e fase de saída, que era a fase que estava ativa antes da atual fase de entrada, mas deixou de ser considerada fase de entrada devido à ativação subsequente de uma nova fase (TSENG; CAO, 2001).

O objetivo principal das TSFs Dinamicamente Alocadas é melhorar a alocação da referência de torque entre a fase de entrada e a fase de saída na região de comutação, considerando características específicas do sistema, tais como a capacidade de rastreamento de corrente do controlador e a capacidade de cada fase em gerar torque sob diferentes condições (FANG et al., 2021).

As variáveis usadas como base para o estabelecimento da distribuição de torque na região de comutação das TSFs Dinamicamente Alocadas podem ser bem variadas.

Tseng e Cao (2001) estabeleceram a distribuição de torque na região de comutação com base nos ângulos θ_{on} e θ_{off} , que variam de acordo com a velocidade de operação do motor.

Lee et al. (2009) definiram a divisão do torque na região de comutação a partir de uma elipse, baseado na equação 2.20 descrita no capítulo anterior desconsiderando as indutâncias mútuas. O torque é alocado conforme as correntes e a variação angular da indutância nas fases de entrada e saída.

Gan et al. (2021) propuseram uma abordagem diferente, na qual a divisão do torque na região de comutação é determinada pelo erro de torque entre o torque instantâneo medido e o torque de referência das fases de entrada e saída. O erro de torque da fase de entrada é compensado na fase de saída, e vice-versa.

Em geral, as TSFs Dinamicamente Alocadas oferecem um desempenho superior na redução da oscilação de torque em comparação com as TSFs Analíticas. No entanto, a necessidade de incorporar um maior número de variáveis como entradas no controle pode resultar em um aumento dos custos e da complexidade do sistema.

3.1.3 Controle por *Torque Sharing Functions* Numericamente Otimizadas

As TSFs numericamente otimizadas não dependem de expressões analíticas para representar as formas de onda de torque e corrente de fase. Em vez disso, as curvas ótimas são obtidas por meio da resolução de um problema de otimização (XIA et al., 2021).

Esse processo pode envolver uma complexidade computacional considerável, tornando o controlador mais difícil de ser projetado (FANG et al., 2021).

No entanto, isso também leva a uma das suas principais vantagens: sua flexibilidade. A capacidade de incorporar diversos objetivos na formulação da TSF, como a redução das

oscilações de torque, a minimização da corrente RMS e a diminuição das perdas no cobre, torna essas TSFs mais adequadas para a implementação de um controle personalizado, adaptado às características do motor e às necessidades específicas da aplicação (FANG et al., 2021; XIA et al., 2021).

Essa personalização também demanda um conhecimento mais aprofundado de parâmetros específicos do motor, como o perfil de indutância, bem como de parâmetros específicos do controlador, como a frequência de chaveamento e a tensão do barramento. A obtenção do perfil de indutância do motor é particularmente desafiadora, podendo exigir ensaios de laboratório ou simulação com base em modelos de elementos finitos. O uso de perfis de indutância também pode exigir uma quantidade significativa de memória do controlador para armazenar esses perfis e usá-los no controle. Uma estratégia para lidar com essa demanda de memória é o uso de funções B-spline para parametrizar diretamente os perfis de corrente (CHOI et al., 2002).

Existem várias técnicas para desenvolver TSFs numericamente otimizadas. Por exemplo, Ye, Bilgin e Emadi (2015) utilizaram multiplicadores de Lagrange para desenvolver uma TSF numericamente otimizada. Eles formularam um problema de otimização que combinava a redução das perdas no cobre com a redução das derivadas das correntes de entrada e saída, usando fatores de Tikhonov para ponderar a importância de cada objetivo.

Outra abordagem, como mostrada por Li, Bilgin e Emadi (2019), envolve o uso de AG multiobjetivo em conjunto com simulações baseadas no modelo de elementos finitos do MRV para encontrar a TSF ideal. A função objetivo equilibra o compromisso entre as perdas de cobre e a redução das ondulações de torque, sempre considerando a capacidade de rastreamento de corrente do controlador.

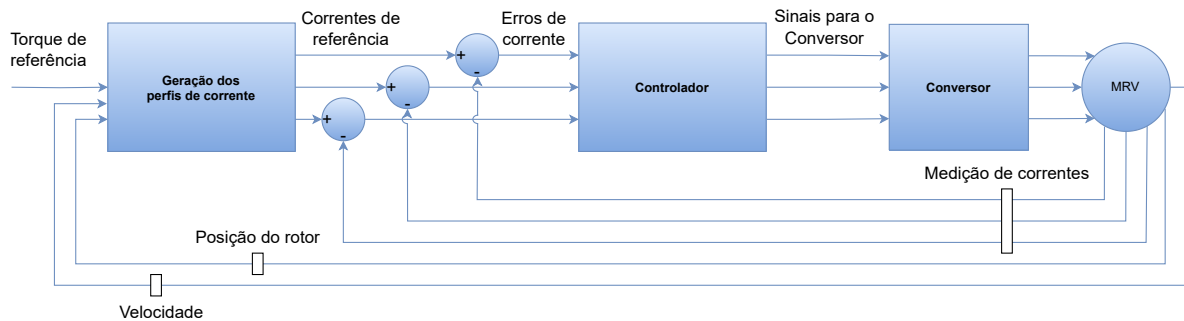
Uma outra abordagem mais recente, apresentada por Xia et al. (2021), desenvolveu uma nova TSF numericamente otimizada com foco na redução das ondulações de torque. Essa abordagem combina uma estratégia aprimorada de geração da corrente de referência com a otimização por AG multiobjetivo para moldá-la, visando minimizar as ondulações de torque e as perdas no cobre, enquanto mantém o torque médio necessário. Os resultados mostraram que essa nova TSF melhora o rastreamento de corrente, aumenta a relação MTPA e reduz as ondulações de torque.

Embora a obtenção e o uso de TSFs numericamente otimizadas possam envolver uma complexidade computacional considerável, suas vantagens em termos de personalização e melhoria de desempenho tornam essas técnicas altamente valiosas na implementação de sistemas de controle em MRVs.

3.2 Controle por Perfis de Corrente

Diferente do controle por TSFs, o controle por perfis de corrente determina diretamente a corrente de referência para o acionamento, sem depender do uso de funções de divisão de torque (FANG et al., 2021). Um diagrama geral do método é mostrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama de blocos geral para o controle por perfis de corrente



Fonte: próprio autor (2023)

A geração dos perfis de corrente é o principal elemento deste controle. Diversas estratégias foram desenvolvidas para a geração desses perfis.

Venkatesha e Ramanarayanan (1998) propuseram um método baseado em otimização numérica para determinar perfis de corrente capazes de minimizar a ondulação de torque em MRVs, priorizando a maximização do Torque por Ampère. Seu método considerou fatores como a força contraeletromotriz e a variação das indutâncias dos enrolamentos das fases. O método utilizou as características de fluxo e torque estático do motor para a obtenção dos resultados, e considerou a influência da velocidade e da tensão do barramento na análise. Contudo, seu método não abrangeu os efeitos decorrentes das indutâncias mútuas, da resistência dos enrolamentos e de variações de velocidade e torque na carga no decorrer da operação.

Chapman e Sudhoff (2002) introduziram um problema de otimização multiobjetivo que considerou a redução das perdas no cobre e a minimização da ondulação de torque para o cálculo de perfis de corrente ótimos. Os perfis foram representados como um pequeno conjunto de coeficientes de Fourier, em vez de um grande conjunto de pontos discretos.

Mikail et al. (2013) apresentaram uma nova estratégia para minimizar a ondulação de torque em MRVs através de uma combinação do projeto da máquina com o do controle. O método proposto consiste em projetar uma máquina com características de torque simétricas e em seguida encontrar o perfil de corrente necessário para minimizar a ondulação de torque, empregando simulações computacionais baseadas no MEF. No entanto, essa estratégia está condicionada a máquinas com tais características de torque simétricas, o que

pode limitar sua aplicabilidade. Além disso, ela se concentra na mitigação da ondulação de torque, sem abordar de maneira direta a eficiência do motor.

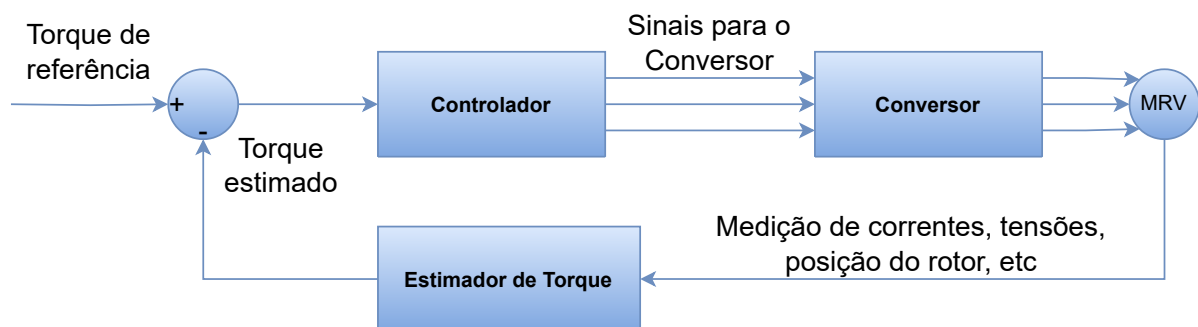
Dúbravka et al. (2017) se basearam nos trabalhos de Venkatesha e Ramanarayanan (1998) e Mikail et al. (2013) para apresentar uma nova abordagem iterativa para o cálculo de perfis de corrente que visam a minimização da ondulação de torque no MRV, tanto em condições normais quanto em falhas de uma fase aberta. Essa estratégia envolve dois passos: o cálculo do perfil de corrente base e a eliminação do excesso (ou queda) de torque durante o processo de comutação, aplicando o cálculo reverso. O trabalho constata que a implementação do perfil de corrente seguindo sua metodologia obteve êxito em manter as ondulações de torque em níveis mínimos, limitada apenas pela frequência de comutação.

Assim como em outras técnicas de controle de corrente, o controle por perfis de corrente enfrenta limitações em altas velocidades. Isso ocorre devido ao fato de que a força contraeletromotriz se torna maior do que a tensão de fase em uma velocidade específica, conhecida como velocidade de base. Essa velocidade marca o ponto em que se torna impossível regular a corrente elétrica no MRV (PAULA et al., 2018). Portanto, o controle por perfis de corrente é viável somente abaixo da velocidade de base.

3.3 Controle Direto de Torque Instantâneo

O CDTI foi proposto pela primeira vez por Inderka e Doncker (2003). Entre as vantagens dessa técnica, destacam-se a facilidade de implementação, a não exigência de grande espaço para armazenamento em memória e a baixa exigência computacional do microcontrolador (FANG et al., 2021). Além disso, o CDTI não requer o uso de TSFs. Um diagrama é mostrado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Diagrama de blocos geral para o CDTI



Fonte: próprio autor (2023)

O funcionamento dessa técnica de controle se baseia em dois componentes principais: o estimador de torque e o controlador (FANG et al., 2021).

3.3.1 Estimador de Torque

O estimador de torque é usado para obter o valor instantâneo do torque do motor que, a partir da referência de torque, é usado para calcular o erro de torque que é então enviado para o controlador.

Diversas abordagens podem ser empregadas na implementação de um estimador de torque. [Inderka e Doncker \(2003\)](#) usaram um estimador de torque que obtém o fluxo concatenado Ψ_j a partir da tensão V_j , resistência R_j e corrente elétrica i_j da fase j , por meio de uma integração, como mostra a equação 3.9:

$$\Psi_j = \int (V_j - R_j i_j) dt \quad (3.9)$$

O torque é então estimado a partir de uma tabela de consulta (do inglês, *lookup table*) $T(i_j, \Psi_j)$ para cada fase que é previamente determinada por meio de ensaios. Embora essa abordagem não exija um sensor de posição altamente confiável, ela apresenta limitações em termos de eficácia de controle em baixas velocidades, devido à suscetibilidade a erros no processamento de sinais que podem resultar em desvios na integração. Essas discrepâncias podem afetar a precisão da medição do torque, resultando em uma redução no desempenho do controle.

Por outro lado, [Hamouda e Számel \(2019\)](#) adotaram um estimador de torque que se baseia em dados da medição direta do torque do MRV em várias posições do rotor e com diferentes correntes de fase em laboratório. Esses dados foram então validados por meio de uma simulação de elementos finitos do MRV, que revelou baixa divergência entre os dados obtidos pela simulação e os dados obtidos diretamente em laboratório. Uma tabela de consulta com os valores de torque foi gerada e armazenada no microcontrolador para ser usada na estimação do torque. Ao contrário do estimador usado por [Inderka e Doncker \(2003\)](#), esse estimador de torque demanda um sensor de posição de alta resolução.

3.3.2 Controlador

O controlador pode ser definido de duas formas diferentes: uma delas é baseada no controle por histerese de torque ([INDERKA; DONCKER, 2003](#)), e a outra se baseia na determinação dos ciclos de trabalho (do inglês, *duty-cycles*) para o controle da tensão de fase com modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation - PWM*) ([NEUHAUS; FUENGWARODSAKUL; DONCKER, 2006; KLEIN-HESSLING; HOFMANN; DONCKER, 2015](#)).

Seu objetivo principal é evitar o modo de comutação brusca mencionado no Capítulo 2. Para isso, o controlador deve seguir as regras de chaveamento apresentadas na Tabela 3.1, conforme detalhadas por [Inderka e Doncker \(2003\)](#). Nessa tabela, são especificados

os modos de operação possíveis do conversor para cada fase do MRV, considerando a sequência de acionamento das fases e se elas se encontram no intervalo de condução ($\theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off}$).

Conforme explicado no Capítulo 2, o conversor de meia ponte assimétrico possui três modos de operação distintos: magnetização, roda-livre e desmagnetização. Na Tabela 3.1, esses modos são especificados da seguinte forma: o valor 1 indica o modo de magnetização, 0 representa o modo de roda-livre, e -1 denota o modo de desmagnetização. Essas regras têm como objetivo dar prioridade à fase que entra em ação para a produção de torque e garantir que a corrente elétrica na fase que está saindo alcance o valor zero antes que a inclinação da curva de indutância se torne negativa. Isso evita a ocorrência de torque negativo. Além disso, essas regras buscam manter a fase que está saindo no estado de roda-livre pelo maior período possível, com o intuito de minimizar tanto a ondulação de torque quanto as perdas elétricas no cobre (PAULA et al., 2018).

Tabela 3.1 – Tabela de chaveamento para o CDTI

A fase se encontra no intervalo de condução? ($\theta_{on} < \theta < \theta_{off}$)			Modos de operação possíveis do conversor para determinada fase		
fase anterior	fase atual	próxima fase	fase anterior	fase atual	próxima fase
Não	Não	Não	-1	-1	-1
Sim	Não	Não	0 ou 1	-1	-1
Sim	Sim	Não	-1, 0 ou 1	0 ou 1	-1
Não	Sim	Não	-1	0 ou 1	-1
Não	Sim	Sim	-1	-1, 0 ou 1	0 ou 1
Não	Não	Sim	-1	-1	0 ou 1

Fonte: Inderka e Doncker (2003), adaptado pelo autor.

O controlador deve receber o sinal de erro de torque, a posição atual do rotor e os ângulos de comutação de cada fase ($\theta_{on} < \theta < \theta_{off}$) para gerar os sinais de comutação apropriados a partir da Tabela 3.1.

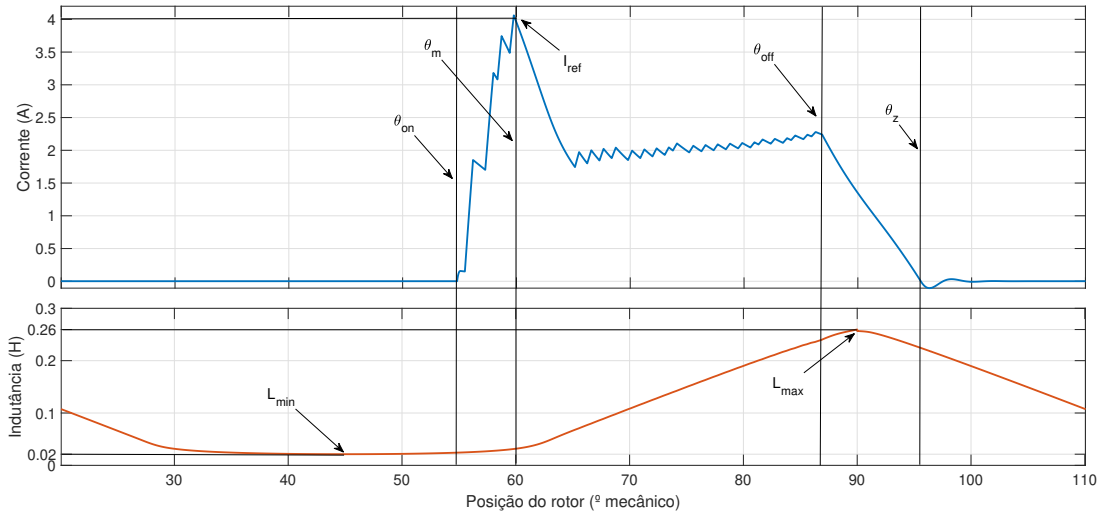
Na literatura existem diversas maneiras de se definir os ângulos de acionamento θ_{on} e θ_{off} (HAMOUDA; SZÁMEL, 2018). Originalmente, os ângulos de comutação eram fixos para quaisquer condições de operação o que impactava a geração de torque e a eficiência do sistema, porém estudos mais recentes sugerem novas maneiras de obtê-los em diferentes condições de operação.

No que diz respeito ao ângulo θ_{on} , se a resistência dos enrolamentos e o efeito de borda da indutância causado pelos cantos dos polos do estator e do rotor forem ignorados, ele pode ser determinado com base na equação 3.10, conforme Mademlis e Kioskeridis (2003) e Bose et al. (1986).

$$\theta_{on} = \theta_m - \frac{wL_{min}I_{ref}}{V} \quad (3.10)$$

Onde, L_{min} é a indutância mínima, V_{cc} é a tensão do barramento de CC, I_{ref} é a corrente de referência requerida em $\theta = \theta_m$, ilustrado na Figura 3.4, e w é a velocidade do motor.

Figura 3.4 – Exemplo da forma de onda da corrente de uma fase no CDTI



Fonte: HAMOUDA e SZÁMEL (2018), adaptado pelo autor

No que diz respeito ao ângulo θ_{off} , a obtenção de uma expressão analítica se torna extremamente complexa devido ao fato de que a indutância no momento de desativação da fase é uma função complexa da corrente e da posição do rotor (HAMOUDA; SZÁMEL, 2018). Portanto, para determinar com precisão o valor de θ_{off} , uma abordagem eficaz envolve a utilização de um problema de otimização. O θ_{off} definido por esse problema de otimização deve garantir que a corrente de fase do motor atinja zero em θ_z , conforme exemplo da Figura 3.4, equilibrando o objetivo de manter a referência de torque com baixos níveis de ondulação de torque, com o objetivo de produzir o mínimo possível de torque negativo, mantendo a eficiência.

Hamouda et al. (2021) formularam um problema de otimização com o objetivo de encontrar o ângulo θ_{off} que minimize a ondulação de torque, reduza as perdas no cobre e maximize a eficiência. A função objetivo empregada F_{obj} é definida pela Equação 3.11, na qual são combinados os pesos w_r , w_{cu} e w_η com a ondulação de torque T_{ripple} , as perdas no cobre P_{cu} e a eficiência η , e seus respectivos valores de base $T_{ripple,b}$, $P_{cu,b}$ e η_b :

$$F_{obj}(\theta_{off}) = \min \left(w_r \frac{T_{ripple}}{T_{ripple,b}} + w_{cu} \frac{P_{cu}}{P_{cu,b}} + w_\eta \frac{\eta}{\eta_b} \right) \quad (3.11)$$

$$w_r + w_{cu} + w_\eta = 1 \quad (3.12)$$

Os pesos w_r , w_{cu} e w_η foram predefinidos e, em seguida, várias simulações foram realizadas, variando o θ_{off} , com o objetivo de encontrar o valor que minimiza $F_{obj}(\theta_{off})$ para diferentes valores desejados de torque de carga e velocidade. Posteriormente, esses dados de θ_{off} foram compilados em uma tabela de consulta para permitir a implementação do controle em tempo real.

Para superar essas limitações e tornar o controle mais adaptável, uma nova técnica de controle foi concebida. Visando diminuir a necessidade de criar um grande número de perfis de corrente, foi proposta a adição de uma compensação a esses perfis de modo a torná-los adaptáveis a mais condições de velocidade e carga. Essa compensação, desenvolvida para mitigar os erros decorrentes do uso dos perfis em condições não originalmente calculadas, consiste na adição de uma correção que é função do erro de torque aos perfis de corrente, posteriormente ajustado através de um Controlador Proporcional (P).

Dessa forma, a técnica de controle proposta consiste em um controle de corrente por histerese de corrente ajustado pelo erro de torque, uma abordagem híbrida de CDTI com o controle por perfis de corrente, ajustável por meio da constante proporcional do controlador P.

Outro aspecto importante a ser mencionado é a abordagem utilizada para a geração dos perfis de corrente. Desenvolveu-se um algoritmo dedicado à criação desses perfis de maneira *offline*. Esse algoritmo recebe como entrada um conjunto de condições de carga mecânica e velocidade e retorna um conjunto com diversos perfis de corrente adequados a cada uma dessas condições.

A principal característica desse algoritmo é a criação de perfis de corrente que buscam evitar ao máximo o uso do modo de comutação brusca do conversor de meia ponte assimétrica durante o intervalo de acionamento da fase, permitindo que sejam incorporadas ao Controle Proposto as mesmas regras de acionamento do CDTI, descritas na Tabela 3.1.

Dessa forma, o modo de desmagnetização é empregado apenas ao término do acionamento da fase, quando outra fase é acionada para assumir a geração de torque e a corrente na fase atual precisa ser extinta para evitar a produção indesejada de torque negativo. Essa característica permite melhor aproveitamento dos modos de acionamento do conversor de meia ponte assimétrica para a redução da ondulação de torque.

As próximas seções apresentam cada um dos elementos principais do controle proposto, abrangendo a geração dos perfis de corrente e o algoritmo usado nela, o controlador proporcional integral (PI) de velocidade, o estimador de torque e o controlador P de torque.

4.1.1 Geração dos Perfis de Corrente

A geração dos perfis de corrente envolve a criação de uma tabela de consulta de valores de corrente $i_j(w, T, \theta)$ para cada fase j do MRV, dadas as condições de velocidade w , torque de carga T e posição angular do rotor θ . Esses valores são obtidos através da execução de um algoritmo que utiliza AGs para buscar os melhores valores de corrente com base nos objetivos estabelecidos. Este processo envolve a realização de diversas simulações do MRV usando seu modelo de Elementos Finitos.

4.1.1.1 Desenvolvimento do Modelo de Elementos Finitos do Motor a Relutância Variável

O MEF é uma técnica amplamente utilizada em simulações computacionais. Sua principal estratégia consiste na divisão do sistema a ser simulado em elementos, os quais são caracterizados por estruturas mais simples que delimitam sua fronteira, os nós. Esses nós são pontos no espaço onde as soluções das equações diferenciais parciais que descrevem o problema físico são aproximadas (TAVARES; PADILHA, 1998).

Uma das principais vantagens do MEF é a sua capacidade de aplicar diferentes formulações em cada nó do elemento, permitindo a modelagem de sistemas complexos que possuem diferentes tipos de condições de contorno e propriedades materiais. Essa capacidade, no contexto específico da aplicação em motores elétricos, possibilita a caracterização precisa do entreferro e dos diversos materiais que compõem o motor. Isso contribui para a criação de uma simulação mais precisa e detalhada do comportamento do motor, levando em consideração fatores como a distribuição do campo magnético nos materiais, as perdas por correntes parasitas e a influência das características geométricas.

Embora seja possível realizar a modelagem de elementos finitos manualmente, essa abordagem se torna impraticável em termos de eficiência computacional. À medida que a complexidade e o número de elementos no modelo aumentam, o tempo e os recursos necessários para realizar cálculos manuais tornam-se proibitivos. Além disso, a modelagem manual apresenta outros desafios, como a dificuldade na geração de malhas precisas e a dificuldade de adaptação a mudanças na geometria ou nas condições de contorno. Nesse contexto, o uso de softwares especializados em elementos finitos é fundamental. Esses softwares automatizam muitas tarefas complexas, como a geração de malhas e a resolução das equações do sistema, o que permite maior concentração na análise e interpretação dos resultados.

Assim, o software FEMM (Finite Element Method Magnetics) na versão 4.2 (MEEKER, 2018) foi utilizado para criar o modelo de elementos finitos do MRV neste trabalho. A escolha do FEMM se deu pelo fato de ser um software de uso gratuito e permitir a automação das etapas de simulação por meio de scripts escritos em Python através do pacote de interface pyFEMM (MEEKER, 2021).

É importante ressaltar que o FEMM, assim como qualquer software que utilize o MEF, fornece soluções numéricas aproximadas, em que o erro pode ser reduzido por meio de refinamentos. Por isso, é necessário ajustar cuidadosamente as características do modelo, tais como a quantidade de elementos na malha de elementos finitos, a densidade da malha no entreferro e o número de camadas no entreferro, para que essas limitações numéricas não gerem grandes imprecisões e levem a análises incorretas (FRANCO et al., 2021).

Uma configuração crucial para o desenvolvimento do modelo no software FEMM

foi a utilização de uma condição de contorno especial que permite que o rotor e o estator de uma máquina rotativa compartilhem a mesma malha, independentemente da posição angular do rotor.

Essa condição de contorno especial é conhecida como "entreferro periódico" ou "entreferro anti-periódico" ("Anti-periodic Air Gap" ou "Period Air Gap" no programa) e deve ser aplicada na região do entreferro. Ao delimitar essa condição de contorno, o programa cria uma malha estacionária de elementos quadriláteros no entreferro. Em seguida, ele utiliza uma interpolação cúbica para mapear os nós das superfícies definidas como condições de contorno do entreferro nos elementos quadriláteros. Esse processo gera resultados suaves de tensão e torque à medida que o rotor se move, graças à interpolação de alta ordem e continuamente diferenciável utilizada.

Através dessa configuração, é possível simular a variação da posição do rotor, mesmo que, na simulação, o rotor e o estator permaneçam fixos em relação um ao outro. Essa abordagem evita a criação de uma nova malha para cada posição simulada do rotor, eliminando uma fonte potencial de erros e reduzindo o tempo de processamento requerido.

O modelo do MRV foi desenvolvido com base em um MRV 6x4 trifásico localizado no Laboratório de Ensaio de Pequenos Motores da Universidade Federal de Goiás (UFG), mostrado na Figura 4.2.

Figura 4.2 – Motor a Relutância Variável 6x4 usado como base para este trabalho



Fonte: Laboratório de Ensaio de Pequenos Motores da UFG (2020)

Os parâmetros para o desenvolvimento do modelo foram derivados do seu projeto, conforme detalhado nas Tabelas 4.1 e 4.2.

Tabela 4.1 – Dimensões do MRV

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro externo do estator	130	
Diâmetro interno do estator	65	
Entreferro	11	
Altura do dente do estator	21,5	
Largura do dente do estator	15,57	
Entreferro	0,4	mm
Diâmetro externo do rotor	64,2	
Entreferro do rotor	13	
Altura do dente do rotor	12	
Largura do dente do rotor	16	
Comprimento do núcleo	70	
Diâmetro do eixo	14	
Voltas por bobina	190	–

Fonte: Laboratório de Ensaio de Pequenos Motores da UFG (2020)

Tabela 4.2 – Parâmetros do MRV

Parâmetros	Valor	Unidade
Polos do estator	6	–
Polos do rotor	4	–
Resistência de fase	3	Ω
Tensão máxima	220	V
Potência nominal	375	W
Torque nominal	2	N.m
Velocidade nominal	1800	rpm
Momento de inércia	$4,2 \cdot 10^{-3}$	kg.m ²
Coefficiente de fricção	$3 \cdot 10^{-5}$	N.m.s

Fonte: Laboratório de Ensaio de Pequenos Motores da UFG (2020)

As configurações específicas empregadas na definição do modelo do MRV no FEMM estão descritas na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Configurações do FEMM

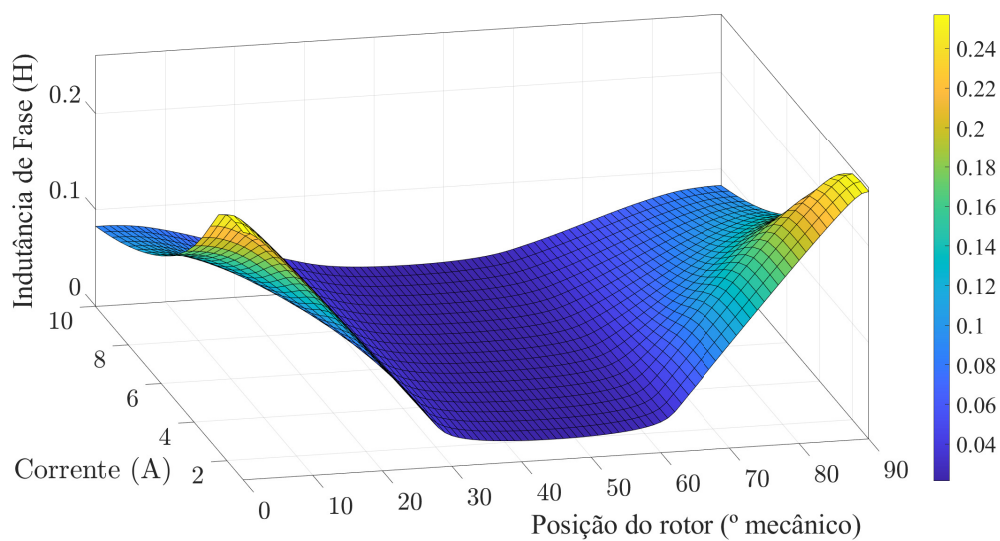
Parâmetro	Valor	Unidade
Número de nós	11778	-
Número de elementos	21400	-
Precisão do Solver	$1 \cdot 10^{-8}$	-

Fonte: próprio autor (2023)

Após a criação do modelo no FEMM, foram computados os perfis de indutância do MRV. Esses perfis são derivados da medição do fluxo magnético no FEMM, a qual é realizada em diversas posições angulares do rotor, fixando o valor da corrente em uma das fases em 1A e 0A nas outras. Dessa forma, o valor calculado do fluxo magnético coincide com o valor da indutância própria na fase com corrente de 1A, conforme a Equação 2.6.

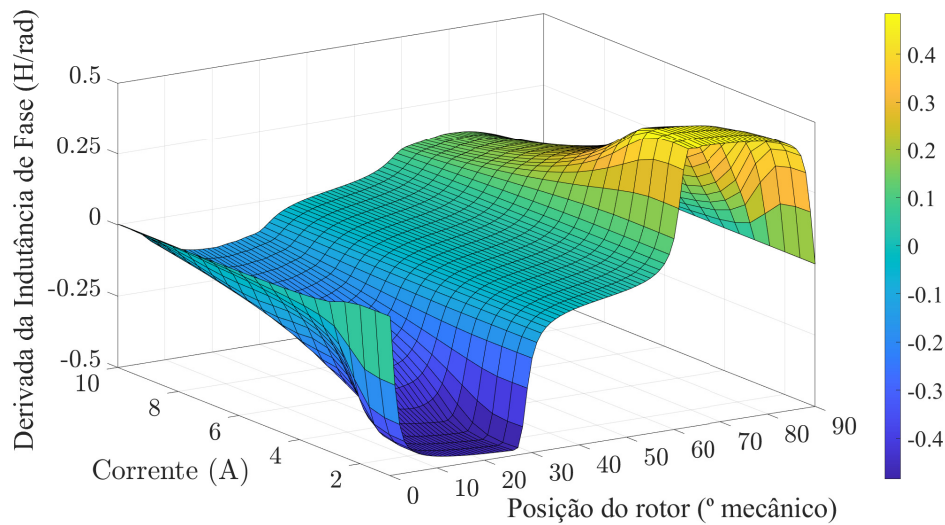
Os perfis foram calculados para uma faixa de ângulos do rotor θ variando entre 1° a 90° , intervalo correspondente a um ciclo elétrico desse MRV, com medições a cada intervalo de 1° . Além disso, em cada uma dessas posições angulares, foram efetuadas diversas medições de indutância, variando os valores das correntes nos enrolamentos de 1A a 10A, com intervalos de 0,5A entre as medições. A Figura 4.3 ilustra os perfis calculados e a Figura 4.4 apresenta a taxa de variação angular da indutância dos perfis calculados.

Figura 4.3 – Indutância da fase como função da posição e corrente



Fonte: próprio autor (2023)

Figura 4.4 – Derivada da indutância de fase como função da posição e corrente



Fonte: próprio autor (2023)

Os perfis de indutância das fases $j = 2$ e $j = 3$ podem ser estabelecidos a partir de uma defasagem de $\theta = \pm 30^\circ$ em relação aos perfis referentes à fase $j = 1$, mostrado nas Figuras 4.3 e 4.4, devido à simetria do motor.

O cálculo dos perfis de indutância do MRV é um pré-requisito essencial para a construção do seu modelo de simulação dinâmica, descrito na Seção 4.2.

4.1.1.2 Descrição do Algoritmo Desenvolvido para a Obtenção dos Perfis de Corrente Ideais

Após a criação do modelo de Elementos Finitos e a obtenção dos perfis de indutância do MRV, a etapa seguinte consistiu no desenvolvimento de um algoritmo para usar esse modelo e calcular os perfis de corrente ideais para cada fase para uma gama de condições de operação diferentes, que consistem em diferentes condições de velocidade e torque de carga.

O desenvolvimento do algoritmo foi realizado na linguagem de programação Python. Para a determinação dos perfis ideais de corrente, optou-se pelo uso de AGs, uma técnica de otimização inspirada no processo de evolução biológica. Os AGs são amplamente utilizados na resolução de problemas complexos de otimização, pois possuem a capacidade de explorar espaços de busca complexos sem requerer conhecimento prévio do problema, oferecem suporte a paralelismo, são escaláveis e são eficazes em problemas não lineares e multiobjetivo.

Além disso, o uso de AGs para a geração dos perfis de corrente no algoritmo proporciona a capacidade de incorporar objetivos secundários ao controle, como o aumento da eficiência, a redução de vibrações ou a diminuição das perdas no cobre. A inserção

desses objetivos pode ser realizada por meio da modificação da função de *fitness* do AG.

Portanto, no contexto deste trabalho, todas essas vantagens proporcionadas pelos AGs são pertinentes, pois permitem uma busca eficiente e adaptável por soluções ideais, considerando a complexidade dos perfis de corrente em diferentes condições de operação. Além disso, a capacidade de execução paralela de várias etapas dos AGs contribui para reduzir significativamente o tempo de cálculo dos perfis de corrente, tornando o processo mais ágil.

Assim, o algoritmo consiste da execução de um AG para cada combinação de condição de operação e ângulo do rotor onde se deseja obter os valores ideais de corrente. Dessa forma, define-se $(w, T) \in O_p$ como o conjunto de condições de operação, que consiste de um conjunto de pares ordenados de velocidades de operação w e torques de carga T , e define-se Θ como o conjunto ordenado de ângulos θ para a execução do algoritmo $\Theta = \{\theta \mid \theta = 1^\circ, \dots, 90^\circ\}$, compreendendo o intervalo de um ciclo elétrico do MRV usado como base para este trabalho.

Como parâmetros de entrada, além das condições de operação, o algoritmo requer a especificação da tensão do barramento CC V_{cc} . A tensão do barramento CC é um parâmetro importante e é usada para definir o espaço de busca do AG através da especificação das correntes máxima e mínima possíveis de serem alcançadas de um ângulo do rotor para outro pelo controle. A explicação de como vem a seguir.

Partindo da Equação 2.8, desconsiderando os valores das indutâncias mútuas, tem-se a Equação 4.1.

$$\begin{aligned} V_j &= R_j i_j + L_{jj} \frac{\partial i_j}{\partial t} + i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta} \\ \frac{\partial i_j}{\partial t} &= \frac{V_j - R_j i_j + i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{L_{jj}} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Pela regra da cadeia, $\frac{\partial i_j}{\partial t} = \frac{\partial i_j}{\partial \theta} w$. Portanto, a Equação 4.1 pode ser reescrita como a Equação 4.2.

$$\frac{\partial i_j}{\partial \theta} = \frac{V_j - R_j i_j + i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \quad (4.2)$$

Usando a Equação 4.2, pode-se fazer uma aproximação para o valor futuro da corrente da fase j quando o rotor se mover um ângulo $\Delta\theta$, definido por i_j^+ , conforme a Equação 4.3.

$$i_j^+ = i_j + \Delta\theta \frac{\partial i_j}{\partial \theta}$$

$$i_j^+ = i_j + \Delta\theta \frac{V_j - R_j i_j + i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \quad (4.3)$$

Assim, o valor da corrente quando o rotor se mover um ângulo $\Delta\theta$ estará aproximadamente dentro do intervalo definido por $i_j^+ \in [i_j^{min}, i_j^{max}]$, onde i_j^{min} é dado pela Equação 4.4, caso o conversor conversor de meia ponte assimétrica esteja sendo acionado no modo de comutação brusca, e i_j^{max} é dado Equação 4.5, independente do modo de comutação usado. Para que essas equações sejam implementadas no AG e gerem apenas referências de corrente possíveis, os valores dados por essas equações foram restringidos ao intervalo de 0 a I_{bobina} , em que I_{bobina} é a corrente máxima suportada pelos enrolamentos.

$$i_j^{min} = \begin{cases} I_{bobina}, & \text{se } i_j + \Delta\theta \frac{-V_{cc} - R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \text{ for maior que } I_{bobina} \\ i_j + \Delta\theta \frac{-V_{cc} - R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}}, & \text{se } i_j + \Delta\theta \frac{-V_{cc} - R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \text{ estiver entre 0 e } I_{bobina} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.4)$$

$$i_j^{max} = \begin{cases} I_{bobina}, & \text{se } i_j + \Delta\theta \frac{+V_{cc} - R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \text{ for maior que } I_{bobina} \\ i_j + \Delta\theta \frac{+V_{cc} - R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}}, & \text{se } i_j + \Delta\theta \frac{+V_{cc} - R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \text{ estiver entre 0 e } I_{bobina} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.5)$$

Caso o conversor conversor esteja sendo acionado no modo de comutação suave, i_j^{min} é dado pela Equação 4.6.

$$i_j^{min} = \begin{cases} I_{bobina}, & \text{se } i_j + \Delta\theta \frac{-R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \text{ for maior que } I_{bobina} \\ i_j + \Delta\theta \frac{-R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}}, & \text{se } i_j + \Delta\theta \frac{-R_j i_j - i_j w \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta}}{w L_{jj}} \text{ estiver entre 0 e } I_{bobina} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.6)$$

A partir das definições de i_j^{min} e i_j^{max} , pode-se definir a população dos AGs usados no algoritmo. Seja S uma população de n_s indivíduos em que o seu s -ésimo indivíduo $\vec{I}_s(w, T, \theta)$ tem a forma de (4.7).

$$\vec{I}_s(w, T, \theta) = \langle i_{1,s}, i_{2,s}, i_{3,s} \rangle \quad (4.7)$$

onde $i_{j,s}$ representa a corrente na fase j do s -ésimo indivíduo da população S e $\vec{I}_s(w, T, \theta) \in M$, em que $M = \{ \langle i_{1,s}, i_{2,s}, i_{3,s} \rangle \in \mathbb{R}_+^3 \mid i_{j,s}^{min} \leq i_{j,s} \leq i_{j,s}^{max}, j = 1, \dots, 3 \}$ é o espaço de busca do AG, onde i_j^{min} e i_j^{max} são definidos pelas Equações 4.4, 4.5 e 4.6, caso

haja correntes de um ângulo anterior calculadas, ou por $i_{j,s}^{min} = 0$ e $i_{j,s}^{max} = I_{bobina}$, caso contrário, sendo I_{bobina} a corrente máxima suportada pelas bobinas do MRV.

Para determinar se o i_j^{min} usado é o da Equação 4.4 ou da Equação 4.6, é necessário definir o conceito de fase principal. Define-se fase principal como sendo a fase mais propensa a produzir torque dada uma posição angular θ e $i_j = 1A$, ou seja, a fase j com maior taxa de variação angular da indutância $\frac{\partial L_{jj}(i_j, \theta)}{\partial \theta}$ para $i_j = 1A$. Quando j for a fase principal, o AG irá usar a Equação 4.6 para definir i_j^{min} e, caso contrário, usará a Equação 4.4. Assim, os perfis de corrente gerados poderão ser usados com as mesmas regras de acionamento do CDTI, descritas na Tabela 3.1.

O torque resultante do indivíduo atual, denotado por $T_{ind,s}$, é definido na Equação 4.8. Sua formulação deriva da Equação 2.20 e desconsidera as indutâncias mútuas.

$$T_{ind,s} = \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} \frac{i_{1,s}^2}{2} + \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} \frac{i_{2,s}^2}{2} + \frac{\partial L_{33}}{\partial \theta} \frac{i_{3,s}^2}{2} \quad (4.8)$$

A função de *fitness* do AG foi definida a partir de duas funções. A primeira, $f_1(T, T_{ind,s})$, considera o erro quadrático entre o torque de referência desejado T e o obtido com o indivíduo atual $T_{ind,s}$, conforme apresentado na Equação (4.9).

$$f_1(T, T_{ind,s}) = [T_{ind,s} - T]^2 \quad (4.9)$$

A segunda, $f_2(\vec{I}_s) \in R$, prioriza os indivíduos que possuem menos corrente. Para cada posição do rotor, f_2 é calculado por meio da Equação (4.10).

$$f_2(\vec{I}_s) = i_{1,s}^2 + i_{2,s}^2 + i_{3,s}^2 \quad (4.10)$$

Finalmente, a função de *fitness* $J(T, T_{ind}, \vec{I}_s)$ é escrita na Equação (4.11), com base nas Equações (4.9) e (4.10).

$$J(T, T_{ind,s}, \vec{I}_s) = \frac{1}{1 + k_r f_1(T, T_{ind,s}) + f_2(\vec{I}_s)} \quad (4.11)$$

Na qual $k_r \in \mathbb{Z}_+$ é um fator de ponderação que controla a importância de f_1 sobre f_2 .

O valor de k_r e a definição dos outros parâmetros utilizados na definição do AG estão na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Parâmetros do AG

Parâmetro	Tipo/Descrição	Valor
Método de Seleção	Torneio de 3 indivíduos	–
Tamanho da População	–	80
Taxa de Mutação	–	1%
Tipo de Mutação	Gaussiana	–
Taxa de Cruzamento	–	60%
1º critério de parada	Número máximo de gerações	30
2º critério de parada	Variação média no valor de <i>fitness</i>	$\leq 10^3$
k_r	Fator de ponderação que controla a importância de f_1 sobre f_2	$2 \cdot 10^{-3}$

Fonte: próprio autor (2023)

Assim, para cada condição de operação (w, T) , executando-se sequencialmente um AG para cada $\theta = 1^\circ, \dots, 90^\circ$ será obtido um perfil de corrente ideal.

O pseudocódigo do algoritmo usado na geração dos perfis de correntes é mostrado no Algoritmo 1.

Algoritmo 1 Pseudo-código para a abordagem proposta do AG

```

para cada par ordenado  $(w, T) \in O_p$  faça
  para cada  $\theta = 1^\circ, \dots, 90^\circ$  faça
    FasePrincipal  $\leftarrow$  índice  $j$  da fase com maior taxa de variação angular
    da indutância  $\frac{\partial L_{jj}(1, \theta)}{\partial \theta}$  com  $i_j = 1A$ 
    se  $\theta = 1^\circ$  então
      para cada fase  $j \in 1, \dots, 3$  faça
         $i_{j,s}^{min} \leftarrow 0$ 
         $i_{j,s}^{max} \leftarrow I_{bobina}$ 
      fim para
    senão
      para cada fase  $j \in 1, \dots, 3$  faça
        se  $j = \text{FasePrincipal}$  então
           $i_{j,s}^{min} \leftarrow i_j^{min}$  da Equação 4.6
        senão
           $i_{j,s}^{min} \leftarrow i_j^{min}$  da Equação 4.4
        fim se
         $i_{j,s}^{max} \leftarrow i_{j,s}^{max}$  da Equação 4.5
      fim para
    fim se
    Inicialize aleatoriamente uma População  $S$  de  $n_s$  indivíduos
     $\vec{I}_s(w, T, \theta) = \langle i_{1,s}, i_{2,s}, i_{3,s} \rangle$  com  $i_{j,s}^{min} \leq i_{j,s} \leq i_{j,s}^{max}$ ,  $j = 1, \dots, 3$ 
    para cada indivíduo em  $S$  faça
      Calcule o torque gerado pelo indivíduo a partir da Equação 4.8
      Avalie o fitness do indivíduo por meio da função de fitness
       $J(T, T_{ind,s}, \vec{I}_s)$  definida em 4.11
    fim para
    Ordene  $S$  com base na aptidão (do melhor para o pior)
    MelhorIndividuo  $\leftarrow$  primeiro indivíduo de  $S$ 
    enquanto critérios de parada não alcançados faça
      Pais  $\leftarrow$  indivíduos selecionados de  $S$  pelo Método de Seleção
      Filhos  $\leftarrow$  lista vazia
      Realize as operações de cruzamento e mutação nos Pais e
      adicione os novos indivíduos criados à lista Filhos
      Substitua os últimos indivíduos de  $S$  pelos Filhos
      para cada indivíduo em  $S$  faça
        Calcule o torque gerado pelo indivíduo a partir da Equação 4.8
        Avalie o fitness do indivíduo por meio da função de fitness
         $J(T, T_{ind,s}, \vec{I}_s)$  definida em 4.11
      fim para
      Ordene  $S$  com base na aptidão (do melhor para o pior)
      se fitness do MelhorIndividuo < fitness do primeiro indivíduo de  $S$  então
        MelhorIndividuo  $\leftarrow$  primeiro indivíduo de  $S$ 
      fim se
    fim enquanto
    Armazene o MelhorIndividuo em  $\theta$  para  $(w, T)$ 
  fim para
fim para

```

4.1.2 Controlador Proporcional Integral de Velocidade

O *loop* externo do Controle Proposto consiste em um controlador PI que atua com base no erro de velocidade, chamado de Controlador PI de Velocidade. Esse controlador opera com base em dois componentes principais: o controle proporcional (P) e o controle integral (I). O componente proporcional age diretamente através da diferença entre a velocidade de referência w_{ref} e a velocidade atual do motor $w(t)$, sendo ajustado por meio de uma constante, o ganho proporcional K_p^w . Quanto maior a discrepância, maior é o sinal de controle aplicado, resultando em uma resposta mais rápida a alterações na referência. A saída do componente proporcional é mostrada na Equação 4.12.

$$u_p^w(t) = K_p^w \cdot (w_{ref}(t) - w(t)) \quad (4.12)$$

Por sua vez, o componente integral age ao longo do tempo, visando eliminar o erro de velocidade acumulado ao longo do tempo. Isso é especialmente útil quando o sistema está em regime estacionário e há um erro constante de velocidade. O controle integral permite a correção contínua desse erro, assegurando que o MRV alcance e mantenha a velocidade desejada com precisão. Ele é ajustado através de uma constante, o ganho integral K_i^w . A saída do componente integral é mostrada na Equação 4.13.

$$u_i^w(t) = K_i^w \int_0^t (w_{ref}(t) - w(t)) dt \quad (4.13)$$

Por fim, a saída do Controlador PI de Velocidade é a soma da saída do componente proporcional $u_p^w(t)$ com a saída do componente integral $u_i^w(t)$ que corresponde ao torque de referência T_{ref} . Em regime permanente, sua influência sobre a ondulação de torque e a eficiência é pequena, sendo evidente apenas quando ocorrem grandes alterações na velocidade do MRV. Como o foco deste trabalho é a comparação do Controle Proposto em regime permanente, definiu-se o valor de 0,02 para o ganho proporcional e 0,22 para o ganho integral desse controlador, conforme apresentado na Tabela 4.5. Os outros controles usados na comparação com o Controle Proposto também usam esse mesmo Controlador PI de Velocidade, com os mesmos valores para os ganhos proporcional e integral.

4.1.3 Estimador de Torque

O torque estimado pelo estimador de torque T é o torque instantâneo do MRV obtido por meio do estimador de torque. Seu cálculo é baseado na Equação 2.20 e utiliza os dados das derivadas da indutância, mostrados na Figura 4.4. Não foram incluídas as indutâncias mútuas no cálculo, dado que a produção de torque no MRV resulta principalmente da variação da indutância própria (YE; HENSLEY, 2017) e a sua inclusão aumentaria consideravelmente a complexidade do sistema. Assim, a Equação 4.14 define

o valor instantâneo do torque do MRV calculado pelo estimador de torque usado neste trabalho.

$$T = \frac{\partial L_{11}}{\partial \theta} \frac{i_1^2}{2} + \frac{\partial L_{22}}{\partial \theta} \frac{i_2^2}{2} + \frac{\partial L_{33}}{\partial \theta} \frac{i_3^2}{2} \quad (4.14)$$

Onde L_{jj} é a indutância própria da fase j , i_j é a corrente na fase j , T é o torque estimado e θ é a posição do rotor.

Além disso, no controle proposto foram usados os mesmos modos de acionamento descritos na Tabela 3.1 do CDTI. Esses modos de acionamento são usados a fim de reduzir a ondulação de torque, e restringem principalmente dentro do intervalo de comutação usando apenas o acionamento nos modos de magnetização e roda-livre são permitidos entre o início do acionamento da fase e a entrada da próxima fase, sendo esse o intervalo marcado pelos ângulos de comutação desse controle. No controle proposto não é necessário conhecer os ângulos de comutação para aplicar essas mesmas regras de acionamento. O início do acionamento e a entrada da próxima fase são marcados pelos perfis de corrente, dispensando a necessidade de conhecer os ângulos de comutação. Assim, é possível aplicar as mesmas regras de acionamento da Tabela 3.1 no Controle Proposto.

4.1.4 Função de Ajuste do Erro de Torque

Ao longo da vida útil do MRV, os seus perfis de indutância podem sofrer alterações. Se os perfis de indutância usados para determinar os perfis de corrente do Controle Proposto forem derivados dos parâmetros de projeto do motor, e não de ensaios físicos dele, os perfis de corrente resultantes poderão conter erros associados ao desgaste do motor ao longo da sua vida útil. O Controle Proposto mitiga esse problema ao adotar uma abordagem híbrida que combina o CDTI com o controle por perfis de corrente através da adição de uma correção, que é função do erro de torque, nos perfis de corrente. O erro de torque e_{torque} é calculado pela diferença do torque de referência T_{ref} e do torque estimado pelo estimador de torque T , conforme a Equação 4.15.

$$e_{torque} = T_{ref} - T \quad (4.15)$$

Em seguida, o erro de torque calculado é submetido a uma função definida pela Equação 4.16. Sua formulação se baseia na relação indicada pela Equação 2.20, que, desconsiderando as indutâncias mútuas, estabelece que o torque é proporcional ao quadrado da corrente de fase. Assim, o valor absoluto da raiz quadrada do valor absoluto do erro de torque foi escolhida como função para ajustar o erro de torque, sendo a função $sign(e_{torque})$, definida na Equação 4.17, utilizada para preservar o sinal.

$$f_{err}(e_{torque}) = \text{sign}(e_{torque}) \left| \sqrt{|e_{torque}|} \right| \quad (4.16)$$

$$\text{sign}(e_{torque}) = \begin{cases} 1, & \text{se } e_{torque} > 0 \\ 0, & \text{se } e_{torque} = 0 \\ -1, & \text{se } e_{torque} < 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

4.1.5 Controlador Proporcional de Torque

Após a correção do erro de torque, $f_{err}(e_{torque})$ é processado por um controlador P antes de ser integrado aos perfis de corrente gerados. A Equação 4.18, define a sua saída $u_p^T(t)$.

$$u_p^T(t) = K_p^T \cdot f_{err}(e_{torque}) \quad (4.18)$$

O ganho proporcional K_p^T desse controlador regula a influência de $f_{err}(e_{torque})$ nos perfis resultantes. O comportamento do controle proposto varia conforme K_p^T e o tamanho da banda de histerese β do controlador de histerese de corrente. Quando $K_p^T = 0$, o controle proposto é equivalente ao controle por perfis de corrente. Em contraste, quando $K_p^T \rightarrow \infty$ e $\beta \rightarrow \infty$, o controle proposto se assemelha ao CDTI.

4.2 Desenvolvimento da Simulação Dinâmica

A criação da simulação dinâmica abrange o desenvolvimento do modelo para a simulação do Controle Proposto e de outros métodos de controle relevantes, sob diversas condições de operação, visando coletar dados para a avaliação comparativa do desempenho do Controle Proposto. O modelo foi desenvolvido no ambiente Simulink® do software Matlab®, versão R2021a.

Como pré-requisito para sua criação, foi necessário desenvolver o modelo do MRV no ambiente Simulink®, seguindo as equações apresentadas no Capítulo 2. Esse modelo incluiu os perfis de indutância e a derivada desses perfis, detalhados nas Figuras 4.3 e 4.4, além dos parâmetros apresentados na Tabela 4.2.

Para a implementação do Controle Proposto, foram utilizados o modelo do MRV desenvolvido, os perfis de corrente gerados pelo Algoritmo 1 e os parâmetros descritos na Tabela 4.5.

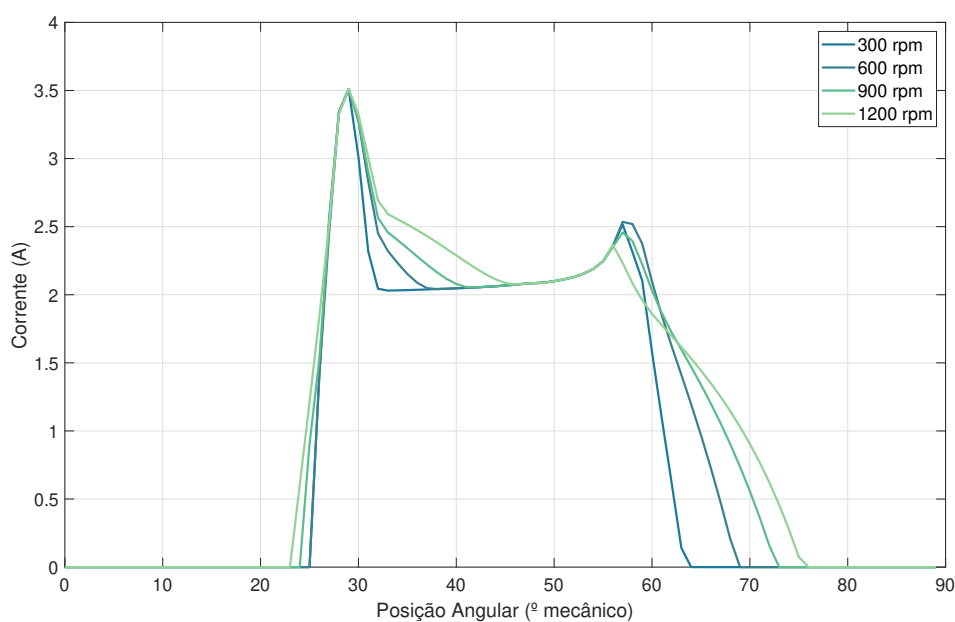
Tabela 4.5 – Parâmetros do Controlador

Parâmetro	Valor	Unidade de medida
V_{cc}	220	V
Frequência máxima de chaveamento	10	kHz
Ganho Proporcional do Controlador PI de Velocidade K_p^w	0,02	–
Ganho Integral do Controlador PI de Velocidade K_p^w	0,22	–
Ganho Proporcional do Controlador P de Torque K_p^T	0,5	–
Banda de Histerese	0,1	–

Fonte: próprio autor (2023)

As condições de operação para a geração dos perfis de corrente escolhidas pelo Algoritmo 1 foram definidas como $O_p = \{(w, T) \mid w = 0, 300, 600, 900, 1200 \text{ rpm e } T = 0,1, 1,0, 2,0 \text{ N.m}\}$. A Figura 4.5 mostra alguns desses perfis calculados para $T = 1 \text{ N.m}$. Esses perfis são relativos a fase $j = 3$, sendo a posição angular $\theta = 60^\circ$ a posição de alinhamento dessa fase. A implementação desses perfis na simulação foi através do bloco *Lookup Table* com o modo de interpolação cúbica por *splines* selecionado.

Figura 4.5 – Exemplo de perfis de corrente calculados a partir do Algoritmo 1 para $T = 1 \text{ N.m}$ e $w = 300, 600, 900, 1200 \text{ rpm}$



Fonte: próprio autor (2023)

Após a implementação do Controle Proposto, foram definidos quais seriam os outros métodos de controle a serem implementados para a comparação de desempenho. Os métodos escolhidos foram o Controle Proposto com o ganho proporcional do controlador P de torque $K_p^T = 0$ e o CDTI.

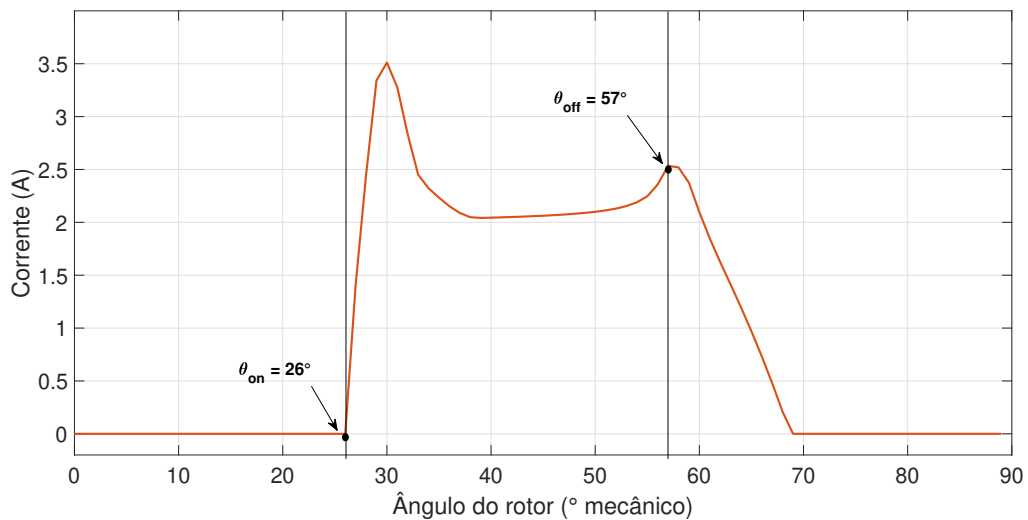
O Controle Proposto com $K_p^T = 0$ equivale a um controle por perfis de corrente que implementa os perfis obtidos pelo Algoritmo 1. Ele serve como referência para avaliar isoladamente o desempenho dos perfis de corrente gerados para o Controle Proposto.

O CDTI é uma técnica de controle reconhecida por apresentar uma ampla faixa de velocidade com mínima ondulação de torque. Ele foi empregado como referência a fim de avaliar o desempenho do Controle Proposto perante a uma técnica conhecida da literatura.

Na implementação da simulação dinâmica do CDTI, foram empregados o mesmo controlador PI de velocidade e estimador de torque do Controle Proposto. Além disso, nessa implementação, o acionamento do MRV seguiu as regras da Tabela 3.1.

Os ângulos θ_{on} e θ_{off} do CDTI foram derivados dos perfis de corrente calculados pelo Algoritmo 1 para o Controle Proposto. Esses ângulos foram identificados a partir do período de acionamento de cada fase de cada perfil. O início do período de acionamento corresponde ao valor de θ_{on} , enquanto a parte final desse período, marcada pelo início do decrescimento da corrente de fase, corresponde ao valor de θ_{off} . A Figura 4.6 mostra um exemplo de como foi realizada a determinação dos ângulos θ_{on} e θ_{off} para o perfil de corrente da fase $j = 3$, com $T = 1$ N.m e $w = 600$ rpm.

Figura 4.6 – Exemplo de determinação dos ângulos θ_{on} e θ_{off} para o CDTI baseado em um perfil de corrente gerado para o Controle Proposto



Fonte: próprio autor (2023)

A Tabela 4.6 mostra todos os ângulos θ_{on} e θ_{off} obtidos para a fase $j = 3$. Para conseguir os ângulos das fases $j = 1$ e $j = 2$, basta somar 30° e subtrair 30° dos ângulos da tabela mencionada, respectivamente. Esses ângulos de acionamento foram implementados na simulação do CDTI através dos blocos *Lookup Table* com a configuração de interpolação linear selecionada.

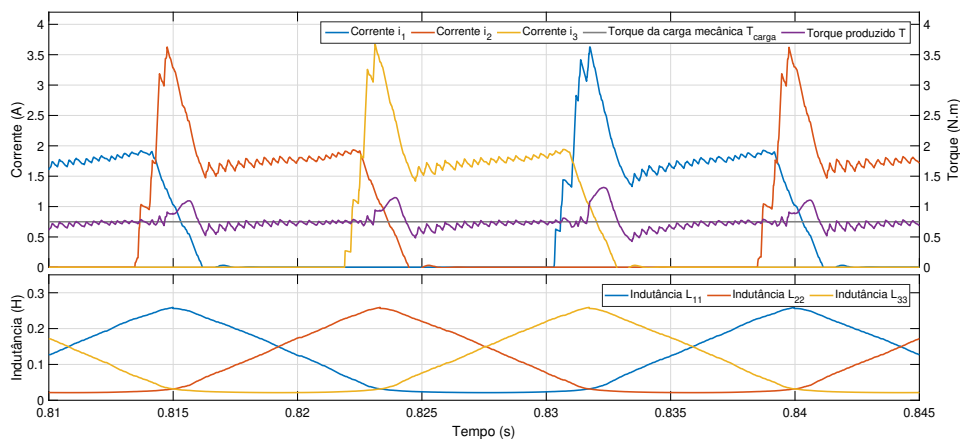
Tabela 4.6 – Ângulos θ_{on} e θ_{off} derivados dos perfis de corrente gerados do Controle Proposto em diferentes condições de operação, para a fase $j = 3$.

w (rpm)	$T = 0.1$ N.m		$T = 1.0$ N.m		$T = 2.0$ N.m	
	θ_{on}	θ_{off}	θ_{on}	θ_{off}	θ_{on}	θ_{off}
0	28°	59°	26°	57°	25°	56°
300	28°	59°	26°	57°	24°	56°
600	28°	59°	26°	57°	20°	54°
900	28°	59°	25°	57°	19°	52°
1200	28°	59°	24°	56°	18°	51°

Fonte: próprio autor (2023)

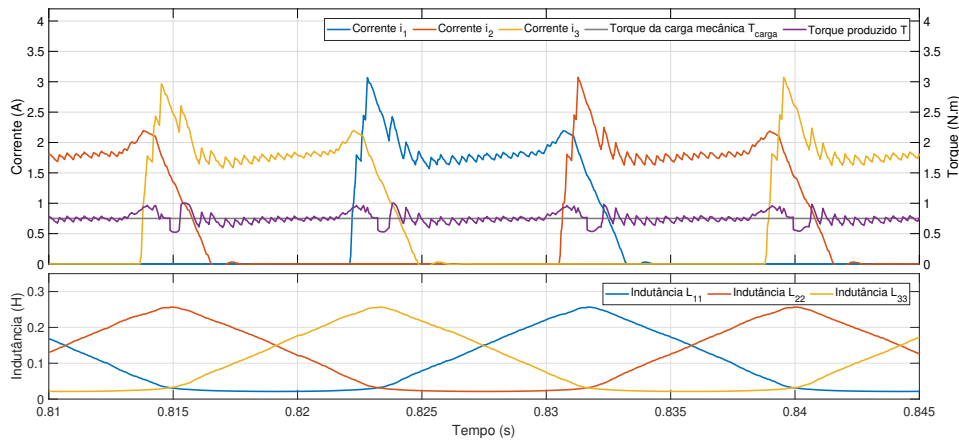
As Figuras 4.7, 4.8 e 4.9 mostram a execução das simulações que implementam o CDTI, o Controle Proposto com $K_p^T = 0$ e o Controle Proposto para o torque de carga igual a 0,75 N.m e velocidade igual a 600 rpm.

Figura 4.7 – Exemplo de execução da implementação do CDTI para torque de carga igual a 0,75 N.m e velocidade igual a 600 rpm



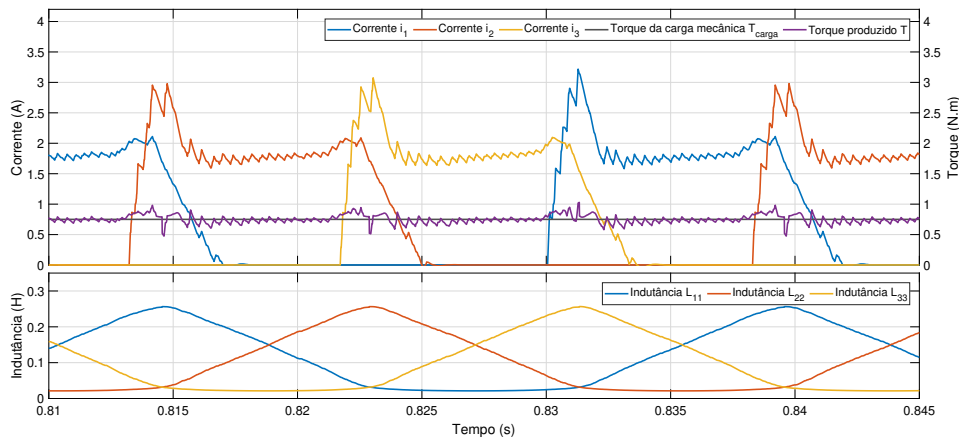
Fonte: próprio autor (2023)

Figura 4.8 – Exemplo de execução da implementação do Controle Proposto com $K_p^T = 0$ para torque de carga igual a 0,75 N.m e velocidade igual a 600 rpm



Fonte: próprio autor (2023)

Figura 4.9 – Exemplo de execução da implementação do Controle Proposto para torque de carga igual a 0,75 N.m e velocidade igual a 600 rpm



Fonte: próprio autor (2023)

4.3 Estabelecimento do Experimento

Após a implementação de todas as estratégias de controle mencionadas, foi estabelecido o conjunto das condições de operação para a realização das simulações. Optou-se por incluir mais condições de operação do que as usadas para gerar os perfis de corrente do Controle Proposto, a fim de testar a capacidade desses perfis em condições ligeiramente diferentes daquelas em que foram originalmente criados. Esse conjunto foi definido como $O_s = \{(w, T) \mid w = 100, 200, \dots, 1200 \text{ rpm e } T = 0,25, 0,50, \dots, 2,0 \text{ N.m}\}$, demandando 96

simulações em cada método de controle para abranger todas as combinações de velocidades e torques mencionadas de O_s .

Em seguida, foi definido o torque de carga e o intervalo de tempo de cada simulação. Cada simulação é executada no período de 0 a 1s, onde o torque de carga é 0 N.m de 0 a 0,3s, uma rampa de 0,3 a 0,5s, variando de 0 N.m até T N.m, e T N.m de 0,5 até 1s, em que T é um torque definido em O_s . Outros parâmetros das simulações foram definidos na Tabela 4.7. As métricas de desempenho usadas na comparação entre os métodos de controle foram computadas ao final de cada simulação, no intervalo de 0,6 até 1s.

Tabela 4.7 – Parâmetros das Simulações

Parâmetro	Valor
Solver	ODE45 (Dormant Prince)
Tipo	Passo Variável
Tolerância Relativa	$1 \cdot 10^{-3}$
Tempo de início	0,0
Tempo de fim	1,0

Fonte: próprio autor (2023)

As métricas usadas foram: o *Torque Ripple* T_{ripple} , o *Torque Ripple Factor* F_{ripple} , a corrente eficaz do barramento CC do conversor de meia ponte assimétrica $I_{cc,rms}$ e o torque por Ampère T_{amp} . Elas foram obtidas após a operação em regime permanente e são definidas, respectivamente, nas equações 4.19, 4.20, 4.21 e 4.22.

$$T_{\text{ripple}} = \left(\frac{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}}{T_{\text{avg}}} \right) \times 100\% \quad (4.19)$$

$$F_{\text{ripple}} = \left(\frac{\text{rms}(T - T_{\text{avg}})}{T_{\text{avg}}} \right) \times 100\% \quad (4.20)$$

$$I_{cc,rms} = \text{rms}(I_{cc}) \quad (4.21)$$

$$T_{\text{amp}} = \frac{T_{\text{avg}}}{\text{rms}(I_{cc})} \quad (4.22)$$

Onde T_{avg} é o torque médio, T_{min} e T_{max} são, respectivamente, os valores mínimo e máximo do torque e I_{cc} é a corrente do barramento CC do conversor de meia ponte assimétrica. A função $\text{rms}(x)$ é a função de valor eficaz, definida em 4.23, em que t_0 é o tempo inicial e Δt é o intervalo de tempo sobre o qual a média quadrática é calculada.

$$\text{rms}(x) = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} [x(t)]^2 dt} \quad (4.23)$$

O próximo capítulo apresenta os resultados dos experimentos.

5 Resultados

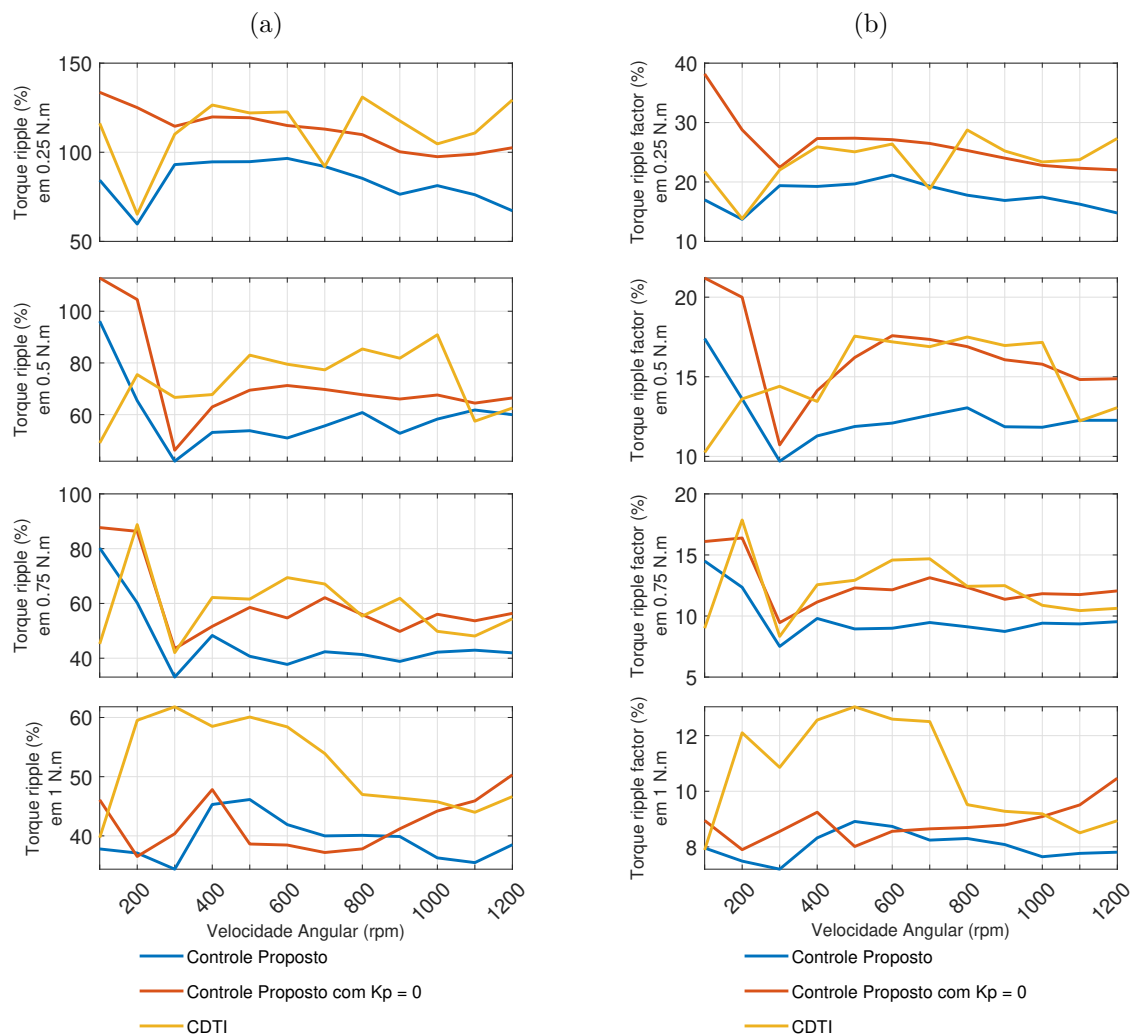
Este capítulo apresenta os resultados das simulações. Os resultados foram organizados para apresentar a variação das métricas em cada uma das condições de torque de carga e velocidade avaliadas nas simulações.

Essa disposição facilita a análise dos efeitos das variações do torque de carga e da velocidade nas métricas utilizadas para comparar o desempenho do Controle Proposto com o CDTI e o Controle Proposto sem a adição da compensação derivada do erro de torque, também referido como Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

5.1 Resultados para o torque de carga igual a 0,25, 0,5, 0,75 e 1 N.m

As Figuras 5.1 (a) e 5.1 (b) mostram o *Torque Ripple* (%) (a) e o *Torque Ripple Factor* (%) (b) para velocidades variando de 100 a 1200 rpm nos torques de carga de 0,25, 0,5, 0,75 e 1 N.m, respectivamente.

Figura 5.1 – *Torque Ripple* (%) (a) e *Torque Ripple Factor* (%) (b) para o torque de carga variando de 0,25 a 1 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm



Fonte: próprio autor (2023)

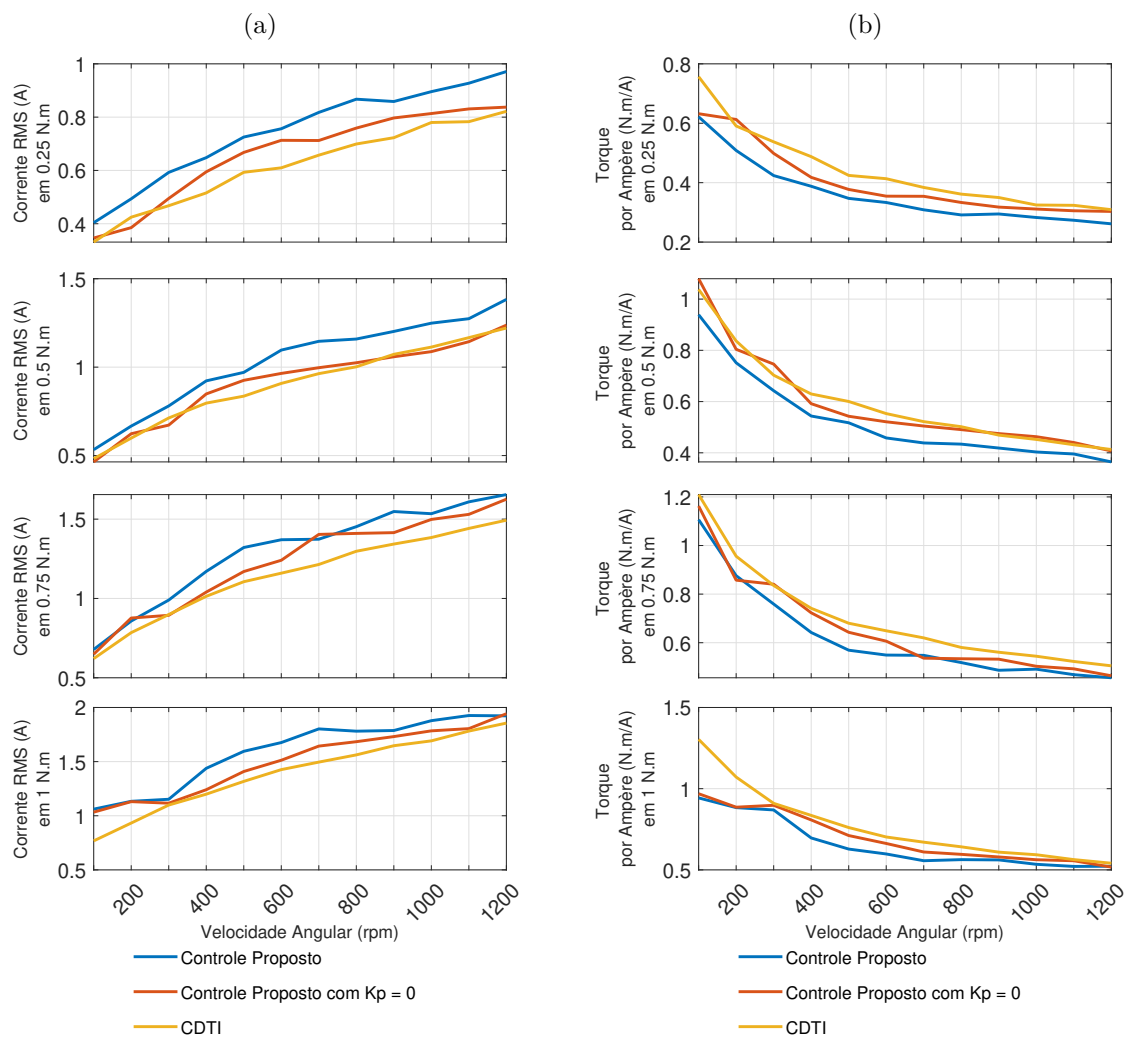
Ao avaliar os resultados da Figura 5.1 (a), observa-se que o Controle Proposto apresentou reduções significativas no *Torque Ripple* em comparação com o CDTI, registrando uma média de 20,05% de redução.

Adicionalmente, em comparação com o Controle Proposto com $K_p^T = 0$, o Controle Proposto também apresentou reduções notáveis no *Torque Ripple*, com média de 17,77% ao longo da faixa de operação analisada.

Essas melhorias se estenderam ao *Torque Ripple Factor* mostrado na Figura 5.1 (b), indicando uma média de redução de 18,62% em comparação com o CDTI e 21,04% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

As Figuras 5.2 (a) e 5.2 (b) mostram a Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e o Torque por Ampère (N.m/A) (b) para velocidades variando de 100 a 1200 rpm nos torques de carga de 0,25, 0,5, 0,75 e 1 N.m, respectivamente.

Figura 5.2 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para o torque de carga variando de 0,25 a 1 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm



Fonte: próprio autor (2023)

Ao avaliar os resultados da Figura 5.2 (a), observa-se que o Controle Proposto apresentou um aumento na Corrente Eficaz do Barramento CC em comparação com o CDTI, registrando uma média de 15,94% de aumento.

Adicionalmente, em comparação com o Controle Proposto com $K_p^T = 0$, o Controle Proposto também apresentou um aumento na Corrente Eficaz do Barramento CC, com

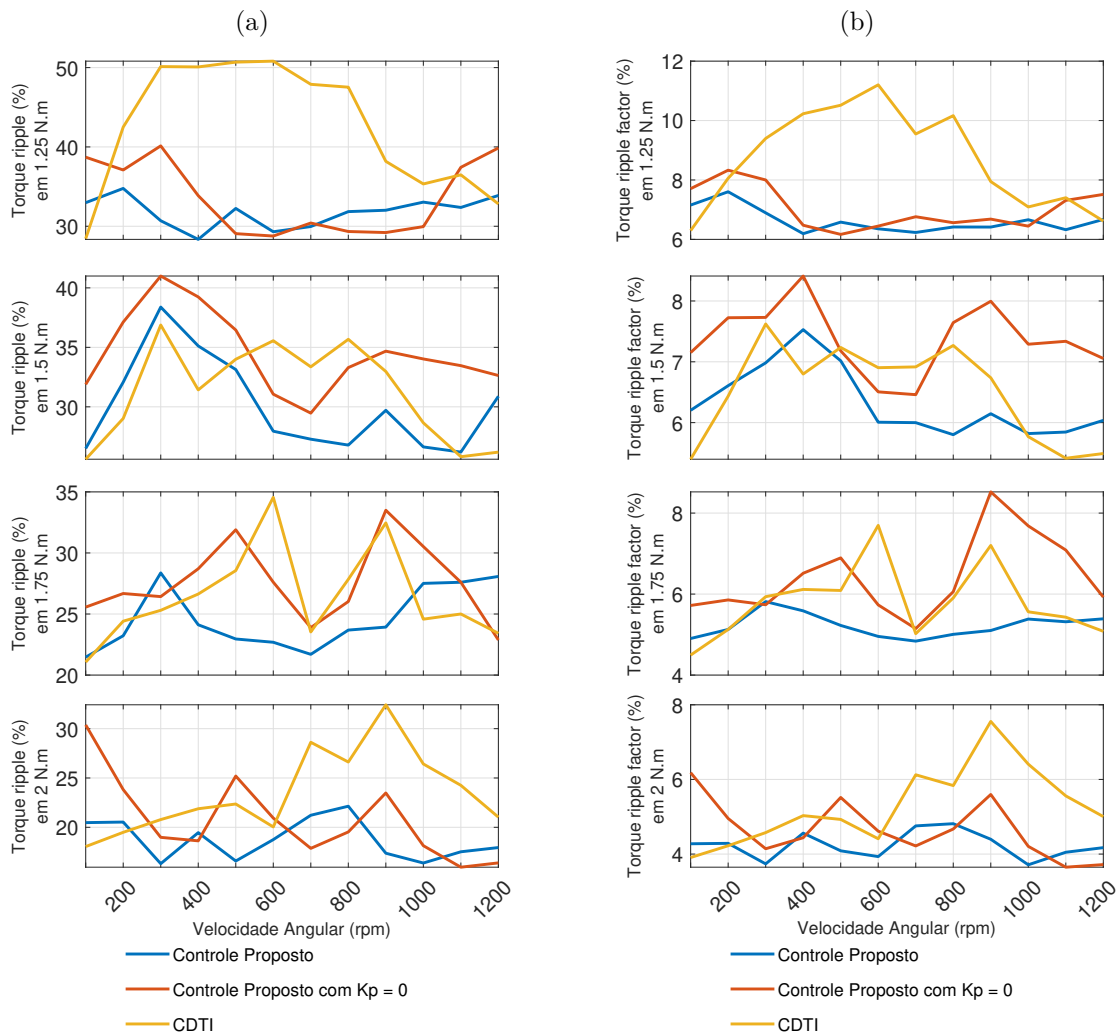
média de 9,41% ao longo da faixa de operação analisada.

Esse aumento na Corrente Eficaz do Barramento CC levou a uma redução na relação de Torque por Ampère mostrada na Figura 5.1 (b), indicando uma média de 13,47% em comparação com o CDTI e 7,94% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

5.2 Resultados para o torque de carga igual a 1, 25, 1, 5, 1, 75 e 2 N.m

As Figuras 5.3 (a) e 5.3 (b) mostram o *Torque Ripple* (%) (a) e o *Torque Ripple Factor* (%) (b) para velocidades variando de 100 a 1200 rpm nos torques de carga de 1,25, 1,5, 1,75 e 2 N.m, respectivamente.

Figura 5.3 – *Torque Ripple* (%) (a) e *Torque Ripple Factor* (%) (b) para o torque de carga variando de 1,25 a 2 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm



Fonte: próprio autor (2023)

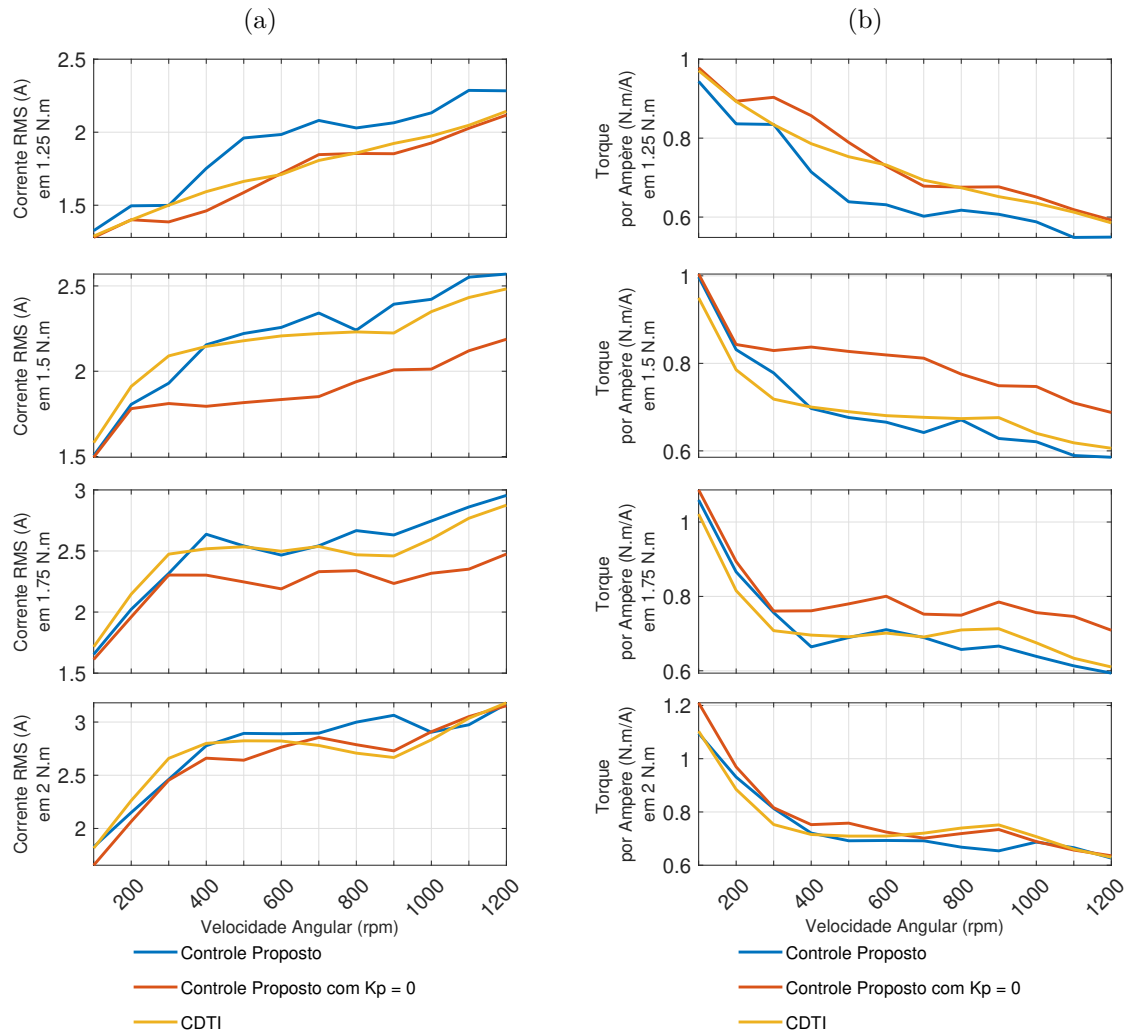
No que tange ao *Torque Ripple* apresentado na Figura 5.3 (a), o Controle Proposto demonstrou uma redução média significativa de 11,99% em relação ao CDTI. Comparativamente, em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, a média de redução foi de 8,51%.

Essas melhorias também se refletiram no *Torque Ripple Factor*, conforme evidenciado na Figura 5.3 (b), com médias de redução de 12,08% em relação ao CDTI e 10,88%

em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

As Figuras 5.4 (a) e 5.4 (b) mostram a Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e o Torque por Ampère (N.m/A) (b) para velocidades variando de 100 a 1200 rpm nos torques de carga de 0,25, 0,5, 0,75 e 1 N.m, respectivamente.

Figura 5.4 – Corrente eficaz do barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para o torque de carga variando de 1,25 a 2 N.m e a velocidade variando de 100 a 1200 rpm



Fonte: próprio autor (2023)

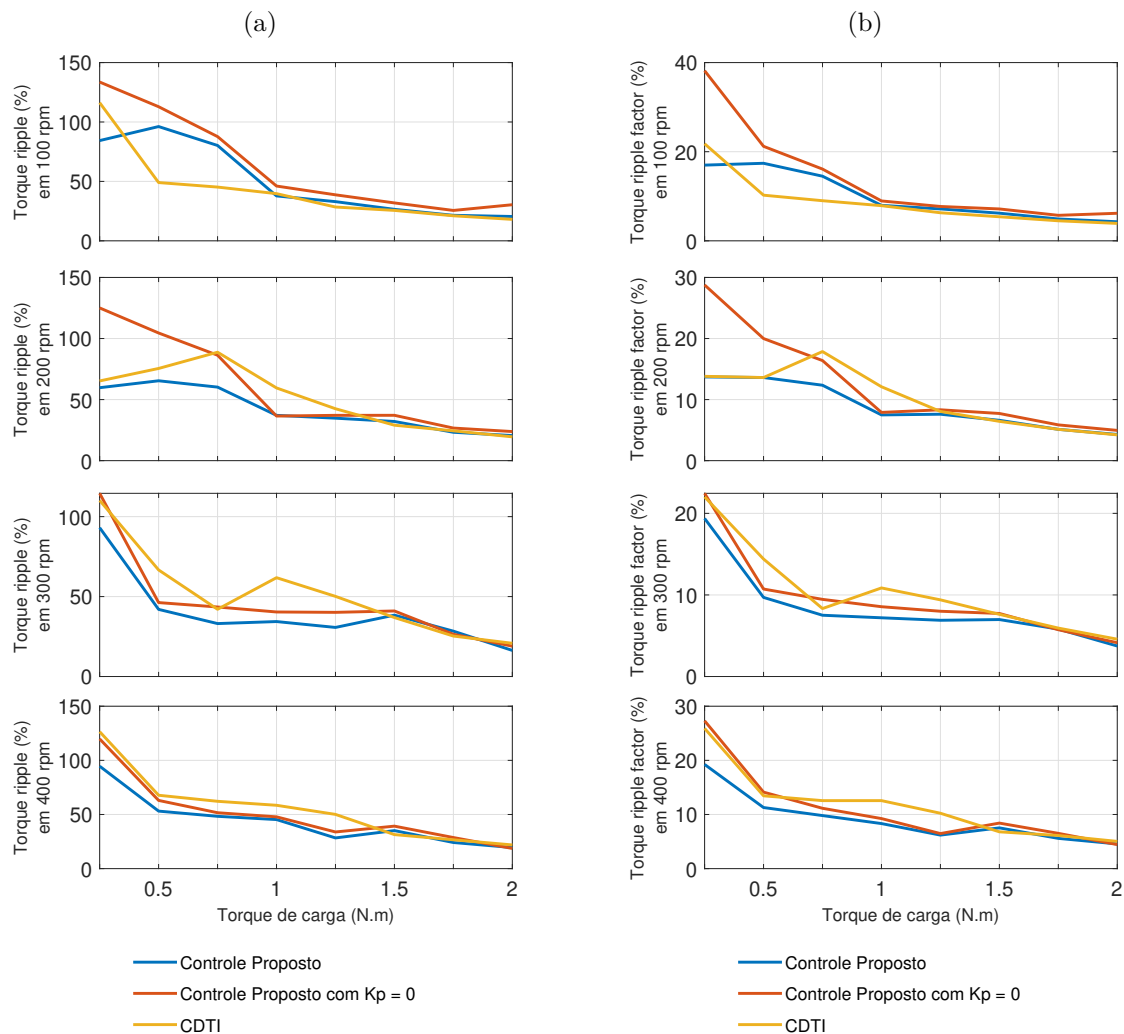
Ao avaliar os resultados da Figura 5.4 (a), observa-se que o Controle Proposto apresentou um aumento médio de 3,35% na Corrente Eficaz em relação ao CDTI e 11,16% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

Essas variações na Corrente Eficaz contribuíram para uma redução média de 2,95% na relação de Torque por Ampère em comparação com o CDTI e 9,67% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

5.3 Resultados para a velocidade igual a 100, 200, 300 e 400 rpm

As Figuras 5.5 (a) e 5.5 (b) exibem o *Torque Ripple* (%) (a) e o *Torque Ripple Factor* (%) (b) para torques de carga variando de 0,25 a 2 N.m nas velocidades de 100, 200, 300 e 400 rpm, respectivamente.

Figura 5.5 – *Torque Ripple* (%) (a) e *Torque Ripple Factor* (%) (b) para a velocidade variando de 100 a 400 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m



Fonte: próprio autor (2023)

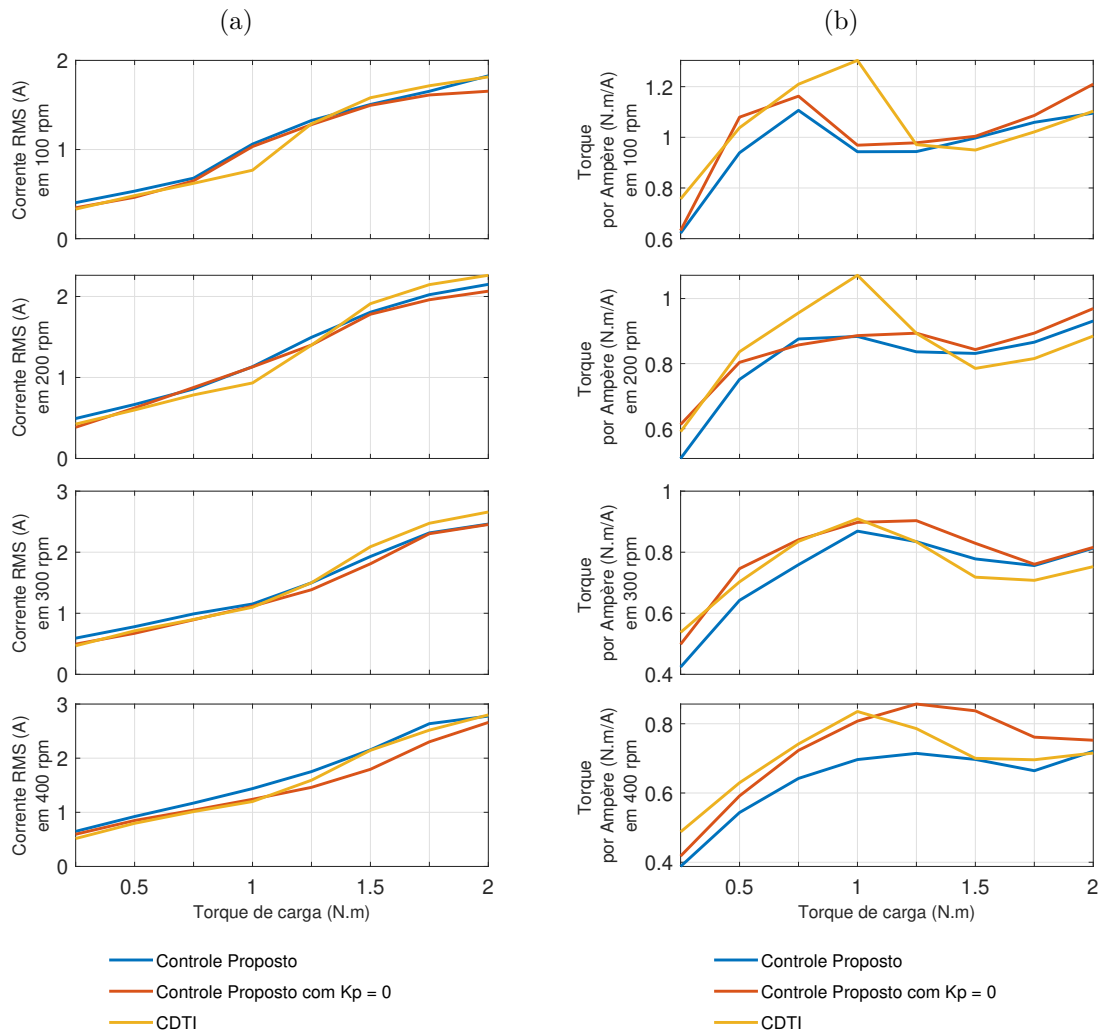
Observando a Figura 5.5 (a), verifica-se que o Controle Proposto proporcionou uma média de 7,15% de redução no *Torque Ripple* em comparação com o CDTI. Quando comparado ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, essa redução média foi de 16,04%.

Da mesma forma, houve uma redução média de 6,31% do *Torque Ripple Factor* do Controle Proposto em relação ao CDTI e 16,03% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, conforme apresentado na Figura 5.5 (b).

As Figuras 5.6 (a) e 5.6 (b) mostram a Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a)

e o Torque por Ampère (N.m/A) (b) para a velocidade variando de 100 a 400 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m.

Figura 5.6 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para a velocidade variando de 100 a 400 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m



Fonte: próprio autor (2023)

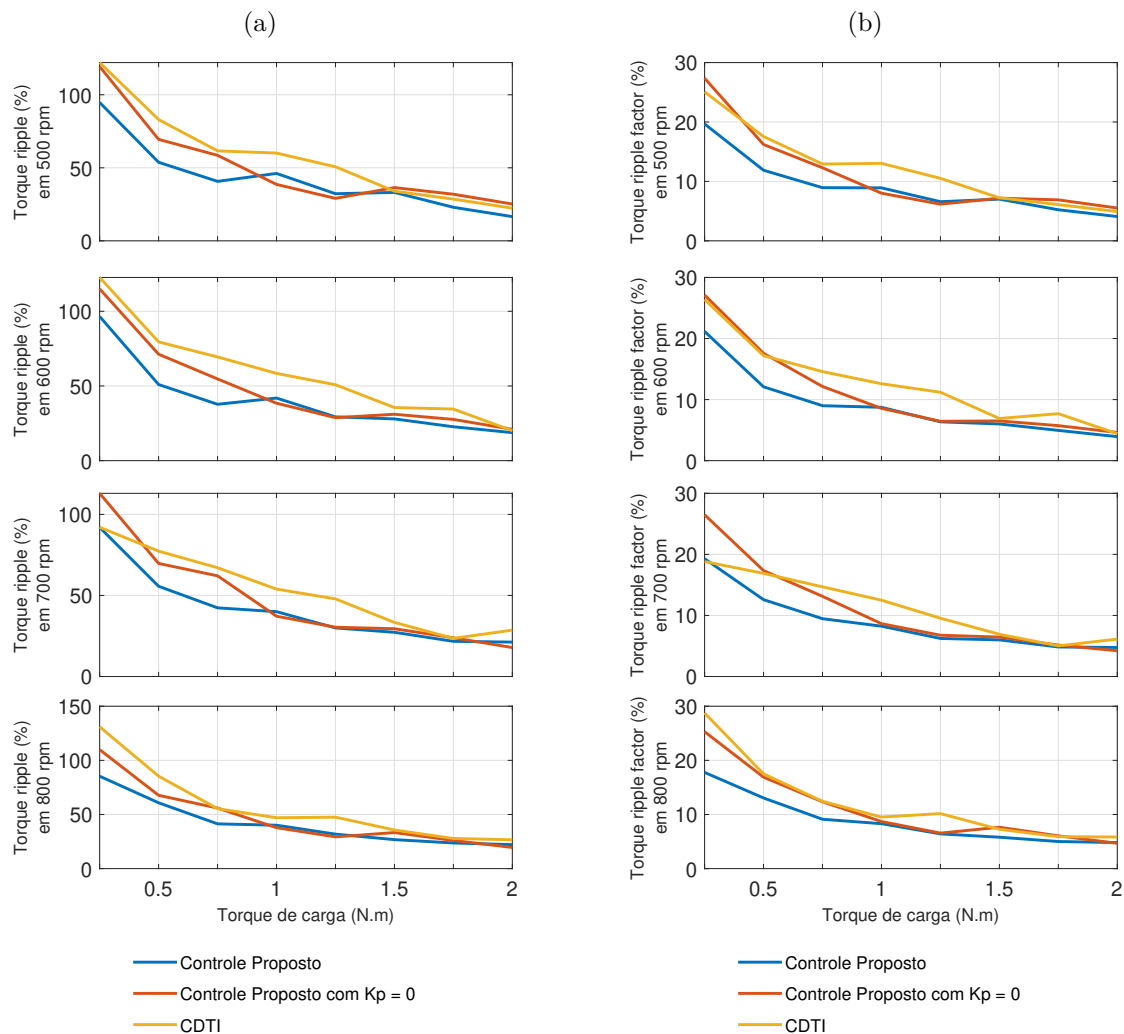
Ao analisar a Figura 5.6 (a), observa-se que o Controle Proposto resultou em um aumento médio de 7,66% na Corrente Eficaz do Barramento CC em comparação com o CDTI. Em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, esse aumento médio foi de 8,60%.

Esse aumento na Corrente Eficaz do Barramento CC resultou em uma média de 6,10% de redução na relação de Torque por Ampère em comparação com o CDTI e 6,94% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

5.4 Resultados para a velocidade igual a 500, 600, 700 e 800 rpm

As Figuras 5.7 (a) e 5.7 (b) mostram o *Torque Ripple* (%) (a) e o *Torque Ripple Factor* (%) (b) para torques de carga variando de 0,25 a 2 N.m nas velocidades de 500, 600, 700 e 800 rpm, respectivamente.

Figura 5.7 – *Torque Ripple* (%) (a) e *Torque Ripple Factor* (%) (b) para a velocidade variando de 500 a 800 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m



Fonte: próprio autor (2023)

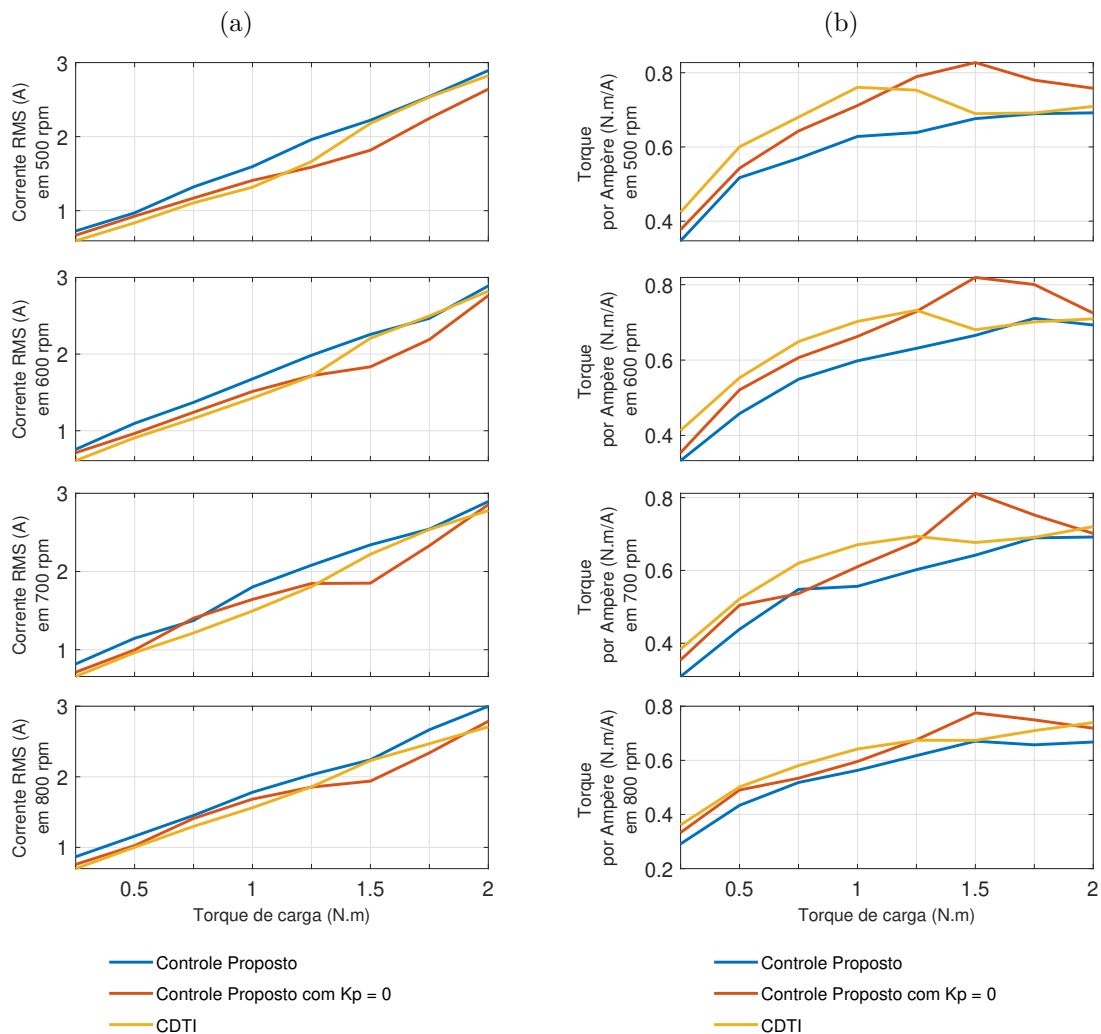
Avaliando os resultados para o *Torque Ripple*, percebe-se que o Controle Proposto exibiu em média uma redução de 25,25% nessa métrica em comparação com o CDTI. Em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, essa redução média foi de 10,59%.

Em relação ao *Torque Ripple Factor*, observa-se uma média de redução de 24,02% em relação ao CDTI e 14,07% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

As Figuras 5.8 (a) e 5.8 (b) mostram a Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e o Torque por Ampère (N.m/A) (b) para torques de carga variando de 0,25 a 2 N.m nas

velocidades de 500, 600, 700 e 800 rpm, respectivamente.

Figura 5.8 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para a velocidade variando de 500 a 800 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m



Fonte: próprio autor (2023)

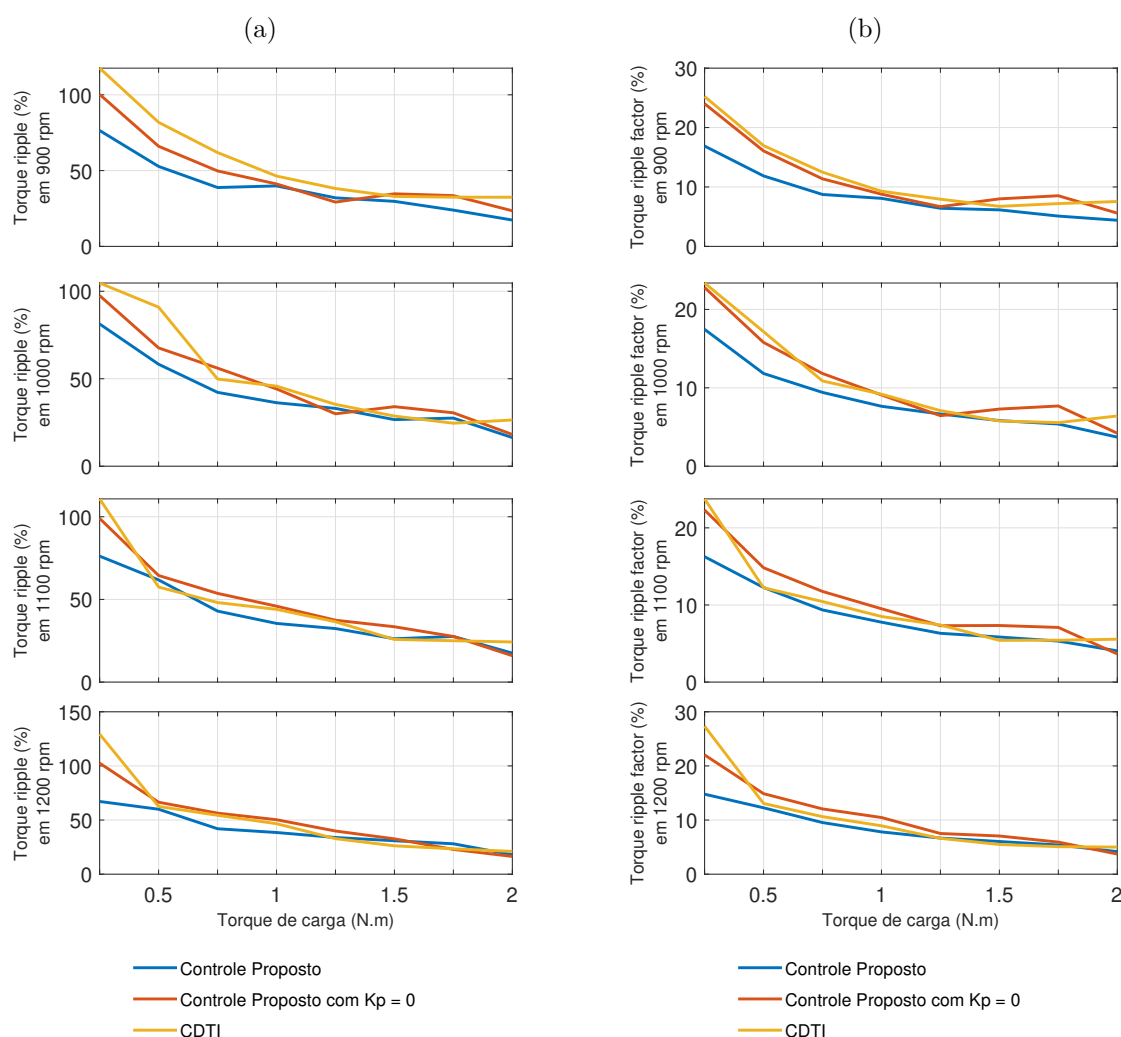
Ao examinar a Figura 5.8 (a), verifica-se que o Controle Proposto teve em um aumento médio de 12,43% na Corrente Eficaz do Barramento CC em relação ao CDTI. Em comparação com o Controle Proposto com $K_p^T = 0$, esse aumento médio foi de 11,71%.

Esse fato contribuiu para uma média de 10,56% de redução na relação de Torque por Ampère em comparação com o CDTI e 10,22% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

5.5 Resultados para a velocidade igual a 900, 1000, 1100 e 1200 rpm

As Figuras 5.9 (a) e 5.9 (b) mostram o *Torque Ripple* (%) (a) e o *Torque Ripple Factor* (%) (b) para torques de carga variando de 0,25 a 2 N.m nas velocidades de 900, 1000, 1100 e 1200 rpm, respectivamente.

Figura 5.9 – *Torque Ripple* (%) (a) e *Torque Ripple Factor* (%) (b) para a velocidade variando de 900 a 1200 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m



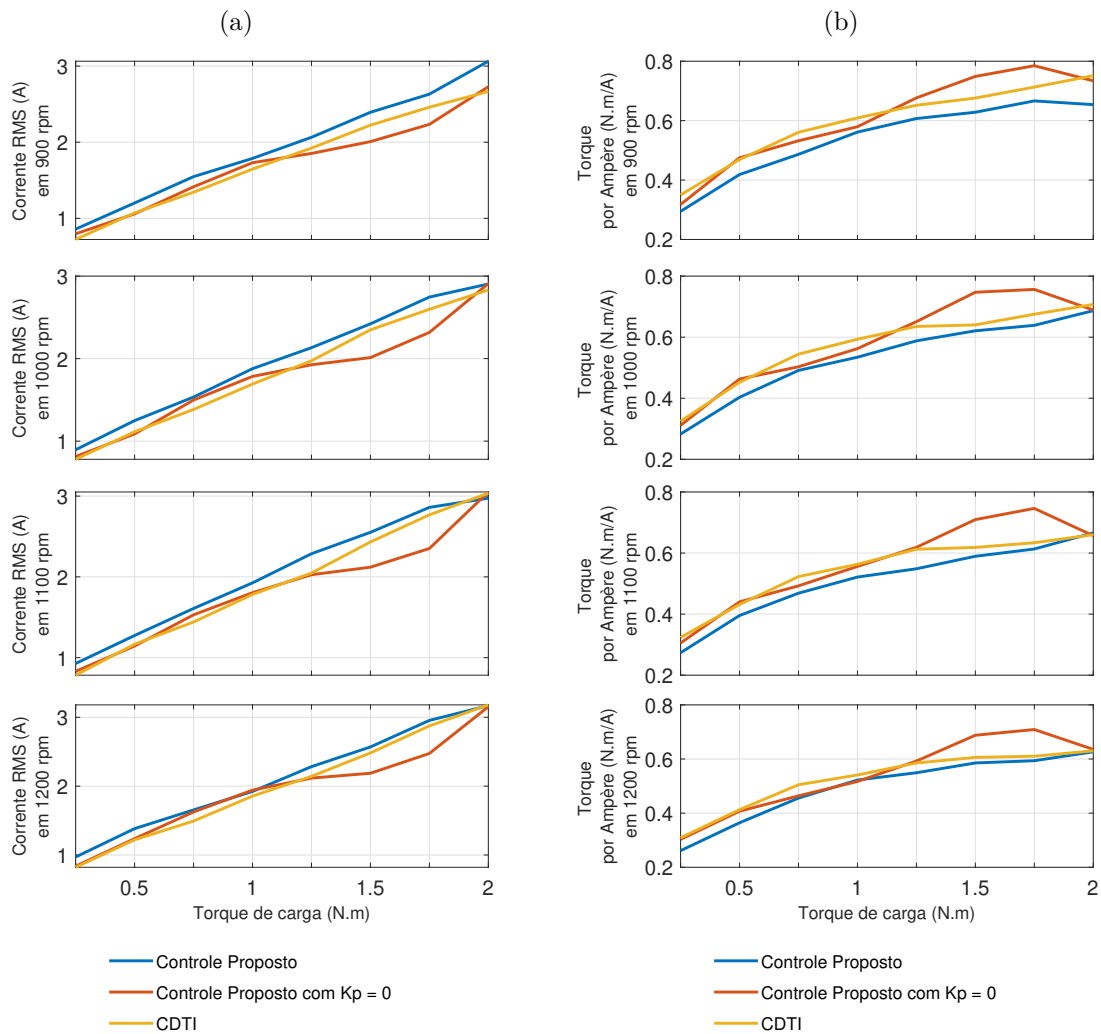
Fonte: próprio autor (2023)

Na Figura 5.9 (a) nota-se que o Controle Proposto gerou uma redução média significativa de 15,67% no *Torque Ripple* em comparação com o CDTI. Comparativamente, em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, essa redução média foi de 12,78%.

Da mesma forma, na Figura 5.9 (b), também se verifica que houve uma redução no *Torque Ripple Factor* em relação ao CDTI e ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, de 15,72% e 17,79%, respectivamente.

As Figuras 5.10 (a) e 5.10 (b) mostram a Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e o Torque por Ampère (N.m/A) (b) para torques de carga variando de 0,25 a 2 N.m nas velocidades de 900, 1000, 1100 e 1200 rpm, respectivamente.

Figura 5.10 – Corrente Eficaz do Barramento CC (A) (a) e Torque por Ampère (N.m/A) (b) para a velocidade variando de 900 a 1200 rpm e o torque de carga variando de 0,25 a 2 N.m



Fonte: próprio autor (2023)

Nessas Figuras, destaca-se um aumento médio de 8,85% na Corrente Eficaz do Barramento CC em comparação com o CDTI. Em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, esse aumento médio foi de 10,54%.

Esse acréscimo na Corrente Eficaz do Barramento CC resultou em uma redução média de 7,99% na relação de Torque por Ampère em comparação com o CDTI e 9,26% em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

5.6 Discussão dos Resultados

A Tabela 5.1 apresenta um resumo dos resultados das simulações sob diferentes condições de operação, destacando a redução média de *Torque Ripple* do Controle Proposto em relação ao CDTI e ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

Tabela 5.1 – Redução Média de *Torque Ripple* (%)

Faixa de Torque de Carga avaliada (N.m)	Faixa de Velocidade avaliada (rpm)	Em relação ao CDTI	Em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$
0,25 - 1	100 - 1200	20,06	17,77
1,25 - 2	100 - 1200	11,99	8,51
0,25 - 2	100 - 400	7,15	16,04
0,25 - 2	500 - 800	25,25	10,59
0,25 - 2	900 - 1200	15,67	12,78

Fonte: próprio autor (2023)

Observa-se que, em todas as condições avaliadas, o Controle Proposto demonstrou uma redução média na métrica de *Torque Ripple* em relação às outras técnicas avaliadas. Essa análise sugere que, sob essas condições específicas, o Controle Proposto apresenta um desempenho melhor na redução da ondulação de torque. Verifica-se também que o uso do erro de torque juntamente com perfis de corrente gerados contribui para a redução da ondulação de torque, visto que o desempenho do Controle Proposto na métrica de *Torque Ripple* foi melhor que o do Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

A Tabela 5.2 apresenta um resumo dos resultados das simulações sob diferentes condições de operação, destacando a redução média de *Torque Ripple Factor* do Controle Proposto em relação ao CDTI e ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

Tabela 5.2 – Redução Média de *Torque Ripple Factor* (%)

Faixa de Torque de Carga avaliada (N.m)	Faixa de Velocidade avaliada (rpm)	Em relação ao CDTI	Em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$
0,25 - 1	100 - 1200	18,62	21,04
1,25 - 2	100 - 1200	12,08	10,88
0,25 - 2	100 - 400	6,31	16,03
0,25 - 2	500 - 800	24,02	14,07
0,25 - 2	900 - 1200	15,72	17,79

Fonte: próprio autor (2023)

Observa-se que na Tabela 5.2, em todas as condições avaliadas, o Controle Proposto demonstrou uma redução média significativa no *Torque Ripple Factor* em relação às outras técnicas avaliadas. Essa constatação reforça a análise previamente realizada dos resultados apresentados na Tabela 5.1, reafirmando que, sob essas condições específicas, o Controle Proposto demonstra um desempenho melhor na redução da ondulação de torque.

Este cenário também se valida na comparação com o Controle Proposto com $K_p^T = 0$, uma vez que se observa um desempenho superior na redução da métrica do *Torque Ripple Factor*. Tal constatação também indica que a adição do erro de torque aos perfis de corrente gerados desempenha um papel substancial na redução do *Torque Ripple Factor* no Controle Proposto, confirmando seu desempenho superior na redução da ondulação de torque.

A Tabela 5.3 apresenta o Aumento Médio de Corrente Eficaz do Controle Proposto em relação ao CDTI e ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$ sob diferentes condições de operação.

Tabela 5.3 – Aumento Médio de Corrente Eficaz (%)

Faixa de Torque de Carga avaliada (N.m)	Faixa de Velocidade avaliada (rpm)	Em relação ao CDTI	Em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$
0,25 - 1	100 - 1200	15,95	9,41
1,25 - 2	100 - 1200	3,35	11,16
0,25 - 2	100 - 400	7,66	8,60
0,25 - 2	500 - 800	12,43	11,71
0,25 - 2	900 - 1200	8,85	10,54

Fonte: próprio autor (2023)

Verifica-se que na Tabela 5.3, em todas as condições avaliadas, houve, em média, um aumento na Corrente Eficaz do Barramento CC do Controle Proposto em relação às outras técnicas avaliadas.

A Tabela 5.4 apresenta a Redução Média de Torque por Ampère do Controle Proposto em relação ao CDTI e ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$ sob diferentes condições de operação.

Tabela 5.4 – Redução Média de Torque por Ampère (%)

Faixa de Torque de Carga avaliada (N.m)	Faixa de Velocidade avaliada (rpm)	Em relação ao CDTI	Em relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$
0,25 - 1	100 - 1200	13,48	7,94
1,25 - 2	100 - 1200	2,95	9,67
0,25 - 2	100 - 400	6,10	6,94
0,25 - 2	500 - 800	10,56	10,22
0,25 - 2	900 - 1200	7,99	9,26

Fonte: próprio autor (2023)

Verifica-se que na Tabela 5.4, em todas as condições avaliadas, houve, em média, uma redução na proporção de Torque por Ampère do Controle Proposto em relação às outras técnicas avaliadas, o que confirma o aumento verificado anteriormente na Corrente Eficaz do Barramento CC.

Para aprimorar a análise dos resultados e avaliar de forma mais eficaz a melhoria proporcionada pela incorporação da compensação derivada do erro de torque aos perfis de corrente do Controle Proposto, realizou-se uma análise comparativa entre o Controle Proposto com o Controle Proposto com $K_p^T = 0$, limitada às condições de operação para as quais os perfis de corrente foram calculados utilizando o Algoritmo 1. A Tabela 5.5 mostra os resultados da comparação.

Tabela 5.5 – Redução Média das Métricas Avaliadas do Controle Proposto em Relação ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$ nas condições de operação para as quais os perfis de corrente foram calculados utilizando o Algoritmo 1

Torque de Carga avaliado (N.m)	Velocidades avaliadas (rpm)	Redução Média do <i>Torque Ripple</i> (%)	Redução Média do <i>Torque Ripple Factor</i> (%)	Aumento Médio da Corrente Eficaz no barramento CC (%)	Redução Média do Torque por Ampère (%)
1	300, 600, 900, 1200	8,12	11,80	4,07	3,77
2	300, 600, 900, 1200	10,26	8,44	4,41	4,25

Fonte: próprio autor (2023)

Verifica-se que a incorporação da compensação derivada do erro de torque aos perfis de corrente do Controle Proposto proporcionou a redução da ondulação de torque mesmo nas condições de operação para as quais os perfis de corrente foram calculados utilizando o Algoritmo 1. Essa constatação reforça a afirmação de que a adição do erro de torque aos perfis de corrente gerados desempenha um papel substancial na redução da ondulação de torque apresentada pelo Controle Proposto.

6 Conclusão Geral

6.1 Conclusão

Verifica-se que o Controle Proposto demonstra uma baixa ondulação de torque em uma ampla faixa de velocidade, superando tanto o CDTI quanto o Controle Proposto com $K_p^T = 0$ — este último representa o controle por perfis de corrente gerados pelo algoritmo desenvolvido neste trabalho. Os resultados obtidos por meio de simulações revelaram que o Controle Proposto apresentou uma redução significativa na métrica de *Torque Ripple*, alcançando 16,02% e 13,14% em relação ao CDTI e ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$, respectivamente. Da mesma forma, observou-se uma redução de 15,34% e 15,96% na métrica de *Torque Ripple Factor* nessas comparações. As simulações foram conduzidas para torques de carga variando de 0,25 a 2 N.m e velocidades variando de 100 a 1200 rpm utilizando dados de um MRV 6x4 trifásico localizado no Laboratório de Ensaios de Pequenos Motores da Universidade Federal de Goiás.

Adicionalmente, destaca-se que o algoritmo proposto para a obtenção dos perfis de corrente atendeu seu propósito ao determinar perfis que apresentam desempenho semelhante ao CDTI, conforme evidenciado pela comparação dos resultados entre o Controle Proposto com $K_p^T = 0$ e o CDTI.

A incorporação do erro de torque ajustado aos perfis de corrente gerados contribuiu efetivamente para a redução da ondulação de torque no Controle Proposto, como indicado pelo melhor desempenho na redução da ondulação de torque ao comparar com o Controle Proposto com $K_p^T = 0$.

Em relação a outras métricas, observou-se uma redução na relação de torque por Ampère e um aumento na corrente do barramento CC. O Controle Proposto registrou 9,64% e 10,28% de aumento na métrica de corrente do barramento CC e 8,21% e 8,81% de aumento na relação de torque por Ampère, respectivamente, em relação ao CDTI e ao Controle Proposto com $K_p^T = 0$. Tais resultados sugerem uma pequena perda de eficiência energética para obter a significativa redução na ondulação de torque alcançada.

Em suma, conclui-se que o Controle Proposto é ideal para aplicações que demandam baixa ondulação de torque e que dispõem de espaço de armazenamento em memória para os perfis de corrente necessários nas condições de operação desejadas.

6.2 Futuras Pesquisas

Sugere-se que em futuras pesquisas seja explorado o impacto do uso de diferentes valores de K_p^T no Controle Proposto. Além disso, sugere-se a verificação do desempenho do Controle Proposto em diferentes frequências de acionamento e realizar experimentos práticos em laboratório para validar os resultados obtidos nas simulações.

6.3 Trabalhos Submetidos e Publicados

Trabalhos publicados de autoria própria:

- SOARES, I. R. et al. *A Current Hysteresis Control Strategy for Switched Reluctance Machine Based on Genetic Algorithms and Finite Elements Analysis*. In: *XXIV - Congresso Brasileiro de Automática*. Fortaleza, Ceará, 2022.

Trabalhos publicados em colaboração com outros autores:

- LEMES FILHO, C. C. et al. *Strategy for Torque Ripple Reduction in IPMSM*. In: *XXIV - Congresso Brasileiro de Automática*. Fortaleza, Ceará, 2022.

Referências

AHN, J.-W.; PARK, S.-J.; LEE, D.-H. Hybrid excitation of SRM for reduction of vibration and acoustic noise. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 51, n. 2, p. 374–380, abr. 2004. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tie.2004.825227>>. Citado na página 20.

AL-AMYAL, F.; QURAAN, L. A.; SZAMEL, L. Torque sharing function optimization for extended speed range control in switched reluctance motor drive. In: *2020 IEEE 3rd International Conference and Workshop in Óbuda on Electrical and Power Engineering (CANDO-EPE)*. IEEE, 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/cando-epe51100.2020.9337792>>. Citado na página 36.

APOSTOLIDOU, N.; PAPANIKOLAOU, N.; LOUPIS, M. Survey on switched reluctance starter/generator for the more electric aircraft. In: *2020 International Symposium on Industrial Electronics and Applications (INDEL)*. IEEE, 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ind50386.2020.9266164>>. Citado na página 20.

BILGIN, B.; JIANG, J.; EMADI, A. *Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications*. CRC Press, 2019. ISBN 9781351396714. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=TwqWDwAAQBAJ>>. Citado 6 vezes nas páginas 25, 26, 27, 28, 30 e 38.

BING, G.; JIE, G. Research of electro-mechanical actuator in electric braking system based on instantaneous torque control with srm. *The Open Automation and Control Systems Journal*, v. 6, n. 1, 2014. Citado na página 26.

BOSE, B. K. et al. Microcomputer control of switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), IA-22, n. 4, p. 708–715, jul. 1986. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tia.1986.4504782>>. Citado na página 44.

BOSTANCI, E. et al. Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 3, n. 1, p. 58–75, 2017. Citado na página 20.

CHAPMAN, P.; SUDHOFF, S. Design and precise realization of optimized current waveforms for an 8/6 switched reluctance drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 17, n. 1, p. 76–83, jan. 2002. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/63.988672>>. Citado na página 41.

CHOI, C. et al. A new torque control method of a switched reluctance motor using a torque-sharing function. *IEEE Transactions on Magnetics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 38, n. 5, p. 3288–3290, set. 2002. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tmag.2002.802295>>. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 40.

DEBOUZA, M. et al. Optimization of switched reluctance motor drive firing angles using grey wolf optimizer for torque ripples minimization. In: *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 619–624. Citado na página 20.

- DENG, X.; MECROW, B. A comparison of conventional and segmental rotor 12/10 switched reluctance motors. In: *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/iemdc.2019.8785221>>. Citado na página 26.
- DIAS, R. J. *Motores a relutância variável 6x4 e 6x6. Estudo comparativo de operação e desempenho*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, fev. 2011. Disponível em: <<https://doi.org/10.14393/ufu.di.2012.20>>. Citado na página 26.
- DING, W.; YANG, S.; HU, Y. Performance improvement for segmented-stator hybrid-excitation SRM drives using an improved asymmetric half-bridge converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 66, n. 2, p. 898–909, fev. 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tie.2018.2833034>>. Citado na página 29.
- DOWLATSHAHI, M.; NEJAD, S. M. S.; AHN, J.-W. Torque ripple minimization of switched reluctance motor using modified torque sharing function. In: *2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. IEEE, 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/iraniancee.2013.6599580>>. Citado na página 36.
- DÚBRAVKA, P. et al. Control of switched reluctance motor by current profiling under normal and open phase operating condition. *IET Electric Power Applications*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 11, n. 4, p. 548–556, abr. 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/iet-epa.2016.0543>>. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 42.
- ELLABBAN, O.; ABU-RUB, H. Switched reluctance motor converter topologies: A review. In: *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/icit.2014.6895009>>. Citado na página 30.
- FANG, G. et al. Advanced control of switched reluctance motors (srms): A review on current regulation, torque control and vibration suppression. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, v. 2, p. 280–301, 2021. Citado 11 vezes nas páginas 20, 21, 22, 30, 35, 36, 37, 39, 40, 41 e 42.
- FERREIRA, C. et al. Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 31, n. 3, p. 553–561, 1995. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/28.382116>>. Citado na página 20.
- FRANCO, L. et al. Comparative analysis of different methods associated to the frozen permeability method for on-load cogging torque evaluation in permanent magnet synchronous machines. *IEEE Latin America Transactions*, v. 19, n. 2, p. 199–207, Feb. 2021. Disponível em: <<https://latamt.ieeer9.org/index.php/transactions/article/view/3045>>. Citado na página 49.
- GAN, C. et al. A position sensorless torque control strategy for switched reluctance machines with fewer current sensors. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 26, n. 2, p. 1118–1128, abr. 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tmech.2020.3017864>>. Citado na página 39.

GUNDOGMUS, O. et al. Current profile optimization method for simultaneous dc-link current ripple and acoustic noise minimization in switched reluctance machines. In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 5574–5579. Citado na página 20.

HAMOUDA, M. et al. Comparative evaluation for an improved direct instantaneous torque control strategy of switched reluctance motor drives for electric vehicles. *Mathematics*, MDPI AG, v. 9, n. 4, p. 302, fev. 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.3390/math9040302>>. Citado na página 45.

HAMOUDA, M.; SZÁMEL, L. A new technique for optimum excitation of switched reluctance motor drives over a wide speed range. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, The Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK-ULAKBIM) - DIGITAL COMMONS JOURNALS, v. 26, n. 5, p. 2753–2767, set. 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.3906/elk-1712-153>>. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.

HAMOUDA, M.; SZÁMEL, L. Accurate magnetic characterization based model development for switched reluctance machine. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, Periodica Polytechnica Budapest University of Technology and Economics, v. 63, n. 3, p. 202–212, jun. 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.3311/ppee.14012>>. Citado na página 43.

HUANG, X.-H.; LIU, G.-Q. Research on brake control of switched reluctance motor. In: *2018 International Conference on Sensor Networks and Signal Processing (SNSP)*. IEEE, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/snsp.2018.00076>>. Citado na página 26.

HUSAIN, I. Minimization of torque ripple in SRM drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 49, n. 1, p. 28–39, 2002. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/41.982245>>. Citado na página 21.

HUSAIN, I.; EHSANI, M. Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 11, n. 1, p. 83–88, jan. 1996. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/63.484420>>. Citado na página 38.

ILIC-SPONG, M. et al. Instantaneous torque control of electric motor drives. In: *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 1985. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pesc.1985.7070928>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 38.

INDERKA, R.; DONCKER, R. D. DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 39, n. 4, p. 1046–1051, jul. 2003. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tia.2003.814578>>. Citado 3 vezes nas páginas 42, 43 e 44.

JANG, D.-H. The converter topology with half bridge inverter for switched reluctance motor drives. In: *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)*. IEEE, 2001. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/isie.2001.931685>>. Citado na página 29.

- KLEIN-HESSLING, A.; HOFMANN, A.; DONCKER, R. W. D. Direct instantaneous torque and force control: A novel control approach for switched reluctance machines. In: *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/iemdc.2015.7409171>>. Citado na página 43.
- KRISHNAN, R. *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. CRC Press, 2017. (Industrial Electronics). ISBN 9781420041644. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=mW2zm2mvQRYC>>. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 29.
- KUMAR, CH, S. V. S. P. et al. Performance analysis of closed loop hysteresis control of a PV based 8/6 pole and 10/8 pole switched reluctance motor for EV application. In: *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE, 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pedes49360.2020.9379719>>. Citado na página 26.
- LEE, D.-H. et al. A simple nonlinear logical torque sharing function for low-torque ripple SR drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 56, n. 8, p. 3021–3028, ago. 2009. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tie.2009.2024661>>. Citado na página 39.
- LI, H.; BILGIN, B.; EMADI, A. An improved torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 34, n. 2, p. 1635–1644, fev. 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2018.2835773>>. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 40.
- MA, C. et al. Vibration and torque ripple reduction of switched reluctance motors through current profile optimization. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3279–3285. Citado na página 20.
- MADEMPLIS, C.; KIOSKERIDIS, I. Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 18, n. 3, p. 448–457, set. 2003. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tec.2003.815854>>. Citado na página 44.
- MEEKER, D. C. *Finite Element Method Magnetics*. 2018. Disponível em: <<https://www.femm.info>>. Citado na página 49.
- MEEKER, D. C. *Finite Element Method Magnetics: pyFEMM*. 0.1.3. ed. [S.l.], 2021. Disponível em: <<https://www.femm.info/wiki/pyFEMM/manual.pdf>>. Citado na página 49.
- MIKAIL, R. et al. Torque-ripple minimization of switched reluctance machines through current profiling. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 49, n. 3, p. 1258–1267, maio 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tia.2013.2252592>>. Citado 3 vezes nas páginas 34, 41 e 42.
- MILLER, T. *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Elsevier Science, 2001. (Newnes Power Engineering Series). ISBN 9780080505244. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=jH6JpmzbsiIC>>. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 28.

- NEUHAUS, C. R.; FUENGWARODSAKUL, N. H.; DONCKER, R. W. D. Predictive PWM-based direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2006. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1712264>>. Citado na página 43.
- PAULA, M. V. d. et al. Estudo comparativo de técnicas de minimização de ondulação de torque para motores de relutância variável trifásicos. In: *XXII Congresso Brasileiro de Automática*. Joao Pessoa, Paraíba, Brasil: SBA Sociedade Brasileira de Automática, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 35, 42 e 44.
- PAULA, M. V. de et al. A dahlin cruise control design method for switched reluctance motors with minimum torque ripple point tracking applied in electric vehicles. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 7, n. 2, p. 730–740, 2021. Citado na página 20.
- PUPADUBSIN, R. et al. Investigation of torque performance and flux reversal reduction of a three-phase 12/8 switched reluctance motor based on winding arrangement. *Energies*, MDPI AG, v. 15, n. 1, p. 284, jan. 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.3390/en15010284>>. Citado na página 26.
- PYRHONEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVA, V. *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2014. ISBN 9781118581575. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=kf7UAAAAQBAJ>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- RICHTER, E.; FERREIRA, C. Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator. In: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. IEEE, 1995. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ias.1995.530332>>. Citado na página 20.
- SADOWSKI, N. et al. Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement. *IEEE Transactions on Magnetics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 28, n. 2, p. 1410–1413, mar. 1992. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/20.123957>>. Citado na página 34.
- TAVARES, J.; PADILHA, A. Introdução ao método dos elementos finitos. 01 1998. Citado na página 49.
- TSENG, K.; CAO, S. A SRM variable speed drive with torque ripple minimization control. In: *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*. IEEE, 2001. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/apec.2001.912501>>. Citado na página 39.
- UMANS, S. *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley - 7.ed.* AMGH Editora, 2014. ISBN 9788580553741. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=3Fa2AwAAQBAJ>>. Citado 3 vezes nas páginas 25, 27 e 32.
- VALENCIA, D. F. et al. Virtual-flux finite control set model predictive control of switched reluctance motor drives. In: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/iecon.2019.8927295>>. Citado na página 30.

VASQUEZ, H.; PARKER, J.; HASKEW, T. Control of a 6/4 switched reluctance motor in a variable speed pumping application. *Mechatronics*, Elsevier BV, v. 15, n. 9, p. 1061–1071, nov. 2005. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2005.06.003>>. Citado na página 26.

VELMURUGAN, G.; BOZHKO, S.; YANG, T. A review of torque ripple minimization techniques in switched reluctance machine. In: *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. [S.l.]: IEEE, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 35.

VENKATESHA, L.; RAMANARAYANAN, V. Torque ripple minimisation in switched reluctance motor with optimal control of phase currents. In: *1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings*. IEEE, 1998. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pedes.1998.1330656>>. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

VUJIČIĆ, V. P. Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 27, n. 1, p. 388–399, jan. 2012. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2011.2158447>>. Citado 3 vezes nas páginas 36, 37 e 38.

WANG, X. et al. Renewable energy-fed switched reluctance motor for PV pump applications. In: *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE, 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/itec-ap.2014.6940869>>. Citado na página 20.

WEI, Y. et al. Torque ripple reduction in switched reluctance motor using a novel torque sharing function. In: *2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS)*. IEEE, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/aus.2016.7748043>>. Citado na página 36.

XIA, Z. et al. A new torque sharing function method for switched reluctance machines with lower current tracking error. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 68, n. 11, p. 10612–10622, nov. 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tie.2020.3037987>>. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.

XUE, X. D.; CHENG, K. W. E.; HO, S. L. Optimization and evaluation of torque-sharing functions for torque ripple minimization in switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 24, n. 9, p. 2076–2090, set. 2009. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2009.2019581>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 38.

YE, J.; BILGIN, B.; EMADI, A. An offline torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 30, n. 2, p. 726–735, jun. 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tec.2014.2383991>>. Citado na página 40.

YE, J.; HENSLEY, F. Torque ripple and copper loss minimization for a family of mutually coupled switched reluctance machines. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/apec.2017.7930747>>. Citado na página 59.