

Universidade Federal de Goiás
Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação

Celio Corrêa Lemes Filho

Estratégias para redução de oscilações no torque eletromagnético na IPMSM

Goiânia
2019

**TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO 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 nº 9610/98, 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.

1. Identificação do material bibliográfico: ☒ Dissertação ☐ Tese

2. Identificação da Tese ou Dissertação:


Nome completo do autor: Celio Corrêa Lemes Filho

Título do trabalho: Estratégias para redução de oscilações no torque eletromagnético na IPMSM

3. Informações de acesso ao documento:

Concorda com a liberação total do documento ☒ SIM ☐ NÃO¹

Havendo concordância com a disponibilização eletrônica, torna-se imprescindível o envio do(s) arquivo(s) em formato digital PDF da tese ou dissertação.



Assinatura do(a) autor(a)²

Ciente e de acordo:



Assinatura do(a) orientador(a)²

Data: 23 / 08 / 19

¹ Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. A extensão deste prazo suscita justificativa junto à coordenação do curso. Os dados do documento não serão disponibilizados 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.

² A assinatura deve ser escaneada.

Celio Corrêa Lemes Filho

Estratégias para redução de oscilações no torque eletromagnético na IPMSM

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação da Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação da Universidade Federal de Goiás, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula

Goiânia
2019

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

Corrêa Lemes Filho, Celio
Estratégias para redução de oscilações no torque eletromagnético
na IPMSM [manuscrito] / Celio Corrêa Lemes Filho. - 2019.
CIV, 104 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,
2019.

Bibliografia. Apêndice.

Inclui siglas, símbolos, gráfico, tabelas, lista de figuras, lista de
tabelas.

1. Oscilações no torque. 2. Controle vetorial dqx. 3. Máquina
síncrona de ímãs permanentes no interior (IPMSM). 4. Método de
elementos finitos. I. Teixeira de Paula, Geyverson, orient. II. Título.

CDU 621.3



Ata de Dissertação de Mestrado

Ata da sessão de julgamento da Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação, área de concentração Engenharia Elétrica, do candidato **Célio Corrêa Lemes Filho**, realizada em 01 de agosto de 2019.

Ao primeiro dia do mês de agosto de dois mil e dezenove, às 09:00 horas, nas dependências da Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), Universidade Federal de Goiás (UFG), reuniram-se os seguintes membros da Comissão Examinadora designada pela Coordenadoria do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação: Os Doutores Geyverson Teixeira de Paula – Orientador (EMC/UFG), Bernardo Pinheiro de Alvarenga (EMC/UFG) e José Roberto Boffino de Almeida Monteiro (USP), para julgar a Dissertação de Mestrado de **Célio Corrêa Lemes Filho**, intitulada **“Estratégias para redução de oscilações no torque eletromagnético na IPMSM”**, apresentada pelo Candidato como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre, em conformidade com a regulamentação em vigor. O Professor Doutor Geyverson Teixeira de Paula, Presidente da Comissão, abriu a sessão e apresentou o candidato que discorreu sobre seu trabalho, após o que, foi arguido pelos membros da Comissão na seguinte ordem: Bernardo Pinheiro de Alvarenga e José Roberto Boffino de Almeida Monteiro. A parte pública da sessão foi então encerrada e a Comissão Examinadora reuniu-se em sessão reservada para deliberar. A Comissão julgou então que o candidato, tendo demonstrado conhecimento suficiente, capacidade de sistematização e argumentação sobre o tema de sua Dissertação, foi considerado **aprovado** e deve satisfazer as exigências listadas na Folha de Modificação de Dissertação de Mestrado, em anexo a esta Ata, no prazo máximo de 30 dias, ficando a professora orientadora responsável por atestar o cumprimento dessas exigências. Os membros da Comissão Examinadora descreveram as justificativas para tal avaliação em suas respectivas Folhas de Avaliação, anexas a esta Ata. Nada mais havendo a tratar, o presidente da Comissão declarou encerrada a sessão. Nos termos do Regulamento Geral dos Cursos de Pós-graduação desta Universidade, a presente Ata foi lavrada, lida e, julgada conforme, segue assinada pelos membros da Comissão supracitados e pelo candidato. Goiânia, 01 de agosto de 2019.

Comissão Examinadora Designada:

Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula - Orientador (EMC/UFG) (Avaliação: Aprovado)

Prof. Dr. Bernardo Pinheiro de Alvarenga - (EMC/UFG) (Avaliação: aprovado)

Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro (USP) (Avaliação: APROVADO)

Candidato: Célio Corrêa Lemes Filho

Aos meus pais, pelo apoio incondicional e constante incentivo aos meus estudos e sonhos.

Agradecimentos

Agradeço ao Professor Geyverson pela orientação desta pesquisa, paciência, conhecimento compartilhado e contribuições.

Aos meus amigos Jan e Murilo pela amizade e conversas que me ajudaram nas dificuldades encontradas durante este período.

A todos os demais colegas que, de uma forma ou outra, contribuíram para que esse trabalho pudesse ser construído.

“A força não vem de vencer.
Suas lutas desenvolvem suas forças quando
você atravessa dificuldades e decide não se
render. Isso é força.”

Arnold Schwarzenegger

Resumo

Lemes Filho, C. C. Estratégias para redução de oscilações no torque eletromagnético na IPMSM. Goiânia, 2019. Dissertação de Mestrado. Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação, Universidade Federal de Goiás.

Este trabalho propõe a redução de oscilações no torque eletromagnético de uma máquina síncrona de ímãs permanentes no interior do rotor (interior permanent magnet synchronous machine – IPMSM), uma vez que um dos critérios para escolher uma máquina é sua capacidade de torque, especialmente, se este torque pode ser entregue a carga com baixa ondulação. Algumas características intrínsecas da máquina causam ondulações no torque eletromagnético, como o *cogging torque* e o torque de relutância, que compõem o torque eletromagnético. O controle vetorial aplicado à máquina tem componente de corrente no eixo q_x e d_x , convencionalmente adota-se corrente no eixo d_x nula e se aplica somente corrente no eixo q_x , em razão de ser o eixo que produz mais torque. Este trabalho apresenta a redução das oscilações do torque através da injeção de corrente nos eixos para anular as parcelas de *cogging torque* e torque de relutância, que contribuem com oscilações no torque eletromagnético. A redução das ondulações no torque é possível através das propostas apresentadas, porém há acréscimo de corrente de estator quando se compara a estratégia que se emprega convencionalmente e as propostas apresentadas. Desta forma, é feito uma avaliação de custo-benefício de cada proposta com base no acréscimo de perda ôhmica para que ocorra a redução das oscilações.

Palavras-chave: método dos elementos finitos; controle vetorial dq_x ; oscilações no torque; máquina síncrona de ímãs permanentes no interior (IPMSM).

Abstract

Lemes Filho, C. C. Strategies for torque ripple reduction of IPMSM. Goiânia, 2019. Master Thesis. School of Electrical, Mechanical and Computing Engineering, Federal University of Goiás.

This work proposes three different strategies for torque ripple reduction in interior permanent magnet synchronous machine (IPMSM), once one of the criteria to choose a machine is its torque capability, mainly, and if its torque can be delivered to the load with low torque ripple. There are some intrinsic characteristics that affect the torque ripple, such as the cogging and the reluctance torque. Although the conventional vector control applied to PMSM uses zero direct axis current to reduce the torque ripple, this is not suitable when it comes to the IPMSM due to the cross coupling effect between the direct and quadrature axis. This way, this work proposes three different strategies for torque ripple reduction by means of injecting current whether in direct axis or in quadrature axis to null the cogging torque and the reluctance torque contribution on torque ripple. The torque ripple reduction is possible by means of the proposed strategies, but when compared with the conventional strategy, they present higher current, which affects the copper losses in the machine.

Keywords: finite element method; vector control dq_x ; torque ripple; interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM).

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Topologias de máquinas síncronas de ímã permanente no rotor	4
Figura 2.1 – Representação simplificada de controle vetorial	9
Figura 2.2 - Representação física simplificada de uma IPMSM	10
Figura 2.3 – Relação entre as transformadas $\alpha\beta 0$, dq e dq_x	15
Figura 2.4 – Controle de corrente	15
Figura 2.5 – Controlador histerese	16
Figura 3.1 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da FCEM.....	21
Figura 3.2 – Harmônicas contidas na FCEM	22
Figura 3.3 – Máquina síncrona de ímãs permanentes na superfície do rotor	23
Figura 3.4 – Máquina síncrona de ímãs permanentes no interior do rotor	24
Figura 3.5 – Ímãs permanentes no interior do rotor	24
Figura 3.6 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_a	26
Figura 3.7 – Harmônicas contidas na variação de indutância	27
Figura 3.8 – <i>Cogging Torque</i>	27
Figura 3.9 – Forma de onda do <i>cogging torque</i>	29
Figura 3.10 – Harmônicas contidas no <i>cogging torque</i>	29
Figura 4.1 – Controle vetorial dq_x	33
Figura 4.2 – Inserção das estratégias no controle dq_x	35
Figura 4.3 – Estratégia 1: controle convencional	37
Figura 4.4 – Fluxograma para escolha de i_{dx} na estratégia de torque de relutância nulo.....	38
Figura 4.5 – Estratégia 2: torque de relutância nulo.....	38
Figura 4.6 – Fluxograma para escolha de i_{dx} na estratégia de torque de relutância e <i>cogging torque</i> nulos	40
Figura 4.7 – Estratégia 3: torque de relutância e <i>cogging torque</i> nulos	41
Figura 4.8 – Estratégia 4: Torque de relutância nulo e <i>cogging torque</i> nulo por estimativa ...	42
Figura 5.1 – IPMSM.....	44
Figura 5.2 – Resultados da estratégia 1	45
Figura 5.3 – Resultados da estratégia 2	46
Figura 5.4 – Comparação entre o torque eletromagnético da estratégia 1 e estratégia 2	47

Figura 5.5 – Comparação entre as correntes de estator da estratégia 1 e estratégia 2	47
Figura 5.6 – Verificação da condição para aplicação da estratégia 3 por meio da equação (4.11).....	48
Figura 5.7 – Determinação do valor mínimo de i_{qx}^{ref} por meio da equação (4.13)	48
Figura 5.8 – Resultados da estratégia 3.....	49
Figura 5.9 – Comparação entre o torque eletromagnético da estratégia 1 e estratégia 3.....	50
Figura 5.10 – Comparação entre as correntes de estator da estratégia 1 e estratégia 3	50
Figura 5.11 – Resultados da estratégia 4.....	51
Figura 5.12 – Comparação entre o torque eletromagnético da estratégia 1 e estratégia 4.....	52
Figura 5.13 – Comparação entre as correntes de estator da estratégia 1 e estratégia 4	52
Figura 5.14 – Corrente de estator obtidas por meio da equação (4.3)	54
Figura 5.15 – Relação entre as correntes de estator das estratégias.....	55
Figura 5.16 – Relação entre a corrente de estator da estratégias 3 e estratégias 4.....	55
Figura B.1 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_a	67
Figura B.2 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_b	68
Figura B.3 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_c	68
Figura B.4 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em M_{ab}	69
Figura B.5 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em M_{ac}	69
Figura B.6 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em M_{cb}	70
Figura C.1 – Geometria da máquina	71
Figura C.2 – Características dos materiais.....	72
Figura D.1 – Inserção das estratégias no controle dq_x com PI	73
Figura D.2 – Resultados da estratégia 2.....	74
Figura D.3 – Resultados da estratégia 3.....	75
Figura D.4 – Resultados da estratégia 4.....	76

Lista de Tabelas

Tabela 5.1 – Parâmetros da máquina.....	44
Tabela 5.2 – Valores referente ao torque eletromagnético	53
Tabela 5.3 – Valores referente a i_s	54

Lista de siglas

CC Corrente Contínua

CSI Current Source Inverter

FCEM Força Contra Eletromotriz

IPMSM Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

LUT *Lookup Table*

MEF Método de Elementos Finitos

MPF Método de Permeabilidade Fixa

PI Proporcional Integral

PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor

PWM Pulse Width Modulation

RMS *Root Mean Square*; Valor eficaz

VSI Voltage Source Inverter

Lista de símbolos

$\alpha\beta$ Referencial bifásico complexo estacionário

Δi Banda de tolerância

θ_r Posição angular do rotor

θ_x Ângulo da transformação dqx

μ_0 Permeabilidade absoluta do vácuo

Φ_{tsabc} Fluxos magnéticos totais enlaçados pelas espiras das fases do estator

Φ_{sabc} Fluxos magnéticos produzidos somente pelos enrolamentos do estator

Φ_{rabc} Fluxos magnéticos produzidos somente pelos imãs permanentes do rotor

Φ Fluxo magnético

ω_m^{ref} Velocidade mecânica de referência do rotor

ω Velocidade mecânica

abc Referencial trifásico estacionário

a_x Amplitude da transformação dqx

B Coeficiente de atrito

$(B_{pm})_R$ Componente normal de densidade de fluxo magnético dos imãs permanentes

$(B_{pm})_T$ Componente tangencial de densidade de fluxo magnético dos imãs permanentes

$(B_{ia})_R$ Componente normal de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase a

$(B_{ib})_R$ Componente normal de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase b

$(B_{ic})_R$ Componente normal de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase c

$(B_{ia})_T$ Componente tangencial de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase a

$(B_{ib})_T$ Componente tangencial de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase b

$(B_{ic})_T$ Componente tangencial de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase c

dq_x Referencial orientado pelas FCEMs

dq Referencial orientado pela posição do rotor

e_{abc} Tensões induzidas em cada fase do estator

$e_{\omega abc}$ FCEM normalizada pela velocidade mecânica

e_{dq0} FCEMs representada nos eixos $dq0$

e_{dqx} FCEM representada nos eixos dqx

F_{ripple} Fator de ondulação do torque eletromagnético

i_{abcs} Correntes de fase de estator no referencial abc

$i_{\alpha\beta0}$ Corrente aplicada ao estator representada nos eixos $\alpha\beta0$

idq Corrente aplicada ao estator representada nos eixos dq

i_{dqx} Corrente aplicada ao estator representada nos eixos dqx

i_s Corrente de estator

i^{ref} Corrente de referência

$i_{relação}$ Relação entre as correntes

$i_{estratégia}$ Corrente de estator da estratégia escolhida

J Momento de inércia

J_m Momento de inércia da máquina

J_c	Momento de inércia da carga
k	Valor da proporção entre i_{dx} e i_{qx}
k_p	Ganho proporcional (PI)
k_i	Ganho integral (PI)
l_{fe}	Comprimento ativo do pacote de lâminas do estator
L	Matriz das indutâncias
L_{abc}	Indutâncias próprias de cada fase do enrolamento do estator no referencial abc
L_{dqx}	Indutâncias representadas nos eixos dq
M_{abc}	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator no referencial abc
m	Massa do objeto
N	Número de espiras da bobina
p	Número de polos
\Re	Relutância
r	Raio até o centro do entreferro
r_1	Primeira raiz da equação de segundo grau
r_2	Segunda raiz da equação de segundo grau
r_j	Raio do objeto
R_s	Resistência de fase do enrolamento do estator
S	Chaves do inversor
$T_{ac(rms)}$	Valor eficaz das oscilações no torque eletromagnético
T_{el}	Torque eletromagnético

$T_{mútuo}$	Torque mútuo
$T_{relutância}$	Torque de relutância
$T_{cogging}$	<i>Cogging torque</i>
T_a	Torque de atrito
T_c	Torque de carga
T_{dqx}	Matriz de transformada de abc para dq_x
T_{dqx}^{-1}	Matriz de transformada inversa de abc para dq_x
T_{ref}	Torque eletromagnético de referência
T_0	Período do controle
T_{ripple}	ondulações do torque eletromagnético
T_{max}	Torque máximo
T_{min}	Torque mínimo
u_{dqx}	Sinais dos controladores lineares de corrente no referencial dq_x
$v_{\alpha\beta 0}$	Tensão aplicada ao estator representada nos eixos $\alpha\beta 0$
v_{abc}	Tensões de fase nos terminais das fases do estator
vdq	Tensão aplicada ao estator representada nos eixos dq
$vdqx$	Tensão aplicada ao estator representada nos eixos dqx
V_{dc}	Tensão contínua de barramento do inversor

Sumário

CAPÍTULO 1	3
Introdução	3
1.1 Introdução	3
1.2 Objetivo	6
1.3 Organização do trabalho	6
CAPÍTULO 2	9
Modelo dinâmico e controle da máquina síncrona de ímãs permanentes	9
2.1 Introdução	9
2.2 Modelo dinâmico da máquina síncrona de ímãs permanentes	10
2.3 Modelo vetorial	12
2.4 Controle de corrente	15
CAPÍTULO 3	19
Torque eletromagnético	19
3.1 Introdução	19
3.2 Torque mútuo	19
3.3 Torque de relutância	22
3.4 <i>Cogging torque</i>	27
3.5 Formulação geral do torque	30
3.6 Dinâmica de um sistema rotativo.....	31
CAPÍTULO 4	33
Estratégias de redução das oscilações no torque eletromagnético	33
4.1 Introdução	33
4.2 Estratégia 1: controle convencional	35
4.3 Estratégia 2: torque de relutância nulo	37
4.4 Estratégia 3: torque de relutância e <i>cogging torque</i> nulos	38

4.5	Estratégia 4: Torque de relutância nulo e cogging torque nulo por estimativa	41
-----	--	----

CAPÍTULO 5..... 43

Resultados e discussão	43
------------------------------	----

5.1	Introdução	43
5.2	Estratégia 1	45
5.3	Estratégia 2	46
5.4	Estratégia 3	48
5.5	Estratégia 4	51
5.6	Eficiência	53

CAPÍTULO 6..... 57

Conclusão e diretivas futuras	57
-------------------------------------	----

6.1	Conclusão	57
6.2	Diretivas futuras.....	59

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... 61

APÊNDICE A..... 65

Transformada dq_x na indutância.....	65
--	----

APÊNDICE B..... 67

Resultados das formulações para cálculo da variação de indutância	67
---	----

APÊNDICE C..... 71

Descrição da máquina	71
----------------------------	----

APÊNDICE D 73

Estratégias com controlador PI	73
--------------------------------------	----

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução

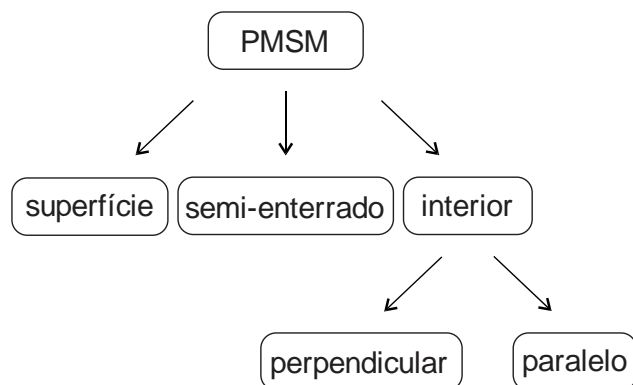
As máquinas síncronas de ímãs permanentes surgiram na década de 1930 em busca da eliminação das escovas e comutadores presentes nos motores CC, utilizando ímãs permanentes de Alnico no rotor e fonte de energia sem variação de frequência [1].

Na década de 1950, o surgimento de novos semicondutores possibilitou o emprego de fonte de energia com variação de frequência nas máquinas síncronas de ímãs permanentes [2]. Com o passar dos anos a evolução e o surgimento de novos componentes possibilitaram maior eficiência das máquinas síncronas de ímãs permanentes proporcionando, assim, sua aplicação industrial e veicular [3]–[7] devido à alta densidade de torque e eficiência quando comparada às outras máquinas.

A classificação das máquinas síncronas de ímãs permanentes pode ser feita com base na direção do fluxo magnético em relação ao estator, caso o fluxo magnético atravesse o entreferro em uma direção radial, denomina-se máquina de fluxo radial, se o fluxo magnético atravessa o entreferro em uma direção axial, denomina-se máquina de fluxo axial.

Outra forma de classificar as máquinas síncronas de ímãs permanentes é quanto à alocação dos ímãs permanentes podendo ser na superfície, semi-enterrados ou no interior do rotor. O modelo com ímãs permanentes no interior do rotor pode ser dividido em ímãs permanentes perpendiculares ou paralelos ao eixo do motor, como ilustrado na Figura 1.1.

Figura 1.1 - Topologias de máquinas síncronas de ímã permanente no rotor



Fonte: Próprio Autor.

Dentre as particularidades de cada topologia está a sua influência na produção de torque eletromagnético que é um dos critérios na escolha para uma determinada aplicação, especialmente se esse torque pode ser entregue com baixas oscilações, uma vez que as oscilações presentes causam perdas no sistema de conversão de energia, podendo ser perdas tanto elétricas quanto mecânicas, além de desgastes precoces de rolamento ocasionado por vibrações, entre outros prejuízos [8], [9].

Algumas características intrínsecas da máquina contribuem para as oscilações no torque eletromagnético, como o *cogging torque*, a forma de onda de corrente fornecida pelo inversor de fonte de tensão (VSI), a variação da indutância própria e indutância mútua que produzem o torque de relutância e as harmônicas contidas na força contra eletromotriz (FCEM).

Na literatura o torque eletromagnético é dividido em três parcelas, são elas: torque mútuo, torque de relutância e *cogging torque* [10]–[12]. A parcela de *cogging torque* é apresentada como parcela parasita no torque eletromagnético, já o torque de relutância depende da forma em que está atuando no torque eletromagnético podendo ser caracterizado como parcela parasita ou não [10], [13].

O valor da parcela de torque de relutância assim como o *cogging torque* depende do tipo de topologia utilizada. O torque de relutância no caso das máquinas de ímãs na superfície é tão baixo a ponto de ser desprezado e nos outros modelos de máquinas sua presença no torque eletromagnético já é mais expressiva devido à desigualdade entre as indutâncias de eixo d e de eixo q [14].

A mitigação destas duas componentes causadoras de oscilações no torque eletromagnético pode ser feita por meio do controle da máquina e/ou processo de otimização

do projeto da máquina.

A eliminação das oscilações no torque eletromagnético por meio do projeto da máquina pode ser através da inclinação das ranhuras [13], inclinação dos imãs permanentes do rotor [15], [16], segmentação dos imãs permanentes [17], otimização do arco do polo [18], por meio da relação do número de ranhura e polos [19], ranhuras ou dentes auxiliares [19], emparelhamento com os dentes do estator [20], deslocando e moldando o imã permanente [21], entre outros.

As melhorias causadas pelo emprego das técnicas no projeto da máquina podem ser avaliadas por meio do Método de Elementos Finitos, como pode ser visto em [19], [22]–[24]. As técnicas de projeto em algumas ocasiões não são suficientes pelo fato de não atingirem a redução de oscilações exigida e/ou por não serem adequadas pelas alterações físicas na máquina e pelo custo.

Por outro lado, o emprego do controle da máquina na redução de oscilações no torque eletromagnético consiste em duas etapas: a estimativa das oscilações presentes e a elaboração da corrente contendo harmônicas para compensação das oscilações.

Em [25]–[28], o modelo proposto aborda as estimativas das oscilações presentes no torque a partir do modelo analítico da máquina, elaborando, assim, a corrente de estator para reduzir as oscilações no torque produzido.

Em [29] é apresentada a técnica de observador de estados na máquina, em que se utiliza as equações da dinâmica do sistema rotativo da máquina para redução das oscilações do torque.

Em [30], [31], o torque mecânico é obtido por meio de um transdutor de torque e a partir dos valores obtidos é proposta a corrente de estator para compensação das oscilações no torque produzido.

Este trabalho propõe a elaboração de estratégias de controle por meio da abordagem analítica das variáveis que compõem as parcelas de torque de relutância e *cogging torque* diferentemente do que é encontrado na literatura, em que se negligenciam os componentes harmônicos da indutância que compõem o torque de relutância, para mitigar as oscilações presentes no torque eletromagnético de uma máquina síncrona de imãs permanentes no interior do rotor (IPMSM).

1.2 Objetivo

O objetivo geral deste trabalho é propor estratégias que por meio do controle vetorial dq_x reduzam as oscilações no torque eletromagnético na máquina síncrona de ímãs permanentes que contém 24 ranhuras, 4 polos e com ímãs permanentes dispostos perpendicularmente no interior do rotor (Spoke Type - IPMSM).

Dentro desse contexto temos como objetivos específicos:

- A análise do torque eletromagnético com o objetivo de entender as origens das oscilações presentes, decompondo em parcelas a fim de se entender a contribuição de cada uma de suas variáveis.
- Elaborar estratégias de redução de oscilações no torque eletromagnético por meio do levantamento de parâmetros pelo Método de Elementos Finitos e aplicação por meio do controle dq_x .
- Demonstrar a redução de oscilações no torque eletromagnético com o emprego das estratégias elaboradas mostrando sua eficácia e eficiência.

1.3 Organização do trabalho

No capítulo 2 é apresentado o equacionamento do modelo dinâmico da máquina síncrona com ímãs permanentes por fase e vetorial. O modelo vetorial por meio da transformada de Clark, em seguida pela transformada de Park e com o emprego da transformada dq_x .

No capítulo 3 são apresentadas as variáveis que compõem as parcelas do torque eletromagnético, a influência das variáveis em cada parcela do torque eletromagnético, sua formulação, a apresentação da forma de onda da variável analisada juntamente com apresentação das harmônicas contidas em cada forma de onda.

No capítulo 4 são apresentadas as estratégias que atuam para anular as parcelas que contribuem com oscilações no torque eletromagnético por meio de levantamento de parâmetros por meio das formulações apresentadas no capítulo 3 juntamente com o controle vetorial dq_x apresentado no capítulo 2.

No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos analisando se a estratégia proposta atua de forma satisfatória e avaliando a capacidade da estratégia apresentada em realizar o proposto com a menor corrente de estator possível.

Por fim, são realizadas as conclusões gerais do trabalho e mostradas as propostas futuras de continuidade da pesquisa.

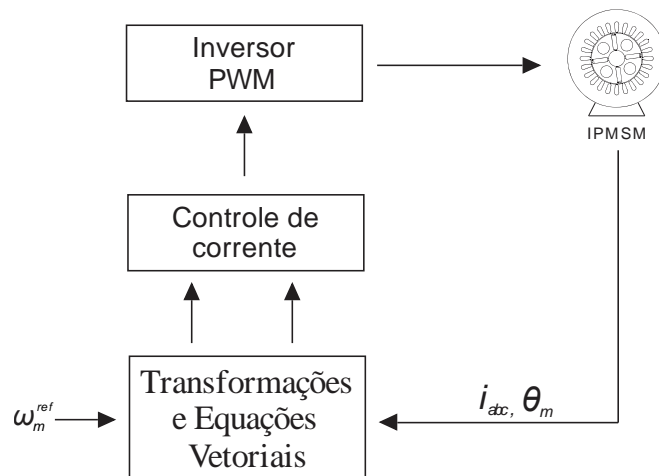
Capítulo 2

Modelo dinâmico e controle da máquina síncrona de ímãs permanentes

2.1 Introdução

O presente capítulo apresenta a modelagem da máquina síncrona de ímãs permanentes por fase e vetorial, assim a partir das transformadas apresentadas neste capítulo é empregado o controle orientado pelo fluxo magnético. O controle da máquina pode ser dividido em três partes, são elas: transformações e equações vetoriais, controle de corrente e inversor de frequência, como mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Representação simplificada de controle vetorial

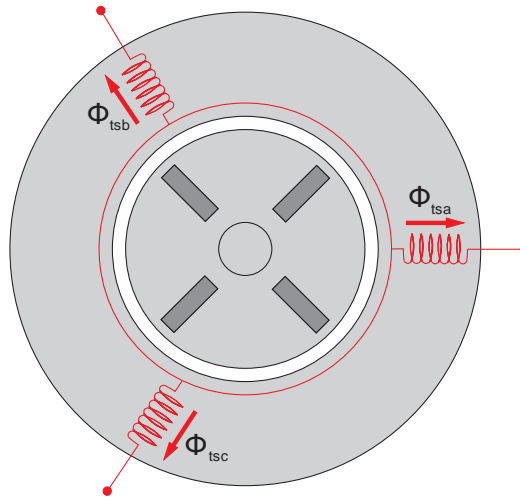


Fonte: Próprio Autor.

2.2 Modelo dinâmico da máquina síncrona de ímãs permanentes

O modelo dinâmico da máquina síncrona de ímã permanente utilizada apresenta três enrolamentos concentrados e independentes (abc), conectados em estrela defasados espacialmente de maneira simétrica sem conexão com neutro. O rotor contém ímãs permanentes perpendiculares no interior, as perdas no ferro e a saturação magnética são desprezadas, o torque de relutância é considerado, assim como o *cogging* torque. Os valores referentes ao *cogging torque*, força contra eletromotriz (FCEM), indutâncias e fluxo magnéticos são calculados por meio do Método dos Elementos Finitos (MEF) e fornecidos ao modelo dinâmico da máquina. A representação física simplificada de uma máquina síncrona com ímãs permanentes perpendiculares no rotor é apresentada Figura 2.2.

Figura 2.2 - Representação física simplificada de uma IPMSM



Fonte: Próprio Autor.

A modelagem matemática da tensão nas fases do estator é descrita como:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{tsa} \\ \Phi_{tsb} \\ \Phi_{tsc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Onde v_{an} , v_{bn} e v_{cn} são as tensões de fase nos terminais das fases do estator; R_s é a resistência de fase do enrolamento do estator; i_{as} , i_{bs} e i_{cs} são as correntes de fase do estator e Φ_{tsa} , Φ_{tsb} e Φ_{tsc} são os fluxos magnéticos totais enlaçados pelas espiras das fases do estator.

O fluxo magnético total resultante em cada enrolamento de fase do estator é dado por:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{tsa} \\ \Phi_{tsb} \\ \Phi_{tsc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Onde Φ_{sa} , Φ_{sb} e Φ_{sc} são os fluxos magnéticos produzidos somente pelos enrolamentos do estator e Φ_{ra} , Φ_{rb} e Φ_{rc} são os fluxos magnéticos produzidos somente pelos imãs permanentes do rotor.

Assim, as tensões nas fases do estator são:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (2.3)$$

Os fluxos magnéticos produzidos pelas fases do estator podem ser calculados pela equação (2.4).

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = L_{abc} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Onde L é a matriz das indutâncias; L_a , L_b e L_c são as indutâncias próprias de cada fase do enrolamento do estator e M_{ab} , M_{ba} , M_{ac} , M_{ca} , M_{bc} e M_{cb} são as indutâncias mútuas entre os enrolamentos. Os valores de indutâncias próprias e mútuas não são valores constantes, são em função da posição do rotor da máquina.

Portanto, as tensões nas fases do estator podem ser calculadas conforme:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s + L_{abc} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{dL_{abc}}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

De acordo com a Lei de Faraday, a tensão induzida nas fases do estator causada pelo movimento relativo entre enrolamento do estator e o fluxo magnético dos imãs permanentes do rotor é denominada força contra eletromotriz, então:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Onde e_a , e_b e e_c são as tensões induzidas em cada fase do estator. Assim a equação da máquina pode ser reescrita conforme:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s + L_{abc} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{dL}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

A força contra eletromotriz de cada fase compõe a parcela de torque mútuo que somada às parcelas de *cogging torque* e torque de relutância formam o torque eletromagnético desenvolvido pela máquina síncrona de ímãs permanentes no rotor como será explanado futuramente.

2.3 Modelo vetorial

Com o objetivo de simplificar o modelo trifásico da máquina aplica-se a transformada de Clark com invariância de potência, equações (2.8) e (2.9), obtendo o modelo ortogonal. O modelo ortogonal se torna mais adequado para o controle da máquina por diminuir o número de variáveis para descrever seu modelo dinâmico mantendo suas características como potência mecânica, torque e velocidade.

$$x_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$x_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Onde $x_{\alpha\beta}$ são as grandezas representadas nos eixos $\alpha\beta$; x_0 é a componente zero e x_a , x_b e x_c são as grandezas representadas nos eixos abc .

As máquinas elétricas geralmente não apresentam ligação do terminal central da ligação em estrela, dessa forma a corrente de sequência zero é nula. As equações da máquina no

modelo vetorial $\alpha\beta 0$ são apresentadas a seguir:

$$v_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + L_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + i_{\alpha\beta} \frac{dL_{\alpha\beta}}{dt} + e_{\alpha\beta} \quad (2.10)$$

$$v_0 = R_s i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + i_0 \frac{dL_0}{dt} + e_0 + \sqrt{3}v_n \quad (2.11)$$

Onde $v_{\alpha\beta}$ é a tensão aplicada ao estator representada nos eixos $\alpha\beta$; v_0 é a tensão da componente de sequência zero; $i_{\alpha\beta}$ é a corrente aplicada ao estator representada nos eixos $\alpha\beta$; i_0 é a corrente da componente de sequência zero; $e_{\alpha\beta}$ é a força contra eletromotriz representada nos eixos $\alpha\beta$; e_0 é a força contra eletromotriz da componente de sequência zero e $L_{\alpha\beta}$ são as indutâncias representadas nos eixos $\alpha\beta$.

Com o intuito de aplicar o controle por meio da orientação do fluxo magnético aplica-se a transformada de Park, equação (2.12), nos eixos $\alpha\beta 0$. A transformada de coordenadas busca alinhar o referencial do sistema ortogonal a posição angular do rotor, desde que a forma de onda da força contraeletromotriz da máquina seja senoidal.

$$x_{\alpha\beta} = e^{j\theta_r} x_{dq} \quad (2.12)$$

Onde x_{dq} são as grandezas representadas nos eixos dq e θ_r é a posição angular do rotor.

A equação da máquina no modelo vetorial dq é apresentada abaixo:

$$v_{dq} = R_s i_{dq} + L_{dq} \frac{di_{dq}}{dt} + jL_{dq} i_{dq} \omega_r + i_{dq} \frac{dL_{dq}}{dt} + e_{dq} \quad (2.13)$$

Onde v_{dq} é a tensão aplicada ao estator representada nos eixos dq ; i_{dq} é a corrente aplicada ao estator representada nos eixos dq ; e_{dq} é a força contra eletromotriz representada nos eixos dq ; ω_r é a velocidade mecânica do rotor e L_{dq} são as indutâncias representadas nos eixos dq .

Caso a forma de onda da força contra eletromotriz não seja senoidal [32] propõe o controle dq_x que pode ser utilizado tanto em máquinas de força contra eletromotriz senoidal quanto em máquinas de força contra eletromotriz não senoidal. A aplicação da transformada dq_x permite a separação adequada entre o eixo direto e quadratura possibilitando o enriquecimento e enfraquecimento de campo do motor.

Aplica-se a transformada dq_x , equação (2.14), nos eixos dq para alinhar o referencial do

sistema ortogonal a posição angular da força contra eletromotriz.

$$x_{\alpha\beta} = a_x e^{j\theta_x} e^{j\theta_r} x_{dqx} \quad (2.14)$$

Onde x_{dq} são as grandezas representadas nos eixos dq_x ; a_x amplitude da transformação dq_x e θ_x ângulo da transformação dq_x .

Os valores de a_x e θ_x não são constantes, são em função da posição do rotor da máquina e são calculados de acordo com as equações (2.15) e (2.16).

$$a_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}} \quad (2.15)$$

$$\theta_x = \arctan \frac{-e_\alpha}{e_\beta} - \theta_r \quad (2.16)$$

A equação da máquina no modelo vetorial dq_x é apresentada a seguir:

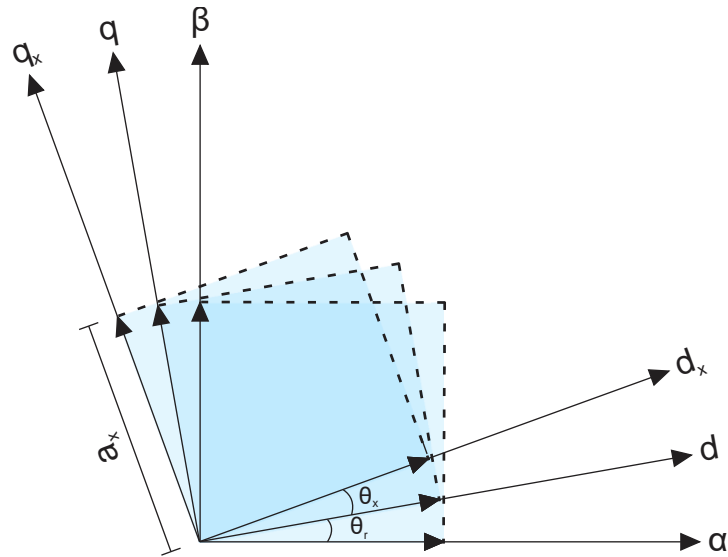
$$v_{dqx} = R_s i_{dqx} + L_{dqx} \left(\frac{d}{dt} i_{dqx} + \omega_r i_{dqx} \left(\frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_x} + j \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r} \right) \right) \right) + i_{dqx} \frac{d}{dt} L_{dqx} + e_{dqx} \quad (2.17)$$

Onde v_{dqx} é a tensão aplicada ao estator representada nos eixos dq_x ; i_{dqx} é a corrente aplicada ao estator representada nos eixos dq_x ; e_{dqx} é a força contra eletromotriz representada nos eixos dq_x e L_{dqx} são as indutâncias representadas nos eixos dq_x .

Na transformada dq_x quando a forma de onda da força contraeletromotriz é senoidal tem os valores de $a_x = 1$ e $\theta_x = 0$, assim o ângulo de referência é igual ao ângulo do rotor e a amplitude unitária, características da transformada de Park.

Portanto, a transformada dq_x é mais abrangente podendo ser utilizado em máquinas com força contra eletromotriz senoidal e não senoidal. A Figura 2.3 apresenta a relação entre as transformadas apresentadas nesta seção.

Figura 2.3 – Relação entre as transformadas $\alpha\beta$, dq e dq_x

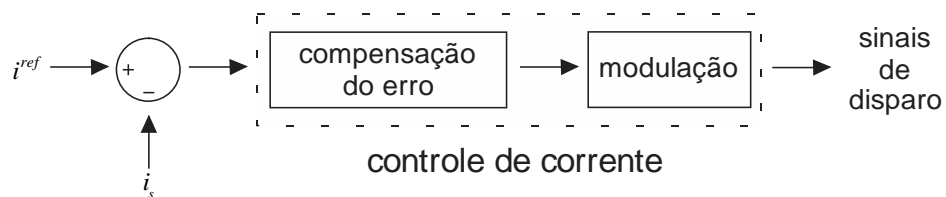


Fonte: Próprio Autor.

2.4 Controle de corrente

O controlador de corrente tem a função de compensar o erro, que é anular a diferença entre o valor de corrente medida e o valor de corrente desejada, além da modulação de tensão, que é a geração de sinais de disparo para os dispositivos de comutação de um inversor de modulação de largura de pulso (*PWM*), assim o controlador de corrente fornece a tensão de comando para compensação do erro, Figura 2.4.

Figura 2.4 – Controle de corrente



Fonte: Próprio Autor.

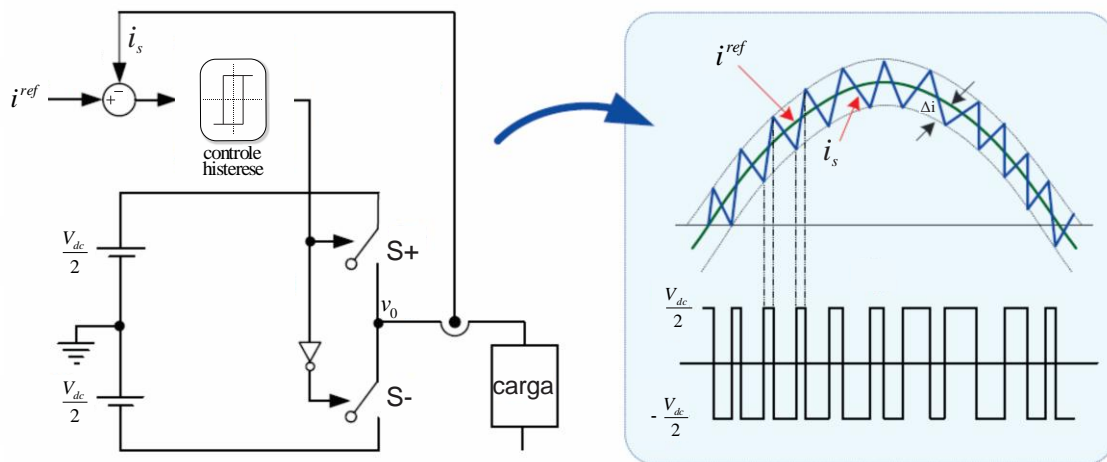
O controle de corrente fornece os sinais de disparo para os dispositivos de comutação do inversor de modulação de largura de pulso (*PWM*), podendo ser o inversor de fonte de tensão (*VSI*) ou inversor de fonte de corrente (*CSI*), de acordo com o tipo da fonte de entrada CC do inversor. No início da utilização dos inversores o inversor de fonte de corrente foi adotado em diversas aplicações, porém hoje em dia o inversor de fonte de tensão se tornou o padrão das

indústrias [33].

No geral o controle de corrente pode ser dividido em: linear e não linear [34], [35], sendo no controle linear possível notar claramente a separação entre compensação de erro e modulação de tensão. O controle estacionário (PI) e o controle de vetores síncronos (PI), são exemplos de controladores lineares, assim como histerese, preditivo, deadbeat, delta modulação, rede neural e lógica fuzzy são exemplos de controladores não lineares. O controlador histerese é bastante usado em pesquisas acadêmicas devido a sua resposta instantânea e simplicidade na realização do controle [36], como pode ser visto nos trabalhos [12], [37], [38].

O controle de corrente histerese atua diretamente nos estados ligado/desligado dos dispositivos de comutação do inversor de acordo com o erro atual de corrente. O controlador histerese atuará de acordo com os valores determinados na banda de histerese, denomina-se banda de histerese, Δi , a faixa de tolerância a partir do valor da corrente de referência, Figura 2.5.

Figura 2.5 – Controlador histerese



Adaptado: [35].

Comparando o valor do erro atual de corrente com o valor de tolerância, determinam-se os estados dos dispositivos de comutação dos braços do inversor a fim de corrigir o erro. A comparação é feita a seguir de acordo com a Figura 2.5:

Se $i^{ref} - i_s \leq -\Delta i$: o dispositivo S- deve ser acionado, pois o valor de corrente medida está maior do que valor de referência;

Se $i^{ref} - i_s \geq \Delta i$: o dispositivo S+ deve ser acionado, pois o valor de corrente medida está menor do que valor de referência;

As ações de comutação das fases a, b, c podem ser feitas de forma independente, cada uma com sua própria banda de histerese.

Capítulo 3

Torque eletromagnético

3.1 Introdução

O torque eletromagnético das máquinas síncronas de ímãs permanentes é o resultado da somatória de três parcelas (3.1): torque mútuo, torque de relutância e *cogging torque*.

$$T_{el} = T_{mútuo} + T_{relutância} + T_{cogging} \quad (3.1)$$

Onde T_{el} é o torque eletromagnético; $T_{mútuo}$ é o torque mútuo; $T_{relutância}$ é o torque de relutância e o $T_{cogging}$ é o *cogging torque*.

Este capítulo apresenta as variáveis que compõem cada parcela do torque eletromagnético, como elas contribuem nas oscilações no torque eletromagnético, suas formulações e o cálculo no modelo de máquina proposto.

3.2 Torque mútuo

A interação entre força contra eletromotriz com sua respectiva corrente de armadura de mesma fase, denomina-se torque mútuo. O torque mútuo no referencial *abc* pode ser calculado por meio da equação (3.2)

$$T_{mútuo_abc} = i_{as} e_{\omega a} + i_{bs} e_{\omega b} + i_{cs} e_{\omega c} \quad (3.2)$$

Onde $e_{\omega a}$, $e_{\omega b}$, $e_{\omega c}$ são as FCEM normalizadas pela velocidade.

Observando as variáveis que compõem o torque mútuo percebe-se que distorções presentes na forma de onda da força contra eletromotriz refletirão em distorções no torque mútuo e conseqüentemente no torque eletromagnético, alguns fatores das máquinas podem influenciar na forma de onda da força contra eletromotriz como: a distribuição das bobinas do estator, o entreferro, forma de onda do fluxo magnético, ranhuras e a superfície dos dentes do estator da máquina, condições de carregamento e saturação [39].

As distorções na forma de onda da força contra eletromotriz estarão presentes no torque mútuo assim como distorções provenientes da forma de onda de corrente de acionamento. A força contra eletromotriz geralmente é calculada pela equação (3.3).

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi}{d\theta_r} \frac{d\theta}{dt} = \omega_m \frac{d\Phi}{d\theta_r} \quad (3.3)$$

A utilização de calculo diferencial para obtenção da força contra eletromotriz pode conter erros numéricos, uma vez que a diferenciação tende a amplificar os pequenos erros da função. Uma forma de alcançar maior precisão nos resultados de cálculo da força contra eletromotriz é utilizando um processo de integração numérico ao invés de diferenciação numérica.

O cálculo da força contra eletromotriz por meio do Método dos Tensores de Maxwell, equações (3.4), (3.5) e (3.6) [39], pode ser utilizado como alternativa por ser uma formulação mais precisa.

$$T_{\text{mútuo}_A} = i_a \cdot e_{\omega a} = \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{PM})_R \times (B_{ia})_T d\theta + \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ia})_R \times (B_{PM})_T d\theta \quad (3.4)$$

$$T_{\text{mútuo}_B} = i_b \cdot e_{\omega b} = \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{PM})_R \times (B_{ib})_T d\theta + \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ib})_R \times (B_{PM})_T d\theta \quad (3.5)$$

$$T_{\text{mútuo}_C} = i_c \cdot e_{\omega c} = \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{PM})_R \times (B_{ic})_T d\theta + \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ic})_R \times (B_{PM})_T d\theta \quad (3.6)$$

Onde l_{fe} é o comprimento ativo do pacote de lâminas do estator; r é o raio até o centro do entreferro; μ_0 é a permeabilidade absoluta do vácuo; $(B_{PM})_R$ e $(B_{PM})_T$ são componentes normal e tangencial de densidade de fluxo magnético dos ímãs permanentes; $(B_{ia})_R$ e $(B_{ia})_T$ são as componentes normal e tangencial de densidade de fluxo magnético da corrente de

estator na fase a; $(B_{ib})_R$ e $(B_{ib})_T$ são as componentes normal e tangencial de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase b; $(B_{ic})_R$ e $(B_{ic})_T$ são as componentes normal e tangencial de densidade de fluxo magnético da corrente de estator na fase c; e θ é a posição angular do ponto de leitura, no centro do entreferro, das componentes normal e tangencial de densidade de fluxo magnético.

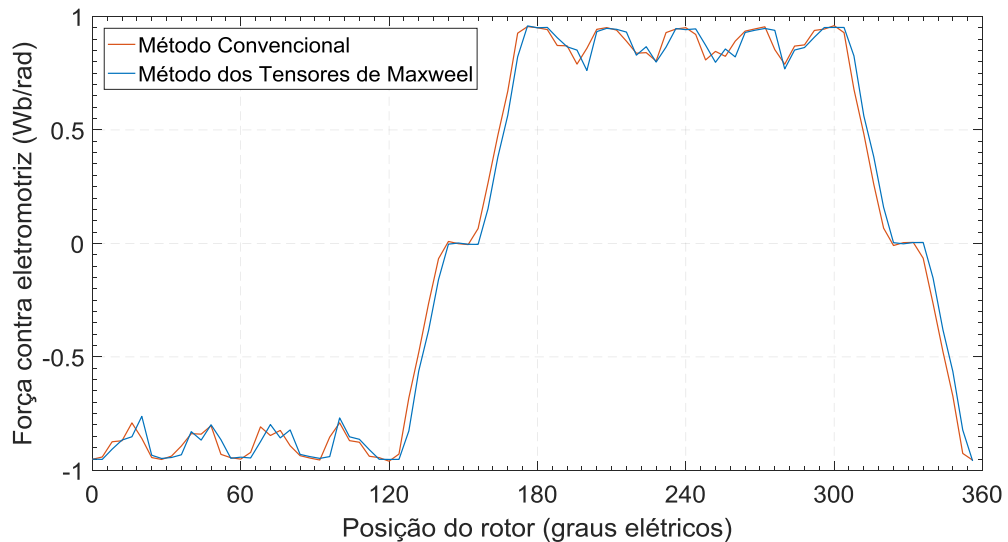
Como apresentado em [39], a partir do modelo da máquina construído com o Método dos Elementos Finitos e extraindo os valores das densidades de fluxo magnéticos nas componentes radiais e tangenciais no entreferro da máquina com corrente de estator constante de 1 A na mesma fase da força contra eletromotriz que se deseja obter e o valor 0 A de corrente de estator para as demais fases restantes, determina-se o valor da força contra eletromotriz correspondente.

O torque mútuo no referencial dq_x pode ser calculado aplicando a transformada (2.14) nos valores de força contra eletromotriz no referencial abc , equações (3.4), (3.5) e (3.6), e nos valores de corrente de estator no referencial abc , obtendo a equação (3.7).

$$T_{\text{mútu}_o_dqx} = a_x^2 (e_{qx} i_{qx} + e_{dx} i_{dx}) \quad (3.7)$$

As duas formulações, equações (3.3), (3.4), (3.5) e (3.6), para obtenção da força contra eletromotriz são aplicadas no modelo de máquina utilizada neste trabalho. A Figura 3.1 mostra a comparação das duas formulações de cálculo da força contra eletromotriz e nota-se que há diferença entre as formas de onda obtidas.

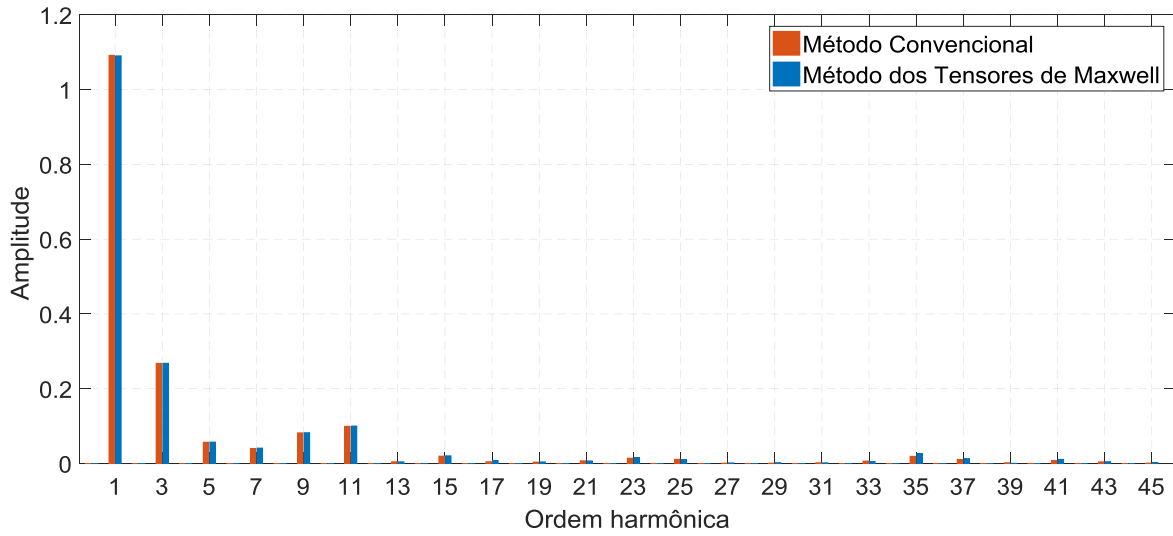
Figura 3.1 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da FCEM



Fonte: Próprio Autor.

A ordem dos harmônicos presentes na força contra eletromotriz pode ser analisado por meio da aplicação da serie de Fourier. A Figura 3.2 mostra os harmônicos da forma de onda da força contra eletromotriz da Figura 3.1 pelo Método de Tensores de Maxwell, percebe a presença de harmônicos ímpares com predominância da harmônica de 3º ordem.

Figura 3.2 – Harmônicas contidas na FCEM



Fonte: Próprio Autor.

3.3 Torque de relutância

O torque de relutância é assim denominado devido à variação da indutância por consequência da variação da relutância do estator com o deslocamento do rotor [40].

$$T_{\text{Relutância}} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta_r} \quad (3.8)$$

A equação (3.9) mostra a corrente de estator e a variação de indutância no referencial abc em relação ao deslocamento angular do rotor compondo a formulação do torque de relutância.

$$T_{\text{relutância_ABC}} = \frac{1}{2} \left(i_A^2 \frac{dL_A}{d\theta_m} + i_B^2 \frac{dL_B}{d\theta_m} + i_C^2 \frac{dL_C}{d\theta_m} \right) + i_A i_B \frac{dM_{AB}}{d\theta_m} + i_A i_C \frac{dM_{AC}}{d\theta_m} + i_B i_C \frac{dM_{BC}}{d\theta_m} \quad (3.9)$$

As diferentes formas de alocação dos ímãs permanentes causam alteração na relutância, assim impactando nos valores das indutâncias no eixo direto e quadratura, consequentemente

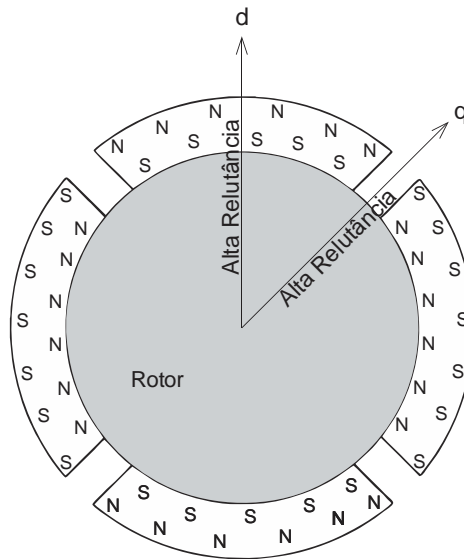
alterando o torque de relutância e surgindo diversos tipos de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Como pode ser visto na equação (3.10) a indutância é inversamente proporcional à relutância [41].

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (3.10)$$

Onde N é o número de espiras da bobina e \mathfrak{R} é a relutância.

Na topologia com os ímãs permanentes inseridos na superfície do rotor, considerando que o valor da permeabilidade dos ímãs permanentes é aproximadamente igual do ar, a espessura do ímã permanente se torna parte do entreferro. Na Figura 3.3 percebe-se que o valor da relutância que compõe a indutância de eixo direto é aproximadamente igual à relutância da indutância de eixo quadratura o que torna desprezível a variação da indutância nessas máquinas e consequentemente do torque de relutância.

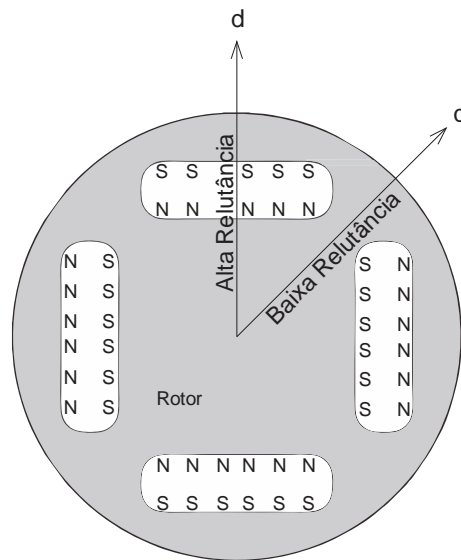
Figura 3.3 – Máquina síncrona de ímãs permanentes na superfície do rotor



Fonte: Próprio Autor.

Nos outros tipos de topologia de ímã permanente no rotor existe diferença entre os valores de indutância de eixo direto e quadratura devido à variação da relutância causada pela alocação dos ímãs, como pode ser visto na Figura 3.4, o que torna considerável a presença do torque de relutância.

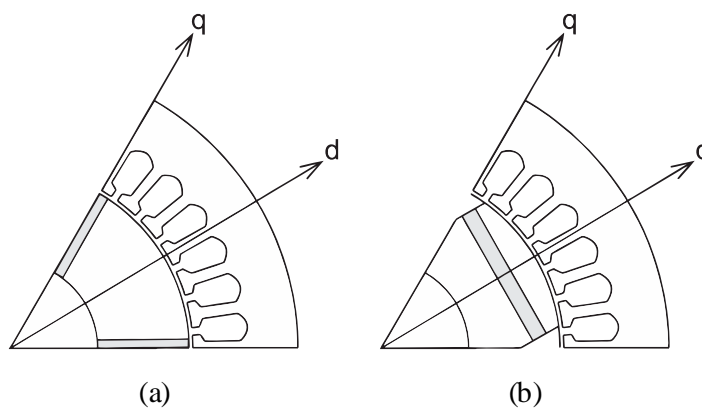
Figura 3.4 – Máquina síncrona de ímãs permanentes no interior do rotor



Fonte: Próprio Autor.

As máquinas síncronas com ímãs permanentes no interior podem ser divididas em paralelas e perpendiculares, como pode ser visto na Figura 3.5, assim apresentando características diferentes quanto à indutância de eixo direto e quadratura.

Figura 3.5 – Ímãs permanentes no interior do rotor



a) perpendicular; b) paralelo.

Fonte: [42].

A contribuição da parcela do torque relutância no torque eletromagnético é determinada pela equação (3.11). Assumindo que o valor da relutância da indutância do eixo direto é aproximadamente igual a do eixo quadratura, caso das máquinas síncronas de ímãs permanentes na superfície do rotor, conseqüentemente o valor da indutância de eixo direto será aproximadamente igual o valor indutância de eixo quadratura resultando em um baixo torque de relutância. No caso em que se tem desigualdade entre as indutâncias de eixo direto e

quadratura haverá maior produção de torque de relutância, logo maior contribuições nas oscilações do torque eletromagnético.

$$T_{relutância_dqx} = \frac{3}{2} p \left[(L_{dx} - L_{qx}) i_{dx} i_{qx} + M_{dqx} (i_{qx}^2 - i_{dx}^2) \right] \quad (3.11)$$

A equação (3.11) traz de forma simplificada o cálculo do torque de relutância utilizando o valor médio da indutância de eixo direto e quadratura, como mostrado adiante na seção 3.5 . A equação (3.12), proposta no presente trabalho, faz uma melhor abordagem no cálculo do torque de relutância por conter o valor da parcela de oscilações além da parcela de valor médio ao se valer do princípio da conservação de energia no eixo dq_x .

$$T_{relutância_dqx} = \frac{1}{2} i_{dx}^2 \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + i_{dx} i_{qx} \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + \frac{1}{2} i_{qx}^2 \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \quad (3.12)$$

Como apresentado na equação (3.12), utiliza-se de um método derivativo sobre as indutâncias para se obter o torque de relutância. Assim como no caso da força contra eletromotriz, o método derivativo não é o mais apropriado por induzir erros numéricos. Desta forma, este trabalho propõe o cálculo da variação da indutância por meio do Método dos Tensores de Maxwell e por meio do princípio da conservação de energia, garantindo maior precisão nos resultados obtidos.

Assim como na força contra eletromotriz a partir do modelo da máquina construído no Método dos Elementos Finitos e extraindo os valores das densidades de fluxo magnéticos nas componentes radiais e tangenciais no entreferro da máquina com corrente de estator constante de 1 A na mesma fase da variação de indutância que se deseja e o valor 0 A de corrente de estator para as demais fases restantes. As variações das indutâncias são calculadas no referencial abc por meio das equações (3.13), (3.14), (3.15), (3.16), (3.17) e (3.18).

$$\frac{dL_a}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} = \frac{2 \cdot l_{fe} \cdot r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ia})_R \times (B_{ia})_T d\theta \quad (3.13)$$

$$\frac{dL_b}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} = \frac{2 \cdot l_{fe} \cdot r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ib})_R \times (B_{ib})_T d\theta \quad (3.14)$$

$$\frac{dL_c}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} = \frac{2 \cdot l_{fe} \cdot r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ic})_R \times (B_{ic})_T d\theta \quad (3.15)$$

$$\left. \frac{dM_{ab}}{d\theta_m} \right|_{i=cte} = \frac{l_{fe} \cdot r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ia})_R \times (B_{ib})_T d\theta + \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ib})_R \times (B_{ia})_T d\theta \quad (3.16)$$

$$\left. \frac{dM_{bc}}{d\theta_m} \right|_{i=cte} = \frac{l_{fe} \cdot r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ib})_R \times (B_{ic})_T d\theta + \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ic})_R \times (B_{ib})_T d\theta \quad (3.17)$$

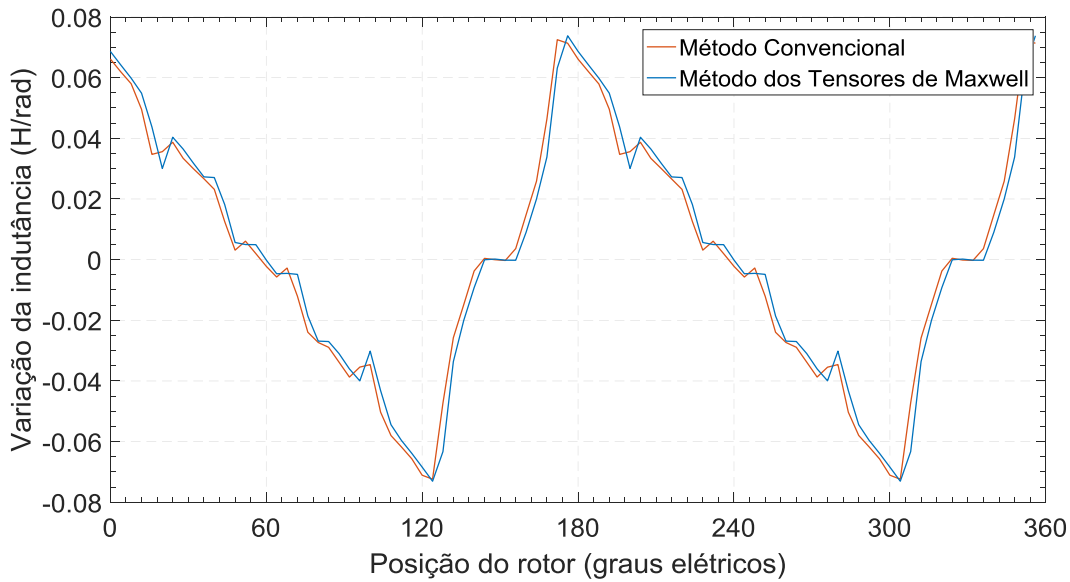
$$\left. \frac{dM_{ac}}{d\theta_m} \right|_{i=cte} = \frac{l_{fe} \cdot r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ia})_R \times (B_{ic})_T d\theta + \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{ic})_R \times (B_{ia})_T d\theta \quad (3.18)$$

Uma vez calculada a variação de indutância no referencial abc aplicando a equação (3.19) para obter a variação de indutância no referencial dq_x , conforme apêndice A.

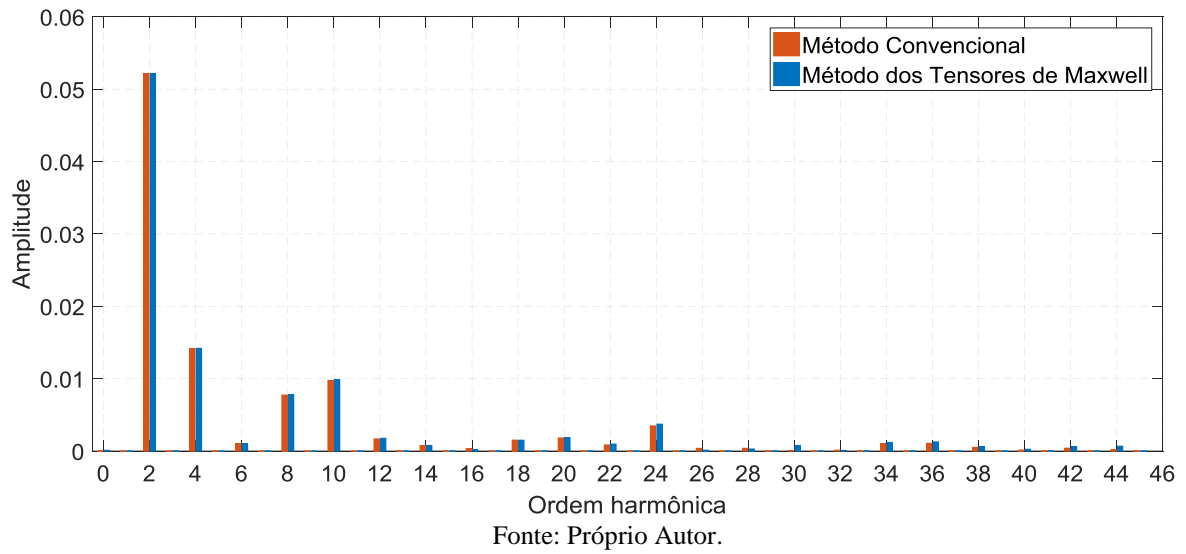
$$\left. \frac{dL_{dqx}}{d\theta_m} \right|_{i=cte} = T_{dqx} \cdot \frac{dL_{abc}}{d\theta_m} \cdot T_{dqx}^{-1} \quad (3.19)$$

Na Figura 3.6 as duas formulações são aplicadas para cálculo da variação de indutância em L_a na máquina utilizada neste trabalho e em seguida são comparadas, à variação das indutâncias nas demais fases estão disponíveis no apêndice B. Na Figura 3.7 são apresentados os harmônicos contidos na forma de onda da variação da indutância L_a sendo possível notar a presença de harmônicas de ordem par com predominância da harmônica de 2º ordem.

Figura 3.6 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_a

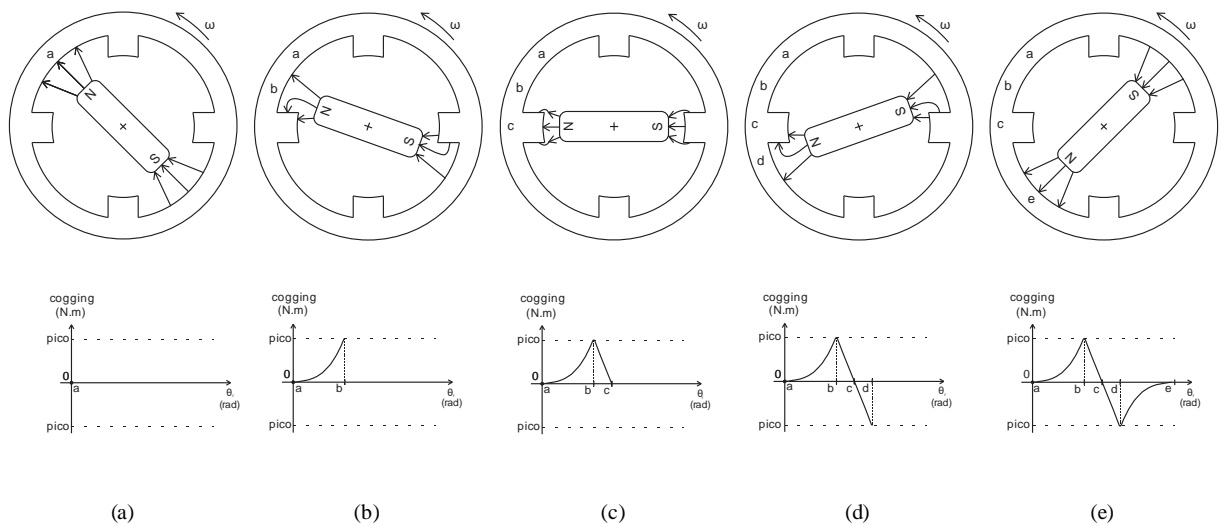


Fonte: Próprio Autor.

Figura 3.7 – Harmônicas contidas na variação de indutância

3.4 Cogging torque

A interação do campo magnético dos ímãs permanentes do rotor com as bordas dos dentes do estator em que há variação de relutância de acordo com a variação da posição do rotor é denominada *cogging torque*, independente da corrente de estator [43]. O *cogging torque* é uma característica intrínseca da máquina e a Figura 3.8 mostra a sua produção de acordo com a variação da posição do rotor.

Figura 3.8 – Cogging Torque

a) Posição a; b) Posição b; c) Posição c; d) Posição d; e) Posição e.
Adaptado: [15].

Na Figura 3.8 ocorre o deslocamento do rotor em cinco posições a fim de formar um período completo de *cogging torque*. No deslocamento do rotor para a posição (a) nota-se que neste ponto a relutância entre o imã permanente e o dente do estator é máxima assim não ocorrendo interação, conseqüentemente *cogging torque* nulo. Na posição de rotor (b) em que se tem uma redução da relutância entre imã permanente e o dente do estator, quando se comparada à posição anterior, nesta posição do rotor da máquina o *cogging torque* será máximo, com o *cogging torque* buscando alinhamento do rotor com dente do estator. Na posição do rotor em (c) alinhado com o dente do estator a relutância é reduzida ao valor mínimo, assim resultando em valor nulo de *cogging torque*. Em seguida o posicionamento do rotor em (d) produzindo máximo *cogging torque* e depois em (e) novamente em uma posição do rotor em que se tem máxima relutância. O *cogging torque* é equacionado conforme (3.20) [10].

$$T_{cog} = -\frac{1}{2} \Phi^2 \frac{\partial \mathcal{R}}{\partial \theta_r} \quad (3.20)$$

A equação (3.20) descreve o *cogging torque*, porém não aborda a saturação magnética que influencia na sua forma de onda causando diferença de valores de *cogging torque* quando a máquina é avaliada a vazio e com carga como mostrado nos trabalhos [44], [45]. O cálculo do *cogging torque* considerando a saturação magnética é alcançada com o emprego do Método de Elementos Finitos (MEF) e o Método de Permeabilidade Fixa (MPF) juntamente a outros métodos [46]. Como investigado em [46] o cálculo do *cogging torque* por meio do Método dos Tensores de Maxwell através do Método de Elementos Finitos se torna a melhor opção, equação (3.21), quando se busca maior precisão nos valores obtidos.

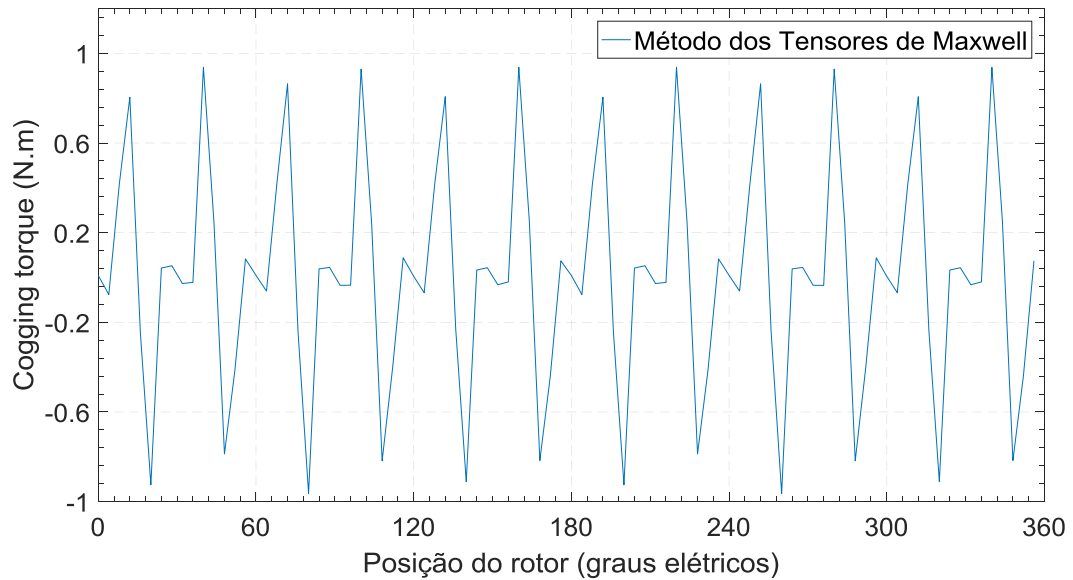
$$T_{cogging} = \frac{l_{fe} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{PM})_R \times (B_{PM})_T d\theta \quad (3.21)$$

A partir do modelo da máquina construído com o método dos elementos finitos, aplica-se corrente de estator igual à zero nas fases e extraindo os valores das densidades de fluxo magnéticos nas componentes radiais e tangenciais no entreferro é possível calcular o *cogging torque* por meio do Método de Tensores de Maxwell.

A Figura 3.9 apresenta o *cogging torque* da máquina utilizada neste trabalho por meio da equação (3.21) e na Figura 3.10 são mostradas as harmônicas contidas na forma de onda do *cogging torque* por meio da aplicação da serie de Fourier. Na Figura 3.10 percebe-se a

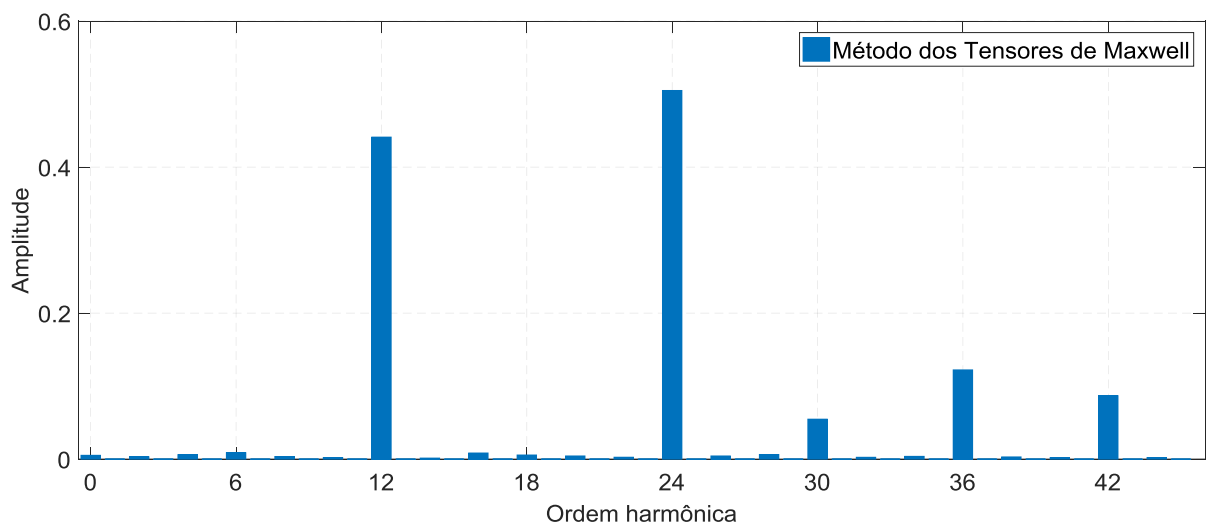
presença de harmônicas múltiplas de 6º ordem com predominância da harmônica de 12º e 24º ordem.

Figura 3.9 – Forma de onda do *cogging torque*



Fonte: Próprio Autor.

Figura 3.10 – Harmônicas contidas no *cogging torque*



Fonte: Próprio Autor

Analisando a contribuição do *cogging torque* na equação (3.1) do torque eletromagnético nota-se que a sua contribuição se destaca, principalmente, devido às oscilações e não por seu valor médio, como pode ser visto nas formas de ondas do *cogging torque* na Figura 3.8 e na Figura 3.9, por isso sendo colocado na literatura como uma fonte de oscilações no torque eletromagnético.

3.5 Formulação geral do torque

A formulação do torque eletromagnético geralmente adotado nos trabalhos acadêmicos no referencial dq_x é a (3.23) obtida a partir da equação (3.22), como pode ser visto em [12], [44], [47], [48], em que são apresentados apenas os valores médios em cada parcela. Na equação (3.23) nota-se a omissão do *cogging torque* seja por negligência ou pelo fato da máquina utilizada tenha em sua construção uma das técnicas de redução de *cogging torque*.

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[i_{dx} \frac{d\Phi_{dx}}{d\theta} + i_{qx} \frac{d\Phi_{qx}}{d\theta} + \Phi_{dx} i_{qx} - \Phi_{qx} i_{dx} \right] \quad (3.22)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[i_{dx} \frac{d\Phi_{dx}}{d\theta} + i_{qx} \frac{d\Phi_{qx}}{d\theta} + e_{qx} i_{qx} + e_{dx} i_{dx} + (L_{dx} - L_{qx}) i_{dx} i_{qx} + M_{dqx} (i_{qx}^2 - i_{dx}^2) \right] \quad (3.23)$$

Considerando $L_{dx} \approx L_{qx}$, como nas máquinas com imãs permanentes na superfície do rotor, e corrente de estator no eixo d_x igual a zero, obtém-se:

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[i_{qx} \frac{d\Phi_{qx}}{d\theta} + e_{qx} i_{qx} + M_{dqx} i_{qx}^2 \right] \quad (3.24)$$

Na formulação (3.25) nota-se há omissão tanto da contribuição da parcela de torque de relutância referente à indutância mútua e da variação de fluxo magnético no eixo q_x quanto da parcela de *cogging torque*, assim abordando somente o torque mútuo por ser a parcela de maior contribuição devido ao seu valor médio no torque eletromagnético. A indutância mútua e a variação do fluxo magnético no eixo q_x têm valores baixos considerados pouco relevantes, como pode ser visto em [12].

$$T_e = \frac{3}{2} p [e_{qx} i_{qx}] \quad (3.25)$$

A formulação geral do torque eletromagnético no referencial abc é expressa em (3.26).

$$T_e = i_A \cdot e_A + i_B \cdot e_B + i_C \cdot e_C + \frac{1}{2} \left(i_A^2 \frac{dL_A}{d\theta_m} + i_B^2 \frac{dL_B}{d\theta_m} + i_C^2 \frac{dL_C}{d\theta_m} \right) + i_A i_B \frac{dM_{AB}}{d\theta_m} + i_A i_C \frac{dM_{AC}}{d\theta_m} + i_B i_C \frac{dM_{BC}}{d\theta_m} + T_{\text{cogging}} \quad (3.26)$$

A formulação geral do torque eletromagnético no referencial dq_x proposta neste trabalho é apresentada em (3.27), partindo-se de (3.26) e dos métodos apresentados na seção 3.3 para a

formulação do torque de relutância, em que se leva em conta a contribuição de todas as parcelas da indutância (própria e mútua).

$$T_e = a_x^2 \left(e_{qx} i_{qx} + e_{dx} i_{dx} \right) + \frac{1}{2} i_{dx}^2 \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + i_{dx} i_{qx} \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + \frac{1}{2} i_{qx}^2 \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + T_{\text{cogging}} \quad (3.27)$$

A vantagem de se usar a equação (3.27) ao invés da equação (3.22) se dá pela redução de variáveis para descrever o torque de relutância, consequentemente melhor manipulação das parcelas, uma vez que essas variáveis juntam as oscilações ao valor médio na parcela do torque de relutância.

3.6 Dinâmica de um sistema rotativo

A equação (3.28) expressa o comportamento dinâmico de um sistema rotativo.

$$T_{el} = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + T_a + T_c \quad (3.28)$$

Onde J é o momento de inércia; T_a é o torque de atrito da máquina e T_c é o torque de carga.

O J é a tendência do objeto em se manter no estado de repouso em que é composto pela soma entre o momento de inércia da máquina, J_m , e momento de inércia da carga, J_c , equação (3.29).

$$J = J_m + J_c \quad (3.29)$$

O momento de inércia está relacionado à massa e ao raio como apresentado pela equação (3.30).

$$J = \frac{1}{2} m r_j^2 \quad (3.30)$$

Além disso, o momento de inércia afeta o comportamento tanto na aceleração quanto na desaceleração do motor.

O T_a pode ser calculado conforme equação (3.31), onde B é o coeficiente de atrito. Nota-

se que o torque de atrito é proporcional à velocidade.

$$T_a = B\omega_r \quad (3.31)$$

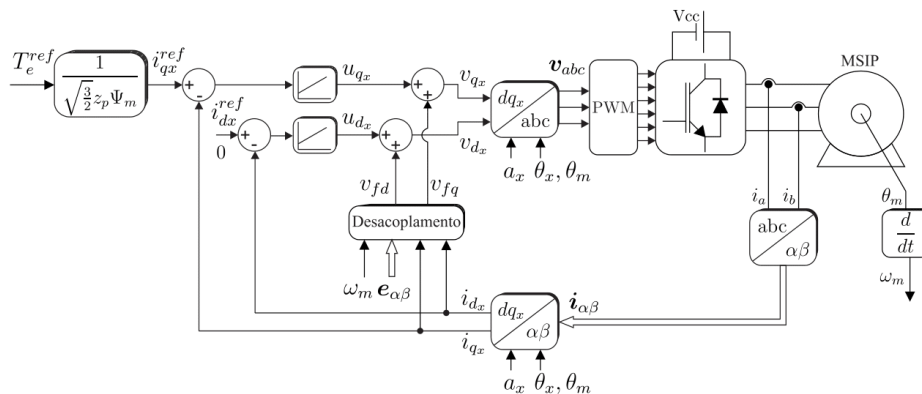
Capítulo 4

Estratégias de redução das oscilações no torque eletromagnético

4.1 Introdução

A Figura 4.1 mostra o diagrama de controle proposto pela abordagem vetorial de [32] apresentada no capítulo 2. O controle dq_x permite a separação entre o eixo direto e quadratura adequadamente no referencial síncrono e proporciona o enfraquecimento do campo ou enriquecimento de campo por meio do controle de corrente de estator nos eixos q_x e d_x , além de reduzir as perdas no cobre da máquina (perdas ôhmicas).

Figura 4.1 – Controle vetorial dq_x



Fonte: [49].

Analisando o torque eletromagnético obtido com o emprego do controle dq_x em uma máquina síncrona de ímãs permanente na superfície do rotor temos uma melhora no torque mútuo graças à transformada dq_x quanto à melhora referente à transformada aplicada na orientação e amplitude da força contra eletromotriz refletindo no cálculo da corrente de

estator, o torque de relutância nesse tipo de máquina pode ser desprezado e o *cogging torque* está presente, porém pode ser utilizada alguma técnica de redução de *cogging torque* no projeto da máquina como em [50].

Quando empregado o controle dq_x em máquinas com ímãs permanentes semi-enterrados ou no interior do rotor existe uma melhora no torque mútuo assim como nas máquinas com ímãs na superfície no rotor, porém há presença de torque de relutância e *cogging torque*.

No capítulo 3 o estudo das características intrínsecas presentes no torque eletromagnético é feito pelo Método de Elementos Finitos (MEF), técnica utilizada no meio científico. A análise do torque eletromagnético ocorre com o objetivo de entender as origens das oscilações presentes, que através da decomposição em parcelas se busca entender a contribuição de cada variável a fim de elaborar estratégias que reduzam as oscilações no torque eletromagnético.

Com o estudo das parcelas que compõem o torque eletromagnético este trabalho propõe minimizar as contribuições do torque de relutância e *cogging* no torque eletromagnético por meio de estratégias empregadas no controle dq_x aliada ao Método de Elementos Finitos.

O método proposto para redução de oscilações no torque eletromagnético consiste em duas etapas: a estimativa das oscilações presentes e a elaboração da corrente de estator contendo harmônicas para compensação das oscilações.

A primeira etapa para a elaboração das estratégias está relacionada ao levantamento de parâmetros da máquina a partir das formulações apresentadas no capítulo 3, em que é possível sumarizar nas seguintes etapas:

- Construir o modelo da máquina no Método dos Elementos Finitos;
- Simular a máquina e obter a força contra eletromotriz, como apresentado na seção 3.2
- Simular a máquina para obter a variação de indutância, como apresentado na seção 3.3
- Simular a máquina a fim de obter o *cogging torque*, como apresentado na seção 3.4

$$i_{qx}^{ref} = \frac{T_{el}^{ref}}{a_x^2 e_{qx}} \quad (4.1)$$

$$i_{dx}^{ref} = k \cdot i_{qx}^{ref} \quad (4.2)$$

Onde T_{el}^{ref} é o torque eletromagnético desejado e k é o valor da proporção sendo neste caso adotado o valor zero.

O intuito de aplicar valor zero na corrente de estator no eixo d_x é de diminuir as perdas no cobre que poderiam ser aumentadas caso fosse aplicada corrente de estator no eixo d_x , que aumentaria a corrente de estator, como pode ser notado na equação (4.3).

$$i_s = \sqrt{i_{qx}^2 + i_{dx}^2} \quad (4.3)$$

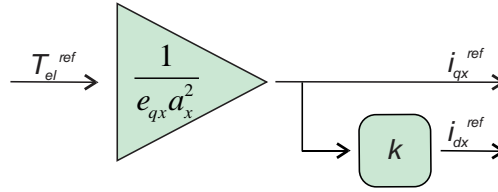
Do ponto de vista da redução de oscilações no torque eletromagnético a aplicação de corrente de estator desta forma nos eixos dq_x se torna interessante por eliminar algumas parcelas do torque de relutância, porém não acontece a eliminação total do torque de relutância.

Aplicando a corrente de estator no eixo d_x igual zero na equação (3.12) temos o que é ocasionado quando considerado a situação de corrente de estator apenas na componente q_x , equação (4.4).

$$T_{relutância} = \frac{1}{2} i_{qx}^2 \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \quad (4.4)$$

Essa parcela (4.4) é o que ainda resta do torque de relutância sendo comum ser desprezada na maioria dos trabalhos por adotarem a forma reduzida da equação (3.11), que despreza o efeito da indutância mútua. Quando analisada a equação geral do torque eletromagnético nota-se que além da parcela restante do torque de relutância temos a ela somada o *cogging torque* e o torque mútuo.

A forma em que a corrente de estator para referência é gerada no eixo q_x e d_x pelo método convencional são apresentadas na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Estratégia 1: controle convencional

Fonte: Próprio Autor.

4.3 Estratégia 2: torque de relutância nulo

A estratégia de torque de relutância nulo propõe uma redução da oscilação do torque eletromagnético por meio da aplicação de uma corrente de estator no eixo d_x , assim a componente de corrente no eixo q_x contribui no torque útil da máquina e o eixo dx fica responsável anular a parcela de torque de relutância no torque eletromagnético.

Dessa forma a equação (3.1) do torque eletromagnético fornecido pela máquina será composta apenas pelas parcelas de *cogging torque* e torque mútuo equação (4.5).

$$T_{el} = T_{mútuo} + T_{cogging} \quad (4.5)$$

O valor da componente de corrente no eixo q_x é calculado por meio da equação (4.1), já o valor da corrente na componente do eixo d_x é calculado por meio da equação do torque de relutância em que se determinam as raízes da equação (4.6) encontrando o valor de corrente de estator no eixo d_x que anularia a contribuição desta parcela no torque eletromagnético.

$$\frac{1}{2} \left(i_{dx}^{ref} \right)^2 \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + i_{dx}^{ref} i_{qx}^{ref} \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + \frac{1}{2} \left(i_{qx}^{ref} \right)^2 \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} = 0 \quad (4.6)$$

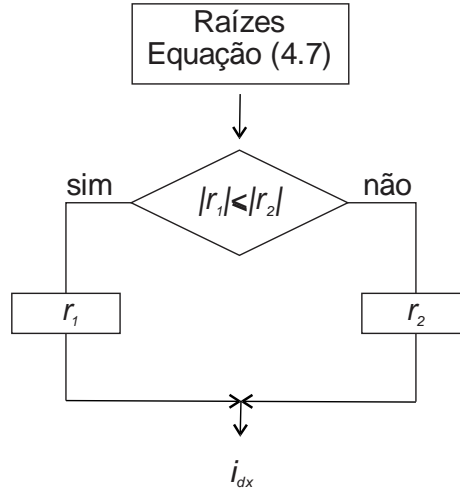
Assim,

$$i_{idx}^{ref} = \frac{i_{qx}^{ref} \left(-\frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \pm \sqrt{\frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}^2 - \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}} \right)}{\frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}} \quad (4.7)$$

Os valores de corrente de estator no eixo d_x não são constantes, variam juntamente com as derivadas das indutâncias própria e mútua.

Na Figura 4.4 é aplicado o módulo nos dois valores de corrente de estator no eixo d_x obtidos em (4.7) e opta-se sempre pelo menor valor, devido à análise dos valores de corrente de estator no eixo d_x pela equação (4.3), ou seja, quanto maior o valor de i_{dx} maior será a corrente de estator, proporcionando maiores perdas ôhmicas.

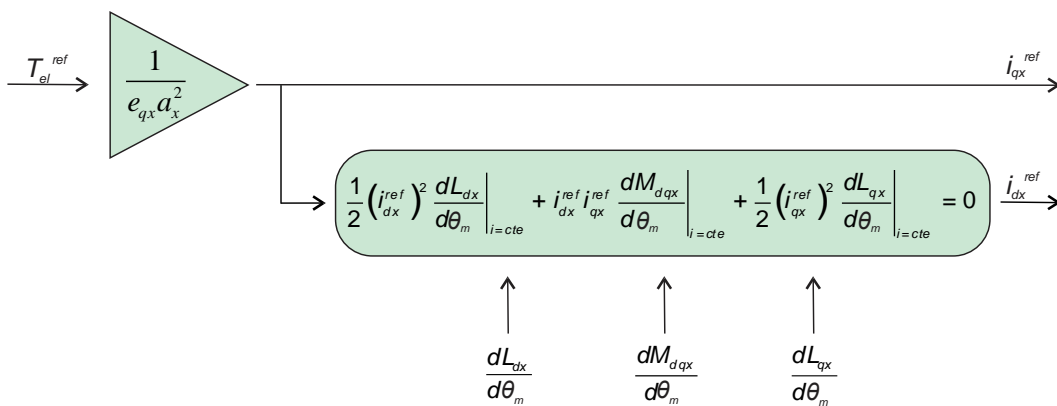
Figura 4.4 – Fluxograma para escolha de i_{dx} na estratégia de torque de relutância nulo



Fonte: Próprio Autor.

A forma em que a corrente de estator para referência é gerada no eixo q_x e d_x pelo método de torque de relutância nulo são apresentadas na Figura 4.5.

Figura 4.5 – Estratégia 2: torque de relutância nulo



Fonte: Próprio Autor.

4.4 Estratégia 3: torque de relutância e cogging torque nulos

A estratégia de torque de relutância e *cogging torque* nulos visa à redução da oscilação do

torque eletromagnético, por meio da aplicação de corrente de estator no eixo d_x de forma que a parcela presente de torque de relutância e *cogging torque* sejam anuladas.

Dessa forma a equação (3.1) do torque eletromagnético fornecido pela máquina será composta apenas pela parcela de torque mútuo equação (4.8).

$$T_{el} = T_{mútuo} \quad (4.8)$$

O cálculo da corrente de estator no eixo d_x é por meio da equação (4.9) e no eixo q_x através da equação (4.1).

$$\frac{1}{2} \left(i_{dx}^{ref} \right)^2 \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + i_{dx}^{ref} i_{qx}^{ref} \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + \frac{1}{2} \left(i_{qx}^{ref} \right)^2 \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} + T_{cogg} = 0 \quad (4.9)$$

Assim,

$$i_{dx}^{ref} = \frac{-i_{qx}^{ref} \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \pm \sqrt{\left(i_{qx}^{ref} \right)^2 \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}^2 - \left(i_{qx}^{ref} \right)^2 \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} - T_{cogg} \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}}{\frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}} \quad (4.10)$$

Os valores de corrente de estator no eixo d_x não são constantes, variam juntamente com as derivadas das indutâncias própria e mútua e *cogging torque*.

Essa estratégia adota o mesmo processo para o cálculo dos valores de corrente de estator no eixo d_x apresentado na estratégia 2. Nota-se que a parcela do *cogging torque* será somada a parte da equação onde não se tem presença da variável i_{dx} , equação (4.9).

Analizando a equação (4.10) percebe-se que, diferentemente da estratégia 2, as condições das equações (4.11) e (4.12) devem ser atendidas para que a raiz seja um valor real.

$$\frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}^2 \neq \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \quad (4.11)$$

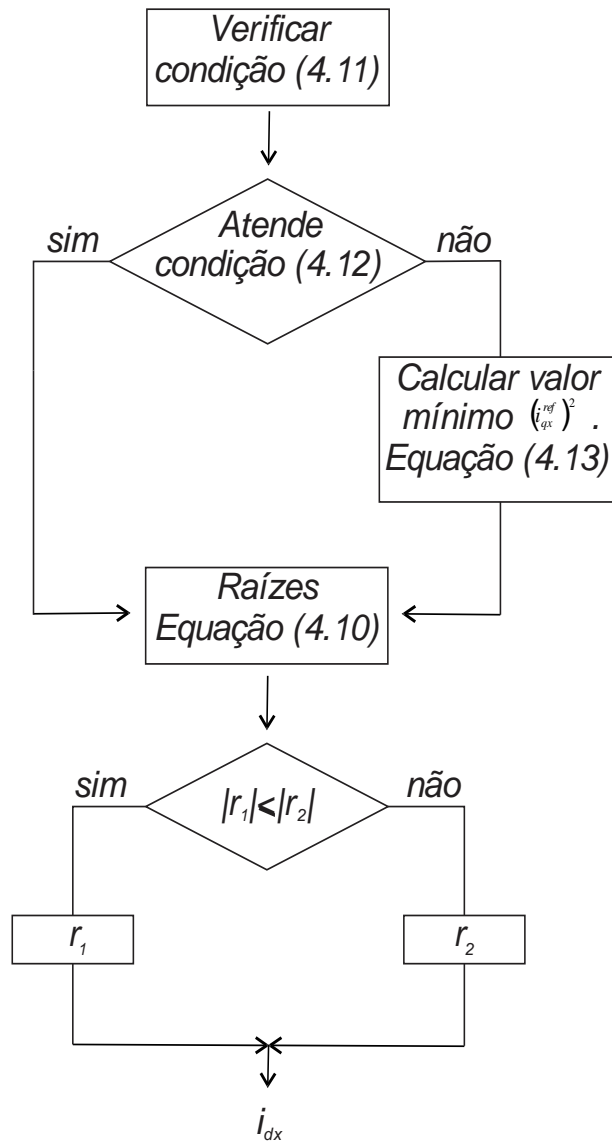
$$\left(i_{qx}^{ref} \right)^2 \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte}^2 - \left(i_{qx}^{ref} \right)^2 \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} > T_{cogg} \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \Big|_{i=cte} \quad (4.12)$$

Para a condição da equação (4.12) é possível por meio da equação (4.13) determinar o valor mínimo de i_{qx}^{ref} que satisfaça a condição.

$$\left(i_{qx}^{ref}\right)^2 \geq \left| \frac{T_{cogg} \left. \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \right|_{i=cte}}{\left(\left. \frac{dM_{dqx}}{d\theta_m} \right|_{i=cte}^2 - \left. \frac{dL_{qx}}{d\theta_m} \right|_{i=cte} \left. \frac{dL_{dx}}{d\theta_m} \right|_{i=cte} \right)} \right| \quad (4.13)$$

Assim como na estratégia 2 a Figura 4.6 apresenta os dois valores de corrente de estator no eixo d_x obtidos pela equação (4.10), aplicando o módulo e optando sempre pelo menor valor devido à análise dos valores de corrente de estator no eixo d_x pela equação (4.3), ou seja, quanto maior o valor de corrente de estator no eixo d_x maior será a corrente de estator, proporcionando maiores perdas ôhmicas.

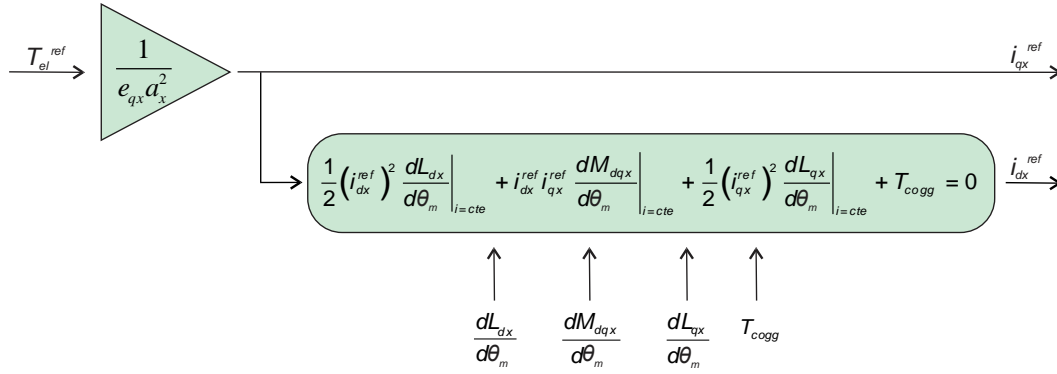
Figura 4.6 – Fluxograma para escolha de i_{dx} na estratégia de torque de relutância e *cogging torque* nulos



Fonte: Próprio Autor.

A forma em que a corrente de estator para referência é gerada no eixo q_x e d_x pelo método de torque de relutância nulo são apresentadas na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Estratégia 3: torque de relutância e cogging torque nulos



Fonte: Próprio Autor.

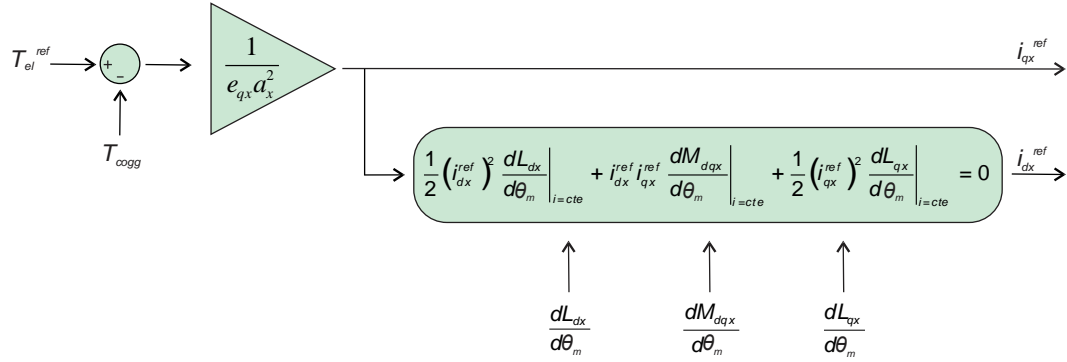
4.5 Estratégia 4: Torque de relutância nulo e cogging torque nulo por estimativa

A estratégia de torque de relutância nulo e parcela de *cogging torque* nulo por estimativa propõe a redução da oscilação do torque eletromagnético por meio da corrente de estator no eixo d_x anulando o torque de relutância, conforme estratégia 2, porém a parcela de *cogging torque* será subtraída do torque eletromagnético de referência no cálculo da corrente na componente q_x , equação (4.14).

$$i_{q_x}^{ref} = \frac{T_{el}^{ref} - T_{cogging}}{a_x^2 e_{q_x}} \quad (4.14)$$

Nesta estratégia considera-se o *cogging torque*, uma característica intrínseca da máquina, como uma parcela futura a se somar ao torque eletromagnético alcançando o valor do torque eletromagnético de referência. Da mesma forma que as estratégias anteriores a corrente de estator é avaliada por meio da equação (4.3).

Figura 4.8 – Estratégia 4: Torque de relutância nulo e *cogging torque* nulo por estimativa



Fonte: Próprio Autor.

Capítulo 5

Resultados e discussão

5.1 Introdução

As estratégias para a redução de oscilações no torque eletromagnético foram testadas por meio de simulações, a partir da implementação de diagrama de blocos e *scripts* com o auxílio do Método de Elementos Finitos com o objetivo de analisar a eficácia das propostas.

A rotina do controle dq_x com a implementação das estratégias é executada com uma frequência de 20 kHz ($T_0 = 50\mu s$) com uma banda de histerese de $\Delta i = 0,1$ A.

Como pode ser visto na Figura 4.2 a malha de controle de velocidade faz parte do controle de torque a fim de atender aplicações que necessitam de variação de velocidade, logo neste trabalho é utilizado na malha do controle de velocidade um controlador Proporcional – Integral (PI), com ganho proporcional, k_p , de 20 e integral, k_i , de 200.

Na malha de corrente de estator não é necessário a configuração de ganhos, uma vez que se optou pelo controle por histerese, apenas a determinação da banda de histerese como citado acima. Há o emprego de limitadores de corrente tanto no eixo q_x quanto no eixo d_x no valor de 8 A.

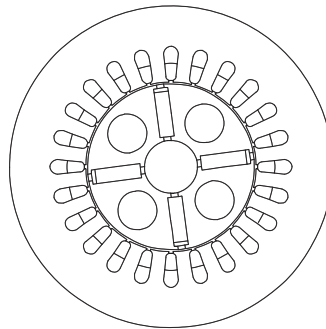
Na simulação proposta houve a configuração do valor de referência no controle de velocidade de 80 rpm e uma inserção de carga com entrada em rampa com inclinação de 50 quando $t = 0,5$ segundos afim de atingir o valor de torque de 8 N.m, sendo assim em $t = 0,5$ segundos o valor de momento de inércia que antes era de $0,00717 \text{ kg.m}^2$ com a máquina a vazio é alterado para $0,035 \text{ kg.m}^2$ considerando o conjunto motor mais carga.

Os resultados das simulações apresentaram as respostas das seguintes grandezas: corrente

de estator na fase a, corrente no eixo q_x , corrente no eixo d_x ; torque eletromagnético e velocidade de rotação.

A máquina síncrona utilizada na simulação é de ímãs permanentes perpendiculares no interior do rotor, como ilustrado na Figura 5.1, tem seus parâmetros apresentados na Tabela 5.1 e seus materiais descritos no apêndice C.

Figura 5.1 – IPMSM



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 5.1 – Parâmetros da máquina

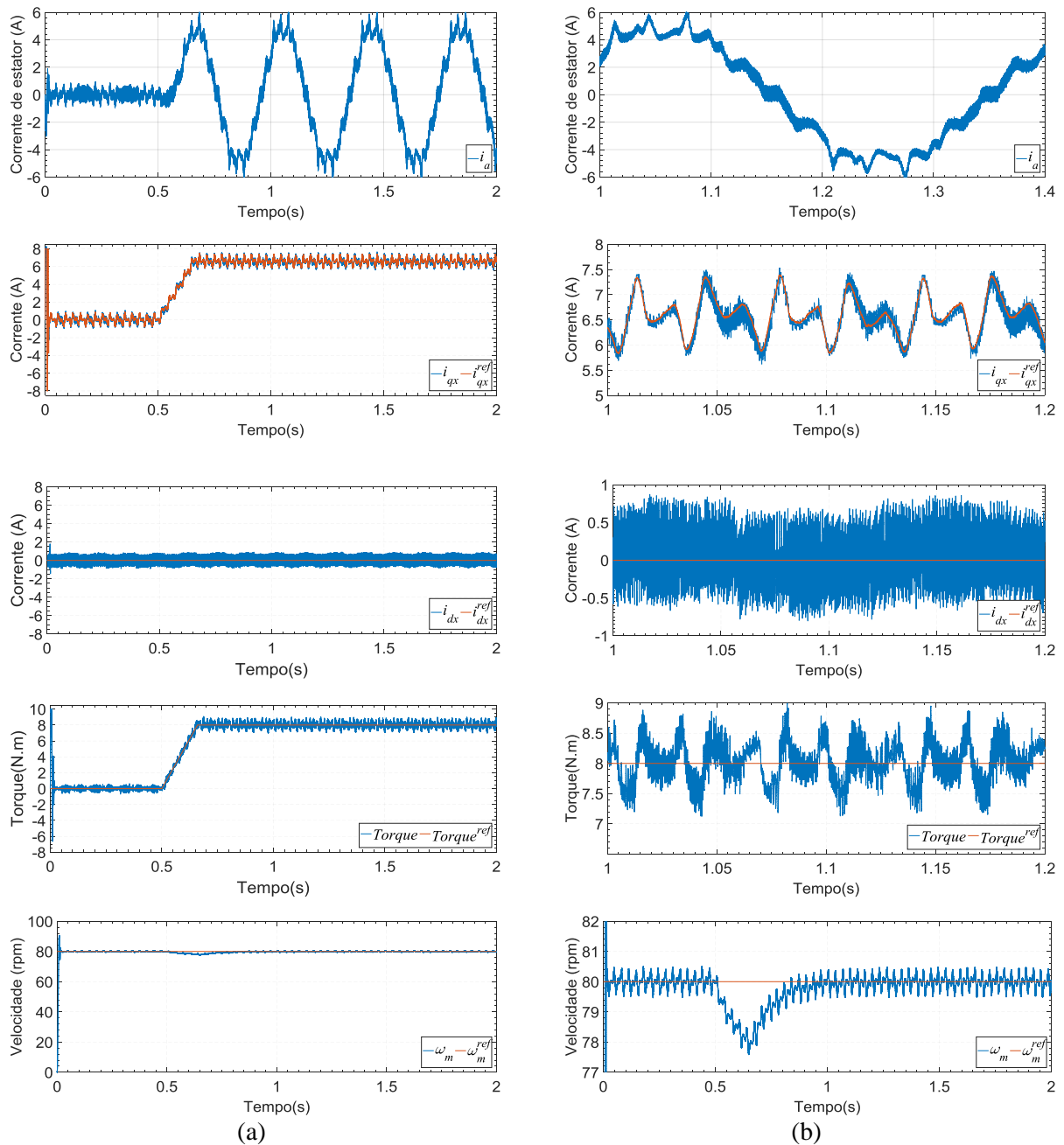
Parâmetro	Valor
Diâmetro externo do estator	182 mm
Diâmetro interno do estator	96 mm
Espessura da carcaça do estator	22,9 mm
Espessura do entreferro	1 mm
Diâmetro externo do rotor	94 mm
Número de ranhuras	24
Número de polos	4
Profundidade	102 mm
Largura do dente	8,16 mm
Abertura da ranhura	2,2 mm
Diâmetro do eixo	30 mm
Espessura da ponta da sapara do dente	1 mm
Tipo de ímã	NdFeB
Espessura do ímãs	8,3 mm
Numero de voltas por fase	38
Condutor	20 AWG

Os resultados das aplicações das estratégias inéditas de redução de oscilações eletromagnéticas, estratégias 2, 3 e 4, serão apresentadas e comparadas à estratégia convencional empregada, estratégia 1, por ser a estratégia mais utilizada servirá de parâmetro comparativo das melhorias adquiridas com o emprego das estratégias propostas.

5.2 Estratégia 1

Na Figura 5.1 são apresentados os resultados referente à estratégia 1 e pode ser notado que oscilações durante a dinâmica do torque refletem em oscilações na velocidade, a corrente de estator no eixo q_x contém oscilações semelhantes as oscilações que compõem o torque eletromagnético e a corrente de estator no eixo d_x se mantém próximo do valor nulo de referência.

Figura 5.2 – Resultados da estratégia 1



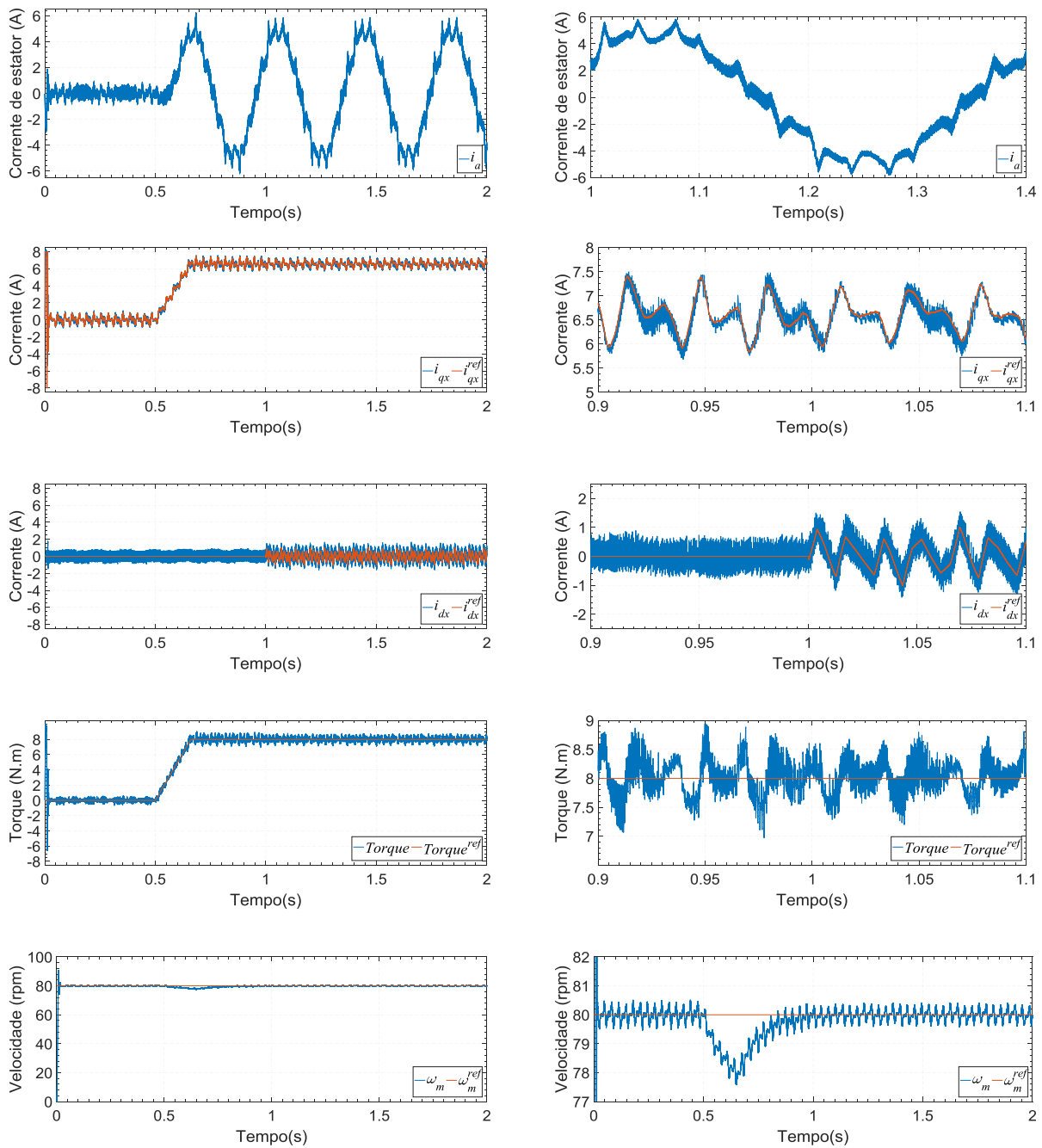
(a) Resultados com 2 segundos de simulação; (b) Resultados em detalhe no regime permanente.

Fonte: Próprio Autor.

5.3 Estratégia 2

Com o intuito de reduzir as oscilações presentes no torque eletromagnético mostrado na Figura 5.2 é empregada a estratégia 2 a partir de $t = 1$ segundo, em que se busca anular o torque de relutância por meio da corrente de estator no eixo d_x , os resultados são apresentados na Figura 5.3.

Figura 5.3 – Resultados da estratégia 2



(a)

(b)

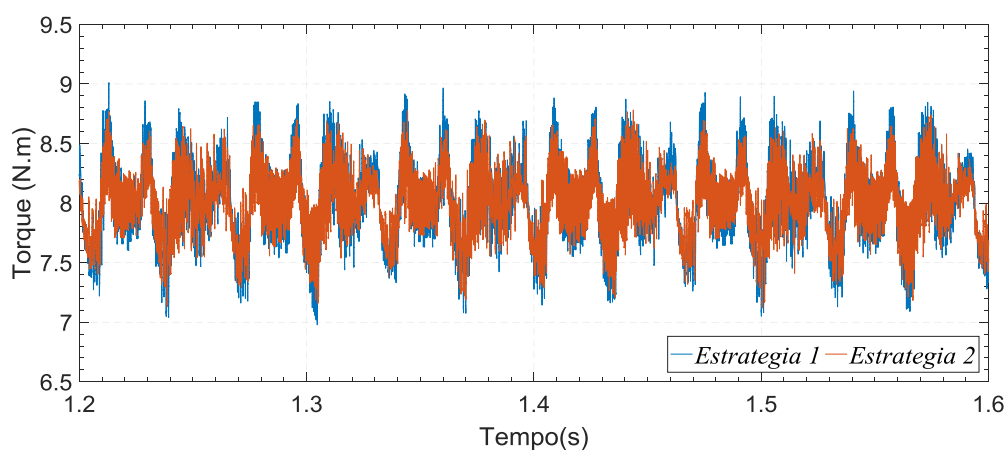
(a) Resultados com 2 seg. de simulação; (b) Resultados em detalhe no regime permanente.

Fonte: Próprio Autor.

A estratégia 2 é implementada quando $t = 1$ segundo, como pode ser visto na corrente de eixo d_x mostrada na Figura 5.3, em que se verifica a mudança de comportamento nesta componente de corrente de estator, já a corrente de estator no eixo q_x é possível notar que continua semelhante a estratégia 1 e uma mudança na dinâmica do torque eletromagnético a partir de $t = 1$.

A comparação referente à redução de oscilações no torque eletromagnético entre a estratégia 1 e estratégia 2 é mostrado na Figura 5.4, sendo possível perceber uma redução na oscilação com o emprego da estratégia 2.

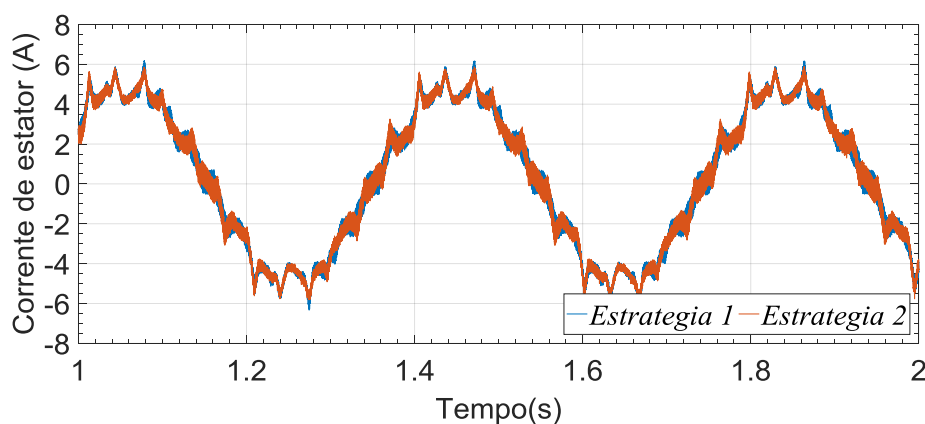
Figura 5.4 – Comparação entre o torque eletromagnético da estratégia 1 e estratégia 2



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 5.5 é apresentada a comparação entre as formas de onda de corrente de estator na fase a, podendo ser notada a alteração gerada na forma de onda da estratégia 2 para que houvesse a mudança na dinâmica do torque eletromagnético.

Figura 5.5 – Comparação entre as correntes de estator da estratégia 1 e estratégia 2

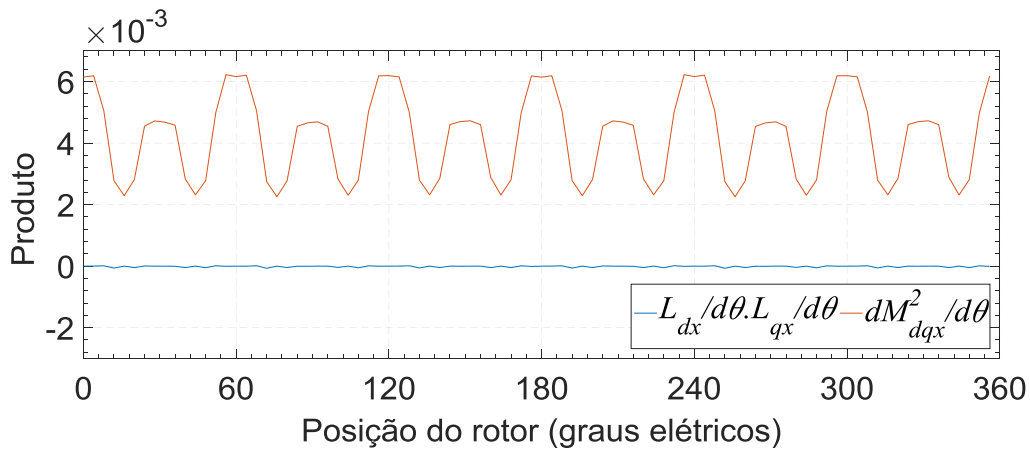


Fonte: Próprio Autor.

5.4 Estratégia 3

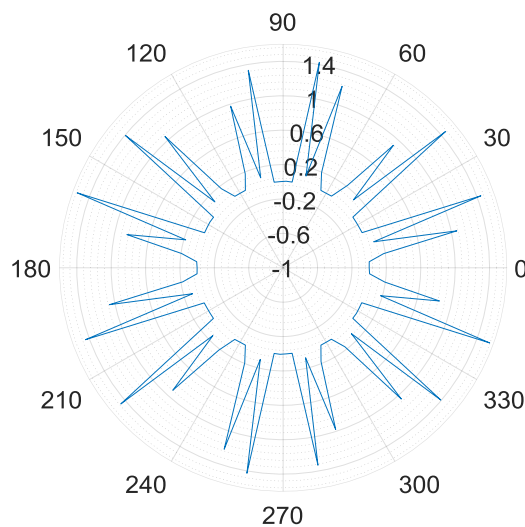
A estratégia 3 aborda a redução de oscilações por meio da corrente de estator no eixo d_x buscando anular o torque de relutância e o cogging torque, assim para que seja possível a aplicação da estratégia 3 as duas condições descritas na seção 4.4 devem ser satisfeitas. A condição da equação (4.11) é satisfeita, como pode ser visto pela Figura 5.6, e para que a condição da equação (4.12) seja satisfeita é preciso calcular o valor mínimo de i_{qx}^{ref} , conforme equação (4.13), assim como pode ser visto na Figura 5.7 o valor mínimo encontrado para i_{qx}^{ref} deve ser de 1,6 A.

Figura 5.6 – Verificação da condição para aplicação da estratégia 3 por meio da equação (4.11)



Fonte: Próprio Autor.

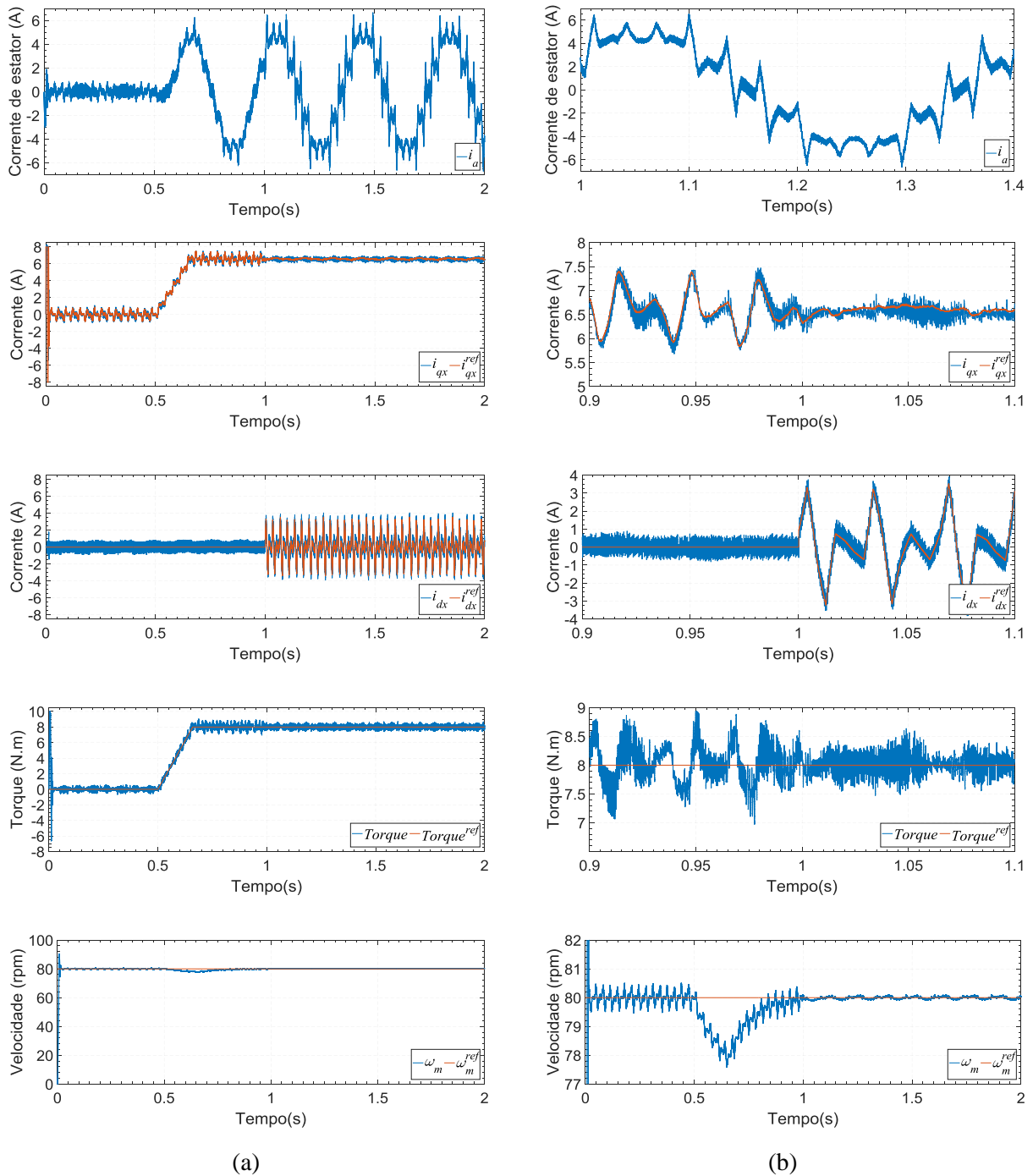
Figura 5.7 – Determinação do valor mínimo de i_{qx}^{ref} por meio da equação (4.13)



Fonte: Próprio Autor.

A estratégia é implementada para atuar a partir de $t = 1$ segundo e os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.8.

Figura 5.8 – Resultados da estratégia 3



(a) Resultados com 2 seg. de simulação; (b) Resultados em detalhe no regime permanente.

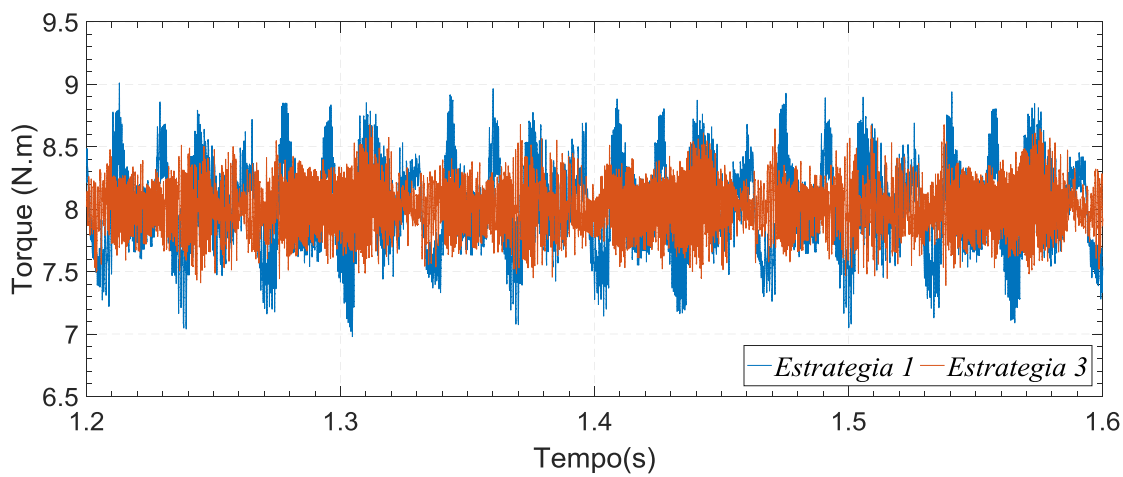
Fonte: Próprio Autor.

A simulação começa empregando a rotina da estratégia 1 e quando $t=1$ segundo acontece a substituição da rotina entrando a estratégia 3, como pode ser visto na corrente de estator no eixo d_x na Figura 5.8. Na corrente de estator no eixo q_x é possível notar uma mudança no seu

comportamento a partir de $t = 1$, assim como redução de oscilações no torque eletromagnético apresentado pela máquina.

A redução de oscilações no torque eletromagnético entre a estratégia 1 e estratégia 3 é mostrado na Figura 5.9, é possível perceber redução na oscilação com a implementação da estratégia 3.

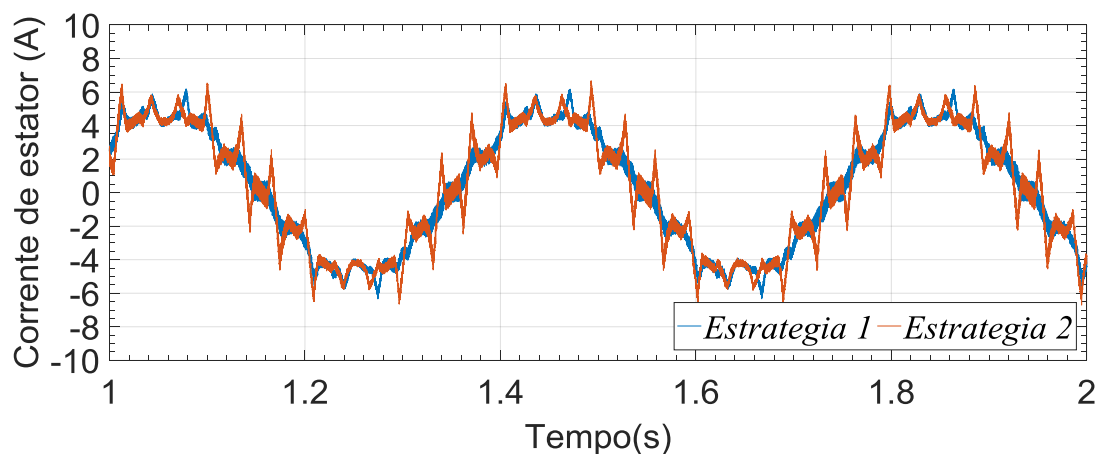
Figura 5.9 – Comparação entre o torque eletromagnético da estratégia 1 e estratégia 3



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 5.10 é apresentada a comparação entre as formas de onda de corrente de estator na fase a entre a estratégia 1 e estratégia 3, em que pode ser notada a mudança gerada na forma de onda da estratégia 3 para que houvesse a mudança na dinâmica do torque eletromagnético.

Figura 5.10 – Comparação entre as correntes de estator da estratégia 1 e estratégia 3

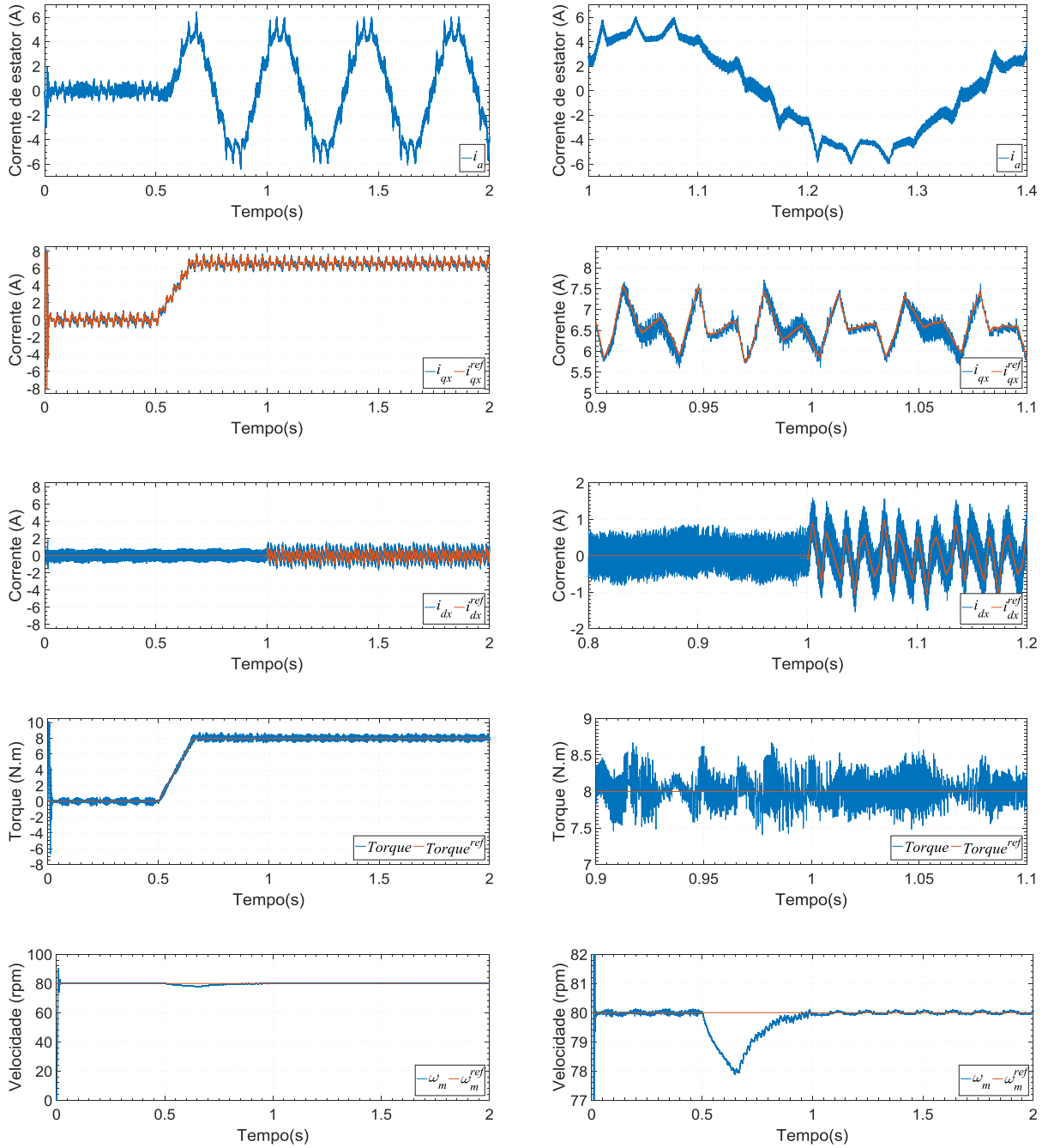


Fonte: Próprio Autor.

5.5 Estratégia 4

A estratégia 4 propõe anular o torque de relutância por meio da corrente de estator no eixo d_x e subtrair a parcela de cogging torque do torque eletromagnético de referência, diferentemente das estratégias 2 e 3 que utilizam somente o eixo d_x para redução das oscilações. Os resultados nesta estratégia são apresentados na Figura 5.11.

Figura 5.11 – Resultados da estratégia 4



(a)

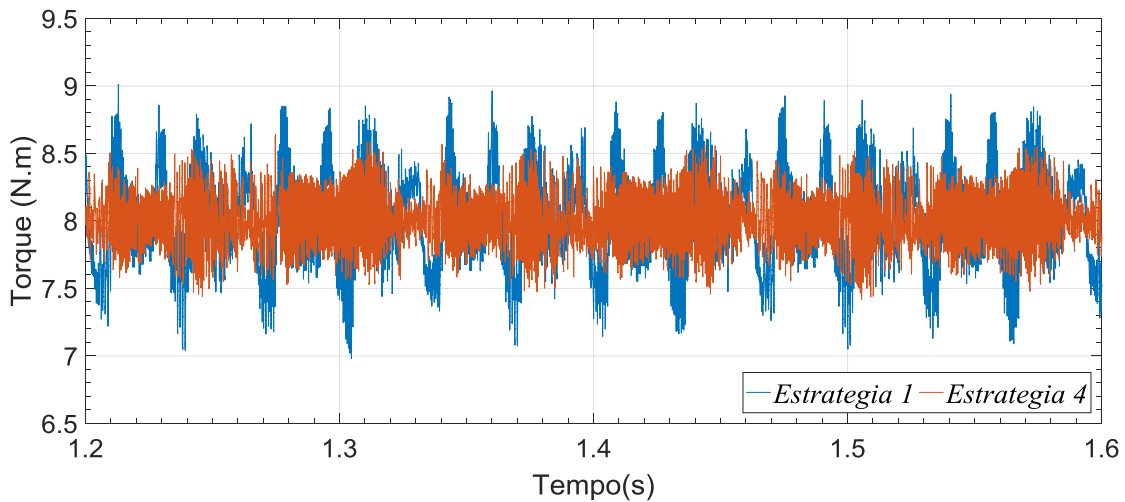
(b)

(a) Resultados com 2 seg. de simulação; (b) Resultados em detalhe no regime permanente.

Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 5.11 é possível perceber a atuação da estratégia 4 na corrente de estator nos eixos d_x e q_x , assim percebemos que a subtração do *cogging torque* no torque eletromagnético de referência atua desde o começo da simulação não havendo restrições quanto ao seu emprego e a execução da rotina para anular o torque de relutância por meio da corrente de estator no eixo d_x entrando quando $t = 1$ segundo.

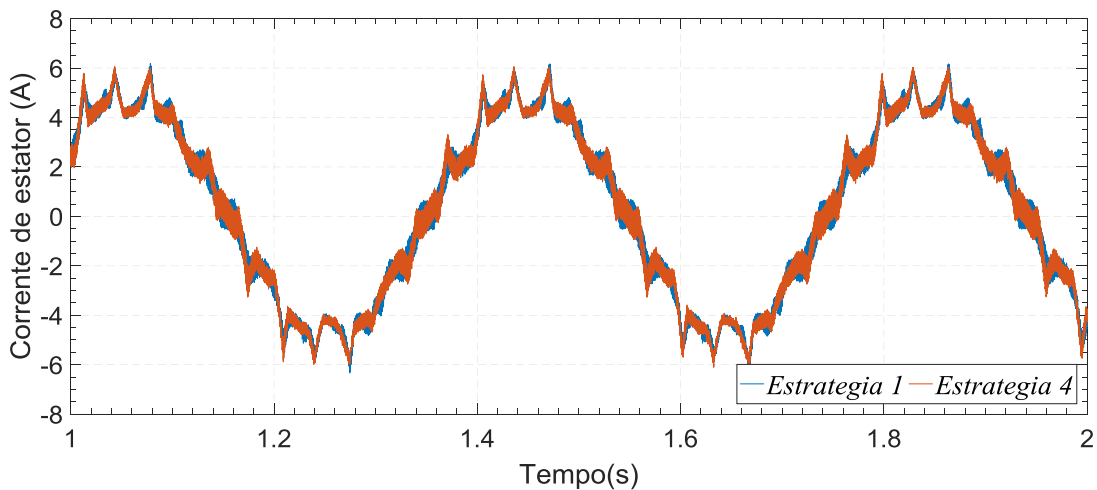
Figura 5.12 – Comparação entre o torque eletromagnético da estratégia 1 e estratégia 4



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 5.4 é apresentada a comparação entre as formas de onda de corrente de estator na fase a entre a estratégia 1 e estratégia 4, em que pode ser notada a mudança gerada na forma de onda da estratégia 4 para que houvesse a mudança na dinâmica do torque eletromagnético.

Figura 5.13 – Comparação entre as correntes de estator da estratégia 1 e estratégia 4



Fonte: Próprio Autor.

5.6 Eficiência

Com a finalidade de analisar a eficiência das estratégias na redução de oscilações no torque eletromagnético propostas neste trabalho as ondulações no torque são calculadas por meio da equação (5.1) [52], além do cálculo do fator de ondulação, equação (5.2), e de parâmetros estatísticos nas amostras do torque eletromagnético.

$$T_{ripple} = \left(\frac{T_{max} - T_{min}}{T_{média}} \right) \cdot 100 \quad (5.1)$$

$$F_{ripple} = \frac{T_{AC(rms)}}{T_{média}} \quad (5.2)$$

Onde T_{ripple} são as oscilações no torque eletromagnético; T_{max} é o maior valor do torque eletromagnético; T_{min} é o menor valor do torque eletromagnético, $T_{média}$ é a média dos valores do torque eletromagnético, F_{ripple} é o fator de ondulação do torque eletromagnético e $T_{AC(rms)}$ é o valor eficaz das oscilações presentes no torque eletromagnético.

A Tabela 5.2 apresenta os resultados obtidos aplicando o cálculo dos parâmetros na resposta do torque eletromagnético de cada estratégia, nela podemos observar uma redução de oscilações em cada estratégia proposta devido ao aumento do valor mínimo apresentado e a redução do valor máximo quando se comparado à estratégia 1.

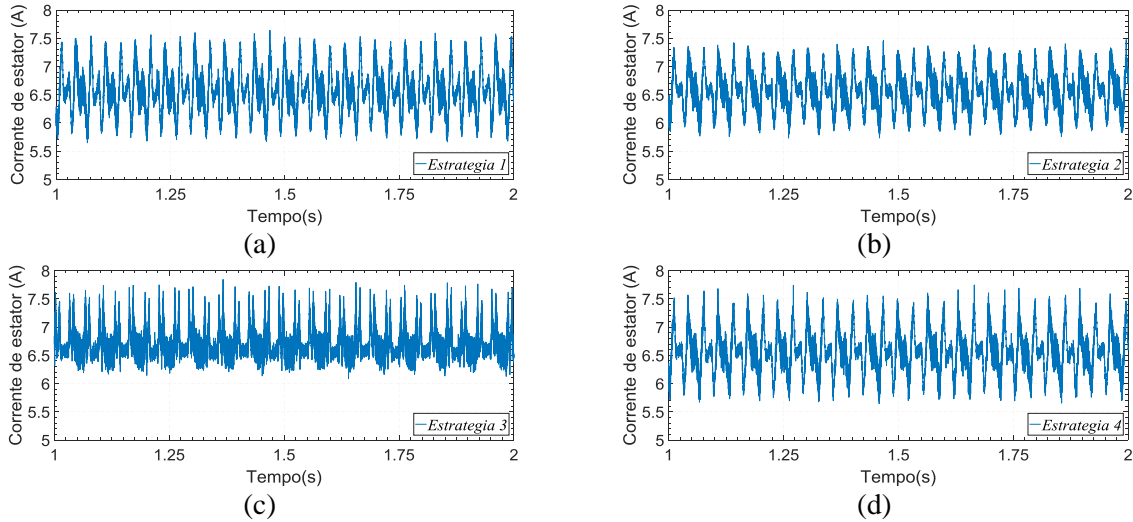
Na Tabela 5.2 é possível observar que o valor médio apresentado por cada estratégia no torque eletromagnético é exatamente o valor de torque eletromagnético de referência empregado de 8 N.m e o fator de ondulação indica a redução de ondulações no torque eletromagnético.

Tabela 5.2 – Valores referente ao torque eletromagnético

Estratégia	1	2	3	4
Média (N.m)	8,005	8,004	8,005	8,005
Máximo (N.m)	9,010	8,809	8,740	8,643
Mínimo (N.m)	6,978	7,120	7,355	7,404
Fator de ondulação (%)	4,277	3,489	2,549	2,489
Ondulação (%)	25,390	21,078	17,301	15,47

A Figura 5.14 apresenta a corrente de estator de cada proposta calculada por meio da equação (4.3), buscando analisar as correntes de estator que proporcionam as alterações na resposta dinâmica do torque eletromagnético.

Figura 5.14 – Corrente de estator obtidas por meio da equação (4.3)



Fonte: Próprio Autor.

A Tabela 5.3   construída aplicando os parâmetros estatísticos na forma de onda de corrente de estator da Figura 5.14 para fim de comparação entre as estratégias.

Tabela 5.3 – Valores referente a i_s

Estratégia	1	2	3	4
Média (A)	6,563	6,569	6,704	6,569
RMS (A)	6,574	6,577	6,709	6,579
Máximo (A)	7,641	7,476	7,844	7,680
Mínimo (A)	5,648	5,730	6,088	5,647

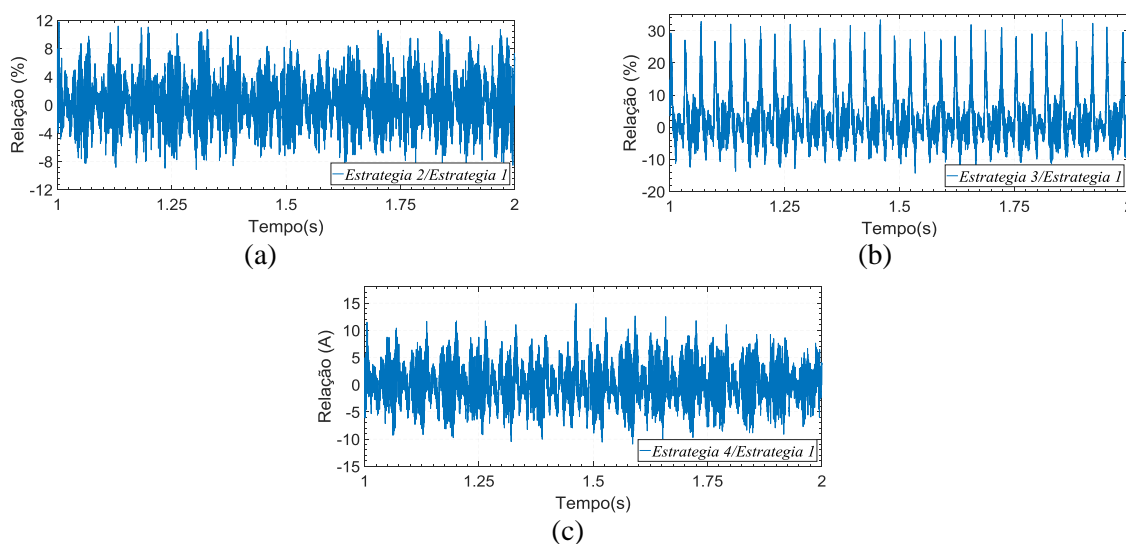
A comparação entre as estratégias elaboradas e a estratégia convencional é feita por meio da equação (5.3), com o objetivo de obter a relação de quanto de corrente de estator tem que ser empregada a mais para reduzir oscilações no torque eletromagnético quando se compara a estratégia convencional.

$$i_{relação} = \left(\frac{i_{s_{estrat gia_2,3ou4}}}{i_{s_{estrat gia_1}}} - 1 \right) \cdot 100 \quad (5.3)$$

Onde $i_{relação}$   o valor da relação entre as correntes de estator; $i_{s_{estrat gia_2,3ou4}}$ e $i_{s_{estrat gia_1}}$ são os valores de correntes de estator.

A Figura 5.15 apresenta os resultados obtidos por meio do emprego da equação (5.3), é possível perceber que a estratégia 2 utiliza um aumento de corrente de estator de 10 % aproximadamente, na estratégia 3 ocorre o aumento de até aproximadamente 30% e na estratégia 4 é observado um aumento aproximadamente de 10%.

Figura 5.15 – Relação entre as correntes de estator das estratégias

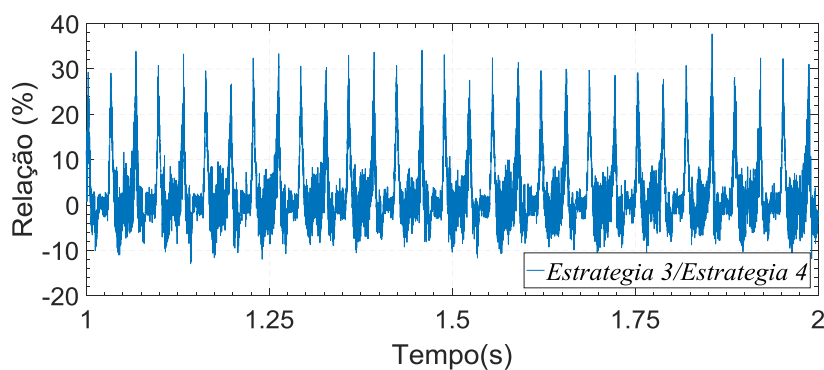


a) Estrategia 1 e 2; b) Estrategia 1 e 3; c) Estrategia 1 e 4.

Fonte: Próprio Autor.

Uma vez que as estratégias 3 e 4 apresentam resultados semelhantes de resposta de torque eletromagnético aplica-se o modelo de comparação empregado entre estratégias elaboradas e convencional nas estratégias 3 e 4 com a intenção de avaliar as correntes de estator envolvidas. O resultado da avaliação entre as correntes de estator nas estratégias 3 e 4 é apresentado na Figura 5.16 e nota-se que a estratégia 3 pode utilizar até aproximadamente 30% a mais de corrente de estator do que a estratégia 4.

Figura 5.16 – Relação entre a corrente de estator da estratégias 3 e estratégias 4



Fonte: Próprio Autor.

Capítulo 6

Conclusão e diretivas futuras

6.1 Conclusão

O trabalho inicialmente aborda a modelagem dinâmica da máquina e a técnica de controle vetorial geralmente empregada permitindo o entendimento de como o controle age na máquina e em seguida o estudo das parcelas que compõem o torque eletromagnético para que houvesse o entendimento das origens das oscilações indesejáveis.

Usualmente, a modelagem do torque de relutância em máquinas síncronas de ímãs permanentes no rotor é feita por meio de suposições ideais as quais omitem as oscilações nos valores das indutâncias (própria e mútua) e, também, descrevendo o torque de relutância em termos de valor médio e de suas oscilações. Essas considerações, como vistas no Capítulo 3, levam a expressar o torque de relutância em variáveis que ficam acopladas entre si, dificultando a proposição de uma estratégia analítica que mitigue as oscilações do torque de relutância. Por outro lado, o modelo de torque de relutância proposto neste trabalho junta valor médio e valor de oscilação, consequentemente reduzindo a quantidade de variáveis quando comparado ao modelo convencional, possibilitando melhor manipulação das parcelas sem que haja simplificações, ou seja, sem considerar valor ideal para variáveis.

No modelo de equacionamento de torque de relutância apresentado, o cálculo de variação de indutância é feito por meio do Método de Tensores de Maxwell aliado ao Método de Permeabilidade Fixa, sendo avaliado no entreferro da máquina e levando em conta os efeitos de saturação magnética e lançando mão de um processo integrativo, pois apresenta maior precisão do que o método convencional. A precisão no cálculo das variáveis envolvidas no torque eletromagnético é um ponto importante nas estratégias elaboradas neste trabalho, uma vez que o cálculo impreciso dessas variáveis (principalmente da indutância) leva a estratégia

de controle a falhar e, conseqüentemente, produzir mais oscilações no torque.

Com o estudo do equacionamento do torque de relutância que compõe o torque eletromagnético percebeu-se que ao utilizar a corrente de estator no eixo d_x nula ocorre a redução da contribuição do torque de relutância no torque eletromagnético, porém não completamente, como ocorre nas máquinas de ímãs na superfície do rotor.

Nessa perspectiva de reduzir as oscilações do torque eletromagnético por meio da corrente do eixo d_x e q_x foram elaboradas estratégias com o auxílio do Método dos Elementos Finitos buscando a redução das oscilações indesejadas avaliando sua eficácia, no que se propõe a fazer, e sua eficiência, quanto ao aumento de corrente de estator comparando as estratégias propostas à estratégia convencional.

Nas estratégias apresentadas é possível destacar que a frequência de comutação e taxa de amostragem do sistema de acionamento limitam o desempenho das estratégias devido ao controle das correntes a serem injetadas.

A estratégia 1 é a forma que se convencionalmente emprega o controle. Com $i_{dx} = 0$, se torna uma estratégia interessante pela sua simplicidade uma vez que das três parcelas que compõem o torque de relutância duas são anuladas e no que diz respeito a outra fonte de oscilação, o *cogging torque*, uma otimização de projeto pode ser empregada para redução dessas oscilações intrínsecas da máquinas.

A estratégia 2 apresentada neste trabalho visa a redução total da parcela do torque de relutância. Uma vez que o motor contenha uma otimização em seu projeto, eliminando o *cogging torque*, o controle ficaria responsável pela eliminação completa do torque de relutância, diferentemente da estratégia 1. Como pode ser visto nos resultados apresentados no trabalho, esta estratégia cumpre a anulação de todas as parcelas do torque de relutância.

A estratégia 3 aborda a ideia que o *cogging torque* e o torque de relutância sejam anulados pelo controle por meio do eixo d_x . Como pode ser visto nos resultados apresentados no trabalho, é uma proposta válida, sendo eficiente na eliminação das oscilações do torque, mas com limitações operacionais quanto a corrente i_{qx} mínima para sua realização.

A estratégia 4 apresenta uma abordagem de forma que não se busca anular o *cogging torque* mais sim, trabalhar junto com ele, considerando o *cogging torque* uma variável futura que completará o torque eletromagnético. Esta estratégia apresenta bons resultados assim

como os apresentados na estratégia 3 na redução das oscilações do torque eletromagnético, mas sem restrições operacionais.

As estratégias 3 e 4 mostram resultados semelhantes quanto à redução de oscilações no torque eletromagnético, porém ao analisar a corrente de estator empregada nas duas estratégias é possível notar que o valor requerido para que a estratégia 3 atue chega a ser aproximadamente 30% maior que a estratégia 4, assim a estratégia 4 pode ser considerada mais eficiente do que a estratégia 3.

Além da estratégia 3 requerer maior corrente de estator em relação a estratégia 4, pode-se destacar que para ocorrer a implementação da estratégia 3 há condições de restrições que devem ser atendidas, o que se torna uma desvantagem diante da estratégia 4 que não apresenta restrições em sua implementação.

Ademais, os resultados mostram que quando se analisa a quantidade de corrente de estator injetada na máquina em relação à diminuição das oscilações no torque eletromagnético, a estratégia 4 se mostra superior às demais estratégias.

6.2 Diretivas futuras

No prosseguimento da linha de pesquisa apresentada neste trabalho pretendem-se as seguintes diretivas futuras:

- Realizar experimentalmente as propostas apresentadas no controle vetorial, validando os resultados apresentados neste trabalho.
- Implementar as estratégias a outro controle de corrente a fim de melhorar o controle como todo.
- Realizar a simulação da máquina com saturação eletromagnética, determinando sua influência nas estratégias propostas.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Morimoto, "Trend of Permanent Magnet Synchronous Machines," pp. 101–108, 2007.
- [2] A. Rotating and M. Committee, "D- C machin e wit h solid-stat e commutatio n," pp. 879–884, 1962.
- [3] S. Sakunthala, R. Kiranmayi, and P. N. Mandadi, "A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives," *2017 Int. Conf. Energy, Commun. Data Anal. Soft Comput.*, pp. 537–540, 2017.
- [4] J. Staszak, K. Ludwinek, Z. Gawecki, J. Kurkiewicz, T. Bekier, and M. Jaskiewicz, "Utilization of permanent magnet synchronous motors in industrial robots," in *2015 International Conference on Information and Digital Technologies*, 2015, no. 0, pp. 342–347.
- [5] H. Wang, R. Zhao, F. Cheng, and H. Yang, "Active Disturbance Rejection Control for PMSM Servo System Applied in Industrial Sewing Machines," *2010 Int. Conf. Electr. Control Eng.*, pp. 3249–3252, 2010.
- [6] J. Lara, J. Xu, and A. Chandra, "Effects of Rotor Position Error in the Performance of Field-Oriented-Controlled PMSM Drives for Electric Vehicle Traction Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 4738–4751, 2016.
- [7] J. Liu, T. Matsuo, T. A. Nondahl, P. B. Schmidt, T. M. Rowan, and R. J. De Lange, "Implementation and performance of position sensorless PMSM control in industrial drives," *2014 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. IAS 2014*, pp. 1–8, 2014.
- [8] G. Heins, M. Thiele, and T. Brown, "Accurate Torque Ripple Measurement for PMSM," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 12, pp. 3868–3874, Dec. 2011.
- [9] P. Beccue, J. Neely, S. Pekarek, and D. Stutts, "Measurement and Control of Torque Ripple-Induced Frame Torsional Vibration in a Surface Mount Permanent Magnet Machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 182–191, Jan. 2005.
- [10] Dr. Duane Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*, 2nd ed., vol. 1, no. 2. Magna Physics Publishing, 2006.
- [11] J. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology*, vol. 20096073. CRC Press, 2009.
- [12] Sung Jun Park, Han Woong Park, Man Hyung Lee, and F. Harashima, "A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 1, pp. 109–114, 2000.
- [13] T. M. Jahns and W. L. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives - A review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 321–330, 1996.
- [14] G. Ellis, "Basics of the Electric Servomotor and Drive," in *Control System Design Guide*, Elsevier, 2004, pp. 303–339.
- [15] C. Studer, A. Keyhani, T. Sebastian, and S. K. Murthy, "Study of cogging torque in permanent magnet machines," in *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, 1997, vol. 1, pp. 42–49.
- [16] W. Q. Chu and Z. Q. Zhu, "Reduction of on-load torque ripples in permanent magnet synchronous machines by improved skewing," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 7, pp.

- 3822–3825, 2013.
- [17] R. Lateb, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, “Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 3, pp. 442–445, 2006.
 - [18] M. Łukaniszyn, M. Jagieła, and R. Wróbel, “Optimization of permanent magnet shape for minimum cogging torque using a genetic algorithm,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2 II, pp. 1228–1231, 2004.
 - [19] Z. Q. Zhu and D. Howe, “Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 4, pp. 407–412, 2000.
 - [20] Sang-Moon Hwang, Jae-Boo Eom, Yoong-Ho Jung, Deug-Woo Lee, and Beom-Soo Kang, “Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 4, pp. 2806–2809, 2001.
 - [21] N. Bianchi and S. Bolognani, “Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, pp. 1259–1265, 2002.
 - [22] C. Bianchini, F. Immovilli, E. Lorenzani, A. Bellini, and M. Davoli, “Review of design solutions for internal permanent-magnet machines cogging torque reduction,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 10, pp. 2685–2693, 2012.
 - [23] J. A. Güemes, A. M. Iraolagoitia, J. I. Del Hoyo, and P. Fernández, “Torque analysis in permanent-magnet synchronous motors: A comparative study,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 1, pp. 55–63, 2011.
 - [24] T. Zhou and J. X. Shen, “Cogging torque and operation torque ripple reduction of interior permanent magnet synchronous machines by using asymmetric flux-barriers,” *2017 20th Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS 2017*, 2017.
 - [25] N. Nakao and K. Akatsu, “Suppressing Pulsating Torques: Torque Ripple Control for Synchronous Motors,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 20, no. 6, pp. 33–44, Nov. 2014.
 - [26] Seung-Joo Kim *et al.*, “Torque Ripple Improvement for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Parameters With Magnetic Saturation,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4720–4723, Oct. 2009.
 - [27] C. Lai, G. Feng, K. Lakshmi Varaha Iyer, K. Mukherjee, and N. C. Kar, “Genetic Algorithm-Based Current Optimization for Torque Ripple Reduction of Interior PMSMs,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 5, pp. 4493–4503, 2017.
 - [28] Y. Xu, N. Parspour, and U. Vollmer, “Torque ripple minimization using online estimation of the stator resistances with consideration of magnetic saturation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 5105–5114, 2014.
 - [29] N. Matsui, T. Makino, and H. Satoh, “Auto-compensation of torque ripple of DD motor by torque observer,” in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2002, pp. 305–311.
 - [30] K. Nakamura, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna, “Torque ripple suppression control for PM motor with high bandwidth torque meter,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 2572–2577.
 - [31] A. Houari, F. Auger, J. C. Olivier, and M. Machmoum, “A new compensation technique for PMSM torque ripple minimization,” *IEEE Ind. Appl. Soc. - 51st Annu. Meet. IAS 2015, Conf. Rec.*, pp. 1–6, 2015.
 - [32] J. R. B. A. Monteiro, “Transformação DQ não senoidal para máquinas síncronas com ímã permanente no rotor,” Universidade de São Paulo, São Carlos, 2002.
 - [33] S.-H. Kim, “Pulse width modulation inverters,” in *Electric Motor Control*, Elsevier, 2017, pp. 265–340.

- [34] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998.
- [35] S.-H. Kim, "Current regulators of alternating current motors," in *Electric Motor Control*, Elsevier, 2017, pp. 247–264.
- [36] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2009.
- [37] Z. Q. Zhu and J. H. Leong, "Analysis and mitigation of torsional vibration of PM brushless AC/DC drives with direct torque controller," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 4, pp. 1296–1306, 2012.
- [38] S. Dwari and L. Parsa, "An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuit faults," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1988–1995, 2008.
- [39] G. T. De Paula, J. R. B. A. De Monteiro, B. P. De Alvarenga, T. E. P. De Almeida, W. C. A. Pereira, and M. P. De Santana, "On-Load Back EMF of PMSM Using Maxwell Stress Tensor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no. 7, pp. 1–15, 2018.
- [40] I. Barbi, *Teoria fundamental do motor de indução*. 1985.
- [41] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., and S. D. Umans, "Máquinas Elétricas Com Introdução À Eletrônica De Potência." p. 648, 2006.
- [42] N. Bianchi and S. Bolognani, "Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis," pp. 27–34, 2002.
- [43] G. Dajaku and D. Gerling, "New methods for reducing the cogging torque and torque ripples of PMSM," in *2014 4th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2014, pp. 1–7.
- [44] Z. Azar, Z. Q. Zhu, and G. Ombach, "Influence of electric loading and magnetic saturation on cogging torque, Back-EMF and torque ripple of PM machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 10, pp. 2650–2658, 2012.
- [45] C. Filho, L. Assis, B. Alvarenga, and G. T. De Paula, "Influence of vector control strategies on magnetic saturation and its effects on torque ripple of a PMSM," in *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2018 - Proceedings*, 2019, pp. 1051–1058.
- [46] L. F. de Assis, "Cálculo do cogging torque em carga nas máquinas síncronas de ímãs permanentes no rotor," UFG, 2018.
- [47] V. I. Patel, J. Wang, P. Lazari, L. Chen, P. Lombard, and X. Chen, "Reluctance Torque Evaluation for Interior Permanent Magnet Machines Using Frozen Permeability," no. 2, pp. 2.1.03-2.1.03, 2014.
- [48] S. Kim, Y. D. Yoon, S. K. Sul, and K. Ide, "Maximum torque per ampere (MTPA) control of an IPM machine based on signal injection considering inductance saturation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 488–497, 2013.
- [49] A. G. de Castro, "Controle preditivo Finite Control-Set aplicado à máquina síncrona com ímã permanente no rotor," 2017.
- [50] M. L. A. and E. R. S. J. R. B. A. Monteiro*, y, A. A. Oliveira Jr. and Department, "Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines," *Eur. Trans. Electr. Power*, vol. 22, pp. 627–644, 2012.
- [51] Se-Kyo Chung, Hyun-Soo Kim, Chang-Gyun Kim, and Myung-Joong Youn, "A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for high-performance direct-drive applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 388–400, 1998.
- [52] E. Machinery, E. Society, M. Committee, I. Industry, and A. Society, *IEEE Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines IEEE Power and Energy Society*. 2014.

Apêndice A

Transformada dq_x na indutância

O fluxo magnético pode ser calculado conforme equação (A.1).

$$\lambda_{abc} = L_{abc} i_{abc} \quad (\text{A.1})$$

Como:

$$i_{abc} = T_{dqx} \cdot i_{dqx} \quad (\text{A.2})$$

$$\lambda_{abc} = T_{dqx} \cdot \lambda_{dqx} \quad (\text{A.3})$$

Assim:

$$T_{dqx} \lambda_{dqx} = L_{abc} T_{dqx} i_{dqx} \quad (\text{A.4})$$

Portanto:

$$T_{dqx}^{-1} T_{dqx} \lambda_{dqx} = T_{dqx} L_{abc} T_{dqx}^{-1} i_{dqx} \quad (\text{A.5})$$

$$L_{dqx} = T_{dqx} L_{abc} T_{dqx}^{-1} \quad (\text{A.6})$$

Onde:

$$T_{dqx} = \frac{1}{a_x} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_r + \theta_x) & \text{sen}\left(\theta_r + \theta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_r + \theta_x + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta_r + \theta_x) & \cos\left(\theta_r + \theta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \theta_x + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

E:

$$T_{dqx}^{-1} = a_x \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_r + \theta_x) & \cos(\theta_r + \theta_x) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \text{sen}\left(\theta_r + \theta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \theta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \text{sen}\left(\theta_r + \theta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \theta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Sendo:

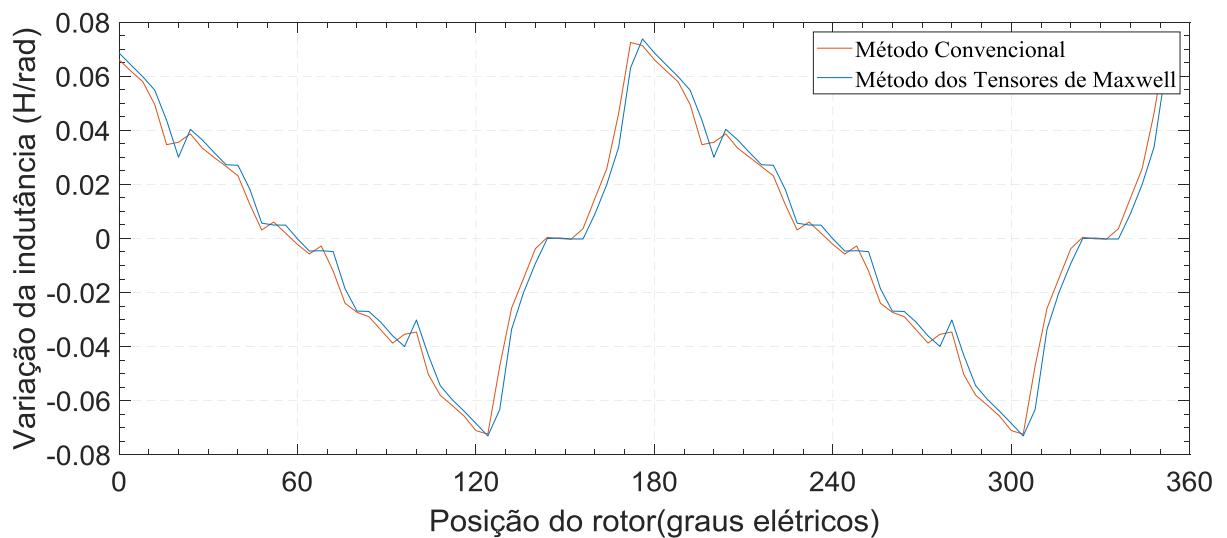
$$L_{dqx} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} & L_{d0} \\ L_{qd} & L_q & L_{q0} \\ L_{0d} & L_{0q} & L_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Apêndice B

Resultados das formulações para cálculo da variação de indutância

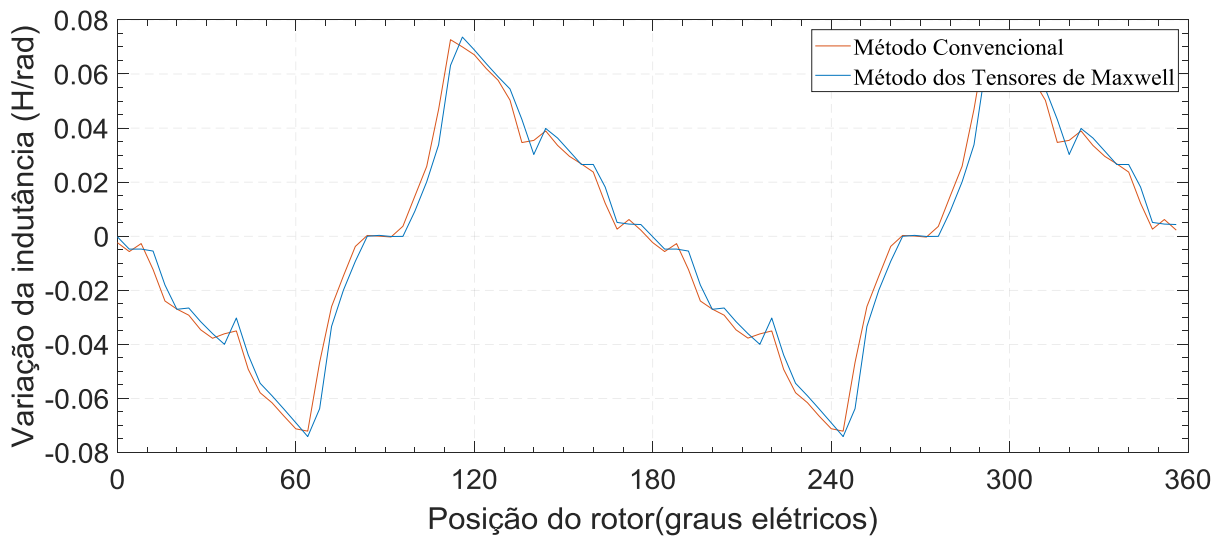
Como destacado na seção 3.3, as duas formulações para cálculo da variação de indutância são aplicadas na máquina utilizada neste trabalho e comparadas. Nas Figuras B.1-B.6 são apresentadas as variações das indutâncias pelas duas formulações em: L_a , L_b , L_c , M_{ab} , M_{ac} e M_{cb} , uma vez que $M_{ab}=M_{ba}$, $M_{ac}=M_{ca}$ e $M_{cb}=M_{bc}$.

Figura B.1 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_a



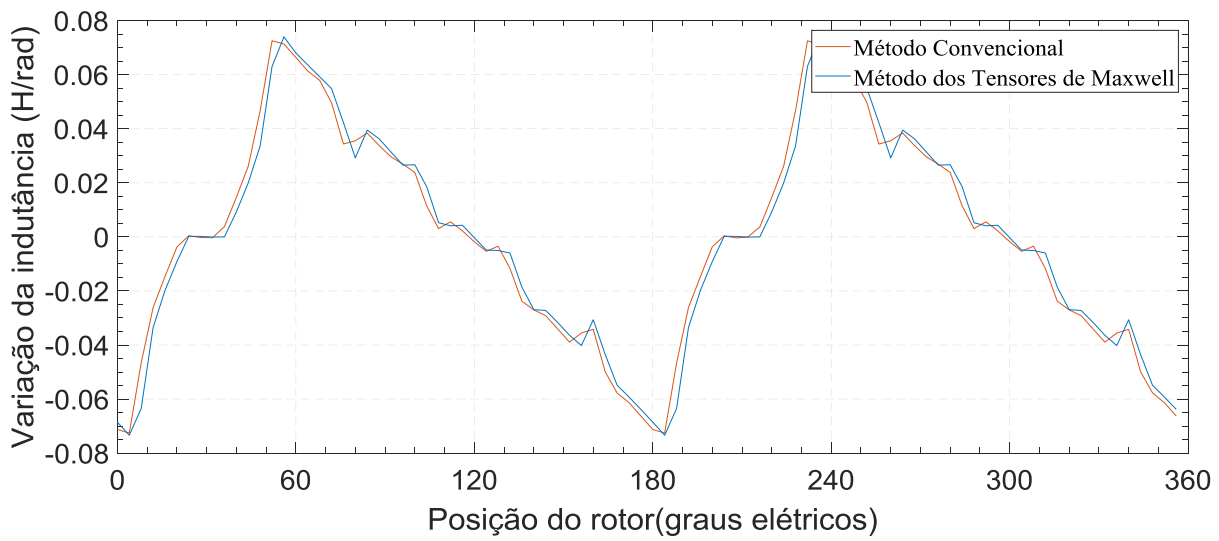
Fonte: Próprio Autor.

Figura B.2 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_b



Fonte: Próprio Autor.

Figura B.3 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em L_c



Fonte: Próprio Autor.

Figura B.4 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em M_{ab}

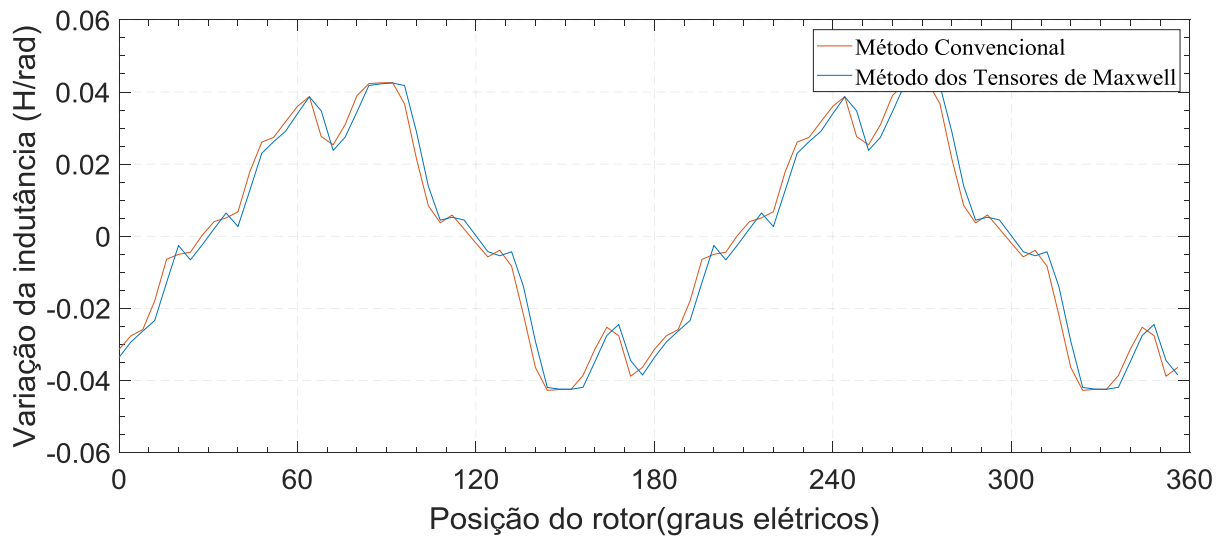


Figura B.5 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em M_{ac}

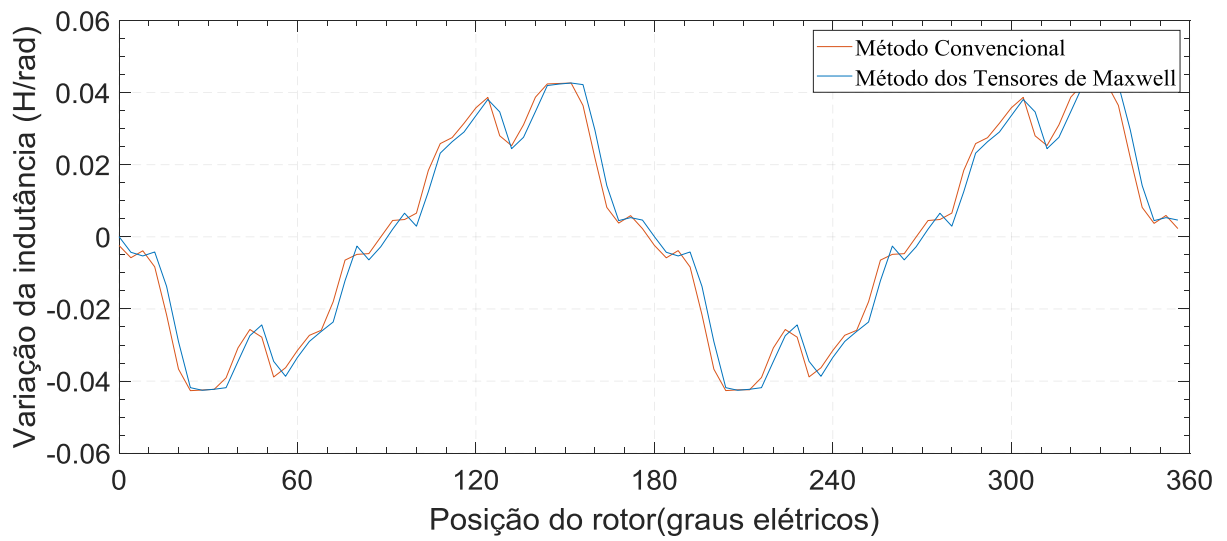
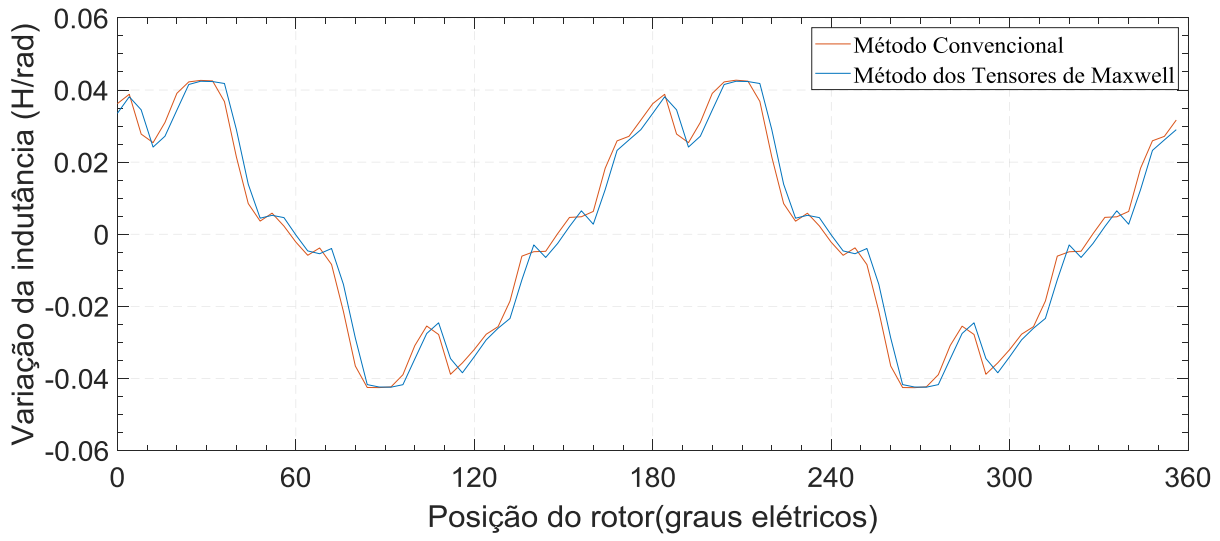


Figura B.6 – Comparação entre as duas formulações para cálculo da variação da indutância em Mcb

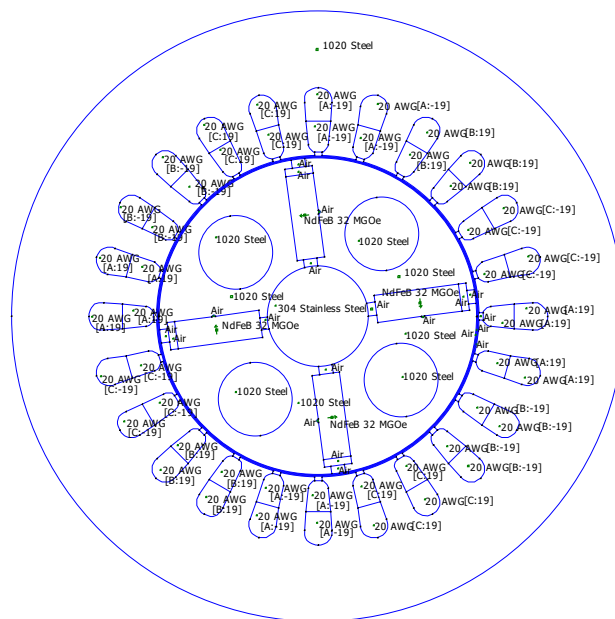
Fonte: Próprio Autor.

Apêndice C

Descrição da máquina

A máquina utilizada no trabalho é uma máquina síncrona de imãs permanentes no interior do rotor e no corte transversal apresentado na Figura C.1 pode-se notar melhor sua estrutura física, na qual contém 24 ranhuras e 4 polos. O modelo da máquina construído para o Método de Elementos Finitos é apresentada na Figura C.1 e as características dos materiais utilizados são mostrados na Figura C.2.

Figura C.1 – Geometria da máquina



Fonte: Próprio Autor

Figura C.2 – Características dos materiais

(a) 20 AWG

Name: 20 AWG
B-H Curve: Linear B-H Relationship

Linear Material Properties:
Relative μ_x : 1, Relative μ_y : 1
 ϕ_{hx} , deg: 0, ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties:
Edit B-H Curve: ϕ_{hmax} , deg: 0

Coercivity: H_c , A/m: 0, Electrical Conductivity: σ , MS/m: 58

Source Current Density: J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type: Magnet wire
Lam thickness, mm: 0, Lam fill factor: 1
Number of strands: 1, Strand dia, mm: 0.812049969500

(b) 304 Stainless Steel

Name: 304 Stainless Steel
B-H Curve: Linear B-H Relationship

Linear Material Properties:
Relative μ_x : 1, Relative μ_y : 1
 ϕ_{hx} , deg: 0, ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties:
Edit B-H Curve: ϕ_{hmax} , deg: 0

Coercivity: H_c , A/m: 0, Electrical Conductivity: σ , MS/m: 1.45

Source Current Density: J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type: Not laminated or stranded
Lam thickness, mm: 0, Lam fill factor: 1
Number of strands: 0, Strand dia, mm: 0

(c) 1020 Steel

Name: 1020 Steel
B-H Curve: Linear B-H Relationship

Linear Material Properties:
Relative μ_x : 1760, Relative μ_y : 1760
 ϕ_{hx} , deg: 0, ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties:
Edit B-H Curve: ϕ_{hmax} , deg: 20

Coercivity: H_c , A/m: 0, Electrical Conductivity: σ , MS/m: 5.8

Source Current Density: J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type: Not laminated or stranded
Lam thickness, mm: 0, Lam fill factor: 1
Number of strands: 0, Strand dia, mm: 0

(a)

(b)

(c)

(d) Air

Name: Air
B-H Curve: Linear B-H Relationship

Linear Material Properties:
Relative μ_x : 1, Relative μ_y : 1
 ϕ_{hx} , deg: 0, ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties:
Edit B-H Curve: ϕ_{hmax} , deg: 0

Coercivity: H_c , A/m: 0, Electrical Conductivity: σ , MS/m: 0

Source Current Density: J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type: Not laminated or stranded
Lam thickness, mm: 0, Lam fill factor: 1
Number of strands: 0, Strand dia, mm: 0

(e) NdFeB 32 MGOe

Name: NdFeB 32 MGOe
B-H Curve: Linear B-H Relationship

Linear Material Properties:
Relative μ_x : 1.045, Relative μ_y : 1.045
 ϕ_{hx} , deg: 0, ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties:
Edit B-H Curve: ϕ_{hmax} , deg: 0

Coercivity: H_c , A/m: 883310, Electrical Conductivity: σ , MS/m: 0.694

Source Current Density: J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type: Not laminated or stranded
Lam thickness, mm: 0, Lam fill factor: 1
Number of strands: 0, Strand dia, mm: 0

(d)

(e)

a) 20 AWG; b) 304 Stainless Steel; c) 1020 Stainless Steel; d) Air;
e) NdFeB 32 MGOe.

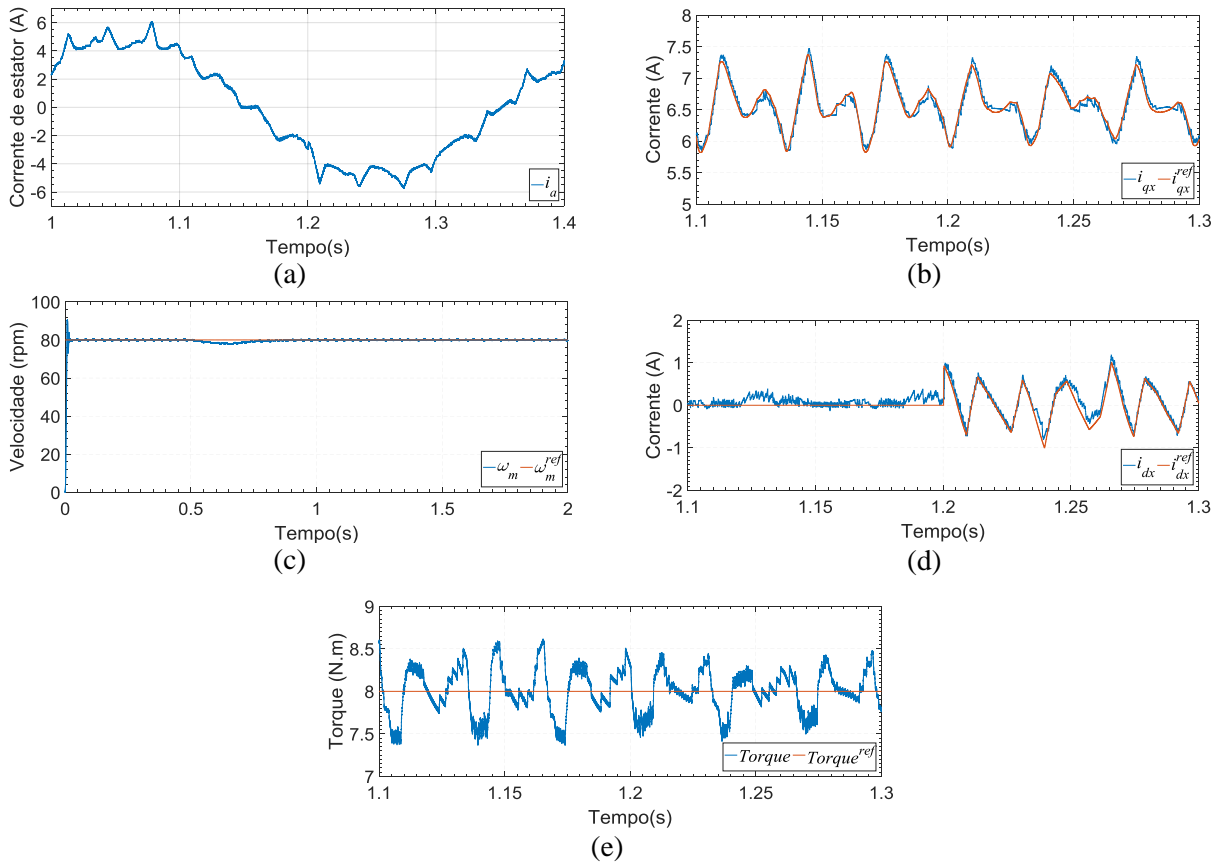
Fonte: Próprio Autor.

A rotina do controle dq_x tem a implementação das estratégias em $t = 1, 2$ segundos com frequência de 10 kHz ($T_0 = 100\mu s$), ganho PI de velocidade de $k_p = 20$ e $k_i = 200$, ganho PI de corrente de estator no eixo d_x de $k_p = 210$ e $k_i = 1000$, ganho PI de corrente de estator no eixo q_x de $k_p = 580$ e $k_i = 2000$, emprego de limitadores de corrente tanto no eixo q_x quanto no eixo d_x no valor de 8 A. A velocidade de referência é de 80 rpm e uma inserção de carga com entrada em rampa com inclinação de 50 quando $t = 0,5$ segundos afim de atingir o valor de 8 N.m, sendo assim em $t = 0,5$ segundos o valor de momento de inércia que antes era de $0,00717 \text{ kg.m}^2$ com a máquina a vazio é alterado para $0,035 \text{ kg.m}^2$ considerando o conjunto motor mais carga.

[illegible]

Fonte: Próprio Autor.

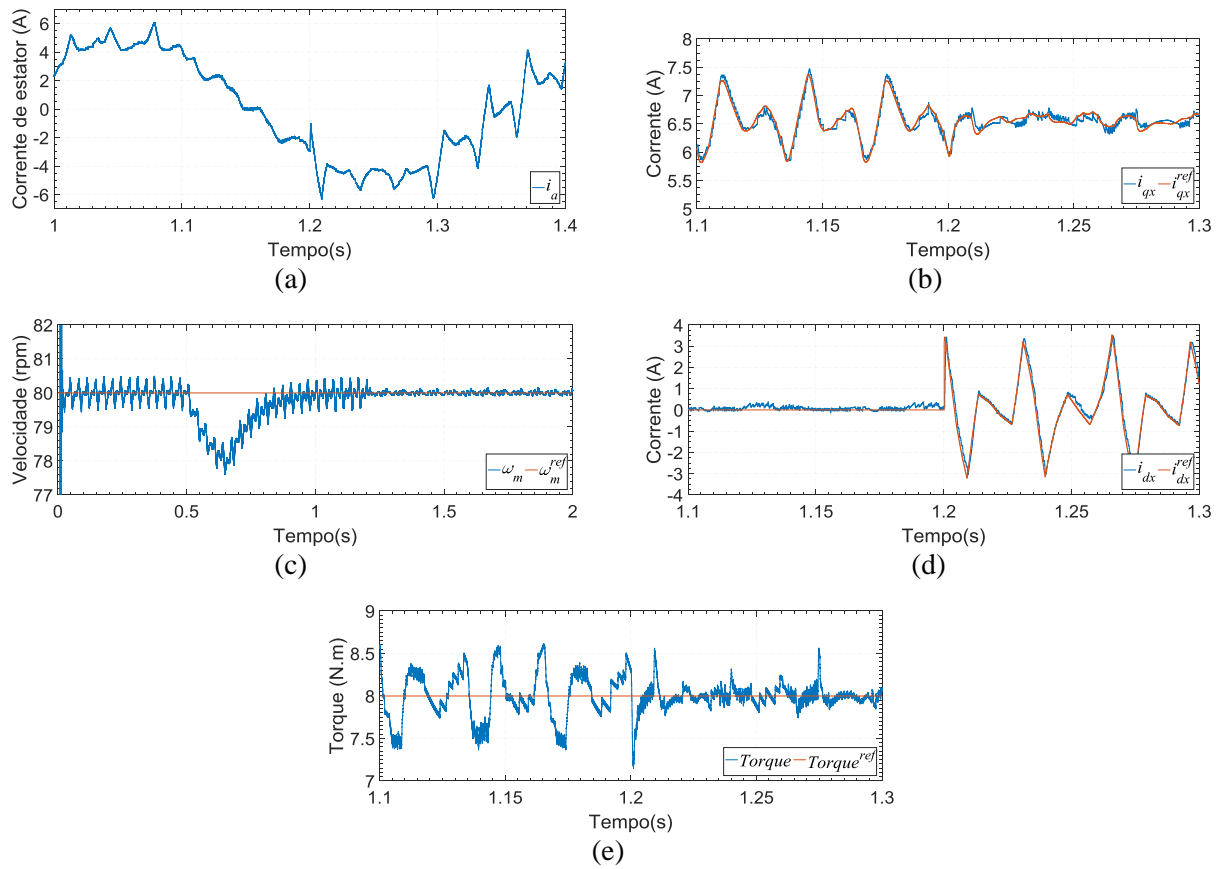
Figura D.2 – Resultados da estratégia 2



a) corrente de estator na fase a ; b) corrente no eixo q_x ; c) torque eletromagnético; d) corrente no eixo d_x ; e) velocidade de rotação.

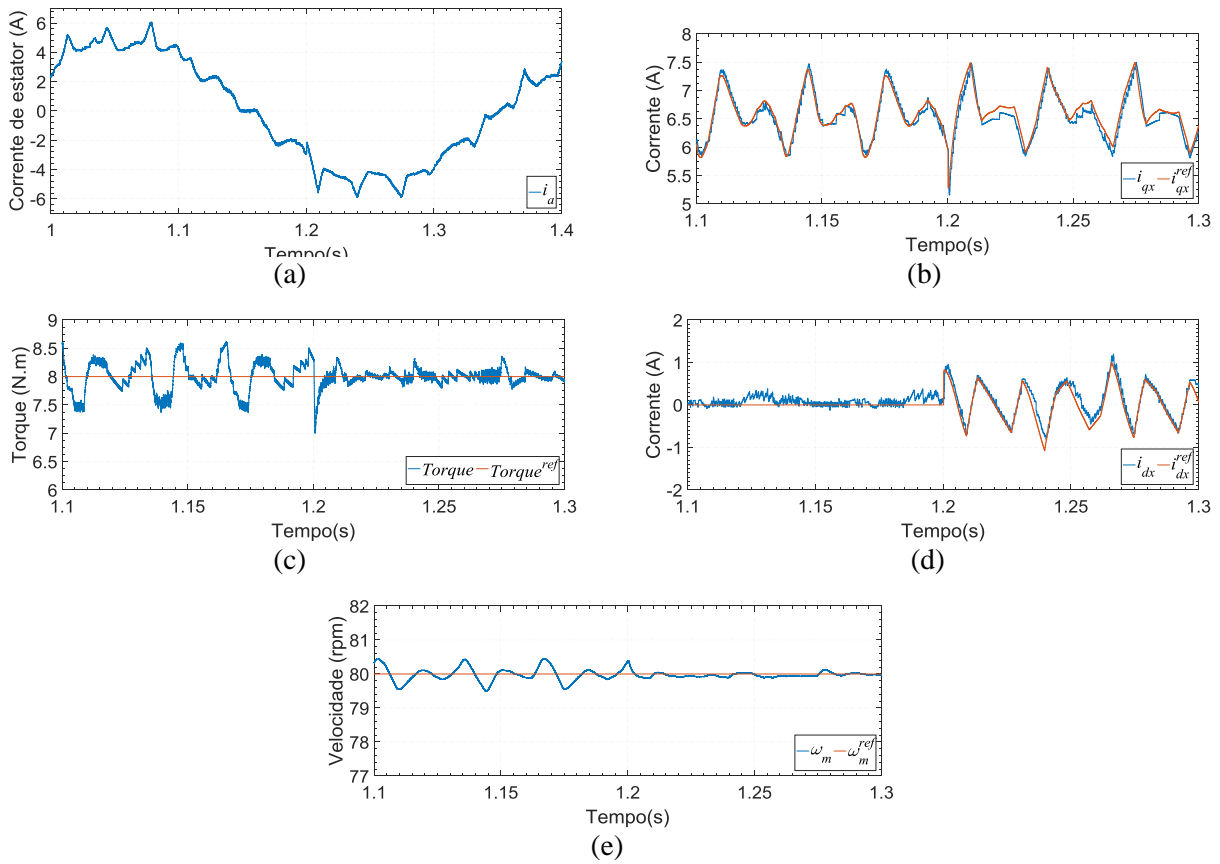
Fonte: Próprio Autor.

Figura D.3 – Resultados da estratégia 3



a) corrente de estator na fase a ; b) corrente no eixo q_x ; c) torque eletromagnético; d) corrente no eixo d_x ; e) velocidade de rotação.

Fonte: Próprio Autor.

Figura D.4 – Resultados da estratégia 4

a) corrente de estator na fase a ; b) corrente no eixo q_x ; c) torque eletromagnético; d) corrente no eixo d_x ; e) velocidade de rotação.

Fonte: Próprio Autor.