

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

Escola de Engenharia de São Carlos

Contribuições à mitigação ativa de
ondulações de torque em
acionamentos com máquinas
síncronas de ímã permanente não
senoidais

Allan Gregori de Castro

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Allan Gregori de Castro

**Contribuições à mitigação ativa de ondulações de torque
em acionamentos com máquinas síncronas de ímã
permanente não senoidais**

São Carlos

2024

Allan Gregori de Castro

**Contribuições à mitigação ativa de ondulações de torque
em acionamentos com máquinas síncronas de ímã
permanente não senoidais**

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, para obtenção do título de Doutor em Ciências - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

São Carlos

2024

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

C355c Castro, Allan Gregori de
Contribuições à mitigação ativa de
ondulações de torque em acionamentos com máquinas
síncronas de ímã permanente não senoidais / Allan
Gregori de Castro; orientador José Roberto Boffino de
Almeida Monteiro. São Carlos, 2024.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2024.

1. Máquina síncrona de ímã permanente. 2.
Ondulação de torque. 3. Máximo Torque por Ampère. 4.
Finite Control-Set Model-based Predictive Control. I.
Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **ALLAN GREGORI DE CASTRO**.

Título da tese: "Contribuições à Mitigação Ativa de Ondulações de Torque em Acionamentos com Máquinas Síncronas de Ímã Permanente não Senoidais".

Data da defesa: 05/02/2024.

Comissão Julgadora**Resultado**

Prof. Assoc. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro
(Orientador)

(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC/USP)

APROVADO

Prof. Dr. Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli

(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

APROVADO

Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula

(Universidade Federal de Goiás /UFG)

APROVADO

Prof. Dr. Cassio Luciano Baratieri

(Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões)

APROVADO

Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros

(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof Associado **Marcelo Andrade da Costa Vieira**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Carlos De Marqui Junior**

AGRADECIMENTOS

Para concretização do projeto de doutorado, máquinas elétricas foram construídas, peças mecânicas foram fabricadas, placas de circuito foram impressas, algoritmos foram simulados, códigos foram embarcados e, principalmente, ideias foram discutidas, compartilhadas e testadas. Em cada pequeno passo dessa tese pude contar com a contribuição de pessoas as quais sou muito grato.

Primeiramente, meus sinceros agradecimentos ao meu orientador Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro por ter guiado meus estudos, pelo suporte técnico e pessoal e incentivo ao longo desses desafiadores anos de jornada no doutorado.

Agradeço à Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) da Universidade De São Paulo (USP), ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) e à coordenação do PPGEE pela oportunidade de ingressar em um curso de Pós-Graduação de alta qualidade.

Agradeço aos funcionários do departamento de Engenharia Elétrica da EESC/USP. Em especial, agradeço ao Rui Berto pela valiosa e paciente dedicação na construção mecânica da bancada de testes desta tese.

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro durante o período do doutorado.

Agradeço aos colegas e amigos do Laboratório de Controle, Eletrônica de Potência e Máquinas Elétricas (LACEPME) pelo companheirismo, pela amizade, pelas contribuições técnicas e pelos bons momentos que dividimos durante esses anos. Em particular, sou grato ao Carlos, Geyverson, Paulo, Stefan, Eduardo, Marcelo, Thales, Tati, Mateus, Celton, Edson e Flavio. Em especial, agradeço ao meu grande amigo William pelo companheirismo e pelas muitas contribuições ao longo do doutorado.

Agradeço meus familiares, cujo suporte deram forças para superar as dificuldades nessa jornada e pela confiança depositada em mim.

Agradeço minha companheira de vida Heloiza pelo amor, carinho, incentivo e compreensão durante todos esses anos de dedicação à graduação, mestrado e doutorado.

Agradeço ao Alexandre Terroni pela dedicação além da profissional que muito contribuiu na construção das MSIPs utilizadas nesta tese.

Agradeço aos colegas de trabalho e aos amigos que fiz na Tecumseh do Brasil pelo companheirismo, suporte e incentivo. Em particular, agradeço ao Fabio, Gabriel, Plínio, Rafael, Daniel, Yuri, Mario, Osmar e Claudinei. Agradeço à Tecumseh do Brasil e, reiteradamente, ao Mario Botega pela contribuição na construção das máquinas desta tese.

Agradeço aos colegas de trabalho e amigos que fiz na WEG pelo companheirismo e incentivo. Em particular, agradeço ao Rafael Nardelli, Kleber, Claudio, Alexandre, Alison, Higor e Marlon.

RESUMO

DE CASTRO, A. G. **Contribuições à mitigação ativa de ondulações de torque em *drives* de máquinas síncronas de ímã permanente não senoidais.** 2024. 224p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2024.

Acionamentos com Máquinas Síncronas de Ímã Permanente no Rotor (MSIPs) podem produzir significativas ondulações de torque eletromagnético dependendo das características construtivas da máquina e das condições de operação. Metodologias de mitigação ativa modificam as estruturas convencionais de controle da MSIP a fim de alimentá-las com apropriadas componentes harmônicas de corrente do estator de forma a produzir componentes harmônicas compensatórias de torque. Nesse contexto, esta tese propõe uma estrutura de controle de torque baseada em controle preditivo *Finite Control-Set Model based Predictive Control* (FCS-MPC) para mitigação das ondulações de torque em MSIPs operando em Máximo Torque por Ampère (MTPA). A estrutura de controle proposta é baseada no controle de novas variáveis de controle, nomeadas nesta tese de torque ativo e torques reativos auxiliares. A definição dessas novas variáveis facilita a definição de suas referências ótimas instantâneas para redução de ondulações de torque e operação MTPA. Além disso, possuem um caráter generalizado, de forma que podem ser aplicadas a MSIPs com componentes harmônicas espaciais de fluxo do rotor e indutâncias, incluindo a as grandezas de eixo d , q e 0 . O esquema de controle proposto é validado experimentalmente em uma bancada de testes constituída de uma MSIP de ímã na superfície e no interior do rotor operando em regime permanente e transitórios. Os resultados demonstram a redução de aproximadamente 70% das ondulações de torque da MSIP com a abordagem proposta.

Palavras-chave: Máquinas síncronas de ímã permanente (MSIP). Ondulações de torque. Máximo Torque por Ampère (MTPA). *Finite Control-Set Model Predictive Control* (FCS-MPC)

ABSTRACT

DE CASTRO, A. G. **Contributions to the active torque ripple mitigation in nonsinusoidal permanent magnet synchronous machine drives.** 2024. 224p.
Thesis (Doctor) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2024.

Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) drives may develop significant electromagnetic torque ripple depending on the machine design and the operation point. Active torque ripple mitigation strategies modify the conventional PMSM control structure to feed the machine with proper stator current harmonics, leading to compensating harmonic torque components. This thesis proposes a torque control structure based on Finite Control-Set Model Predictive Control (FCS-MPC) to achieve smooth torque production and Maximum Torque per Ampère (MTPA) operation of nonsinusoidal PMSMs. The control structure uses novel control variables called active and auxiliary reactive torque. These new variables facilitate the definition of optimal instantaneous references to mitigate torque ripple and provide MTPA operation. Besides, the generalized formulation includes the harmonic content on rotor fluxes and inductances of the d, q, and 0 axes. The proposed control scheme is evaluated experimentally in a test bench using surface-mounted and interior-mounted PMSMs in a steady and transient state. The results show that the torque ripple is reduced by approximately 70% with the proposed method.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM). Torque ripple. Maximum Torque per Ampère (MTPA). Finite Control-Set Model Predictive Torque Control (FCS-MPTC).

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Ondulações de torque medido de (a) MSIPSR e (b) MSIPIR não senoidais sob alimentação por correntes senoidais.	26
Figura 2 – Fontes típicas de ondulações de torque em acionamentos com MSIP.	40
Figura 3 – Representação física simplificada de uma máquina síncrona trifásica de ímã permanente no interior do rotor com um par de polos, junto dos eixos dos referenciais de orientação.	56
Figura 4 – Princípio genérico do controle preditivo baseado em modelo em aplicação de conversores de potência e máquinas elétricas.	77
Figura 5 – Representação do conversor trifásico com duplo inversor e barramento CC comum conectado aos terminais abc e $a'b'c'$ da MSIP de topologia <i>open-end winding</i> e esquema de controle FCS-MPC proposto.	79
Figura 6 – Ilustração da execução do FCS-MPC implementada no TMS320SF28377D.	90
Figura 7 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 1.	96
Figura 8 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 2.	97
Figura 9 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 3.	98
Figura 10 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 4.	99
Figura 11 – Comparativo entre (a) fatores de torque pico a pico em relação ao torque médio e (b) fatores de ondulação de torque do teste em regime permanente da MSIPSR.	102
Figura 12 – Comparativo entre conteúdo harmônico do torque medido T_m e modelo de torque completo T_{comp} do ensaio de regime permanente da MSIPSR.	103
Figura 13 – Comparativo entre valor eficaz da corrente de fase de cada método no ensaio de regime permanente da MSIPSR.	104
Figura 14 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 1.	105
Figura 15 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 2.	106
Figura 16 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 3.	107
Figura 17 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 4.	108
Figura 18 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 1.	110
Figura 19 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 2.	111
Figura 20 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 3.	112
Figura 21 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 4.	113
Figura 22 – Trajetória MTPA senoidal calculada numericamente por elementos finitos. (a) Trajetória MTPA senoidal no mapa de isolinhas de torque por Ampère. (b) Trajetória MTPA no mapa de isolinhas de torque e isolinhas de corrente.	114
Figura 23 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 1.	118

Figura 24 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 2.	119
Figura 25 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 3.	120
Figura 26 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 4.	121
Figura 27 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 5.	122
Figura 28 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 6.	123
Figura 29 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 7.	124
Figura 30 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 8.	125
Figura 31 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 9.	126
Figura 32 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 10.	127
Figura 33 – Comparativo dos valores pico a pico normalizados dos torques medidos T_m nos métodos 1 a 10 para MSIPIR no Teste 1 de regime permanente.	129
Figura 34 – Comparativo entre fatores de ondulação de torque medido T_m nos métodos 1 a 10 para o Teste 1 de regime permanente.	129
Figura 35 – Comparativo da distribuição harmônica do torque medido T_m da MSIPIR para os métodos 1 a 5 no Teste 1 de regime permanente.	130
Figura 36 – Comparativo da distribuição harmônica do torque medido T_m da MSIPIR para os métodos 6 a 10 no Teste 1 de regime permanente.	131
Figura 37 – Comparativo entre correntes eficazes dos métodos 1 a 10 para MSIPIR no Teste 1 de regime permanente, normalizados em relação ao resultado do Método 2.	133
Figura 38 – Rampa de referência de torque da MSIPIR com Método 2.	134
Figura 39 – Rampa de referência de torque da MSIPIR com Método 10.	135
Figura 40 – Resposta ao degrau de referência de torque da MSIPIR com Método 2.	137
Figura 41 – Resposta ao degrau de referência de torque da MSIPIR com Método 10.	138
Figura 42 – Comparativo entre formas de onda de FCEM a vazio e com carga destacando as regiões de maior diferença (o cenário com carga corresponde à alimentação da MSIPIR com a corrente de estator do Teste 1 do Método 10 da Figura 32).	140
Figura 43 – Comparativo do comportamento dos torques medidos normalizados T_m/\bar{T}_m nos Métodos 2 e 10 para o Teste 1 de regime permanente.	140
Figura 44 – Comparativo das componentes harmônicas de torque medido T_m nos Métodos 2 e 10 para o Teste 1 de regime permanente.	141
Figura 45 – Referenciais espaciais.	163
Figura 46 – Aspectos construtivos do estator da MSIP.	167
Figura 47 – Aspectos construtivos do rotor da MSIP de ímã na superfície.	168
Figura 48 – FCEMs de fase abc (FCEM_A, FCEM_B e FCEM_C) da MSIPSR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.	169

Figura 49 – FCEMs de linha (FCEM_AB, FCEM_BC e FCEM_CA) da MSIPSR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.	170
Figura 50 – Componentes $\alpha\beta 0$ (FCEM_ALFA, FCEM_BETA e FCEM_ZERO) da FCEM da MSIPSR em aproximadamente 1800 rpm.	171
Figura 51 – Trajetória no plano $\alpha\beta$ da FCEM da MSIPSR.	172
Figura 52 – Trajetória no plano 0α da FCEM da MSIPSR.	172
Figura 53 – Trajetória no plano 0β da FCEM da MSIPSR.	173
Figura 54 – Componentes das FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPSR nos referenciais abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$	174
Figura 55 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta 0$ das componentes de FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPSR.	175
Figura 56 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ das componentes das FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPSR.	176
Figura 57 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase A da MSIPSR, ϵ_a , calculada a partir do resultado da Fig. 48.	177
Figura 58 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase B da MSIPSR, ϵ_b , calculada a partir do resultado da Fig. 48.	177
Figura 59 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase C da MSIPSR, ϵ_c , calculada a partir do resultado da Fig. 48.	178
Figura 60 – Componentes de fluxo do rotor da MSIPSR nos referenciais abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$	179
Figura 61 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta 0$ do fluxo do rotor da MSIPSR.	180
Figura 62 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ do fluxo do rotor da MSIPSR.	180
Figura 63 – Comparativo entre FCEM medida e FCEM modelada pelas componentes harmônicas mais significativas para MSIPSR.	181
Figura 64 – Aspectos construtivos do rotor da MSIPSR.	184
Figura 65 – FCEMs de fase abc (FCEM_A, FCEM_B e FCEM_C) da MSIPSR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.	185
Figura 66 – FCEMs de linha (FCEM_AB, FCEM_BC e FCEM_CA) da MSIPSR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.	186
Figura 67 – Componentes $\alpha\beta 0$ (FCEM_ALFA, FCEM_BETA e FCEM_ZERO) da FCEM da MSIPSR em aproximadamente 1800 rpm.	187
Figura 68 – Trajetória no plano $\alpha\beta$ da FCEM da MSIPSR.	187

Figura 69 – Trajetória no plano 0α da FCEM da MSIPIR.	188
Figura 70 – Trajetória no plano 0β da FCEM da MSIPIR.	188
Figura 71 – Componentes abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$ das FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPIR.	189
Figura 72 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta 0$ das componentes de FCEM normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPIR.	190
Figura 73 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ das componentes de FCEM normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPIR.	191
Figura 74 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase A da MSIPIR, ϵ_a , calculada a partir do resultado da Fig. 65.	192
Figura 75 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase B da MSIPIR, ϵ_b , calculada a partir do resultado da Fig. 65.	192
Figura 76 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase C da MSIPIR, ϵ_c , calculada a partir do resultado da Fig. 65.	193
Figura 77 – Componentes abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$ de fluxo do rotor da MSIPIR.	194
Figura 78 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta 0$ do fluxo do rotor da MSIPIR.	195
Figura 79 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ do fluxo do rotor da MSIPIR.	195
Figura 80 – Comparativo entre FCEM medida e FCEM modelada pelas componentes harmônicas mais significativas da MSIPIR.	196
Figura 81 – Mapeamento do índice Torque por Ampère em função das correntes de estator i_d e i_q considerando correntes de fase senoidais.	197
Figura 82 – Curva MTPA senoidal e projeção no referencial dq das isolinhas de índice Torque por Ampère em função das correntes de estator i_d e i_q considerando correntes de fase senoidais.	198
Figura 83 – Curva MTPA e isolinhas de torque e magnitude de correntes dq da MSIPIR.	199
Figura 84 – Componentes de indutância em referencial abc da MSIPIR.	199
Figura 85 – Componentes de indutância em referencial $dq0$ da MSIPIR.	200
Figura 86 – Torque de borda a vazio calculado via FEA e modelo aproximado (C.1) para a MSIPIR.	201
Figura 87 – Bancada de testes.	204

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parte 1: Vetores de tensão do duplo inversor.	81
Tabela 2 – Parte 2: Vetores de tensão do duplo inversor.	82
Tabela 3 – Parte 3: Vetores de tensão do duplo inversor.	83
Tabela 4 – Principais componentes harmônicas do fluxo do rotor da MSIPSR . . .	176
Tabela 5 – Principais componentes harmônicas do fluxo do rotor da MSIPIR . . .	191
Tabela 6 – Dados do motor de indução	205

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
CC	Corrente Contínua
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
FCEM	Força Contraeletromotriz
FCEMCN	Força Contraeletromotriz de Coenergia Normalizada
FCS-MPTC	<i>Finite Control-Set Model Predictive Torque Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
LUT	<i>Lookup Table</i>
MSIP	Máquina Síncrona de ímã permanente
MSIPSR	Máquina Síncrona de ímã permanente na superfície do rotor
MSIPIR	Máquina Síncrona de ímã permanente no interior do rotor
MTPA	Máximo Torque por Ampère ou <i>Maximum Torque per Ampère</i>
MTPC	Máximo Torque por Corrente ou <i>Maximum Torque per Current</i>
PI	Proporcional-Integral
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Sobrescritos, subscritos e índices

\square	Variável genérica
\square_{abc}	Grandeza em referencial abc
$\square_{\alpha\beta 0}$	Grandeza em referencial $\alpha\beta 0$
\square_{dq0}	Grandeza em referencial $dq0$
\square'	Grandeza auxiliar
\square^{ref}	Valor de referência da grandeza \square
\square^k	Valor discreto de tempo presente da grandeza \square
\square^{k+n}	Valor discreto futuro da grandeza \square no tempo futuro $k + n$
\square_j	Valor da grandeza para o vetor de chaveamento j

Variáveis

T_s	Passo de tempo discreto
R	Resistência do enrolamento do estator
\mathbf{v}	Vetor de tensão do estator
\mathbf{i}	Vetor de corrente do estator
\mathbf{L}	Matriz de indutâncias
\mathbf{L}^{inc}	Matriz de indutâncias incrementais
λ	Vetor de fluxo concatenado do rotor
ψ	Vetor de fluxo do estator
\mathbf{E}	Força Contraeletromotriz de Coenergia Normalizada (FCEMCN)
\mathbf{E}'	Força Contraeletromotriz de Coenergia Normalizada Auxiliar
θ_e	Posição elétrica
ω_e	Velocidade elétrica
\mathbf{T}	Matriz de transformação de referencial

\mathbf{J}	Matriz de rotação
T_e	Torque eletromagnético
$\boldsymbol{\varrho}$	Vetor de torque reativo
T_{cog}	Torque de borda
Γ	Função de Lagrange
γ	Coefficiente de Lagrange
\mathbf{S}	Vetor de chaveamento do conversor
\mathcal{P}	Potência ativa
\mathcal{Q}	Potência reativa
	\mathcal{S} Potência aparente
FP	Fator de potência

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	Objetivos	28
1.2	Publicações	29
1.3	Organização da tese	30
2	ONDULAÇÕES DE TORQUE EM ACIONAMENTOS COM MSIPS E TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO ATIVA: UMA VISÃO GERAL DO ESTADO DA ARTE	33
2.1	Efeitos das ondulações de torque em acionamentos com MSIPs	33
2.2	Fontes de ondulações de torque em acionamentos com MSIP	34
2.2.1	Carga	34
2.2.2	Sistema de acoplamento e transmissão	35
2.2.3	MSIP	35
2.2.3.1	Causas mecânicas	35
2.2.3.2	Causas elétricas internas à MSIP	35
2.2.3.3	Causas elétricas externas à MSIP	37
2.3	Estratégias de mitigação ativa das ondulações de torque em MSIPs não senoidais	39
2.3.1	Variáveis de controle e suas referências para mitigação ativa de ondulações de torque em acionamentos com MSIP	42
2.3.1.1	Métodos <i>feedback</i>	42
2.3.1.2	Métodos <i>feedforward</i>	44
2.3.1.3	Visão geral dos métodos <i>feedforward</i>	45
2.3.1.4	Modelagem do torque eletromagnético em abordagens <i>feedforward</i>	45
2.3.1.5	Estratégias de solução em abordagens <i>feedforward</i>	47
2.3.1.6	Controladores em esquemas de redução de ondulações de torque	50
2.3.1.7	Desafios e oportunidades das técnicas de mitigação de ondulações de torque	51
2.4	Síntese do Capítulo	53
3	MODELO DINÂMICO DE MSIPS NÃO SENOIDAIS	55
3.1	Modelo vetorial dinâmico em tempo contínuo de MSIPs não senoidais	55
3.2	Modelo de torque eletromagnético de MSIPs não senoidais	60
3.3	Síntese do Capítulo	64
4	MÁXIMO TORQUE POR AMPÈRE EM MSIPS NÃO SENOIDAIS	65
4.1	Teoria do produto cruzado para potência reativa instantânea	65

4.1.1	Torque ativo e reativo em MSIPs	69
4.2	Análise da condição MTPA em MSIPs não senoidais	69
4.2.1	FCEMCN auxiliar	72
4.3	Síntese do Capítulo	74
5	CONTROLE PREDITIVO DE TORQUE ATIVO E REATIVO AUXILIAR DE MSIPS NÃO SENOIDAIS	75
5.1	Controle preditivo por conjunto de estados finitos baseado em modelo (FCS-MPC) aplicado a conversores estáticos de potência	75
5.2	Esquema de controle FCS-MPC para MSIPs não senoidais	78
5.2.1	Topologia do conversor	78
5.2.2	Predição da corrente de estator	83
5.2.3	Modelo de fluxo do rotor, indutâncias e torque de borda	85
5.2.4	Seleção do vetor ótimo	87
5.3	Síntese do Capítulo	90
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
6.1	MSIPSR	93
6.1.1	Teste 1 - Regime permanente	95
6.1.2	Teste 2 - Regime dinâmico - Rampa	102
6.1.3	Teste 3 - Regime dinâmico - Degrau	104
6.2	MSIPIR	114
6.2.1	Teste 1 - Regime permanente	115
6.2.2	Teste 2 - Regime dinâmico - Rampa	132
6.2.3	Teste 3 - Regime dinâmico - Degrau	136
6.2.4	Análise da inclusão dos efeitos de carregamento na FCEM	139
6.3	Síntese do Capítulo	141
7	CONCLUSÕES	143
	REFERÊNCIAS	145
	APÊNDICES	161
	APÊNDICE A – TRANSFORMAÇÕES DE REFERENCIAL CLARKE E PARK	163
	APÊNDICE B – MÁQUINA DE TESTE 1 - MSIPSR NÃO SENOIDAL	167

	APÊNDICE C – MÁQUINA DE TESTE 2 - MSIPR NÃO SENOIDAL	183
	APÊNDICE D – BANCADA DE TESTES	203
	APÊNDICE E – PARTICULARIZAÇÕES DAS EXPRESSÕES DE TORQUES ATIVO E REATIVOS AUXILIARES PARA DIFERENTES MSIPS SENOIDAIS E NÃO SENOIDAIS	207
E.1	MSIPSR senoidal linear	207
E.2	MSIPSR linear com fluxo fundamental e componente zero	208
E.3	MSIPSR linear com fluxo não senoidal sem componente zero	210
E.4	MSIPSR linear com fluxo não senoidal com componente zero	212
E.5	MSIPR senoidal linear	213
E.6	MSIPR senoidal com saturação	215
E.7	MSIPR não senoidal - Particularizações das FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares nos Métodos 1 a 10	218

1 INTRODUÇÃO

A máquina síncrona de ímã permanente (MSIP) no rotor é considerada uma atrativa topologia de máquina elétrica para o acionamento elétrico de ampla variedade de aplicações em também ampla faixa de potência. Elas são empregadas em escala de dezenas de Watts, como discos rígidos de computadores, bem como em escala de quilo e mega Watts em tração veicular, propulsão de embarcações ou aeronaves e geradores eólicos [1–8].

Usualmente, a atratividade da MSIP é atribuída à sua alta eficiência e alta densidade de potência¹ quando comparadas a topologias populares de máquinas como motores CC ou de indução [2, 9].

Além de eficiência e compacidade, existem também outros fatores importantes que delineiam a seleção de uma topologia de máquina nas aplicações. Dentre eles pode-se citar a capacidade de produzir torque suave, com reduzidas ondulações [2, 10].

Em diversas aplicações, pulsações de torque são indesejadas. Elas apresentam o potencial de aumentar a vibração do sistema mecânico, excitar respostas ressonantes do conjunto mecânico, produção de ondulação de velocidade, aumento do ruído acústico dentre outros efeitos que deterioram o desempenho da aplicação, vida útil ou mesmo percepção de qualidade do produto. Por isso, na área de acionamentos elétricos, profissionais de engenharia e comunidade científica dedicam-se a estudar e propor soluções para redução de ondulações de torque.

Em um acionamento com MSIP, ondulações de torque podem ter diversas fontes. O foco desta tese está naquelas produzidas pelas componentes harmônicas espaciais da MSIP.

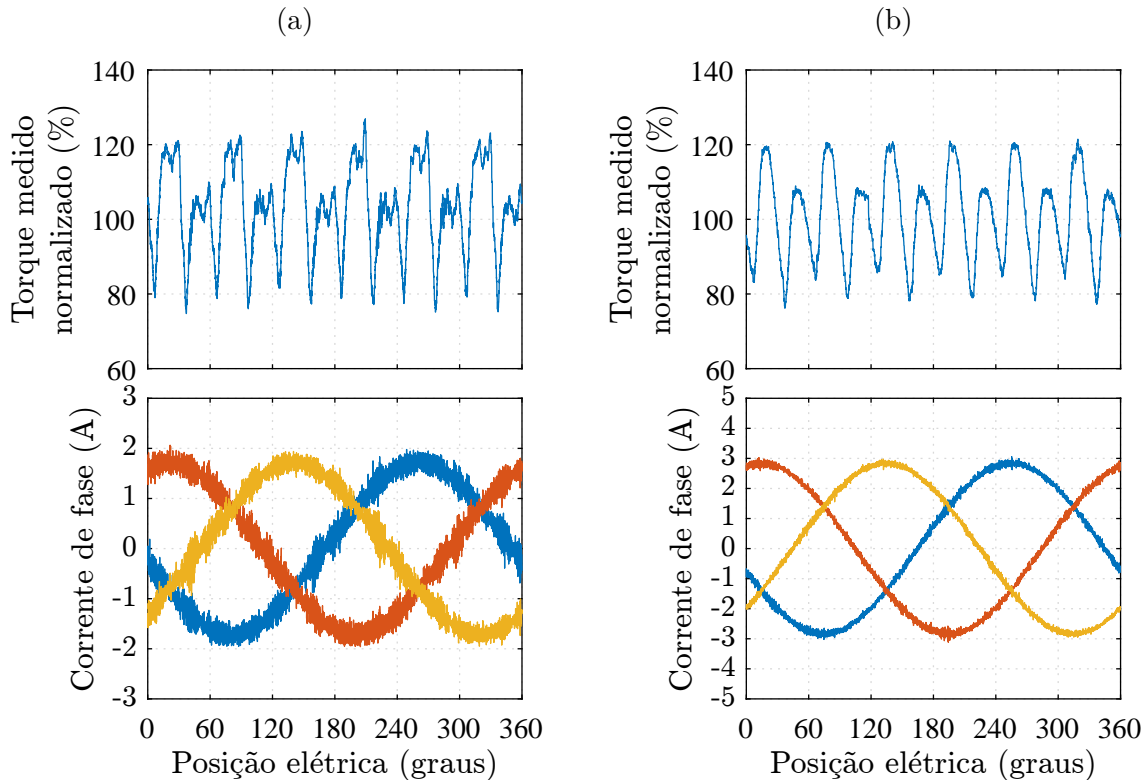
Idealmente, espera-se que uma MSIP senoidal possua grandezas magnéticas como fluxo dos ímãs do rotor e indutâncias de comportamento senoidais em função da posição rotórica pois assim uma alimentação do circuito do estator por correntes senoidais produzirá torque suave, sem ondulações. No entanto, em função de critérios de projeto, limitações construtivas, tolerâncias mecânicas ou mesmo ponto de operação, a MSIP pode apresentar distorções na forma de onda de fluxo de entreferro produzido pelos ímãs do rotor e indutâncias. Essas distorções, juntamente com o torque de borda², são referidas como harmônicos espaciais da MSIP. Essas MSIPs são então referidas como MSIPs não senoidais e a interação de seus harmônicos espaciais com as convencionais correntes senoidais de alimentação tende a produzir ondulações de torque.

As Figuras 1 (a) e 1 (b) exemplificam a produção de ondulações de torque pela

¹ Potência elétrica por unidade de volume.

² *cogging torque*, em inglês.

Figura 1 – Ondulações de torque medido de (a) MSIPSR e (b) MSIPIR não senoidais sob alimentação por correntes senoidais.



Fonte: o autor.

MSIP de Ímãs Permanentes na Superfície do Rotor (MSIPSR) e MSIP de Ímãs Permanentes no Interior do Rotor (MSIPIR) não senoidais testadas nesta tese sob alimentação por correntes senoidais. Na Figura 1 as ondulações pico a pico aproximam-se de 40% do valor de torque médio. Na literatura, os níveis de amplitude de ondulações são amplamente variados e dependentes das características das máquinas e pontos de operação.

Os primeiros protótipos e discussões gerais sobre a topologia construtiva e desempenho das MSIPs ocorrem na década de 50 como discutido em [11]. As décadas seguintes são marcadas pelos avanços da eletrônica de potência baseada em semicondutores e sua aplicação em conversores para alimentação de máquinas em acionamentos elétricos em velocidade variável [12]. Na década de 80 começam a ser publicados inúmeros trabalhos na literatura dedicados a investigar e propor soluções para redução de ondulações de torque em acionamentos com MSIPs [13–15]. Em geral, as propostas dividem-se entre redução passiva e ativa das ondulações [13]. Enquanto o primeiro grupo procura mitigar os harmônicos espaciais da MSIP em fase de projeto da máquina, a segunda frente de trabalhos busca modificar a forma com que a MSIP não senoidal é alimentada para compensar ativamente a tendência original de ondulações de torque.

O ponto chave da mitigação ativa de ondulações de torque é a injeção de apropriadas

componentes harmônicas de corrente do estator de forma a interagir com as componentes harmônicas espaciais da MSIP resultando em torque suave. Para isso as estratégias de controle convencionais, fundamentadas no modelo de máquinas senoidais, precisam ser modificadas para agregar a capacidade de reduzir ondulações de torque no acionamento de MSIPs não senoidais.

As modificações necessárias nas estruturas de controle convencionais dividem-se, de forma geral, em: modificar as referências das variáveis controle considerando o caráter não senoidal da MSIP; e modificar as malhas de controle para rastreamento das referências modificadas. Nesse sentido, ao longo das últimas quatro décadas as contribuições dos trabalhos da literatura concentram-se em uma dessas frentes ou na combinação delas.

Para modificar as referências das variáveis de controle a fim de reduzir ondulações de torque, os trabalhos na literatura propõem diversas estratégias, que podem ser categorizadas em abordagens *feedback* e *feedforward*. As abordagens do primeiro grupo monitoram indiretamente os efeitos das ondulações de torque através de, usualmente, sensores de velocidade ou vibração. Por meio de um processo iterativo, manipula-se as componentes harmônicas das variáveis de controle de forma a convergir para produzir componentes harmônicas compensatórias de torque.

As metodologias *feedback* requerem tempo de convergência e por isso tendem a não produzir atenuação das ondulações de torque durante transientes da MSIP. Além disso, é desafiador o compromisso de atenuar as ondulações de maneira eficaz e eficiente.

Nas estratégias *feedforward* projeta-se as referências ótimas das variáveis de controle a partir da análise do modelo matemático das ondulações de torque e diversas metodologias e ferramentas matemáticas são utilizadas nesse contexto.

Soluções numéricas e busca exaustiva são abordagens *feedforward* amplamente adotadas [16–21]. A desvantagem dessas metodologias é sua execução *offline* com significativo custo computacional, além inerente da necessidade de executar o processo de busca para cada MSIP diferente.

Por outro lado, abordagens analíticas *feedforward* procuram oferecer expressões para o cálculo em tempo real das referências ótimas facilmente adaptáveis para diferentes MSIPs. O desafio das estratégias analíticas está em oferecer solução que inclua as diversas fontes de ondulações de torque que a MSIP pode conter.

A análise de referências ótimas de controle para mitigação de ondulações de torque em estratégia *feedforward* é o primeiro foco desta tese. Para isso, a teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea mostra-se como uma importante ferramenta para analisar o fluxo de potência instantâneo em circuitos polifásicos com tensões e correntes não senoidais no domínio do tempo e tem sido amplamente utilizada, por exemplo, em aplicações de filtragem ativa, compensação de desbalanço e controle de potência reativa [22].

Nesta tese, juntamente com a ferramenta de multiplicadores de Lagrange, a teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea é utilizada para definir novas variáveis de controle e suas respectivas referências instantâneas ótimas para redução de ondulações de torque em MSIPs não senoidais e operação com mínima magnitude de corrente do estator, ou Máximo Torque por Ampère (MTPA). As variáveis propostas são chamadas aqui de torque ativo e torque reativo auxiliar e representam uma alternativa à convencional seleção das correntes do estator como variáveis de controle nesse contexto.

Além da seleção das variáveis de controle e projeto de suas referências para atenuação das ondulações de torque, os esquemas de controle convencionais precisam ser modificados, optando por controladores de alta banda passante. Usualmente, as bandas passantes de controladores Proporcional-Integral (PI) não cobrem a faixa de frequências necessárias para injeção de correntes harmônicas nas MSIPs [23].

Uma ampla variedade de controladores é investigada na literatura dentro do contexto de redução de ondulações de torque, como controladores por modos deslizantes, repetitivos, ressonantes, de histerese dentre outros. Na última década o controle preditivo de estados finitos baseado em modelo (*Finite Control-Set Model based Predictive Control* - FCS-MPC) tem sido extensivamente estudado como uma interessante alternativa em acionamentos elétricos alimentados por conversores de potência para alto desempenho dinâmico [24]. Baseado no modelo matemático do sistema, o FCS-MPC prediz o comportamento futuro das variáveis de controle e escolhe como ótima ação de controle o estado de chaveamento do conversor que minimiza uma função custo projetada para expressar o objetivo de controle, que usualmente procura minimizar os erros entre as referências e o valor futuro das variáveis de controle. Dentre as vantagens do FCS-MPC, essa abordagem proporciona rápidas dinâmicas das variáveis controladas, reduzido número de parâmetros para sintonia e não requer estágio de modulação, pois o processo de minimização da função custo decide diretamente o estado de chaveamento do conversor.

Nesse contexto, esta tese combina as potencialidades da definição das novas variáveis de controle, obtidas a partir da teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea e multiplicadores de Lagrange, com a estrutura FCS-MPC para compor um esquema de controle direto de torque ativo e torques reativos auxiliares para redução de ondulação de torque e operação MTPA de MSIPs não senoidais.

1.1 Objetivos

Dentro do contexto de ondulações de torque produzidas por MSIPs não senoidais, esta tese motiva-se em investigar e propor estratégia de controle de compensação ativa de ondulação de torque. Em uma visão geral, os objetivos desta tese são:

- Desenvolver a teoria do torque reativo auxiliar para elucidação da condição de

operação em Máximo Torque por Ampère (MTPA) de MSIPs não senoidais com componentes harmônicas espaciais de eixo d , q e 0;

- Proposição de nova estrutura de controle preditivo FCS-MPC de MSIPs não senoidais baseada no controle direto de torque ativo e torques reativos auxiliares para operação MTPA com reduzidas ondulações de torque.

1.2 Publicações

Até a data de publicação deste documento, os seguintes trabalhos, alinhados ao tema desta tese, foram desenvolvidos pelo autor:

- **Periódico** [19] CASTRO, A. G. et al. Optimized Current Waveform for Torque Ripple Mitigation and MTPA Operation of PMSM with Back EMF Harmonics based on Genetic Algorithm and Artificial Neural Network, in IEEE Latin America Transactions, vol. 18, no. 09, pp. 1646-1655, September 2020, doi: 10.1109/TLA.2020.9381808.
- **Periódico** [25] CASTRO, A. G. et al. Improved Finite Control-Set Model-Based Direct Power Control of BLDC Motor With Reduced Torque Ripple, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 5, pp. 4476-4484, Sept.-Oct. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2835394.
- **Congresso** [20] CASTRO, A. G. et al. GA-FEM Method for Optimum Current Search for Torque Ripple Mitigation in Nonsinusoidal PMSM and Analysis of On-Load Parameters. In: Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021, Santa Maria - RS. Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021, DOI: 10.53316/sepoc2021.026.
- **Congresso** [26] CASTRO, A. G. et al. Finite Control-Set Model Predictive Torque Control of Nonsinusoidal PMSM: a Generalized Approach for Torque Ripple Mitigation and MTPA Operation. In: Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021, Santa Maria - RS. Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021, DOI:10.53316/sepoc2021.024.
- **Congresso** [27] CASTRO, A. G. et al. Open-Phase Fault Tolerant Finite Control-Set Model Predictive Torque Control of IPMSM for Reduced Torque Ripple and MTPA Operation, 2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), Antalya, Turkey, 2021, pp. 109-114, doi: 10.1109/GPECOM52585.2021.9587738.
- **Congresso** [28] CASTRO, A. G. et al. Novel MTPA Approach for IPMSM with Non-Sinusoidal Back-EMF, 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6, DOI: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065306.

- **Congresso** [29] CASTRO, A. G. et al. Zero Sequence Power Contribution on BLDC Motor Drives. Part I: A Theoretical Investigation, 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Sao Paulo, Brazil, 2018, pp. 1016-1023, DOI: 10.1109/INDUSCON.2018.8627265.
- **Congresso** [30] CASTRO, A. G. et al. Zero Sequence Power Contribution on BLDC Motor Drives. Part II: A FCS-MPC Current Control of Three-Phase Four-Leg Inverter Based Drive, 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Sao Paulo, Brazil, 2018, pp. 1024-1029, doi: 10.1109/INDUSCON.2018.8627310.
- **Congresso** [31] CASTRO, A. G. et al. Controle Vetorial Sensorless do Motor BLDC Usando Estimador Neural de Velocidade. Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações - DINCON, 2017, São José do Rio Preto, 2017.

1.3 Organização da tese

A presente tese está organizada em 7 Capítulos.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão da literatura a respeito de ondulações de torque em MSIPs não senoidais e técnicas de mitigação. O foco está em elucidar as etapas e diferentes abordagens na propostas para mitigação de ondulações de torque de forma ativa via estrutura de controle.

O Capítulo 3 apresenta a modelagem dinâmica do circuito equivalente de uma MSIP não senoidal de ímã no interior do rotor bem como o modelo matemático da produção de torque eletromagnético incluindo os harmônicos espaciais.

O Capítulo 4 analisa o modelo de torque eletromagnético do Capítulo 3 utilizando como ferramenta a teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea e otimizador de Lagrange a fim de elucidar a condição de operação MTPA com redução de ondulação de torque em MSIPs não senoidais, estabelecendo um paralelo com outras estratégias da literatura.

O Capítulo 5 apresenta uma proposta de esquema de controle preditivo de torque utilizando abordagem de controle preditivo FCS-MPC para redução e ondulação de torque e operação MTPA.

O Capítulo 6 apresenta a validação experimental da abordagem de controle proposta, comparando seu desempenho a outras abordagens da literatura.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões gerais do trabalho, elenca as contribuições e sugere ideias para novos trabalhos. Seções adicionais de Apêndices estão presentes no final deste documento para complementar detalhamentos matemáticos e experimentais.

O Apêndice A apresenta as transformações de referencial de Clarke e Park, e suas propriedades, utilizadas no decorrer da tese.

Os Apêndices B e C apresentam em detalhes as máquinas de ímã permanente na superfície e no interior do rotor construídas para validação experimental desta tese.

O Apêndice D detalha a bancada de testes desenvolvida para validação experimental desta tese.

O Apêndice E demonstra as equações particularizadas da condição generalizada MTPA do Capítulo 4 para topologias de máquinas de ímã na superfície e no interior do rotor.

2 ONDULAÇÕES DE TORQUE EM ACIONAMENTOS COM MSIPS E TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO ATIVA: UMA VISÃO GERAL DO ESTADO DA ARTE

Este capítulo apresenta uma visão geral do estado da arte sobre ondulações de torque em acionamentos com MSIPs e técnicas de mitigação ativa. Para isso, este capítulo analisa trabalhos de conferências e revistas publicados neste tópico ao longo das últimas quatro décadas, destacando as diferentes abordagens investigadas na literatura.

As seções seguintes dedicam-se a discorrer sobre efeitos das ondulações de torque, suas fontes e, sobretudo, as propostas de mitigação ativa apresentadas na literatura. Por fim, conclusões são feitas em relação ao estado da arte.

2.1 Efeitos das ondulações de torque em acionamentos com MSIPs

Em um esquema genérico de acionamento elétrico composto por uma MSIP conectada a uma carga mecânica por meio de um sistema de acoplamento ou transmissão, idealmente espera-se uma transmissão de torque suave ao longo do circuito mecânico. Porém, na prática, o torque real percebido pelo sistema mecânico pode conter importantes ondulações periódicas de diferentes frequências e amplitudes, que podem ser causados por diversos fatores e ter origem em cada elemento desse sistema: MSIP; elementos mecânicos; e carga.

A presença de ondulações de torque em um acionamento elétrico pode gerar efeitos considerados indesejáveis em algumas aplicações. Dentre os potenciais efeitos, citam-se:

1. Ondulação de velocidade

As componentes harmônicas das ondulações de torque tendem a produzir ondulações de velocidade nas respectivas frequências, com amplitudes e fases ditadas pelas características mecânicas do sistema. As ondulações de velocidade podem ser percebidas e monitoradas através de *encoders* ou *resolvers*, tendo em vista a resolução do equipamento, magnitude da ondulação de torque, inércia do sistema e velocidade de operação [32–39];

2. Vibração [35, 40–44]

As componentes harmônicas das ondulações de torque tendem a produzir componentes de aceleração radial e tangencial do conjunto mecânico nas respectivas frequências, com amplitudes e fases ditadas pelas características mecânicas do sistema. A vibração pode ser monitorada pela utilização de acelerômetros acoplados no estator da máquina, como adotado em [35, 40–43]. Em [44] é proposto um sensor alternativo baseado em efeito piezoelétrico para monitoramento da vibração torsional no estator de uma MSIP não senoidal de ímã na superfície;

3. Ruído acústico[40–42, 45]

As componentes harmônicas das ondulações de torque tendem a produzir componentes sonoras nas respectivas frequências, com amplitudes e fases ditadas pelas características mecânicas do sistema. O ruído do acionamento pode ser monitorado com a utilização de microfones posicionados em suas proximidades;

4. Aumento de efeitos de ressonância [46]

De acordo com o ponto de operação de velocidade do sistema, as componentes harmônicas das ondulações de torque podem excitar respostas ressonantes do conjunto mecânico e, assim, elevar os níveis de vibração, ruído, ondulação de velocidade e esforços mecânicos;

5. Desgaste de componentes mecânicos, diminuição da vida útil e durabilidade

Ondulações de torque implicam em esforços mecânicos adicionais no sistema e por isso estão associados à aceleração do desgaste das partes mecânicas.

Além do potencial prejuízo aos componentes do sistema e ao desempenho do acionamento, os efeitos das ondulações de torque podem ser indesejáveis aos usuários da aplicação [2]. Por exemplo, vibrações de baixa frequência devido a ondulações de torque podem ser percebidas por ocupantes de veículos elétricos [46–48]. Ainda, ruído acústico é um importante fator de percepção de qualidade e conforto dos usuários das aplicações [49], que pode ser afetado em função das ondulações de torque.

2.2 Fontes de ondulações de torque em acionamentos com MSIP

As ondulações de torque podem ter origem em cada componente do sistema de acionamento, como discutido a seguir.

2.2.1 Carga

Em determinadas aplicações a carga mecânica acionada oferece torque resistente ondulatorio, periódico e síncrono ao movimento. Por exemplo, algumas tecnologias de compressores, como recíprocos, utilizados em refrigeração, oferecem um torque de carga de caráter pulsante, síncrono ao movimento do eixo de rotação, devido ao processo de compressão e descarga do gás refrigerante [50–52]. Prensas também são exemplos de cargas que oferecem torques pulsantes cíclicos. Ainda, cargas mecanicamente excêntricas em relação ao eixo de rotação também proporcionam torque de carga ondulatorio e síncrono ao movimento [53].

2.2.2 Sistema de acoplamento e transmissão

A conexão mecânica entre o eixo da carga e do motor via acoplamento, sistema de transmissão ou caixa de engrenagens pode estar sujeita a desalinhamentos mecânicos angulares ou paralelos dos eixos, provenientes de erro de montagem, efeitos térmicos, movimentação da base de suporte dentre outros. Esses desalinhamentos do acoplamento mecânico darão origem a ondulações de torque síncronas ao movimento dos eixos. [53–55].

2.2.3 MSIP

Ondulações de torque produzidas pela própria MSIP podem ter como origem:

2.2.3.1 Causas mecânicas

Tolerâncias mecânicas no processo de manufatura podem dar origem a excentricidade no rotor da máquina. Defeitos nos rolamentos também são mencionados e estudados na literatura como fonte de ondulações periódicas de torque [35, 42, 56–60]. Ainda, tolerâncias de manufatura podem acentuar as causas elétricas de ondulações de torque [45, 61–64].

2.2.3.2 Causas elétricas internas à MSIP

Em uma visão geral, as grandezas corrente do estator, fluxo magnético dos ímãs permanentes do rotor e indutâncias da MSIP participam na produção de torque eletromagnético. Nesta categoria de fontes elétricas internas agrupam-se essencialmente as causas relacionadas ao fluxo do rotor e indutâncias da MSIP.

1. Componentes harmônicas de fluxo dos ímãs do rotor [19, 20, 25, 26, 33, 65–73]

Em uma MSIP senoidal ideal a forma de onda do fluxo magnético dos ímãs do rotor, abraçados pelos enrolamentos do estator, é idealmente senoidal em função da posição rotórica. No entanto, considerações de projeto da máquina, tolerâncias mecânicas no processo de manufatura ou mesmo o ponto de operação da máquina podem resultar em um comportamento não senoidal do fluxo do rotor. Esses desvios na forma de onda podem ser modelados como componentes harmônicas de fluxo do rotor e sua interação com a corrente do estator tende a produzir componentes harmônicas de torque eletromagnético.

2. Componentes harmônicas de indutâncias/relutância [16, 65, 74, 75]

Assim como no caso do fluxo do rotor, a MSIP pode conter componentes harmônicas de indutância por conta do projeto, tolerâncias de manufatura e ponto de operação. Por isso, a interação das componentes harmônicas de indutância com a corrente do estator tende a produzir componentes harmônicas de torque de relutância.

3. Torque de borda [17, 76–79]

Essa componente de torque tem origem na interação entre o fluxo dos ímãs do estator e os dentes do estator. O torque de borda é naturalmente uma componente inerente de ondulação de torque eletromagnético. Sua magnitude e demais características dependem essencialmente das considerações de projeto e construção da máquina, embora também esteja sujeita a distorções em função do ponto de operação da máquina.

4. Efeitos de carregamento [5, 20, 79–82]

A circulação de corrente no estator, em função do nível de carregamento da máquina ou ponto de operação, pode distorcer a forma de onda de fluxo magnético produzido pelos ímãs do rotor, indutâncias e até mesmo o torque de borda. Ou seja, essas grandezas elétricas podem ter componentes harmônicas adicionadas ou modificadas dependendo das características da corrente do estator. Conseqüentemente, as características de amplitude e frequências das ondulações de torque podem ser modificadas em função das características da corrente do estator.

5. Desequilíbrio de resistência entre fases

O processo de envelhecimento e efeitos da temperatura na máquina são citados na literatura como fatores que podem provocar desequilíbrio no valor das resistências das fases da máquina. Além disso, a escolha dos cabos que conectam o inversor à máquina podem ser fontes de desequilíbrio entre as resistências de cada fase. No cenário de uma fase da máquina desequilibrada com valor de resistência diferente das demais, a fase em desequilíbrio tem a amplitude da corrente diferente das demais, resultando em ondulações de torque eletromagnético, como analisado em [83, 84].

6. Desequilíbrio de magnetização dos ímãs

Os desvios de magnetização dos ímãs durante a etapa de manufatura podem fazer com que a forma de onda de um ciclo elétrico do fluxo do rotor seja diferente de outra. Esse distúrbio entre ciclos elétricos são percebidos pelo acionamento como componentes harmônicas de fluxo de forma que ondulações de torque podem ser produzidas [85].

7. Desequilíbrio no número de espiras das fases

Em [86, 87] é estudado o cenário de, por eventual erro no processo de bobinagem, ocorrer um desequilíbrio no número de espiras de uma das fases do estator. Com um número diferente de espiras, a fase desequilibrada possui diferente impedância e também possuirá diferente amplitude de fluxo magnético abraçado produzido pelos ímãs do rotor e força contraeletromotriz. Esse desequilíbrio faz com que o nível de corrente nessa fase seja diferente das demais, ocasionando ondulações de torque.

8. Falhas na máquina

Os itens anteriores fazem referência à operação da máquina em condições normais, sem falhas. Na literatura, essa condição é comumente referida como operação saudável do acionamento. A presença de falha em algum componente também pode ser fonte de ondulações de torque:

- 8.1. **Falta de fase da máquina** [88] - o rompimento de espiras ou bobinas do estator da máquina pode provocar a descontinuidade de circulação de corrente em uma ou mais fases. Esse desequilíbrio resultará em significativas ondulações de torque.
- 8.2. **Curto circuito no estator** [89] - a presença de um curto circuito entre espiras das bobinas do estator é usualmente modelado como uma mudança na impedância das fases envolvidas. Esse fenômeno provoca um desequilíbrio na circulação de corrente entre as fases e provocará ondulações de torque com características dependentes das características da falha.
- 8.3. **Desmagnetização dos ímãs** [45] - a desmagnetização parcial distorce a forma de onda de fluxo do rotor e, conseqüentemente, a força contraeletromotriz. Essas deformações implicam na modificação de seu conteúdo harmônico tal que a interação com a corrente do estator tende a produzir componentes harmônicas de torque.

2.2.3.3 Causas elétricas externas à MSIP

Nesta categoria agrupam-se as fontes de ondulações relacionadas ao conversor eletrônico de potência que alimenta a MSIP bem como a corrente injetada no estator da máquina.

1. Ondulação de corrente [43, 90–94]

Considerando a MSIP alimentada por um inversor comandado por técnicas usuais de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*-PWM), as correntes do estator da máquina possuem componentes harmônicas na frequência de chaveamento, suas bandas laterais e seus múltiplos. Dessa forma, a interação dessas componentes harmônicas de corrente devido ao chaveamento interagem com o fluxo do rotor e indutâncias de forma a produzir componentes harmônicas de torque eletromagnético [43, 92, 93]. Esse contexto motiva autores a proporem diferentes estratégias de chaveamento do inversor a fim de reduzir as ondulações de torque [93, 94].

2. Forma de onda de corrente

A circulação de corrente com componentes harmônicas dará origem a ondulações de torque devido a interação de tais componentes com o fluxo do rotor e indutâncias,

ainda que essas últimas sejam idealmente senoidais. Além daquelas provenientes do chaveamento do conversor, a corrente do estator da MSIP pode conter componentes harmônicas oriundas de outras fontes. Como exemplo, a operação da máquina com sobremodulação ou modulação seis-pulsos modifica a forma de onda da tensão aplicada na MSIP e por isso induz componentes harmônicas de corrente que produzirão consequentes componentes ondulatorias de torque [46]. Esse fenômeno, originado do esquema de modulação, não é restrito a acionamentos com MSIP [95].

Além do nível de carregamento da MSIP, diferentes formas de onda da corrente do estator podem distorcer diferentemente as formas de onda de fluxo do rotor e indutância, além do torque de borda. Correntes do estator com formas de onda retangulares, senoidais ou de pétala [91], por exemplo, podem modificar diferentemente o fluxo do rotor, indutâncias e torque de borda. Ou seja, ondulações de torque surgem ou são modificadas em função das componentes harmônicas de corrente do estator, como investigado em [20, 96].

3. Erro de medição de corrente [97–99]

A medida da corrente instantânea das fases do estator da máquina é uma informação indispensável para implementação das estratégias modernas de controle vetorial de MSIPs. Os sensores de corrente empregados nos acionamentos elétricos podem apresentar, como analisado em [97–100], *offsets* na medição, que pode ter valor constante ou até mesmo variável em relação à condição de operação. De forma geral, o impacto do *offset* na medição de corrente pode ser entendido como um efeito em cascata. A presença de *offset* na medida de corrente é percebido como um desequilíbrio das correntes das fases. As malhas de controle de corrente produzirão componentes harmônicas de tensão nas fases buscando compensar o desequilíbrio percebido na medição. A aplicação de tais *offsets* de tensão na máquina dará origem a componentes reais de *offsets* de corrente circulando no estator. Essas componentes reais de *offset* corrente interagirão com o fluxo do rotor e relutância de forma a produzir componentes ondulatorias de torque. Os trabalhos nesse segmento de pesquisa procuram técnicas para atenuar efeitos de *offset* nas medições de corrente, resultando em redução nas ondulações de torque.

4. Ondulações do barramento CC do inversor [51, 101]

Em aplicações como equipamentos domésticos, é usual o barramento CC do inversor ser produzido a partir da retificação não controlada da tensão da rede. Capacitores são utilizados para suavização das ondulações da tensão retificada e o valor da capacitância adotado dita a magnitude da ondulação de tensão de barramento CC em cada condição de carga. Caso a ondulação de tensão remanescente não seja considerada no esquema de modulação PWM do controle da MSIP, essas ondulações de tensão podem causar componentes harmônicas de corrente que podem não ser

compensadas pelas malhas de controle empregadas no acionamento, resultando em ondulações de torque, como analisado em [51, 101].

5. Falhas no conversor

Os itens anteriores fazem referência à operação do conversor em condições normais, sem falhas. A presença de falha pode ser fonte de ondulações de torque:

- 5.1. **Falta de fase do conversor** [102] - falhas nas chaves de potência do conversor ou nos circuitos de acionamento das chaves podem provocar a descontinuidade de circulação de corrente em uma ou mais fases da máquina. Esse desequilíbrio resultará em significativas ondulações de torque.
- 5.2. **Curto circuito no conversor** [103] - um curto circuito em uma chave do conversor de potência deforma e desequilibra a tensão resultante aplicada nos terminais da máquina. Com isso, há um desequilíbrio na circulação de corrente nas fases da MSIP, provocando ondulações de torque.

Com base na revisão exposta até aqui, a Figura 2 resume as elucidadas possíveis fontes de ondulações de torque em acionamentos com MSIPs.

Existem outras fontes de ondulações de torque estudadas em acionamentos com MSIPs na literatura que não foram abordadas na Figura 2, pois são fontes com maior relação à estratégia de acionamento ou à topologia de conversor utilizado. Em [104, 105] é estudada a ondulação de torque em MSIP senoidal provocada pelo desbalanço de tensão dos capacitores de um conversor trifásico quatro chaves. Em [90] é estudado o mecanismo de ondulação de torque associado ao acionamento no modo seis-pulsos no processo de comutação de fases. Em [106] é estudado o impacto nas ondulações de torque do desalinhamento de sensores *hall* do acionamento de motores *Brushless Direct Current* (BLDCs) no modo seis-pulsos. Em [107] é estudada a magnitude das ondulações de torque da estratégia de deslocamento de fase na operação em enfraquecimento de campo de BLDCs em modo seis-pulsos.

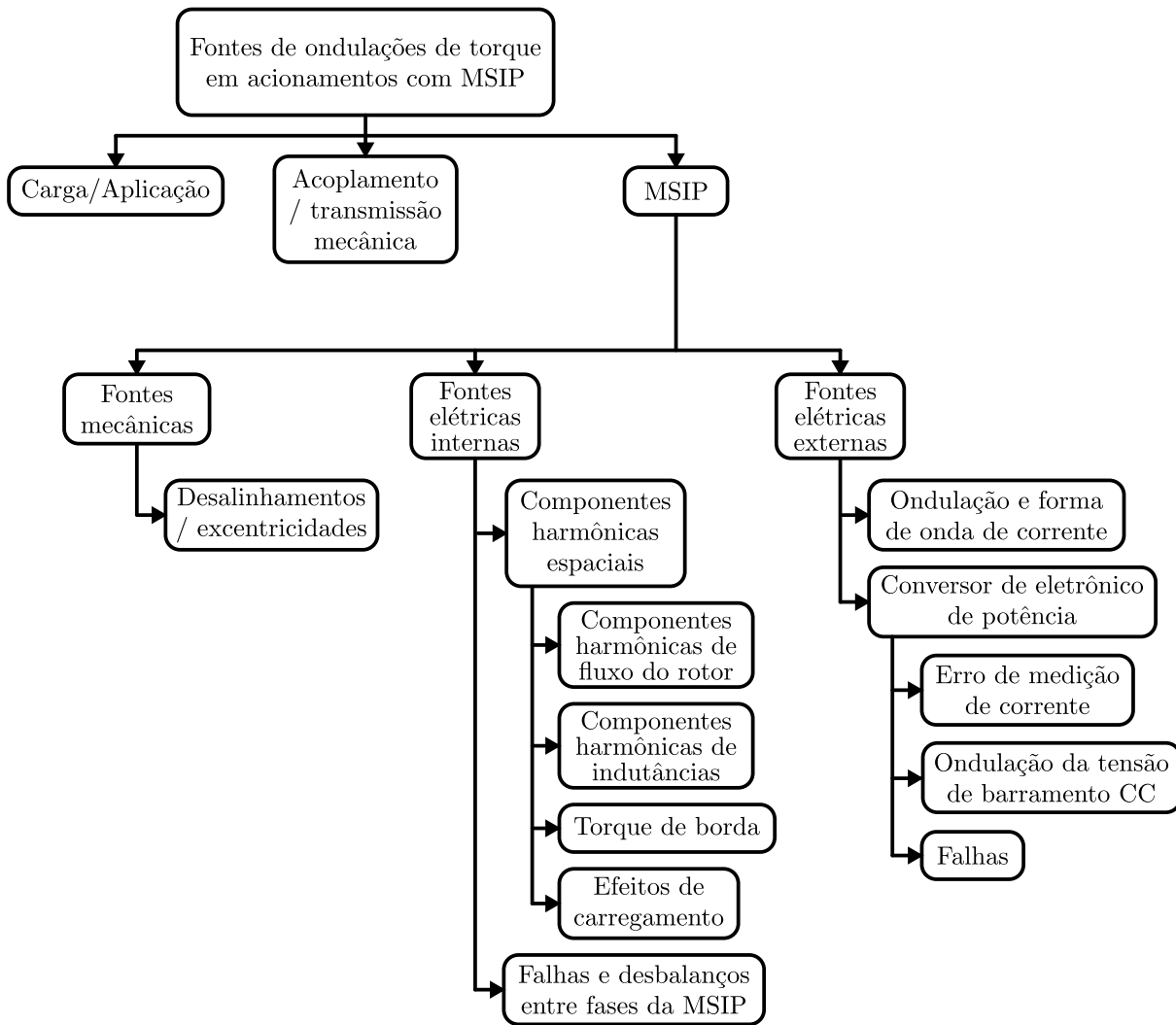
2.3 Estratégias de mitigação ativa das ondulações de torque em MSIPs não senoidais

O torque eletromagnético produzido por uma MSIP pode ser modelado como a interação de grandezas construtivas da máquina, como fluxo dos ímãs do rotor e indutâncias, com as correntes de alimentação no estator.

Por isso, as técnicas de mitigação de ondulação de torque podem ser classificadas em técnicas passivas e ativas.

As técnicas passivas dedicam-se a reduzir a magnitude das componentes harmônicas espaciais de fluxo, indutâncias e torque de borda na etapa de projeto da máquina. Ou seja,

Figura 2 – Fontes típicas de ondulações de torque em acionamentos com MSIP.



Fonte: o autor.

as técnicas passivas são direcionadas à redução das ondulações de torque originadas pelo conteúdo harmônico espacial da própria MSIP, não relacionando-se com as ondulações produzidas pela carga, transmissão ou outras fontes no acionamento.

Diversos parâmetros de projeto podem ser manipulados buscando reduzir a magnitude e/ou modificar a frequência das componentes harmônicas de fluxo, indutâncias e torque de borda. Como exemplo de grau de liberdade pode-se mencionar: manipulação da inclinação das ranhuras do estator; estratégias de bobinagem dos enrolamentos do estator; angulação discreta na posição dos ímãs do rotor [94, 108, 109]; formato dos ímãs do rotor [109]; formato das barreiras de fluxo [62, 110]; geometria da superfície do rotor nos polos magnéticos [111]; geometria das ranhuras do estator [112, 113] dentre outras. Em [114] é apresentada uma revisão atualizada das abordagens de projeto para redução de ondulações de torque em MSIPs de fluxo radial.

As abordagens passivas são, de fato, eficazes na redução das ondulações de torque.

Por outro lado, um projeto de máquina visando redução de ondulação de torque pode: diminuir a densidade de potência da máquina; dificultar e/ou encarecer a fabricação em função de geometrias não convencionais; ou mesmo dificultar a manufatura pela exigência de alta precisão mecânica. Com efeito, tolerâncias mecânicas no processo de manufatura podem deteriorar significativamente a redução de ondulação de torque esperada em projeto e não pode ser negligenciada [62, 110].

Com relação às técnicas ativas, estas podem ser adotadas para atenuar ondulações de torque provenientes das características construtivas da MSIP, características do acionamento ou mesmo da carga.

As técnicas ativas baseiam-se na manipulação do conteúdo harmônico das correntes de estator a fim de produzir componentes harmônicas compensatórias de torque para contrabalancear as ondulações identificadas e modeladas no sistema de acionamento, podendo ser provenientes da MSIP ou mesmo outras fontes.

Diferentes abordagens de mitigação ativa têm sido apresentadas na literatura desde a década de 80, utilizando variadas estruturas de controle que, por fim, convergem para injeção de apropriado conteúdo harmônico de corrente do estator para reduzir as ondulações de torque.

As estruturas tradicionais de controle de MSIPs consideram a máquina senoidal e, por isso, a necessidade de injeção de conteúdo harmônico requer que as estruturas convencionais sejam adaptadas para essa finalidade.

Em geral, as proposições na literatura de adaptadas estruturas de controle precisam atender dois desafios:

1. Definir a estrutura de controle e modelar as referências das variáveis de controle da MSIP não senoidal;
2. Definir controladores apropriados para rastreamento das referências das variáveis de controle.

Enquanto o primeiro item tem o foco na escolha das variáveis de controle e modelagem/cálculo de suas ótimas referências para redução de ondulações de torque, o segundo ponto tem foco nos algoritmos de controladores capazes de rastrear as referências ótimas de controle propostas. As contribuições dos trabalhos da literatura podem estar apoiadas em apenas um dos itens citados ou mesmo na combinação deles para composição de um esquema completo de controle. As seções seguintes abordam esses tópicos em detalhes.

2.3.1 Variáveis de controle e suas referências para mitigação ativa de ondulações de torque em acionamentos com MSIP

Estruturas de controle convencionais de MSIP senoidais são construídas baseadas em diferentes variáveis de controle, por exemplo: malha de controle de corrente do estator em esquemas do tipo *Field Oriented Control*¹ (FOC); malha de controle de torque e módulo de fluxo do estator em esquemas tipo *Direct Torque Control*² (DTC) [115]; malha de controle de fluxo do estator [116, 117]; malha de controle de corrente e módulo de fluxo do estator em esquemas *Direct Flux Vector Control*³ (DFVC); ou mesmo malha de controle de torque ativo e reativo em abordagens alternativas [25, 118].

No contexto da mitigação ativa de ondulações de torque, a estrutura de controle de corrente baseada em FOC é a mais comumente adotada para as proposições de melhorias e adaptações, embora as demais estruturas também sejam investigadas e utilizadas nesse contexto [25, 87, 118, 119]. Para os propósitos de clareza e coesão dos desenvolvimentos desse capítulo, o foco está nas estruturas de corrente embora os conceitos possam ser correlacionados às demais estruturas de controle.

As proposições da literatura para obtenção das referências apropriadas de controle para redução de ondulações de torque podem ser categorizadas em métodos *feedback* e métodos *feedforward*. As seções seguintes discutem essas abordagens.

2.3.1.1 Métodos *feedback*

Os métodos *feedback* baseiam-se inicialmente em monitorar em tempo real a presença das ondulações de torque de forma direta ou indireta. A informação da presença de ondulação é encaminhada a uma etapa do controle responsável por transformá-la em referências harmônicas das variáveis de controle principais.

Enquanto o monitoramento direto implica em medir diretamente o torque harmônico no eixo da máquina, o monitoramento indireto significa monitorar algum dos efeitos das ondulações de torque, tal como discutido na Seção 2.1. Assim, a realimentação das ondulações de torque pode ocorrer baseada em:

1. **Medição direta de torque** - Em [120] o torque é medido diretamente por um transdutor de torque acoplado entre a MSIP não senoidal e a carga. A partir da medição em tempo real do torque, componentes harmônicas de torque são calculadas e encaminhadas a um controlador de aprendizagem iterativa. Esse controlador manipula, como variável de saída, a magnitude da componente harmônica de corrente do estator na frequência das ondulações de torque.

¹ Controle orientado em campo, em tradução livre do inglês

² Controle direto de torque, em tradução livre do inglês

³ Controle direto de fluxo, em tradução livre do inglês

2. **Medição da ondulação de velocidade** - Em [36], com base na velocidade medida no eixo da MSIP, calcula-se em tempo real a magnitude da ondulação de velocidade provocada pelas ondulações de torque na frequência correspondente. Essa magnitude da componente harmônica de velocidade é encaminhada a um controlador Fuzzy que manipula, como variável de saída, a magnitude das referências de correntes harmônicas na frequência da ondulação de velocidade. Assim, o controlador Fuzzy calcula, iterativamente, e variante em relação ao ponto de operação, a magnitude das referências de componentes harmônicas de corrente que mitigam as ondulações de velocidade e, indiretamente, mitigam as ondulações de torque. Em [52] as ondulações de velocidade medida na aplicação de compressores para condicionadores de ar são atenuadas em tempo real através de um controlador ressonante que calcula as referências harmônicas de corrente e encaminha para a malha de controle de corrente. Em [37], baseada nas ondulações de velocidade, é empregado um método de aprendizagem em tempo real *Adaptive Decision Fusion* (ADF) para manipular iterativamente em tempo real correntes harmônicas ou diretamente tensões harmônicas de referência para redução de ondulações de torque. Em [38], é implementado um método de busca iterativa, manipulando referência de correntes harmônicas na frequência das ondulações de velocidade observando o efeito na ondulação de velocidade.
3. **Medição da vibração** - Em [40], um acelerômetro é instalado na carcaça da máquina a fim de medir a vibração em tempo real do sistema. A amplitude da componente harmônica de aceleração na frequência da ondulação de torque é calculada a partir de uma análise de Fourier em tempo real do sinal do acelerômetro. Essa informação é encaminhada a uma malha de controle que manipula a amplitude da corrente harmônica de estator de mesma frequência da ondulação do sinal do acelerômetro. Em [44] é proposto a utilização de um filme piezoelétrico para monitorar a vibração torsional da máquina. Similarmente à [40], essa informação indireta das ondulações de torque é utilizada como realimentação de um esquema de cálculo da corrente harmônica de referência. Apesar de microfones também poderem fornecer informações das frequências de vibração da máquina, estarão sujeitos à poluição sonora do ambiente [40].

Com base na análise das propostas de abordagens *feedback* da literatura, é possível apontar suas vantagens e desvantagens:

- Vantagens:
 - Em geral, tendem a ser capazes de atenuar as ondulações do motor, carga e acoplamento mecânico uma vez que os métodos *feedback* são baseados nas medições/estimativas do torque ou seus efeitos no sistema de acionamento;

- Não requerem precisa modelagem da fonte de ondulações de torque. Por ser um processo de busca iterativa com realimentação, os métodos *feedback* requerem usualmente somente informações a respeito da frequência, magnitude e fase da grandeza monitorada para gerar as referências harmônicas de controle;
 - Tendem a ser capazes de atenuar ondulações que surjam durante a operação. As características das ondulações de torque, como amplitude, fase e frequência podem mudar ao longo da vida útil do acionamento. Ainda, excentricidades ou desalinhamentos podem ser adicionados no sistema com mudanças na conexão mecânica da carga ou mesmo desgaste nas partes mecânicas.
- Desvantagens:
 - Tempo de convergência. As técnicas baseadas em *feedback* envolvem um processo iterativo para busca das referências harmônicas de corrente em cada ponto e condição de operação. Assim, os métodos *feedback* tem eficácia não instantânea de redução de ondulação de torque, deixando o acionamento sujeito as ondulações durante transientes de ponto de operação;
 - Eficiência não é priorizada. Em diversas propostas *feedback* desconsidera-se a participação da componente de corrente de eixo direto na redução de ondulação de torque embora produza torque útil em MSIPs de ímã no interior do rotor;
 - Circuitos adicionais. Diversos trabalhos na literatura propõem sensores adicionais no acionamento para monitoramento direto ou indireto das ondulações de torque para compensação, o que tem impacto em seu custo. Além disso, sensores como transdutores de torque não podem ser instalados em acionamentos compactos ou que operem em ambiente agressivo.

2.3.1.2 Métodos *feedforward*

Os métodos *feedforward* baseiam-se na modelagem matemática das ondulações de torque para projetar as componentes harmônicas de corrente de referências ou outras variáveis de controle alternativas, dependendo do esquema de controle adotado.

Os métodos *feedforward* são estudados na literatura sobretudo para mitigação das ondulações produzidas pela própria MSIP.

O ponto comum de partida para o projeto das ótimas referências é a obtenção de modelo do torque eletromagnético da MSIP que incorpore os fenômenos relativos a produção das ondulações de torque.

Muitos trabalhos na literatura optam por utilizar análise de elementos finitos, que é uma poderosa ferramenta numérica para cálculo do torque a partir do projeto eletromagnético da máquina [121].

Dentre as principais vantagens da utilização dessa ferramenta pode-se citar a capacidade de cálculo do torque contando com o efeito de temperatura e efeito de carregamento nas grandezas eletromagnéticas, incorporando saturação do material magnético, deformação de formas de onda de fluxo, indutâncias e torque de borda.

Por outro lado essa ferramenta consome um alto custo computacional e não é destinada ao cálculo em tempo real do torque na aplicação.

Alternativamente, tem-se os modelos analíticos, baseados em parâmetros circuitais, como indutâncias e fluxos do rotor, que são também amplamente utilizados na literatura para modelar o torque eletromagnético da MSIP considerando suas ondulações.

Tais modelos analíticos tendem a oferecer um cálculo mais ágil do torque eletromagnético, o que é mais favorável para cálculo em tempo real em sistemas embarcados. Porém, a dificuldade inerente desses modelos está na obtenção e modelagem dos parâmetros de circuito de forma que representem o comportamento da máquina em condições de saturação, efeitos de carregamento, componentes harmônicas e temperatura [65, 76–81, 122, 123]. Efeitos não modelados ou variações paramétricas do modelo do torque reduzirão a eficácia da solução baseada em modelo analítico para redução das ondulações de torque.

Os trabalhos mais recentes na área de mitigação ativa *feedforward* de ondulações de torque combinam as ferramentas para representar o torque analiticamente utilizando parâmetros modelados via elementos finitos. A seção seguinte procura trazer uma visão geral das abordagens de modelagem e estratégias de cálculo das referências ótimas de trabalhos apresentados na literatura.

2.3.1.3 Visão geral dos métodos *feedforward*

É possível distinguir três etapas nas propostas de solução *feedforward* para mitigação de ondulações de torque em MSIPs não senoidais:

1. Obtenção do modelo adequado de torque da MSIP, incorporando as fontes da produção de ondulações de torque;
2. Solução do modelo de torque para obtenção das referências otimizadas de controle;
3. Implementação de um esquema de controle adequado para rastreamento das referências otimizadas;

2.3.1.4 Modelagem do torque eletromagnético em abordagens *feedforward*

Ao longo das últimas três décadas autores têm estudado o problema das ondulações de torque com diferentes níveis de complexidade e profundidade no modelo de torque das MSIPs. O nível de complexidade adotado nos trabalhos tem relação não apenas com a

limitação do estado da arte da época mas também com a topologia e as fontes da máquina alvo.

Em uma organização gradativa de complexidade de modelagem do torque eletromagnético no contexto da redução de ondulação de torque, pode-se identificar que os trabalhos fazem as seguintes adoções:

- Modelagem do torque de MSIPSR utilizando FCEMs não senoidais a vazio - As máquinas de ímã na superfície do rotor foram os primeiros alvos de estudos de redução de ondulações de torque [14]. Nessa topologia de máquina, as ondulações de torque estão, sobretudo, relacionadas ao conteúdo harmônico das FCEMs e torque de borda⁴. Os primeiros trabalhos dessa linha de pesquisa baseiam-se em modelos de torque considerando as componentes harmônicas das FCEMs e *cogging* torque em vazio. Ou seja, despreza-se os efeitos que o carregamento da máquina tem sobre o comportamento das componentes harmônicas de FCEM e torque de borda [14, 25, 32, 33, 43, 44, 119, 124–133]
- Modelagem do torque de MSIPIRs utilizando FCEMs não senoidais a vazio e indutâncias senoidais sem saturação - Máquinas de ímã no interior do rotor contam com a contribuição das indutâncias na produção de torque eletromagnético. Em função disso, os modelos de torque precisam incluir sua participação para análise das ondulações de torque e derivação de soluções *feedforward*. Em [134], [17] e [19] utiliza-se um modelo de torque para MSIPIR negligenciando as componentes harmônicas de indutância e os efeitos de carregamento e saturação nas indutâncias e FCEMs. Ainda em [17] o torque de borda é considerado, porém também sem considerar efeitos de carregamento.
- Modelagem do torque de MSIPIRs utilizando FCEMs não senoidais a vazio e indutâncias não senoidais sem saturação - Trabalhos como [16] e [75] propõem considerar no modelo de torque eletromagnético, além das componentes harmônicas de FCEM, também componentes harmônicas nas indutâncias da máquina. Esses parâmetros são assumidos constantes em relação ao carregamento;
- Modelagem do torque de MSIPIRs utilizando FCEMs não senoidais a vazio e indutâncias senoidais com efeito de saturação - Trabalhos como [78], [38] e [135] modelam o torque considerando FCEMs não senoidais e indutâncias senoidais. Apesar das indutâncias não possuírem componentes harmônicas, esses trabalhos incluem o efeito da saturação das indutâncias no modelo do torque. Distorções na forma de onda de FCEM e indutâncias por carregamento são desconsideradas;

⁴ Quando considerada a estratégia de controle vetorial FOC.

- Modelagem do torque de MSIPIRs utilizando FCEMs não senoidais a vazio e indutâncias não senoidais com efeito de saturação - Em [65] é proposto um modelo analítico de torque que considera, além de FCEM não senoidal, os efeitos da saturação e carregamento nas indutâncias não senoidais de uma IPMSM;
- Modelagem do torque de MSIPIRs considerando, ainda que indiretamente, FCEM não senoidais com efeito de carga e indutâncias não senoidais com efeito de saturação - Nos trabalhos [18] e [136] os efeitos de carregamento nas FCEMs e indutâncias são incorporados no modelo do torque, cobrindo mudança das magnitudes dessas grandezas em função da saturação e deformação das formas de onda devido ao carregamento. O modelo de torque empregado nesses trabalhos não é puramente analítico, mas sim modelo numérico, obtido experimentalmente em [18] e híbrido em [136].
- Modelagem do torque de MSIPIRs considerando efeito de carregamento e temperatura em FCEMs e indutâncias não senoidais - O modelo proposto em [123] é numérico e baseado em uma dezena de tabelas de consulta (*Lookup Tables - LUTs*) tridimensionais, consultadas com as informações em tempo real de correntes, posição e corrigidas em função da temperatura. O modelo contempla componentes harmônicas espaciais de FCEM e indutâncias, saturações diretas e cruzadas e efeitos de temperatura no motor além de torque de borda com efeitos de carregamento e temperatura. Em [76] o torque não é modelado em função da temperatura, porém seu efeito é avaliado experimentalmente.

Em um visão geral das diferentes abordagens de modelagem de torque em MSIPs não senoidais, nota-se o esforço de trabalhos mais recentes em enriquecer o modelo para incluir efeitos como saturação direta e cruzada, temperatura e demais efeitos de carregamento nas grandezas eletromagnéticas, além das componentes harmônicas espaciais.

O ponto comum dos trabalhos mais completos em suas modelagens é manter o formato analítico de cálculo do torque a partir de elementos circuitais, porém com parâmetros modelados numericamente para incluir os efeitos necessários e desejados. É importante ressaltar que quanto mais completo e complexo for o modelo matemático do torque, mais complexo é o desafio de definir soluções para redução das ondulações de torque, como discutido na seção seguinte.

2.3.1.5 Estratégias de solução em abordagens *feedforward*

A seguinte etapa das estratégias *feedforward* de mitigação ativa de ondulações de torque é a metodologia para definir as ótimas referências de controle baseado no modelo de torque. Comumente são adotadas estruturas de controle nas quais as correntes de

estator são as variáveis de controle e então, nesta etapa tem-se o objetivo de encontrar as referências de correntes ótimas que minimizam as ondulações de torque.

É amplamente reconhecido que existem infinitas possibilidades e combinações de valores de corrente de estator que atendem esse requisito. Por isso, adota-se um critério adicional para auxiliar na definição de uma solução. Usualmente, o critério empregado é o de mitigação das ondulações de torque com o menor valor de magnitude de corrente do estator possível, buscando produzir torque sem ondulações com mínima produção de perdas Joule no enrolamento do estator.

Esse critério alia-se ao, bem difundido, conceito de operação em Máximo Torque por Ampère (MTPA) ou Máximo Torque por Corrente (MTPC). Para máquinas senoidais, a operação em MTPA significa alimentar a máquina com uma combinação de magnitude e fase das correntes do estator que atenda a demanda de torque eletromagnético com o menor módulo instantâneo de corrente do estator possível. No cenário de MSIPs não senoidais, esse requisito é adicionado ao de redução de ondulações de torque para ajudar a definir as correntes ótimas de estator e assim produzir torque suave com a menor corrente de estator possível.

Esse problema de otimização é, em resumo, apresentado na forma

$$\begin{cases} \text{Encontrar } \mathbf{i} \text{ a fim de} \\ \text{Minimizar } |\mathbf{i}| \\ \text{Sujeito à } T_e = T_e^{ref}, \end{cases} \quad (2.1)$$

em que \mathbf{i} é o vetor de corrente do estator, $|\mathbf{i}|$ é o módulo do vetor de corrente do estator, T_e é o modelo de torque e T_e^{ref} é a referência de torque. Em (2.1): T_e^{ref} é a variável de entrada do problema; \mathbf{i} é a variável de saída; $|\mathbf{i}|$ pode ser calculado como a norma \mathcal{L}^2 de \mathbf{i} ; e T_e é calculado a partir do modelo de torque, tal como discutido na Seção 2.3.1.4.

Diversas abordagens e ferramentas são utilizadas para solucionar o problema (2.1), que podem ser agrupadas em:

- Soluções numéricas:
 - Método Gauss Newton [16];
 - Algoritmo Genético ou outros sistemas inteligentes [17, 19, 20, 78];
 - Busca exaustiva [18].
- Soluções analíticas:
 - Soluções subótimas/aproximadas [85, 133, 137];
 - Multiplicador de Lagrange [126, 131, 138–141];
 - Análise de gradiente de torque [75, 142];

- Teoria da potência instantânea [19, 25, 26, 29, 129, 143–148];
- Análise geométrica [32, 91];
- Expansão em série de Fourier do modelo de torque [14, 33, 124, 149–152];
- Alternativos referenciais de orientação do modelo da máquina e torque [135, 142, 148, 153–157].

As metodologias de solução numérica podem se basear em modelos de torque analíticos com parâmetros circuitais [17, 19], modelos numéricos de elementos finitos [20] ou mesmo modelos empíricos [18]. Essas metodologias de busca da solução ótima usualmente tendem a ter maior custo computacional e não são processadas em tempo real diretamente na aplicação, mas pré-processadas *offline*, fora da aplicação, utilizando recursos computacionais com mais poder de processamento e outras ferramentas de apoio. Em efeito, essas metodologias usualmente tem o objetivo de mapear numericamente as soluções ótimas e armazená-las na forma de LUTs ou outra estratégia (rede neural [19, 32]) para serem consultadas em tempo real pelo algoritmo de controle.

Por outro lado, percebe-se nos trabalhos do grupo de soluções analíticas uma intenção de oferecer equações em forma fechada para a solução do problema de referências ótimas de corrente. Tal solução analítica tende a ser de mais fácil adaptação a outras máquinas com outros parâmetros e prover uma solução de forma mais ágil. Porém, quanto mais fenômenos são incorporados no modelo do torque, mais complexa é a solução e mais dependente do mapeamento numérico dos parâmetros circuitais.

Ainda, as soluções analíticas em forma fechada são resultado das considerações feitas em sua dedução a respeito de saturação, efeitos de carregamento, presença de torque de borda, interação entre harmônicos espaciais e etc. Assim, é importante estar ciente das limitações das soluções em relação a quais fenômenos são considerados e quais são negligenciados nas propostas.

Em [85, 133], negligencia-se a contribuição das componentes harmônicas de FCEM de eixo direto na corrente ótima de referência no controle de MSIPs de ímã na superfície.

Em [25, 29, 30, 32, 91, 118, 118, 126, 131, 138, 140, 141] as equações das soluções ótimas de corrente do estator consideram todo espectro harmônicos das FCEMs. No entanto, as soluções atendem apenas MSIPs de ímã na superfície, sem considerar relutância, saturações, efeitos de carregamento ou torque de borda.

Em [153–156], ao invés de propor equações em forma fechada para referências ótimas, os autores propõem novos referenciais para se orientar o modelo da MSIPs de ímã na superfície não senoidal de maneira que, nos novos referenciais, referências constantes de corrente de eixo direto e em quadratura conduzirão a apropriadas correntes harmônicas no estator para redução das ondulações de torque. As propostas mencionadas são válidas para

máquinas de ímã na superfície do rotor e em [135, 142, 157] são expandidas para MSIPs de ímã no interior do rotor. No entanto, essa expansão não considera apropriadamente operação MTPA para redução das ondulações de torque.

Em [139] é proposta uma equação em forma fechada para magnitude e fase de referência ótima das componentes harmônicas da corrente do estator em função da componente fundamental para MSIPs de ímã no interior do rotor. Embora a solução incorpore o torque de borda e a modificação das indutâncias em função o nível de carga, não são considerados efeitos de saturação cruzada, efeitos de carregamento e a interação entre as componentes harmônicas de corrente e fluxo do rotor na produção de torque médio.

Com base na análise apresentada nesta Seção, as vantagens e desvantagens dos métodos *feedforward* podem ser organizadas da seguinte forma:

- Vantagens:
 - Solução instantânea - As soluções *feedforward*, seja na forma de consulta à solução numérica ou modelos analíticos, oferecem o valor instantâneo para cada ponto de operação da máquina. Diferentemente, as soluções *feedback* requerem processo iterativo para convergência;
 - Não requer esquema de monitoramento direto ou indireto das ondulações - as soluções *feedforward* requerem usualmente apenas medidas de posição da máquina e/ou correntes para consulta à solução numérica ou modelos analíticos;
 - As soluções *feedforward* costumam ser produzidas visando operação MTPA da máquina, ou seja, buscando o ótimo compromisso de amplitude e fase das componentes harmônicas de corrente do estator para minimizar a magnitude instantânea de corrente necessária para mitigação das ondulações de torque.
- Desvantagens:
 - As soluções *feedforward* são usualmente propostas para mitigar as ondulações provocadas pela própria MSIP e não pela carga ou acoplamento/transmissão mecânica. Como apresentado, as soluções *feedforward* requerem modelagem das ondulações de torque;
 - Dificuldade de incorporar efeitos de temperatura, envelhecimento, saturação e efeitos de carregamento das grandezas envolvidas na produção de torque;
 - As soluções *feedforward* tendem a ser sensíveis a variações paramétricas.

2.3.1.6 Controladores em esquemas de redução de ondulações de torque

O requisito para um sistema de controle com objetivo de redução de ondulações de torque é a capacidade, em regime ou dinamicamente, de produção de componentes harmônicas de tensão para injeção das necessárias componentes harmônicas de corrente.

Controladores Proporcional-Integral comumente empregados em esquemas de controle convencionais de controle de corrente ou torque possuem uma limitação da banda passante que pode não cobrir as frequências das ondulações. Ou seja, esses controladores não têm capacidade apropriada de seguimento de referências harmônicas, necessárias nos esquemas baseados em controle de corrente, ou a capacidade de rejeição a distúrbios harmônicos, relativos aos esquemas de controle de torque [158].

Nesse sentido, diversos controladores tem sido utilizados na literatura para atender a necessidade de injeção de correntes harmônicas em esquemas de controle para redução de ondulação de torque em acionamentos com MSIPs:

- Controlador de aprendizagem iterativa [34, 120];
- Controlador repetitivo [133, 159];
- Controlador ressonante [17, 36, 38, 73, 76, 78, 86, 87, 139, 160, 161]
- Controlador por modos deslizantes [147, 162];
- Controle preditivo [25, 30];
- Controle *deadbeat* [158];
- Controle de histerese [85, 146, 163, 164];
- Controle em múltiplos referenciais síncronos [74, 128, 130, 165–169].

Os controladores mencionados estão inseridos no contexto das estratégias ativas de redução de ondulações de torque, *feedback* ou *feedforward*, e são empregados não apenas em esquemas de controle de corrente, mas também em esquemas de controle de torque e outros esquemas alternativos. Os numerosos trabalhos presentes na literatura com uso de diferentes controladores demonstram a eficácia desses controladores em atender a necessidade de controle de componentes harmônicas de corrente. A escolha de qual controlador utilizar fica a cargo, essencialmente, da avaliação do projetista a respeito das características de cada estratégia, ponderando sobre, por exemplo, sensibilidade paramétrica, *chattering*, frequência de chaveamento, dificuldade de sintonia e estabilidade.

Com foco nos controladores e no contexto das ondulações de torque, as contribuições na literatura concentram esforços nas proposições de modificações e melhorias dos controladores bem como aumento da oferta de opções alternativos esquema de controle.

2.3.1.7 Desafios e oportunidades das técnicas de mitigação de ondulações de torque

Com base na análise da literatura é possível apontar algumas frentes de oportunidades de contribuição na área de redução ativa de ondulações de torque em acionamentos com MSIP.

Inicialmente pode-se mencionar a investigação de estruturas de controles alternativas para mitigação de ondulações de torque. Estrutura baseada em controle de corrente é a mais utilizada. No entanto, a adaptação de diferentes estratégias de controle, com diferentes variáveis de controle, é um tópico pouco explorado na literatura e que tem motivado trabalhos deste autor, como [20, 25, 118].

Pode-se mencionar também o enriquecimento dos modelos de torque de MSIPs não senoidais. Ao longo das últimas décadas nota-se a crescente profundidade e melhoramento dos modelos de torque e soluções para mitigação das ondulações de torque. A inclusão de efeitos de temperatura, efeitos de carregamento e utilização de componentes harmônicas de eixo 0 são tópicos em aberto para investigações que podem fomentar trabalhos.

Ainda, é possível notar no estado da arte que os trabalhos têm investigado e proposto técnicas de mitigação ativa de ondulações de torque essencialmente para operação em baixa velocidade e usualmente são elencadas as seguintes razões:

- Limitação de tensão - A injeção de componentes harmônicas de corrente requer componentes harmônicas adicionais de tensão. Sobretudo em velocidades altas, próximas ou na condição de enfraquecimento de campo, a limitação de tensão do barramento CC afeta a possibilidade de injeção de componentes harmônicas de tensão e assim afeta a eficácia da mitigação das ondulações de torque [17, 170, 171];
- Inércia mecânica - Em diversas aplicações o conjunto mecânico do acionamento comporta-se similarmente a um filtro passa baixas. Assim, à medida em que a o sistema acelera, a frequência das ondulações de torque aumentam e ultrapassam a frequência de corte do sistema mecânico de forma que os efeitos das ondulações de torque de frequências fora da largura de banda do sistema mecânico se tornam menos significativos [18];
- Dificuldade de injeção de alta frequência - A frequências das componentes harmônicas de corrente para mitigação das ondulações de torque são múltiplas da frequência fundamental. A medida em que a máquina é acionada em altas velocidades, além das limitações anteriormente mencionadas, existe a dificuldade de rastreamento de referências de alta frequência pelos controladores de corrente, ou torque, em função das limitadas bandas passantes. Ainda, existe a dificuldade de efetiva aplicação de componentes harmônicas de tensão de alta frequência com frequência limitada de PWM.

As razões apontadas na literatura revelam as visões dos autores sobre as dificuldades práticas de rastreamento e injeção de componentes harmônicas de tensão e corrente em altas velocidades. Nesse sentido, considerando que MSIPs são requisitadas a operar em região MTPA e enfraquecimento de campo, a escassez de propostas para injeção de harmônicos

em alta velocidade constitui uma frente de oportunidade de contribuição ao estado da arte [146].

Alinhado a isso, constitui um desafio a definição de referências ótimas de controle para redução de ondulação de torque na região de enfraquecimento de campo.

2.4 Síntese do Capítulo

Este Capítulo apresenta uma visão geral das técnicas de mitigação ativa de ondulações de torque em acionamentos com MSIP, expondo os desafios de engenharia deste tópico e agrupando e apontando as diferentes contribuições dos trabalhos das últimas três décadas conforme as etapas do procedimento geral das estratégias de mitigação.

Inicialmente, este Capítulo aponta os efeitos das ondulações de torque no acionamento com MSIP. Tais efeitos são, de maneira geral, indesejados nas aplicações e motivam autores na literatura a proporem estratégias para mitigá-las.

Em seguida, este Capítulo aponta uma ampla variedade de possíveis fontes de ondulações de torque em acionamentos com MSIP que são alvo de investigações na literatura. Com apresentado, as ondulações podem ser provocadas pela carga mecânica acionada, sistema de transmissão mecânica ou pela própria MSIP. Das fontes de ondulação, esse trabalho interessa-se por aquelas produzidas pela máquina em condição equilibrada e em operação saudável provenientes das componentes harmônicas espaciais de indutância e fluxo dos ímãs do rotor.

De maneira geral, a base da mitigação ativa de ondulações de torque é a injeção de apropriadas componentes harmônicas de corrente de estator para induzir componentes harmônicas de torque que se contraponham as ondulações originais. Para isso, os esquemas convencionais de controle de MSIP precisam ser adaptados em alguns aspectos, conforme analisado neste trabalho: adaptação da modelagem e cálculo das referências de controle; e adaptação dos controladores.

Em relação ao cálculo apropriado de adaptadas referências de controle, este Capítulo revisa as metodologias *feedback* e *feedforward*, apontando suas respectivas vantagens, desvantagens, limitações e desafios.

Em relação à adaptação do esquema de controladores, este Capítulo aponta a variedade de controladores propostos para esse contexto.

A ampla variedade de ferramentas e estratégias propostas na literatura permite mitigar ondulações de torque em acionamentos com MSIP considerando diversas fontes e fenômenos. No entanto, é possível identificar lacunas nas soluções propostas que motivam os desenvolvimentos dos Capítulos seguintes desta tese, como a inclusão da participação de componentes harmônicas de sequência zero e esquemas alternativos de controle.

3 MODELO DINÂMICO DE MSIPS NÃO SENOIDAIS

Este capítulo apresenta o desenvolvimento do modelo matemático de circuito equivalente e de torque eletromagnético de MSIPs trifásicas não senoidais para análise dinâmica em tempo contínuo. O desenvolvimento desse capítulo assume as seguintes considerações: a MSIP é trifásica com enrolamentos independentes, simétricos e equilibrados; perdas no ferro são negligenciadas; efeitos da temperatura sobre os parâmetros da máquina são negligenciados; e efeitos de carregamento no fluxo do rotor são negligenciados.

Os modelos apresentados nesse capítulo fundamentam as análises e proposições dos capítulos seguintes.

3.1 Modelo vetorial dinâmico em tempo contínuo de MSIPs não senoidais

A Figura 3 ilustra, de maneira simplificada, uma MSIP trifásica, de enrolamentos de fases a , b , e c , com ímã no interior do rotor de um par de polos com os eixos de referenciais de orientação abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$ (Apêndice A).

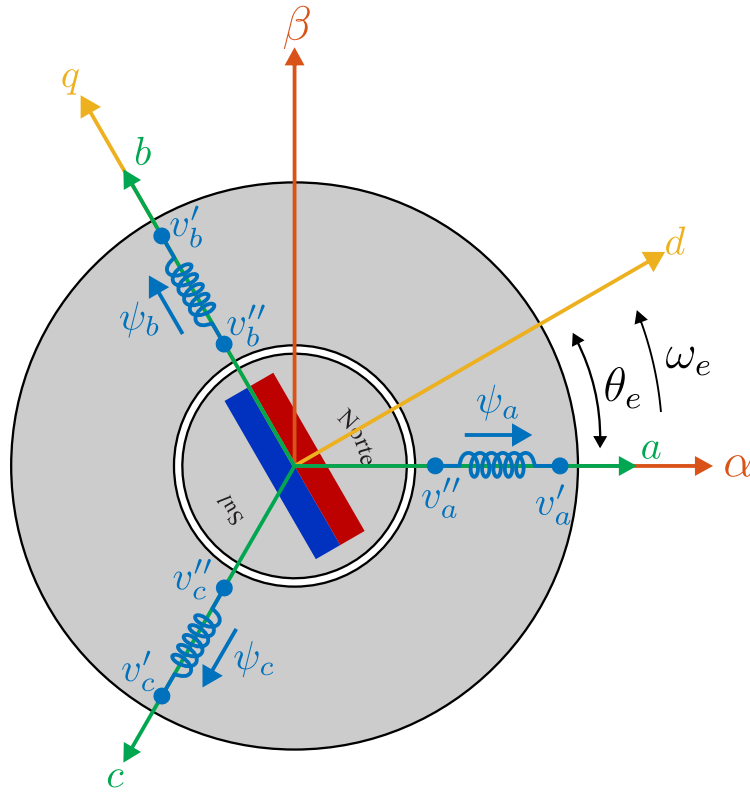
No circuito do estator, o vetor de fluxo magnético total $\boldsymbol{\psi}_{abc}$ por cada fase abc do estator é

$$\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) = \boldsymbol{\psi}_{s,abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) + \boldsymbol{\lambda}_{abc}(\theta_e), \quad (3.1)$$

em que $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ é o vetor de correntes de fase do estator; θ_e é a posição elétrica do rotor; $\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) = [\psi_a(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \ \psi_b(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \ \psi_c(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)]^T$ é o vetor de fluxo total por cada enrolamento de fase do estator em função da corrente do estator e posição elétrica; $\boldsymbol{\psi}_{s,abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) = [\psi_{s,a}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \ \psi_{s,b}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \ \psi_{s,c}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)]^T$ é a parcela de $\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ que é produzida pelos enrolamentos do estator; e $\boldsymbol{\lambda}_{abc}(\theta_e) = [\lambda_a(\theta_e) \ \lambda_b(\theta_e) \ \lambda_c(\theta_e)]^T$ é a parcela de $\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ proveniente dos ímãs do rotor. Efeitos de saturação direta, saturação cruzada e componentes harmônicas espaciais são contempladas na dependência de $\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ e $\boldsymbol{\psi}_{s,abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ em relação às correntes do estator \mathbf{i}_{abc} e posição elétrica θ_e . Apenas efeitos de harmônicos espaciais são considerados no fluxo concatenado do rotor, de forma que do fluxo do rotor é dependente apenas da posição elétrica, $\boldsymbol{\lambda}_{abc}(\theta_e)$.

O fluxo $\boldsymbol{\psi}_{s,abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ pode ser modelado em função das correntes de estator e

Figura 3 – Representação física simplificada de uma máquina síncrona trifásica de ímã permanente no interior do rotor com um par de polos, junto dos eixos dos referenciais de orientação.



Fonte: o autor.

matriz de indutâncias aparentes $\mathbf{L}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$, de forma que¹

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_{s,abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) &= \mathbf{L}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \mathbf{i}_{abc} \\ \begin{bmatrix} \psi_{s,a}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ \psi_{s,b}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ \psi_{s,c}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{aa}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{ab}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{ac}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ M_{ba}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & L_{bb}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{bc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ M_{ca}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{cb}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & L_{cc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

em que $L_{aa}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$, $L_{bb}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ e $L_{cc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ são as autoindutâncias em função das correntes da corrente do estator e posição elétrica; e $M_{ab}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$, $M_{ac}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$, $M_{ba}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$, $M_{bc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$, $M_{ca}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$, $M_{cb}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ são as indutâncias mútuas entre fases em função das correntes do estator e posição elétrica.

A partir da Figura 3 e da Lei de Faraday escreve-se a equação de tensões do circuito do estator como

$$\mathbf{v}_{a'b'c'} = R\mathbf{i}_{abc} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)}{dt} + \mathbf{v}_{a''b''c''}, \quad (3.3)$$

em que $\mathbf{v}_{a'b'c'} = [v_{a'} \ v_{b'} \ v_{c'}]^T$ é o vetor de potenciais nos terminais $a'b'c'$ das fases do estator;

¹ Alternativamente, o comportamento do fluxo do estator pode ser modelado diretamente como uma LUT n -dimensional em função das n variáveis que afetam seu comportamento [123]

$\mathbf{v}_{a''b''c''} = [v_{a''} \ v_{b''} \ v_{c''}]^T$ é o vetor de potenciais nos terminais $a''b''c''$ do estator; e R é o valor de resistência das fases do estator, considerada igual nas fases da MSIP.

Estabelecendo que

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a'} \\ v_{b'} \\ v_{c'} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{a''} \\ v_{b''} \\ v_{c''} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a'} - v_{a''} \\ v_{b'} - v_{b''} \\ v_{c'} - v_{c''} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

seja o vetor de tensões de fase entre os terminais $a'b'c'$ e $a''b''c''$, a equação de tensões (3.3) é reescrita na forma

$$\mathbf{v}_{abc} = R\mathbf{i}_{abc} + \frac{d\psi_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)}{dt}. \quad (3.5)$$

O agrupamento de (3.1), (3.2) e (3.5) resume o modelo o modelo dinâmico da máquina utilizando grandezas em referencial estacionário abc e escolhendo o fluxo do estator $\psi_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)$ como variável de estado, tal que

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)}{dt} = \mathbf{v}_{abc} - R\mathbf{i}_{abc} \\ \psi_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) = \mathbf{L}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\lambda}_{abc}(\theta_e) \end{cases} \quad (3.6)$$

ou

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ \psi_b(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ \psi_c(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \psi_a(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ \psi_b(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ \psi_c(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{ab}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{ac}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ M_{ba}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & L_{bb}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{bc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \\ M_{ca}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & M_{cb}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) & L_{cc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_a(\theta_e) \\ \lambda_b(\theta_e) \\ \lambda_c(\theta_e) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (3.7)$$

O modelo (3.7) pode ser representado no referencial $dq0$ girante, síncrono à posição elétrica θ_e do rotor, utilizando a matriz de transformação invariante à potência (Apêndice A)

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Com (3.8), uma dada variável genérica abc $\mathbf{x}_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ é expressa no referencial $dq0$ como $\mathbf{x}_{dq0} = [x_d \ x_q \ x_0]^T$ através de

$$\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{T} \mathbf{x}_{abc}. \quad (3.9)$$

e a transformação inversa de \mathbf{x}_{dq0} para \mathbf{x}_{abc} é

$$\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_{dq0}. \quad (3.10)$$

A aplicação de (3.9) e (3.10) em (3.5) permite reescrever o modelo dinâmico da MSIP no referencial $dq0$ tal que

$$\begin{aligned}
\mathbf{T}\mathbf{v}_{abc} &= \mathbf{T}R\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{T}\frac{d\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)}{dt} \\
\mathbf{v}_{dq0} &= R\mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{T}\frac{d(\mathbf{T}^{-1}\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e))}{dt} \\
\mathbf{v}_{dq0} &= R\mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{T}\left(\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt}\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \mathbf{T}^{-1}\frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{dt}\right) \\
\mathbf{v}_{dq0} &= R\mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{T}\left(\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta_e}\frac{d\theta_e}{dt}\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \mathbf{T}^{-1}\frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{dt}\right) \\
\mathbf{v}_{dq0} &= R\mathbf{i}_{dq0} + \omega_e\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{dt}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

em que $\omega_e = d\theta_e/dt$ é a velocidade elétrica do rotor e \mathbf{J} é uma matriz de rotação tal que

$$\mathbf{J} = \mathbf{T}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta_e} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{3.12}$$

A expansão de (3.11) na forma matricial é expressa por

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix}. \tag{3.13}$$

A transformação de referencial também é aplicada ao modelo de fluxo do estator (3.2) utilizando (3.9) e (3.10), resultando em

$$\begin{aligned}
\mathbf{T}\boldsymbol{\psi}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e) &= \mathbf{T}\mathbf{L}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{T}\boldsymbol{\lambda}_{abc}(\theta_e) \\
\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) &= \mathbf{T}\mathbf{L}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)(\mathbf{T}^{-1}\mathbf{i}_{dq0}) + \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) \\
\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) &= \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\mathbf{i}_{dq0} + \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)
\end{aligned} \tag{3.14}$$

em que

$$\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) = \mathbf{T}\mathbf{L}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{dd}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & L_{qq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & L_{00}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix}. \tag{3.15}$$

A expansão de (3.14) na forma matricial é expressa como

$$\begin{bmatrix} \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & L_{qq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & L_{00}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_d(\theta_e) \\ \lambda_q(\theta_e) \\ \lambda_0(\theta_e) \end{bmatrix}. \tag{3.16}$$

O agrupamento de (3.11) e (3.14) resume o modelo dinâmico da máquina utilizando grandezas em referencial síncrono $dq0$ orientado na posição elétrica θ_e e adotando o fluxo do estator $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ como variável de estado tal que

$$\begin{cases} \frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{dt} = \mathbf{v}_{dq0} - R\mathbf{i}_{dq0} - \omega_e \mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) = \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\mathbf{i}_{dq0} + \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) \end{cases} \quad (3.17)$$

ou

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & L_{qq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & L_{00}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_d(\theta_e) \\ \lambda_q(\theta_e) \\ \lambda_0(\theta_e) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.18)$$

O modelo dinâmico (3.17) pode ser alternativamente expresso escolhendo o vetor de corrente do estator \mathbf{i}_{dq0} como variável de estado. Para isso, substitui-se o modelo de fluxo $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ (3.14) no modelo de tensão (3.17). Inicialmente, as derivadas de fluxo são calculadas pela regra da cadeia como

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{dt} = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \mathbf{i}_{dq0}} \frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} + \omega_e \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e}. \quad (3.19)$$

Em (3.19) o termo $\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) / \partial \mathbf{i}_{dq0}$ é usualmente nomeado na literatura como indutância incremental e neste desenvolvimento é representada por $\mathbf{L}_{dq0}^{inc}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ tal que [123]

$$\mathbf{L}_{dq0}^{inc}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_q} & \frac{\partial \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_0} \\ \frac{\partial \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_q} & \frac{\partial \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_0} \\ \frac{\partial \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_q} & \frac{\partial \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial i_0} \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

O modelo de indutâncias incremental pode ser obtido pela derivada numérica do modelo LUT de fluxo [172] (em tempo real ou *offline*), ou pela derivada do modelo (3.14), considerando o modelo de indutâncias analítico ou na forma de LUT. Em máquinas em que a saturação magnética é desprezável e o fluxo do rotor não sofre efeitos de carregamento $\mathbf{L}_{dq0}^{inc}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ é igual a $\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$.

Ainda em (3.19), o termo $\partial\psi_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)/\partial\theta_e$ é desenvolvido com base em (3.14) de forma a obter-se

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial\theta_e}\left(\psi_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\right) &= \frac{\partial}{\partial\theta_e}\left(\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\mathbf{i}_{dq0} + \lambda_{dq0}(\theta_e)\right) \\ \frac{\partial\psi_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial\theta_e} &= \frac{\partial\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial\theta_e}\mathbf{i}_{dq0} + \frac{d\lambda_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e}.\end{aligned}\quad (3.21)$$

A aplicação de (3.20) e (3.21) em (3.19) resulta em

$$\frac{d\psi_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{dt} = \mathbf{L}_{dq0}^{inc}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} + \omega_e\frac{\partial\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial\theta_e}\mathbf{i}_{dq0} + \omega_e\frac{d\lambda_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e}\quad (3.22)$$

A substituição de (3.14) e (3.22) em (3.17) permite reescrevê-la como

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_{dq0} &= R\mathbf{i}_{dq0} + \omega_e\mathbf{J}\psi_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{d\psi_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{dt} \\ &= R\mathbf{i}_{dq0} + \omega_e\mathbf{J}\left(\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\mathbf{i}_{dq0} + \lambda_{dq0}(\theta_e)\right) + \mathbf{L}_{dq0}^{inc}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} \\ &\quad + \omega_e\frac{\partial\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial\theta_e}\mathbf{i}_{dq0} + \omega_e\frac{d\lambda_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \\ &= R\mathbf{i}_{dq0} + \omega_e\left(\mathbf{J}\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial\theta_e}\right)\mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{L}_{dq0}^{inc}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} \\ &\quad + \omega_e\left(\mathbf{J}\lambda_{dq0}(\theta_e) + \frac{d\lambda_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e}\right).\end{aligned}\quad (3.23)$$

Isolando a derivada de corrente no modelo (3.23) tem-se então

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} &= \left(\mathbf{L}_{dq0}^{inc}\right)^{-1}\left[\mathbf{v}_{dq0} - R\mathbf{i}_{dq0} - \omega_e\left(\mathbf{J}\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial\theta_e}\right)\mathbf{i}_{dq0} + \right. \\ &\quad \left. - \omega_e\left(\mathbf{J}\lambda_{dq0}(\theta_e) + \frac{d\lambda_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e}\right)\right].\end{aligned}\quad (3.24)$$

As expressões (3.18) e (3.24) resumem as possíveis representações do modelo dinâmico de uma MSIP trifásica não senoidal expresso em referencial síncrono $dq0$ orientado na posição rotórica θ_e . Esses modelos dependem das correntes do estator \mathbf{i}_{dq0} , posição elétrica θ_e , modelo de fluxo do estator $\psi_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$, modelo de indutâncias $\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ e modelo de fluxo do rotor $\lambda_{dq0}(\theta_e)$. Tais modelos de fluxos e indutâncias podem ser implementados na forma de funções aproximadoras, tabelas de consulta ou mesmo sistemas inteligentes [19, 123].

3.2 Modelo de torque eletromagnético de MSIPs não senoidais

O modelo matemático do torque eletromagnético total T_{eT} produzido por uma MSIP trifásica é obtido pela análise da coenergia do sistema tal que, no referencial estacionário

abc [18, 123, 137],

$$T_{eT} = T_e + T_{cog} \quad (3.25)$$

$$T_{eT} = n_p \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}_{abc}^T \frac{d\mathbf{L}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)}{d\theta_e} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{i}_{abc}^T \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}(\mathbf{i}_{abc}, \theta_e)}{d\theta_e} \right) + T_{cog} \quad (3.26)$$

em que T_e é a parcela de T_{eT} relativa ao torque mútuo e de relutância e T_{cog} é a componente de torque de borda produzida pela MSIP. Considerando que T_{cog} não é diretamente controlável, mas compensável por T_e para resultar em T_{eT} suave, considera-se a seguir a análise da parcela $T_e = T_{eT} - T_{cog}$.

A expressão de torque eletromagnético T_e (3.26) é representada no referencial síncrono $dq0$ utilizando a transformação \mathbf{T} (3.8) (Apêndice A), as definições (3.12) e (3.15) de forma que

$$\begin{aligned} T_e &= (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{dq0})^T n_p \left[\frac{1}{2} \frac{\partial (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{T})}{\partial \theta_e} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d(\mathbf{T}^{-1} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e))}{d\theta_e} \right] \\ &= (\mathbf{i}_{dq0})^T (\mathbf{T}^{-1})^T n_p \left[\frac{1}{2} \left(\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta_e} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{T} + \mathbf{T}^{-1} \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} \mathbf{T} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \mathbf{T}^{-1} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \frac{d\mathbf{T}}{d\theta_e} \right) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta_e} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) + \mathbf{T}^{-1} \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right] \\ &= \mathbf{i}_{dq0}^T n_p \left[\frac{1}{2} \left(\mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta_e} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} + \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \frac{d\mathbf{T}}{d\theta_e} \mathbf{T}^{-1} \right) \mathbf{i}_{dq0} + \right. \\ &\quad \left. + \mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta_e} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right] \\ &= \mathbf{i}_{dq0}^T n_p \left[\frac{1}{2} \left(\mathbf{J} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} - \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{J} \right) \mathbf{i}_{dq0} + \right. \\ &\quad \left. + \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

A expressão de torque eletromagnético (3.27), representado em função das indutâncias e fluxo do rotor, pode ser também expressa alternativamente em função do fluxo do estator $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$. Para isso, recupera-se (3.14)

$$\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) = \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{i}_{dq0} + \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) \quad (3.28)$$

e (3.21)

$$\frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} = \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e}. \quad (3.29)$$

Com base em (3.28) e (3.29) manipula-se a expressão de torque eletromagnético (3.27) tal que

$$\begin{aligned}
T_e &= \mathbf{i}_{dq0}^T \frac{n_p}{2} \left[\left(\mathbf{J} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} - \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{J} \right) \mathbf{i}_{dq0} + 2 \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) + \right. \\
&\qquad \qquad \qquad \left. + 2 \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right] \\
&= \mathbf{i}_{dq0}^T \frac{n_p}{2} \left[\mathbf{J} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{i}_{dq0} + 2 \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) - \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq0} + \right. \\
&\qquad \qquad \qquad \left. + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{dq0} + 2 \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right] \\
&= \mathbf{i}_{dq0}^T \frac{n_p}{2} \left[\mathbf{J} (\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{i}_{dq0} + 2 \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)) - \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq0} + \right. \\
&\qquad \qquad \qquad \left. + \left(\frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}}{d\theta_e} \right) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right] \\
&= \mathbf{i}_{dq0}^T \frac{n_p}{2} \left[2 \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) - (\mathbf{J} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{J}) \mathbf{i}_{dq0} + \right. \\
&\qquad \qquad \qquad \left. + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right] \\
&= \mathbf{i}_{dq0}^T \frac{n_p}{2} \left(2 \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right) + \\
&\qquad \qquad \qquad - \frac{n_p}{2} \mathbf{i}_{dq0}^T (\mathbf{J} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{J}) \mathbf{i}_{dq0} \\
&= \mathbf{i}_{dq0}^T n_p \left(\frac{1}{2} \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} + \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{1}{2} \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right). \tag{3.30}
\end{aligned}$$

As expressões de torque eletromagnético (3.27) e (3.30) são possíveis representações do modelo de torque utilizando modelos de indutância em (3.27) ou modelo de fluxo do estator e rotor em (3.30).

Essas expressões podem ser manipuladas de forma que

$$T_e = \mathbf{i}_{dq0}^T \mathbf{E}_{dq0} = \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 \tag{3.31}$$

em que ‘ \cdot ’ denota o produto interno entre o vetor de corrente \mathbf{i}_{dq0} e o vetor $\mathbf{E}_{dq0} = [E_d \ E_q \ E_0]^T$, que é definido aqui como Força Contraeletromotriz de Coenergia Normalizada

pela velocidade mecânica (FCEMCN), tal que, baseado em (3.27), pode ser expressa como

$$\mathbf{E}_{dq0} = n_p \left(\frac{1}{2} \left(\mathbf{J} \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} - \mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \mathbf{J} \right) \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right). \quad (3.32)$$

Em (3.32), as componentes de \mathbf{E}_{adq0} são escritas, omitindo a dependência de carregamento e posição, como

$$E_d = \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dL_{dd}}{d\theta_e} - 2M_{dq} \right) i_d + \left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_q + \left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_0 + 2 \frac{d\lambda_{r,d}}{d\theta_e} - 2\lambda_{r,q} \right) \quad (3.33)$$

$$E_q = \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_d + \left(\frac{dL_{qq}}{d\theta_e} + 2M_{dq} \right) i_q + \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_0 + 2 \frac{d\lambda_{r,q}}{d\theta_e} + 2\lambda_{r,d} \right) \quad (3.34)$$

$$E_0 = \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_d + \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_q + \left(\frac{dL_{00}}{d\theta_e} \right) i_0 + 2 \frac{d\lambda_{r,0}}{d\theta_e} \right). \quad (3.35)$$

Alternativamente, com base em (3.30) e (3.31), pode-se escrever as componentes de FCEMCN em função do fluxo do estator $\boldsymbol{\psi}_{dq0}$ tal que

$$\mathbf{E}_{dq0} = n_p \left(\frac{1}{2} \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} + \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{1}{2} \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e} \right). \quad (3.36)$$

As componentes de \mathbf{E}_{adq0} a partir de (3.36) são

$$E_d = \frac{n_p}{2} \left(\frac{\partial \psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} - 2\psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{d\lambda_d(\theta_e)}{d\theta_e} \right), \quad (3.37)$$

$$E_q = \frac{n_p}{2} \left(\frac{\partial \psi_q(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} + 2\psi_d(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{d\lambda_q(\theta_e)}{d\theta_e} \right) \quad (3.38)$$

e

$$E_0 = \frac{n_p}{2} \left(\frac{\partial \psi_0(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} + \frac{d\lambda_0(\theta_e)}{d\theta_e} \right). \quad (3.39)$$

As expressões (3.31) e (3.32) ou (3.36) resumem os modelos em referencial síncrono $dq0$ que podem ser usadas para cálculo instantâneo, em transientes ou regime permanente,

do torque eletromagnético de uma MSIP não senoidal a partir das correntes \mathbf{i}_{dq0} , posição elétrica θ_e e modelo de fluxo do estator $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ ou modelos de indutância $\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ e fluxo do rotor $\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)$. Assim como no modelo de circuito dinâmico da máquina da Seção anterior, tais modelos de $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$, $\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ e $\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)$ podem ser implementados na forma de funções aproximadoras, tabelas de consulta ou mesmo sistemas inteligentes [19, 123].

3.3 Síntese do Capítulo

Este Capítulo apresenta o modelo dinâmico generalizado orientado em referencial síncrono do rotor de MSIPs trifásicas não senoidais.

Neste Capítulo, modela-se o comportamento da MSIP não senoidal nos eixos d, q e 0 considerando componentes harmônicas no fluxo do rotor, componentes harmônicas nas indutâncias próprias e mútuas e efeitos de carregamento nas indutâncias.

Ainda, o modelo de torque eletromagnético de MSIPs trifásicas não senoidais, também considerando componentes harmônicas espaciais de eixo d, q e 0 bem como a presença de torque de borda.

Neste Capítulo, introduz-se a grandeza vetorial de Força Contraeletromotriz de Coenergia Normalizada (FCEMCN) a fim de reescrever o modelo generalizado de torque eletromagnético e fundamentar a análise da operação em máximo torque por Ampère da seção seguinte.

4 MÁXIMO TORQUE POR AMPÈRE EM MSIPS NÃO SENOIDAIS

Este Capítulo analisa, baseado na teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea e multiplicadores de Lagrange, as condições generalizadas de operação em MTPA de MSIPs não senoidais com circulação de componente zero corrente.

4.1 Teoria do produto cruzado para potência reativa instantânea

Introduzida em 1994, 1995 e 1996 por [173], [174] e [175], a teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea analisa o fluxo de potência em um circuito elétrico definindo um conjunto de componentes instantâneas de potência elétricas no domínio do tempo baseadas no relacionamento vetorial entre tensões e correntes [176]. Essa teoria pode ser aplicada em sistemas elétricos polifásicos sem restrição sobre a forma de onda de tensões ou correntes, independente da presença de componentes harmônicas ou desbalanços nas fases. Além disso, é válida não somente para análise em regime permanente, mas também para análise transitória.

Considerando sistemas trifásicos, essa teoria é usualmente apresentada e expressa em termos de tensão e corrente em referencial abc ou $\alpha\beta 0$ e se destaca entre teorias precedentes ao propor que, além de potência ativa, as componentes zero de tensão e corrente (em referencial $\alpha\beta 0$) também produzem potência reativa devido a interação cruzada com as componentes de tensão e corrente $\alpha\beta$, estendendo o conceito de potência reativa das abordagens precedentes na literatura [176].

Essa teoria de potência instantânea é amplamente utilizada, por exemplo, para controle de fluxo de potência em sistemas com harmônicos, incluindo compensadores ativos baseados em conversores chaveados [22].

A definição de potência ativa instantânea \mathcal{P} é a mesma adotada na maioria das teorias de potência. Ela é definida como uma grandeza escalar resultante do produto interno (produto escalar) dos vetores instantâneos de tensão e corrente de fase.

Em um circuito trifásico de tensão $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ e corrente $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ no referencial abc , a potência ativa instantânea \mathcal{P} é escrita como [173–176]

$$\mathcal{P} = \mathbf{v}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} = \mathbf{v}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c. \quad (4.1)$$

Ao aplicar a transformação de referencial abc para $\alpha\beta 0$ invariante à potência $\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ (Apêndice A), a potência ativa também pode ser expressa utilizando grandezas

em referencial $\alpha\beta 0$ como

$$\begin{aligned}
\mathcal{P} &= \mathbf{v}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} \\
\mathcal{P} &= \mathbf{v}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} \\
\mathcal{P} &= \left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \right)^T \left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \right) \\
\mathcal{P} &= \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}^T \left(\left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \right)^T \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \\
\mathcal{P} &= \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0,
\end{aligned} \tag{4.2}$$

em que \mathbf{I}_3 é uma matriz identidade de ordem 3. A comparação entre (4.1) e (4.2) demonstra a equivalência entre o cálculo da potência ativa utilizando grandezas abc ou $\alpha\beta 0$ [22, 177].

Por outro lado, a teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea define a potência reativa como uma grandeza vetorial, resultante do produto cruzado entre tensão e corrente tal que, em referencial abc [173–175],

$$\mathcal{Q}_{abc} := \mathbf{v}_{abc} \times \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} \left| \begin{array}{cc} v_b & v_c \\ i_b & i_c \end{array} \right| \\ \left| \begin{array}{cc} v_c & v_a \\ i_c & i_a \end{array} \right| \\ \left| \begin{array}{cc} v_a & v_b \\ i_a & i_b \end{array} \right| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b i_c - v_c i_b \\ v_c i_a - v_a i_c \\ v_a i_b - v_b i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_{bc} \\ \mathcal{Q}_{ac} \\ \mathcal{Q}_{ab} \end{bmatrix}. \tag{4.3}$$

Em referencial $\alpha\beta 0$, o vetor de potência reativa é expresso como

$$\begin{aligned}
\mathcal{Q}_{abc} &= \mathbf{v}_{abc} \times \mathbf{i}_{abc} \\
&= \left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \right) \times \left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \right) \\
&= \det \left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \right) \left(\left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \right)^{-1} \right)^T \left(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \right) \\
&= \text{cof} \left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \right) \left(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \right) \\
&= \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \left(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} \right) \\
&= \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}
\end{aligned} \tag{4.4}$$

tal que

$$\mathcal{Q}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_{\beta 0} \\ \mathcal{Q}_{0\alpha} \\ \mathcal{Q}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\beta i_0 - v_0 i_\beta \\ v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0 \\ v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \mathcal{Q}_{abc}, \tag{4.5}$$

$\det(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1})$ é o determinante de $\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1}$ e $\text{cof}(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1})$ é a matriz de cofatores de $\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1}$. Conforme as propriedades elencadas no Apêndice A, $\det(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1}) = 1$ e $\text{cof}(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1}) = \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1}$.

Complementarmente, a potência reativa total do sistema é dada pela norma do vetor tal que [176]

$$\begin{aligned}
|\mathcal{Q}_{abc}| &= \sqrt{\mathcal{Q}_{bc}^2 + \mathcal{Q}_{ac}^2 + \mathcal{Q}_{ab}^2} \\
&= \sqrt{\mathcal{Q}_{abc} \cdot \mathcal{Q}_{abc}} \\
&= \sqrt{\mathcal{Q}_{abc}^T \mathcal{Q}_{abc}} \\
&= \sqrt{\left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \mathcal{Q}_{\alpha\beta 0} \right)^T \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}} \\
&= \sqrt{\mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}^T \left(\left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \right)^T \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \right) \mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}} \quad \xrightarrow{I_3} \\
&= \sqrt{\mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}^T \mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}} \\
&= \sqrt{\mathcal{Q}_{\beta 0}^2 + \mathcal{Q}_{0\alpha}^2 + \mathcal{Q}_{\alpha\beta}^2} \\
&= |\mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}|.
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Conforme (4.6) a potência reativa total em coordenadas abc $|\mathcal{Q}_{abc}|$ é idêntica a $|\mathcal{Q}_{\alpha\beta 0}|$, devido a propriedade $\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^T$.

A definição de potência aparente \mathcal{S} é

$$\mathcal{S}^2 = \mathcal{P}^2 + \mathcal{Q}_{abc}^2 = \mathcal{P}^2 + \mathcal{Q}_{abc}^T \mathcal{Q}_{abc} = |\mathbf{v}_{abc}|^2 |\mathbf{i}_{abc}|^2 \tag{4.7}$$

e a definição de fator de potência FP é

$$FP = \frac{\mathcal{P}}{\mathcal{S}}. \tag{4.8}$$

A teoria do produto cruzado resulta em potência reativa negativa $\mathcal{Q}_{\alpha\beta}$ quando a carga é indutiva. Para adaptar essa convenção para o caso das demais teorias que assumem potência reativa positiva em caso de carga indutiva, faz-se a seguinte adaptação [176]

$$\mathcal{P} = \mathbf{i}_{abc} \cdot \mathbf{v}_{abc} = \mathbf{v}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} \tag{4.9}$$

e

$$\mathcal{Q}_{abc} := \mathbf{i}_{abc} \times \mathbf{v}_{abc} = -\mathbf{v}_{abc} \times \mathbf{i}_{abc}. \tag{4.10}$$

Com (4.9) e (4.10) a potência ativa permanece inalterada enquanto o vetor de potência reativa tem seu sentido invertido para que, em referencial $\alpha\beta 0$, a potência reativa $\mathcal{Q}_{\alpha\beta}$ seja positiva para cargas indutivas.

Nesse trabalho o sistema analisado é uma MSIP trifásica em que o modelo dinâmico é tratado em coordenadas síncronas $dq0$ orientado na posição do rotor θ_e . Por isso a teoria do produto cruzado é aqui adaptada do referencial estacionário $\alpha\beta0$ para $dq0$ utilizando a matriz de transformação $\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}$ (Apêndice A) de forma que

$$\begin{aligned}
\mathcal{P} &= \mathbf{i}_{\alpha\beta0} \cdot \mathbf{v}_{\alpha\beta0} \\
\mathcal{P} &= \mathbf{i}_{\alpha\beta0}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta0} \\
\mathcal{P} &= \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \right)^T \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \mathbf{v}_{dq0} \right) \\
\mathcal{P} &= \mathbf{i}_{dq0}^T \left(\left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \right)^T \mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \right) \mathbf{v}_{dq0} \\
\mathcal{P} &= \mathbf{i}_{dq0}^T \mathbf{v}_{dq0}.
\end{aligned} \tag{4.11}$$

e

$$\begin{aligned}
\mathcal{Q}_{\alpha\beta0} &= \mathbf{i}_{\alpha\beta0} \times \mathbf{v}_{\alpha\beta0} \\
&= \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \right) \times \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \mathbf{v}_{dq0} \right) \\
&= \det \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \right) \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \right)^T \left(\mathbf{i}_{dq0} \times \mathbf{v}_{dq0} \right) \\
&= \text{cof} \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \right) \left(\mathbf{i}_{dq0} \times \mathbf{v}_{dq0} \right) \\
&= \mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \left(\mathbf{i}_{dq0} \times \mathbf{v}_{dq0} \right) \\
&= \mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0}^{-1} \mathcal{Q}_{dq0}
\end{aligned} \tag{4.12}$$

em que

$$\mathcal{Q}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_{q0} \\ \mathcal{Q}_{0d} \\ \mathcal{Q}_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_q i_0 - v_0 i_q \\ v_0 i_d - v_d i_0 \\ v_d i_q - v_q i_d \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0} \mathcal{Q}_{\alpha\beta0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta0 \rightarrow dq0} \left(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta0} \mathcal{Q}_{abc} \right) = \mathbf{T} \mathcal{Q}_{abc}. \tag{4.13}$$

Da mesma forma como mostrado em (4.6), uma vez que $\mathbf{T}^T = \mathbf{T}^{-1}$, $|\mathcal{Q}_{abc}| = |\mathcal{Q}_{\alpha\beta0}| = |\mathcal{Q}_{dq0}|$. Assim, as propriedades de potência ativa e reativa no referencial $dq0$ permanecem inalteradas.

Dentre as propriedades da teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea [175], destaca-se a propriedade de mínima corrente instantânea. De acordo com essa propriedade, o módulo do vetor de corrente instantânea $|\mathbf{i}_{abc}|$ se torna mínimo para transmitir um dado valor de potência ativa instantânea \mathcal{P} quando a potência reativa produzida é nula ($\mathcal{Q}_{abc} = 0$), conduzindo a um fator de potência é máximo ($FP = 1$) [175]. Em

outras palavras, a teoria da potência aponta que a máxima potência ativa \mathcal{P} instantânea para um dado $|\mathbf{i}_{abc}|$ é conseguido com $\mathcal{Q}_{abc} = 0$ [175].

O fato desta propriedade alinhar-se ao conceito de operação MTPA em MSIPs motivou autores a empregá-la no problema de estratégias de controle de MSIPs não senoidais [25, 26, 29, 30, 118, 129, 135, 142, 157]. As seções seguintes analisam a condição MTPA de MSIPs não senoidais e sua relação com a teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea.

4.1.1 Torque ativo e reativo em MSIPs

A partir da teoria da do produto cruzado da potência reativa instantânea é possível estabelecer um paralelo com a produção de torque eletromagnético da MSIP e introduzir a grandeza torque reativo.

Conforme apresentado na Seção 3.2 a expressão generalizada de torque eletromagnético de uma MSIP trifásica¹ é resultado do produto interno entre correntes do estator \mathbf{i}_{dq0} e FCEMCNs \mathbf{E}_{dq0} tal que, repetindo (3.31),

$$T_e = \mathbf{i}_{dq0}^T \mathbf{E}_{dq0} = \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0. \quad (4.14)$$

Reconhecendo que a expressão de torque (4.14) segue a definição de potência ativa \mathcal{P} em (4.11), introduz-se a grandeza torque reativo \mathcal{Q}_{dq0} , alinhada com a definição de potência reativa \mathcal{Q}_{dq0} (4.13) tal que

$$\mathcal{Q}_{dq0} := \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_{q0} \\ \mathcal{Q}_{d0} \\ \mathcal{Q}_{dq} \end{bmatrix} = \mathbf{i}_{dq0} \times \mathbf{E}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_q E_0 - i_0 E_q \\ i_0 E_d - i_d E_0 \\ i_d E_q - i_q E_d \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

As expressões (4.14) e (4.15) representam, de forma generalizada, o torque ativo e reativo para qualquer topologia de MSIPs. A particularização para uma determinada MSIP depende da particularização das FCEMCNs \mathbf{E}_{dq0} conforme as características da máquina alvo.

4.2 Análise da condição MTPA em MSIPs não senoidais

A condição de operação em MTPA pode ser formulada como o resultado do seguinte problema de otimização

$$\begin{cases} \text{Minimizar} & |\mathbf{i}_{dq0}| \\ \text{Sujeito à} & T_e = T_e^{ref}. \end{cases} \quad (4.16)$$

Em (4.16), $|\mathbf{i}_{dq0}|$ é a norma \mathcal{L}^2 do vetor de corrente em referencial $dq0$, dado por

$$|\mathbf{i}_{dq0}| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2 + i_0^2}. \quad (4.17)$$

¹ O modelo de torque generalizado segue as considerações mencionadas na Seção 3.2.

A minimização de $|\mathbf{i}_{dq0}|$ implica em minimizar a magnitude instantânea da corrente do estator da MSIP. A condição restritiva de igualdade $T_e = T_e^{ref}$, em que T_e é o modelo de torque eletromagnético da MSIP (3.31) e T_e^{ref} é o valor de referência de torque, representa o objetivo de produção de um torque de referência com o menor valor de corrente possível.

A solução do problema de otimização (4.16) pode ser facilitada substituindo o objetivo de minimização $|\mathbf{i}_{dq0}|$ por $|\mathbf{i}_{dq0}|^2$, tal que

$$|\mathbf{i}_{dq0}|^2 = i_d^2 + i_q^2 + i_0^2. \quad (4.18)$$

Com (4.18), o problema de otimização é reescrito como

$$\begin{cases} \text{Minimizar} & |\mathbf{i}_{dq0}|^2 \\ \text{Sujeito à} & T_e = T_e^{ref}. \end{cases} \quad (4.19)$$

Para resolver o problema de otimização (4.19) recorre-se ao método dos multiplicadores de Lagrange [178]. Para isso, inicialmente constrói-se a seguinte função $\Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)$ de Lagrange baseada no objetivo e restrições do problema

$$\Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0) = |\mathbf{i}_{dq0}|^2 + \gamma (T_e - T_e^{ref}), \quad (4.20)$$

em que γ é o coeficiente de Lagrange. Ao substituir (4.18) e (3.31) em (4.20) obtém-se

$$\Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0) = i_d^2 + i_q^2 + i_0^2 + \gamma (i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 - T_e^{ref}). \quad (4.21)$$

É importante ressaltar que em (4.21) γ , i_d , i_q , i_0 e T_e^{ref} são variáveis independentes e E_d , E_q e E_0 são funções da corrente do estator e posição elétrica tal que $\mathbf{E}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$, conforme (3.32) e (3.36). No entanto, a notação de dependência de $\mathbf{E}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ em relação a $(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ é omitida em benefício da legibilidade.

Para solucionar (4.21), calcula-se as derivadas parciais de $\Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)$ em relação as variáveis independentes γ , i_d , i_q e i_0 e constrói-se o seguinte sistema de equações

$$\begin{cases} \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial \gamma} = 0 \\ \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_q} = 0 \\ \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_0} = 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

O desenvolvimento do sistema de equações (4.23) resulta em

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial \gamma} = i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 - T_e^{ref} = 0 \\ \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_d} = 2i_d + \gamma \left(E_d + i_d \frac{\partial E_d}{\partial i_d} + i_q \frac{\partial E_q}{\partial i_d} + i_0 \frac{\partial E_0}{\partial i_d} \right) = 0 \\ \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_q} = 2i_q + \gamma \left(E_q + i_d \frac{\partial E_d}{\partial i_q} + i_q \frac{\partial E_q}{\partial i_q} + i_0 \frac{\partial E_0}{\partial i_q} \right) = 0 \\ \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_0} = 2i_0 + \gamma \left(E_0 + i_d \frac{\partial E_d}{\partial i_0} + i_q \frac{\partial E_q}{\partial i_0} + i_0 \frac{\partial E_0}{\partial i_0} \right) = 0 \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Em (4.23) é importante notar que $\gamma = 0$ não é uma solução válida pois essa condição conduz a $i_d = i_q = i_0 = 0$ e conseqüentemente $T_e = 0$, desrespeitando a condição $T_e = T_e^{ref}$. Considerando $\gamma \neq 0$ manipula-se convenientemente o sistema de equações para remover a participação de γ tal que

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 - T_e^{ref} = 0 \\ i_q \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_0} - i_0 \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_q} = 0 \\ i_0 \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_d} - i_d \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_0} = 0 \\ i_d \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_q} - i_q \frac{\partial \Gamma(\gamma, i_d, i_q, i_0)}{\partial i_d} = 0. \end{array} \right. \quad (4.24)$$

A expansão de (4.24) resulta em

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 - T_e^{ref} = 0 \\ i_q \frac{\partial E_d}{\partial i_0} i_d + i_q \frac{\partial E_q}{\partial i_0} i_q + i_q E_0 + i_q \frac{\partial E_0}{\partial i_0} i_0 - i_0 \frac{\partial E_d}{\partial i_q} i_d - i_0 E_q - i_0 \frac{\partial E_q}{\partial i_q} i_q - i_0 \frac{\partial E_0}{\partial i_q} i_0 = 0 \\ i_0 E_d + i_0 \frac{\partial E_d}{\partial i_d} i_d + i_0 \frac{\partial E_q}{\partial i_d} i_q + i_0 \frac{\partial E_0}{\partial i_d} i_0 - i_d \frac{\partial E_d}{\partial i_0} i_d - i_d \frac{\partial E_q}{\partial i_0} i_q - i_d E_0 - i_d \frac{\partial E_0}{\partial i_0} i_0 = 0 \\ i_d \frac{\partial E_d}{\partial i_q} i_d + i_d E_q + i_d \frac{\partial E_q}{\partial i_q} i_0 + i_d \frac{\partial E_0}{\partial i_q} i_q - i_q E_d - i_q \frac{\partial E_d}{\partial i_d} i_d - i_q \frac{\partial E_q}{\partial i_d} i_q - i_q \frac{\partial E_0}{\partial i_d} i_0 = 0 \end{array} \right. \quad (4.25)$$

Recuperando as definições de torque reativo em (4.15), aplica-se em (4.25) de forma que

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 = T_e^{ref} \\ \varrho_{q0} = \left(\frac{\partial E_q}{\partial i_q} - \frac{\partial E_0}{\partial i_0} \right) i_q i_0 + \left(\frac{\partial E_d}{\partial i_q} i_0 - \frac{\partial E_d}{\partial i_0} i_q \right) i_d - \frac{\partial E_q}{\partial i_0} i_q^2 + \frac{\partial E_0}{\partial i_q} i_0^2 \\ \varrho_{0d} = \left(\frac{\partial E_0}{\partial i_0} - \frac{\partial E_d}{\partial i_d} \right) i_0 i_d + \left(\frac{\partial E_q}{\partial i_0} i_d - \frac{\partial E_q}{\partial i_d} i_0 \right) i_q - \frac{\partial E_0}{\partial i_d} i_0^2 + \frac{\partial E_d}{\partial i_0} i_d^2 \\ \varrho_{dq} = \left(\frac{\partial E_d}{\partial i_d} - \frac{\partial E_0}{\partial i_q} \right) i_d i_q + \left(\frac{\partial E_0}{\partial i_d} i_q - \frac{\partial E_q}{\partial i_d} i_0 \right) i_0 - \frac{\partial E_d}{\partial i_q} i_d^2 + \frac{\partial E_q}{\partial i_d} i_q^2 \end{array} \right. \quad (4.26)$$

O sistema de equações de (4.26) estabelece que a MSIP operará em MTPA caso as correntes do estator produzam torque ativo $T_e = T_e^{ref}$ e componentes de torque reativo conforme as igualdades de (4.26).

Ou seja, se $\partial \mathbf{E}_{dq0} / \partial \mathbf{i}_{dq0} \neq 0$, o menor valor instantâneo de corrente do estator para produzir $T_e = T_e^{ref}$ produzirá valores não nulos de componentes de torque reativo ϱ_{q0} , ϱ_{0d} e ϱ_{dq} .

Essa demonstração contraria os trabalhos [135, 142, 157], que apontam como solução MTPA, para MSIPs sem circulação de corrente de sequência 0 ($i_0 = 0$, $E_0 = 0$, $\partial \mathbf{E}_{dq} / \partial \mathbf{i}_0 = 0$ e $\partial \mathbf{E}_0 / \partial \mathbf{i}_{dq0} = 0$), a condição $\varrho_{dq} = 0$. Isso acontece pois [135, 142, 157] baseiam-se na propriedade de mínima corrente instantânea da teoria da potência elucidada na Seção 4.1.

Porém, é importante apontar que os desenvolvimentos da teoria da potência instantânea não consideram as tensões do sistema como funções dependentes das correntes. Quando as tensões do sistema são independentes das correntes, ou seja $\partial \mathbf{E}_{dq0} / \partial \mathbf{i}_{dq0} = 0$, (4.26) resulta em componentes de torque reativo nulo, alinhando-se à propriedade de mínima corrente da teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea.

O sistema de equações (4.26) pode ser interpretado também como uma extensão dos conceitos da teoria da potência instantânea pois demonstra que, para um sistema em que as tensões são funções das correntes, a máxima transferência de potência ativa de um dado vetor de corrente não acontece com potência reativa nula.

4.2.1 FCEMCN auxiliar

Ao resgatar os sistemas de equações (4.24) e (4.25) é possível manipulá-los de forma que

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 = T_e^{ref} \\ i_q E'_0 - i_0 E'_q = 0 \\ i_0 E'_d - i_d E'_0 = 0 \\ i_d E'_q - i_q E'_d = 0 \end{array} \right. \quad (4.27)$$

ou

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = T_e^{ref} \\ \mathbf{i}_{dq0} \times \mathbf{E}'_{dq0} = 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

em que o vetor $\mathbf{E}'_{dq0} = [E'_d \ E'_q \ E'_0]$ é introduzido como FCEMCN auxiliar, dado por

$$\mathbf{E}'_{dq0} = \mathbf{E}_{dq0} + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}}{\partial \mathbf{i}_{dq0}} \right)^T \mathbf{i}_{dq0}. \quad (4.29)$$

De forma expandida, (4.29) é expressa como

$$\begin{bmatrix} E'_d \\ E'_q \\ E'_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \\ E_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial E_d}{\partial i_d} & \frac{\partial E_q}{\partial i_d} & \frac{\partial E_0}{\partial i_d} \\ \frac{\partial E_d}{\partial i_q} & \frac{\partial E_q}{\partial i_q} & \frac{\partial E_0}{\partial i_q} \\ \frac{\partial E_d}{\partial i_0} & \frac{\partial E_q}{\partial i_0} & \frac{\partial E_0}{\partial i_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Em um paralelo ao torque reativo expresso em (4.15), o produto $\mathbf{i}_{dq0} \times \mathbf{E}'_{dq0}$ é definido aqui como torque reativo auxiliar $\boldsymbol{\varrho}'_{dq0}$, dado por

$$\boldsymbol{\varrho}'_{dq0} := \begin{bmatrix} \varrho'_{q0} \\ \varrho'_{0d} \\ \varrho'_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_q E'_0 - i_0 E'_q \\ i_0 E'_d - i_d E'_0 \\ i_d E'_q - i_q E'_d \end{bmatrix} = \mathbf{i}_{dq0} \times \mathbf{E}'_{dq0}. \quad (4.31)$$

Com a definição de torque reativo auxiliar $\boldsymbol{\varrho}'_{dq0}$ (4.31) reescreve-se (4.27) e (4.28) como

$$\begin{cases} T_e = T_e^{ref} \\ \boldsymbol{\varrho}'_{dq0} = 0. \end{cases} \quad (4.32)$$

O sistema de (4.32) representa as referências generalizadas de torque ativo e reativo para que uma MSIP opere em MTPA. Em contraste com (4.26), em (4.32) é apontado que a condição de operação MTPA exige torque reativo auxiliar nulo, $\boldsymbol{\varrho}'_{dq0} = 0$, e não torque reativo nulo, $\boldsymbol{\varrho}_{dq0} = 0$, como é proposto em [135, 142, 157] para MSIPs de ímã interno não senoidais. Em efeito, $\boldsymbol{\varrho}'_{dq0}$ será igual a $\boldsymbol{\varrho}_{dq0}$ quando $\partial \mathbf{E}_{dq0} / \partial \mathbf{i}_{dq0} = 0$. Ou seja, quando as FCEMCNs forem independentes do carregamento. Nesse cenário (4.32) será igual a (4.26). Essa situação acontece para MSIPS de ímã na superfície não saturadas e sem deformação do fluxo do rotor pelo carregamento. Em [129] a teoria da potência é aplicada corretamente para propor correntes MTPA de uma MSIP de ímã na superfície não senoidal sem efeitos de carregamento.

Em uma interpretação geométrica de (4.32), o torque reativo auxiliar é uma grandeza vetorial normal ao plano formado por \mathbf{i}_{dq0} e \mathbf{E}'_{dq0} tal que assumirá um valor nulo, a fim de se obter a condição MTPA, quando o vetor de corrente \mathbf{i}_{dq0} tiver a mesma direção

de \mathbf{E}'_{dq0} . Ou seja, quando \mathbf{i}_{dq0} estiver alinhado com \mathbf{E}'_{dq0} . Esse alinhamento da corrente com a FCEMCN auxiliar coincidirá com o alinhamento da corrente à FCEMCN \mathbf{E}_{dq0} apenas quando $\partial\mathbf{E}_{dq0}/\partial\mathbf{i}_{dq0}$ for nulo. Nesse cenário de $\partial\mathbf{E}_{dq0}/\partial\mathbf{i}_{dq0} = 0$ tem-se $\mathbf{e}'_{dq0} = \mathbf{e}_{dq0}$. Essa interpretação estende os desenvolvimentos de [32, 91], que definem como solução MTPA o vetor de corrente alinhado à FCEMCNs \mathbf{E}_{dq0} em máquinas sem saturação e de ímã na superfície tal que $\partial\mathbf{E}_{dq0}/\partial\mathbf{i}_{dq0} = 0$.

Esses objetivos de torque ativo e reativo generalizado se aplicam a MSIPs: senoidais ou não senoidais; com ou sem circulação de corrente de sequência zero; e com ou sem saturação magnética.

4.3 Síntese do Capítulo

Este capítulo analisa a condição generalizada de operação MTPA de MSIPs não senoidais considerando componentes zero de corrente e FCEMCNs, utilizando o método dos multiplicadores de Lagrange e avaliando sua correlação com a teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea.

A condição generalizada para operação MTPA é o desenvolvimento de torque reativo auxiliar instantâneo nulo, válida para MSIP de ímã na superfície ou interior do rotor, senoidal ou não senoidal, incluindo a participação de componentes zero. Torque reativo auxiliar nulo apenas implica em torque reativo nulo para MSIPs de ímã na superfície desprezando efeitos de carregamento.

Exceto nesse cenário, as referências ótimas de torque reativo devem ser não nulas e variantes em relação à posição do rotórica para satisfazer a condição MTPA de operação. Essa demonstração expande o entendimento do relacionamento dos torques reativos e operação MTPA bem como contraria a modelagem de trabalhos na literatura como [135, 142, 148, 157].

5 CONTROLE PREDITIVO DE TORQUE ATIVO E REATIVO AUXILIAR DE MSIPS NÃO SENOIDAIS

Neste Capítulo apresenta-se a estrutura de controle proposta nesta tese para mitigação de ondulações de torque de MSIPs não senoidais com circulação de corrente de eixo 0. A estrutura de controle proposta baseia-se na seleção das componentes de torque ativo e reativos auxiliares como variáveis a serem controladas por uma malha de controle preditivo de estados finitos baseada em modelo *Finite Control-Set Model Based Predictive Control* (FCS-MPC).

5.1 Controle preditivo por conjunto de estados finitos baseado em modelo (FCS-MPC) aplicado a conversores estáticos de potência

O termo controle preditivo baseado em modelo refere-se a uma família de estratégias de controle baseadas nos seguintes princípios [179]:

- utilização do modelo matemático dinâmico do processo para prever seu comportamento em um horizonte futuro de tempo;
- utilização/construção de uma função custo cujo custo mínimo represente o comportamento desejado para o sistema no horizonte de tempo considerado;
- a minimização da função custo origina a ação de controle ótima a ser implementada para levar o sistema ao ponto de operação desejado.

Esses princípios de operação têm demonstrado vantagens importantes como [179]:

- aplicabilidade em uma ampla variedade de sistemas os quais possuem modelos dinâmicos discretos conhecidos;
- aplicabilidade a sistemas de controle de entrada múltipla-saída múltipla (MIMO, *Multiple Input-Multiple Output*), em que o processo possa exibir inclusive não-linearidades modeladas;
- possibilidade de inclusão de restrições de controle;
- possibilidade de compensação de tempo morto e atrasos de tempo na atuação do sistema de controle.

Por outro lado, citam-se desvantagens como:

- requerimento de grande número de operações matemáticas comparado a controles clássicos, especialmente quando considerados longos horizontes de predição [180]. No

entanto, com o avanço da velocidade de processamento dos dispositivos digitais das últimas décadas, têm reduzido as preocupações nesse sentido [181];

- influência direta da qualidade do modelo matemático do processo sobre a qualidade resultante do desempenho do controle. Por exemplo a eficácia do controle é comprometida caso o modelo possua parâmetros incorretos [181]. Nesses casos, estimadores de distúrbio podem ser empregados para corrigir a atuação do controle [182]. Ainda, o controle preditivo pode ter seu desempenho deteriorado em sistemas de controle com baixa frequência de processamento e por isso estratégias de discretização mais sofisticadas do modelo dinâmico são necessárias [180, 183].

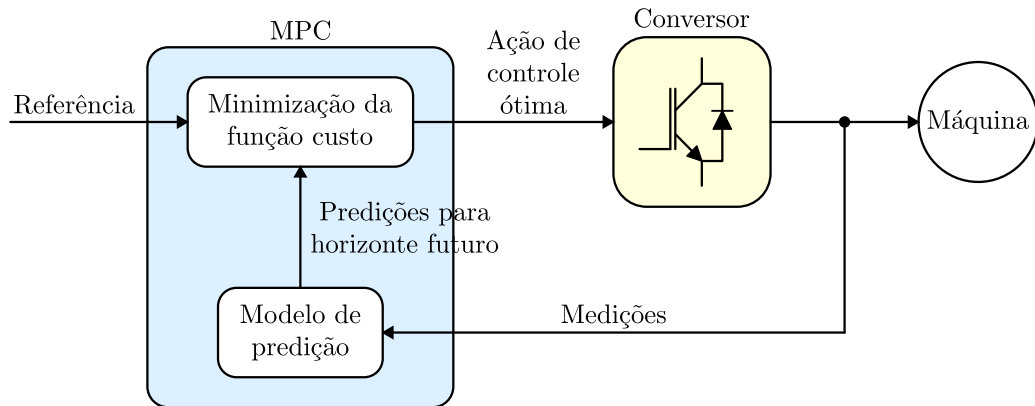
Na literatura são encontrados inúmeros trabalhos empregando abordagens MPC a todos os tipos de conversores estáticos, incluindo topologias convencionais e não convencionais [184].

Sobre sua aplicação a sistemas de controle de máquinas elétricas, têm sido reportado na literatura a aplicação do MPC para o controle de, por exemplo, potência, torque, fluxo, corrente e tensão [184].

No campo dos acionamentos elétricos, que abrange eletrônica de potência aplicada ao controle de máquinas elétricas, a Figura 4 ilustra de forma geral a estrutura do MPC. Nesse esquema, as variáveis da planta são medidas, ou estimadas, para calcular as previsões até um horizonte de tempo discreto considerado. Em seguida, as previsões alimentam a avaliação de uma função custo com a finalidade de calcular os custos futuros do processo. Por fim, a ação de controle que produz o menor custo no horizonte de tempo considerado é escolhida para ser aplicada pelo conversor. Uma ampla variedade de algoritmos MPC aproxima o modelo do conversor de potência como um sistema linear utilizando um modulador. Essa consideração permite simplificar o processo de otimização da função custo permitindo que uma solução ótima explícita seja definida, evitando necessidade de otimização em tempo real. Por outro lado, ao considerar a natureza discreta de atuação de um conversor (devido ao finito número de possíveis estados de chaveamento do conversor) é possível simplificar o processo de otimização em tempo real da definição da ação de controle ótima ao mesmo tempo que dispensa a necessidade do modulador [181]. A não necessidade de esquema de modulação para implementação da ação de controle é um fator atrativo em aplicações cuja estratégia de modulação é complexa ou inexistente, como em casos conversores não convencionais. Em razão de suas características, essa abordagem MPC têm sido extensivamente investigado na literatura e também compõe a proposta desse trabalho.

Essa abordagem de controle preditivo baseado em modelo, proposta por [185], que leva em conta a natureza discreta do conversor é conhecida na literatura como controle preditivo por conjunto de estados finitos baseado em modelo (FCS-MPC, do inglês, *Finite*

Figura 4 – Princípio genérico do controle preditivo baseado em modelo em aplicação de conversores de potência e máquinas elétricas.



Fonte: o autor.

Control-Set Model-based Predictive Control).

A implementação do FCS-MPC requer as seguintes ações preliminares:

- identificação de todos os possíveis estados de chaveamento do conversor. A informação a respeito da tensão aplicável à carga em cada condição de chaveamento é armazenada;
- definição da função custo. A minimização dessa função custo deve refletir o objetivo de controle;
- obtenção do modelo discreto da planta.

Com base na Figura 4, o processo de operação do controle FCS-MPC em tempo real obedece aos seguintes passos:

- com base nas medições e no modelo discreto, prever o comportamento em um horizonte futuro das variáveis controladas para todos os possíveis estados de chaveamento, utilizando os associados vetores de tensão;
- avaliar a função custo para cada predição;
- selecionar o estado de chaveamento que proporciona o mínimo valor da função custo.

Com base nas características do controle FCS-MPC, a seção seguinte detalha a proposta de estrutura de controle e as etapas do controle FCS-MPC implementada nesse trabalho.

5.2 Esquema de controle FCS-MPC para MSIPs não senoidais

Nesta tese considera-se o acionamento com MSIP composto de um conversor de duplo inversor trifásico para alimentação de uma MSIP trifásica de enrolamento de extremidades abertas (*open-end winding*, em inglês), como mostrado na Figura 5.

O conversor utiliza dois inversores trifásicos dois níveis a três fios compartilhando o mesmo barramento CC de tensão V_{CC} . Os terminais de saída CA a, b, c do inversor 1 e a', b' e c' do inversor 2 são conectados aos respectivos terminais da MSIP.

O Controle proposto será experimentalmente avaliado para MSIP de ímã na superfície do rotor (MSIPSR) e MSIP de ímã no interior do rotor (MSIPIR). Por isso, além do detalhamento das etapas de implementação, ao longo das próximas seções as particularidades da implementação para cada máquina de teste são comentadas.

O diagrama de controle de torque ativo e reativos auxiliares proposto também é mostrado na Figura 5. Inicialmente tem-se o torque eletromagnético total de referência T_{eT}^{ref} como entrada a ser definida externamente diretamente pelo usuário ou outra malha externa. A fim de compensar as ondulações de torque referentes ao torque de borda, a referência de torque eletromagnético total $T_{eT} = T_{eT}^{ref}$ é convertida para referência de torque mútuo e de relutância T_e^{ref} conforme (3.26) tal que

$$T_e^{ref} = T_{eT}^{ref} - T_{cog}(\theta_e). \quad (5.1)$$

O modelo harmônico de torque de borda T_{cog} é assumido invariante ao carregamento e somente função da posição elétrica θ_e , por isso, $T_{cog}(\theta_e)$. Com foco na operação MTPA da MSIP não senoidal, a referência de torques reativos auxiliares \mathbf{q}_{dq0}^{ref} são mantidas constantes e nulas, $\mathbf{q}_{dq0}^{ref} = 0$.

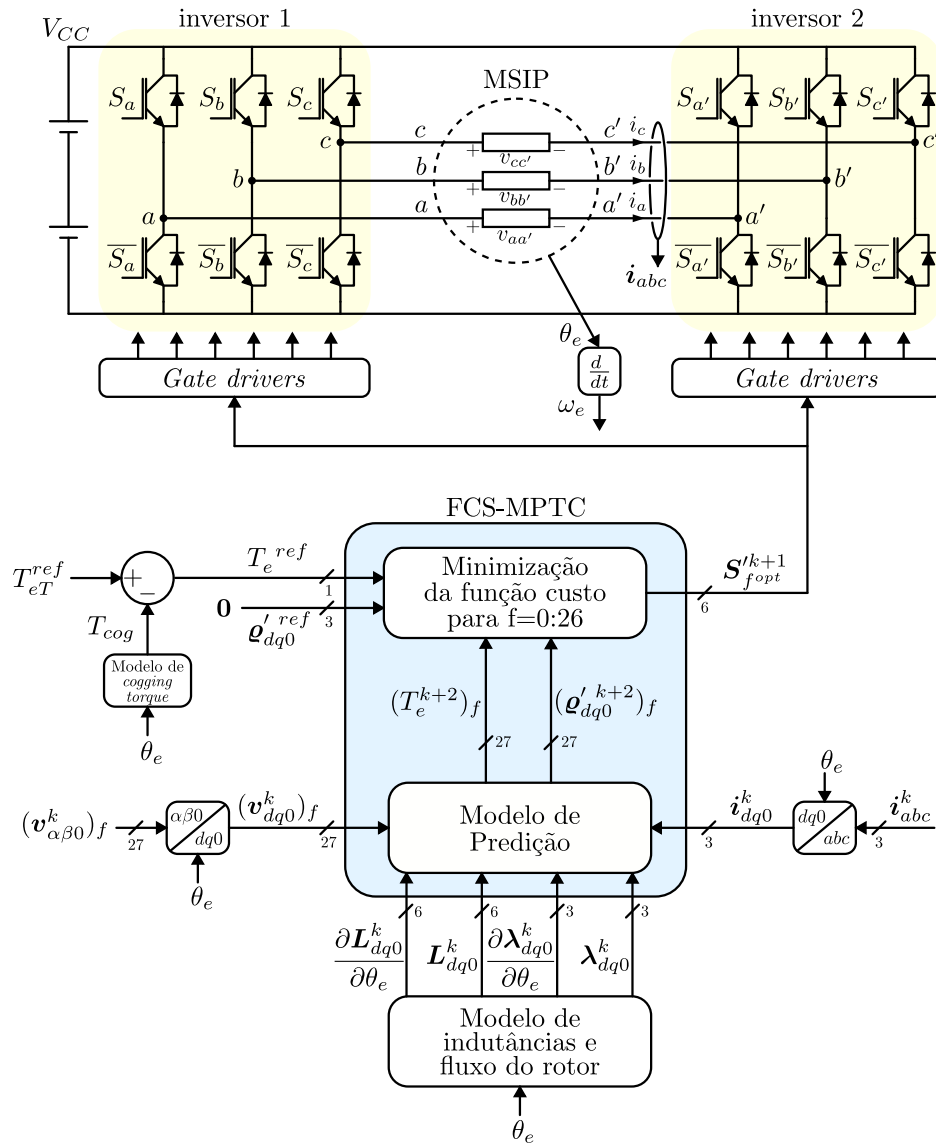
Assim como ilustrado na Figura 4, o controle FCS-MPC de torque ativo e reativos auxiliares é baseado fundamentalmente em duas etapas: predição do comportamento futuro das componentes de torque ativo e reativos auxiliares; e minimização de função custo. A malha de controle FCS-MPC define diretamente, como ação de controle ótima, o estado de chaveamento do conversor $\mathbf{S}_{f_{opt}}^{k+1}$, que é implementado no conversor pelos circuitos de acionamento das chaves de potência.

As seções seguintes dedicam-se a detalhar as etapas do controle preditivo e demais características do sistema.

5.2.1 Topologia do conversor

No conversor trifásico de duplo inversor da Figura 5 os sinais de comando $S_a, S_b, S_c, S_{a'}, S_{b'}, S_{c'}$ das chaves superiores são sinais binários tal que, por exemplo, $S_a = 1$ denota comando para chave entrar em condução e $S_a = 0$ denota sinal para chave entrar

Figura 5 – Representação do conversor trifásico com duplo inversor e barramento CC comum conectado aos terminais abc e $a'b'c'$ da MSIP de topologia *open-end winding* e esquema de controle FCS-MPC proposto.



Fonte: o autor.

em bloqueio. Os sinais \bar{S}_a , \bar{S}_b , \bar{S}_c , $\bar{S}_{a'}$, $\bar{S}_{b'}$ e $\bar{S}_{c'}$ representam, respectivamente, sinais das chaves inferiores, obrigatoriamente contrários aos sinais das chaves superiores.

A partir dos sinais de comando representa-se o estado de chaveamento \mathbf{S} do conversor tal que

$$\mathbf{S} = \{S_a, S_b, S_c, S_{a'}, S_{b'}, S_{c'}\}. \quad (5.2)$$

As tensões de fase aplicáveis à MSIP pelo conversor podem ser expressas idealmente

em função dos sinais de chaveamento tal que

$$\begin{bmatrix} v_{aa'} \\ v_{bb'} \\ v_{cc'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_{a'} \\ S_b - S_{b'} \\ S_c - S_{c'} \end{bmatrix} V_{CC}, \quad (5.3)$$

em que V_{CC} é a tensão contínua total do barramento CC. O modelo (5.3) considera chaves ideais, negligenciando fenômenos parasitas e não linearidades das chaves. No entanto, tal aproximação usualmente aceita na literatura quando as não idealidades das chaves não representam significativa magnitude em relação ao sistema alimentado pelo conversor, como é o caso neste trabalho.

As combinações dos possíveis sinais de comando das chaves compõem um total de 64 (2^6) factíveis estados de chaveamento, \mathbf{S}_j com $j = 0, \dots, 63$.

A partir de (5.3) e também da transformação de Clarke é possível construir a Tabela 1, Tabela 2 e Tabela 3, mostrando todos os vetores de tensão em referencial abc e $\alpha\beta 0$ válidos correspondentes aos 64 estados de chaveamento do conversor. Nas tabelas é possível notar que embora a combinação de sinais de chaveamento conduza a 64 possíveis estados de chaveamento, eles implicam em somente 27 diferentes vetores de tensão, $(\mathbf{v}_{abc})_f$ e $(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$ com $f = 0 : 26$.

Por simplicidade, para estabelecer a relação entre tensão $(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$ e vetor de chaveamento, do conjunto de possíveis estados de chaveamento \mathbf{S}_j , com $j = 0 : 63$, seleciona-se apenas um estado em cada grupo de estados que produzem iguais vetores de tensão. Assim, apenas o subgrupo \mathbf{S}'_f com $f = 0 : 26$ é considerado para produzir os diferentes vetores de tensão de saída $(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$.

Esta relação $(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$ e \mathbf{S}'_f , com $f = 0 : 26$, resume o modelo do conversor utilizado no FCS-MPC.

Tabela 1 – Parte 1: Vetores de tensão do duplo inversor.

Vetor de tensão f=0:26	Estado das chaves \mathbf{S} j=0:63		Tensões normalizadas por V_{CC}					
			Componentes $abc (\mathbf{v}_{abc})_f$			Componentes $\alpha\beta 0 (\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$		
			$v_{aa'}$	$v_{bb'}$	$v_{cc'}$	v_α	v_β	v_0
\mathbf{v}_0	S0	000000	0	0	0	0	0	0
	S9	001001						
	S18	010010						
	S27	011011						
	S36	100100						
	S45	101101						
	S54	110110						
S63	111111							
\mathbf{v}_1	S1	000001	0	0	-1	$1/\sqrt{6}$	$\sqrt{2}/2$	$-1/\sqrt{3}$
	S19	010011						
	S37	100101						
	S55	110111						
\mathbf{v}_2	S2	000010	0	-1	0	$1/\sqrt{6}$	$-\sqrt{2}/2$	$-1/\sqrt{3}$
	S11	001011						
	S38	100110						
	S47	101111						
\mathbf{v}_3	S3	000011	0	-1	-1	$\sqrt{2}/3$	0	$-2/\sqrt{3}$
	S39	100111						
\mathbf{v}_4	S4	000100	-1	0	0	$-\sqrt{2}/3$	0	$-1/\sqrt{3}$
	S13	001101						
	S22	010110						
	S31	011111						
\mathbf{v}_5	S5	000101	-1	0	-1	$-1/\sqrt{6}$	$\sqrt{2}/2$	$-2/\sqrt{3}$
	S23	010111						
\mathbf{v}_6	S6	000110	-1	-1	0	$-1/\sqrt{6}$	$-\sqrt{2}/2$	$-2/\sqrt{3}$
	S15	001111						
\mathbf{v}_7	S7	000111	-1	-1	-1	0	0	$-\sqrt{3}$

Tabela 2 – Parte 2: Vetores de tensão do duplo inversor.

Vetor de tensão f=0:26	Estado das chaves \mathcal{S} j=0:63		Tensões normalizadas por V_{CC}					
			Componentes $abc (\mathbf{v}_{abc})_f$			Componentes $\alpha\beta 0 (\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$		
			$v_{aa'}$	$v_{bb'}$	$v_{cc'}$	v_α	v_β	v_0
\mathbf{v}_8	S8	001000	0	0	1	$-1/\sqrt{6}$	$-\sqrt{2}/2$	$1/\sqrt{3}$
	S26	011010						
	S44	101100						
	S62	111110						
\mathbf{v}_9	S10	001010	0	-1	1	0	$-\sqrt{2}$	0
	S46	101110						
\mathbf{v}_{10}	S12	001100	-1	0	1	$-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{2}/2$	0
	S30	011110						
\mathbf{v}_{11}	S14	001110	-1	-1	1	$-\sqrt{2}/3$	$-\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{3}$
\mathbf{v}_{12}	S16	010000	0	1	0	$-1/\sqrt{3}$	$\sqrt{2}/2$	$1/\sqrt{3}$
	S25	011001						
	S52	110100						
	S61	111101						
\mathbf{v}_{13}	S17	010001	0	1	-1	0	$\sqrt{2}$	0
	S53	110101						
\mathbf{v}_{14}	S20	010100	-1	1	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{2}/2$	0
	S29	011101						
\mathbf{v}_{15}	S21	010101	-1	1	1	$-\sqrt{2}/3$	$\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{3}$
\mathbf{v}_{16}	S24	011000	0	1	1	$-\sqrt{2}/3$	0	$2/\sqrt{3}$
	S60	111100						
\mathbf{v}_{17}	S28	011100	-1	1	1	$-2\sqrt{2}/3$	0	$1/\sqrt{3}$
\mathbf{v}_{18}	S32	100000	1	0	0	$\sqrt{2}/3$	0	$1/\sqrt{3}$
	S41	101001						
	S50	110010						
	S59	111011						
\mathbf{v}_{19}	S33	100001	1	0	-1	$\sqrt{3}/2$	$\sqrt{2}/2$	0
	S51	110011						

Tabela 3 – Parte 3: Vetores de tensão do duplo inversor.

Vetor de tensão f=0:26	Estado das chaves \mathcal{S}_j j=0:63		Tensões normalizadas por V_{CC}					
			Componentes $abc (\mathbf{v}_{abc})_f$			Componentes $\alpha\beta 0 (\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$		
			$v_{aa'}$	$v_{bb'}$	$v_{cc'}$	v_α	v_β	v_0
\mathbf{v}_{20}	S34	100010	1	-1	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{2}/2$	0
	S43	101011						
\mathbf{v}_{21}	S35	100011	1	-1	-1	$2\sqrt{2}/3$	0	$-1/\sqrt{3}$
\mathbf{v}_{22}	S40	101000	1	0	1	$1/\sqrt{6}$	$-\sqrt{2}/2$	$2/\sqrt{3}$
	S58	111010						
\mathbf{v}_{23}	S42	101010	1	-1	1	$\sqrt{2}/3$	$-\sqrt{2}$	$1/\sqrt{3}$
\mathbf{v}_{24}	S48	110000	1	1	0	$1/\sqrt{6}$	$\sqrt{2}/2$	$2/\sqrt{3}$
	S57	111001						
\mathbf{v}_{25}	S49	110001	1	1	-1	$\sqrt{2}/3$	$\sqrt{2}$	$1/\sqrt{3}$
\mathbf{v}_{26}	S56	111000	1	1	1	0	0	$\sqrt{3}$

5.2.2 Predição da corrente de estator

As componentes de torque ativo e reativos auxiliares são escolhidas como variáveis de controle e a predição de seus comportamentos futuros é calculada a partir de seus modelos discretos. Com base em (4.14) e (4.31) a predição dos torques ativo e reativos auxiliares para um passo de tempo discreto no futuro pode ser aproximada por

$$\begin{cases} T_e^{k+1} &= \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} \cdot \mathbf{E}_{dq0}^{k+1} \\ \mathbf{e}'_{dq0}{}^{k+1} &= \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} \times \mathbf{E}'_{dq0}{}^{k+1} \end{cases} \quad (5.4)$$

em que o sobrescrito $k + 1$ representa um passo de tempo discreto no futuro de k . O valor futuro do vetor de corrente \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} é calculado com base no modelo de tensão (3.23) usando a seguinte aproximação de Euler

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x^{k+1} - x^k}{T_s}, \quad (5.5)$$

em que T_s é o período de amostragem, x^k é o valor presente da variável genérica x e x^{k+1} é o valor futuro em um passo de tempo discreto. Utilizando (5.5) para a derivada da corrente

do estator em (3.23) obtém-se

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} &= \left(\mathbf{L}_{dq0}^{inc,k}(\mathbf{i}_{dq0}^k, \theta_e^k) \right)^{-1} \left(-R\mathbf{i}_{dq0}^k - \omega_e^k \left(\mathbf{J}\mathbf{L}_{dq0}^k(\mathbf{i}_{dq0}^k, \theta_e^k) + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}^k(\mathbf{i}_{dq0}^k, \theta_e^k)}{\partial \theta_e^k} \right) \mathbf{i}_{dq0}^k \right. \\ &\quad \left. - \omega_e^k \left(\mathbf{J}\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^k(\theta_e^k) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^k(\theta_e^k)}{d\theta_e^k} \right) + \mathbf{v}_{dq0}^{k+1} \right) \\ \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} &= \mathbf{i}_{dq0}^k + T_s \left(\mathbf{L}_{dq0}^{inc,k}(\mathbf{i}_{dq0}^k, \theta_e^k) \right)^{-1} \left(-R\mathbf{i}_{dq0}^k - \omega_e^k \left(\mathbf{J}\mathbf{L}_{dq0}^k(\mathbf{i}_{dq0}^k, \theta_e^k) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}^k(\mathbf{i}_{dq0}^k, \theta_e^k)}{\partial \theta_e^k} \right) \mathbf{i}_{dq0}^k - \omega_e^k \left(\mathbf{J}\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^k(\theta_e^k) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^k(\theta_e^k)}{d\theta_e^k} \right) + \mathbf{v}_{dq0}^k \right). \end{aligned} \quad (5.6)$$

O valor futuro do vetor de FCEMCN, \mathbf{E}_{dq0}^{k+1} , em (5.4) é calculado com base em (3.32) e utilizando (5.6) de forma que

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{dq0}^{k+1} &= n_p \left(\frac{1}{2} \left(\mathbf{J}\mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} - \mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\mathbf{J} \right) \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} + \right. \\ &\quad \left. \mathbf{J}\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^{k+1}(\theta_e) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^{k+1}(\theta_e)}{d\theta_e} \right). \end{aligned} \quad (5.7)$$

O valor futuro do vetor de FCEMCN auxiliares, $\mathbf{E}'_{dq0}{}^{k+1}$, é calculado com base em (4.29) tal que

$$\mathbf{E}'_{dq0}{}^{k+1} = \mathbf{E}_{dq0}^{k+1} + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}^{k+1}}{\partial \mathbf{i}_{dq0}} \right)^T \mathbf{i}_{dq0}^{k+1}, \quad (5.8)$$

em que

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}^{k+1}}{\partial \mathbf{i}_{dq0}} &= \frac{n_p}{2} \left(\mathbf{J} \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \mathbf{i}_{dq0}} + \frac{\partial}{\partial \mathbf{i}_{dq0}} \left(\frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} \right) - \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \mathbf{i}_{dq0}} \mathbf{J} \right) \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} + \\ &\quad + \frac{n_p}{2} \left(\mathbf{J}\mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)}{\partial \theta_e} - \mathbf{L}_{dq0}^{k+1}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)\mathbf{J} \right) \end{aligned} \quad (5.9)$$

As expressões (5.6) e (5.8) são expressões generalizadas para predição da corrente do estator \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} e FCEMCNs auxiliares $\mathbf{E}'_{dq0}{}^{k+1}$ para MSIPs de ímã no interior do rotor.

A particularização de (5.6) e (5.8) para o caso de MSIPs de ímã na superfície, sem efeitos de carregamento é conseguida considerando a matriz de indutâncias \mathbf{L}_{dq0} constante, independente da posição rotórica e carregamento do estator tal de forma que os modelos

de predição são adaptados para

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{i}_{dq0}^{k+1} = \mathbf{i}_{dq0}^k + T_s \left(\mathbf{L}_{dq0}^k \right)^{-1} \left(-R \mathbf{i}_{dq0}^k - \omega_e^k \left(\mathbf{J} \mathbf{L}_{dq0}^k \mathbf{i}_{dq0}^k + \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}^k(\theta_e) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^k(\theta_e)}{d\theta_e} \right) + \mathbf{v}_{dq0}^k \right) \\ \mathbf{E}_{dq0}^{k+1} = n_p \left(\mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}^{k+1}(\theta_e) + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^{k+1}(\theta_e)}{d\theta_e} \right) \\ \mathbf{E}'_{dq0}{}^{k+1} = \mathbf{E}'_{dq0}{}^{k+1}. \end{array} \right. \quad (5.10)$$

5.2.3 Modelo de fluxo do rotor, indutâncias e torque de borda

A predição do comportamento futuro da MSIP com base em seu modelo dinâmico depende da informação em tempo real dos parâmetros circuitais da máquina: resistência de fase do estator, fluxo não senoidal do rotor, componentes de indutâncias não senoidais e torque de borda. Enquanto a resistência de fase é considerada constante, iguais nas fases da MSIP e obtida por medição direta, as formas de onda das demais grandezas podem ser obtidas em tempo real por meio de consulta em tabela, aproximação por série de Fourier ou mesmo observadores de estados [19, 33, 43, 118, 123, 156]. Nesta tese a solução por aproximação por série de Fourier dos modelos *offline* é adotada.

O modelo adotado de fluxo do rotor não senoidal é considerado como função apenas da posição elétrica rotórica θ_e tal que $\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)$. Dessa forma, a predição de $\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e)$ para um passo T_s de tempo discreto no futuro é

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^{k+1}(\theta_e) = \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e^{k+1}) = \boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e^k + \omega_e^k T_s). \quad (5.11)$$

A representação em série de Fourier das componentes de fluxo do rotor a partir das principais componentes harmônicas é

$$\lambda_d(\theta_e) = k_{d,0} + \sum_{n=6,12,24} k_{d,n} \cos(n\theta_e - \phi_{d,n}) \quad (5.12)$$

$$\lambda_q(\theta_e) = \sum_{n=6,12,24} k_{q,n} \cos(n\theta_e - \phi_{q,n}) \quad (5.13)$$

$$\lambda_0(\theta_e) = \sum_{n=3,9,15,21} k_{0,n} \cos(n\theta_e - \phi_{0,n}), \quad (5.14)$$

em que $k_{d,0}$, $k_{d,n}$, $k_{q,n}$ e $k_{0,n}$ são as amplitudes das componentes harmônicas de ordem n e $\phi_{d,n}$, $\phi_{q,n}$ e $\phi_{0,n}$ são as respectivas fases. As magnitudes e fases das componentes harmônicas são obtidas para as MSIPs de teste a partir das FCEMs em vazio, como apresentado nos Apêndices B e C.

A partir do modelo do fluxo do rotor $\lambda_{dq0}(\theta_e)$ (5.14) calcula-se $d\lambda_{dq0}(\theta_e)/d\theta_e$ como

$$\frac{d\lambda_d(\theta_e)}{d\theta_e} = \sum_{n=6,12,24} -nk_{d,n}\text{sen}(n\theta_e - \phi_{d,n}) \quad (5.15)$$

$$\frac{d\lambda_q(\theta_e)}{d\theta_e} = \sum_{n=6,12,24} -nk_{q,n}\text{sen}(n\theta_e - \phi_{q,n}) \quad (5.16)$$

$$\frac{d\lambda_0(\theta_e)}{d\theta_e} = \sum_{n=3,9,15,21} -nk_{0,n}\text{sen}(n\theta_e - \phi_{0,n}). \quad (5.17)$$

Assim como para $\lambda_{dq0}(\theta_e)$, a predição de $d\lambda_{dq0}(\theta_e)/d\theta_e$ é calculada por

$$\left(\frac{d\lambda_{dq0}(\theta_e)}{d\theta_e}\right)^{k+1} = \frac{d\lambda_{dq0}(\theta_e^{k+1})}{d\theta_e}. \quad (5.18)$$

Enquanto o modelo de indutância para MSIPSR de teste desta tese é considerada constante e invariante ao carregamento, o modelo das componentes de indutância para MSIPR também utiliza a representação por série de Fourier para modelar as componentes harmônicas. Por outro lado, diferentemente do modelo de fluxo do rotor cujas magnitudes e fases harmônicas são consideradas constantes, considera-se que as magnitudes e fases das componentes harmônicas de indutâncias são função do carregamento além de função da posição elétrica θ_e .

Os efeitos de carregamento são modelados de forma indireta e aproximada. Inicialmente, a MSIP é simulada por meio de elementos finitos e é obtida a trajetória MTPA senoidal considerando apenas componentes fundamentais de corrente do estator (Apêndice C). Sobre a trajetória MTPA senoidal, calcula-se as componentes harmônicas de indutâncias para variadas condições de torque médio em um ciclo elétrico. Por fim, o modelo completo de indutâncias é aproximado como

$$L_{dd}(T_e, \theta_e) = l_{dd,0}(T_e) + \sum_{n=6,12} l_{dd,n}(T_e) \cos(n\theta_e - \phi_{dd,n}(T_e)) \quad (5.19)$$

$$L_{dq}(T_e, \theta_e) = L_{qd}(T_e, \theta_e) = l_{dq,0}(T_e) + \sum_{n=6,12} l_{dq,n}(T_e) \cos(n\theta_e - \phi_{dq,n}(T_e)) \quad (5.20)$$

$$L_{d0}(T_e, \theta_e) = L_{0d}(T_e, \theta_e) = \sum_{n=3,9} l_{d0,n}(T_e) \cos(n\theta_e - \phi_{d0,n}(T_e)) \quad (5.21)$$

$$L_{qq}(T_e, \theta_e) = l_{qq,0}(T_e) + \sum_{n=6,12} l_{qq,n}(T_e) \cos(n\theta_e - \phi_{qq,n}(T_e)) \quad (5.22)$$

$$L_{q0}(T_e, \theta_e) = L_{0q}(T_e, \theta_e) = \sum_{n=3,9} l_{q0,n}(T_e) \cos(n\theta_e - \phi_{q0,n}(T_e)) \quad (5.23)$$

$$L_{00}(T_e, \theta_e) = l_{00,0}(T_e) + \sum_{n=6,12} l_{00,n}(T_e) \cos(n\theta_e - \phi_{00,n}(T_e)) \quad (5.24)$$

em que $l_{dd,n}(T_e)$, $l_{dq,n}(T_e)$, $l_{d0,n}(T_e)$, $l_{qq,n}(T_e)$, $l_{q0,n}(T_e)$, $l_{00,n}(T_e)$ são as magnitudes harmônicas das componentes de indutância em referencial $dq0$ que modeladas em função do torque ativo T_e considerando a operação MTPA senoidal. As variáveis $\phi_{dd,n}(T_e)$, $\phi_{dq,n}(T_e)$, $\phi_{d0,n}(T_e)$, $\phi_{qq,n}(T_e)$, $\phi_{q0,n}(T_e)$ e $\phi_{00,n}(T_e)$ são as respectivas fases das componentes harmônicas, também modeladas em função do torque ativo na operação MTPA senoidal. Para implementação em tempo real, os parâmetros de magnitude e fases das componentes harmônicas de indutância são armazenados na forma de LUTs e consultadas a partir do torque ativo de referência. Assim, os valores instantâneos de indutância, no tempo presente discreto k , são

$$\begin{aligned} &L_{dd}(T_e^{ref,k}, \theta_e^k) \\ &L_{dq}(T_e^{ref,k}, \theta_e^k) \\ &L_{d0}(T_e^{ref,k}, \theta_e^k) \\ &L_{qq}(T_e^{ref,k}, \theta_e^k) \\ &L_{q0}(T_e^{ref,k}, \theta_e^k) \\ &L_{00}(T_e^{ref,k}, \theta_e^k). \end{aligned}$$

Para as predições das componentes de indutância para o instante $k + 1$ utiliza-se apenas a extrapolação da posição elétrica θ_e^{k+1} , considerando a aproximação de que $T_e^{k+1} \approx T_e^k$. Assim,

$$\left(\mathbf{L}_{dq0}(T_e^{ref}, \theta_e)\right)^{k+1} = \mathbf{L}_{dq0}(T_e^{ref,k}, \theta_e^{k+1}). \quad (5.25)$$

Apesar da inclusão indireta dos efeitos de carregamento sobre as formas de onda de indutâncias na região MTPA, os fatores $\partial \mathbf{L}_{dq0} / \partial \mathbf{i}_{dq0}$ do modelo de predição (5.6) são assumidos nulos na implementação do FCS-MTPC para MSIPSR e MSIPIR.

O valor de torque de borda é considerado apenas como função da posição elétrica θ_e , tal que $T_{cog}(\theta_e)$. Seu modelo aproximado é obtido pela simulação em elementos finitos a vazio da MSIPIR de teste (Apêndice C). Efeitos de carregamento no torque de borda são negligenciados. O torque de borda é negligenciado para a MSIPSR de teste.

5.2.4 Seleção do vetor ótimo

Para a estratégia de controle de torque a função custo proposta é composta de quatro elementos. Primeiramente, o rastreamento de referência de torque ativo é o principal objetivo da malha de controle e esse objetivo pode ser expresso pela minimização do erro quadrático

$$C_{T_e}^{k+1} = \left(T_e^{ref,k+1} - T_e^{k+1}\right)^2. \quad (5.26)$$

A minimização de (5.26) implica em minimizar o erro entre o torque de referência e o torque predito no instante futuro $k + 1$.

O objetivo secundário da malha de controle de torque proposta é conduzir a máquina para operação MTPA. Para isso, adicionam-se à função custo três componentes de erro de torques reativos auxiliares, $C_{\varrho_{q0}}$, $C_{\varrho_{d0}}$ e $C_{\varrho_{dq}}$, descritos por

$$\begin{aligned} C_{\varrho_{q0}}^{k+1} &= \left(\varrho_{q0}^{ref,k+1} - \varrho_{q0}'^{k+1} \right)^2 \\ C_{\varrho_{d0}}^{k+1} &= \left(\varrho_{d0}^{ref,k+1} - \varrho_{d0}'^{k+1} \right)^2 \\ C_{\varrho_{dq}}^{k+1} &= \left(\varrho_{dq}^{ref,k+1} - \varrho_{dq}'^{k+1} \right)^2. \end{aligned} \quad (5.27)$$

A união de (5.26) e (5.27) compõe a função custo total proposta, C_T , tal que

$$C_T^{k+1} = c_1 C_{T_e}^{k+1} + c_2 C_{\varrho_{q0}}^{k+1} + c_3 C_{\varrho_{d0}}^{k+1} + c_4 C_{\varrho_{dq}}^{k+1}, \quad (5.28)$$

em que c_1 , c_2 , c_3 e c_4 são fatores de peso que ponderam a importância de cada componente. A sintonia desses fatores de peso ocorre de forma heurística, assim como usualmente adotado na literatura [24]¹.

A função custo (5.28), considerando um passo de tempo discreto, é avaliada para cada vetor de tensão factível \mathbf{v}_f , com $f = 0, \dots, 26$, do conversor de duplo inversor e aquele que produzir o menor valor de C_T^{k+1} é escolhido e aplicado no próximo período de chaveamento. Na prática, processadores digitais produzem um passo de tempo discreto de atraso na implementação das ações de controle, que podem ser compensadas executando a predição das variáveis para $k + 2$ e avaliando C_T^{k+2} [186].

O Algoritmo 1 mostra a sequência de passos para execução da malha de controle de torque ativo e reativo proposto.

Com base no Algoritmo 1 a Figura 6 ilustra a execução prática do algoritmo FCS-MPC dentro de um período discreto de controle de tempo T_s no microcontrolador TMS320F28377D da bancada de testes detalhada no Apêndice D. No passo (1) amostram-se as correntes do estator, posição elétrica do rotor, velocidade e tensão do barramento. Essa etapa de medição é configurada para ocorrer antes do instante k , evitando amostragens coincidentes com o momento das comutações das chaves. No passo (2) realiza-se a estimação das grandezas do modelo no instante $(k+1)$. Essa etapa é necessária devido ao natural atraso de um passo de tempo discreto T_s na aplicação da ação de controle em sistemas de controle discretos e é referida na literatura como etapa de compensação de *delay* [186]. Nos passos (3) e (4) são realizadas as predições do modelo e avaliações da função custo para cada estado de chaveamento do conversor. Essa etapa pode ser paralelizada uma vez que são independentes as predições e avaliações da função custo em cada um estado de chaveamento. Por isso, as 27 repetições de predição e avaliação da função custo são separadas em um grupo de 14 e outro de 13 repetições que são realizadas em dois núcleos

¹ Metodologias para ajuste dos fatores de peso é um importante tópico de pesquisa em FCS-MPC

Algoritmo 1: Pseudocódigo para implementação da malha de controle preditivo de torques

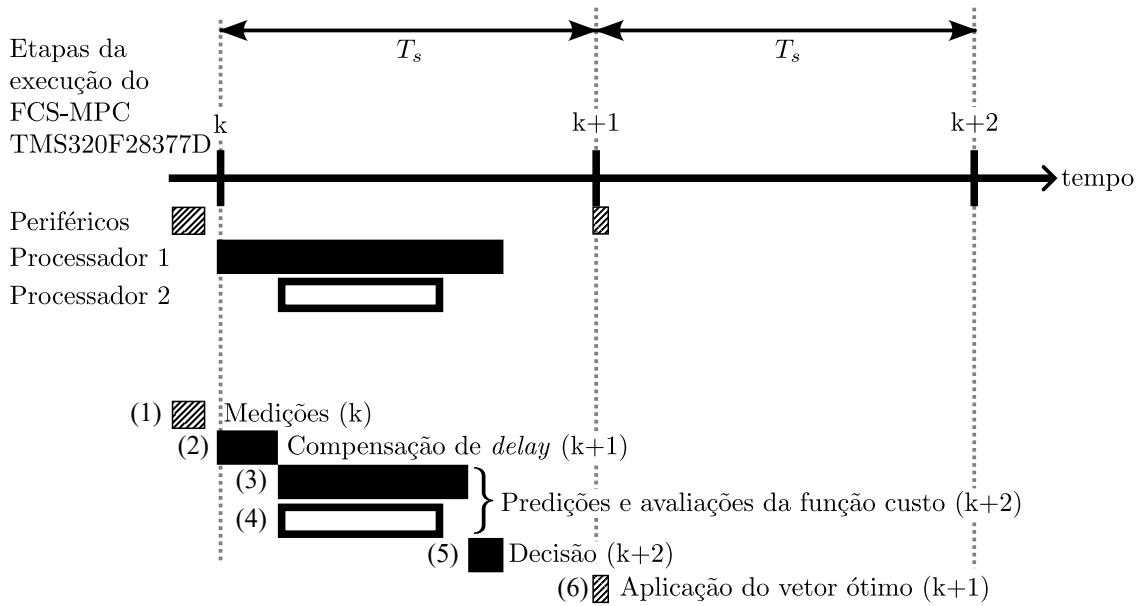
```

1 Medição e estimação das grandezas do modelo dinâmico no instante  $k$ ;
2 Compensação do delay [186];
3  $C_T^{opt} \leftarrow \infty$ ;          /* Inicialização do valor ótimo da função custo */
4 para  $f = 0 : 26$  faça
5     | Consulta de  $(\mathbf{v}_{\alpha\beta 0})_f$ , estima  $\theta_e^{k+1}$  e calcula vetor de tensão em referencial
        | síncrono  $(\mathbf{v}_{dq0}^{k+1})_f$ ;
6     | Predição das correntes do estator  $(\mathbf{i}_{dq0}^{k+2})_f$  e FCEMCNs auxiliares  $(\mathbf{E}_{dq0}^{k+2})_f$ ;
7     | Cálculo das predições das componentes de torque  $(T_e^{k+2})_f$ ,  $(\mathbf{q}_{dq0}^{k+2})_f$ ;
8     | Cálculo da função custo  $(C_T^{k+2})_f$ ;
9     | se  $(C_T^{k+2})_f < C_T^{opt}$  então
10    |     |  $C_T^{opt} = (C_T^{k+2})_f$  ;
11    |     |  $f^{opt} = f$ ;          /* Armazena índice do ótimo vetor */
12    | fim
13 fim
14 Encaminha  $\mathbf{S}_{f^{opt}}^{k+1}$  para implementação em  $k + 1$ ;

```

de processamento separados da TMS320F28377D, paralelizando o processo e reduzindo o tempo de processamento. Ao final das etapas (3) e (4) tem-se a decisão pelo melhor estado de chaveamento na etapa (5), na qual o melhor vetor da execução (3) é comparado ao melhor vetor da execução (4) e aquele que produziu o menor valor de função custo é selecionado como ação de controle ótima para ser implementado no instante $(k+1)$ na etapa (6).

Figura 6 – Ilustração da execução do FCS-MPC implementada no TMS320SF28377D.



Fonte: o autor.

5.3 Síntese do Capítulo

O Capítulo 5 apresenta o esquema de controle preditivo proposto para redução de ondulação de torque e operação MTPA de MSIPs não senoidais com topologia *open-end winding* utilizando como conversor um duplo inversor trifásico dois níveis com barramento CC compartilhado.

Enquanto abordagens convencionais de controle preditivo adotam malhas internas de controle de corrente ou torque eletromagnético e módulo do fluxo do estator, a novidade no esquema de controle proposto está na adoção de uma função custo baseada nos objetivos de controle de torque ativo e torques reativos auxiliares.

A vantagem da adoção dessas grandezas como variáveis de controle está na facilidade de definição de suas referências. Enquanto a referência de torque ativo pode ser fornecida por malha de controle externa ou diretamente pelo usuário, as referências de torque reativo auxiliar são nulas para atender a condição MTPA, independente do torque ativo.

Além disso, enquanto convencionalmente as abordagens na literatura adicionam malhas de controle de corrente de sequência zero para suprimir sua circulação a fim de reduzir ondulações de torque, na abordagem proposta de controle de torque ativo e reativos auxiliares as ondulações de torque são reduzidas também com a participação de componentes não nulas de corrente de eixo zero.

Devido ao caráter generalizado da dedução das grandezas de torque ativo e reativo auxiliar elucidadas no Capítulo 4, é possível particularizá-las para diversas topologias de MSIP, como apresentado no Apêndice E.

Ainda, por ser uma abordagem *feedforward* generalizada e instantânea para definição das referências ótimas, a metodologia não requer processo iterativo para convergência ou otimização em cada ponto de operação.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este Capítulo apresenta os resultados experimentais da implementação do algoritmo FCS-MPC para redução de ondulações de torque e operação MTPA de uma MSIPSR e uma MSIPIR não senoidais de topologia *open-end winding* alimentadas por duplo inversor trifásico com barramento compartilhado. A bancada de testes e as máquinas utilizadas são detalhadas no Apêndice D, B e C. O algoritmo FCS-MPC é executado com uma frequência de amostragem de 20 kHz ($T_s = 50\mu s$). Os fatores de ponderação utilizados na função custo são escolhidos como $c_1 = 100$, $c_2 = 1$, $c_3 = 1$ e $c_4 = 1$ a fim de priorizar a mitigação do erro de torque ativo em relação aos erros de torque reativos auxiliares.

6.1 MSIPSR

Esta seção apresenta os resultados experimentais do esquema de controle preditivo de torque ativo e reativo auxiliar para uma MSIP não senoidal de ímã permanente na superfície do rotor. A bancada de testes e a MSIPSR utilizadas estão detalhadas nos Apêndices D e B.

A MSIPSR utilizada apresenta elevado conteúdo harmônico de fluxo do rotor λ_{dq0} , que é modelado conforme as mais significativas componentes harmônicas, que possuem ordem 3, 6, 9, 12, 18, 21 e 24. As componentes de ordem superior são desconsideradas, bem como negligenciam-se as não significativas componentes harmônicas associadas a desbalanços entre fases.

Ainda, para a MSIPSR de teste desconsidera-se o efeito de carregamento sobre o fluxo do rotor e sobre as indutâncias. Dessa forma, considera-se nula a variação das FCEMCNs em função da corrente do estator, $\partial \mathbf{E}_{dq0} / \partial \mathbf{i}_{dq0} = 0$. Com isso, conforme (4.15), (4.29) e (4.31), que as componentes de torques reativos auxiliares igualam-se às componentes de torque reativo, tal que $\varrho'_{q0} = \varrho_{q0}$, $\varrho'_{0d} = \varrho_{0d}$ e $\varrho'_{dq} = \varrho_{dq}$. Para a MSIPSR de teste o torque de borda é negligenciável.

Os resultados apresentados a seguir comparam o desempenho em regime e durante transitórios, com foco sobre as ondulações de torque, do controle FCS-MPC da MSIPSR considerando quatro métodos (Métodos 1 a 4) de alimentação da máquina, incluindo o Método proposto.

Cada Método do comparativo resulta da particularização das FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares utilizadas na função custo (seção 5.2.4) considerando diferentes conteúdos harmônicos:

- Método 1 - Este Método refere-se à alimentação da máquina por correntes senoidais,

que é o objetivo convencional de esquemas de controle. Isso é conseguido utilizando o modelo de torque ativo e reativo auxiliar de MSIPSR senoidal na função custo do algoritmo de controle preditivo (seção 5.2.4), como apresentado no Apêndice E.1;

- Método 2 - Refere-se à alimentação da máquina com componentes fundamental e componentes zero de corrente do estator. Para isso, na função custo do controle preditivo é considerado no modelo de torque FCEMCNs senoidais nas componentes dq e são consideradas também as componentes harmônicas da sequência zero, como apresentado no Apêndice E.2. Com isso, o Método 2, indiretamente, implica em injetar componente fundamental de corrente, dado o modelo dq , e também componentes harmônicas de sequência zero devido à consideração das grandezas de sequência zero no modelo de torques ativo e reativos auxiliares;
- Método 3 - Refere-se à alimentação da máquina com objetivo de se reduzir a ondulação de torque sem circulação de componentes zero de corrente. Para isso, utiliza-se o modelo de torque da MSIPSR não senoidal na função custo sem considerar a participação das componentes de sequência zero, como apresentado no Apêndice E.3;
- Método 4 - Refere-se à alimentação da máquina com objetivo de se reduzir as ondulações de torque considerando a participação das componentes de eixo zero de corrente e FCEMCNs. Nesse método utiliza-se o modelo completo de torque ativo e reativo do Apêndice E.4.

Para os propósitos de análise das ondulações de torque, três cenários de testes são apresentados para avaliação dos Métodos 1 a 4:

1. Teste 1 - operação em regime permanente: a máquina de indução, utilizada como carga controlada, é comandada em malha fechada de velocidade, mantendo o sistema em regime permanente com velocidade constante de 30 rpm. A MSIPSR é comandada somente utilizando a malha de torque ativo e reativo auxiliar com referências constantes;
2. Teste 2 - Resposta dinâmica à rampa de referência de torque: a máquina de indução é comandada em malha fechada de velocidade com referência de 30 rpm. A MSIPSR é comandada com malha de torque, com uma transição em rampa da referência de torque ativo;
3. Teste 3 - Resposta dinâmica ao degrau de referência de torque: a máquina de indução é comandada em malha fechada de velocidade com referência de 30 rpm. A MSIPR é comandada com malha de torque, com uma transição em degrau da referência de torque;

Cada teste é conduzido para os quatro métodos de alimentação da MSIPSR e os resultados são discutidos a seguir.

6.1.1 Teste 1 - Regime permanente

As Figuras 7, 8, 9 e 10 mostram os resultados para o acionamento em regime permanente (Teste 1) da MSIPSR com os Métodos 1, 2, 3 e 4 em um ciclo elétrico.

O primeiro gráfico, de cima para baixo, apresenta o comportamentos do: torque T_e estimado do modelo particularizado e utilizado na função custo em cada Método; torque T_{comp} estimado pelo modelo completo da MSIPSR, considerando todo o espectro harmônico da FCEM a vazão do Apêndice B; e torque de referência T_{ref} .

O segundo gráfico, de cima para baixo, apresenta o comportamento do: torque T_e normalizado pelo seu respectivo valor médio \bar{T}_e , T_e/\bar{T}_e ; torque medido T_m pelo transdutor de torque, normalizado pelo seu respectivo valor médio \bar{T}_m ; torque T_{comp} normalizado pelo seu respectivo valor médio \bar{T}_{comp} ; e o torque de referência T_{ref} normalizado pelo seu respectivo valor médio \bar{T}_{ref} .

O terceiro gráfico, de cima para baixo, apresenta o comportamento da: componente de torque reativo ϱ_{q0} estimada pelo modelo particularizado de cada Método; e componente de torque reativo $\varrho_{q0,comp}$ estimada pelo modelo completo da MSIPSR, considerando todo o espectro harmônico da FCEM a vazão do Apêndice B.

O quarto gráfico, de cima para baixo, apresenta o comportamento da: componente de torque reativo ϱ_{0d} estimada pelo modelo particularizado de cada Método; e componente de torque reativo $\varrho_{0d,comp}$ estimada pelo modelo completo da MSIPSR.

O quinto gráfico, de cima para baixo, apresenta o comportamento da: componente de torque reativo ϱ_{dq} estimada pelo modelo particularizado de cada Método; e componente de torque reativo $\varrho_{dq,comp}$ estimada pelo modelo completo da MSIPSR.

O sexto gráfico, de cima para baixo, apresenta o comportamento das componentes $dq0$ da corrente do estator resultante de cada método. Por fim, o sétimo gráfico, de cima para baixo, apresenta o comportamento das componentes de fase abc da corrente do estator resultante em cada Método.

De maneira geral, nas Figuras 7, 8, 9 e 10 nota-se que o algoritmo de controle preditivo controla os torques ativos e reativos particularizados T_e , ϱ_{q0} , ϱ_{0d} e ϱ_{dq} para as respectivas referências, conforme a particularização em cada Método. Isso confirma a operação da MSIPSR em cada cenário de alimentação.

Ainda, de maneira geral, é importante salientar que a diferença entre torques estimados e medidos tem relação com os efeitos negligenciados no modelo da MSIPSR de teste, como: componentes harmônicas de elevada ordem no fluxo do rotor; deformação do fluxo do rotor em função do carregamento; efeito de carregamento sobre as indutâncias; e

Figura 7 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 1.

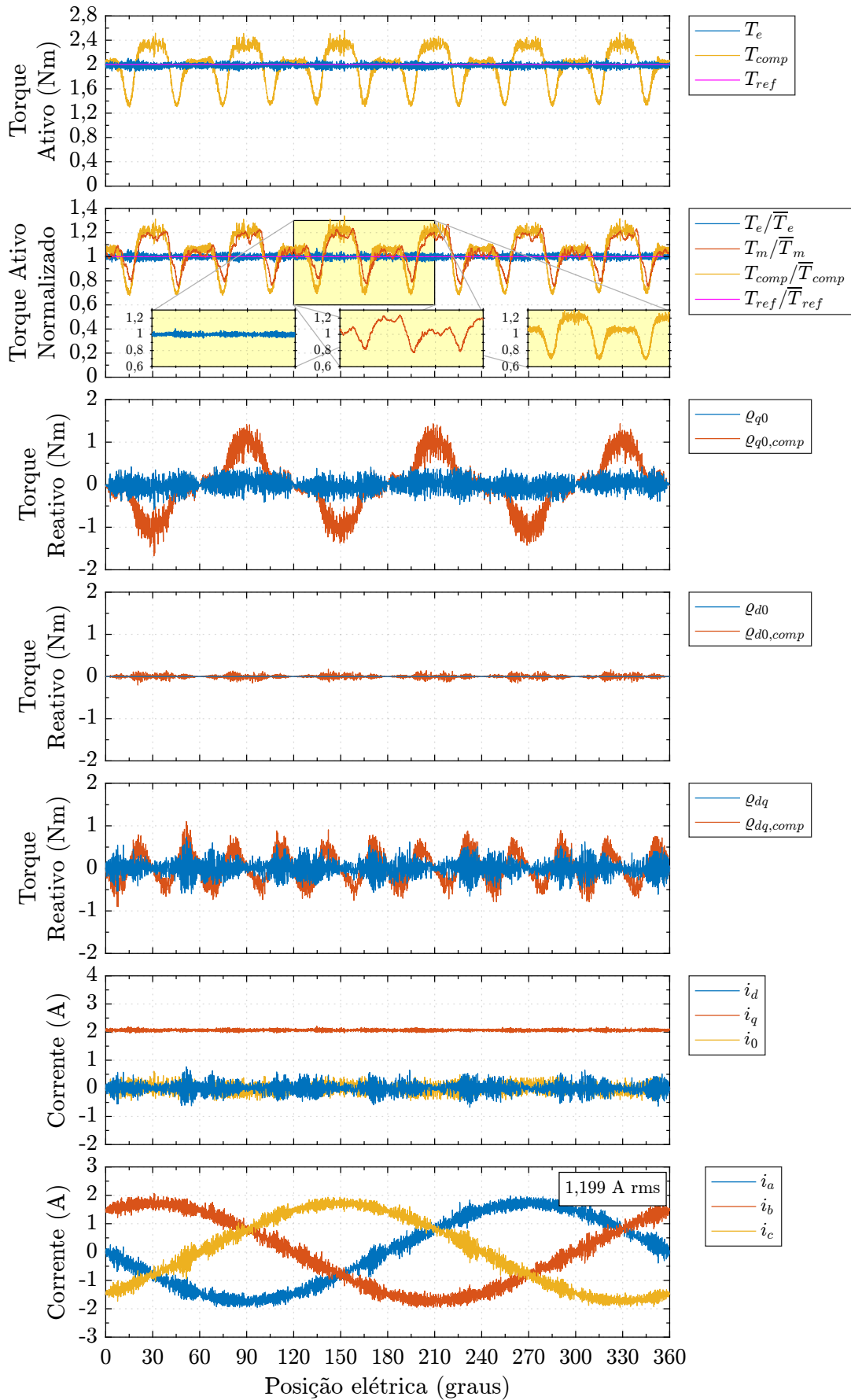


Figura 8 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 2.

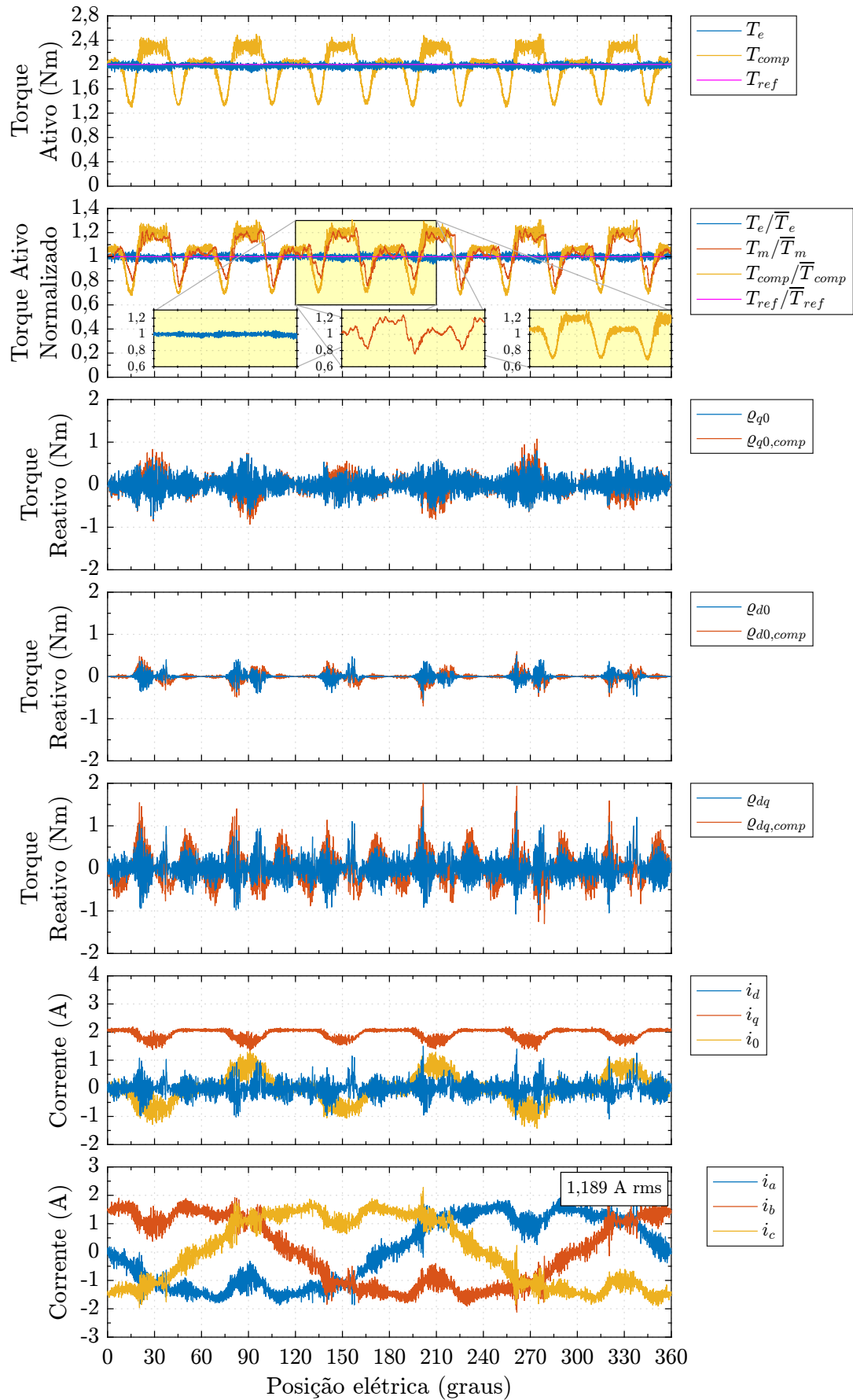


Figura 9 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 3.

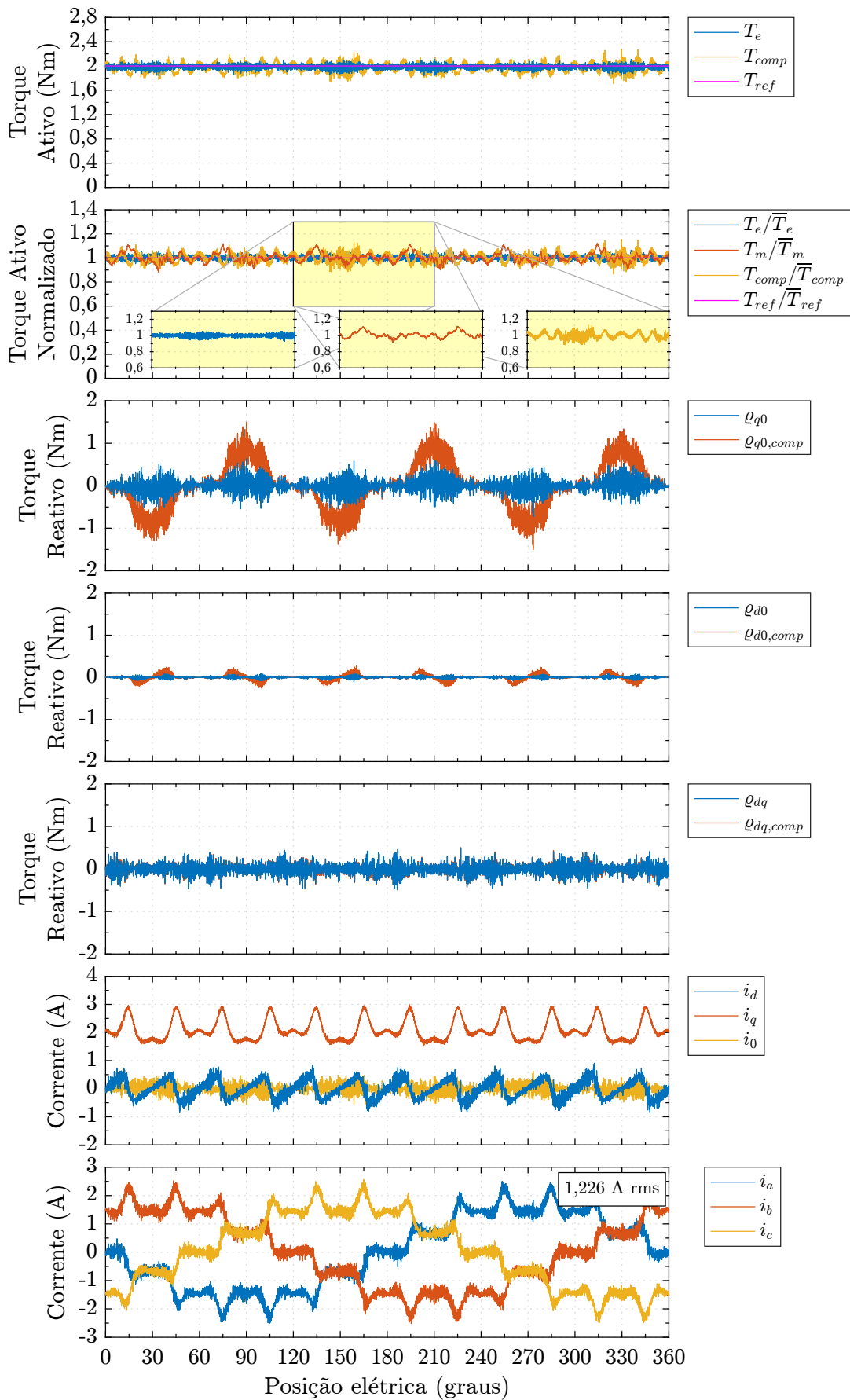
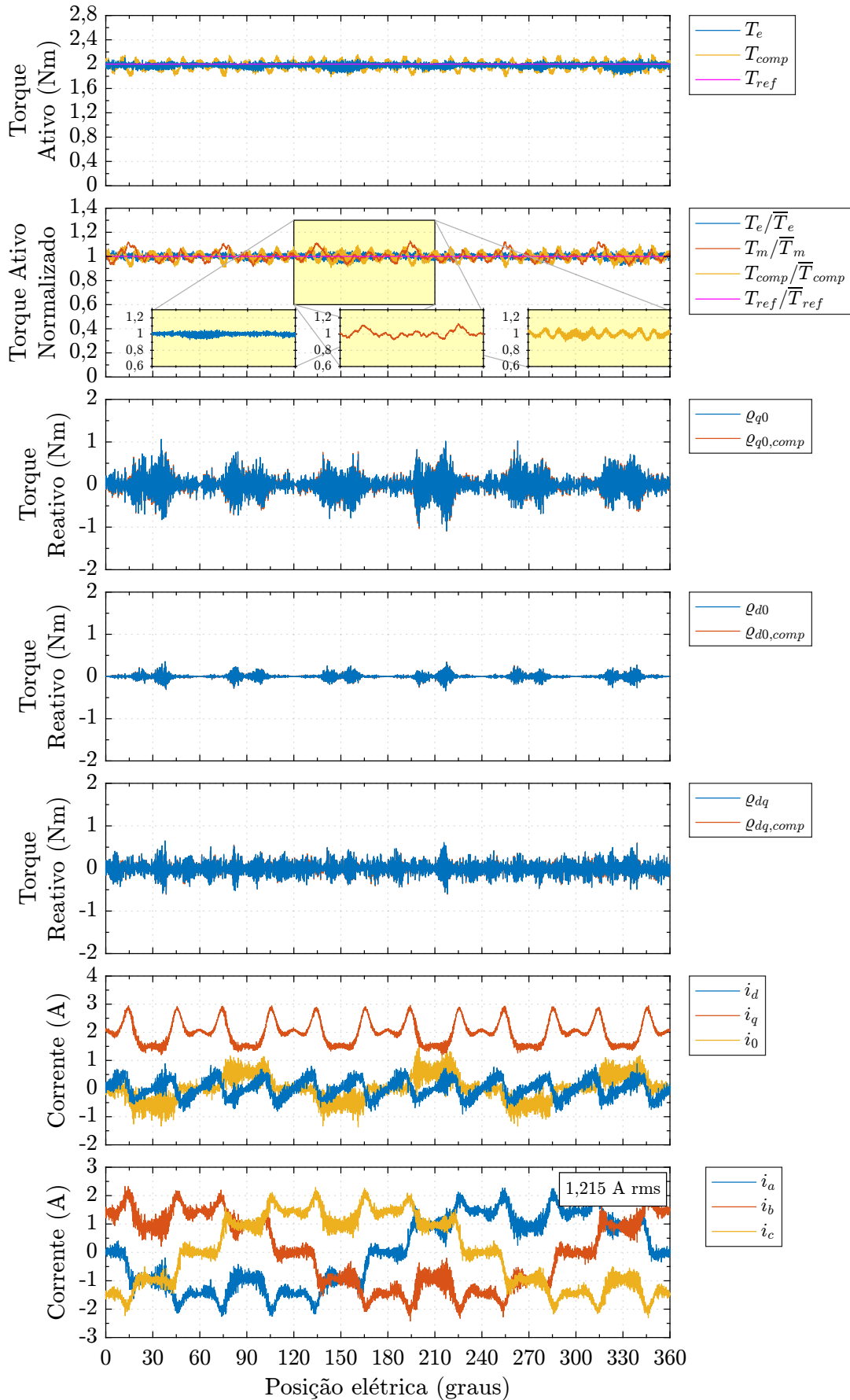


Figura 10 – Operação em regime permanente da MSIPSR com Método 4.



torque de borda.

No gráfico de torques normalizados da Figura 7, a alimentação senoidal resultante é confirmada pelo comportamento das componentes $dq0$ da corrente i_{dq0} do estator. A componente i_q assume um valor constante em todo ciclo elétrico, notado o ruído de chaveamento, enquanto as componentes i_d e i_0 são mantidas também constantes e próximas a zero, tendo em vista que essa é a condição de operação convencional MTPA de MSIPSRs já que i_d e i_0 não produzem torque útil no modelo senoidal de torque.

A alimentação senoidal da MSIPSR de teste produz uma ondulação pico a pico de torque medido de aproximadamente 40% do valor do torque médio. As ondulações de torque neste cenário são causadas sobretudo pela interação entre a corrente i_q e as componentes harmônicas de fluxo do rotor, tendo em vista que as componentes i_d e i_0 são próximas de zero.

No gráfico da Figura 8 a injeção de componente zero corrente do Método 2, adicionalmente à componente fundamental, é confirmada pelo comportamento resultante ondulatorio de i_0 no gráfico de correntes i_{dq0} . Este método não tende a produzir modificações no comportamento do torque ativo, comparado ao Método 1, uma vez que, de forma geral, não há interação entre grandezas de eixo 0 e dq na produção de torque ativo de MSIPSRs, como modelado na seção E. Por outro lado, apesar de não contribuir na redução de ondulações de torque¹, a inclusão das grandezas de eixo 0 no modelo dos torques ativos e reativo faz com que a componente zero de corrente participe da produção de torque médio.

No gráfico da Figura 9 o Método 3 tem o objetivo de reduzir ondulações de torque incorporando no modelo de torque ativo e reativos as componentes harmônicas de eixo dq . A injeção de componentes harmônicas de corrente dq , sem a participação da corrente de eixo 0 é notada pelo comportamento ondulatorio das componentes dq de corrente do estator e pela componente de corrente 0 mantida próximo de zero. O Método 3 reduz substancialmente as ondulações de torque da MSIPSR. As ondulações remanescentes são proximamente estimadas pelo modelo completo T_{comp} que leva em conta todo espectro harmônico do fluxo do rotor. Essas ondulações remanescentes estão concentradas na frequência de ordem 6 e 36. Uma vez que o modelo de torque particularizado é mantido próximo da referência sem ondulações, exceto pelo ruído de chaveamento, as ondulações remanescentes devem-se às grandezas não modeladas, como efeitos de carregamento e componentes de frequência do fluxo do rotor acima da componente harmônica de ordem 24.

A Figura 10 apresenta os resultados do Método 4, que interessa-se pela redução de ondulações de torque e operação MTPA considerando a inclusão das componentes

¹ Neste contexto de MSIPSR operando em condições equilibradas.

harmônicas de FCEMCN d , q e 0 nos modelos de torque ativo e reativo. A injeção de componentes harmônicas de corrente de eixo d , q e 0 são notadas nesse Método 4. Assim como no Método 3, as ondulações de torque ativo são significativamente reduzidas. Por outro lado, nesse Método 4 as componentes de torque reativo ϱ_{q0} , ϱ_{0d} e ϱ_{dq} são controladas para zero considerando o modelo completo, demonstrando a operação MTPA.

Com base nos resultados das Figuras 7, 8, 9 e 10, calcula-se o valor da ondulação pico a pico normalizada de torque medido, T_{pp} , em cada Método como

$$T_{pp} = \frac{\max(T_m) - \min(T_m)}{\overline{T}_m}. \quad (6.1)$$

A Figura 11(a) compara o os desempenhos de T_{pp} dos resultados da Figuras 7, 8, 9 e 10, normalizados e apresentados percentualmente em relação ao desempenhado pelo Método 1. Como apresentado, os Métodos 3 e 4 reduzem em cerca de 54% e 59% as ondulações pico a pico de torque em relação à alimentação senoidal.

Ainda com base nos resultados da Figuras 7, 8, 9 e 10, calcula-se o fator de ondulação de torque, T_{ripple} , desempenhado em cada Método conforme a seguinte definição

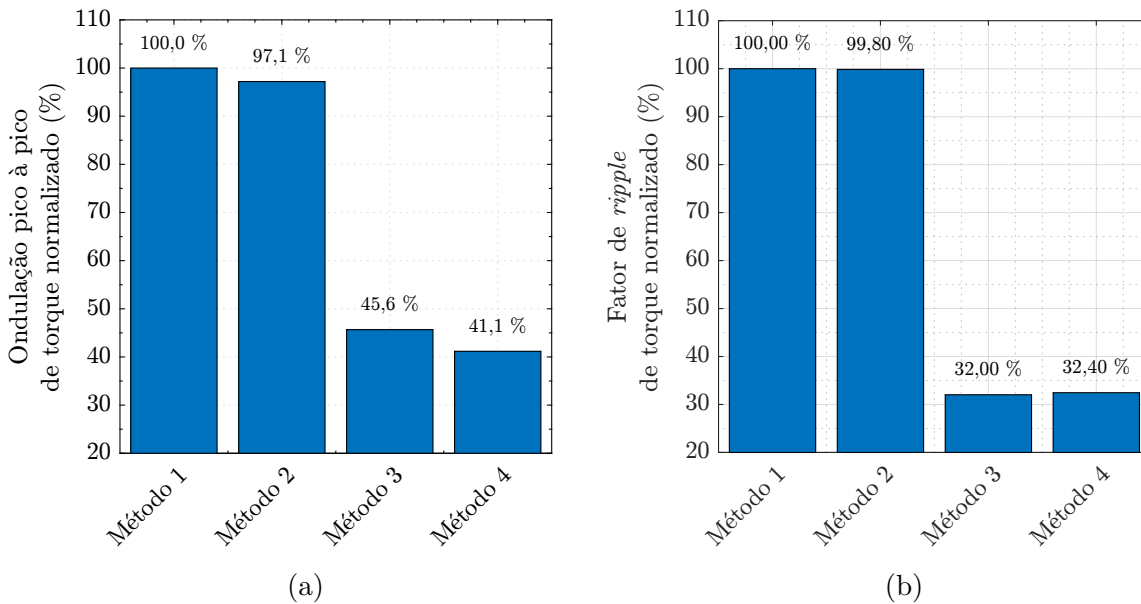
$$T_{ripple} = \frac{1}{\overline{T}_m} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_m^2(n) - \overline{T}_m^2}, \quad (6.2)$$

em que N é o tamanho no vetor de amostras de torques medidos T_m .

A Figura 11(b) compara o fator de ondulação de torque desempenhado por cada Método, normalizado pelo Método 1, demonstrando que os Métodos 3 e 4 reduzem em, aproximadamente, 68% o fator ondulação do torque eletromagnético produzido pela MSIPSR.

A Figura 12 apresenta o conteúdo harmônico do torque medido T_m e do modelo de torque completo T_{comp} em cada método no ensaio de regime permanente das Figuras 7, 8, 9 e 10. De forma geral, é possível notar a significativa redução das magnitudes das componentes harmônicas de torque com os Métodos 3 e 4. Ainda assim, nota-se, sobretudo, magnitudes remanescentes de componentes de ordem 6 e 12 nesses métodos. Enquanto essas componentes são levadas à valores inferiores à 1% no modelo de torque T_{comp} , elas possuem magnitudes entre 1,79% a 2,94% no torque medido T_m . Essas magnitudes das componentes remanescentes de ondulações de torque podem ser atribuídas à diferença do modelo de torque em relação ao torque real da máquina, como pode ser visto também nas componentes de ordem 6 e 12 dos Métodos 1 e 2. É importante ressaltar que a diferença entre T_{comp} e o torque medido T_m deve-se aos fenômenos não modelados que influenciam no modelo de torque. Para essa MSIPSR, negligenciam-se, sobretudo, os efeitos de temperatura e efeitos de carregamento no fluxo do rotor, que podem afetar seu conteúdo harmônico. Por isso, o algoritmo de controle, baseado no modelo de torque, tende a subcompensar ou sobrecompensar componentes harmônicas de torque.

Figura 11 – Comparativo entre (a) fatores de torque pico a pico em relação ao torque médio e (b) fatores de ondulação de torque do teste em regime permanente da MSIPSR.



A Figura 13 compara o valor de corrente eficaz de fase em cada Método, normalizados pelo valor do Método 1. Como apresentado, a utilização das componentes de eixo zero reduziram o valor da corrente eficaz do Método 2 em relação ao Método 1. Isso porque as componentes de fluxo do rotor de eixo zero contribuem na produção de torque útil [19, 26, 29].

Os Métodos 3 e 4 requerem maior corrente eficaz quando comparados ao Método 1 para compensação das ondulações de torque. No entanto, similarmente à comparação entre Método 2 e 1, o Método 4 considera a participação das componentes de eixo 0 de FCEMCN na produção de torque e isso representa um benefício ao torque médio, fazendo com que seja necessário menor valor eficaz de corrente de fase para atender um torque de referência [19, 26, 29].

6.1.2 Teste 2 - Regime dinâmico - Rampa

O Teste 2 avalia o comportamento dos Métodos 1 a 4 durante transitório de mudança em rampa do torque de referência da MSIPSR. Organizadas da mesma forma que os resultados de regime permanente das Figuras 7, 8, 9 e 10, as Figuras 14, 15, 16 e 17 mostram o comportamento dos Métodos para o Teste 2.

No Teste 2 a máquina de indução é controlada para velocidade constante de 30 rpm enquanto o torque de referência da MSIPSR é aumentado em rampa do valor 0,5 Nm para 2 Nm. Nas Figuras 14 e 15, referentes ao Método 1 e 2, as ondulações de torque

Figura 12 – Comparativo entre conteúdo harmônico do torque medido T_m e modelo de torque completo T_{comp} do ensaio de regime permanente da MSIPSR.

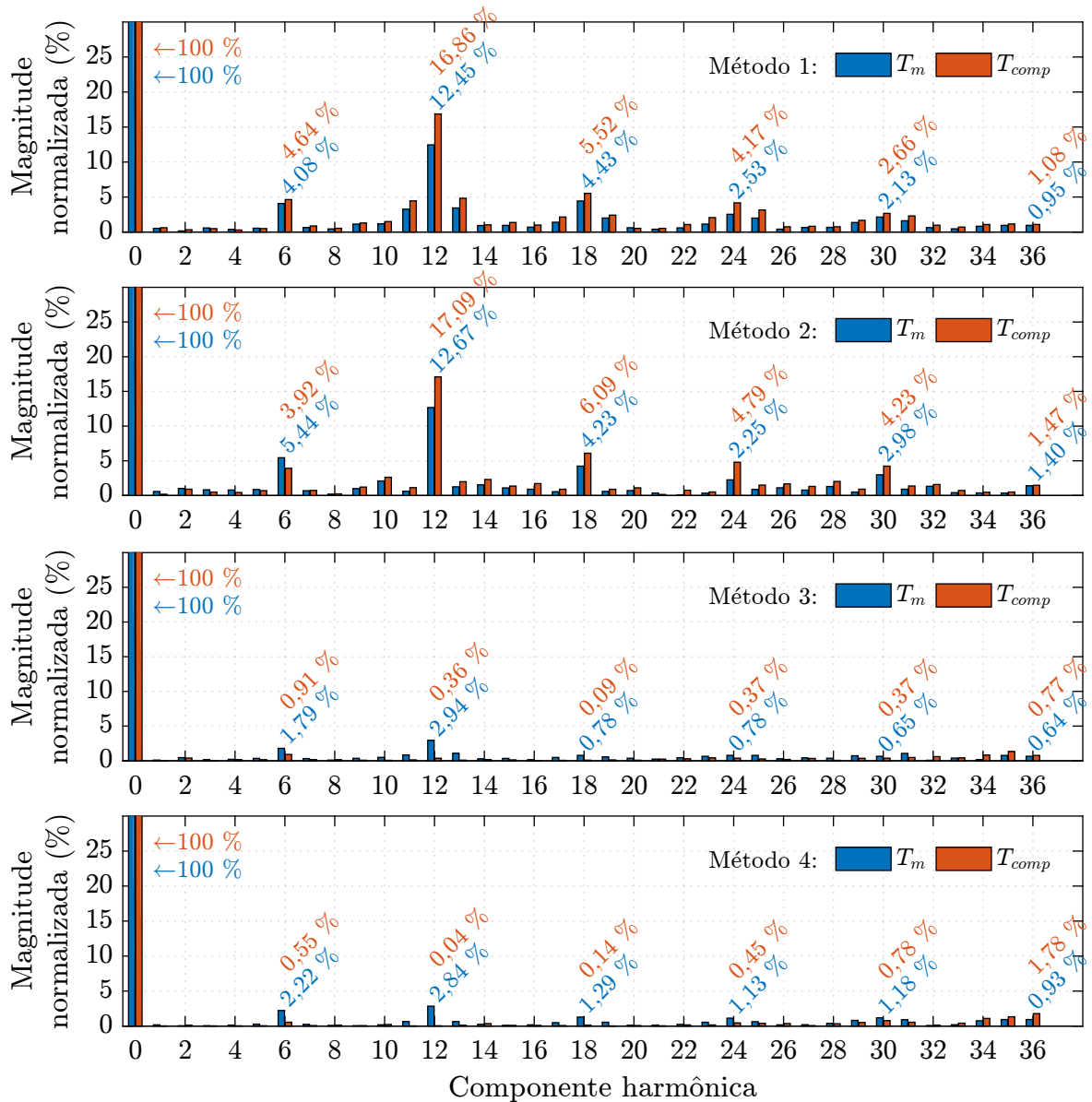
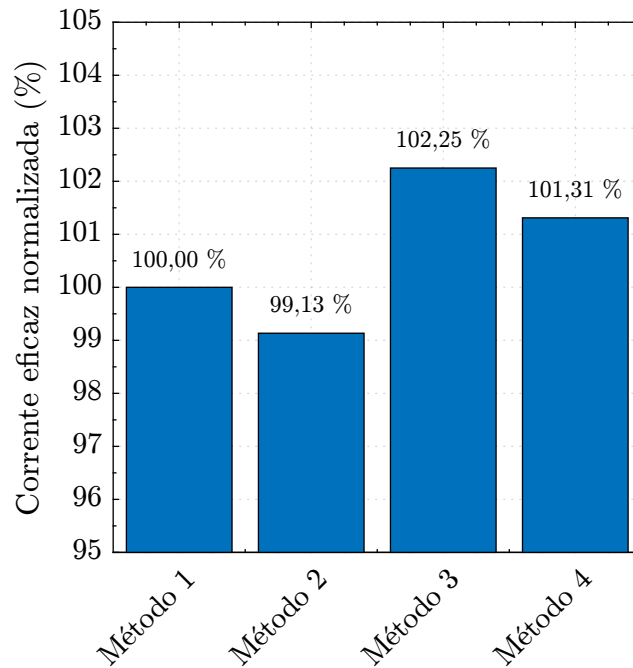


Figura 13 – Comparativo entre valor eficaz da corrente de fase de cada método no ensaio de regime permanente da MSIPSR.



aumentam conforme aumenta a condição de torque de referência. Essas ondulações são significativamente reduzidas nas estratégias dos Métodos 3 e 4 durante o a dinâmica de referência de torque. Isso indica que a alimentação da máquina é apropriadamente adaptada de acordo com o ponto de operação para reduzir as ondulações, o que está alinhado com o fato do esquema proposto ser baseado em referências ótimas instantâneas de torque ativo e reativo auxiliar.

Além da redução das ondulações de torque, no Método 4 é possível notar claramente que as componentes de torque reativo são mantidas proximamente a zero durante o transitório de referência de torque ativo, indicando que a alimentação da MSIPSR é também apropriadamente adaptada de forma a mantê-la em condição MTPA durante a dinâmica do Teste 2.

6.1.3 Teste 3 - Regime dinâmico - Degrau

O Teste 3 avalia o comportamento dos Métodos 1 a 4 durante o transitório de degrau de referência de torque da MSIPSR. As Figuras 18, 19, 20 e 21 mostram o comportamento das componentes de torque ativo, reativo e correntes durante o Teste 3.

A máquina de indução é controlada em velocidade constante de 30 rpm enquanto a MSIPSR é submetida a um degrau de referência de torque ativo do valor 1 Nm para 2 Nm.

Assim como nos resultados do Teste 2, é possível notar a capacidade de redução

Figura 14 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 1.

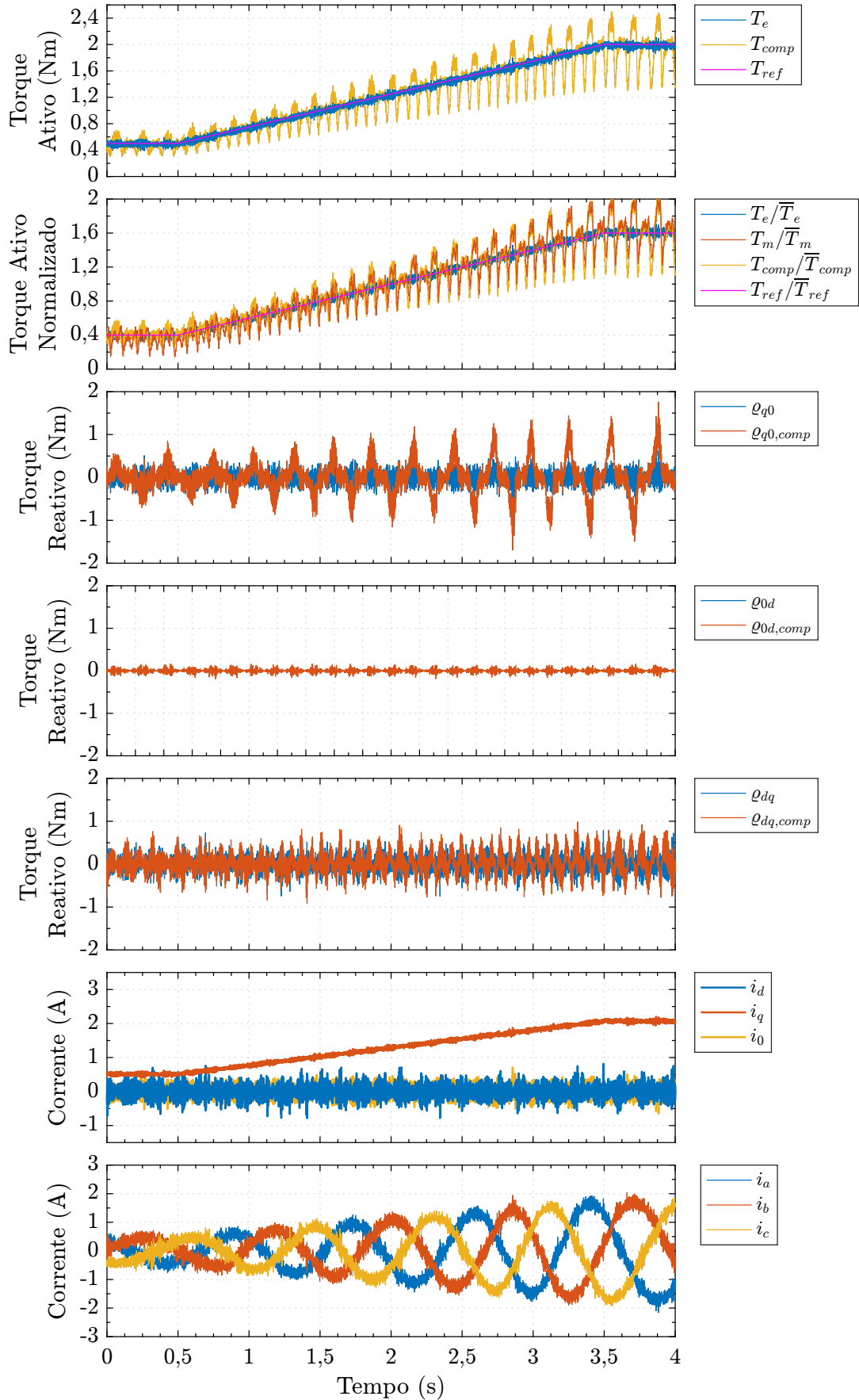


Figura 15 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 2.

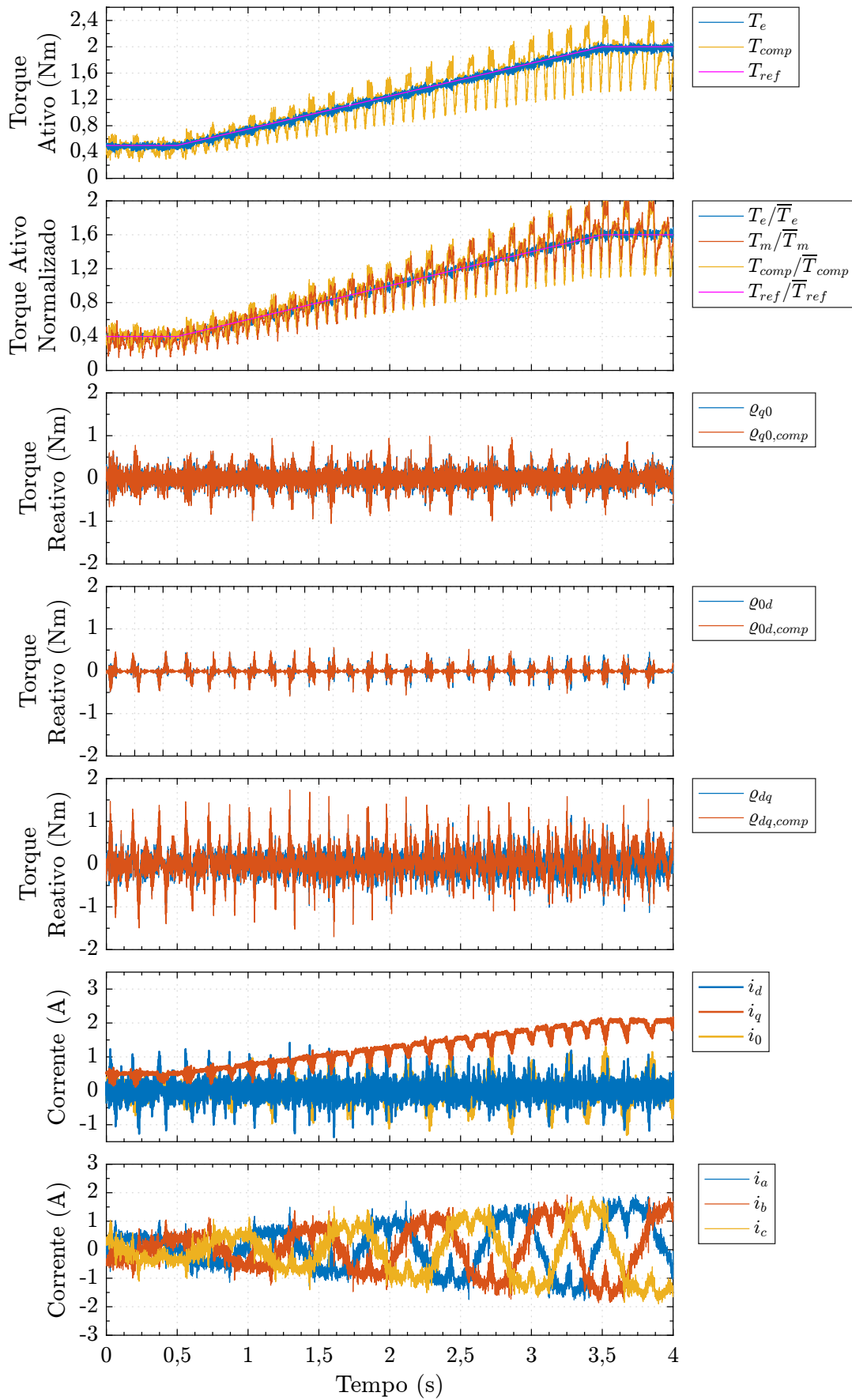


Figura 16 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 3.

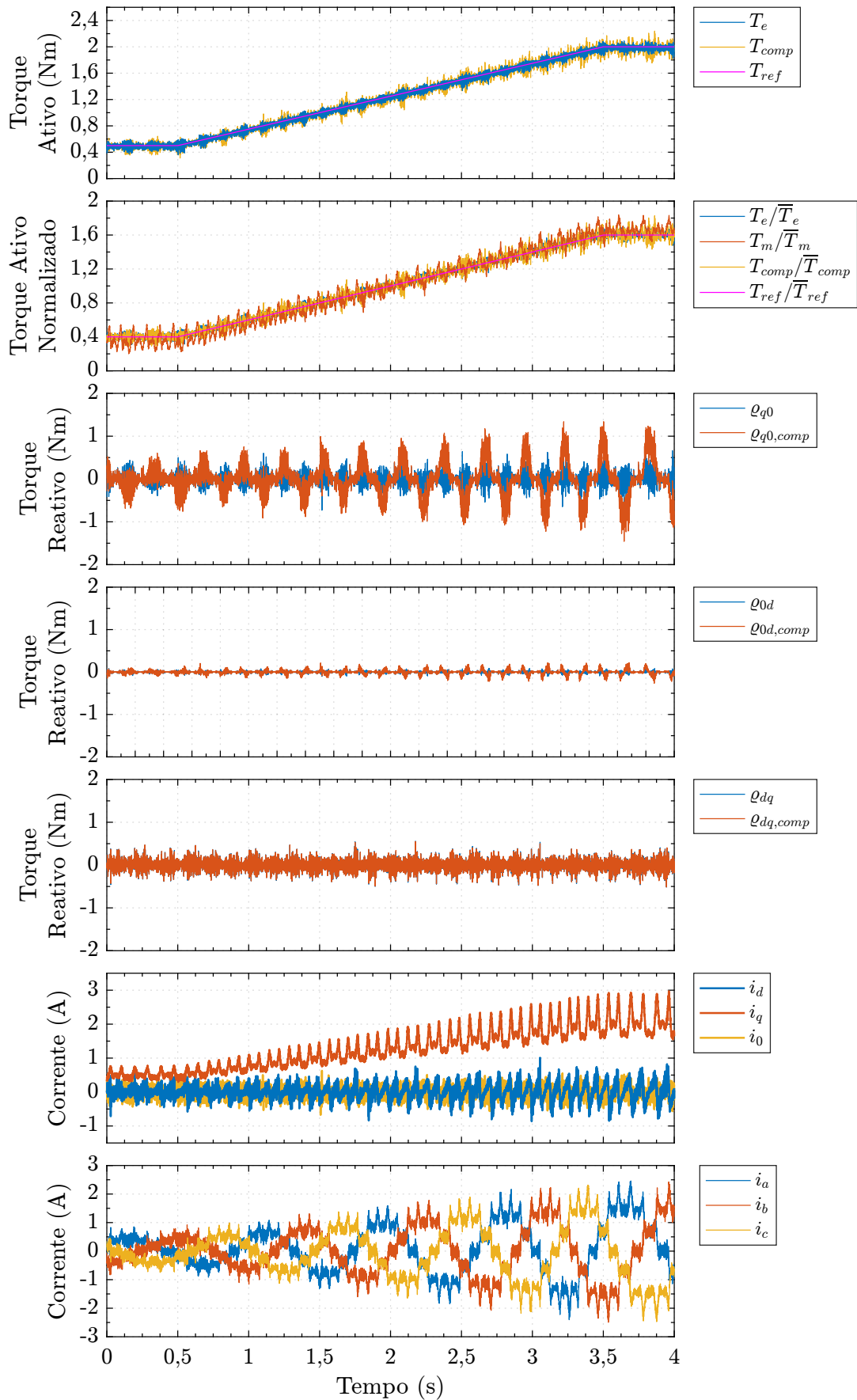
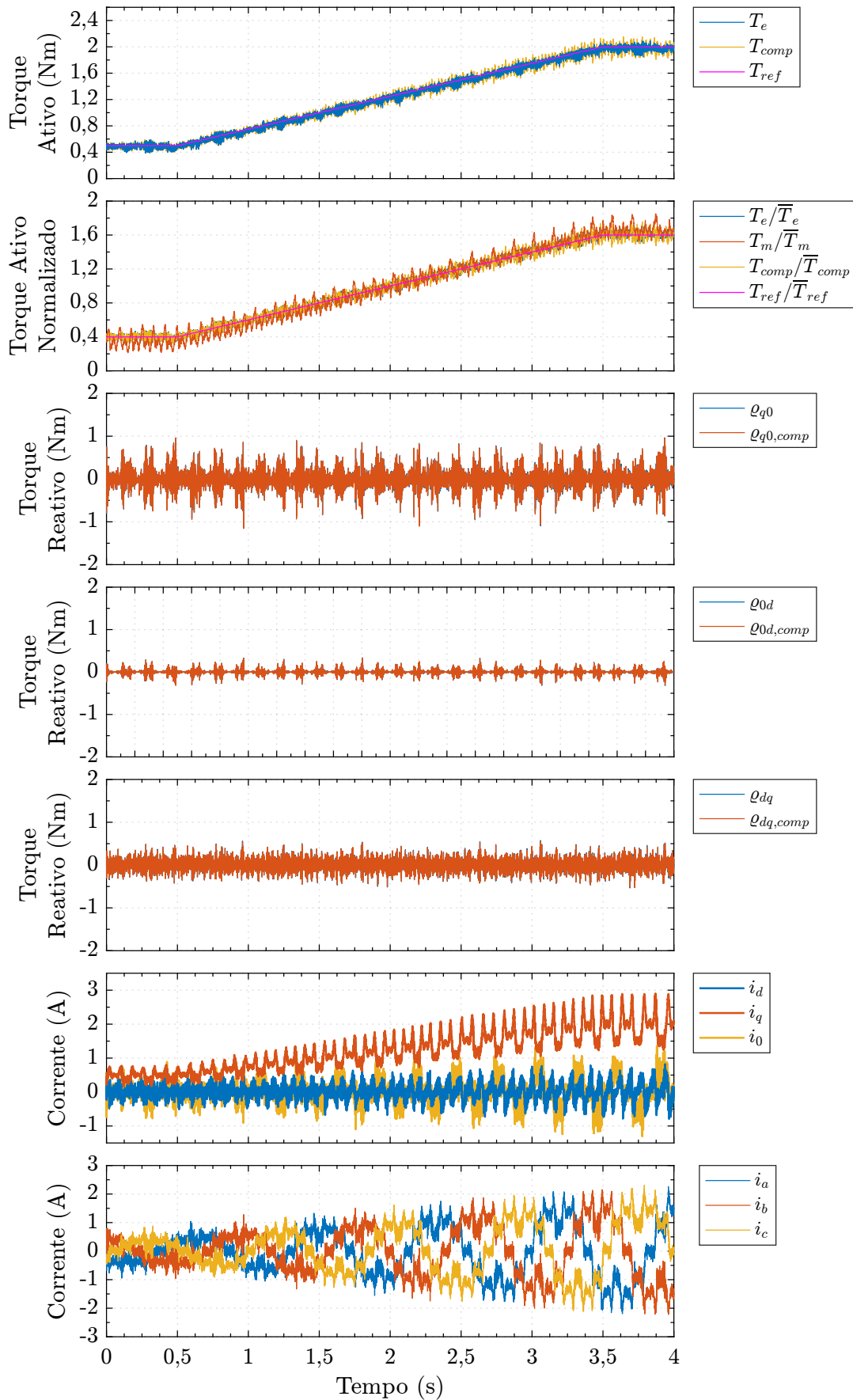


Figura 17 – Rampa de referência de torque da MSIPSR com o Método 4.



de ondulação de torque durante transitórios do Métodos 3 e 4, concordando com o fato das referências ótimas serem provenientes de um cálculo instantâneo, não necessitando de processo iterativo ou tempo de convergência. Além disso, nota-se novamente também a capacidade de manter as componentes de torque reativo proximamente a zero durante os transitórios, indicando a operação MTPA.

Nos resultados do Teste 3 o tempo de subida dos torques ativos estimados (T_e e T_{comp}) são aproximadamente 0,4 ms enquanto o tempo de subida dos torques medidos T_m são aproximadamente 5 ms. O fato destes tempos de subida manterem-se aproximadamente os mesmos para cada método indica que a escolha da estratégia de alimentação não altera o comportamento dinâmico do sistema.

Figura 18 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 1.

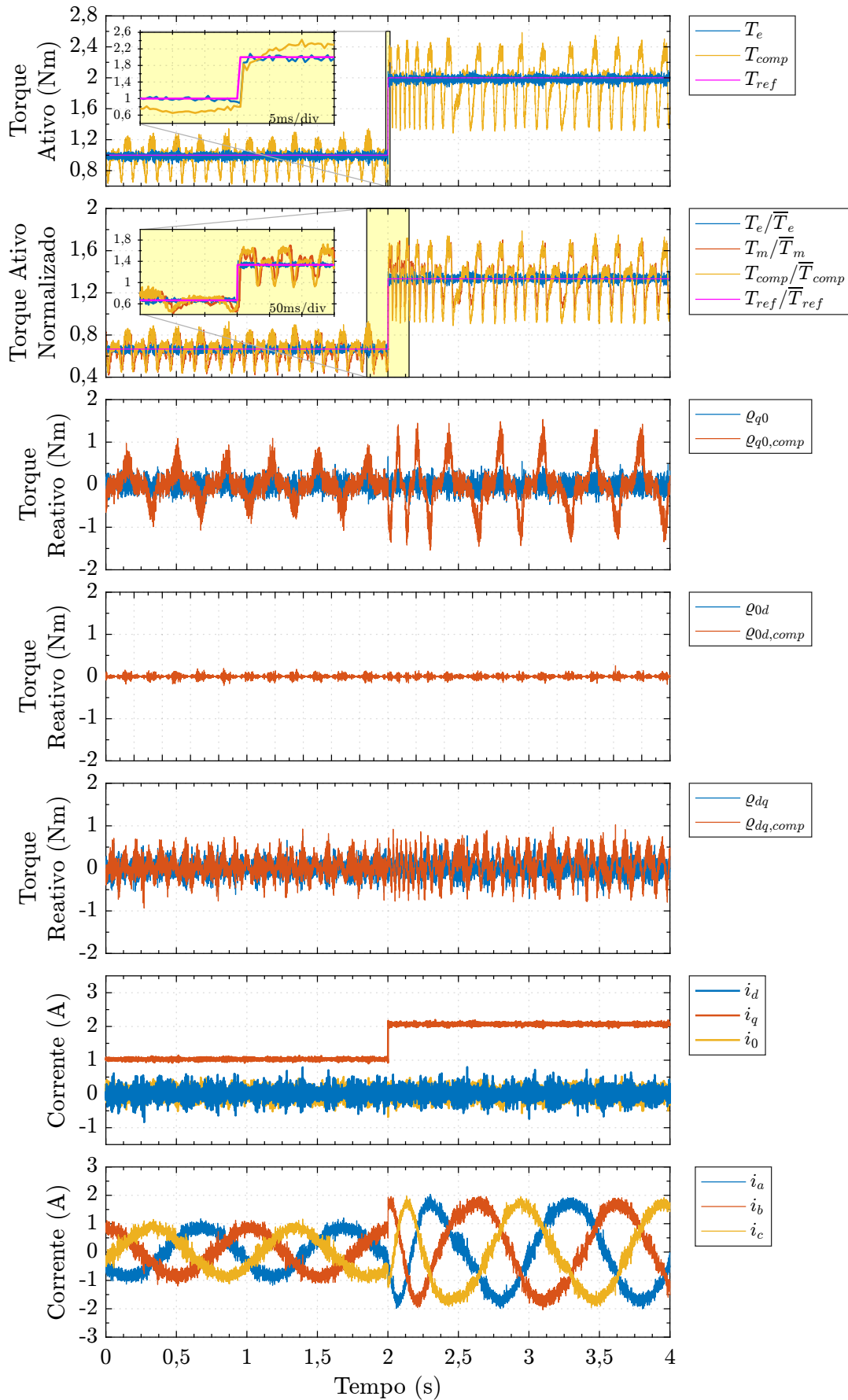


Figura 19 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 2.

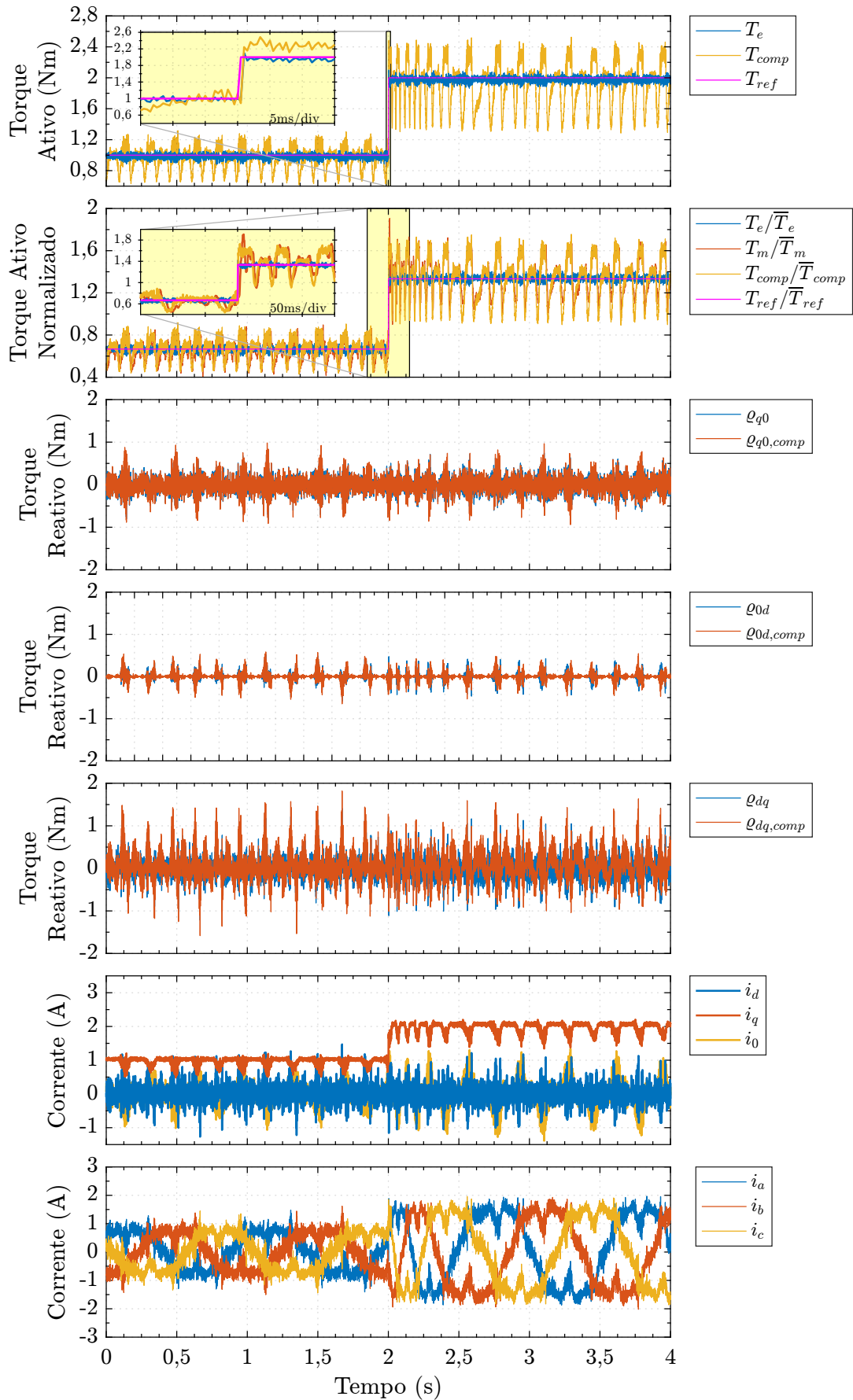


Figura 20 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 3.

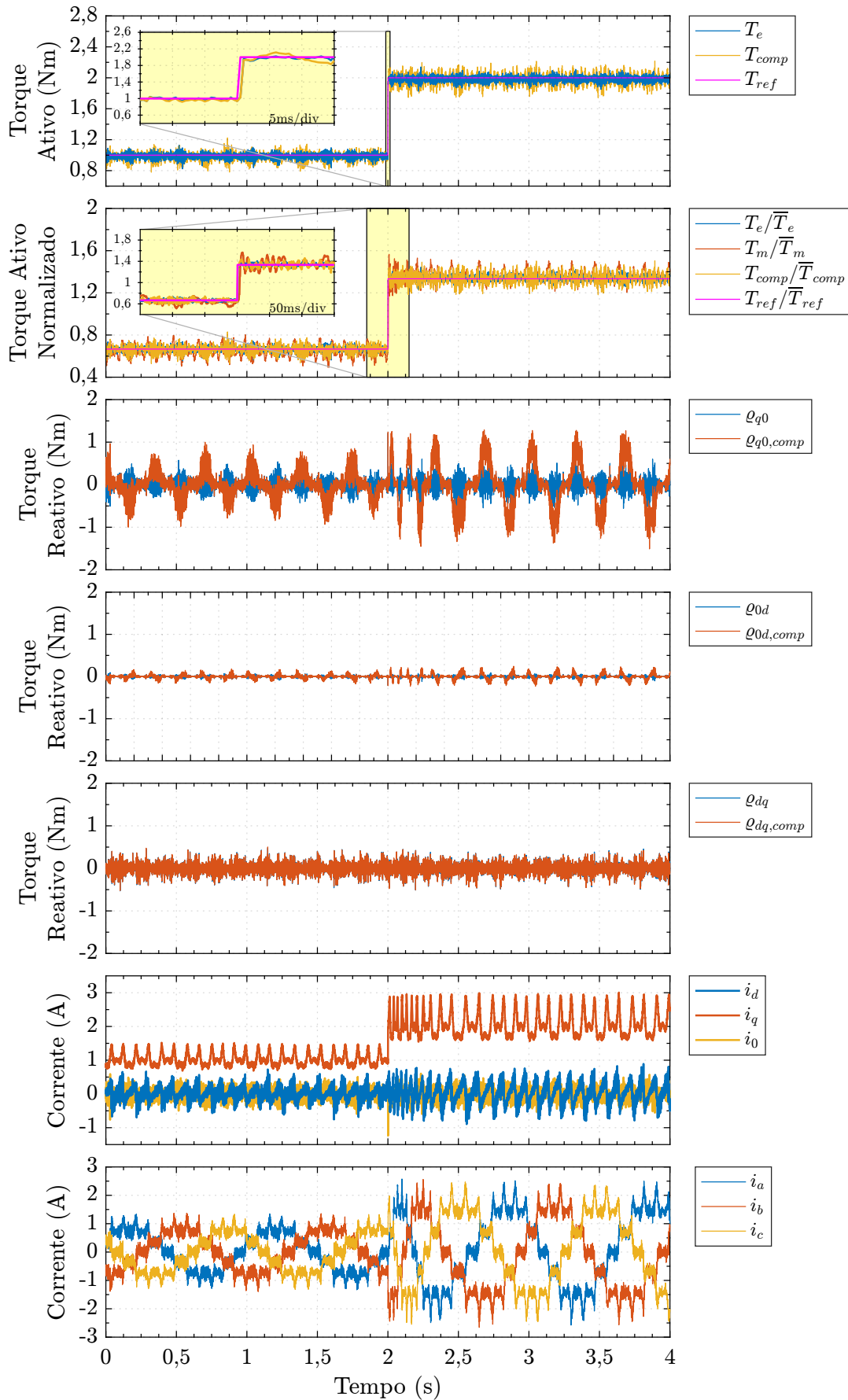
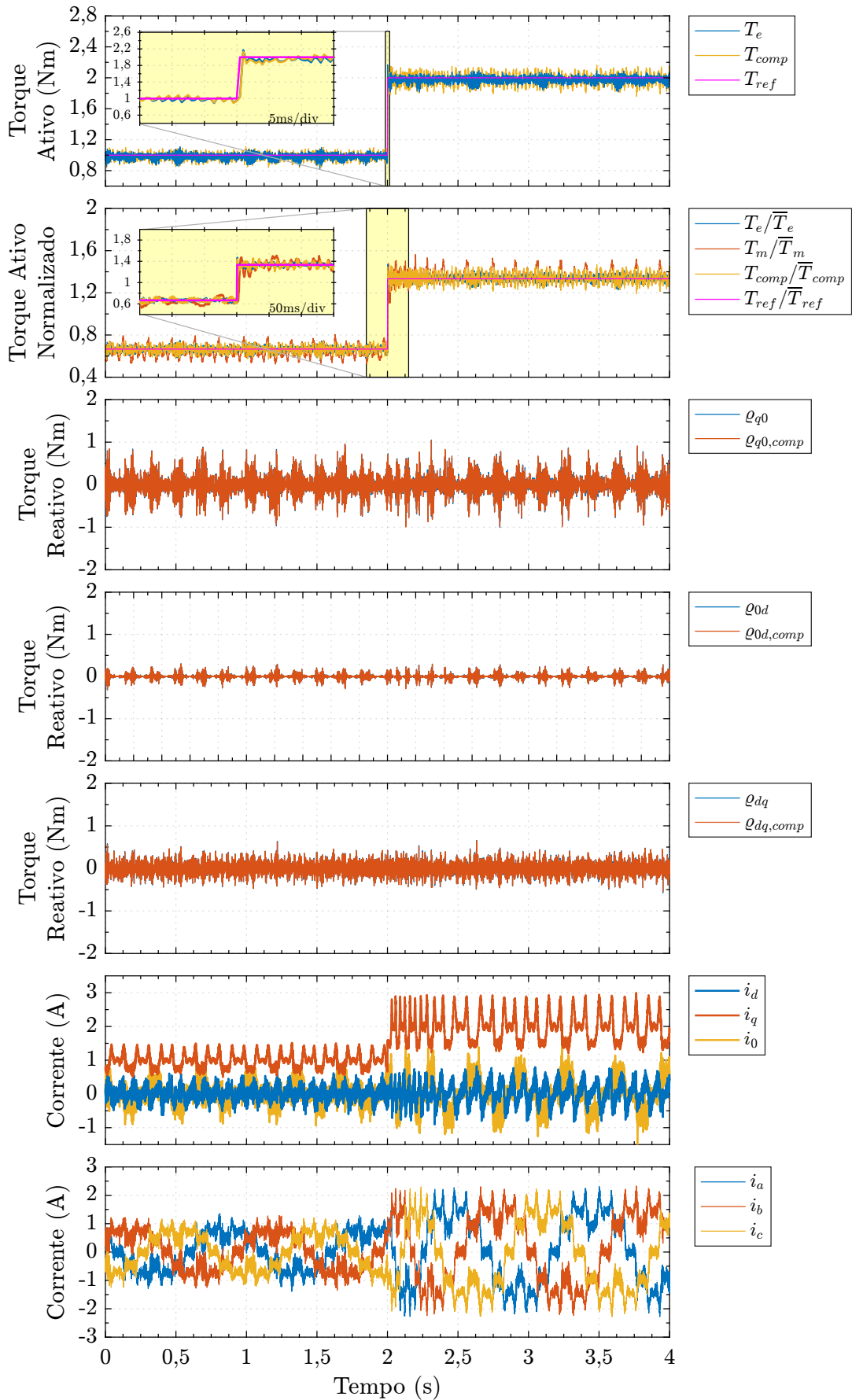


Figura 21 – Resposta ao degrau de torque de referência da MSIPSR com o Método 4.



6.2 MSIPIR

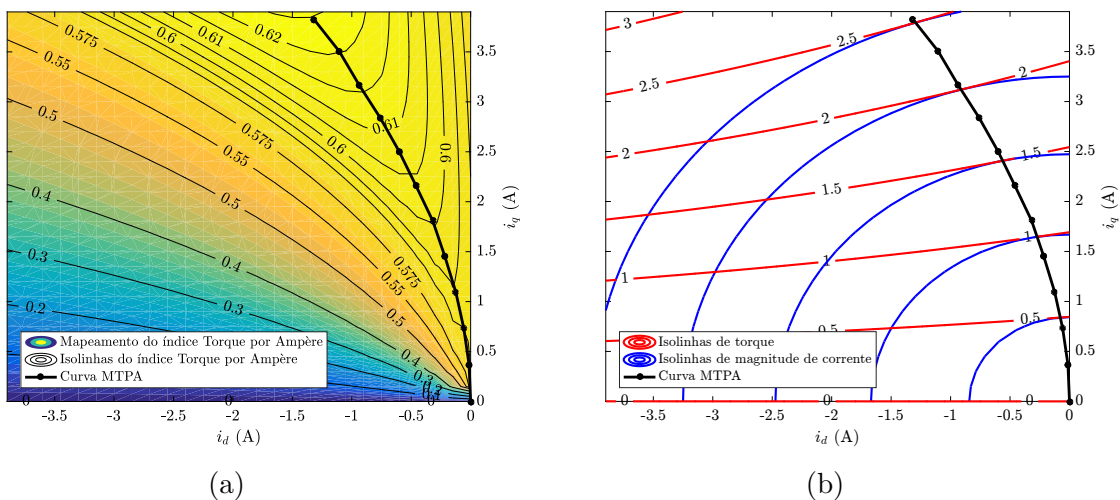
Esta seção apresenta os resultados experimentais do esquema de controle preditivo de torque ativo e reativo auxiliar para uma MSIP não senoidal de ímãs permanentes no interior do rotor. A bancada de testes e a MSIPIR utilizadas estão detalhadas nos Apêndices D e C.

A MSIPIR utilizada apresenta elevado conteúdo harmônico de fluxo do rotor λ_{dq0} , incluindo componentes harmônicas nos eixos d , q e 0 . Para implementação da estratégia de controle negligencia-se a modelagem do efeito de carregamento sobre o fluxo do rotor. Portanto, o fluxo do rotor é modelado a partir da FCEM da máquina a vazio e aproximado pelas suas componentes harmônicas em referencial $dq0$ mais significativas, que são de ordem 3, 6, 9, 12, 15, 21 e 24, como apresentado no Apêndice C.

As componentes da matriz de indutância L_{dq0} são modeladas por meio de simulação em elementos finitos a partir do projeto da máquina. Para isso, inicialmente a trajetória MTPA senoidal convencional é calculada numericamente por meio de busca exaustiva considerando apenas correntes senoidais do estator e o torque médio produzido em um ciclo elétrico [187]. A Figura 22 mostra a trajetória MTPA resultante no plano de correntes dq encontrada para a MSIPIR de teste. Sobre a trajetória MTPA senoidal da Figura 22 calculam-se, via simulação em elementos finitos, as componentes de indutância da MSIPIR, que estão apresentadas em detalhes no Apêndice C.

Além de componentes harmônicas no fluxo do estator e nas indutâncias, a MSIPIR de teste apresenta significativo torque de borda. O torque de borda é obtido pela simulação em elementos finitos da MSIPIR em vazio. O comportamento do torque de borda é

Figura 22 – Trajetória MTPA senoidal calculada numericamente por elementos finitos. (a) Trajetória MTPA senoidal no mapa de isolinhas de torque por Ampère. (b) Trajetória MTPA no mapa de isolinhas de torque e isolinhas de corrente.



majoritariamente dominado por componente harmônica de ordem 12, como detalhado no Apêndice C. Seu modelo é utilizado para modificar o torque de referência na entrada da malha de controle, como apresentado na seção 5.2.

Com base no modelo do fluxo do estator, obtido a partir da FCEM experimental a vazio, no modelo das indutâncias, obtido pela simulação em elementos finitos da MSIPIR na trajetória MTPA senoidal, e no torque de borda, calculado por simulação em elementos finitos, compõe-se o modelo da MSIPIR para implementação do algoritmo de controle preditivo de torque ativo e reativo auxiliar.

O algoritmo de controle é avaliado a seguir conforme os testes de regime permanente e transitórios apresentados na seção 6.1.

6.2.1 Teste 1 - Regime permanente

No Teste 1 para a MSIPIR o motor de indução da bancada do Apêndice D controla a velocidade em valor constante de 60 rpm e a MSIPIR é comandada em torque com valor de 2 Nm.

O Teste 1 é executado para 10 estratégias diferentes de alimentação da MSIPIR, representando a estratégia proposta nesta tese e outras estratégias precedentes na literatura. Os Métodos são descritos a seguir e seus desenvolvimentos matemáticos são detalhados no Apêndice E.7:

- Método 1 - Este Método é referido na literatura como *Zero d Axis Current (ZDAC)*². Nessa estratégia, a MSIPIR é alimentada com corrente senoidal, sem objetivo de reduzir ondulações de torque, e somente a corrente de eixo q é considerada na produção de torque eletromagnético. As componentes d e 0 são controladas para referências zero. Esse método é implementado de maneira indireta pela malha de controle de torque ativo e reativo auxiliar desprezando o torque de borda e seguindo as considerações nos modelos de FCEMs, FCEMCNs, torques ativos e reativos auxiliares do Apêndice E.7;
- Método 2 - Refere-se à estratégia convencional MTPA por correntes senoidais. Nesta estratégia a MSIPIR é alimentada por correntes senoidais sem interesse em redução de ondulações de torque. Esse método é implementado de maneira indireta pela malha de controle de torque ativo e reativo auxiliar desprezando o torque de borda e seguindo as considerações nos modelos de FCEMs, FCEMCNs, torques ativos e reativos auxiliares do Apêndice E.7;
- Método 3 - Representa uma modificação do Método 2, adicionando o interesse em reduzir as ondulações de torque devidas ao torque de borda da MSIPIR. Para isso,

² Corrente Zero de Eixo d , em tradução livre do inglês.

adapta-se o Método 2 de forma que a referência de torque ativo é modificada para compensar o torque de borda da MSIPIR;

- Método 4 - Alinha-se à proposta de [164], na qual a MSIPIR não senoidal é alimentada como uma MSIPSR não senoidal, buscando compensar as ondulações devido às componentes harmônicas de fluxo do rotor. Neste método, considera-se apenas a injeção de componentes harmônicas de corrente nos eixos d e q . A corrente de eixo 0 é mantida nula. Neste Método 4 o torque de borda é considerado na referência de torque ativo;
- Método 5 - Representa uma modificação do Método 4, onde considera-se também a participação das componentes de corrente de eixo 0. Neste método o torque de borda é considerado na referência de torque ativo;
- Método 6 - Representa as propostas de [135,142,148,157]. Nos trabalhos mencionados, considera-se apenas as componentes harmônicas de fluxo d e q , desprezando as componentes harmônicas de fluxo de eixo 0 e componentes harmônicas de indutância. Além disso, o objetivo de controle proposto pelos autores para condição MTPA é manter o torque reativo nulo ao invés do torque reativo auxiliar nulo. Neste método o torque de borda é considerado na referência de torque ativo;
- Método 7 - Representa uma modificação do Método 6, sendo o torque reativo auxiliar controlado para referência nula, como proposto nesta tese. Com isso, procura-se demonstrar, comparativamente, o impacto da operação em verdadeira condição MTPA em relação ao proposto em [135,142,148,157]. Assim como no Método 6, apenas as componentes harmônicas de fluxo do rotor de eixo d e q são consideradas. As componentes harmônicas de indutância não são incluídas na compensação. Aqui, o torque de borda é considerado na referência de torque ativo;
- Método 8 - Representa a proposta desta tese particularizada para o caso de nula corrente de eixo 0. Ou seja, neste Método 8 são compensadas apenas as ondulações produzidas pelas componentes harmônicas de eixo d e q das indutâncias e fluxo do rotor. Ainda, o torque de borda é considerado na referência de torque ativo;
- Método 9 - Representa uma modificação do Método 7. Apenas componentes harmônicas de fluxo são consideradas para compensação das ondulações de torque. No entanto, considera-se as componentes harmônicas de eixo 0 no fluxo do rotor. Ainda, o torque de borda é considerado na referência de torque ativo;
- Método 10 - Representa a proposta completa desta tese. São compensadas as ondulações provenientes das componentes harmônicas $dq0$ das indutâncias e fluxo do rotor. Ainda, o torque de borda é considerado na referência de torque ativo.

As Figuras 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31 e 32 mostram o desempenho em regime permanente dos torques ativos, torques reativos, torques reativos auxiliares e correntes do estator resultantes em um ciclo elétrico do Teste 1 executado para os Métodos 1 a 10.

Nas Figuras: T_e representa o torque calculado por cada Método conforme a particularização do modelo; T_{comp} representa o torque calculado pelo modelo completo do torque eletromagnético com base no modelo de fluxo do rotor, indutâncias e torque de borda; T_{ref} representa o torque ativo de referência; T_{FEA} representa o torque calculado utilizando a ferramenta de elementos finitos com base no modelo da MSIPIR e correntes de fase medidas; T_m representa o torque medido por transdutor de torque; ϱ_{q0} , ϱ_{0d} e ϱ_{dq} são os torques reativos calculados por cada Método conforme as particularizações dos modelos; ϱ'_{q0} , ϱ'_{0d} e ϱ'_{dq} representam os torques reativos auxiliares calculados por cada Método conforme as particularizações dos modelos; $\varrho_{q0,comp}$, $\varrho_{0d,comp}$ e $\varrho_{dq,comp}$ são os torques reativos calculados pelo modelo completo; e $\varrho'_{q0,comp}$, $\varrho'_{0d,comp}$ e $\varrho'_{dq,comp}$ são os torques reativos auxiliares calculados pelo modelo completo.

Em uma visão geral, é possível notar que as componentes de torque reativos auxiliares ϱ'_{q0} , ϱ'_{0d} e ϱ'_{dq} são mantidas, em todos os Métodos, proximamente a zero, indicando que cada cenário está na sua respectiva condição MTPA conforme suas considerações iniciais de particularização dos modelos de fluxos e indutâncias. Por outro lado, a distância do comportamento dos modelos completos de torques reativos auxiliares $\varrho'_{q0,comp}$, $\varrho'_{0d,comp}$ e $\varrho'_{dq,comp}$ em relação ao valor nulo indicam o afastamentos dos Métodos da real condição MTPA não senoidal.

Com relação ao torque ativo, em geral nota-se uma boa proximidade dos modelos T_{comp} , baseado em indutâncias, fluxos e torque de borda, com os comportamentos de torque medido T_m e torque calculado por elementos finitos T_{FEA} . É importante ressaltar que diferença entre T_{comp} e T_{FEA} reside nos fenômenos não modelados em T_{comp} como, por exemplo: efeitos de carregamento no fluxo do rotor; efeitos de carregamento não senoidal sobre as indutâncias; efeitos de carregamento sobre o torque de borda; e efeitos de temperatura. Por outro lado a diferença entre T_{FEA} e T_m reside, sobretudo, nas diferenças construtivas entre a máquina real e a máquina projetada. Além disso, a medição T_m do transdutor de torque está sujeito a ondulações externas à MSIPIR.

Os Métodos 1 e 2 representam os cenários de maior produção de ondulações de torque uma vez que procuram injetar correntes senoidais de estator e não possuem o objetivo de reduzir ondulações de torque. Para o Método 1 o valor absoluto da ondulação de torque medido T_m representa aproximadamente 46% do torque médio enquanto que para o Método 2 o valor absoluto de ondulação representa aproximadamente 44%.

Os métodos que produzem maior redução de ondulações de torque são os Métodos 8 e 10, propostos nesta tese. Nos resultados dos Métodos 8 e 10 para o Teste 1 os valores pico a pico de ondulação de torque são reduzidos para cerca de 14%.

Figura 23 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 1.

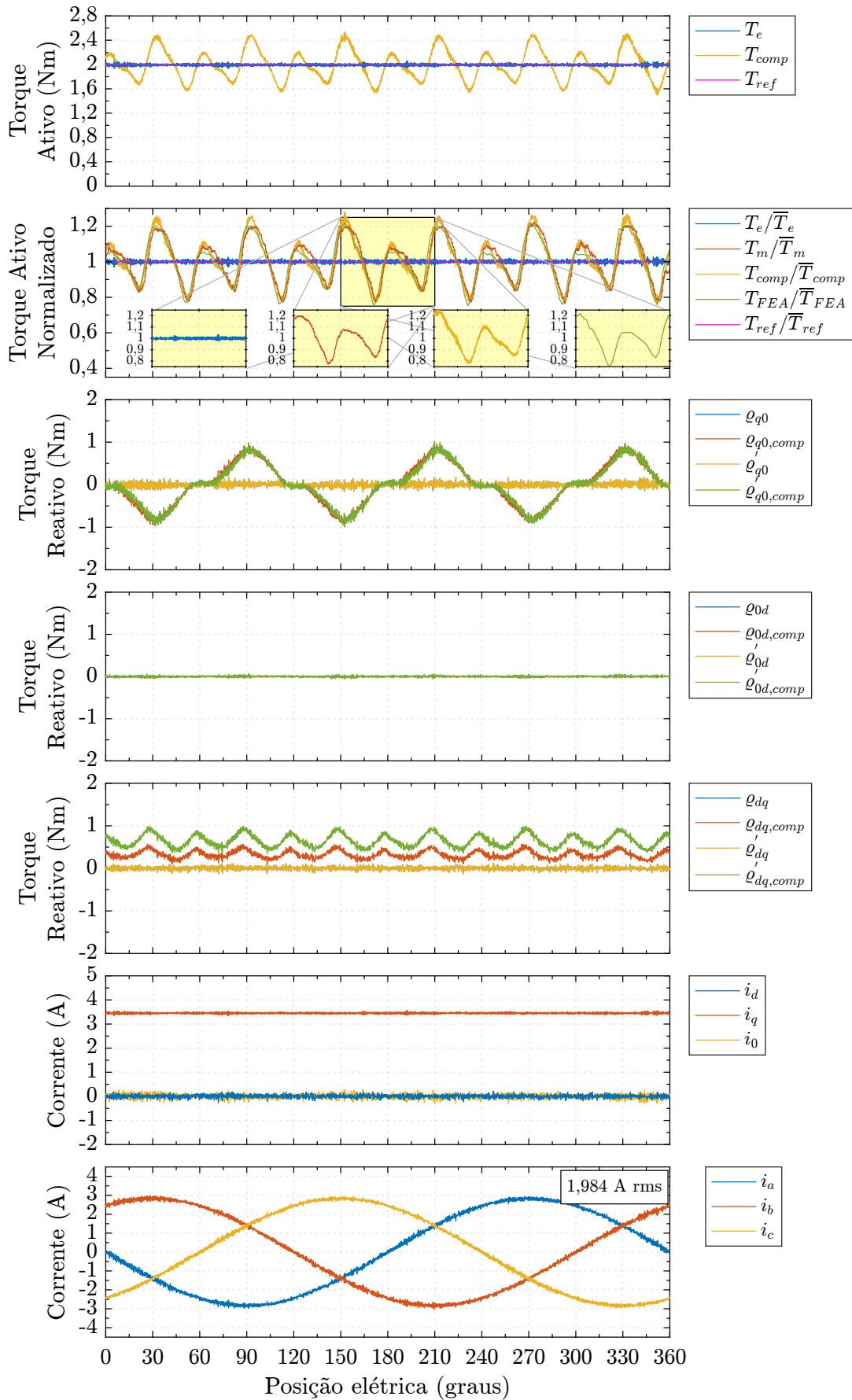


Figura 24 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 2.

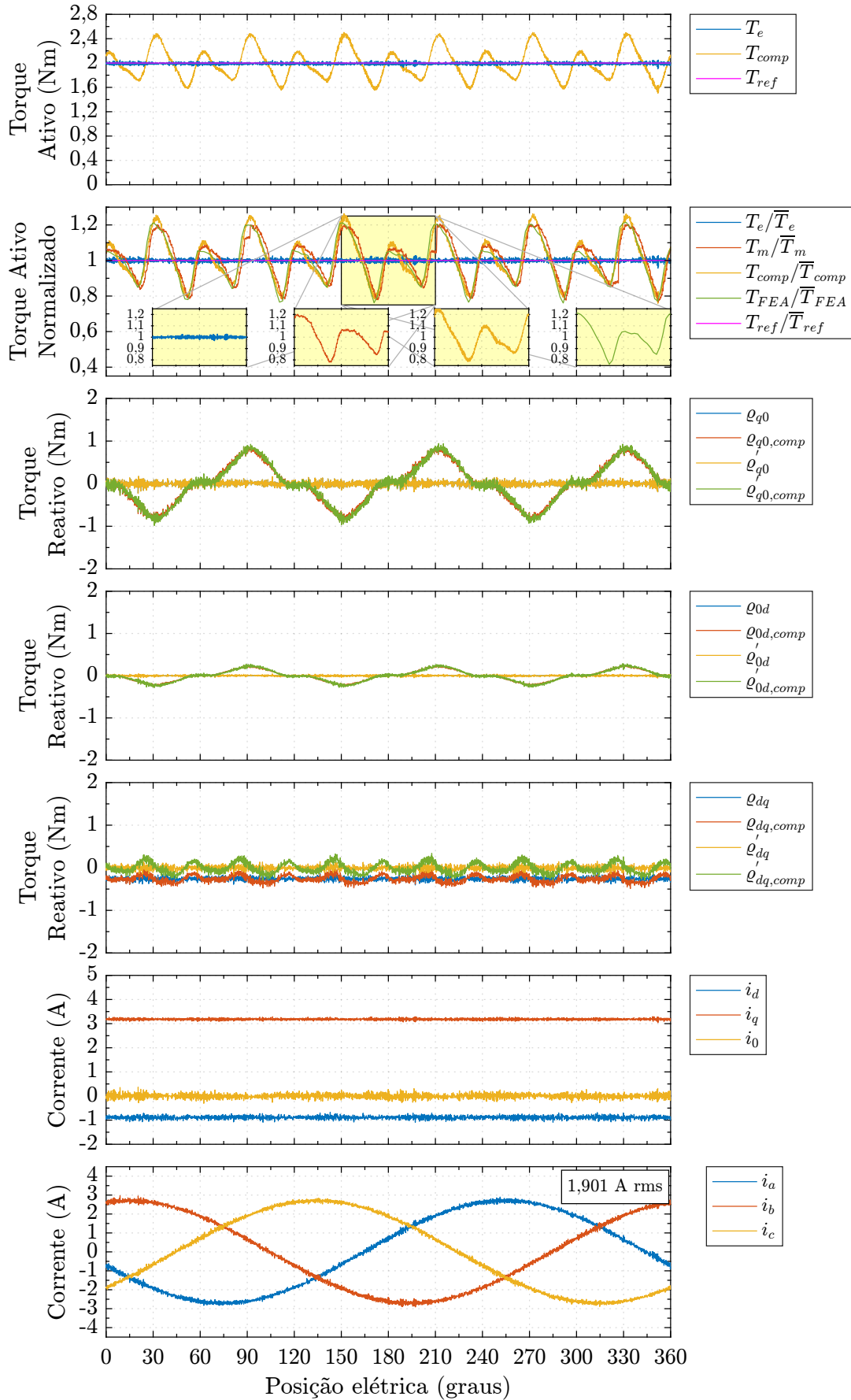


Figura 25 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 3.

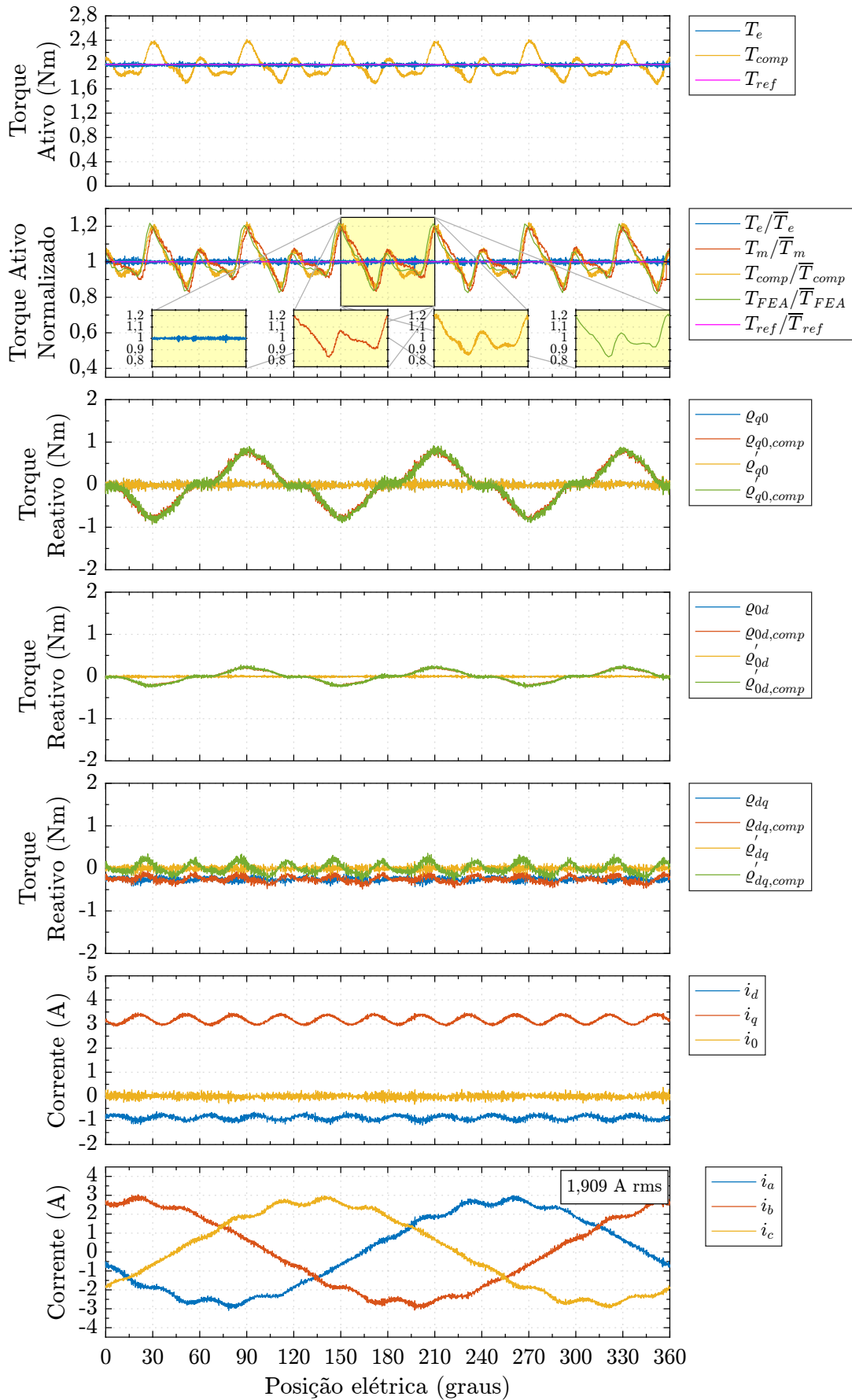


Figura 26 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 4.

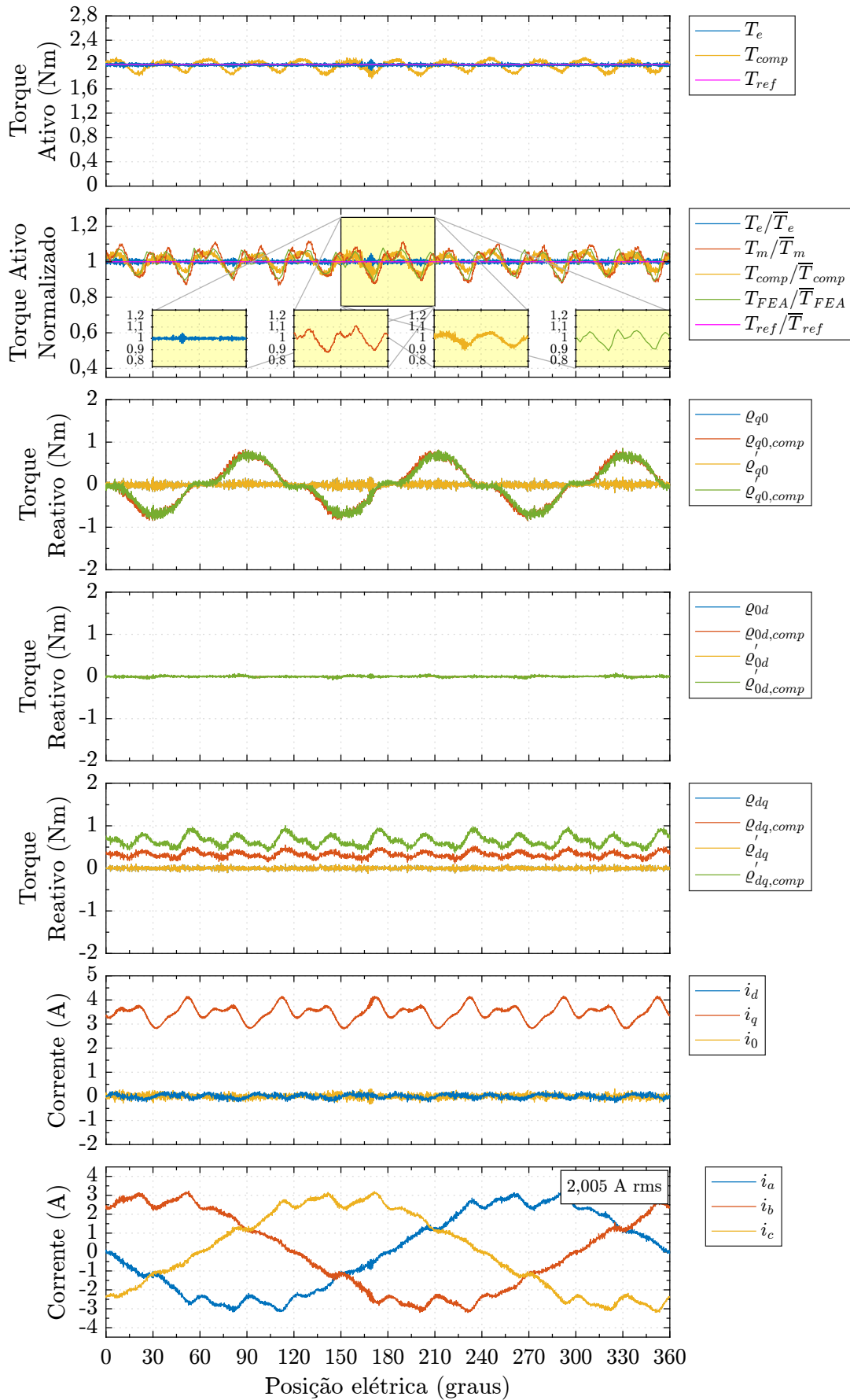


Figura 27 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 5.

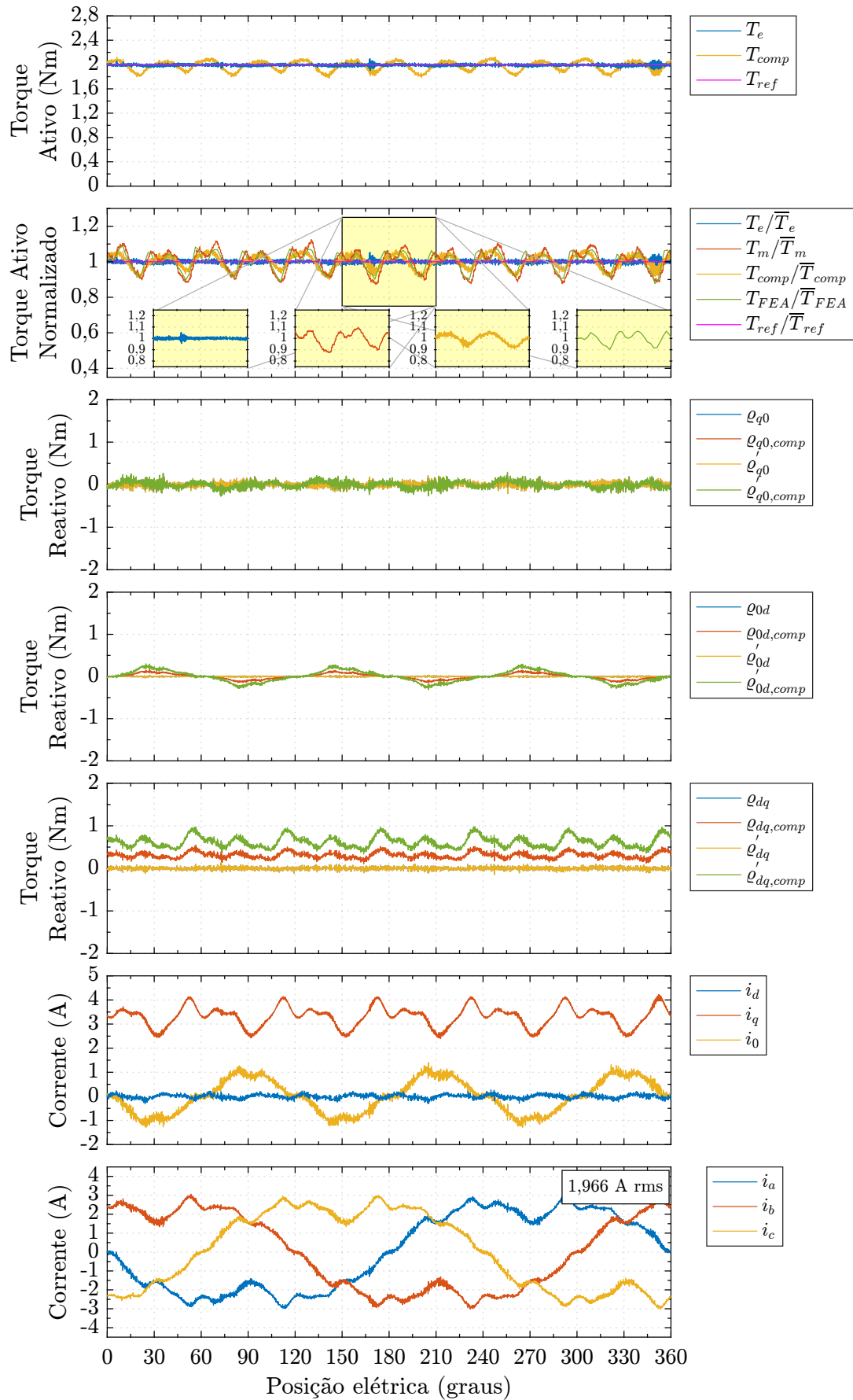


Figura 28 – Operação em regime permanente da MSIPR com Método 6.

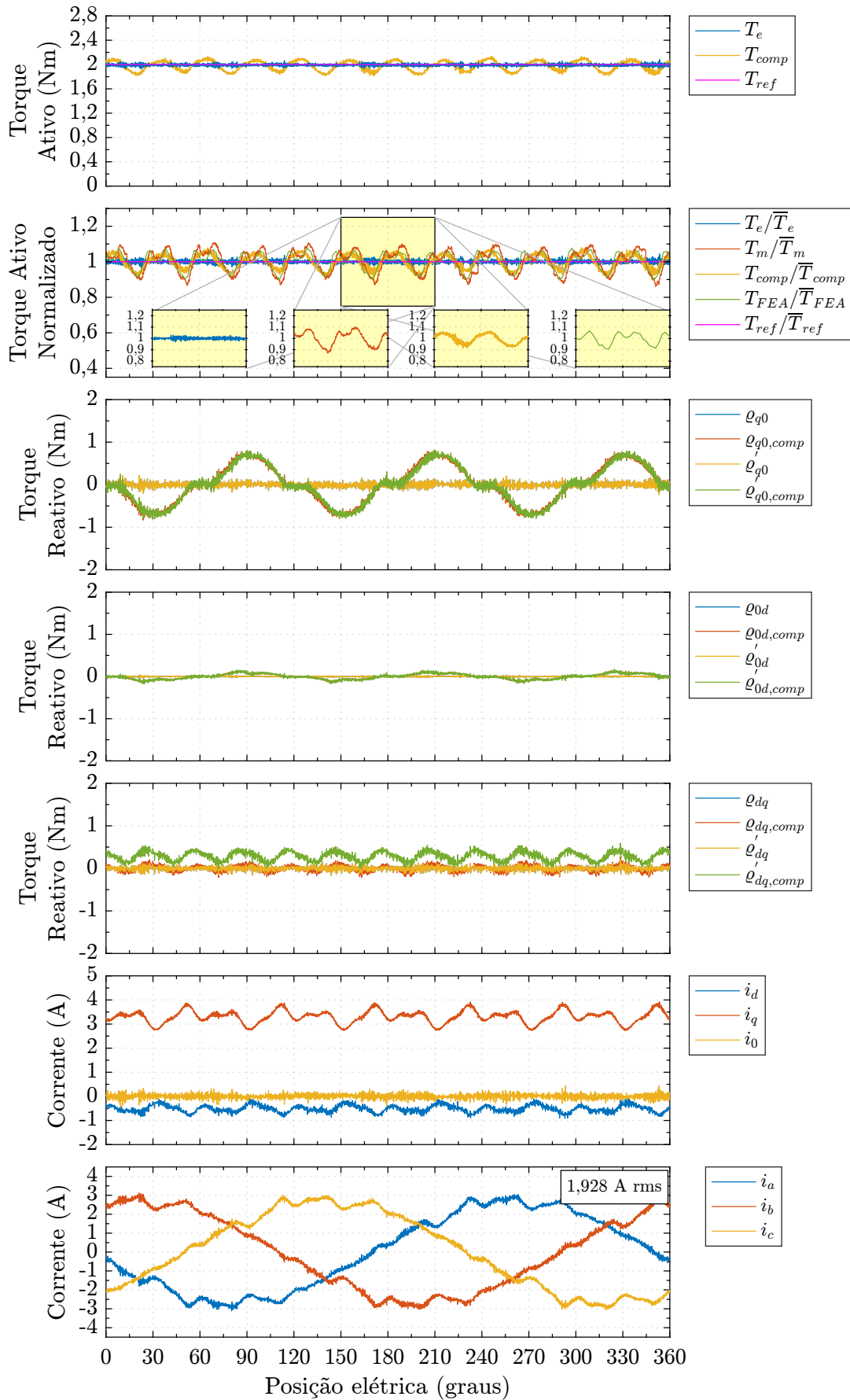


Figura 29 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 7.

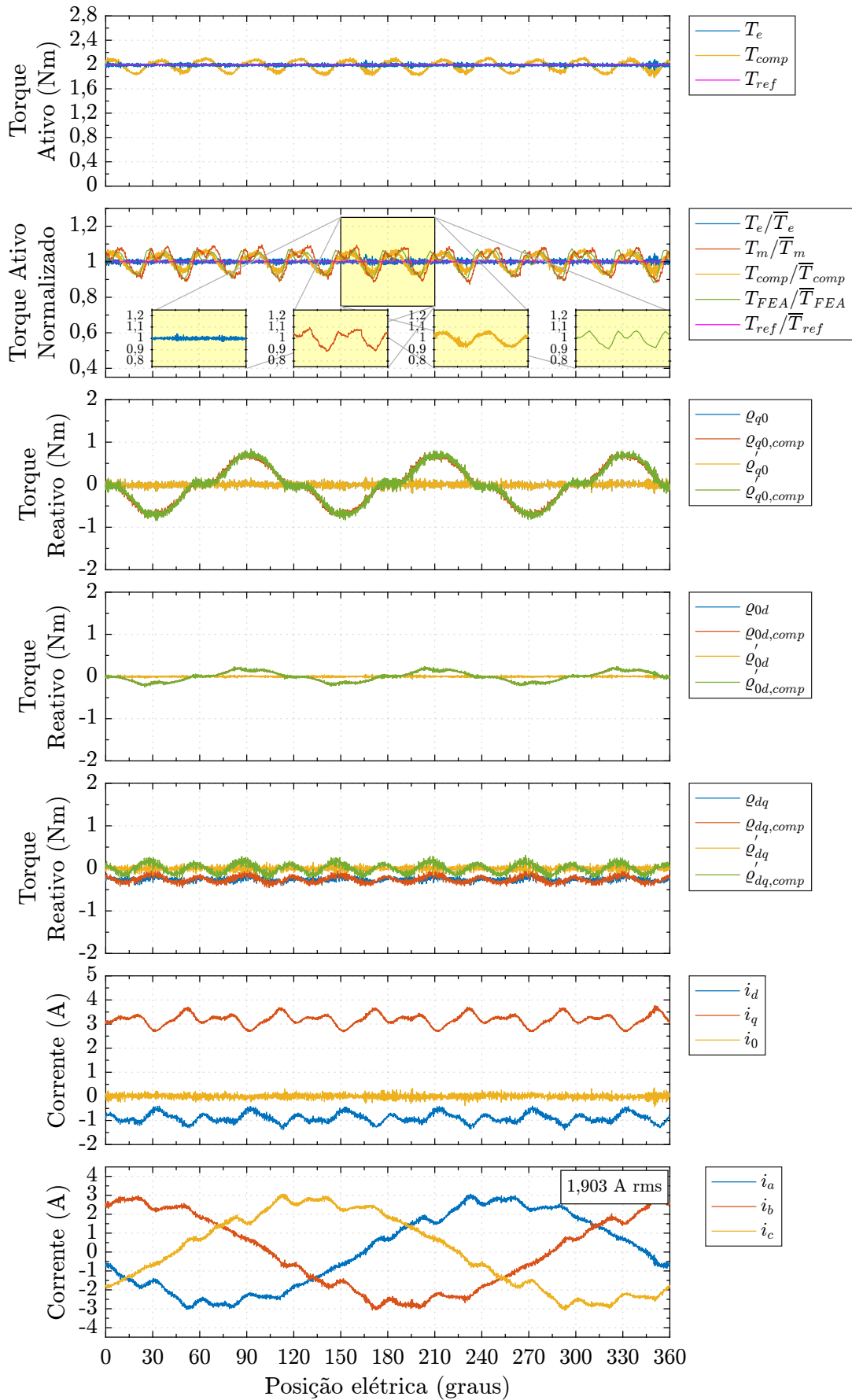


Figura 30 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 8.

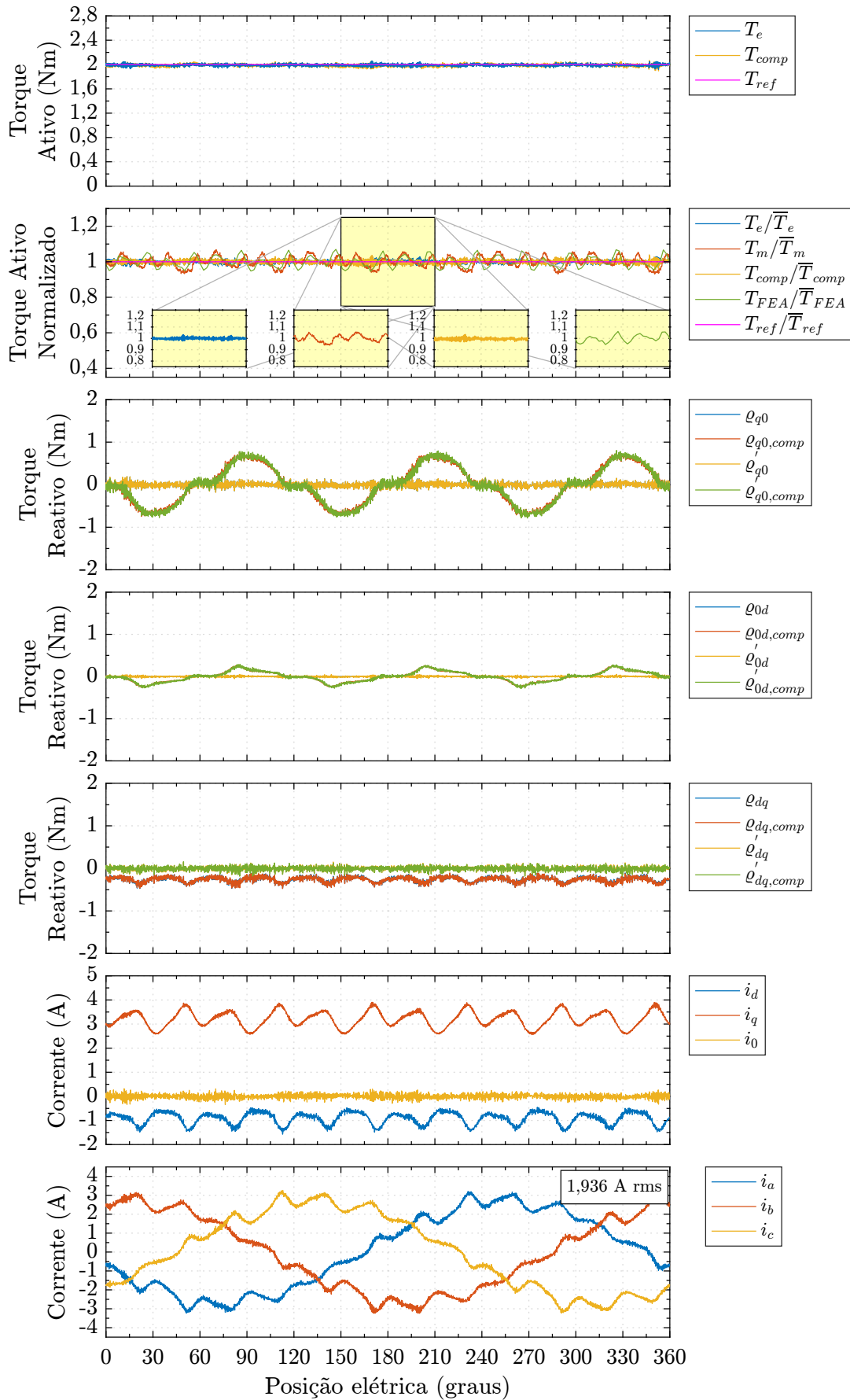


Figura 31 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 9.

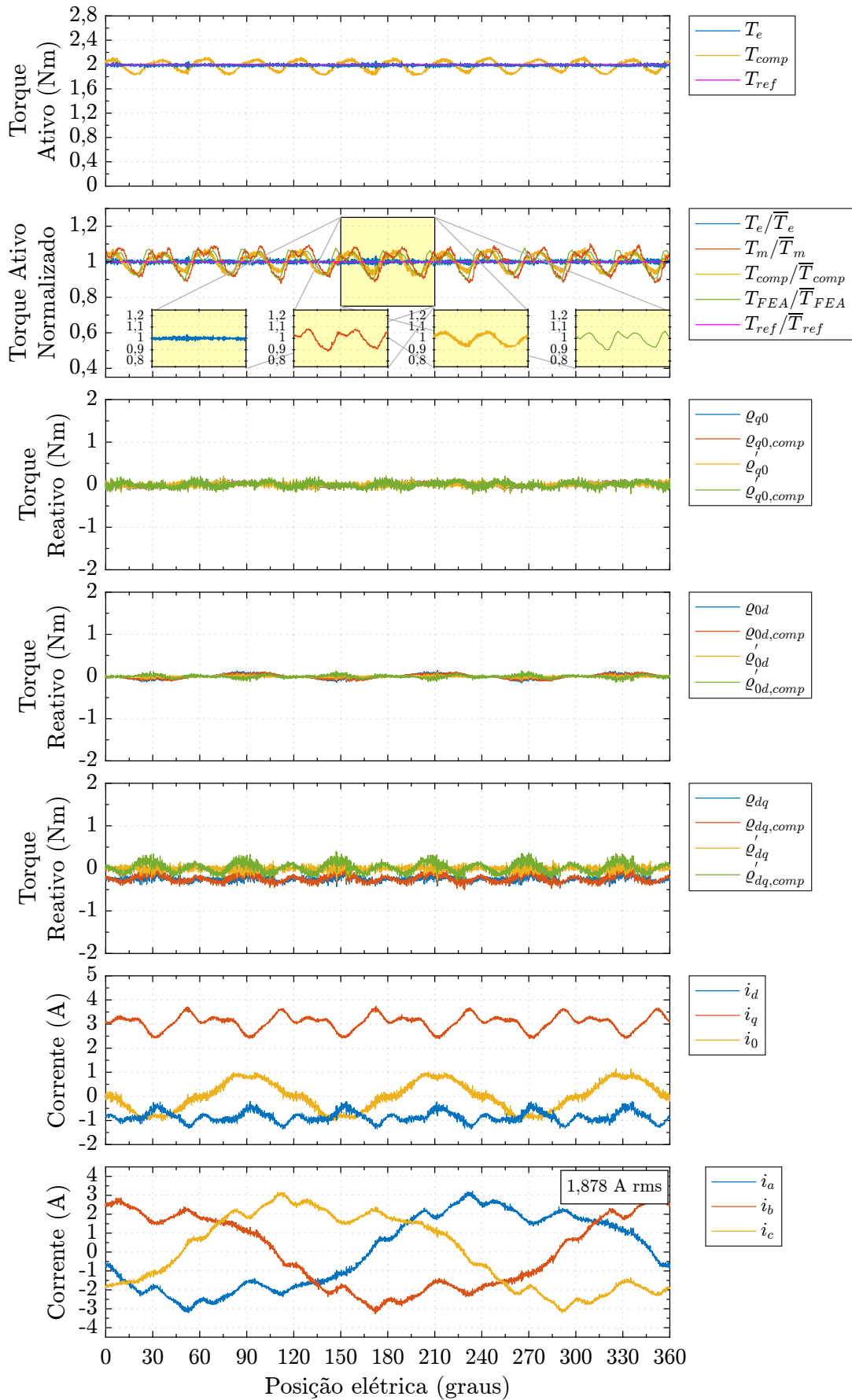
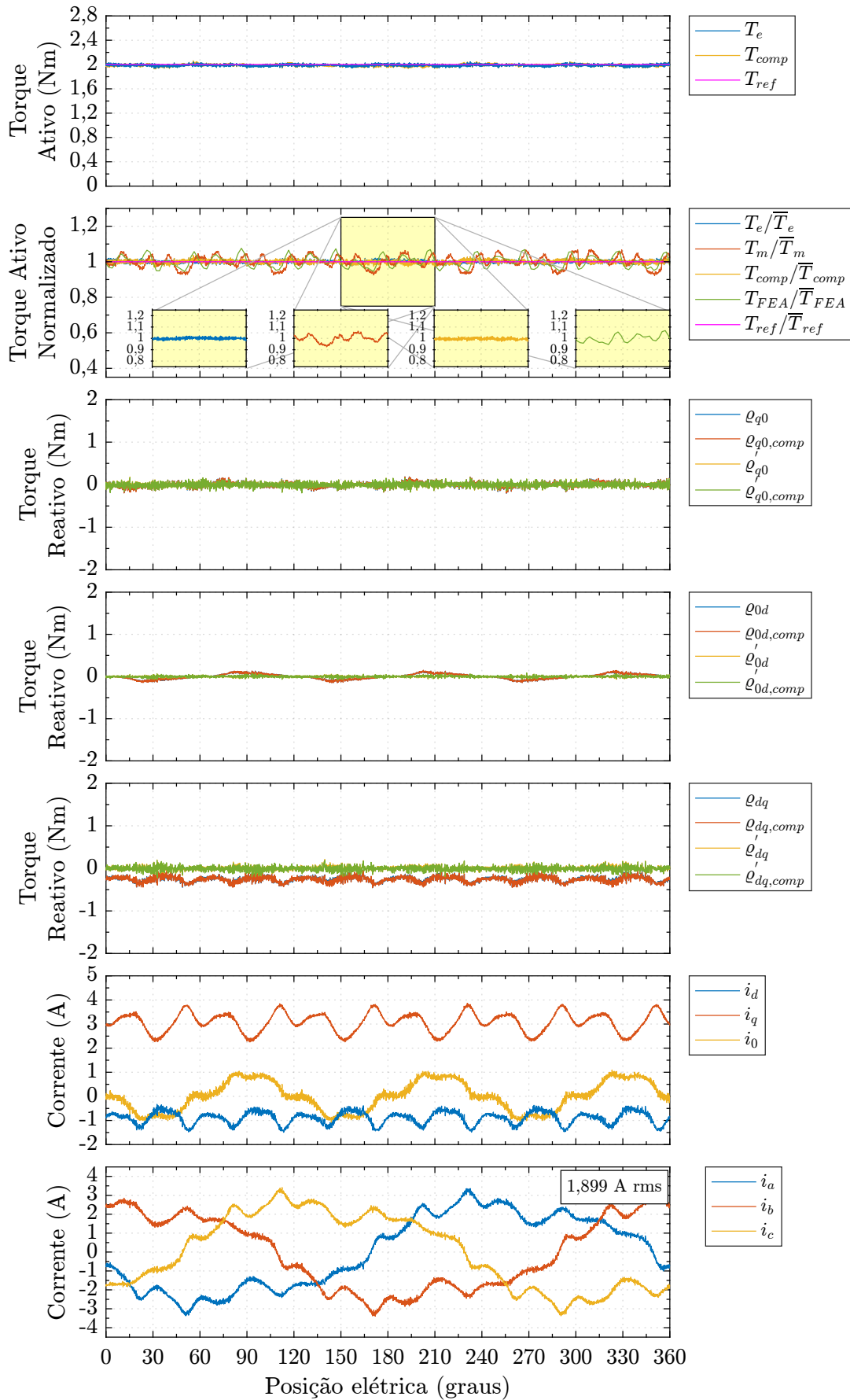


Figura 32 – Operação em regime permanente da MSIPIR com Método 10.



A Figura 33 apresenta um comparativo das ondulações de torque pico a pico, conforme (6.1), normalizadas em relação ao Método 1.

Apesar dos Métodos 1 e 2 injetarem correntes senoidais no estator, esses métodos produzem ondulações pico a pico de torque diferentes. Isso deve-se sobretudo à diferença de nível de corrente e fase produzida em cada método, que implica em uma diferente interação da corrente do estator com as componentes harmônicas.

A redução de 14,6% do Método 3 em relação ao Método 2 deve-se à característica de redução de ondulações de torque de borda do Método 3. Os Métodos 4, 5, 6, 7 e 9 desempenham similar nível de ondulação pico a pico de torque, que representa cerca de 25% de redução em relação ao Método 3. Esses Métodos consideram apenas as componentes harmônicas de fluxo do rotor, negligenciando aquelas das indutâncias. Os Métodos 8 e 10 proporcionam as maiores reduções de ondulação de torque, alcançando aproximadamente 70% e 67,6% respectivamente, por considerarem as componentes harmônicas de indutâncias, fluxo do rotor e torque de borda. A diferença entre o desempenho do Método 10 em relação ao Método 8 podem estar relacionadas ao efeito de carregamento adicional devido à injeção de componentes harmônicas de eixo 0.

Alternativamente à análise de ondulação pico a pico, a Figura 34 apresenta a análise do fator de ondulação de torque em cada método, conforme (6.2). Os resultados da Figura 34 ratificam as observações a respeito da Figura 33.

As Figuras 35 e 36 comparam a distribuição harmônica do torque medido em cada Método. Em geral, observa-se que as componentes harmônicas mais significativas são as de ordem 6, 12 e 18 e 24.

Na Figura 35 nota-se a redução das ondulações de ordem 12 do Método 3 em relação aos Métodos 1 e 2. Essa redução associa-se ao fato do torque de borda, mitigado pelo Método 3, possuir ordem harmônica 12. As demais componentes harmônicas do Método 3 possuem similar comportamento àquelas dos Métodos 1 e 2.

Enquanto os Métodos 4, 5, 6, 7 e 9 apresentam similar comportamento das amplitudes harmônicas de torque, os Métodos 8 e 10 apresentam maior redução das componentes de ordem 12 por considerarem as componentes harmônicas de indutância.

A Figura 37 compara, de forma normalizada em relação do Método 2, as correntes eficazes utilizadas por cada Método nos resultados de regime permanente do Teste 1 das Figuras 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31 e 32.

O Método 2 é utilizado como referência para normalização uma vez que, convencionalmente, MSIPR são comandadas em modo MTPA senoidal para melhor aproveitamento da contribuição do torque mútuo e torque de relutância.

A redução de aproximadamente 4,4% no nível da corrente eficaz proporcionada

Figura 33 – Comparativo dos valores pico a pico normalizados dos torques medidos T_m nos métodos 1 a 10 para MSIPIR no Teste 1 de regime permanente.

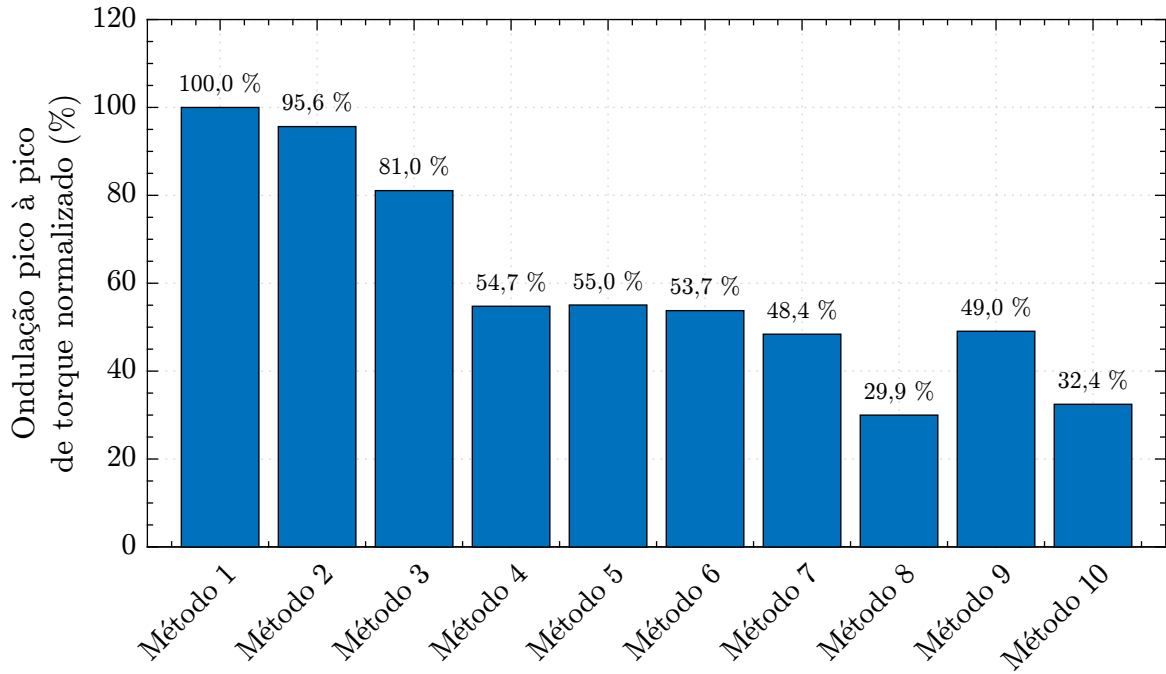


Figura 34 – Comparativo entre fatores de ondulação de torque medido T_m nos métodos 1 a 10 para o Teste 1 de regime permanente.

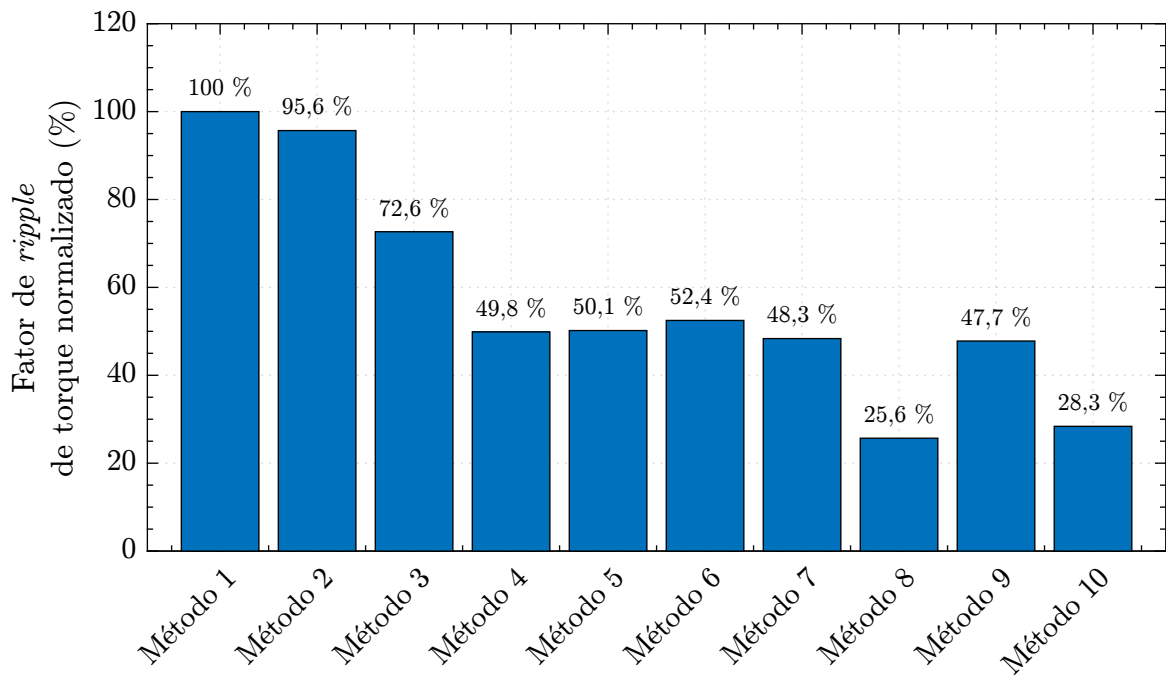


Figura 35 – Comparativo da distribuição harmônica do torque medido T_m da MSIPIR para os métodos 1 a 5 no Teste 1 de regime permanente.

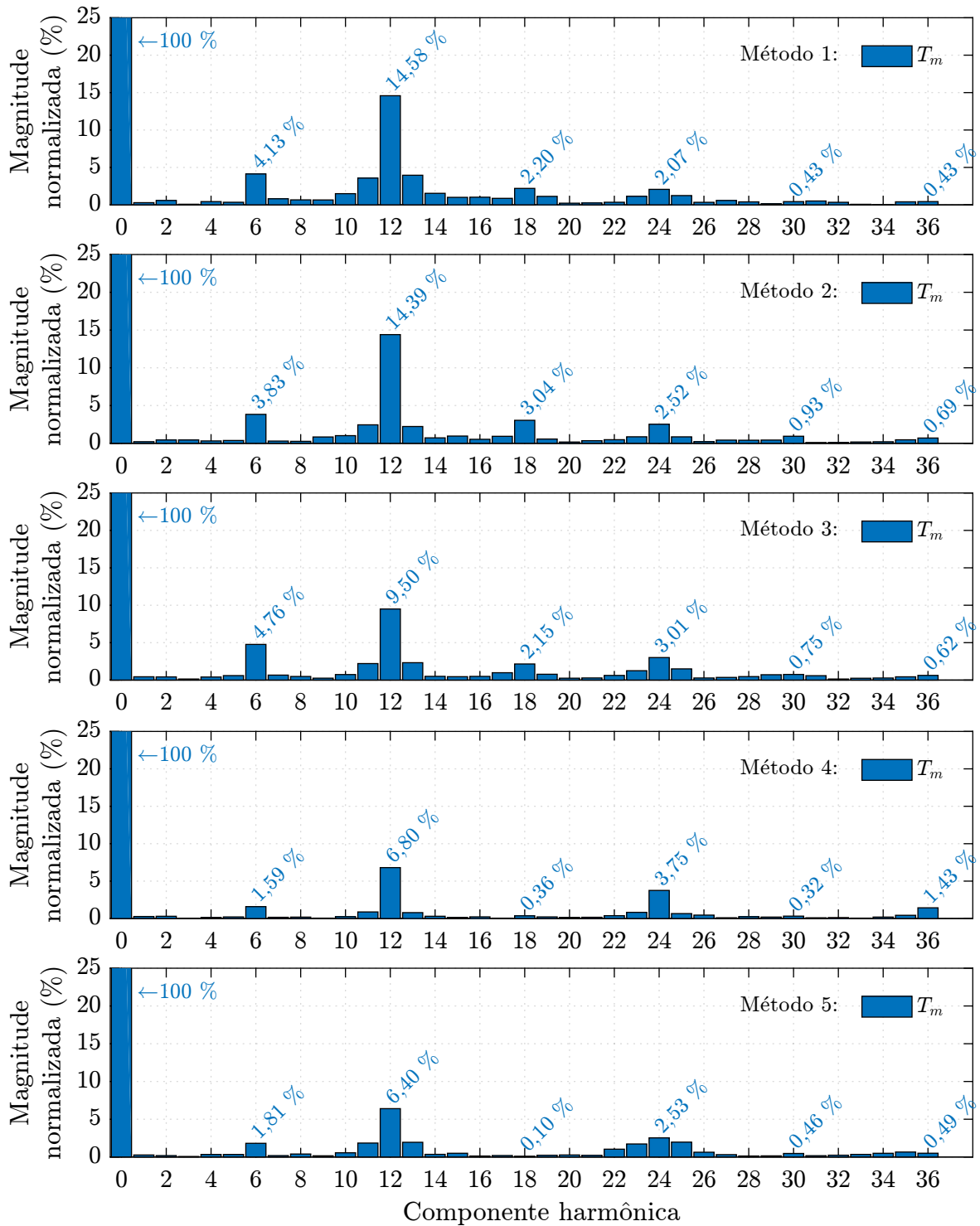
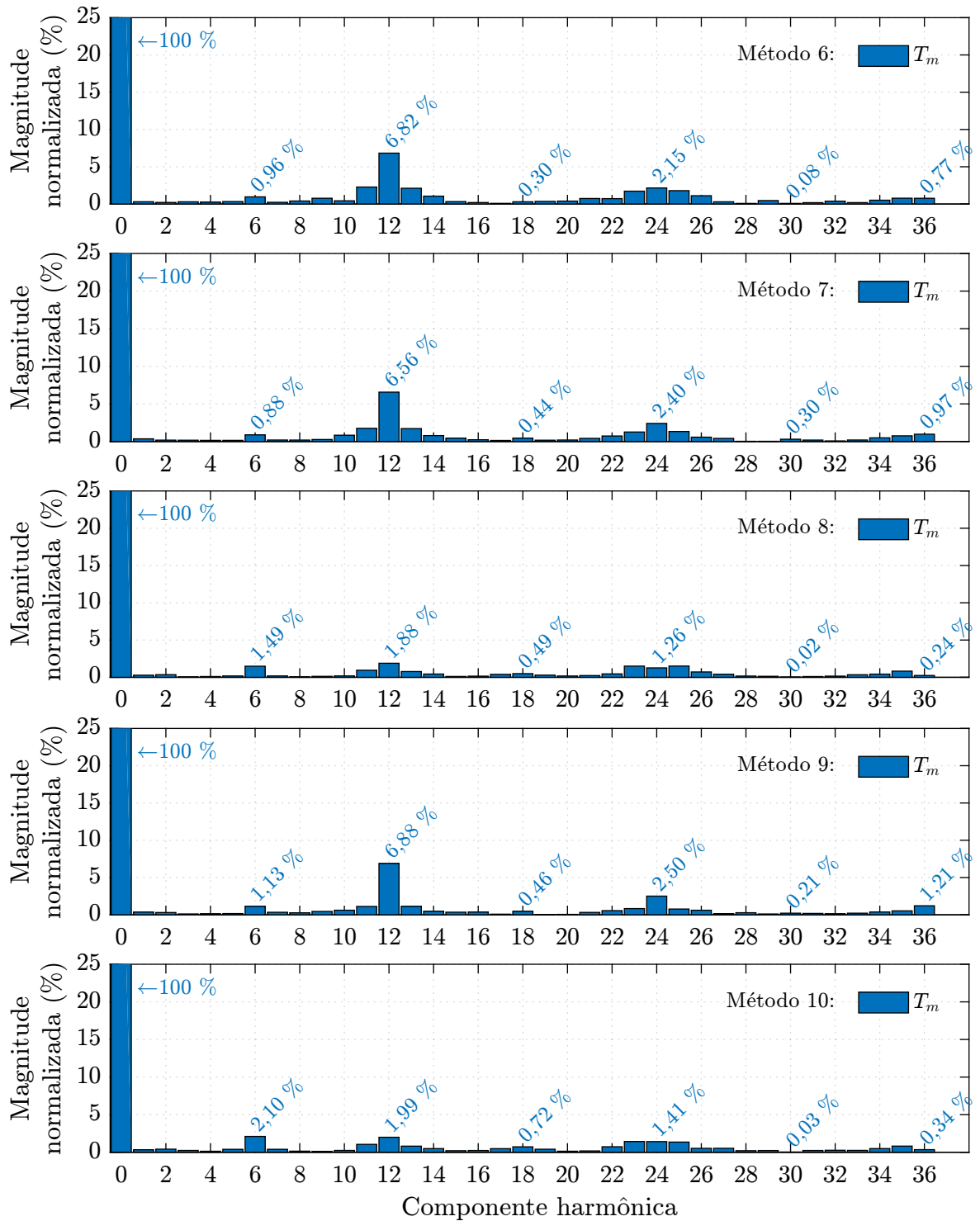


Figura 36 – Comparativo da distribuição harmônica do torque medido T_m da MSIPIR para os métodos 6 a 10 no Teste 1 de regime permanente.



pelo Método 2 em relação ao Método 1 representa, para esta MSIPIR, o benefício do Método MTPA senoidal em relação à estratégia ZDAC do Método 1, que não beneficia o acionamento com aproveitamento do torque de relutância.

O Método 3 requer maior nível de corrente eficaz para reduzir as ondulações do torque de borda em relação ao Método 2.

O Método 4 assemelha-se ao Método 1 ao não levar em conta a participação do torque de relutância da MSIPIR. Porém, o Método 4 reduz as ondulações do fluxo do estator dq . Como mostrado, o Método 4 requer um nível adicional de corrente em relação ao Método 1 para reduzir as ondulações de torque.

A diferença do Método 5 em relação ao Método 4 é a consideração da participação das componentes de eixo 0 do fluxo do rotor, que tende a contribuir positivamente na produção de torque ativo médio em MSIPs de FCEM trapezoidal [29]. Ao incluir essa participação, o Método 5 requer menor nível de corrente eficaz que o Método 4, ainda que produzam níveis similares de ondulações de torque, como mostrado nas Figuras 33 e 34.

O Método 6, em relação aos Métodos 4 e 5, considera a participação do torque de relutância da MSIPIR e por isso requer menor corrente eficaz.

O Método 7 requer menor corrente eficaz que o Método 6. Isso acontece porque o Método 6 não representa a real condição MTPA de MSIPIRs. Enquanto o Método 6 propõe produzir torque reativo nulo como condição MTPA, o Método 7 produz torque reativo auxiliar nulo, como proposto nesta tese.

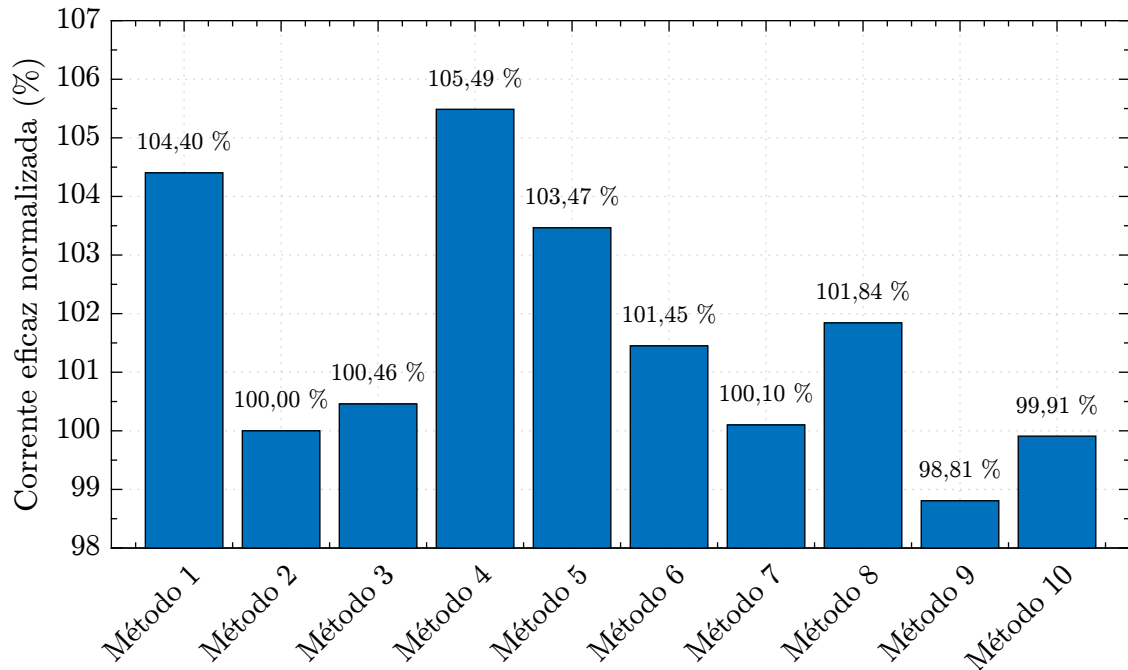
Os Métodos 8 e 10 são aqueles que produziram as maiores reduções de ondulações de torques. Comparativamente, o Método 10 requer menor corrente eficaz em relação ao Método 8 dada a participação das componentes harmônicas de eixo 0 do fluxo do rotor, que contribuem positivamente na produção de torque médio da MSIPIR e, por isso, reduzem a necessidade de corrente eficaz para atendimento de um torque de referência. Além disso, para esta MSIPIR de teste, o nível de corrente eficaz necessária no Método 10 é similar àquele do Método 2. Ou seja, com o mesmo nível de corrente eficaz, o Método 10 capaz de acionar a MSIPIR de teste com significativa redução das ondulações de torque.

O Método 9 requer a menor corrente eficaz dentre os Métodos comparados. Isso se deve ao fato deste Método beneficiar-se da contribuição do torque de relutância e das componentes de eixo 0 do fluxo do rotor ao mesmo tempo em que não atenua as ondulações associadas as componentes harmônicas das indutâncias da MSIPIR.

6.2.2 Teste 2 - Regime dinâmico - Rampa

O Teste 2 permite avaliar o comportamento transitório dos Métodos durante mudança em rampa da referência de torque ativo da MSIPIR. Apenas os Métodos 2 e 10 são avaliados e apresentados nas Figuras 38 e 39 a fim de comparar o impacto da utilização

Figura 37 – Comparativo entre correntes eficazes dos métodos 1 a 10 para MSIPIR no Teste 1 de regime permanente, normalizados em relação ao resultado do Método 2.



da metodologia MTPA convencional por correntes senoidais no Método 2 e a metodologia MTPA por correntes não senoidais com utilização das grandezas de eixo 0 do Método 10 proposto nesta tese.

No Teste 2 a máquina de indução é controlada em malha de velocidade com referência constante de 60 rpm enquanto o torque ativo de referência da MSIPIR é comandado em rampa, do valor 0,5 Nm para 2 Nm. Na Figura 38 nota-se o aumento das ondulações de torque medido T_m e calculado T_e da MSIPIR à medida em que se aumenta o torque de referência T_{ref} . Essas ondulações são significativamente reduzidas pelo Método 10 na Figura 39 durante a dinâmica da variação do torque de referência. Isso indica que a alimentação da MSIPIR é apropriadamente e instantaneamente adaptada de acordo com o ponto de operação para reduzir as ondulações. Por ser baseado em metodologia *feedforward* com referências e cálculo instantâneos de torque ativo e torques reativos auxiliares, a estratégia proposta não requer processo iterativo, tempo de acomodação ou tempo de convergência para atenuação das ondulações de torque em tempo real.

Na Figura 39 observa-se ainda a manutenção das componentes de torques reativos auxiliares ϱ'_{q0} , ϱ'_{0d} e ϱ'_{dq} proximamente a zero durante o Teste 2, indicando que a estratégia de controle mantém a MSIPIR na condição MTPA durante a dinâmica de torque ativo.

Figura 38 – Rampa de referência de torque da MSIPIR com Método 2.

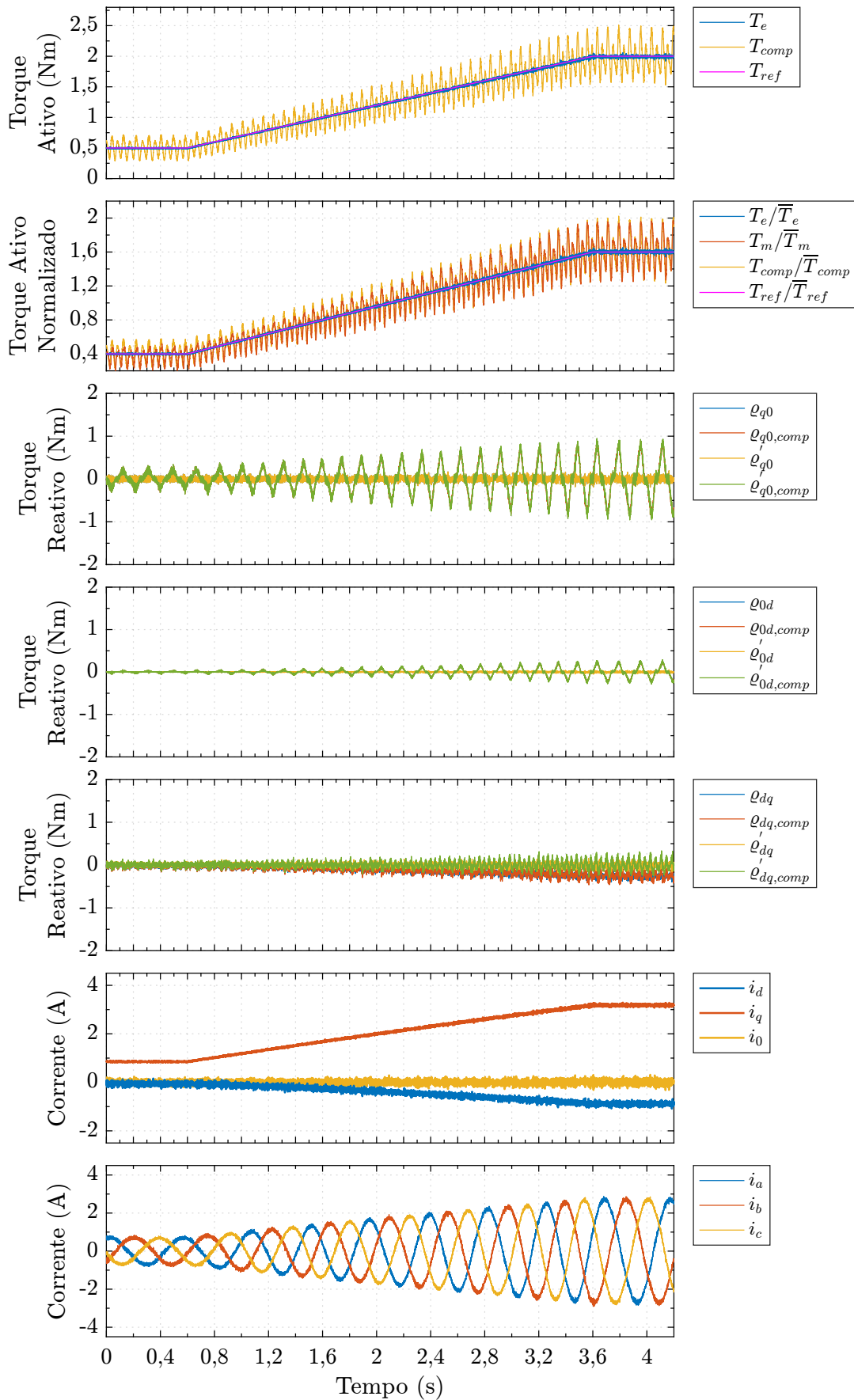
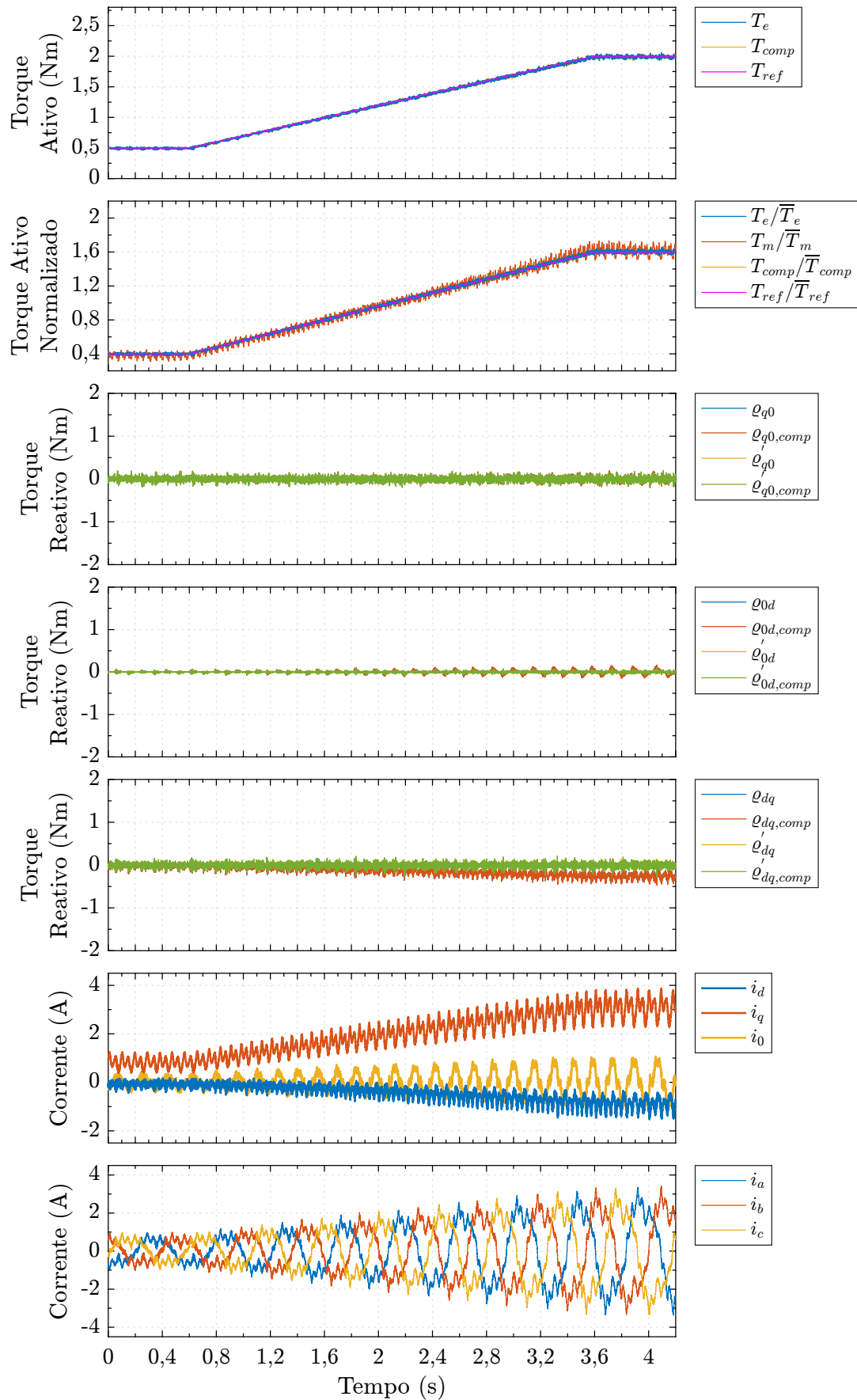


Figura 39 – Rampa de referência de torque da MSIPIR com Método 10.



6.2.3 Teste 3 - Regime dinâmico - Degrau

O Teste 3 permite avaliar o comportamento dos Métodos durante transitório em degrau da referência de torque ativo da MSIPIR. No Teste 3 a máquina de indução é controlada em malha de velocidade com referência constante de 60 rpm enquanto a MSIPIR é submetida a um degrau de referência de torque ativo de 0,5 Nm para 2 Nm.

Assim como no Teste 2, no Teste 3 apenas os Métodos 2 e 10 são avaliados e apresentados, a fim de comparar o impacto dinâmico da utilização da metodologia MTPA convencional por correntes senoidais no Método 2 e a metodologia MTPA por correntes não senoidais com utilização das grandezas de eixo 0 do Método 10 proposto nesta tese.

As Figuras 40 e 41 exibem o comportamento do torque ativo, componentes de torques reativos e correntes do estator para os Métodos 2 e 10.

Em geral, os resultados demonstram a característica de redução de ondulação de torque durante dinâmica de torque ativo no Método 10. O tempo de subida dos torques ativos T_e observado nos Métodos 2 e 10 é de cerca de 2 ms, o que indica que a resposta dinâmica de torque ativo não é alterada com o Método 10 proposto.

Com relação às componentes de torque reativos auxiliares, ressalta-se que suas referências são nulas independentes da condição de torque ativo para operação MTPA. Observa-se que essas grandezas são mantidas próximas a zero durante do Teste 3 e os distúrbios dinâmicos de torques reativos e reativos auxiliares são justificados pela dominância, na função custo (5.26), do erro de torque ativo durante o transiente de referência sobre os erros de torques reativos auxiliares.

Figura 40 – Resposta ao degrau de referência de torque da MSIPIR com Método 2.

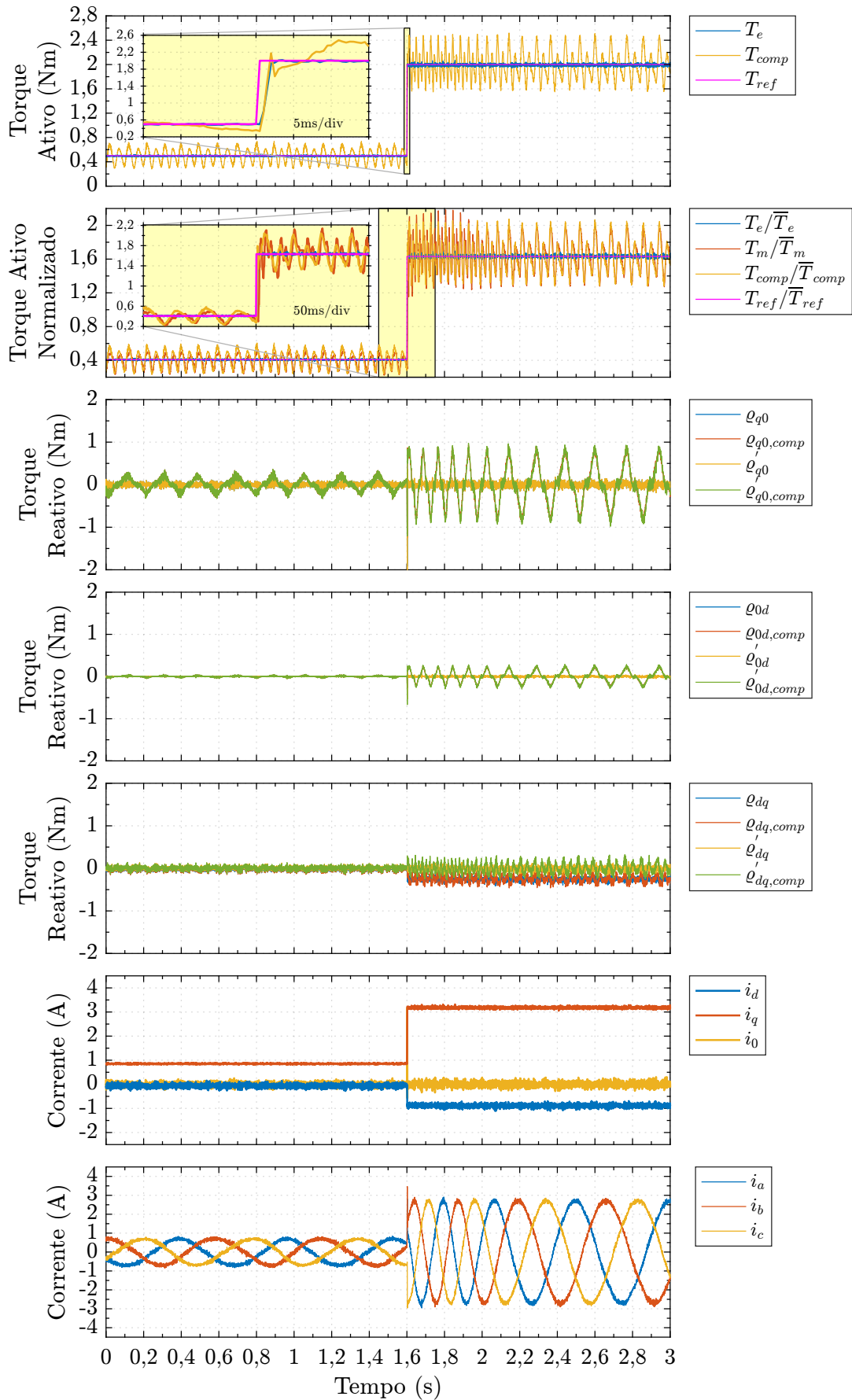
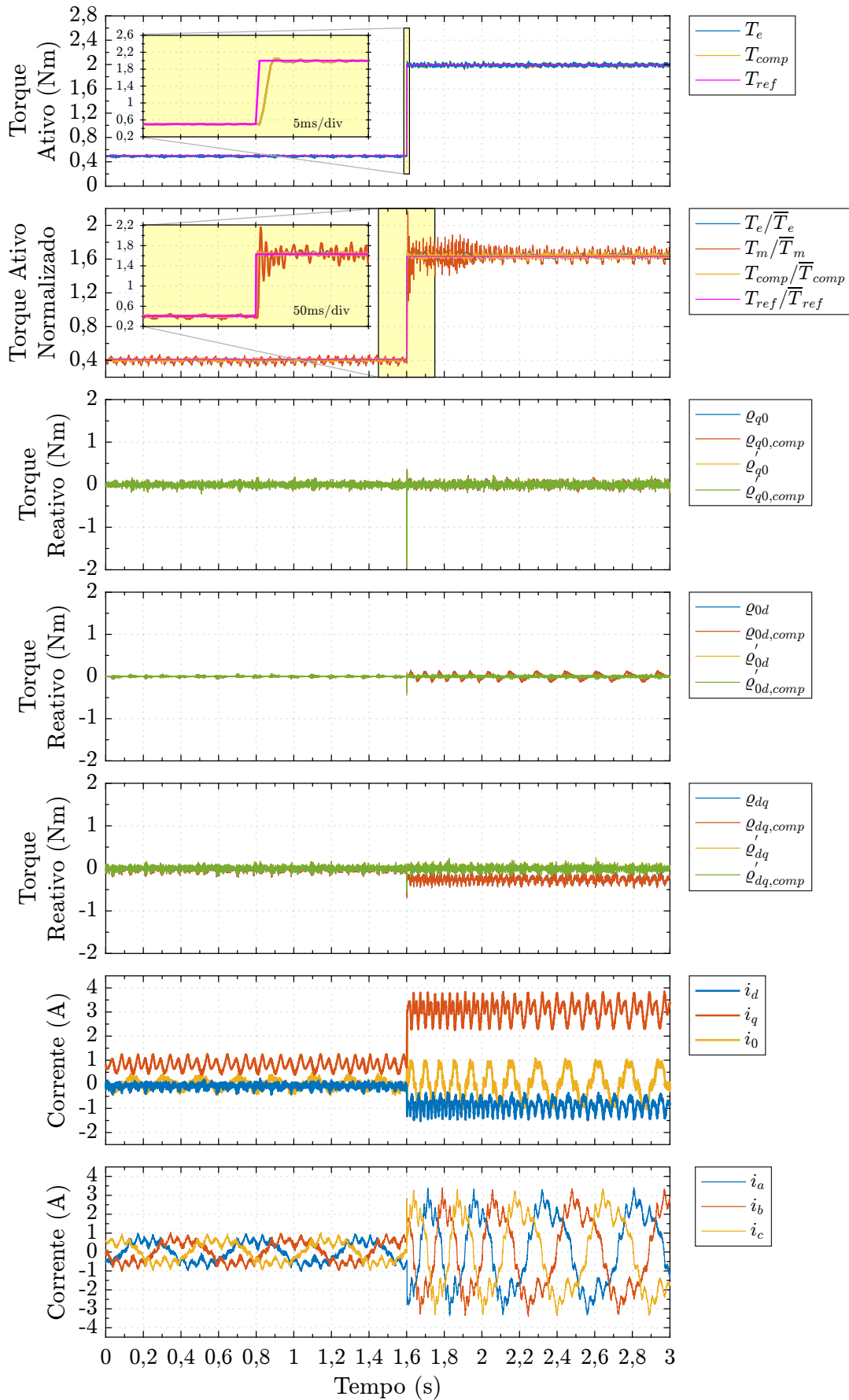


Figura 41 – Resposta ao degrau de referência de torque da MSIPIR com Método 10.



6.2.4 Análise da inclusão dos efeitos de carregamento na FCEM

Nas seções anteriores, os resultados apresentados consideram as mais relevantes componentes harmônicas no modelo de onda de FCEM a vazio medida experimentalmente, como apresentado no Apêndice C.

Nesta seção, o Teste 1 de regime permanente é repetido para o Método 10 da MSIPIR, porém considerando o efeito de carregamento sobre a forma de onda da FCEM no algoritmo FCS-MPC.

Para isso, a FCEM da MSIPIR é analisada por simulação em elementos finitos considerando a corrente medida de fase do Método 10 no Teste 1 da Figura 32.

Considerando a reconstrução da FCEM a partir das mais significativas componentes harmônicas, de ordem 3, 6, 9, 12, 15, 21 e 24, como apresentado no Apêndice C, a Figura 42 demonstra a diferença entre as formas de onda de FCEM a vazio e FCEM com carga obtida pela simulação em elementos finitos, destacando as principais regiões de alteração.

Com a informação da FCEM com carga, o Teste 1 é repetido para o Método 10 e a Figura 43 compara o comportamento do torque medido T_m normalizado em função do torque médio. O resultado do Método 2 para o Teste 1 de regime permanente, utilizando FCEM a vazio, é também apresentado na Figura 43 para recuperar a perspectiva da magnitude das ondulações causadas pela alimentação por corrente senoidal.

A utilização da FCEM com carga produziu uma redução das ondulações em relação ao Método 10 que utiliza FCEM a vazio. A redução observada no Método 10 com FCEM com carga representa uma diminuição de 14% no fator de pico a pico do torque em relação à utilização da FCEM a vazio e uma redução de aproximadamente 23% no fator de ondulação.

A Figura 44 mostra a distribuição das componentes harmônicas dos torques medidos da Figura 43. Em geral, nota-se que o Método 10 reduz significativamente as componentes harmônicas de ordem 6, 12, 18 e 24 em relação ao Método 2. Com relação ao Método 10 com FCEM carga, nota-se a redução da componente de ordem 6 em relação ao Método 10 com FCEM a vazio.

As ondulações remanescentes estão associadas aos fenômenos não modelados e outras imprecisões dos parâmetros utilizados modelo de circuito da MSIPIR e torque ativo e reativos.

Figura 42 – Comparativo entre formas de onda de FCEM a vazio e com carga destacando as regiões de maior diferença (o cenário com carga corresponde à alimentação da MSIPIR com a corrente de estator do Teste 1 do Método 10 da Figura 32).

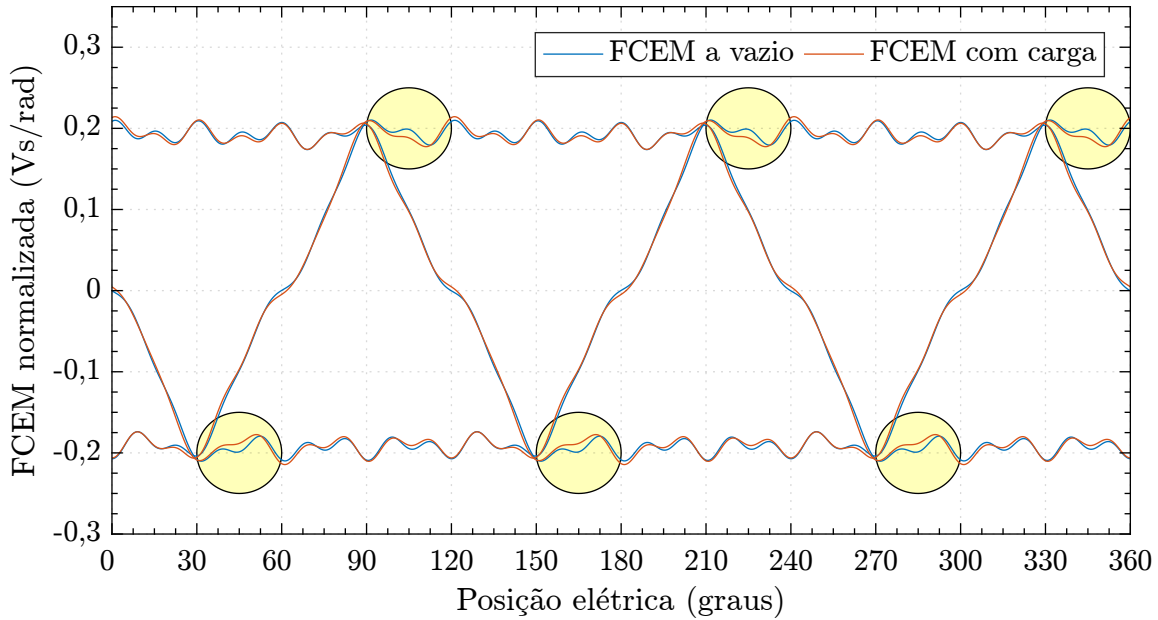


Figura 43 – Comparativo do comportamento dos torques medidos normalizados T_m/\bar{T}_m nos Métodos 2 e 10 para o Teste 1 de regime permanente.

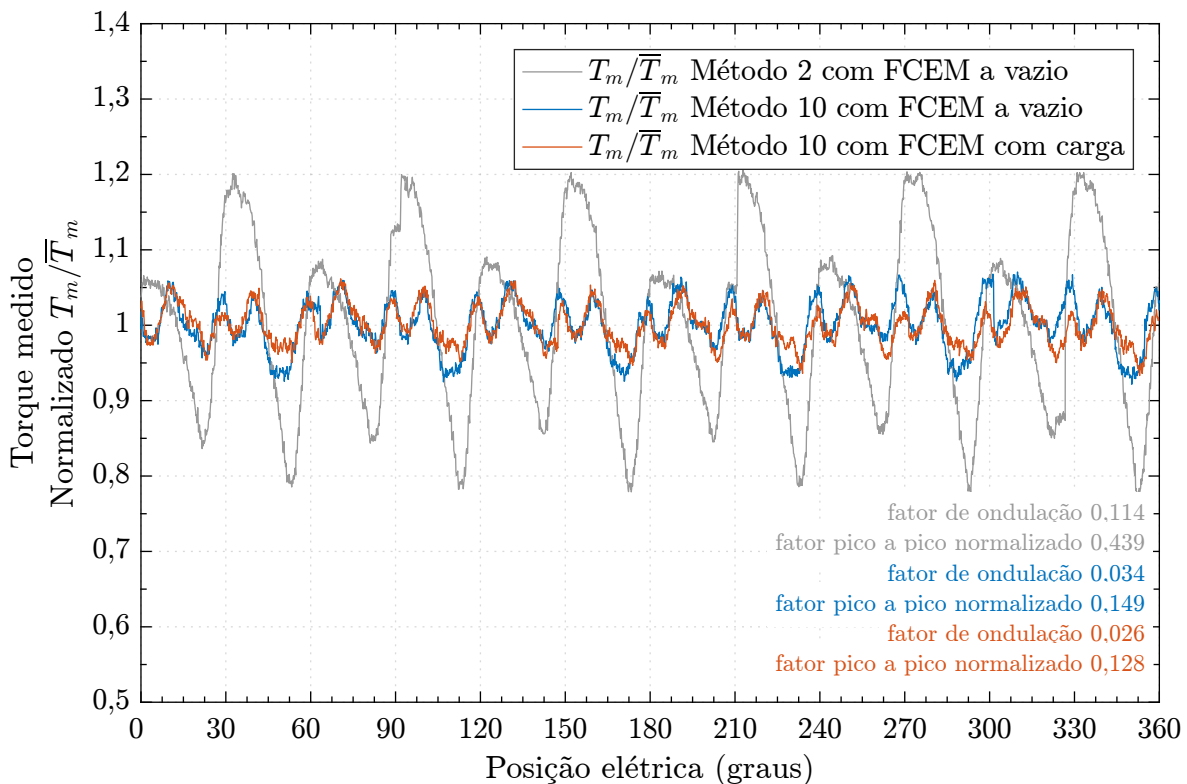
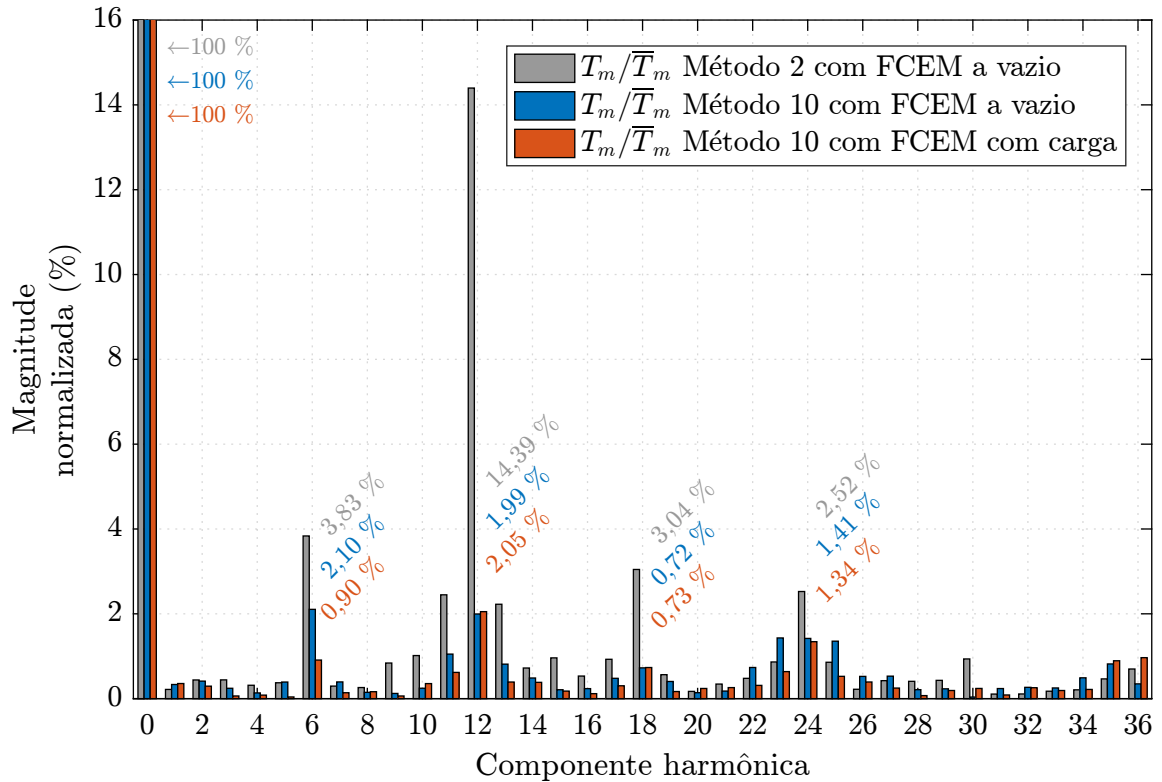


Figura 44 – Comparativo das componentes harmônicas de torque medido T_m nos Métodos 2 e 10 para o Teste 1 de regime permanente.



6.3 Síntese do Capítulo

Este Capítulo 6 apresentou resultados experimentais da implementação do controle proposto de torque ativo e reativos auxiliares FCS-MPC para redução de ondulações de torque e operação MTPA de MSIPs não senoidais.

Para validação, a estrutura de controle proposta foi testada em uma MSIPSR e uma MSIPR em regime permanente comparativamente a outras estratégias na literatura. As ondulações de torque são reduzidas em aproximadamente 70% com a estratégia proposta, superando abordagens anteriores da literatura também baseadas em modelo, por considerar as componentes harmônicas espaciais de eixo d, q e 0 de indutância, fluxo do rotor e torque de borda no modelo das fontes de ondulações de torque.

Maior redução das ondulações pode ser alcançada com a melhoria do modelo das fontes de ondulações, incluindo, por exemplo, efeitos de carregamento, como também discutido neste Capítulo.

Resultados dinâmicos são apresentados e discutidos nesse Capítulo, evidenciando que a abordagem de controle proposta não deteriora o comportamento dinâmico em relação à alimentação convencional da MSIP com correntes senoidais de estator.

7 CONCLUSÕES

Técnicas de mitigação ativa de ondulações de torque para MSIPs procuram proporcionar um acionamento elétrico que ofereça torque suave, motivadas pelo melhoramento do desempenho ao reduzir os efeitos comumente indesejáveis das ondulações de torque.

Como discutido na revisão do Capítulo 2, as soluções de mitigação ativa precisam abordar dois pontos essenciais: modelagem da apropriada alimentação da MSIP com componentes harmônicas de corrente do estator para compensar as ondulações de torque; e adaptação do esquema de controle para possibilitar a injeção dessas componentes harmônicas.

Sobre o primeiro ponto, esta tese desenvolve uma análise generalizada da correlação da teoria do produto cruzado da potência reativa instantânea com a operação em MTPA de MSIPs não senoidais, considerando componentes harmônicas espaciais de eixo d , q e 0 .

A partir da análise da grandeza de torque reativo auxiliar proposta, demonstra-se que diversas abordagens anteriormente apresentadas na literatura são casos particulares e subótimas da abordagem desta tese.

Em relação ao esquema de controle para mitigação de ondulações de torque, esta tese propõe o controle preditivo FCS-MPC direto de torque ativo e reativo auxiliar, diferentemente das convencionais malhas de controle de corrente ou torque e fluxo do estator usualmente empregadas na literatura.

Um destaque desse controle direto é a facilidade de definição das referências de torque ativo e reativo auxiliar. Enquanto o torque ativo pode ser informado diretamente pelo usuário ou por malha externa, a referência de torque reativo auxiliar é nula, e independente do torque ativo, para operação MTPA.

Com isso, elimina-se a necessidade de projetar referências ótimas de componentes harmônicas de corrente, ou outras variáveis de controle, para operar a MSIP não senoidal com reduzidas ondulações de torque em MTPA. Com isso, também não há necessidade de utilização de tabelas de consulta ou outros meios para consultar ou calcular em tempo real as referências otimizadas de controle.

Devido a essas características, a malha proposta de controle FCS-MPC de torque ativo e reativo auxiliar pode ser aplicada para mitigação de ondulações de torque e operação MTPA de diferentes MSIPs não senoidais apenas adaptando o modelo da máquina, sem necessidade de projeto ou mecanismo de consulta em tempo real de referências otimizadas.

A estrutura de controle FCS-MPC proposta é validada em MSIPSR e MSIPIR não senoidais comparativamente à estratégias precedentes da literatura, demonstrando a

eficácia na redução de ondulações, superior redução das magnitude de corrente do estator e não deterioração do desempenho dinâmico do controle de torque.

Sugestões de Novos Estudos

Os desenvolvimentos desta tese permitem sugerir as seguintes ideias de novos estudos:

- Análise do ajuste dos pesos da função custo baseada em torques ativos e reativos auxiliares;
- Análise dos torques reativos auxiliares para operação MTPA de outras topologias de máquinas, como síncronas de relutância;
- Análise dos torques reativos auxiliares para operação MTPA de máquinas polifásicas;
- Análise da correlação das componentes de torques reativos auxiliares e operação em região de enfraquecimento de campo;
- Utilização de alternativas estruturas de controle para controle direto de torques ativo e reativos auxiliares.

REFERÊNCIAS

- 1 VIDHYA, H.; ALLIRANI, S. A literature review on electric vehicles: Architecture, electrical machines for power train, converter topologies and control techniques. *In: 2021 International Conference on Computational Performance Evaluation (ComPE)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 565–575.
- 2 ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 746–765, 2007.
- 3 MURUGESAN, S. An overview of electric motors for space applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation**, IECI-28, n. 4, p. 260–265, 1981.
- 4 EL-REFAIE, A. M. Motors/generators for traction/propulsion applications: A review. **IEEE Vehicular Technology Magazine**, v. 8, n. 1, p. 90–99, 2013.
- 5 LEE, C.-S.; KIM, H.-J. Induced emf thd reduction design of permanent magnet synchronous generators for diesel engine generators. **Processes**, v. 9, n. 6, 2021. ISSN 2227-9717.
- 6 MOMEN, F.; RAHMAN, K.; SON, Y. Electrical propulsion system design of chevrolet bolt battery electric vehicle. *In: IEEE Transactions on Industry Applications*. [S.l.: s.n.]. v. 55, p. 376–384. Issue: 1 ISSN: 00939994.
- 7 RAHMAN, K. *et al.* Design and performance of electrical propulsion system of extended range electric vehicle (erev) chevrolet voltec. *In: 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4152–4159.
- 8 OLSZEWSKI, M.; Oak Ridge National Laboratory Mitch. **Evaluation of the 2010 Toyota Prius hybrid synergy drive system**. 2011. 79 p. Issue: March ISBN: 1800553684. Disponível em: http://www.osti.gov/greenenergy/rddetail?osti_id=1007833.
- 9 BOGLIETTI, A. *et al.* Energy-efficient motors. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 4, p. 32–37, 2008. ISSN 1932-4529.
- 10 BOGLIETTI, A. *et al.* Electrical machine topologies: Hottest topics in the electrical machine research community. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 2, p. 18–30, 2014.
- 11 MERRILL, F. W. Permanent-magnet excited synchronous motors [includes discussion]. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems**, v. 73, n. 2, p. 1754–1760, 1954.
- 12 BOSE, B. Power electronics and motor drives recent progress and perspective. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 2, p. 581–588, 2009–02. ISSN 0278-0046.
- 13 JAHNS, T.; SOONG, W. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives-a review. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 43, n. 2, p. 321–330, 1996.

- 14 LE-HUY, H.; PERRET, R.; FEUILLET, R. Minimization of torque ripple in brushless dc motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-22, n. 4, p. 748–755, 1986.
- 15 CARLSON, R. *et al.* Torque ripple attenuation in permanent magnet synchronous motors. *In: Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.]: IEEE, 1989. p. 57–62. Issue: pt 1.
- 16 MADANI, A. *et al.* Reduction of torque pulsations by inductance harmonics identification of a permanent-magnet synchronous machine. p. 787–792, 1995.
- 17 LAI, C. *et al.* Genetic algorithm-based current optimization for torque ripple reduction of interior pmsms. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 4493–4503, 2017.
- 18 CHO, H.-J.; KWON, Y.-C.; SUL, S.-K. Torque ripple-minimizing control of ipmsm with optimized current trajectory. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 57, n. 4, p. 3852–3862, 2021.
- 19 CASTRO, A. G. de *et al.* Optimized current waveform for torque ripple mitigation and mtpa operation of pmsm with back emf harmonics based on genetic algorithm and artificial neural network. **IEEE Latin America Transactions**, v. 18, n. 09, p. 1646–1655, 2020.
- 20 CASTRO, A. G. D. *et al.* GA-FEM method for optimum current search for torque ripple mitigation in nonsinusoidal PMSM and analysis of on-load parameters. *In: Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021)*. [S.l.: s.n.], 2021.
- 21 KOONING, J. D. M. D. *et al.* Maximum efficiency current waveforms for a pmsm including iron losses and armature reaction. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 4, p. 3336–3344, 2017.
- 22 HARIRCHI, F.; SIMOES, M. G. Enhanced instantaneous power theory decomposition for power quality smart converter applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8993, n. 99, p. 1–15, 2018. ISSN 08858993.
- 23 SPRINGOB, L.; HOLTZ, J. High-bandwidth current control for torque-ripple compensation in pm synchronous machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 713–721, 1998.
- 24 KOURO, S. *et al.* Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 4, p. 8–21, 2015. ISSN 1932-4529.
- 25 CASTRO, A. G. de *et al.* Improved finite control-set model-based direct power control of bldc motor with reduced torque ripple. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 4476–4484, 2018.
- 26 CASTRO, A. G. D. *et al.* Finite control-set model predictive torque control of nonsinusoidal PMSM: a generalized approach for torque ripple mitigation and MTPA operation. *In: Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021)*. [S.l.: s.n.], 2021.

-
- 27 CASTRO, A. G. de *et al.* Open-phase fault tolerant finite control-set model predictive torque control of ipmsm for reduced torque ripple and mtpa operation. *In: 2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 109–114.
- 28 CASTRO, A. G. de *et al.* Novel mtpa approach for ipmsm with non-sinusoidal back-emf. *In: 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- 29 CASTRO, A. G. de *et al.* Zero sequence power contribution on BLDC motor drives. Part I: A theoretical investigation. *In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1016–1023.
- 30 CASTRO, A. G. de *et al.* Zero sequence power contribution on BLDC motor drives. Part II: A FCS-MPC current control of three-phase four-leg inverter based drive. *In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1024–1029.
- 31 CASTRO, A. G. *et al.* Controle vetorial sensorless do motor BLDC usando estimador neural de velocidade. *In: Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle de Aplicações (DINCON)*. [S.l.: s.n.], 2017.
- 32 FLIELLER, D. *et al.* A self-learning solution for torque ripple reduction for nonsinusoidal permanent-magnet motor drives based on artificial neural networks. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 2, p. 655–666, 2014.
- 33 ABBASZADEH, A.; KHABURI, D. A.; RODRÍGUEZ, J. Predictive control of permanent magnet synchronous motor with non-sinusoidal flux distribution for torque ripple minimisation using the recursive least square identification method. **IET Electric Power Applications**, v. 11, n. 5, p. 847–856, 2017.
- 34 QIAN, W.; PANDA, S.; XU, J. Speed ripple minimization in pm synchronous motor using iterative learning control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 1, p. 53–61, 2005.
- 35 YANG, M. *et al.* Motor speed signature analysis for local bearing fault detection with noise cancellation based on improved drive algorithm. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 5, p. 4172–4182, 2020.
- 36 FENG, G.; LAI, C.; KAR, N. C. A closed-loop fuzzy-logic-based current controller for pmsm torque ripple minimization using the magnitude of speed harmonic as the feedback control signal. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 4, p. 2642–2653, 2017.
- 37 ERKEN, F.; ÖKSÜZTEPE, E.; KÜRÜM, H. Online adaptive decision fusion based torque ripple reduction in permanent magnet synchronous motor. **IET Electric Power Applications**, v. 10, n. 3, p. 189–196, 2016.
- 38 FENG, G.; LAI, C.; KAR, N. C. Practical testing solutions to optimal stator harmonic current design for pmsm torque ripple minimization using speed harmonics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 6, p. 5181–5191, 2018.

- 39 TANG, M. *et al.* Torque ripple reduction of pmsms using a novel angle-based repetitive observer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 4, p. 2689–2699, 2020.
- 40 SU, T. *et al.* Suppression control method for torque vibration of ac motor utilizing repetitive controller with fourier transform. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 5, p. 1316–1325, 2002.
- 41 SUMEGA, M.; RAFAJDUS, P.; STULRAJTER, M. Current harmonics controller for reduction of acoustic noise, vibrations and torque ripple caused by cogging torque in pm motors under FOC operation. **Energies**, v. 13, n. 10, 2020. ISSN 1996-1073.
- 42 SULKA, P. *et al.* Vibration analysis and comparison of the damaged and undamaged rolling ball bearing. *In: . [S.l.: s.n.]*, 2019. v. 40, p. 511–518. ISSN 2352-1465.
- 43 ZHU, Z. Q.; LEONG, J. H. Analysis and mitigation of torsional vibration of pm brushless ac/dc drives with direct torque controller. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 4, p. 1296–1306, 2012.
- 44 BECCUE, P. *et al.* Measurement and control of torque ripple-induced frame torsional vibration in a surface mount permanent magnet machine. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 1, p. 182–191, 2005.
- 45 TORREGROSSA, D.; KHOOBROO, A.; FAHIMI, B. Prediction of acoustic noise and torque pulsation in pm synchronous machines with static eccentricity and partial demagnetization using field reconstruction method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 934–944, 2012.
- 46 MARKS, M.; GREEN, E. **Measuring Torque Ripple And Its Effects On Electric Power And Noise & Vibration**. 2020. Disponível em: <https://chargedevs.com/measuring-torque-ripple-and-its-effects-on-electric-power-and-noise-and-vibration>.
- 47 SHIN, E. G. *et al.* Noise and vibration phenomena of on-line electric vehicle. *In: SAE Technical Papers*. [S.l.: s.n.], 2011. ISSN: 26883627.
- 48 RUOFF, C.; VAKS, N. **A closer look at torque ripple - minimizing its effects on electric machines**. 2015. Publication Title: CHARGED - EV Engineering News. Disponível em: <https://chargedevs.com/features/minimization-of-torque-ripple-is-important-for-motors-in-many-applications-because-it-is-one-of-the-main-causes-of-vibration>.
- 49 SWART, D.; BEKKER, A. The relationship between consumer satisfaction and psychoacoustics of electric vehicle signature sound. **Applied Acoustics**, v. 145, p. 167–175, 2019. ISSN 0003-682X. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0003682X1830433X>.
- 50 DIANOV, A. Estimation of the mechanical position of reciprocating compressor for silent stoppage. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 1, p. 64–73, 2020.
- 51 HUO, J. *et al.* Torque ripple compensation with anti-overvoltage for electrolytic capacitorless pmsm compressor drives. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 10, n. 5, p. 6148–6159, 2022.

-
- 52 GAO, J. *et al.* Torque ripple minimisation of permanent magnet synchronous motor using a new proportional resonant controller. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 2, p. 208–214, 2017.
- 53 MATSUI, N.; MAKINO, T.; SATOH, H. Autocompensation of torque ripple of direct drive motor by torque observer. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 1, p. 187–194, 1993.
- 54 PARK, S.-H. *et al.* Suppression of torque ripple caused by misalignment of the gearbox by using harmonic current injection method. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 25, n. 4, p. 1990–1999, 2020.
- 55 Reliability Maintenance Solutions. **Types of Common Misalignment: How to Recognise & Fix Them**. 2021. Disponível em: <https://rms-reliability.com/reliability/how-to-fix-common-misalignment>.
- 56 HWANG, S.-M. *et al.* Comparison of vibration sources between symmetric and asymmetric hdd spindle motors with rotor eccentricity. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 6, p. 1727–1731, 2001.
- 57 YU, J. A hybrid feature selection scheme and self-organizing map model for machine health assessment. **Applied Soft Computing**, v. 11, n. 5, p. 4041–4054, 2011. ISSN 1568-4946.
- 58 ZHU, Z. Q.; WU, L. J.; JAMIL, M. L. M. Distortion of back-emf and torque of pm brushless machines due to eccentricity. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 49, n. 8, p. 4927–4936, 2013.
- 59 ZHENG, M. *et al.* Influence of magnetic saturation and rotor eccentricity on back emf of novel hybrid-excited stator slot opening permanent magnet machine. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 54, n. 11, p. 1–5, 2018.
- 60 REN, J.; WANG, X.; ZHAO, W. Magnetic field prediction of the saturated surface-mounted permanent magnet synchronous machine with rotor eccentricity. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 8, p. 7756–7766, 2022.
- 61 ORTEGA, A. J. P.; XU, L. Analytical prediction of torque ripple in surface-mounted permanent magnet motors due to manufacturing variations. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 4, p. 1634–1644, 2016.
- 62 BIANCHI, N.; DEGANI, M.; FORNASIERO, E. Sensitivity analysis of torque ripple reduction of synchronous reluctance and interior pm motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 187–195, 2015.
- 63 BANG, T.-K. *et al.* Electro-mechanical characteristics analysis and experimental study of pmsm according to rotor eccentricity. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 58, n. 2, p. 1–5, 2022.
- 64 TONG, W. *et al.* Analytical model for cogging torque calculation in surface-mounted permanent magnet motors with rotor eccentricity and magnet defects. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 35, n. 4, p. 2191–2200, 2020.

- 65 DHULIPATI, H. *et al.* Multiple reference frame-based extended concentrated wound pmsm model considering pm flux linkage and inductance harmonics. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 34, n. 2, p. 731–740, 2019.
- 66 SLUNJSKI, M.; JONES, M.; LEVI, E. Analysis of a symmetrical nine-phase machine with highly non-sinusoidal back-electromotive force. *In: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [*S.l.: s.n.*], 2018. p. 6229–6234.
- 67 ZAHR, H. *et al.* Five-phase bi-harmonic pmsm control under voltage and currents limits. *In: IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [*S.l.: s.n.*], 2017. p. 7995–8000.
- 68 ZAHR, H. *et al.* Maximum torque per ampere strategy for a biharmonic five-phase synchronous machine. *In: 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. [*S.l.: s.n.*], 2016. p. 91–97.
- 69 WANG, K. *et al.* Average torque improvement of interior permanent-magnet machine using third harmonic in rotor shape. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 5047–5057, 2014.
- 70 PAULA, G. T. *et al.* Different slot configurations for direct-drive pm brushless machines. **IEEE Latin America Transactions**, v. 13, n. 3, p. 634–639, 2015.
- 71 ZHANG, W. *et al.* Electromagnetic torque analysis for all-harmonic-torque permanent magnet synchronous motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 54, n. 11, p. 1–5, 2018.
- 72 RAHMAN, K.; HITI, S. Identification of machine parameters of a synchronous motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 2, p. 557–565, 2005.
- 73 YEPES, A. G. *et al.* Torque ripple minimization in surface-mounted pm drives by means of pi + multi-resonant controller in synchronous reference frame. *In: IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [*S.l.: s.n.*], 2010. p. 1017–1022.
- 74 PIIPPO, A.; LUOMI, J. Torque ripple reduction in sensorless pmsm drives. *In: IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [*S.l.: s.n.*], 2006. p. 920–925.
- 75 COLAMARTINO, F.; MARCHAND, C.; RAZEK, A. Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servodrive. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, p. 616–621, 1999.
- 76 LAI, C. *et al.* Investigations of the influence of pmsm parameter variations in optimal stator current design for torque ripple minimization. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 32, n. 3, p. 1052–1062, 2017.
- 77 LAI, C. *et al.* Torque ripple minimization for interior pmsm with consideration of magnetic saturation incorporating online parameter identification. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 53, n. 6, p. 1–4, 2017.

-
- 78 LAI, C. *et al.* Torque ripple modeling and minimization for interior pmsm considering magnetic saturation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2417–2429, 2018.
- 79 PAULA, G. T. de *et al.* Evaluation of surface mounted pm machine's parameters on load conditions using frozen permeability method. part. iii. *In: 2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. [*S.l.: s.n.*], 2014. p. 1–7.
- 80 FILHO, C.; ALVARENGA, B. P. de; PAULA, G. T. de. On-load apparent inductance derivative of ipmsm: Assessment method and torque estimation. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 56, n. 4, p. 1–10, 2020.
- 81 PAULA, G. T. de *et al.* On-load back emf of pmsm using maxwell stress tensor. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 54, n. 7, p. 1–15, 2018.
- 82 ZHAN, H.; ZHU, Z.-q.; ODAVIC, M. Analysis and suppression of zero sequence circulating current in open winding pmsm drives with common dc bus. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 4, p. 3609–3620, 2017.
- 83 XU, Y.; PARSPOUR, N.; VOLLMER, U. Torque ripple minimization using online estimation of the stator resistances with consideration of magnetic saturation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 5105–5114, 2014.
- 84 XUNHAO, Z. *et al.* A control method for permanent-magnet synchronous motor with unbalanced cable resistor. *In: 2015 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*. [*S.l.: s.n.*], 2015. p. 1–3.
- 85 PARK, S. J. *et al.* A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of bldc motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 1, p. 109–114, 2000.
- 86 ABOSH, A. H.; ZHU, Z. Q.; REN, Y. Reduction of torque and flux ripples in space vector modulation-based direct torque control of asymmetric permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 2976–2986, 2017.
- 87 ABOSH, A. H.; ZHU, Z.-Q.; REN, Y. Cascaded direct torque control of unbalanced pmsm with low torque and flux ripples. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 2, p. 1740–1749, 2018.
- 88 GUO, Y. *et al.* Adaptive torque ripple suppression methods of three-phase pmsm during single-phase open-circuit fault-tolerant operation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 5, p. 4955–4965, 2020.
- 89 QIAN, H.; GUO, H.; DING, X. Modeling and analysis of interturn short fault in permanent magnet synchronous motors with multistrands windings. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2496–2509, 2016.
- 90 CARLSON, R.; LAJOIE-MAZENC, M.; FAGUNDES, J. Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless dc machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 3, p. 632–638, 1992.

- 91 BUJA, G.; BERTOLUZZO, M.; KESHRI, R. K. Torque ripple-free operation of pm bldc drives with petal-wave current supply. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4034–4043, 2015.
- 92 HARA, T. *et al.* Analysis of vibration and noise in permanent magnet synchronous motors with distributed winding for the pwm method. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 6, p. 6042–6049, 2018.
- 93 BAIK, J. *et al.* Remote-state pwm with minimum rms torque ripple and reduced common-mode voltage for three-phase vsi-fed blac motor drives. **Electronics**, v. 9, n. 4, 2020. ISSN 2079-9292. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2079-9292/9/4/586>.
- 94 HAN, X. *et al.* Two-segment three-phase pmsm drive with carrier phase-shift pwm for torque ripple and vibration reduction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 1, p. 588–599, 2019.
- 95 WANG, B. *et al.* Maximum torque analysis and extension in six-step mode-combined field-weakening control for induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 12, p. 9129–9138, 2019.
- 96 FILHO, C. *et al.* 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)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1051–1058.
- 97 TAMURA, H.; AJIMA, T.; NOTO, Y. A torque ripple reduction method by current sensor offset error compensation. *In: 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.
- 98 CHO, Y.; LABELLA, T.; LAI, J.-S. A three-phase current reconstruction strategy with online current offset compensation using a single current sensor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 7, p. 2924–2933, 2012.
- 99 SORENSEN, J.; O’SULLIVAN, D. **A system approach to understanding the impact of nonideal effects in a motor drive current loop**. 2023. Disponível em: <https://www.analog.com/en/technical-articles/impact-of-nonideal-effects-in-a-motor-drive-current-loop.html>.
- 100 GAN, W.-C.; QIU, L. Torque and velocity ripple elimination of ac permanent magnet motor control systems using the internal model principle. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 9, n. 2, p. 436–447, 2004.
- 101 DEVENDRAN, S. **Acoustic noise in home appliances due to torque ripple in motor drives**. 2016. Disponível em: https://e2e.ti.com/blogs_/b/industrial_strength/posts/acoustic-noise-in-home-appliances-due-to-torque-ripple-in-motor-drives-part-1.
- 102 PATHMANATHAN, M. *et al.* Open-phase fault tolerant driving operation of dual-inverter-based traction drive. **IET Electric Power Applications**, v. 15, n. 7, p. 873–889, 2021.
- 103 PAUL, S. *et al.* Comparison of switching techniques under inverter switch short circuit fault. *In: 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

-
- 104 ZHU, C.; ZENG, Z.; ZHAO, R. Comprehensive analysis and reduction of torque ripples in three-phase four-switch inverter-fed pmsm drives using space vector pulse-width modulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 7, p. 5411–5424, 2017.
- 105 ZHOU, D.; ZHAO, J.; LIU, Y. Predictive torque control scheme for three-phase four-switch inverter-fed induction motor drives with dc-link voltages offset suppression. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 6, p. 3309–3318, 2015.
- 106 ALAEINOVIN, P.; CHINIFOROOSH, S.; JATSKEVICH, J. Evaluating misalignment of hall sensors in brushless dc motors. *In: 2008 IEEE Canada Electric Power Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.
- 107 JAHNS, T. M. Torque production in permanent-magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-20, n. 4, p. 803–813, 1984.
- 108 LUKANISZYN, M.; JAGIELA, M.; WROBEL, R. Optimization of permanent magnet shape for minimum cogging torque using a genetic algorithm. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 40, n. 2, p. 1228–1231, 2004.
- 109 ISLAM, R. *et al.* Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 1, p. 152–160, 2009.
- 110 KIM, K.-C. A novel method for minimization of cogging torque and torque ripple for interior permanent magnet synchronous motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 50, n. 2, p. 793–796, 2014.
- 111 LUMERTZ, M. M. *et al.* Design of ipmsm with reduced torque ripple through advanced sine-shaped poles. *In: 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 164–169.
- 112 JESUS, L. H. R. D. *et al.* Otimização do torque eletromagético de uma SM-PMSM com base na otimização topológica. *In: Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021)*. [S.l.: s.n.], 2021.
- 113 OLIVEIRA, E. M. C. S. *et al.* Otimização por enxame de partículas aplicada ao projeto de uma SMPMSM. *In: XXIV Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.]: SBA, 2022. v. 1.
- 114 SURIANO-SÁNCHEZ, S. I. *et al.* A review of torque ripple reduction design methods for radial flux pm motors. **Eng**, v. 3, n. 4, p. 646–661, 2022. ISSN 2673-4117. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2673-4117/3/4/44>.
- 115 ZHONG, L. *et al.* Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 3, p. 528–536, 1997.
- 116 AWAN, H. A. A.; SAARAKKALA, S. E.; HINKKANEN, M. Flux-linkage-based current control of saturated synchronous motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 5, p. 4762–4769, 2019.

- 117 XIAO, M. *et al.* Predictive torque control of permanent magnet synchronous motors using flux vector. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 4437–4446, 2018.
- 118 CASTRO, A. G. *et al.* Finite control-set predictive power control of bldc drive for torque ripple reduction. **IEEE Latin America Transactions**, v. 16, n. 4, p. 1128–1135, 2018.
- 119 OZTURK, S. B.; ALEXANDER, W. C.; TOLIYAT, H. A. Direct torque control of four-switch brushless dc motor with non-sinusoidal back emf. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 2, p. 263–271, 2010.
- 120 QIAN, W.; PANDA, S.; XU, J.-X. Torque ripple minimization in pm synchronous motors using iterative learning control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 2, p. 272–279, 2004.
- 121 SADOWSKI, N. *et al.* Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 28, n. 2, p. 1410–1413, 1992.
- 122 AZAR, Z.; ZHU, Z. Q.; OMBACH, G. Influence of electric loading and magnetic saturation on cogging torque, back-emf and torque ripple of pm machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 48, n. 10, p. 2650–2658, 2012.
- 123 LI, S.; HAN, D.; SARLIOGLU, B. Modeling of interior permanent magnet machine considering saturation, cross coupling, spatial harmonics, and temperature effects. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 3, n. 3, p. 682–693, 2017.
- 124 CLENET, S. *et al.* Compensation of permanent magnet motors torque ripple by means of current supply waveshapes control determined by finite element method. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 29, n. 2, p. 2019–2023, 1993–03. ISSN 00189464.
- 125 KANG, C.-I.; HA, I.-J. An efficient torque control algorithm for bldcm with a general shape of back emf. *In: Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 451–457.
- 126 HUNG, J. Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors. **IEE Proceedings B (Electric Power Applications)**, v. 140, p. 260–266(6), July 1993. ISSN 0143-7038.
- 127 HANSELMAN, D. Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 41, n. 3, p. 292–300, 1994.
- 128 CHAPMAN, P.; SUDHOFF, S.; WHITCOMB, C. Multiple reference frame analysis of non-sinusoidal brushless dc drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, p. 440–446, 1999.
- 129 LEIDHOLD, R.; GARCIA, G. Pmac motor control strategy, based on the instantaneous active and reactive power, for ripple-torque and copper-losses minimization. *In: 2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1401–1405 vol.2.

-
- 130 CHAPMAN, P.; SUDHOFF, S. A multiple reference frame synchronous estimator/regulator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 15, n. 2, p. 197–202, 2000.
- 131 WU, A.; CHAPMAN, P. Simple expressions for optimal current waveforms for permanent-magnet synchronous machine drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 1, p. 151–157, 2005.
- 132 BRUNSBACH, B.-J.; HENNEBERGER, G.; KLEPSCH, T. Compensation of torque ripple. *In: 1993 Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 376)*. [*S.l.: s.n.*], 1993. p. 588–593.
- 133 MATTAVELLI, P.; TUBIANA, L.; ZIGLIOTTO, M. Torque-ripple reduction in pm synchronous motor drives using repetitive current control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1423–1431, 2005.
- 134 CHUNG, S.-K. *et al.* A new instantaneous torque control of pm synchronous motor for high-performance direct-drive applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 3, p. 388–400, 1998.
- 135 LI, Z. *et al.* Enhanced generalized vector control strategy for torque ripple mitigation of ipm-type brushless dc motors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 12, p. 12038–12049, 2019.
- 136 FRENCH, C.; ACARNLEY, P. Direct torque control of permanent magnet drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 5, p. 1080–1088, 1996.
- 137 NAKAO, N.; AKATSU, K. Suppressing pulsating torques: Torque ripple control for synchronous motors. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 20, n. 6, p. 33–44, 2014.
- 138 HUNG, J.; DING, Z. Minimization of torque ripple in permanent magnet motors: a closed form solution. *In: Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*. [*S.l.: s.n.*], 1992. p. 459–463. ISBN 0-7803-0582-5.
- 139 FENG, G.; LAI, C.; KAR, N. C. An analytical solution to optimal stator current design for pmsm torque ripple minimization with minimal machine losses. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 10, p. 7655–7665, 2017.
- 140 CHAPMAN, P.; SUDHOFF, S.; WHITCOMB, C. Optimal current control strategies for surface-mounted permanent-magnet synchronous machine drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 4, p. 1043–1050, 1999.
- 141 KHAZAEI, A.; ZARCHI, H. A.; MARKADEH, G. R. A. Real-time maximum torque per ampere control of brushless dc motor drive with minimum torque ripple. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 2, p. 1194–1199, 2020.
- 142 WANG, J. *et al.* Novel vector control technique for IPM brushless machines with non-sinusoidal back-EMF. *In: 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [*S.l.: s.n.*], 2016. p. 1–6.

- 143 MITI, G. Field-weakening regime for brushless dc motors based on instantaneous power theory. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 148, p. 265–271(6), May 2001. ISSN 1350-2352.
- 144 KSHIRSAGAR, P.; KRISHNAN, R. High-efficiency current excitation strategy for variable-speed nonsinusoidal back-emf pmsm machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 1875–1889, 2012.
- 145 LU, C. *et al.* Novel approach to current profiling for ac permanent magnet motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 4, p. 1294–1299, 1999.
- 146 MASOUDI, H. *et al.* Closed-loop direct power control of brushless dc motor in field weakening region. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, p. 1–1, 2023.
- 147 MASOUDI, H. *et al.* Torque ripple reduction of nonsinusoidal brushless dc motor based on super-twisting sliding mode direct power control. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 9, n. 3, p. 3769–3779, 2023.
- 148 ZHANG, Z. *et al.* Generalized vector control strategy for torque angle compensation of IPM-type brushless DC motors. *In: 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2020 ECCE Asia*. [*S.l.: s.n.*]. p. 2254–2260. ISBN 978-1-72815-301-8.
- 149 CHO, K. *et al.* Torque harmonics minimization in pm synchronous motor with back EMF estimation. *In: Proceedings of TENCON '93. IEEE Region 10 International Conference on Computers, Communications and Automation*. [*S.l.: s.n.*], 1993. v. 5, p. 589–593 vol.5.
- 150 CHO, K.-Y.; BAE, J.-D. Torque harmonics minimisation in permanent magnet synchronous motor with back emf estimation. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 141, p. 323–330(7), 1994. ISSN 1350-2352.
- 151 Shirvani Boroujeni, M.; MARKADEH, G. A.; SOLTANI, J. Torque ripple reduction of brushless dc motor based on adaptive input-output feedback linearization. **ISA Transactions**, v. 70, p. 502–511, 2017. ISSN 0019-0578.
- 152 BOROJENI, M. S. *et al.* Torque ripple reduction of brushless dc motor with harmonic current injection based on integral terminal sliding mode control. **IET Electric Power Applications**, v. 12, n. 1, p. 25–36, 2018.
- 153 MONTEIRO, J.; OLIVEIRA, A. de. Smooth electromagnetic torque in nonsinusoidal permanent magnet ac machines. *In: 1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings*. [*S.l.: s.n.*], 1998. v. 2, p. 568–572 Vol. 2.
- 154 MONTEIRO, J. R. B. d. A. **Transformação dq não senoidal para máquinas síncronas com imã permanente no rotor**. 2002. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo (EESC-USP), 2002.
- 155 GRENIER, D.; LOUIS, J.-P. Use of an extension of the park's transformation to determine control laws applied to a non-sinusoidal permanent magnet synchronous motor. *In: 1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*. [*S.l.: s.n.*], 1993. p. 32–37 vol.6.

-
- 156 BARATIERI, C. L.; PINHEIRO, H. Hybrid orientation for sensorless vector control of nonsinusoidal back-emf pmsm. *In: IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 621–627.
- 157 WANG, J. *et al.* An optimal current reference generation method for ipm brushless machines with non-sinusoidal back-emf. *In: 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 846–850.
- 158 HOLTZ, J.; SPRINGOB, L. Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 43, n. 2, p. 309–320, 1996.
- 159 YUAN, T.; ZHANG, Y.; WANG, D. Performance improvement for PMSM control system based on composite controller used adaptive internal model controller. **Energy Reports**, v. 8, p. 11078–11087, 2022–11. ISSN 23524847.
- 160 XIA, C.; JI, B.; YAN, Y. Smooth speed control for low-speed high-torque permanent-magnet synchronous motor using proportional–integral–resonant controller. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 2123–2134, 2015.
- 161 PAN, Z. *et al.* Combined resonant controller and two-degree-of-freedom pid controller for pmslm current harmonics suppression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 9, p. 7558–7568, 2018.
- 162 LIU, J.; LI, H.; DENG, Y. Torque ripple minimization of pmsm based on robust ilc via adaptive sliding mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 4, p. 3655–3671, 2018.
- 163 DWARI, S.; PARSA, L. Fault-tolerant control of five-phase permanent-magnet motors with trapezoidal back emf. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 2, p. 476–485, 2011.
- 164 DWARI, S.; PARSA, L. An optimal control technique for multiphase pm machines under open-circuit faults. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 5, p. 1988–1995, 2008.
- 165 FENG, G. *et al.* Multiple reference frame based torque ripple minimization for pmsm drive under both steady-state and transient conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 7, p. 6685–6696, 2019.
- 166 YI, P.; WANG, X.; SUN, Z. Interior permanent magnet synchronous motor minimum current harmonics torque ripple suppression strategy based on magnetic co-energy model. **IET Electric Power Applications**, v. 14, n. 2, p. 234–244, 2020. ISSN 17518679.
- 167 AMIRIAN, M. A. *et al.* Multiple reference frame control of permanent magnet synchronous motor with non-sinusoidal back emf using adaptive notch filter. *In: 2015 23rd Iranian Conference on Electrical Engineering*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1480–1485.
- 168 ZHONG, Z.; ZHOU, S.; SHAO, Z. Multiple reference frame-based current harmonic control for interior PMSMs considering motional EMF. **Journal of Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 921–931. ISSN 1598-2092, 2093-4718.

- 169 XU, Y. *et al.* Multiple synchronous rotating frame transformation-based 12th current harmonic suppression method for an ipmsm. **World Electric Vehicle Journal**, v. 13, n. 10, 2022. ISSN 2032-6653.
- 170 CHEN, X. *et al.* A high-fidelity and computationally efficient model for interior permanent-magnet machines considering the magnetic saturation, spatial harmonics, and iron loss effect. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4044–4055, 2015.
- 171 HU, W.; NIAN, H.; ZHENG, T. Torque ripple suppression method with reduced switching frequency for open-winding pmsm drives with common dc bus. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 674–684, 2019.
- 172 VARATHARAJAN, A.; PELLEGRINO, G.; ARMANDO, E. Signal-injection sensorless control of synchronous reluctance machines for overload operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 5, p. 5874–5883, 2022.
- 173 TOGASAWA, S. *et al.* Reactive power compensation based on an novel cross vector theory. **IEEJ Transactions on Industry Applications**, v. 114, n. 3, p. 340–341, 1994.
- 174 NABAE, A.; CAO, L.; TANAKA, T. An instantaneous distortion current compensator without an coordinate transformation. *In: International Power Electronics Conference (IPEC)*. [*S.l.: s.n.*]. p. 1651–1655.
- 175 PENG, F. Z.; LAI, J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 45, n. 1, p. 293–297, 1996.
- 176 AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. The instantaneous power theory. *In: Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. [*S.l.: s.n.*]: John Wiley & Sons, Inc. p. 41–107. ISBN 978-0-470-11893-1.
- 177 AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984. ISSN 19399367.
- 178 BREZHNEVA, O.; TRET'YAKOV, A. A.; WRIGHT, S. E. A short elementary proof of the lagrange multiplier theorem. **Optimization Letters**, v. 6, n. 8, p. 1597–1601. ISSN 1862-4472, 1862-4480.
- 179 CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. **Model Predictive control**. [*S.l.: s.n.*]: Springer London. Series Title: Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. ISBN 978-1-85233-694-3.
- 180 GEYER, T.; OIKONOMOU, N.; KIEFERNDORF, F. D. Direct model predictive control: A review of strategies that achieve long prediction intervals for power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, p. 32–43, 2014.
- 181 RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**. [*S.l.: s.n.*]: John Wiley & Sons, Ltd. ISBN 978-1-119-96398-1.
- 182 SIAMI, M. *et al.* Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3458–3466, 2016.

-
- 183 HINKKANEN, M. *et al.* Current control for synchronous motor drives: Direct discrete-time pole-placement design. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 2, p. 1530–1541, 2016. ISSN 00939994.
- 184 RODRIGUEZ, J. *et al.* State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2013.
- 185 RODRIGUEZ, J. *et al.* Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007. ISSN 0278-0046.
- 186 CORTES, P. *et al.* Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 1323–1325, 2012.
- 187 AWAN, H. A. A. *et al.* Optimal torque control of saturated synchronous motors: Plug-and-play method. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 6, p. 6110–6120, 2018.
- 188 KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of electric machinery and drive systems**. 2nd ed. ed. [*S.l.: s.n.*]: IEEE Press. ISBN 978-0-470-54416-7.
- 189 O’ROURKE, C. J. *et al.* A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 34, n. 4, p. 2070–2083, 2019.
- 190 HANSELMAN, D. **Brushless Permanent Magnet Motor Design Second Edition**. [*S.l.: s.n.*]: Magna Psysics Publishing. v. 2. Publication Title: Magna Physics Publishing ISSN: 00099279. ISBN 1-881855-15-5.
- 191 PREINDL, M.; BOLOGNANI, S. Model predictive direct torque control with finite control set for pmsm drive systems, part 1: Maximum torque per ampere operation. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 4, p. 1912–1921, 2013.

APÊNDICES

APÊNDICE A – TRANSFORMAÇÕES DE REFERENCIAL CLARKE E PARK

Transformações de Clarke e Park são transformadas lineares entre referenciais espaciais amplamente utilizadas em controle vetorial de máquinas elétricas. Elas são apresentadas a seguir de forma breve e para maior aprofundamento sugere-se [188, 189].

Transformada de Clarke: Uma variável vetorial genérica no referencial estacionário trifásico abc da Figura 45a, \mathbf{x}_{abc} , é representada por suas coordenadas nos eixos a , b e c tal que

$$\mathbf{x}_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.1})$$

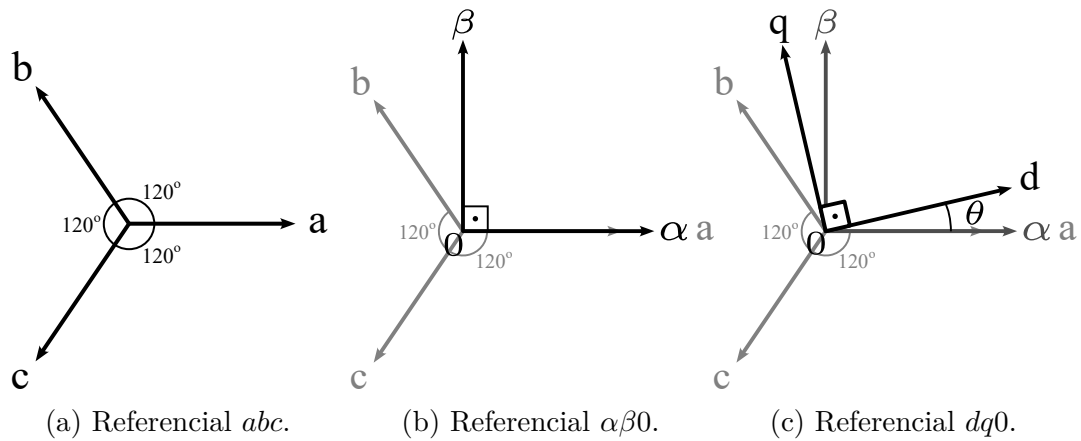


Figura 45 – Referenciais espaciais.

A grandeza vetorial genérica \mathbf{x}_{abc} pode ser expressa utilizando o referencial estacionário $\alpha\beta 0$ da Figura 45b por $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$, sendo

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

Na Figura 45b o eixo 0 do referencial $\alpha\beta 0$ é perpendicular ao plano $\alpha\beta$ e aponta para fora da página, no sentido do leitor. A transformação de \mathbf{x}_{abc} em $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$ pode ocorrer por meio da transformação de Clarke invariante à potência $\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ tal que [188, 189]

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \mathbf{x}_{abc}, \quad (\text{A.3})$$

em que

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

De forma expandida, (A.3) é reescrita utilizando (A.4) como

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

Transformação de Park: Essa transformação permite transformar a grandeza vetorial genérica do referencial $\alpha\beta 0$, $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$, na grandeza \mathbf{x}_{dq0} no referencial girante $dq0$ da Figura 45c, síncrono à posição θ , de forma que

$$\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}, \quad (\text{A.6})$$

em que $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}$ é a matriz de transformação de Park, expressa por

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.7})$$

A transformação direta de \mathbf{x}_{abc} para \mathbf{x}_{dq0} é calculada combinando a transformação de Clarke e Park, (A.4) e (A.7), tal que

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq0} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} \\ &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} (\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \mathbf{x}_{abc}) \\ &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \mathbf{x}_{abc} \\ &= \mathbf{T} \mathbf{x}_{abc} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

em que \mathbf{T} é a transformação de abc para $dq0$ dada por

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.9})$$

As matrizes de transformação (A.4), (A.7) e (A.9) possuem importantes relações matriciais, como

$$\det(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}) = \det(\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}) = \det(\mathbf{T}) = 1, \quad (\text{A.10})$$

$$\begin{cases} \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^T = \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \\ \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}^T = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}^{-1} \\ \mathbf{T}^T = \mathbf{T}^{-1}, \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

$$\begin{cases} \text{cof}(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}) = \det(\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}) (\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1})^T = \mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \\ \text{cof}(\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}) = \det(\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}) (\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}^{-1})^T = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \\ \text{cof}(\mathbf{T}) = \det(\mathbf{T}) (\mathbf{T}^{-1})^T = \mathbf{T}, \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

$$\mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} \frac{d\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}^{-1}}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

e

$$\frac{d\mathbf{T}}{d\theta} \mathbf{T}^{-1} = \frac{d\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}}{d\theta} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.14})$$

As relações (A.10), (A.11), (A.12), (A.13) e (A.14) são úteis nos desenvolvimentos do modelo da MSIP e demais análises apresentadas nesta tese.

APÊNDICE B – MÁQUINA DE TESTE 1 - MSIPSR NÃO SENOIDAL

Esta Seção detalha o protótipo de MSIP de ímã na superfície construída e utilizada na validação experimental desta tese.

A Figura 46a mostra o estator trifásico na topologia *open-end winding* da MSIPSR. A resistência de cada fase do estator é de aproximadamente $4,8 \Omega$. A Figura 46b mostra a MSIP montada.

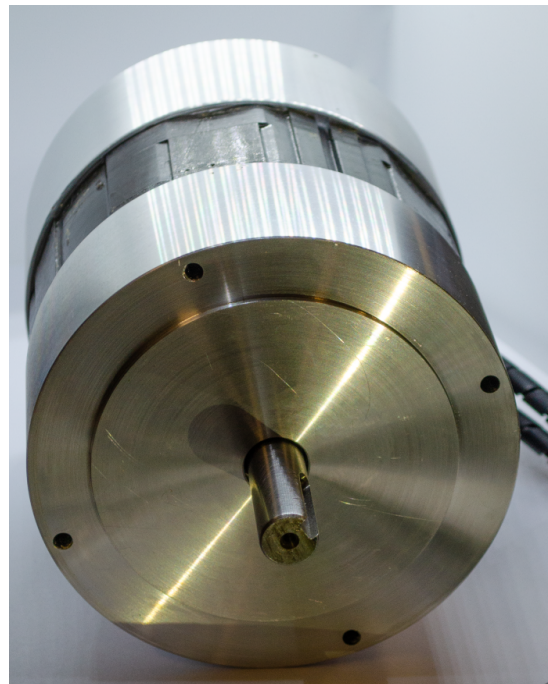
A Figura 47 exhibe detalhes da construção do rotor da MSIP. A Figura 47a mostra a pastilha retangular de ímã de neodímio N35 utilizado. A Figura 47b mostra um exemplar de lâmina de aço elétrico empregado na construção da estrutura do rotor. A Figura 47c mostra o rotor da MSIPSR montado. O rotor da MSIPSR tem 4 polos, 7 pastilhas de ímã por polo e um total de 54 pastilhas na superfície do rotor.

A FCEM a vazio da MSIPSR completamente montada é obtida ao acionar seu eixo mecanicamente em velocidade constante e medir a tensão nos terminais das fases do estator. A Figura 48 mostra a forma de onda das FCEMs não senoidais de fase em função do tempo, medidas pelo Osciloscópio Tecktronix MDO3014, da MSIPSR acionada, conforme montagem da Figura 87a, em aproximadamente 1800 rpm pelo motor de indução

Figura 46 – Aspectos construtivos do estator da MSIP.



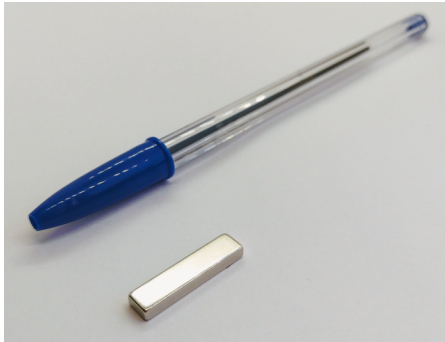
(a) Vista do estator da MSIP.



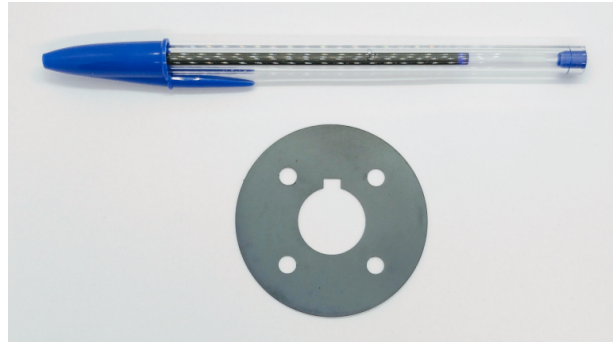
(b) MSIP montada.

Font: o autor.

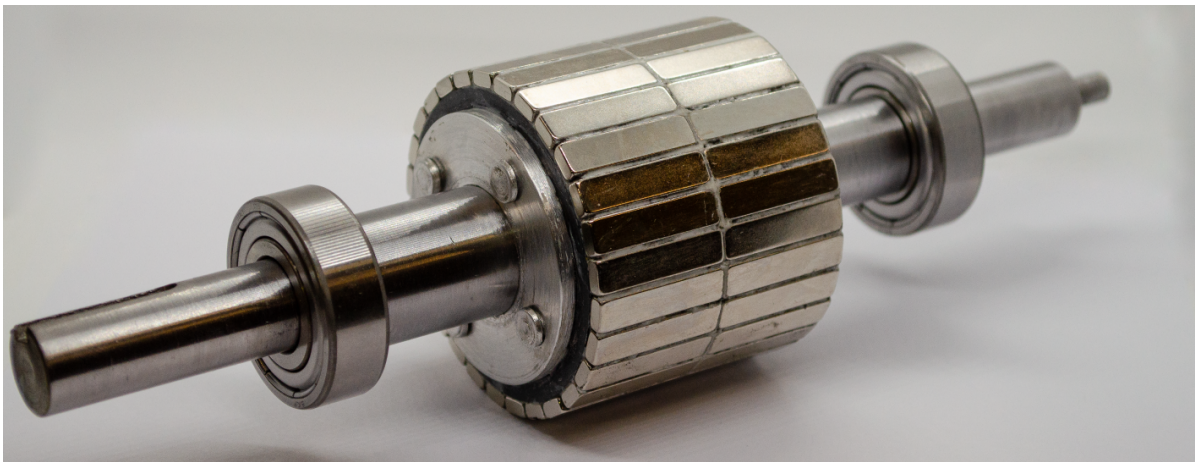
Figura 47 – Aspectos construtivos do rotor da MSIP de ímã na superfície.



(a) Pastilha de ímã de neodímio N35 25x6x3 mm da MSIP.



(b) Lâmina de aço elétrico de espessura 0,5mm do rotor da MSIP.



(c) Rotor completo da MSIP.

Fonte: o autor.

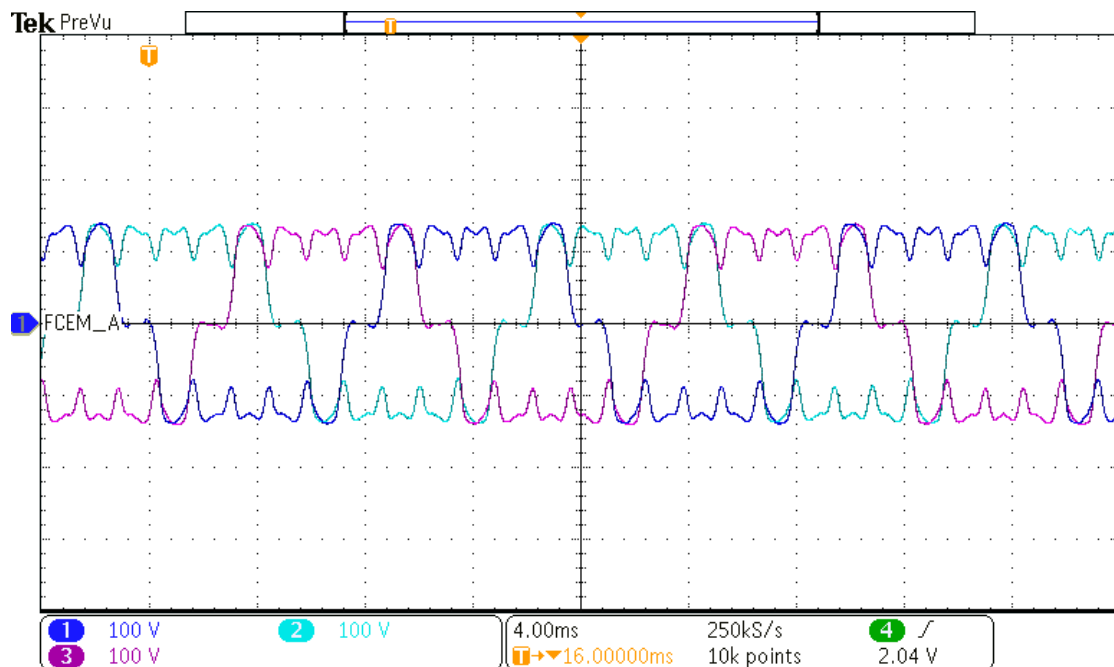
trifásico conectado diretamente à rede (220V/60Hz). Enquanto a Figura 48a exibe as FCEMs com eixo comum de nível 0 Volts, a Figura 48b apresenta as mesmas formas de onda em diferentes posições em benefício da visualização. Na Figura 48 a forma de onda $FCEM_A$ corresponde à FCEM medida no terminal a em relação ao terminal a' da Figura 87b. Similarmente, $FCEM_B$ e $FCEM_C$ correspondem às FCEMs medidas nos terminais bb' e cc' .

A partir dos dados de FCEMs de fase da Figura 48, a Figura 49 mostra as FCEMs de linha da MSIPSR, calculadas diretamente no osciloscópio utilizando sua funcionalidade de operações matemáticas e salvamento em canais internos auxiliares R1, R2 e R3. Na Figura 49 as tensões de linha são calculadas simplesmente como

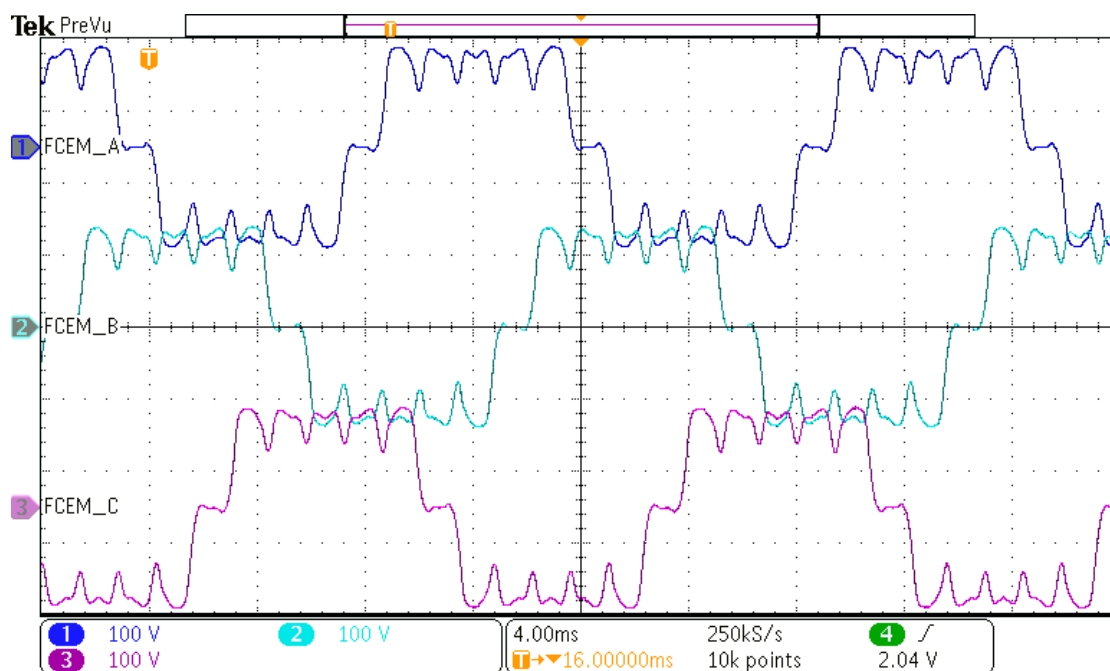
$$\begin{aligned} FCEM_{AB} &= FCEM_A - FCEM_B, \\ FCEM_{BC} &= FCEM_B - FCEM_C, \\ FCEM_{CA} &= FCEM_C - FCEM_A. \end{aligned} \quad (B.1)$$

A partir das FCEMs de fase e da transformação $T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ invariante à potência do Apêndice A, calcula-se as componentes de FCEM no referencial estacionário $\alpha\beta 0$, conforme

Figura 48 – FCEMs de fase *abc* (FCEM_A, FCEM_B e FCEM_C) da MSIPSR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.



(a)



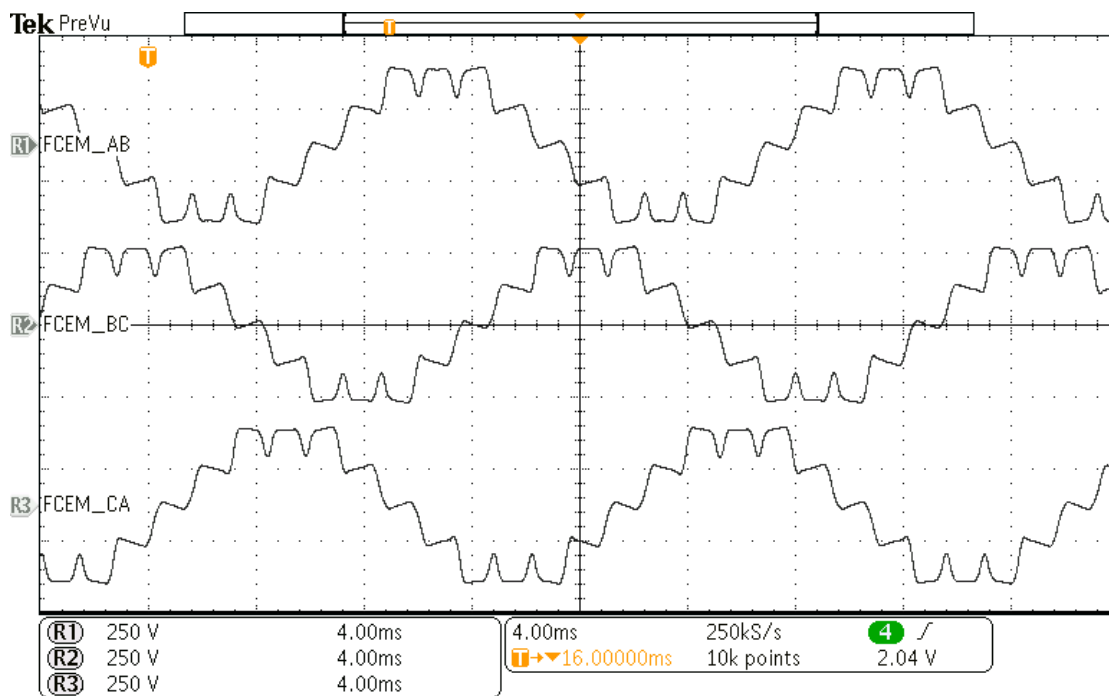
(b)

Fonte: o autor.

Figura 49 – FCEMs de linha (FC EM_AB, FC EM_BC e FC EM_CA) da MSIPSR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.



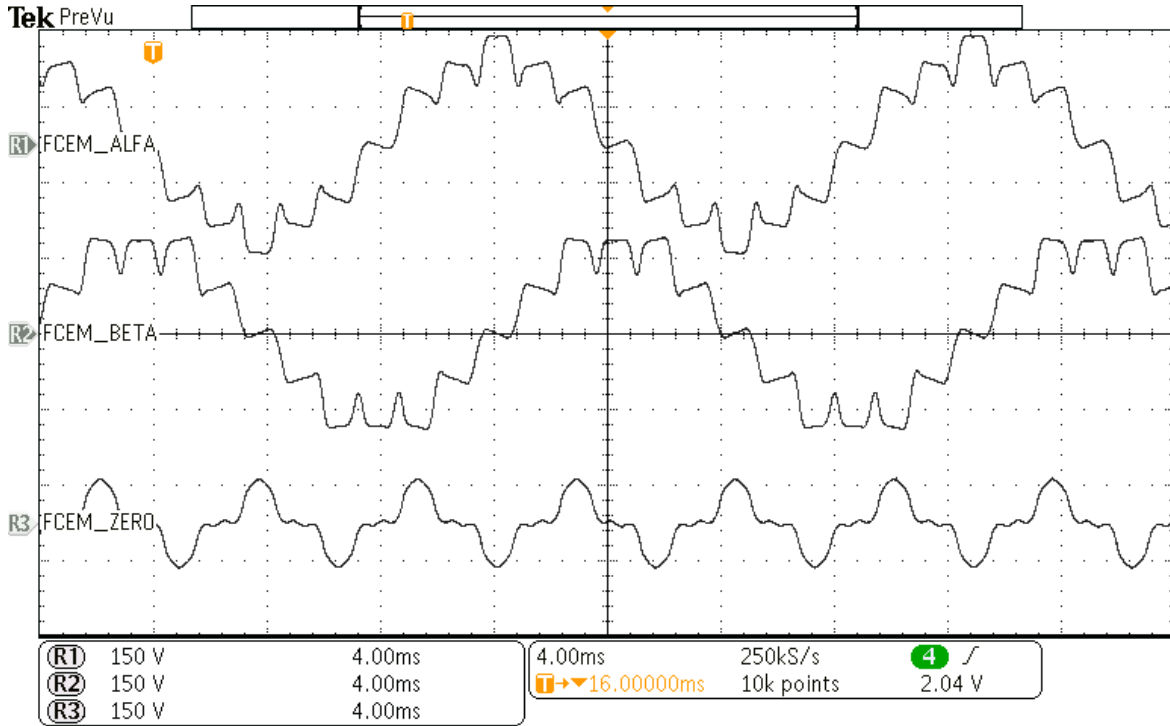
(a)



(b)

Fonte: o autor.

Figura 50 – Componentes $\alpha\beta 0$ (FCEM_ALFA, FCEM_BETA e FCEM_ZERO) da FCEM da MSIPSR em aproximadamente 1800 rpm.



Fonte: o autor.

mostrado na Figura 50, de forma que

$$\begin{aligned}
 FCEM_ALFA &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(FCEM_A - \frac{1}{2} FCEM_B - \frac{1}{2} FCEM_C \right), \\
 FCEM_BETA &= \frac{1}{\sqrt{2}} (FCEM_B - FCEM_C), \\
 FCEM_ZERO &= \frac{1}{\sqrt{3}} (FCEM_A + FCEM_B + FCEM_C).
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

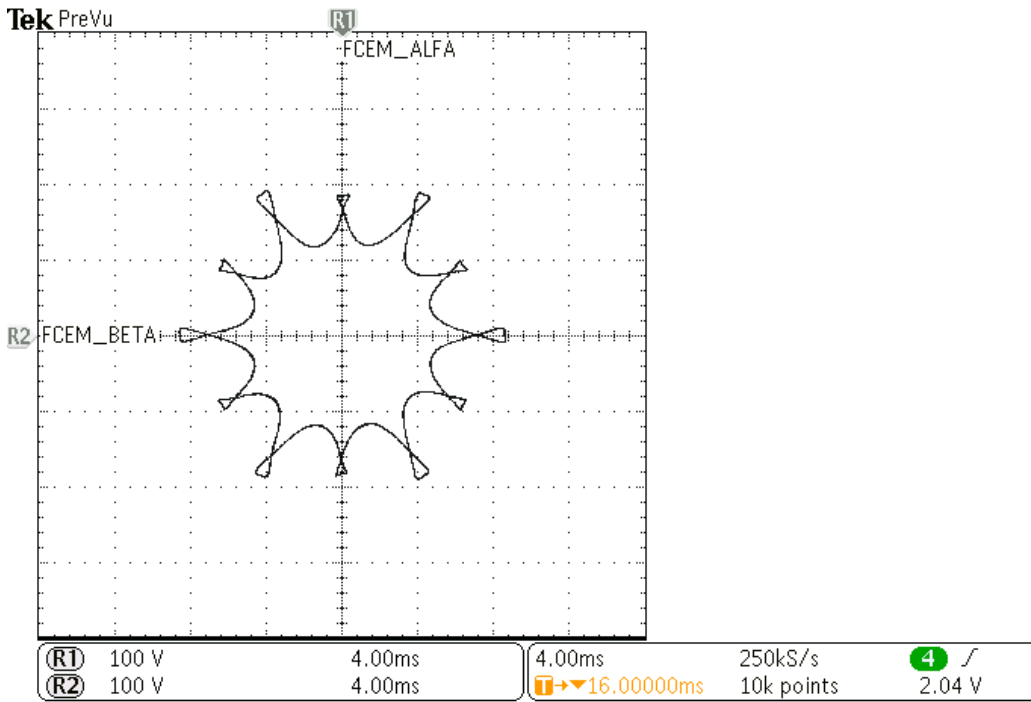
As Figuras 51, 52 e 53 exibem as trajetórias da FCEM da MSIP nos planos $\alpha\beta$, $\alpha 0$ e $\beta 0$.

Com os dados das medições de osciloscópio, a Figura 54 reúne as formas de onda de FCEM da MSIPSR normalizadas em função da velocidade elétrica nos referenciais abc ($\epsilon_{abc} = [\epsilon_a \ \epsilon_b \ \epsilon_c]$), $\alpha\beta 0$ ($\epsilon_{\alpha\beta 0} = [\epsilon_\alpha \ \epsilon_\beta \ \epsilon_0]$) e $dq0$ ($\epsilon_{dq0} = [\epsilon_d \ \epsilon_q \ \epsilon_0]$) orientado na posição elétrica do rotor θ_e .

As Figuras 55 e 56 mostram as trajetórias e as projeções das FCEMs normalizadas da MSIP nos espaços tridimensionais $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

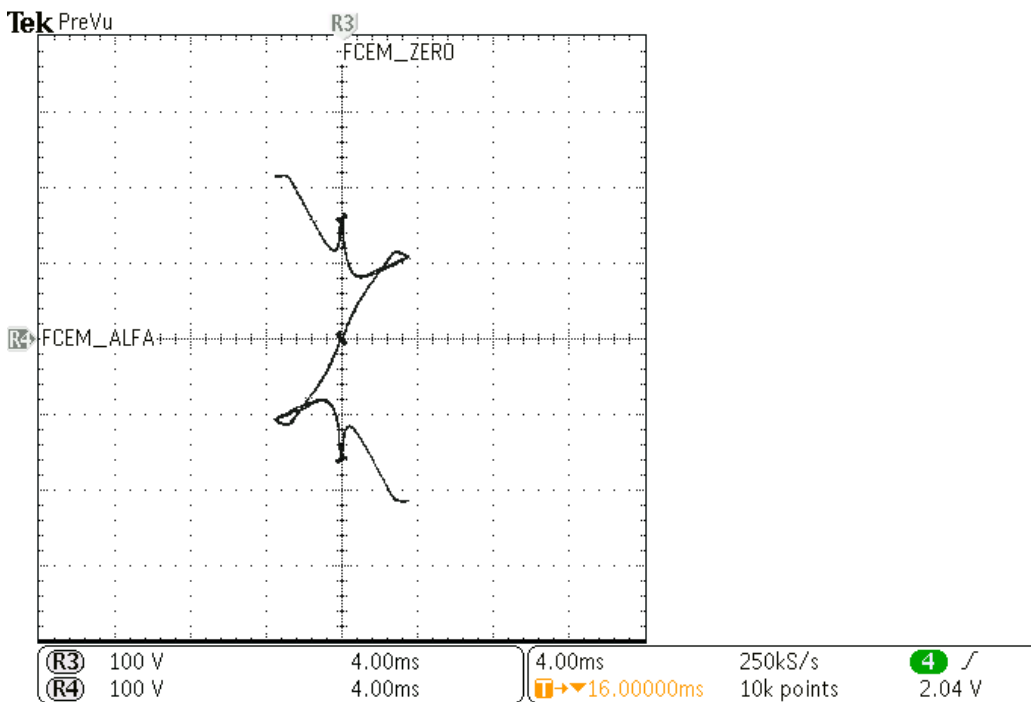
As formas de onda das componentes de FCEM normalizadas ϵ_a , ϵ_b e ϵ_c da Figura 54

Figura 51 – Trajetória no plano $\alpha\beta$ da FCEM da MSIPSR.

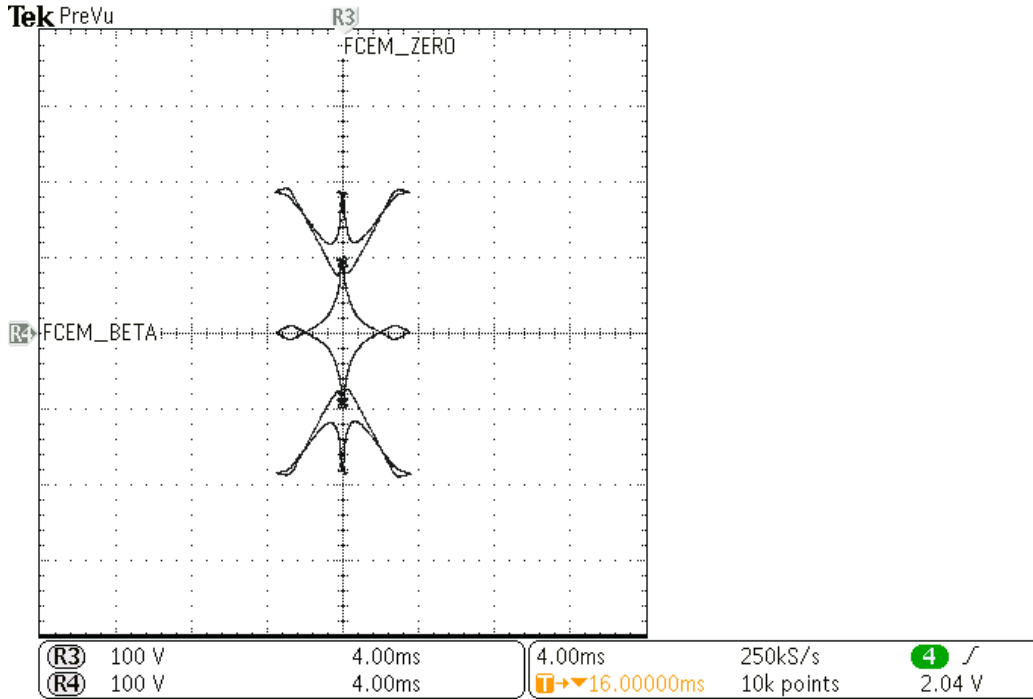


Fonte: o autor.

Figura 52 – Trajetória no plano 0α da FCEM da MSIPSR.



Fonte: o autor.

Figura 53 – Trajetória no plano 0β da FCEM da MSIPSR.

Fonte: o autor.

podem ser expressas na forma de somatório de Fourier tal que

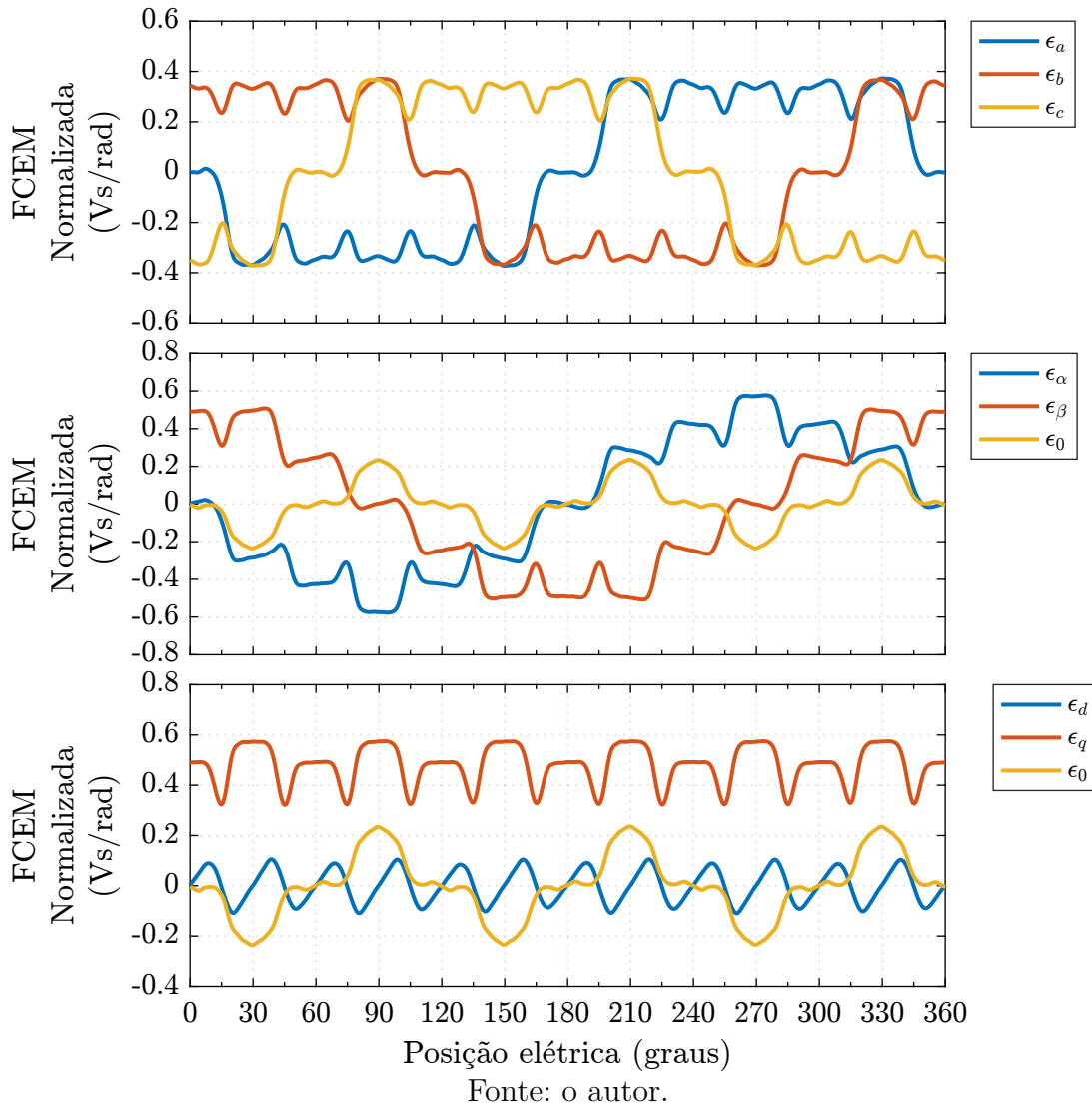
$$\begin{aligned}
 \epsilon_a(\theta_e) &= \sum_{n=1,3,5,7,9\dots} k_{a,n} \cos(n\theta_e - \phi_{a,n}), \\
 \epsilon_b(\theta_e) &= \sum_{n=1,3,5,7,9\dots} k_{b,n} \cos(n\theta_e - \phi_{b,n}), \\
 \epsilon_c(\theta_e) &= \sum_{n=1,3,5,7,9\dots} k_{c,n} \cos(n\theta_e - \phi_{c,n}).
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

em que $k_{a,n}$, $k_{b,n}$, $k_{c,n}$ são as magnitudes das componentes harmônicas de ordem n e $\phi_{a,n}$, $\phi_{b,n}$ e $\phi_{c,n}$ são as respectivas fases. As Figuras 57, 58 e 59 mostram as componentes harmônicas das FCEMs normalizadas ϵ_{abc} da MSIPSR, com os valores de magnitude e fase de cada componente harmônica.

O fluxo do rotor a vazio da MSIPSR pode ser calculado a partir das FCEMs de fases a vazio a partir da integral das FCEMs normalizadas (B.3) em relação à posição elétrica θ_e tal que

$$\begin{aligned}
 \lambda_a(\theta_e) &= \sum_{n=1,3,5,7,9\dots} \left(\frac{k_{a,n}}{n} \right) \text{sen}(n\theta_e - \phi_{a,n}), \\
 \lambda_b(\theta_e) &= \sum_{n=1,3,5,7,9\dots} \left(\frac{k_{b,n}}{n} \right) \text{sen}(n\theta_e - \phi_{b,n}), \\
 \lambda_c(\theta_e) &= \sum_{n=1,3,5,7,9\dots} \left(\frac{k_{c,n}}{n} \right) \text{sen}(n\theta_e - \phi_{c,n}),
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

Figura 54 – Componentes das FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPSR nos referenciais abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

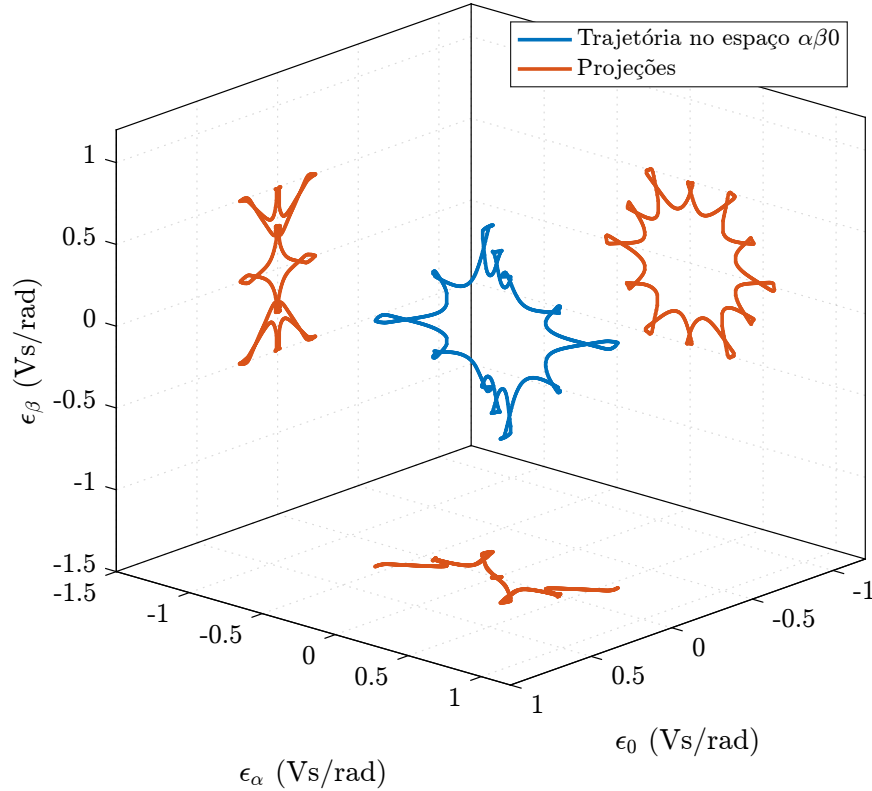


em que λ_a , λ_b , λ_c são as componentes de fluxo do rotor da fase a , b e c no referencial estacionário abc . A partir dos fluxos do rotor por fase B.4 e das transformadas de referencial $\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ e $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}$ (Apêndice A), a Figura 60 apresenta as formas de onda do fluxo do rotor nos referenciais abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

As figuras 61 e 62 mostram as trajetórias e projeções do fluxo do rotor nos espaços $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

As componentes de fluxo do rotor no referencial síncrono $dq0$ são expressas na

Figura 55 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta\theta$ das componentes de FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPSR.



Fonte: o autor.

forma de série de Fourier tal que

$$\lambda_d(\theta_e) = k_{d,0} + \sum_{n=6,12,24} k_{d,n} \cos(n\theta_e - \phi_{d,n}) \quad (\text{B.5})$$

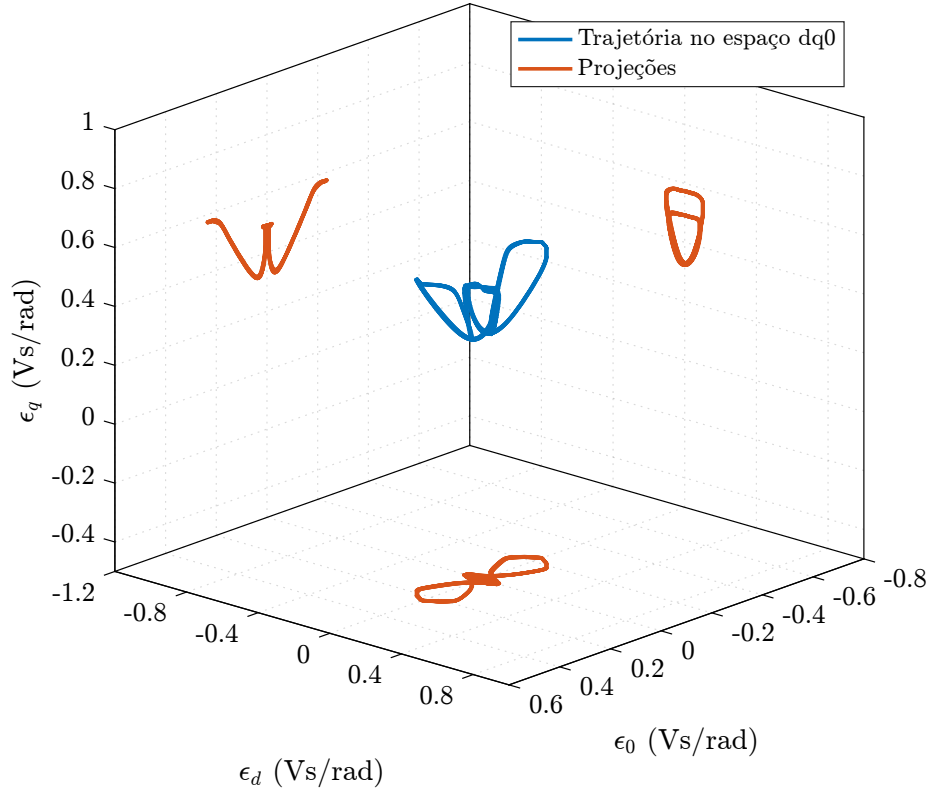
$$\lambda_q(\theta_e) = \sum_{n=6,12,24} k_{q,n} \cos(n\theta_e - \phi_{q,n}) \quad (\text{B.6})$$

$$\lambda_0(\theta_e) = \sum_{n=3,9,21} k_{0,n} \cos(n\theta_e - \phi_{0,n}) \quad (\text{B.7})$$

em que λ_d , λ_q e λ_0 são as componentes de fluxo do rotor de eixo direto, quadratura e zero no referencial síncrono $dq0$. De forma aproximada, as magnitudes das mais significativas componentes harmônicas $k_{d,0}$, $k_{d,n}$, $k_{q,n}$ e $k_{0,n}$ e as respectivas fases $\phi_{d,n}$, $\phi_{q,n}$ e $\phi_{0,n}$ para a MSIP estão apresentadas na Tabela 4.

Com as componentes harmônicas de fluxo do rotor aproximado da Tabela 4, a FCEM de fase a é reconstruída na Figura 63 e comparada com a FCEM a vazio medida. A Figura 63a mostra o comparativo entre FCEMs normalizadas da fase a juntamente com o erro da aproximação. A Figura 63b mostra a FCEM em vazio da fase a medida com a MSIP acionada mecanicamente pelo motor de indução em aproximadamente 1800 rpm

Figura 56 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ das componentes das FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPSR.

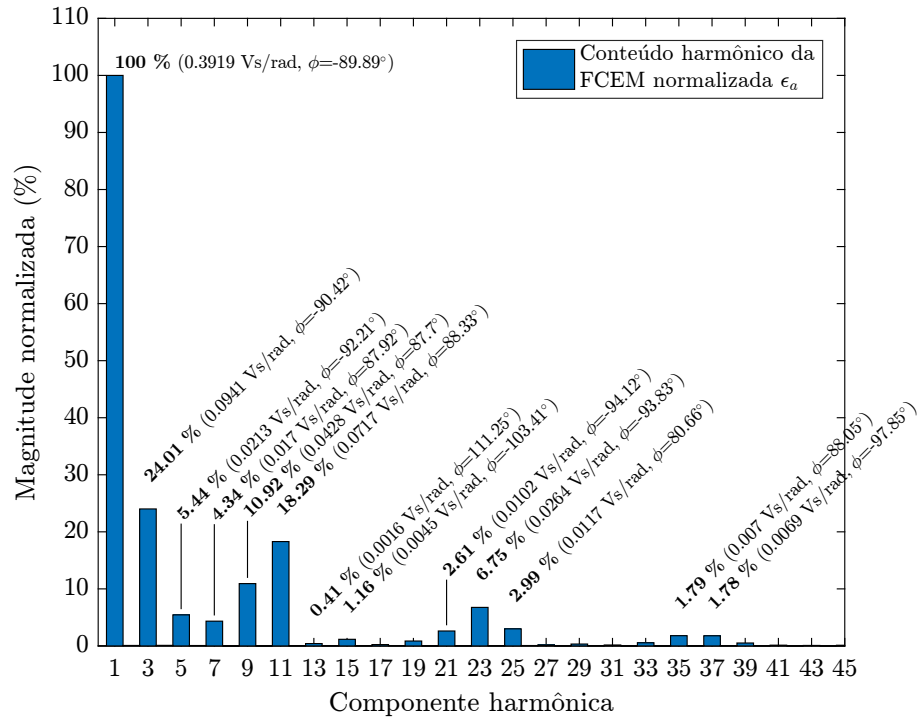


Fonte: o autor.

Tabela 4 – Magnitudes e fases das principais componentes harmônicas do fluxo do rotor da MSIPSR. Observação: as grandezas no referencial $dq0$ foram calculadas utilizando a transformação invariante à potência.

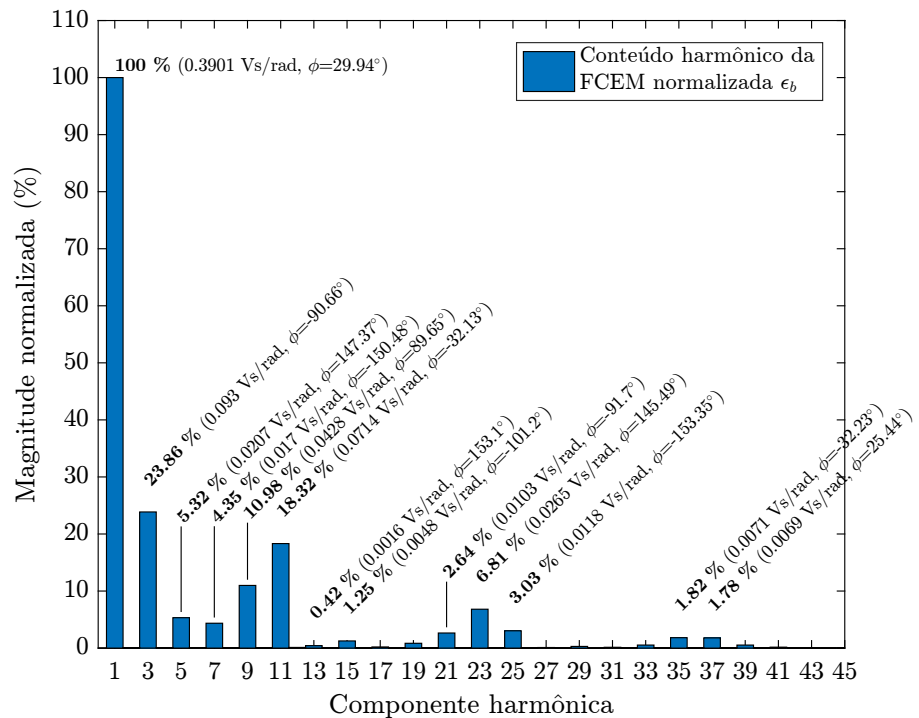
Componente harmônica n	λ_d		λ_q		λ_0	
	Magnitude (mWb)	Fase (rad)	Magnitude (mWb)	Fase (rad)	Magnitude (mWb)	Fase (rad)
	$k_{d,n}$	$\phi_{d,n}$	$k_{q,n}$	$\phi_{q,n}$	$k_{0,n}$	$\phi_{0,n}$
0 (CC)	479,43	-	-	-	-	-
3	-	-	-	-	53,96	-0,0092
6	2,205	-0,0495	8,116	-1,603	-	-
9	-	-	-	-	8,274	3,118
12	8,139	3,10	7,848	1,543	-	-
18	-	-	0,266	1,513	-	-
21	-	-	-	-	0,860	-0,052
24	0,857	-0,0555	1,989	-1,653	-	-

Figura 57 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase A da MSIPSR, ϵ_a , calculada a partir do resultado da Fig. 48.



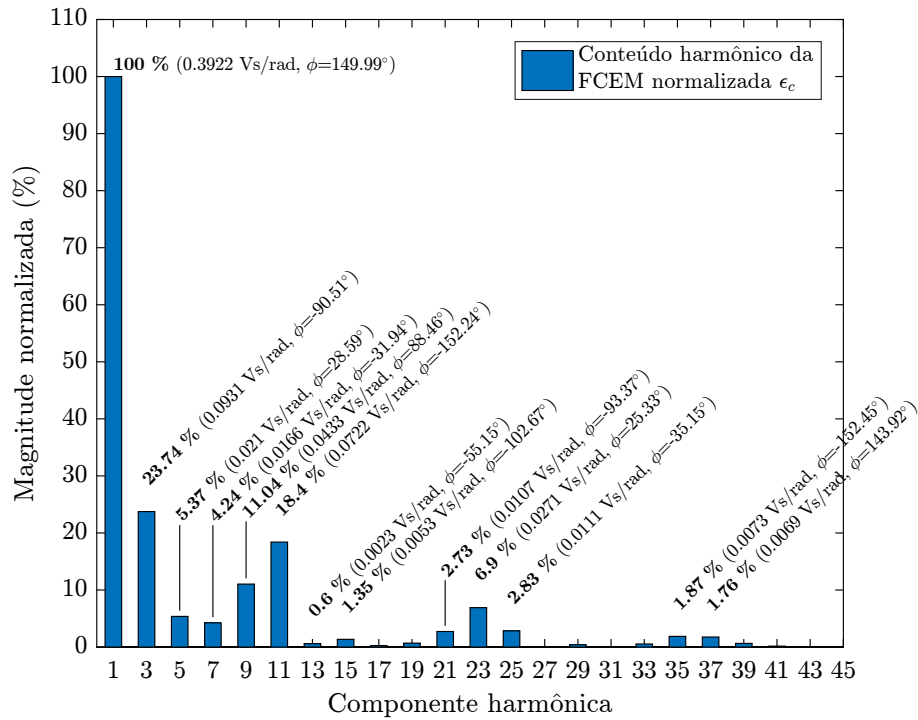
Fonte: o autor.

Figura 58 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase B da MSIPSR, ϵ_b , calculada a partir do resultado da Fig. 48.



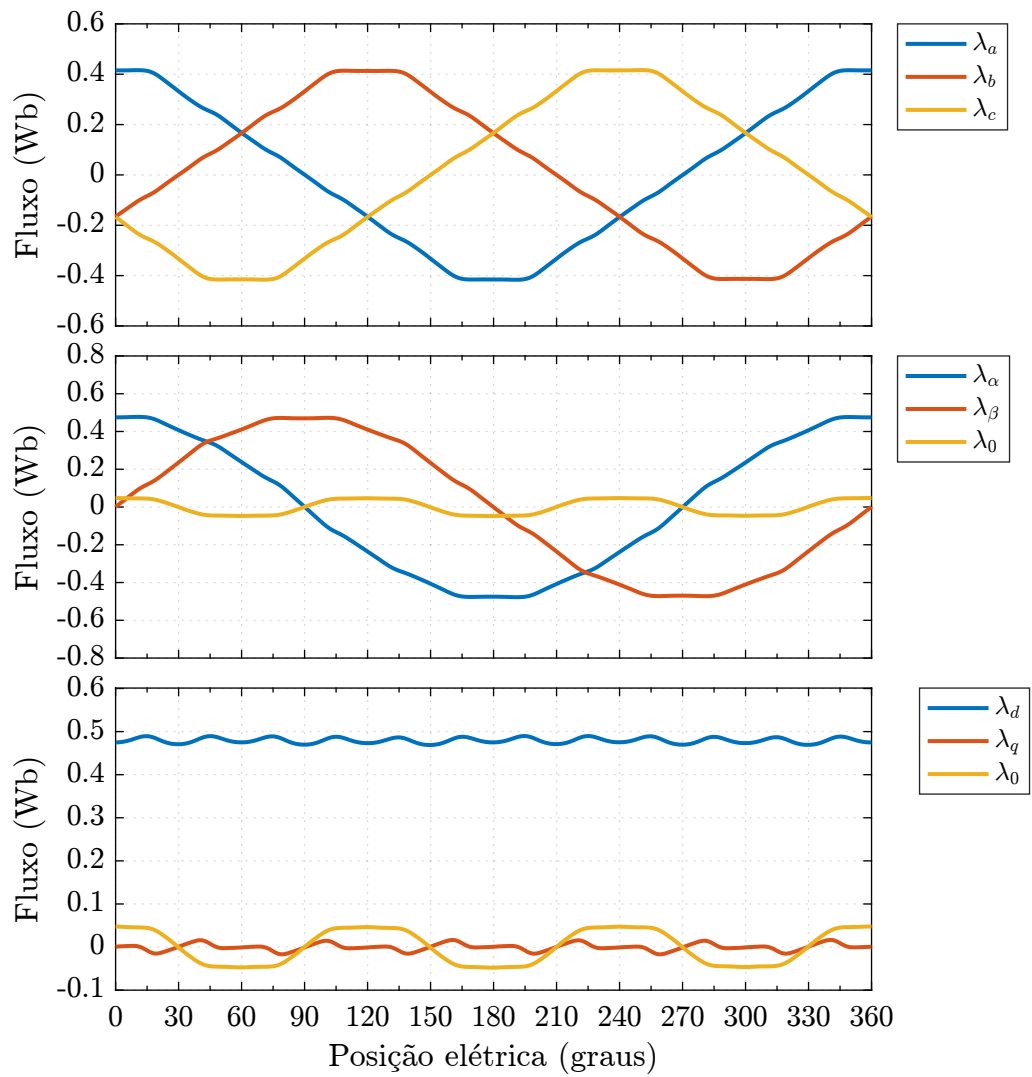
Fonte: o autor.

Figura 59 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase C da MSIPSR, ϵ_c , calculada a partir do resultado da Fig. 48.



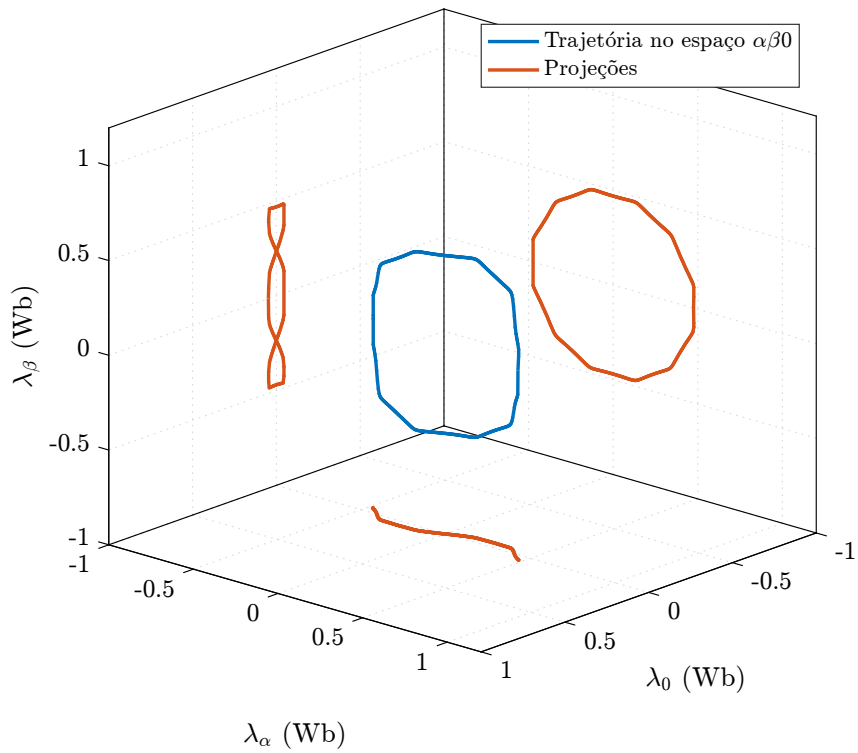
Fonte: o autor.

juntamente com a FCEM aproximada calculada pela DSP e disponibilizada em uma saída analógica.

Figura 60 – Componentes de fluxo do rotor da MSIPSR nos referenciais abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

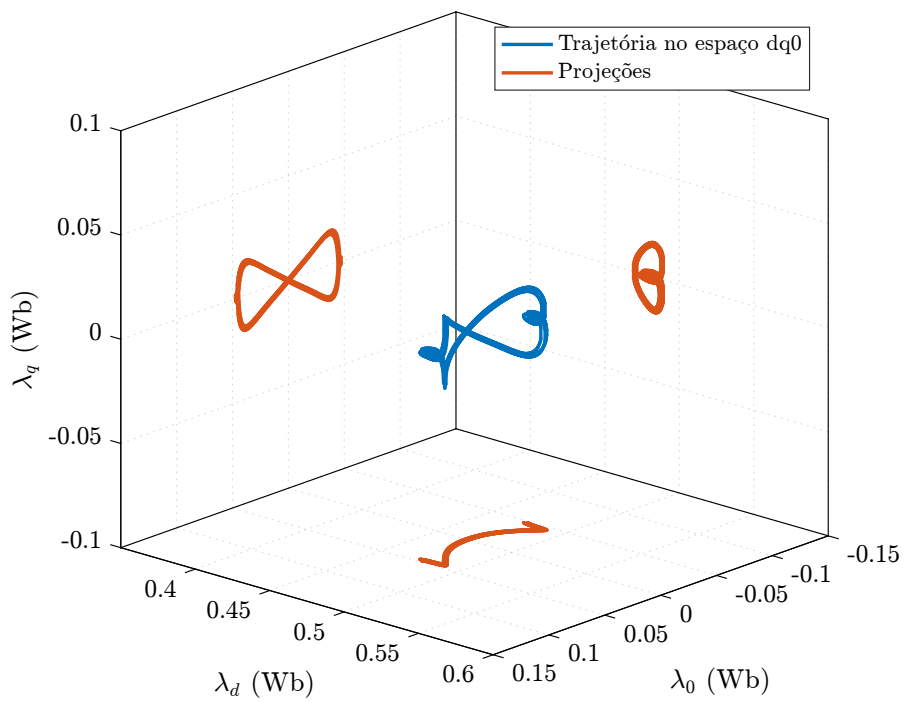
Fonte: o autor.

Figura 61 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta 0$ do fluxo do rotor da MSIPSR.



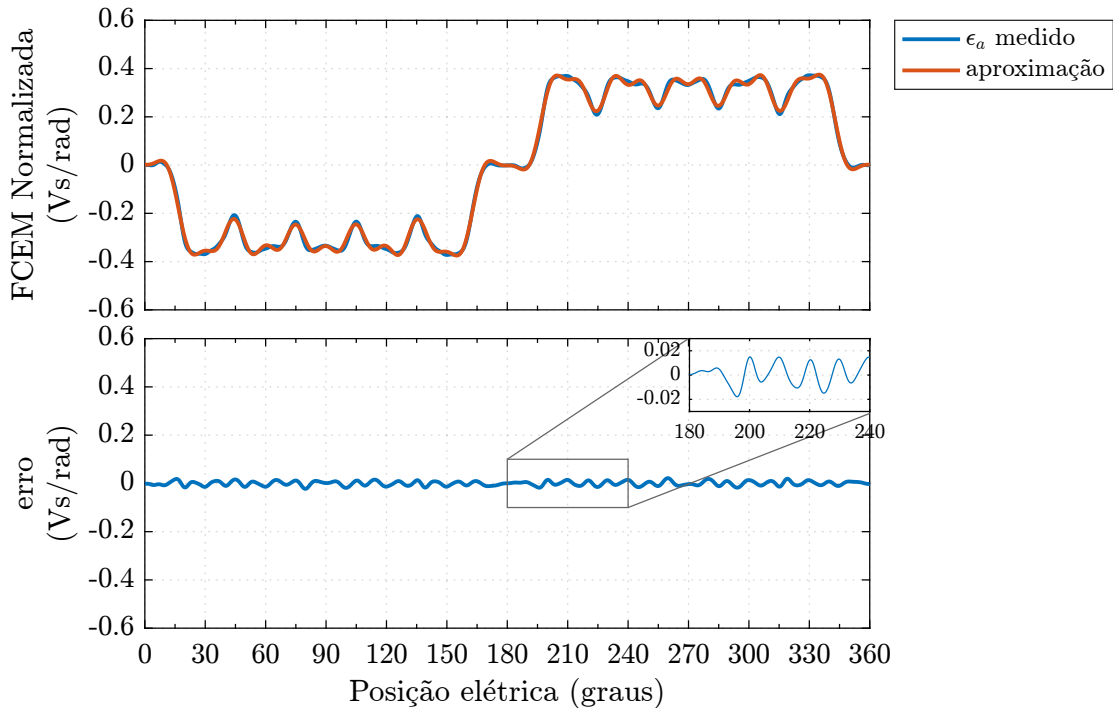
Fonte: o autor.

Figura 62 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ do fluxo do rotor da MSIPSR.

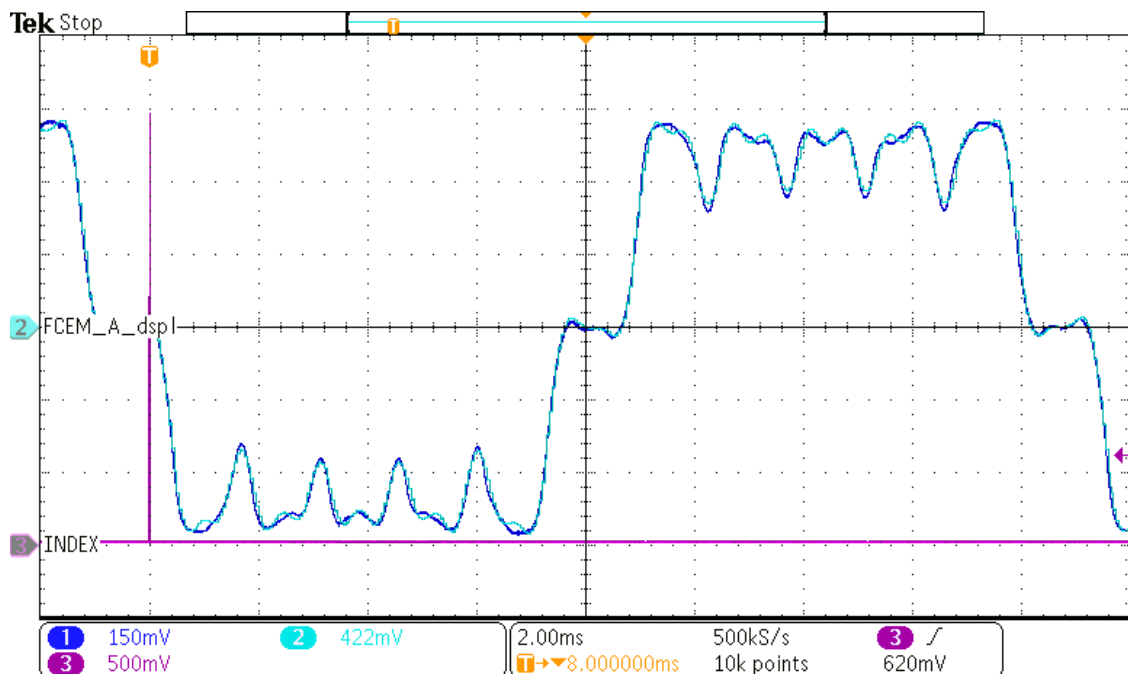


Fonte: o autor.

Figura 63 – Comparativo entre FCEM medida e FCEM modelada pelas componentes harmônicas mais significativas para MSIPSR.



(a) Comparativo entre FCEM normalizada medida em vazio e FCEM reconstruída a partir da aproximação do fluxo do rotor da Tabela 4 para MSIPSR.



(b) Comparativo entre formas de onda da FCEM de fase medida em vazio e FCEM aproximada calculada pela DSP (Canal 1 (azul escuro): FCEM medida em vazio por sensor de tensão. Canal 2 (ciano): FCEM reconstruída a partir da Tabela 4 de forma discreta e externalizada via DAC. Canal 3 (roxo): sinal *index* do *encoder*). A amplitude do sinal exibido é função do ganho do sensor de tensão e do condicionamento para externalização via DAC.

Fonte: o autor.

APÊNDICE C – MÁQUINA DE TESTE 2 - MSIPIR NÃO SENOIDAL

Esta Seção detalha o protótipo de MSIP de ímãs no interior do rotor construída e utilizada na validação experimental desta tese.

A MSIPIR compartilha o mesmo estator que a MSIPSR, mostrada na Figura 46. Com relação ao rotor, a MSIPIR é do tipo *spoke*, devido à disposição dos ímãs no rotor. A Figura 64 mostra detalhes do rotor da MSIPIR. Na Figura 64a mostra-se a pastilha de ímã de neodímio utilizada. Na Figura 64b mostra-se a seção transversal de uma lâmina de aço elétrico do rotor. A Figura 64c mostra o rotor durante a montagem no eixo mecânico e a Figura 64d mostra o rotor completamente montado. O rotor da MSIPIR possui 4 polos, conseguidos com 4 pastilhas de ímã.

A FCEM de fase a vazio da MSIPIR é obtida acionando-a como gerador a vazio em velocidade constante e medição da tensão nos terminais das fases do estator. A Figura 65 mostra a forma de onda das FCEMs não senoidais de fase em função do tempo, medidas com o osciloscópio da Seção D. Neste ensaio a MSIPIR é acionada, conforme a montagem da Figura 87a, em aproximadamente 1800 rpm pelo motor de indução conectado diretamente à rede (220V/60Hz). Na Figura 65 o sinal FCEM_A corresponde à FCEM medida no terminal *a* em relação ao terminal *a'* do estator da Figura 87b. Analogamente, FCEM_B corresponde à FCEM *bb'* e FCEM_C corresponde à FCEM *cc'*.

A partir dos sinais da Figura 65, a Figura 66 exhibe as FCEMs de linha da MSIPIR, calculadas diretamente no osciloscópio utilizando sua funcionalidade de operações matemáticas entre sinais medidos. Na Figura 66 FCEM_AB, FCEM_BC e FCEM_CA são as FCEMs de linha conforme (B.1).

A partir dos sinais de FCEMs de fase da Figura 65 e da transformação de Clarke invariante à potência $\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ do Apêndice A calcula-se as componentes de FCEM no referencial estacionário $\alpha\beta 0$, como mostrado na Figura 67 seguindo (B.2).

As Figuras 68, 69 e 70 exibem as trajetórias das FCEM da MSIPIR nos planos $\alpha\beta$, $\alpha 0$ e $\beta 0$.

Com os dados das medições experimentais de FCEM, a Figura 71 reúne as formas de onda de FCEM normalizadas pela velocidade elétrica nos referenciais *abc*, ($\epsilon_{abc} = [\epsilon_a \ \epsilon_b \ \epsilon_c]$), $\alpha\beta 0$ ($\epsilon_{\alpha\beta 0} = [\epsilon_\alpha \ \epsilon_\beta \ \epsilon_0]$) e *dq0* orientado na posição elétrica do fluxo do rotor ($\epsilon_{dq0} = [\epsilon_d \ \epsilon_q \ \epsilon_0]$).

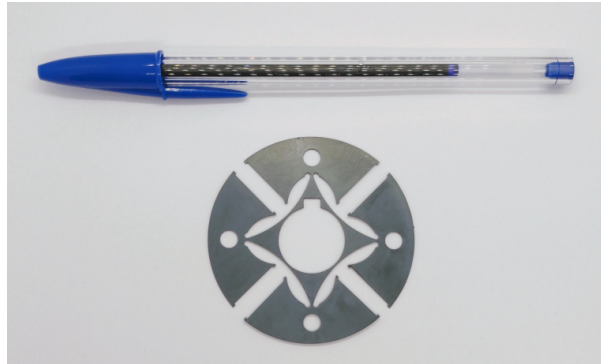
As Figuras 72 e 73 mostram as trajetórias e as projeções das FCEMs normalizadas da MSIPIR nos espaços tridimensionais $\alpha\beta 0$ e *dq0*.

Considerando a expansão em série de Fourier de (B.3), as Figuras 74, 75 e 76 mos-

Figura 64 – Aspectos construtivos do rotor da MSIPIR.



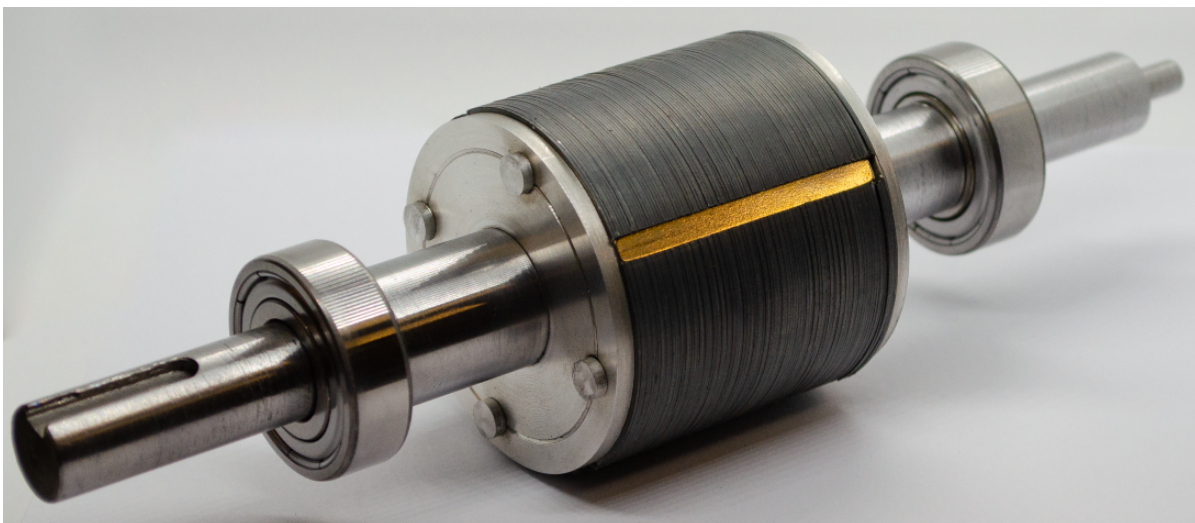
(a) Pastilha de ímã de neodímio N35 50x15x5mm da MSIPIR.



(b) Lâmina de aço elétrico de espessura 0,5mm do rotor da MSIPIR.



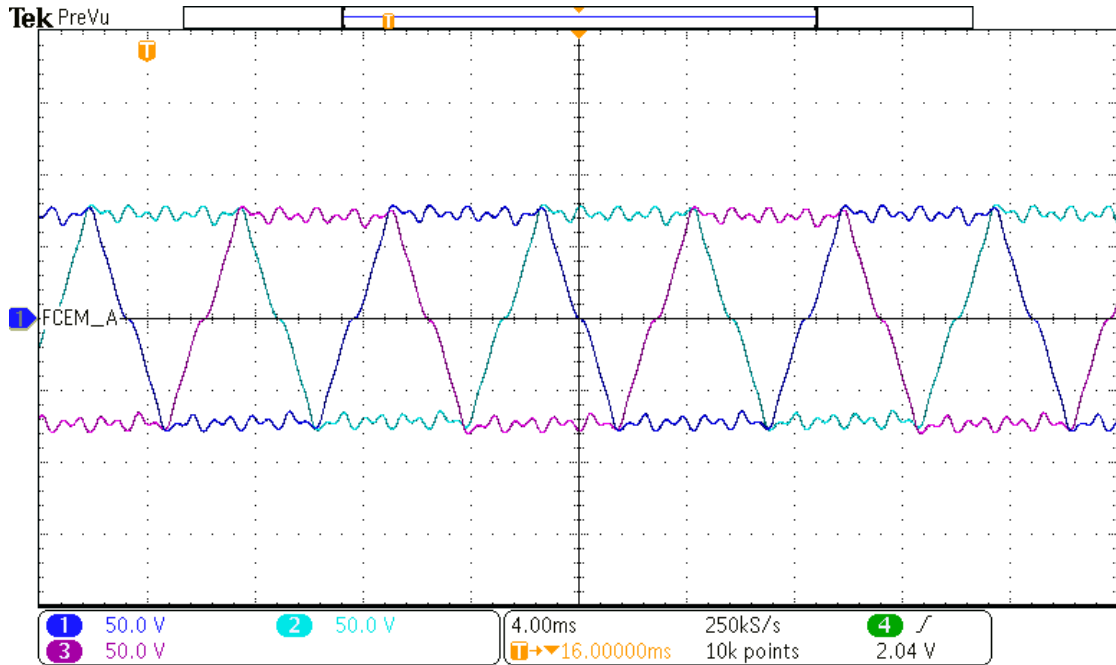
(c) Vista do interior do rotor durante montagem.



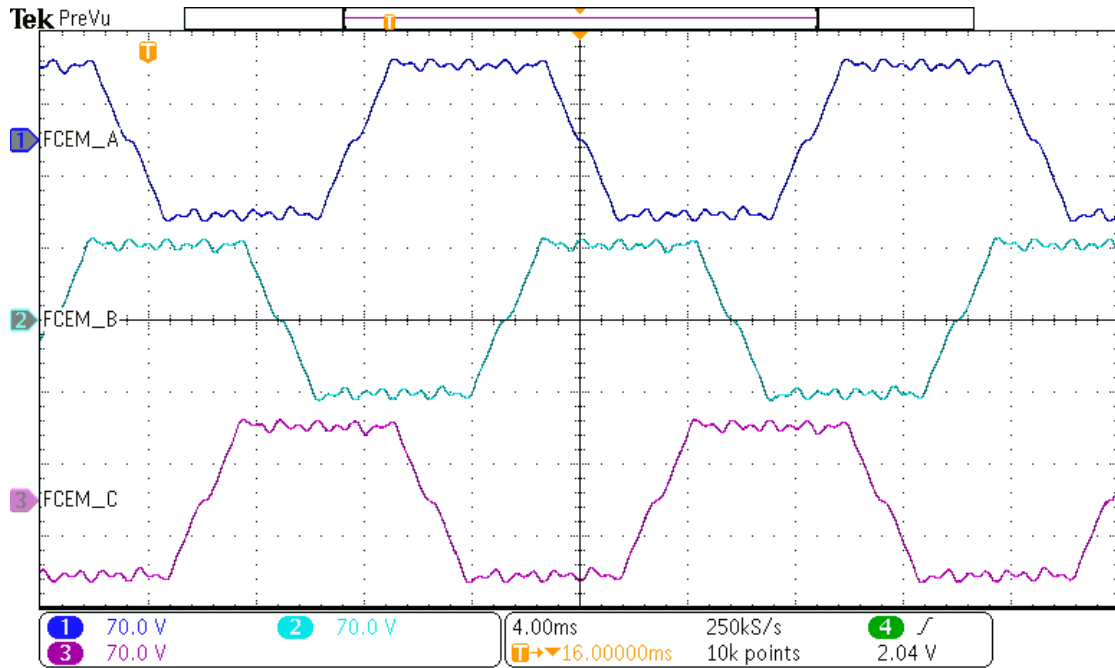
(d) Rotor completo da MSIPIR.

Fonte: o autor.

Figura 65 – FCEMs de fase *abc* (FCEM_A, FCEM_B e FCEM_C) da MSIPIR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.



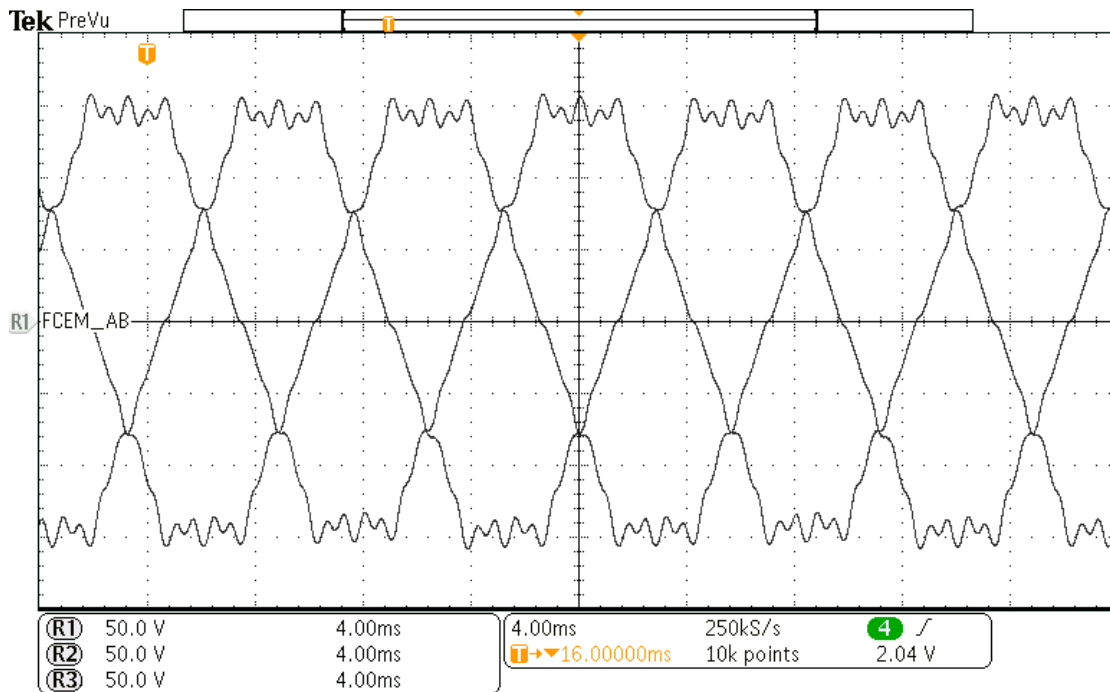
(a)



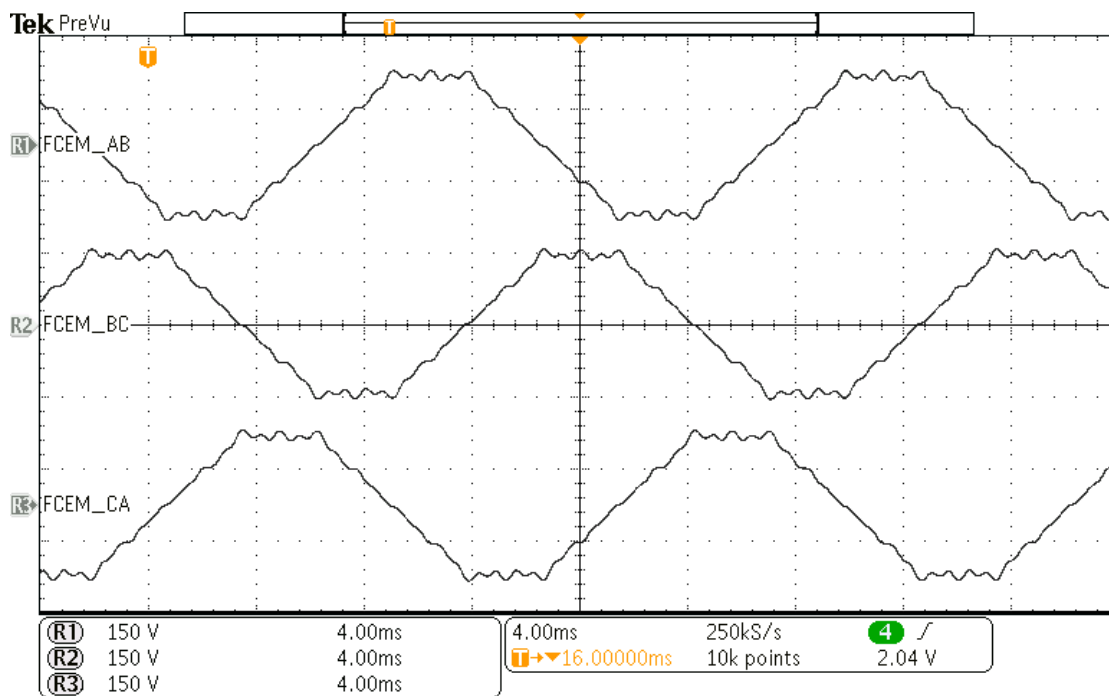
(b)

Fonte: o autor.

Figura 66 – FCEMs de linha (FCEM_AB, FCEM_BC e FCEM_CA) da MSIPIR trifásica em aproximadamente 1800 rpm. (a) Visualização com sobreposição dos eixos de referência. (b) Visualização com afastamento dos eixos de referência.



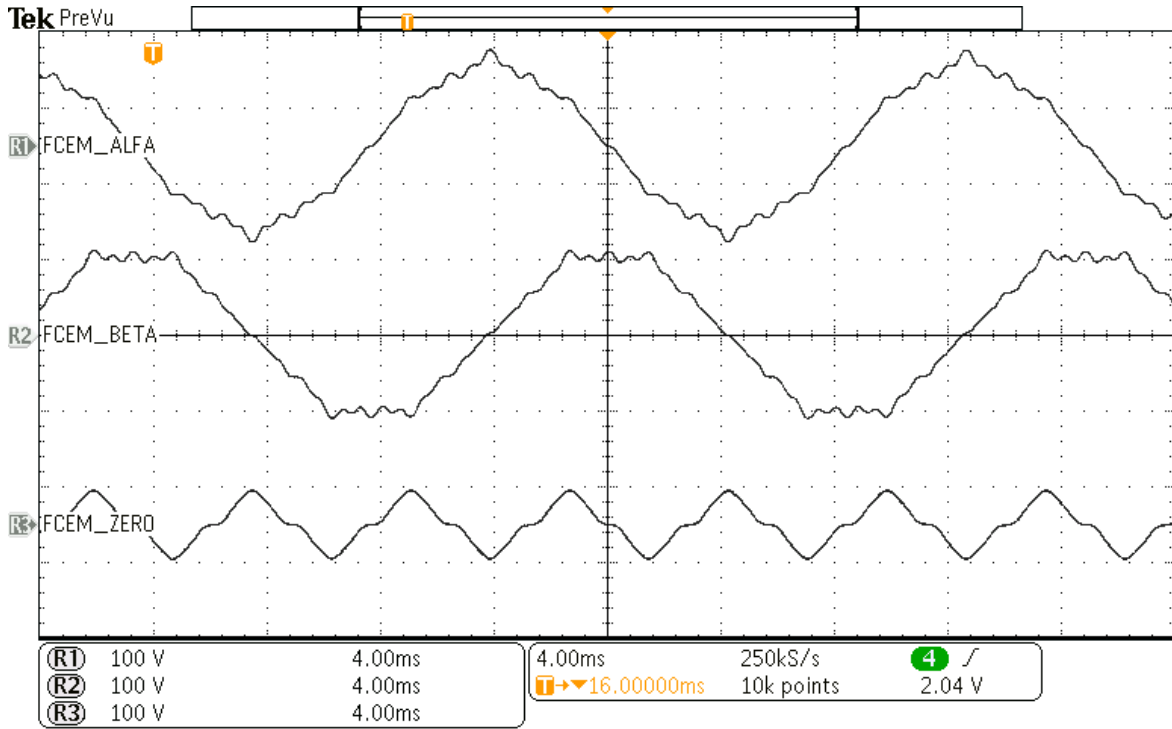
(a)



(b)

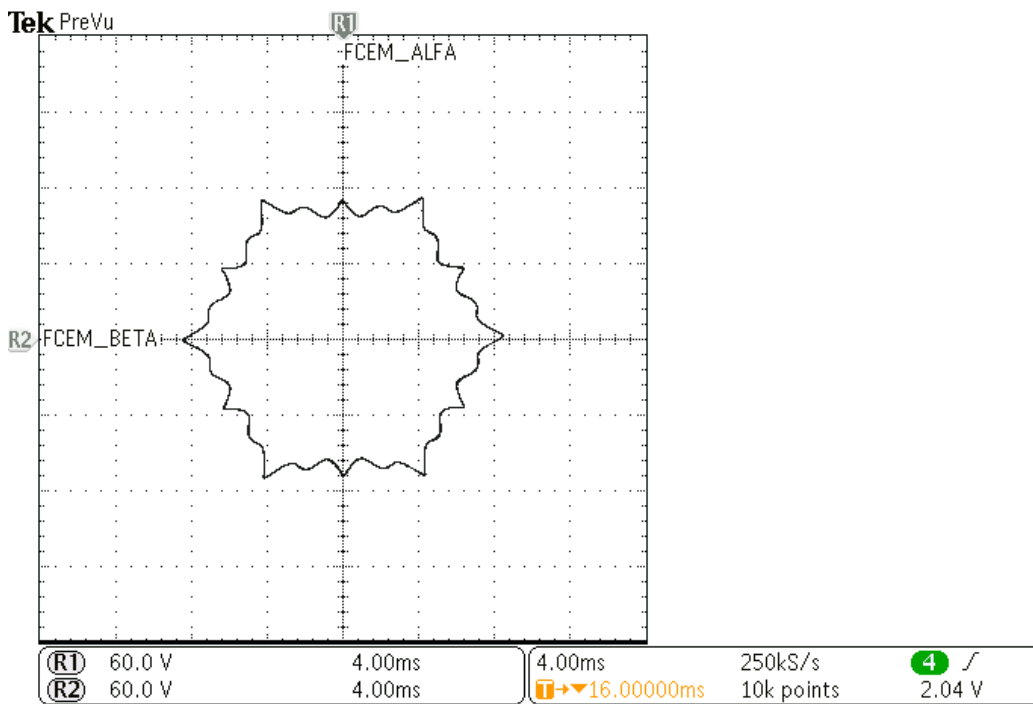
Fonte: o autor.

Figura 67 – Componentes $\alpha\beta$ (FCEM_ALFA, FCEM_BETA e FCEM_ZERO) da FCEM da MSIPIR em aproximadamente 1800 rpm.

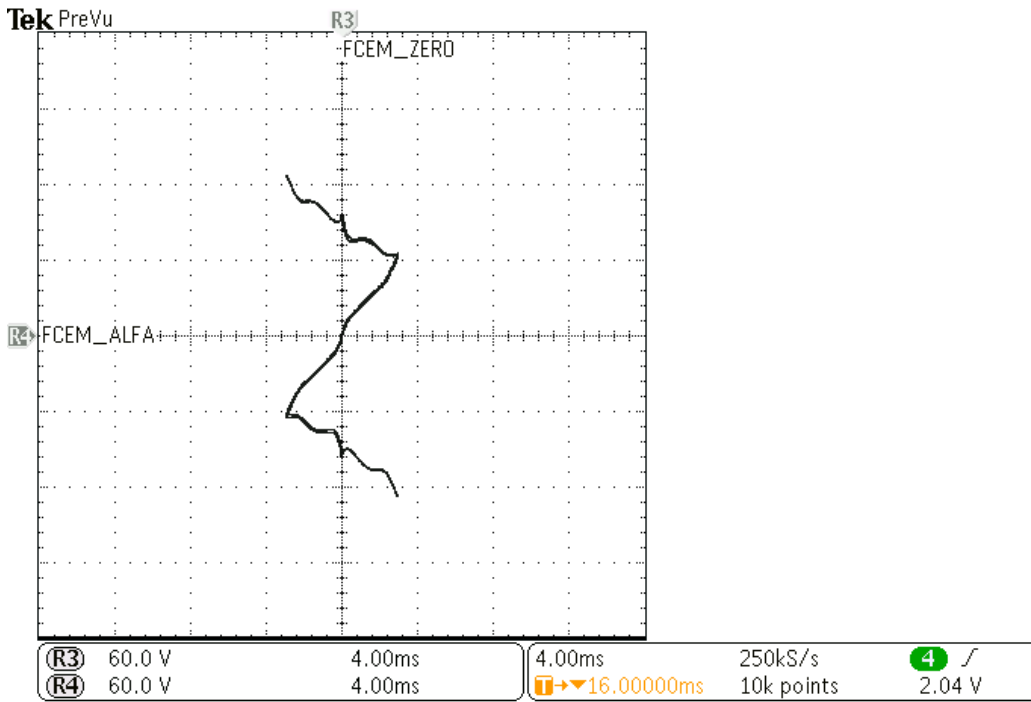


Fonte: o autor.

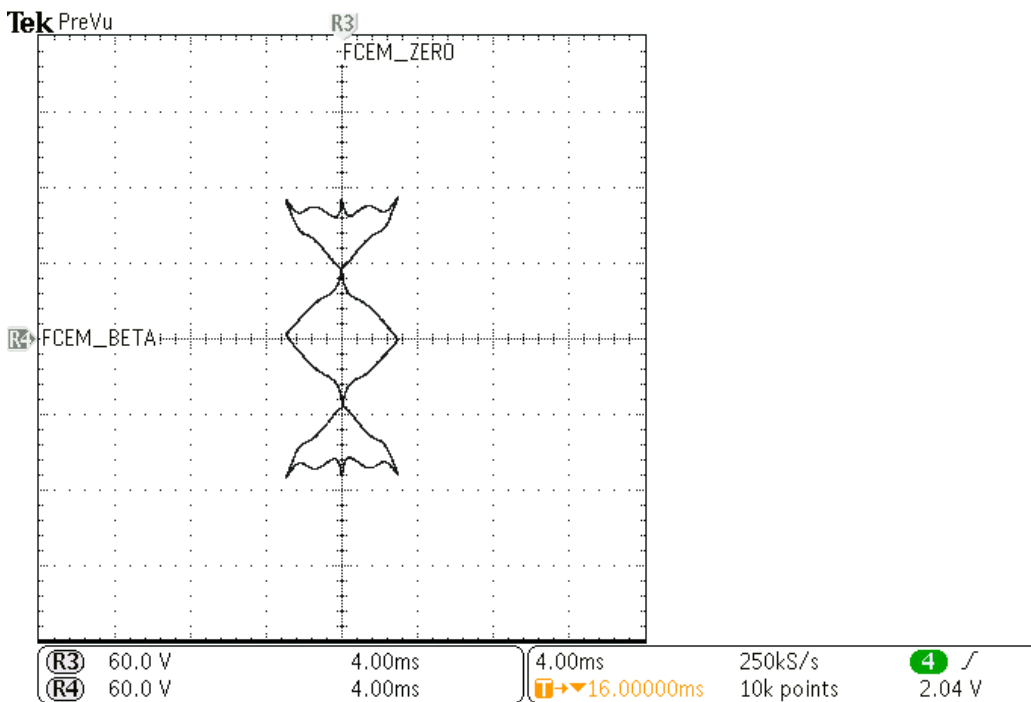
Figura 68 – Trajetória no plano $\alpha\beta$ da FCEM da MSIPIR.



Fonte: o autor.

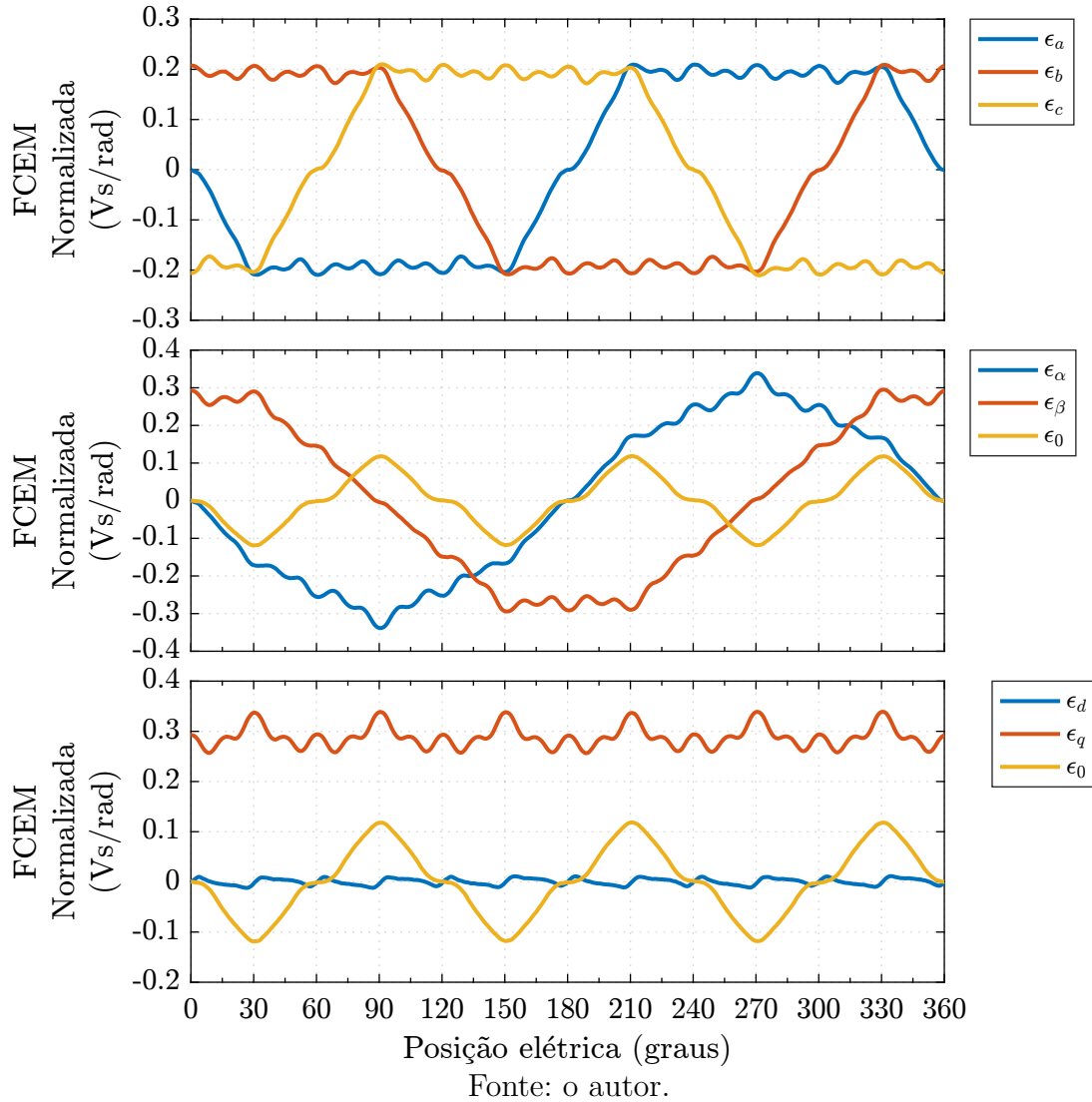
Figura 69 – Trajetória no plano 0α da FCEM da MSIPIR.

Fonte: o autor.

Figura 70 – Trajetória no plano 0β da FCEM da MSIPIR.

Fonte: o autor.

Figura 71 – Componentes abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$ das FCEMs normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPIR.

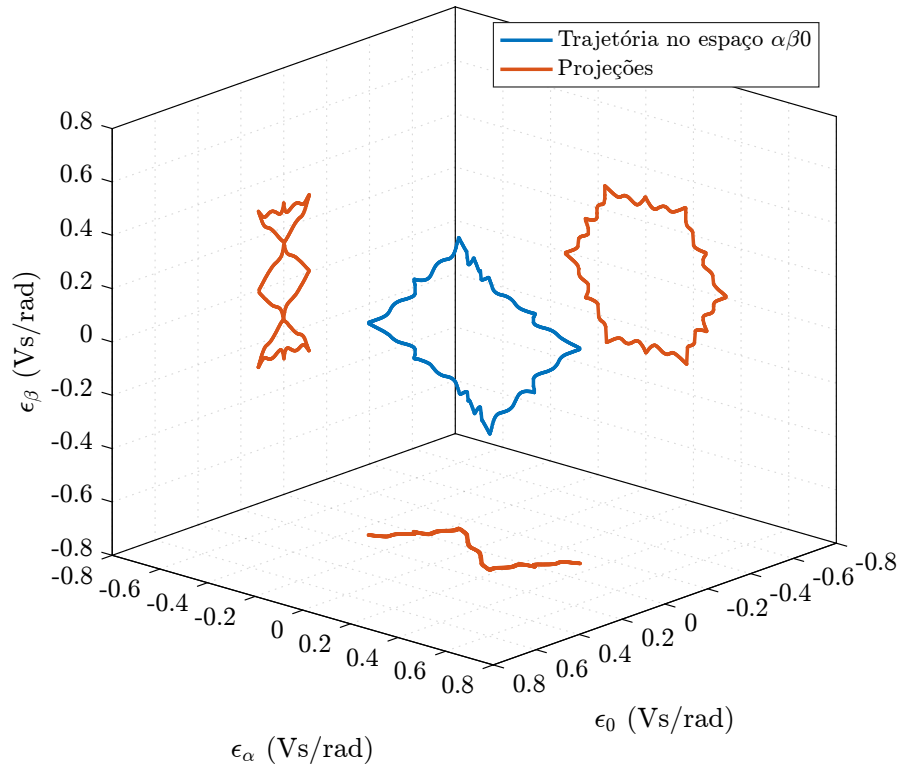


tram as componentes harmônicas das FCEMs normalizadas ϵ_{abc} da MSIPIR, juntamente com os valores de magnitude e fase.

As componentes abc de fluxo do rotor, λ_{abc} a vazio da MSIPIR são calculadas conforme (B.4) e, a partir das transformações de referencial (Apêndice A) as componentes $\alpha\beta 0$ e $dq0$ são calculadas. A Figura 77 apresenta as formas de onda do fluxo do rotor nos referenciais abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$ em função da posição rotórica θ_e . As Figuras 78 e 79 mostram as trajetórias e projeções do fluxo do rotor nos espaços $\alpha\beta 0$ e $dq0$. As principais componentes harmônicas das componentes do fluxo λ_{dq0} , conforme (B.7), estão mostradas na Tabela 5.

Com as componentes harmônicas de fluxo do rotor da Tabela 5 a FCEM de fase aa' é reconstruída e comparada com a FCEM a vazio medida na Figura 80. A Figura 80a mostra o erro, calculado de forma *offline*, entre FCEM medida e FCEM reconstruída utilizando

Figura 72 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta 0$ das componentes de FCEM normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPIR.



Fonte: o autor.

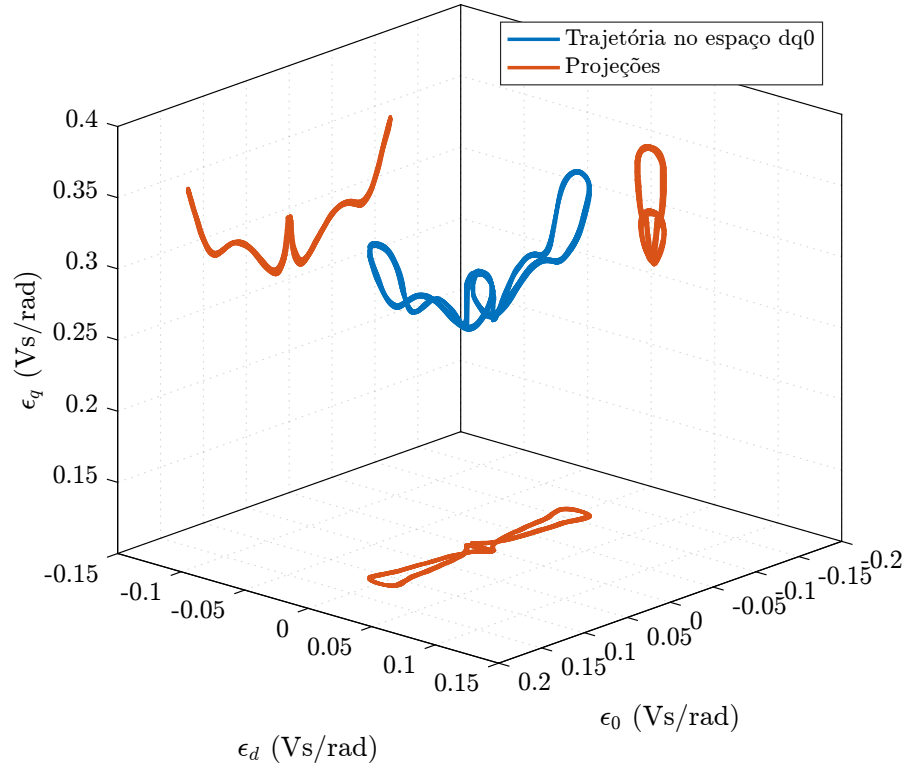
as principais componentes harmônicas de fluxo do rotor da Tabela 5. A Figura 80b mostra a forma de onda de FCEM em vazio da fase aa' medida em tempo real juntamente com a o modelo aproximado de FCEM calculada pela DSP e disponibilizada em um pino de saída analógico.

Para a MSIPIR não senoidal, além da caracterização das FCEMs e fluxos do rotor não senoidais, é necessário caracterizar as indutâncias não senoidais próprias e mútuas. Nessa tese as indutâncias são obtidas pela análise em elementos finitos do projeto da MSIPIR.

O modelo teórico de dependência quadridimensional das componentes de indutância da matriz $\mathbf{L}_{dq0}(i_{dq0}, \theta_e)$ em relação as correntes i_d , i_q , i_0 e θ_e (Capítulo 3) é simplificado em benefício da implementação prática do modelo de indutâncias não senoidais.

Essa simplificação baseia-se na consideração de que a componente fundamental de corrente de fase do estator é a componente dominante. De fato, sendo a FCEM fundamental a componente de maior amplitude, a componente fundamental de corrente será a de maior amplitude para produção de torque eletromagnético. Nesse cenário, o comportamento das indutâncias é mais afetado pela magnitude da componente fundamental de corrente do

Figura 73 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ das componentes de FCEM normalizadas pela velocidade elétrica da MSIPIR.

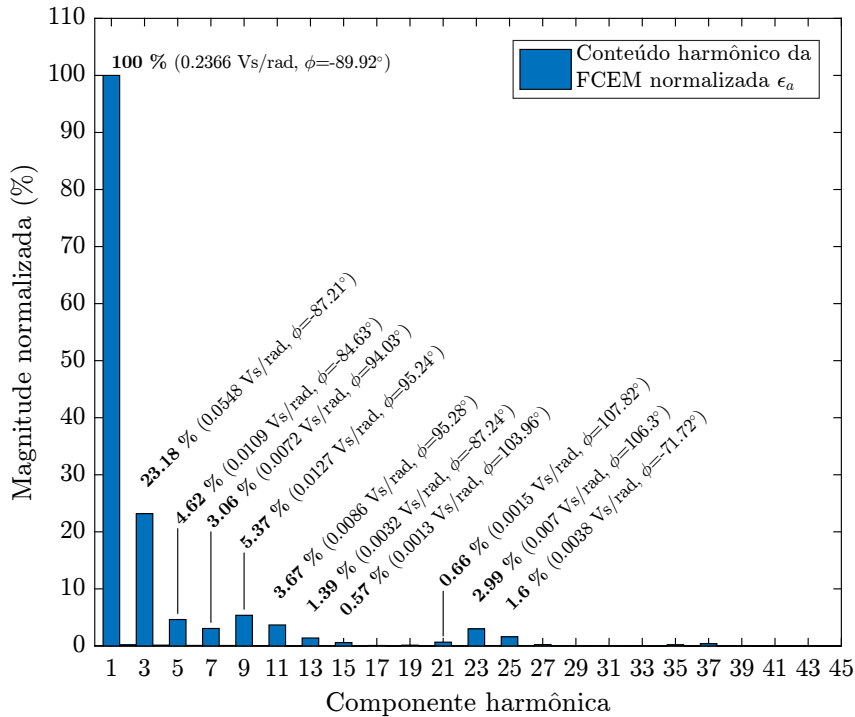


Fonte: o autor.

Tabela 5 – Magnitudes e fases das principais componentes harmônicas do fluxo do rotor da MSIPIR. Observação: as grandezas no referencial síncrono foram calculadas utilizando a transformação $dq0$ invariante à potência.

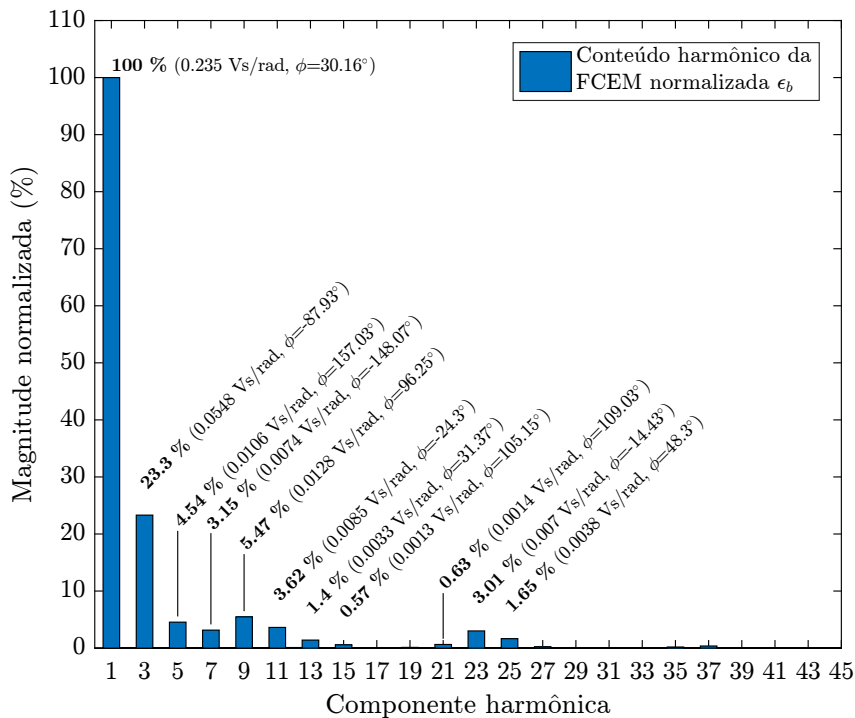
Componente harmônica n	λ_d		λ_q		λ_0	
	Magnitude (mWb)	Fase (rad)	Magnitude (mWb)	Fase (rad)	Magnitude (mWb)	Fase (rad)
	$k_{d,n}$	$\phi_{d,n}$	$k_{q,n}$	$\phi_{q,n}$	$k_{0,n}$	$\phi_{0,n}$
0 (CC)	288,88	-	-	-	-	-
3	-	-	-	-	31,652	0,044
6	1,3619	0,1748	3,9548	-1,4793	-	-
9	-	-	-	-	2,456	-3,0455
12	0,6485	-3,008	1,272	1,654	-	-
15	-	-	-	-	0,1605	-2,89
21	-	-	-	-	0,1275	-2,8265
24	0,1893	-2,907	0,5683	1,86235	-	-

Figura 74 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase A da MSIPIR, ϵ_a , calculada a partir do resultado da Fig. 65.



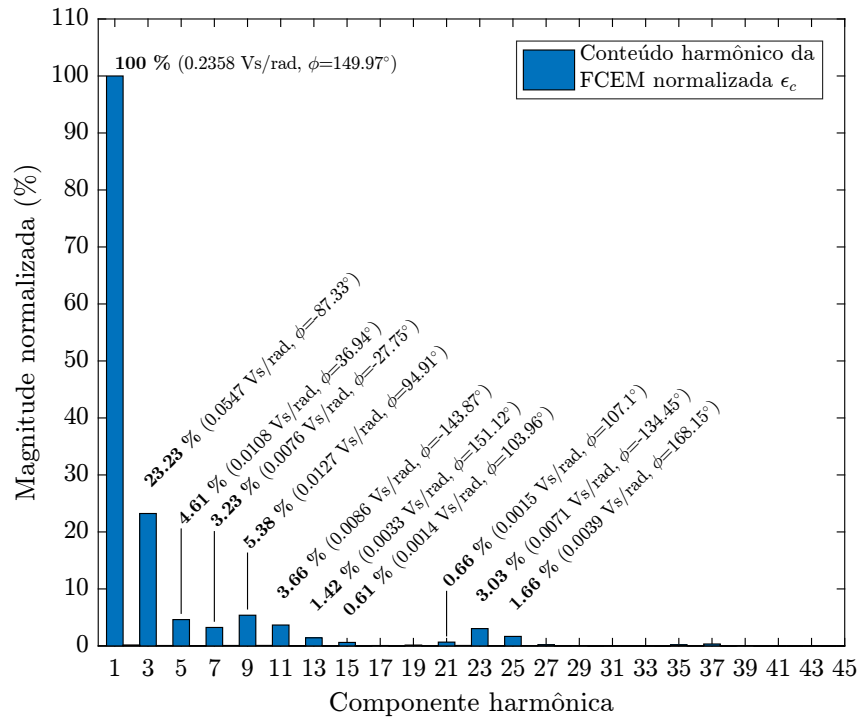
Fonte: o autor.

Figura 75 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase B da MSIPIR, ϵ_b , calculada a partir do resultado da Fig. 65.



Fonte: o autor.

Figura 76 – Magnitudes das componentes harmônicas da FCEM normalizada da fase C da MSIPIR, ϵ_b , calculada a partir do resultado da Fig. 65.



Fonte: o autor.

que pelas componentes harmônicas de corrente [20]¹

Com base nessa consideração, as componentes harmônicas de indutância são analisadas e modeladas sobre a trajetória MTPA convencional por correntes senoidais (i_d e i_q constantes e $i_0 = 0$)[187].

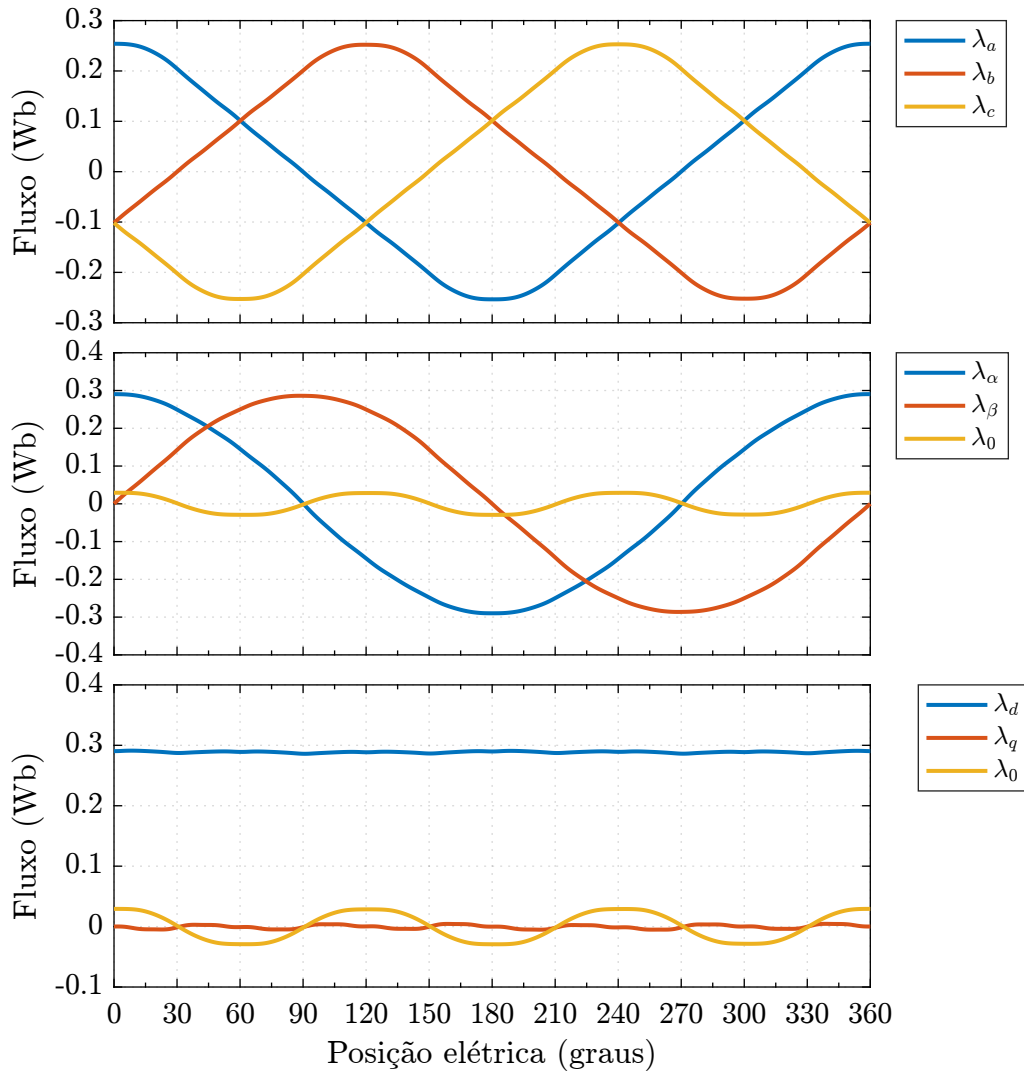
As Figuras 81 e 82 mostram o mapeamento do índice de torque eletromagnético médio por Ampère (torque médio em um ciclo elétrico dividido pelo módulo de corrente) obtido pela análise em elementos finitos da MSIPIR. As Figuras 81 e 82 também exibem a trajetória MTPA senoidal da MSIPIR.

Na trajetória MTPA senoidal o impacto nas componentes abc de indutâncias da MSIPIR é exibido na Figura 84. As correspondentes componentes $dq0$ de indutâncias estão mostradas na Figura 85.

O comportamento do torque de borda para a MSIPIR de teste está apresentado na Figura 86. O modelo matemático do torque de borda utilizado no algoritmo de controle para mitigação das ondulações de torque corresponde à aproximação do torque de borda torque calculado por FEA. A componente harmônica de ordem 12 é a mais significativa, de forma que o modelo aproximado do torque de borda T_{cog} , em Nm, em função da posição

¹ Em rigor, as componentes de indutância sofrem impacto em suas magnitudes harmônicas e fases em função das componentes harmônicas de corrente do estator, como discutido em [20].

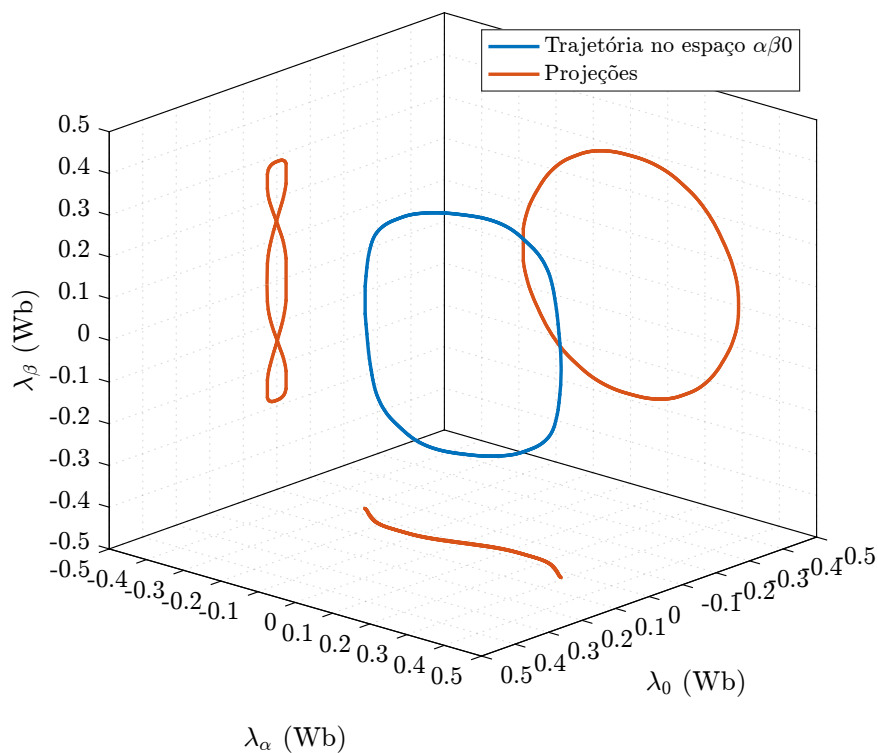
Figura 77 – Componentes abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$ de fluxo do rotor da MSIPIR.



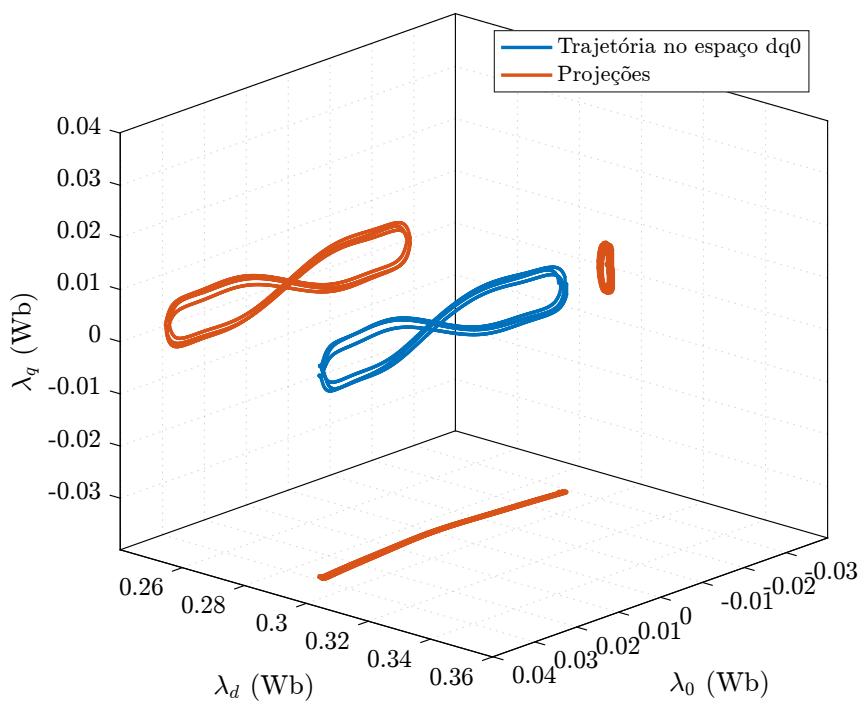
elétrica θ_e , em rad, é expresso como

$$T_{cog}(\theta_e) = 0,146 \cos(12\theta_e - 1,36). \quad (C.1)$$

Efeitos de carregamento sobre a forma de onda ou nível CC do *cogging torque* são desconsiderados.

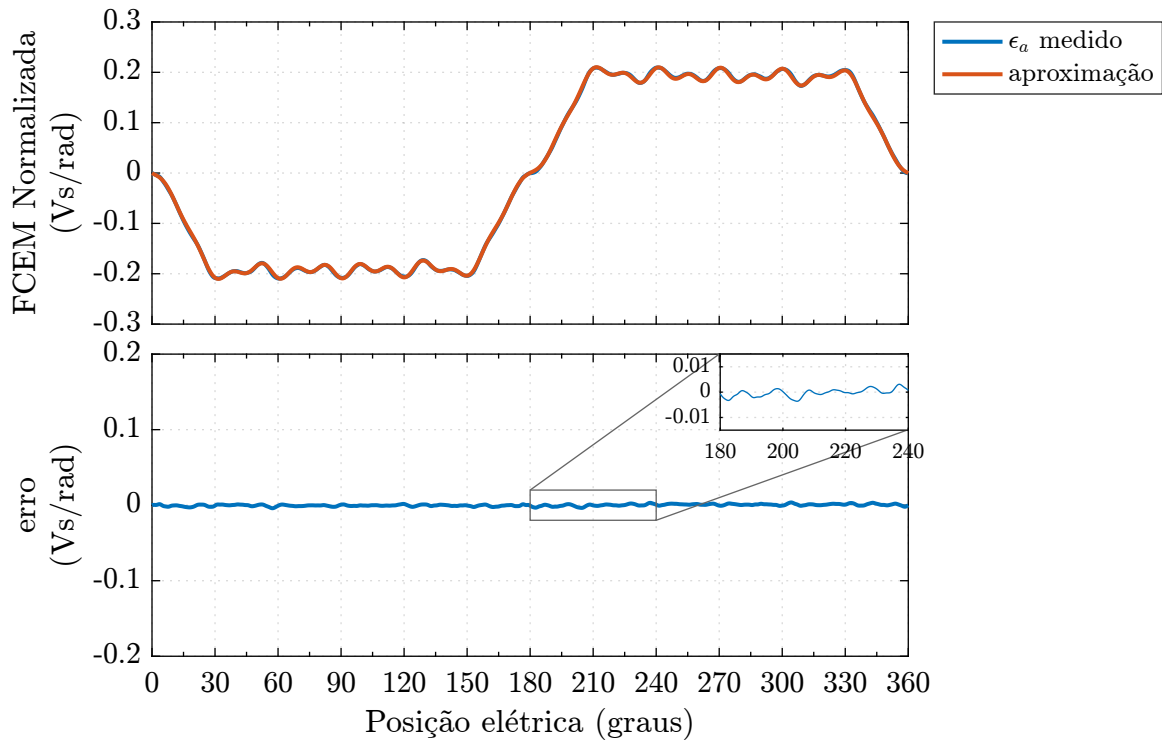
Figura 78 – Trajetória e projeções no espaço $\alpha\beta 0$ do fluxo do rotor da MSIPIR.

Fonte: o autor.

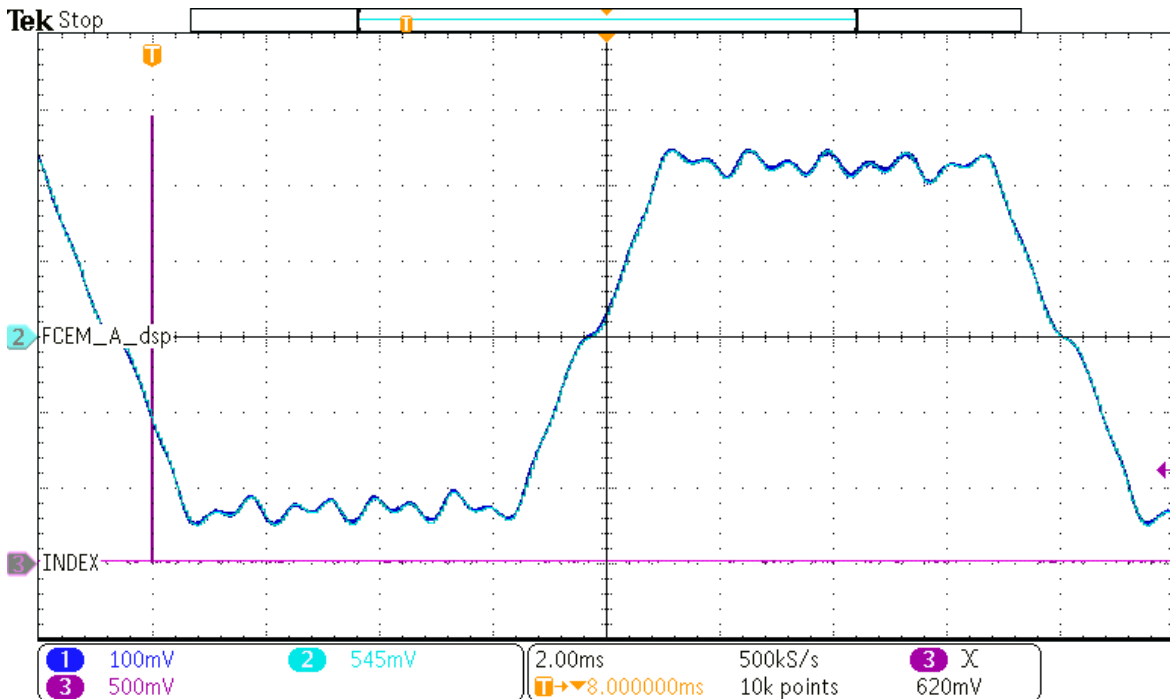
Figura 79 – Trajetória e projeções no espaço $dq0$ do fluxo do rotor da MSIPIR.

Fonte: o autor.

Figura 80 – Comparativo entre FCEM medida e FCEM modelada pelas componentes harmônicas mais significativas da MSIPIR.

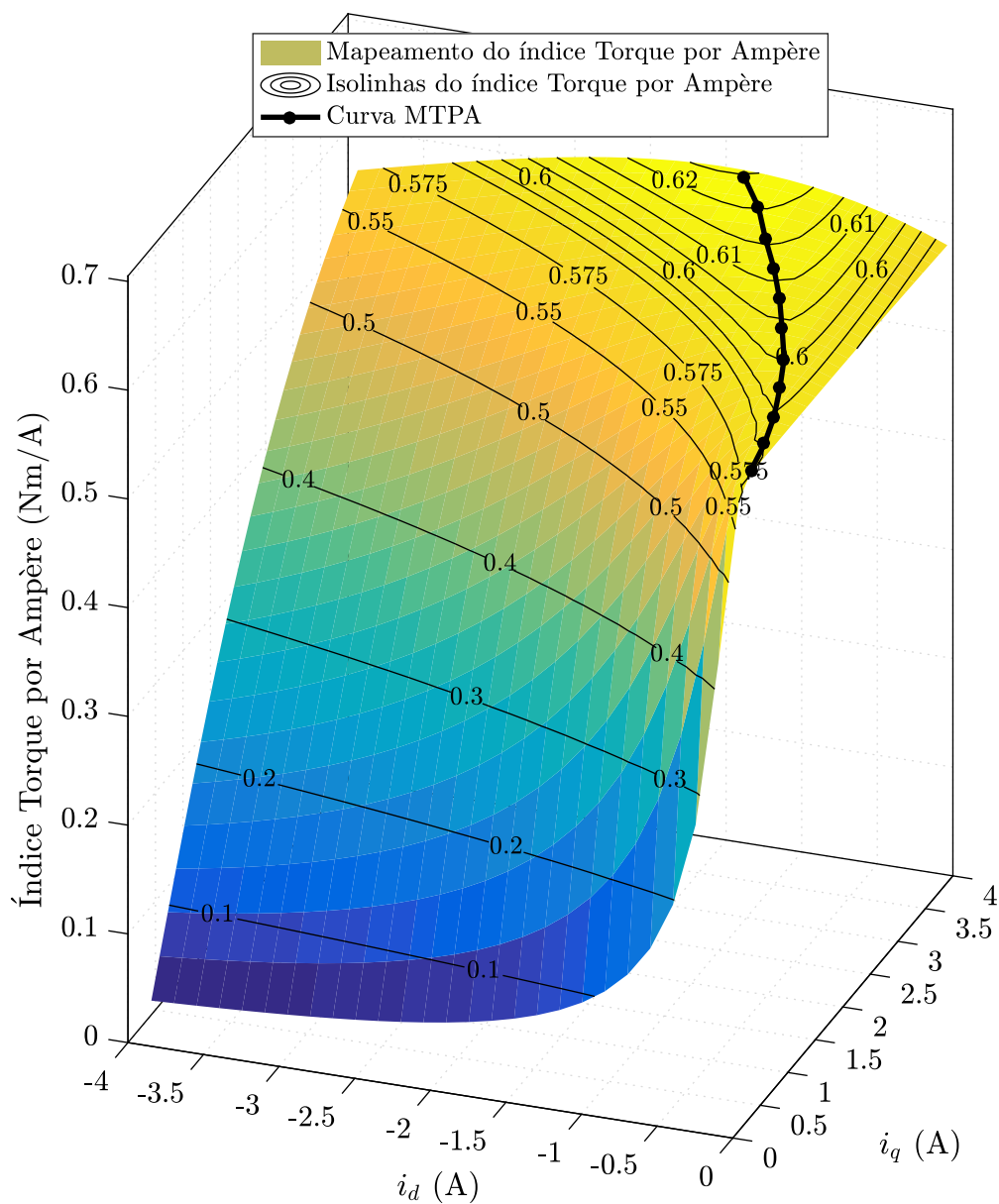


(a) Comparativo entre FCEM normalizada medida em vazio e FCEM reconstruída a partir da aproximação do fluxo do rotor da Tabela 5.



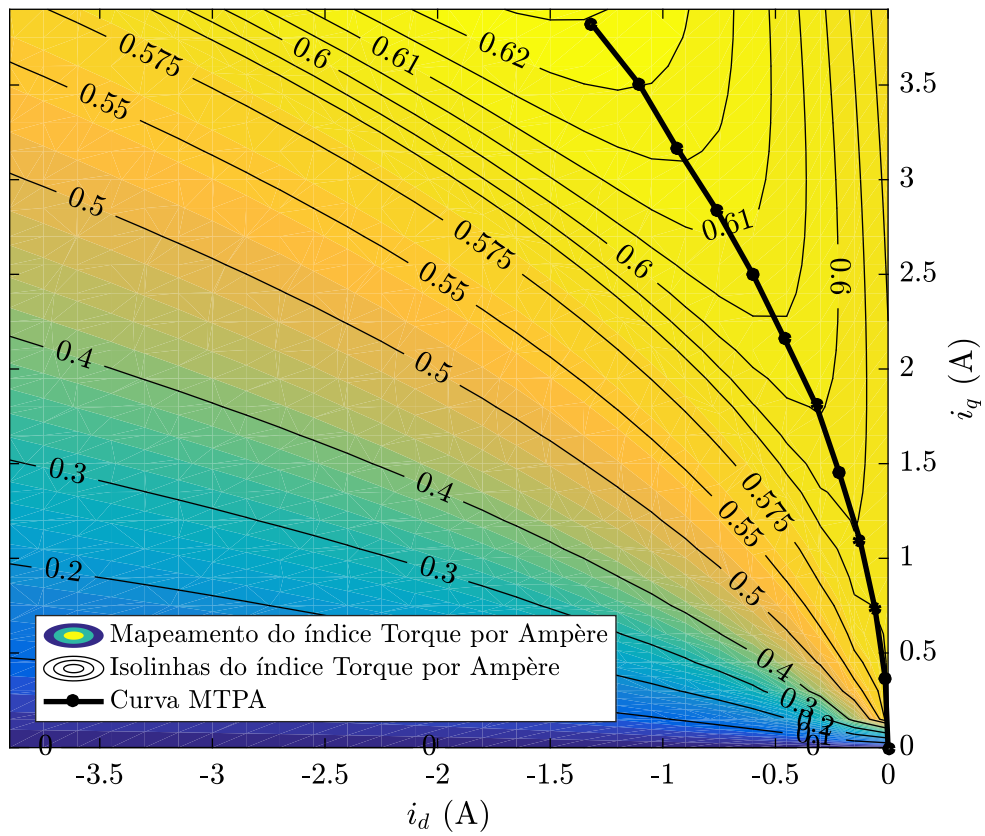
(b) Comparativo entre FCEM de fase medida em vazio e FCEM aproximada calculada pela DSP (Canal 1 (azul escuro): FCEM medida em vazio por sensor de tensão. Canal 2 (ciano): FCEM reconstruída a partir da Tabela de forma discreta e externalizada via DAC. Canal 3 (roxo): sinal *index* do *encoder*). A amplitude do sinal exibido é função do ganho do sensor de tensão e do condicionamento para externalização via DAC.

Figura 81 – Mapeamento do índice Torque por Ampère em função das correntes de estator i_d e i_q considerando correntes de fase senoidais.

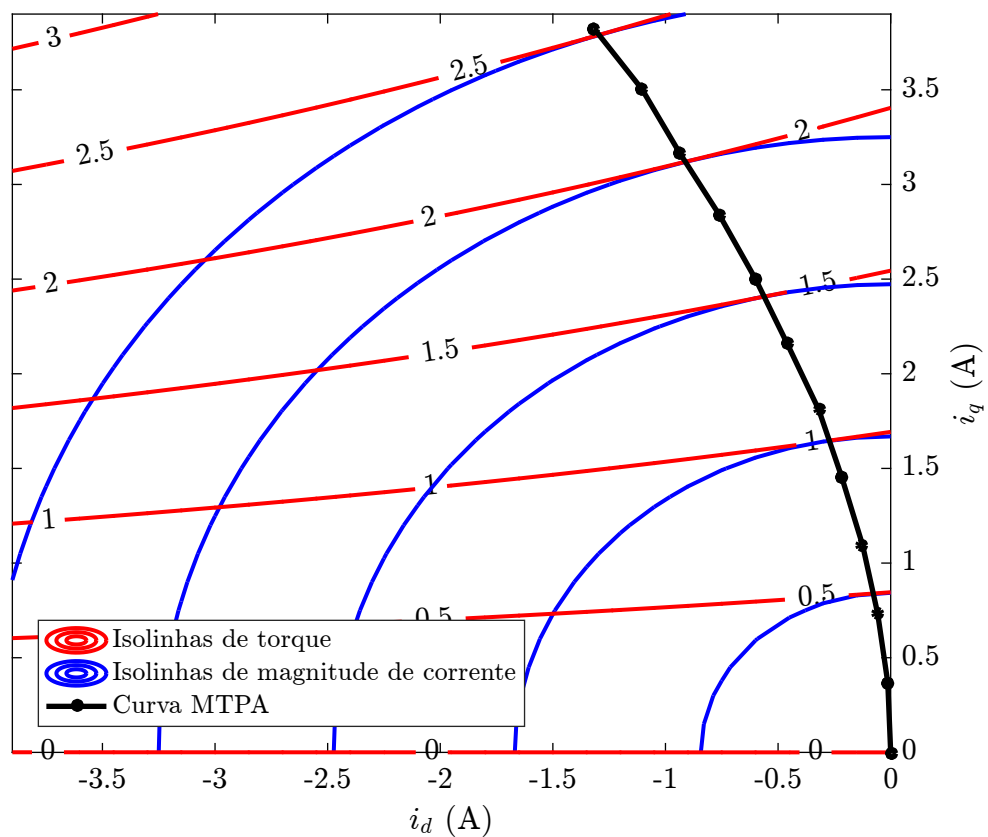


Fonte: o autor.

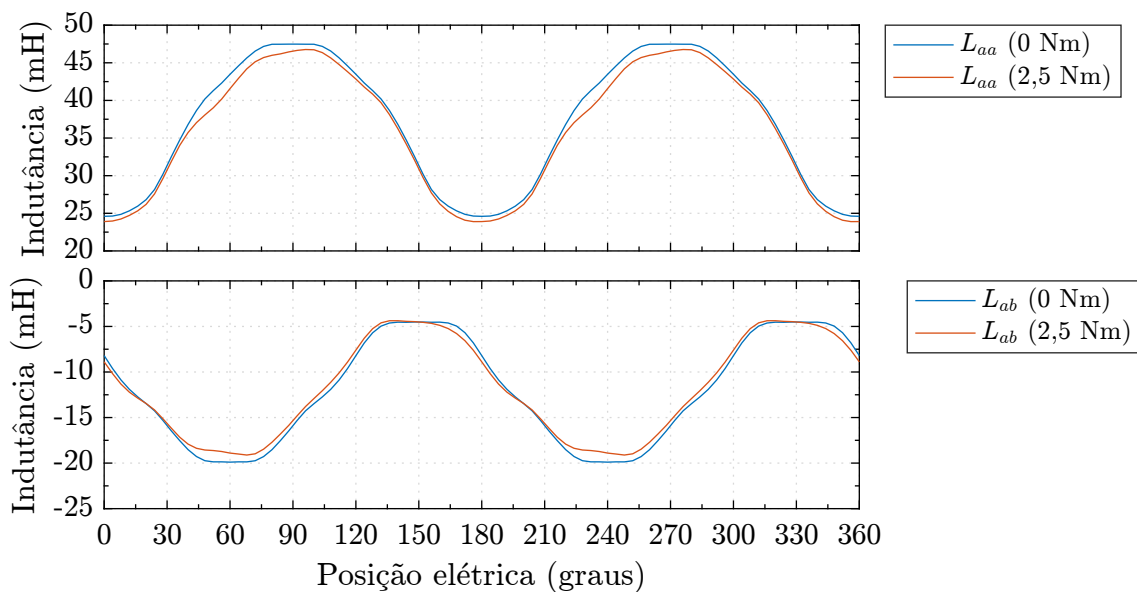
Figura 82 – Curva MTPA senoidal e projeção no referencial dq das isolinhas de índice Torque por Ampère em função das correntes de estator i_d e i_q considerando correntes de fase senoidais.



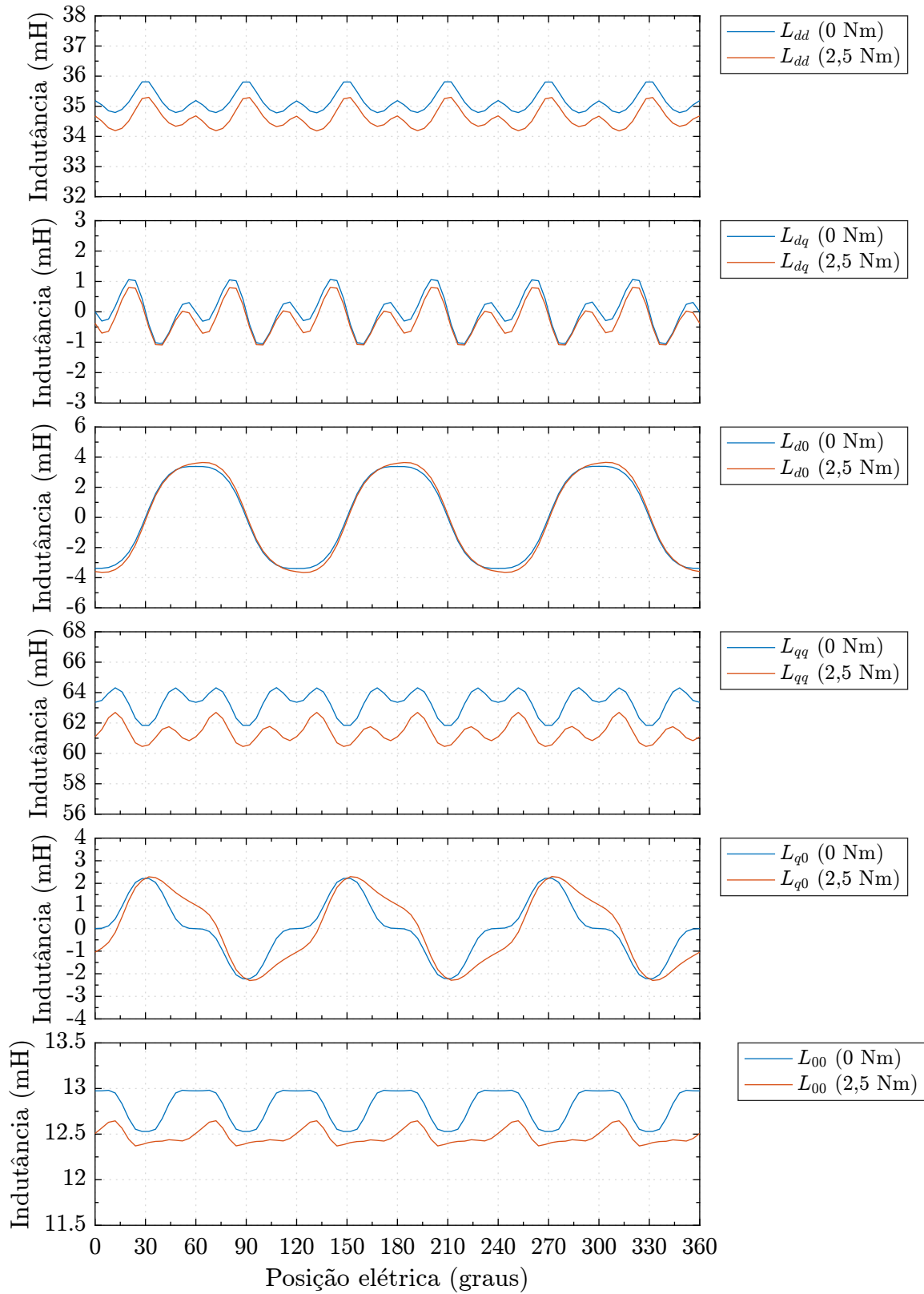
Fonte: o autor.

Figura 83 – Curva MTPA e isolinhas de torque e magnitude de correntes dq da MSIPIR.

Fonte: o autor.

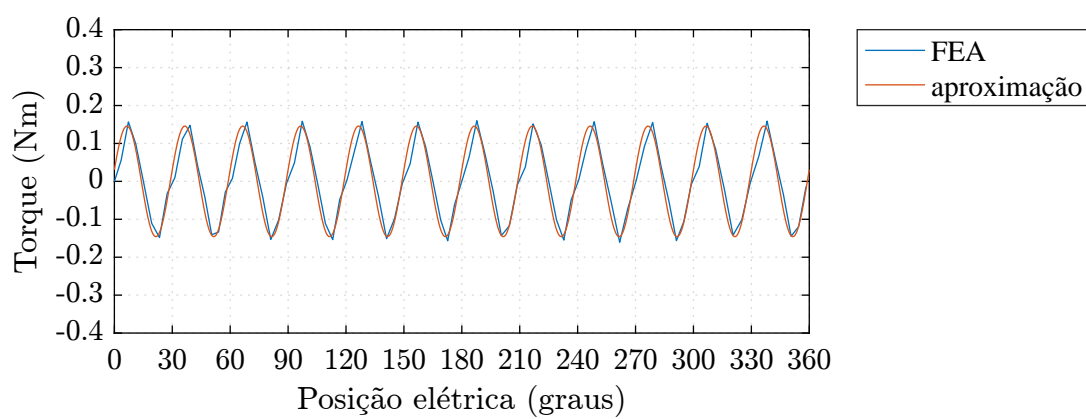
Figura 84 – Componentes de indutância em referencial abc da MSIPIR.

Fonte: o autor.

Figura 85 – Componentes de indutância em referencial $dq0$ da MSIPIR.

Fonte: o autor.

Figura 86 – Torque de borda a vazio calculado via FEA e modelo aproximado (C.1) para a MSIPIR.



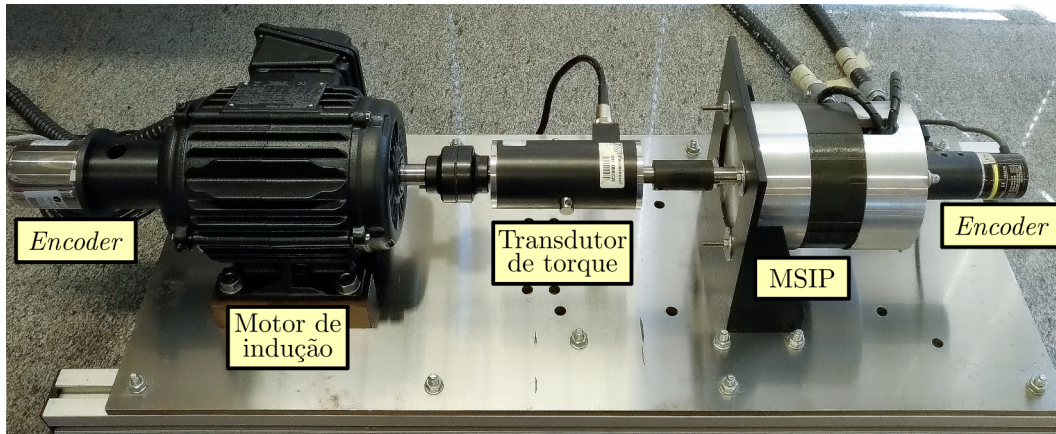
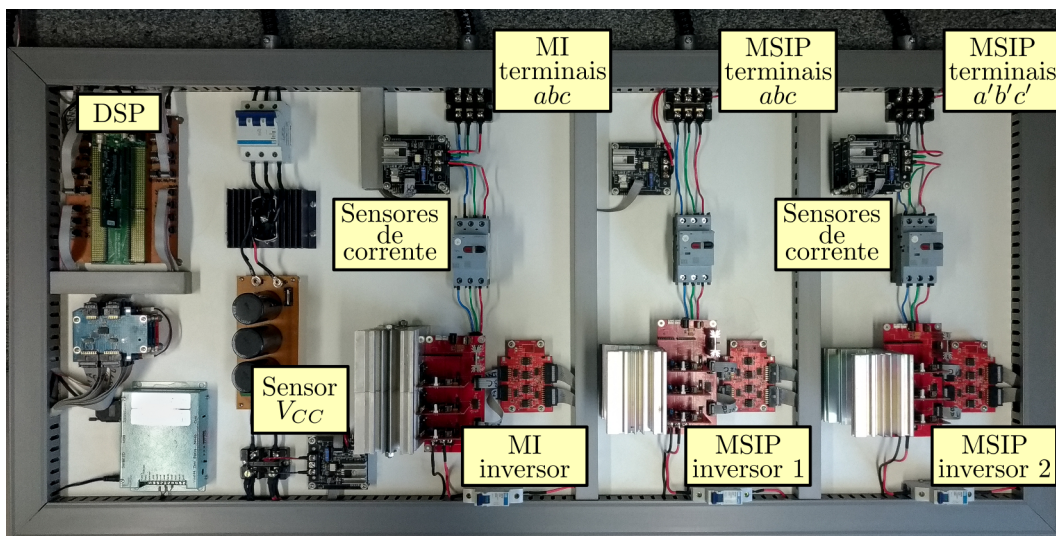
Fonte: o autor.

APÊNDICE D – BANCADA DE TESTES

Os resultados experimentais apresentados nesta tese foram obtidos utilizando a bancada de testes da Figura 87, desenvolvida para este trabalho e localizada no Laboratório de Eletrônica de Potência e Máquinas Elétricas (LACEPME) da Escola de Engenharia de São Carlos, no departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, na Universidade de São Paulo, *campus* São Carlos. A bancada de testes é composta pelos elementos seguintes:

- Três inversores trifásicos dois níveis a três fios desenvolvidos no LACEPME. Os três inversores compartilham o mesmo barramento de tensão contínua. Conforme a Figura 87b, os inversores 1 e 2 são para alimentação da máquina síncrona de topologia de enrolamentos de extremidades abertas. O terceiro inversor é utilizado para alimentação de uma máquina de indução trifásica gaiola de esquilo empregada como carga controlada em torque ou velocidade através de esquema de controle FOC;
- Seis sensores de corrente baseados em resistores em série para medição das correntes de fase da máquina síncrona e indução;
- Dois sensores de tensão para medição da tensão do barramento e medição da FCEM de fase da MSIP;
- Quatro disjuntores para proteção e desconexão de elementos do circuito;
- Um retificador trifásico à diodo alimentado por um autotransformador. Capacitores eletrolíticos são conectados ao retificador para composição do barramento de tensão contínua compartilhado pelos inversores;
- Um cartão de controle da *Texas Instruments*, TMS320S28377D para controle da máquina síncrona e da máquina de indução;
- Um *encoder* incremental da fabricante Omron modelo E6B2 CWZ1X conectado à máquina síncrona:
 - 2000 pulsos por volta;
 - Disponibilidade de sinais em quadratura (A e B);
 - Disponibilidade de sinal de pulso de sincronismo de revolução (Z);
 - Transmissão diferencial dos sinais (A , \bar{A} , B , \bar{B} , Z e \bar{Z});
 - Alimentação em tensão contínua 5V;
 - Rotação máxima de 6000 rpm.

Figura 87 – Bancada de testes.

(a) Bancada de testes: máquina de indução operando como carga controlada; transdutor de torque; *encoders* incrementais; e máquina MSIP.

(b) Bancada de testes: inversores, sensores e DSP TMS320F28377D.

Fonte: o autor.

- Um *encoder* incremental da fabricante INCON modelo ENH2500-15731 conectado à máquina de indução:
 - 2500 pulsos por volta;
 - Disponibilidade de sinais em quadratura (A e B);
 - Disponibilidade de sinal de pulso de sincronismo de revolução (Z);
 - Transmissão diferencial dos sinais (A , \bar{A} , B , \bar{B} , Z e \bar{Z});
 - Alimentação em tensão contínua 5 V;
 - Rotação máxima de 6000 rpm;
- Um transdutor rotativo de torque da fabricante *Datum Electronics*, modelo M420:
 - Torque máximo de 25 Nm;

Tabela 6 – Dados do motor de indução e parâmetros por fase de circuito equivalente em conexão Y

Dados de placa			
Descrição	Símbolo	Valor	Unidade
Código do motor		11358588	
Potência nominal		1,5	HP
Número de pares de polos	n_p	2	
Velocidade nominal		1715	rpm
Frequência nominal		60	Hz
Corrente de linha nominal		4,48(Δ)/2,59(Y)	A rms
Tensão de linha nominal		220(Δ)/380(Y)	V rms
Parâmetros de circuito Y equivalente			
Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Resistência do estator	R_s	5,11	Ω
Resistência do rotor	R_r	3,24	Ω
Indutância de dispersão do estator	$L_{s\sigma}$	34,9	mH
Indutância de dispersão do rotor	$L_{r\sigma}$	34,9	mH
Indutância mútua	L_m	364,7	mH

- Rotação máxima de 10000 rpm;
 - Amostragem de 1 kHz;
 - Precisão de 0,1%;
 - Alimentação em tensão contínua 15 V;
 - Transmissão analógica da medição de torque em corrente (4-20 mA) ou tensão (0-10 V).
- Dois protótipos de máquinas síncronas de ímã permanente no rotor, projetadas e construídas no LACEPME para esta tese. As MSIPs serão detalhadas nas Seções seguintes;
 - Uma máquina de indução trifásica da fabricante WEG, modelo W22 Plus, cujos dados são apresentados na Tabela 6, obtidos a partir da placa do motor e ensaios a vazio e de rotor bloqueado para levantamento dos parâmetros de circuito equivalente.

APÊNDICE E – PARTICULARIZAÇÕES DAS EXPRESSÕES DE TORQUES ATIVO E REATIVOS AUXILIARES PARA DIFERENTES MSIPS SENOIDAIS E NÃO SENOIDAIS

Neste Apêndice as expressões generalizadas de torque ativo, T_e , e componentes de torque reativo auxiliares, ϱ'_{q0} , ϱ'_{0d} e ϱ'_{dq} , apresentadas no Capítulo 4 são particularizadas para MSIPs senoidais e não senoidais a fim de demonstrar seus relacionamentos com objetivos de controle MTPA.

E.1 MSIPSR senoidal linear

Nessa seção adotam-se as seguintes considerações: a máquina síncrona de ímãs na superfície do rotor é equilibrada; o fluxo concatenado do rotor é idealmente senoidal; a saturação do material magnético é desconsiderada; deformações da forma de onda de indutâncias e fluxo do rotor em função do carregamento são desconsideradas; efeitos da temperatura são desconsiderados.

Em MSIPSRs senoidais lineares a matriz de indutância em referencial síncrono, \mathbf{L}_{dq0} , do modelo dinâmico de tensão (3.15) do Capítulo 3 é assumida constante, invariante à posição do rotor e ao carregamento, e expressa como

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} L_{dd} & M_{dq} & M_{d0} \\ M_{dq} & L_{qq} & M_{q0} \\ M_{d0} & M_{q0} & M_{00} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{bmatrix} \quad (\text{E.1})$$

em que L é a autoindutância de fase abc e M é a indutância mútua de fase abc . Uma vez que tais parâmetros são constantes, $\mathbf{L}_{dq0}/d\theta_e = 0$.

Ao considerar a MSIPSR senoidal, o fluxo concatenado do rotor em referencial síncrono $dq0$ orientado no próprio fluxo do rotor, $\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0}$, resulta em [190]

$$\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{r,d} \\ \lambda_{r,q} \\ \lambda_{r,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{pm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.2})$$

em que λ_{pm} é a magnitude da componente fundamental do fluxo do rotor em referencial $dq0$ utilizando a transformação \mathbf{T} invariante à potência (Apêndice A).

Ao considerar (E.1) e (E.2), é possível particularizar as FCEMCNs \mathbf{E}_{dq0} para a MSIPSR senoidal não saturada a partir de (3.33), (3.34), (3.35) da seção 3.2 do Capítulo 3 de forma que

$$\begin{aligned} E_d &= 0 \\ E_q &= n_p \lambda_{pm} \\ E_0 &= 0. \end{aligned} \quad (\text{E.3})$$

Com base em (E.3) calcula-se as FCEMCNs auxiliares \mathbf{E}'_{dq0} utilizando (4.30), resultando em

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d = 0 \\ E'_q &= E_q = n_p \lambda_{pm} \\ E'_0 &= E_0 = 0. \end{aligned} \quad (\text{E.4})$$

A partir de (E.3) e (E.4) calcula-se, por fim, o torque ativo e componentes de torque reativo auxiliares para a MSIPSR senoidal linear tal que

$$\begin{cases} T_e &= \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} &= n_p \lambda_{pm} i_q \\ \varrho'_{q0} &= i_q E'_0 - i_0 E'_q &= -n_p \lambda_{pm} i_0 \\ \varrho'_{0d} &= i_0 E'_d - i_d E'_0 &= 0 \\ \varrho'_{dq} &= i_d E'_q - i_q E'_d &= n_p \lambda_{pm} i_d \end{cases} \quad (\text{E.5})$$

Em (E.5) avalia-se que somente i_q atua na produção de torque ativo T_e . A condição de operação MTPA generalizada apontada no Capítulo 4 $\varrho'_{q0} = \varrho'_{0d} = \varrho'_{dq} = 0$ é satisfeita com $i_d = i_0 = 0$. Esse resultado alinha-se com os objetivos convencionais de controle de MSIPSRs senoidais lineares [190], demonstrando a validade da particularização da abordagem de torque ativo e reativo auxiliar para expressar objetivos de controle da operação MTPA desta topologia de máquina.

E.2 MSIPSR linear com fluxo fundamental e componente zero

Nessa seção adotam-se as seguintes considerações: a máquina síncrona de ímãs na superfície do rotor é equilibrada; o fluxo concatenado do rotor possui componente fundamental e componentes de eixo zero em referencial $dq0$; a saturação do material magnético é desconsiderada; deformações da forma de onda de indutâncias e fluxo do rotor em função do carregamento são desconsideradas; efeitos da temperatura são desconsiderados.

Assim como na Seção anterior, em MSIPSRs senoidais lineares a matriz de indutância em referencial síncrono, \mathbf{L}_{dq0} , é assumida constante, invariante à posição do rotor e ao carregamento, e expressa como

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} L_{dd} & M_{dq} & M_{d0} \\ M_{dq} & L_{qq} & M_{q0} \\ M_{d0} & M_{q0} & M_{00} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{bmatrix}. \quad (\text{E.6})$$

Com relação ao fluxo do rotor, considera-se que seja composto por componente fundamental e componentes de eixo 0. Assim, $\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0}$, resulta em

$$\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{r,d} \\ \lambda_{r,q} \\ \lambda_{r,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{pm} \\ 0 \\ \lambda_{r,0}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{E.7})$$

em que $\lambda_{r,0}(\theta_e)$ representa a forma de onda da componente 0 de fluxo do rotor, que, em função das componentes harmônicas é função da posição elétrica θ_e . Com (E.7), particulariza-se as FCEMCNs \mathbf{E}_{dq0} a partir de (3.33), (3.34), (3.35) de forma que

$$\begin{aligned} E_d &= 0 \\ E_q &= n_p \lambda_{pm} \\ E_0 &= n_p \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e}. \end{aligned} \quad (\text{E.8})$$

Com base em (E.8) calcula-se as FCEMCNs auxiliares \mathbf{E}'_{dq0} utilizando (4.30), resultando em

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d = 0 \\ E'_q &= E_q = n_p \lambda_{pm} \\ E'_0 &= E_0 = n_p \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e}. \end{aligned} \quad (\text{E.9})$$

A partir de (E.8) e (E.9) calcula-se o torque ativo e componentes de torque reativo auxiliares para a MSIPSR linear de fluxo do rotor com componente fundamental e componentes de eixo 0 tal que

$$\left\{ \begin{array}{l} T_e = \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = n_p \left(\lambda_{pm} i_q + \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e} i_0 \right) \\ \varrho'_{q0} = i_q E'_0 - i_0 E'_q = n_p \left(\frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e} i_q - \lambda_{pm} i_0 \right) \\ \varrho'_{0d} = i_0 E'_d - i_d E'_0 = -n_p \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e} i_d \\ \varrho'_{dq} = i_d E'_q - i_q E'_d = n_p \lambda_{pm} i_d. \end{array} \right. \quad (\text{E.10})$$

Em (E.10) avalia-se que apenas i_q e i_0 atuam na produção de torque ativo T_e . As condições de operação MTPA $\varrho'_{0d} = 0$ e $\varrho'_{dq} = 0$ são satisfeitas com $i_d = 0$, alinhando-se ao conceito MTPA de que se i_d não contribui na produção de torque ativo, essa componente deve ser nula a fim de diminuir a corrente necessária do estator. Ainda, a condição de operação MTPA $\varrho'_{q0} = 0$ é satisfeita com

$$i_0 = \frac{1}{\lambda_{pm}} \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e} i_q. \quad (\text{E.11})$$

Ao aplicar (E.11) em (E.10) tem-se as relações

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{T_e \lambda_{pm}}{n_p \left(\lambda_{pm}^2 + \left(\frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e} \right)^2 \right)} \\ i_0 &= \frac{T_e \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e}}{n_p \left(\lambda_{pm}^2 + \left(\frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e} \right)^2 \right)}. \end{aligned} \quad (\text{E.12})$$

As expressões de correntes i_q e i_0 em (E.12) representam as correntes de referência instantâneas para produzir um torque ativo T_e em MTPA. Essas expressões podem ser utilizadas, alternativamente, como cálculo de referência em malhas de controle de corrente como, similarmente, apresentado em [29, 30].

As expressões de torque ativo e reativo (E.10) caracterizam o Método 2 de controle Capítulo 5.

E.3 MSIPSR linear com fluxo não senoidal sem componente zero

Nessa seção adotam-se as seguintes considerações: a máquina síncrona de ímãs na superfície do rotor é equilibrada; o fluxo concatenado do rotor é não senoidal e desconsidera-se as componentes de eixo zero em referencial $dq0$; a saturação do material magnético é desconsiderada; deformações da forma de onda de indutâncias e fluxo do rotor em função do carregamento são desconsideradas; efeitos da temperatura são desconsiderados.

Assim como na Seção anterior, em MSIPSRs senoidais lineares a matriz de indutância em referencial síncrono, \mathbf{L}_{dq0} , é assumida constante, invariante à posição do rotor e ao carregamento, e expressa como

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} L_{dd} & M_{dq} & M_{d0} \\ M_{dq} & L_{qq} & M_{q0} \\ M_{d0} & M_{q0} & M_{00} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{bmatrix}. \quad (\text{E.13})$$

Com relação ao fluxo do rotor, considera-se que suas componentes de eixo d e q contenham componentes harmônicas de forma que sejam variantes em relação a posição elétrica θ_e e a componente de eixo 0 seja nula. Assim, $\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0}$, resulta em

$$\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{r,d} \\ \lambda_{r,q} \\ \lambda_{r,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{r,d}(\theta_e) \\ \lambda_{r,q}(\theta_e) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.14})$$

em que $\lambda_{r,d}(\theta_e)$ e $\lambda_{r,q}(\theta_e)$ representam as forma de onda das componentes d e q de fluxo do rotor, que, em função das componentes harmônicas, são função da posição elétrica θ_e . Com (E.14), particulariza-se as FCEMCNs \mathbf{E}_{dq0} a partir de (3.33), (3.34), (3.35) de forma que

$$\begin{aligned} E_d &= n_p \left(\frac{d\lambda_{r,d}(\theta_e)}{d\theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) \\ E_q &= n_p \left(\frac{d\lambda_{r,q}(\theta_e)}{d\theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) \\ E_0 &= 0. \end{aligned} \quad (\text{E.15})$$

Com base em (E.15) calcula-se as FCEMCNs auxiliares \mathbf{E}'_{dq0} utilizando (4.30),

resultando em

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d = n_p \left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) \\ E'_q &= E_q = n_p \left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) \\ E'_0 &= E_0 = 0. \end{aligned} \quad (\text{E.16})$$

A partir de (E.15) e (E.16) calcula-se o torque ativo e componentes de torque reativo auxiliares para a MSIPSR linear de fluxo do rotor não senoidal com componente nula de eixo 0 tal que

$$\begin{cases} T_e = \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} &= n_p \left(\left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) i_d + \left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) i_q \right) \\ \varrho'_{q0} = i_q E'_0 - i_0 E'_q &= -n_p \left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) i_0 \\ \varrho'_{0d} = i_0 E'_d - i_d E'_0 &= n_p \left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) i_0 \\ \varrho'_{dq} = i_d E'_q - i_q E'_d &= n_p \left(\left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) i_d - \left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) i_q \right) \end{cases} \quad (\text{E.17})$$

Em (E.17) avalia-se que apenas i_d e i_q atuam na produção de torque ativo T_e . Além disso, a condição de operação MTPA generalizada $\varrho'_{q0} = \varrho'_{0d} = \varrho'_{dq} = 0$ é satisfeita com $i_0 = 0$ e

$$i_d = \frac{\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e)}{\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e)} i_q. \quad (\text{E.18})$$

Ao aplicar (E.18) em (E.17) tem-se as relações

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{T_e}{n_p} \frac{\left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right)}{\left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right)^2 + \left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right)^2} \\ i_q &= \frac{T_e}{n_p} \frac{\left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right)}{\left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right)^2 + \left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right)^2}. \end{aligned} \quad (\text{E.19})$$

As expressões de correntes i_d e i_q em (E.19) representam as correntes de referência instantâneas para produzir um torque ativo T_e em MTPA. Essas expressões podem ser utilizadas, alternativamente, como cálculo de referência em malhas de controle de corrente como, similarmente, apresentado em [29, 30].

As expressões de torque ativo e reativo (E.17) caracterizam o Método 3 de controle Capítulo 5.

E.4 MSIPSR linear com fluxo não senoidal com componente zero

Nessa seção adotam-se as seguintes considerações: a máquina síncrona de ímãs na superfície do rotor é equilibrada; o fluxo concatenado do rotor é não senoidal e considera-se presença de componentes de eixo zero em referencial $dq0$; a saturação do material magnético é desconsiderada; deformações da forma de onda de indutâncias e fluxo do rotor em função do carregamento são desconsideradas; efeitos da temperatura são desconsiderados.

Assim como na Seção anterior, em MSIPSRs senoidais lineares a matriz de indutância em referencial síncrono, \mathbf{L}_{dq0} , é assumida constante, invariante à posição do rotor e ao carregamento, e expressa como

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} L_{dd} & M_{dq} & M_{d0} \\ M_{dq} & L_{qq} & M_{q0} \\ M_{d0} & M_{q0} & M_{00} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{bmatrix}. \quad (\text{E.20})$$

Com relação ao fluxo do rotor, considera-se que suas componentes de eixo d , q e 0 contenham componentes harmônicas de forma que sejam variantes em relação a posição elétrica θ_e . Assim, $\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0}$, resulta em

$$\boldsymbol{\lambda}_{r,dq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{r,d} \\ \lambda_{r,q} \\ \lambda_{r,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{r,d}(\theta_e) \\ \lambda_{r,q}(\theta_e) \\ \lambda_{r,0}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{E.21})$$

em que $\lambda_{r,d}(\theta_e)$, $\lambda_{r,q}(\theta_e)$ e $\lambda_{r,0}(\theta_e)$ representam as forma de onda das componentes d , q e 0 de fluxo do rotor não senoidais em função da posição elétrica θ_e . Com (E.21), particulariza-se as FCEMCNs \mathbf{E}_{dq0} a partir de (3.33), (3.34), (3.35) de forma que

$$\begin{aligned} E_d &= n_p \left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) \\ E_q &= n_p \left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) \\ E_0 &= n_p \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e}. \end{aligned} \quad (\text{E.22})$$

Com base em (E.15) calcula-se as FCEMCNs auxiliares \mathbf{E}'_{dq0} utilizando (4.30), resultando em

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d = n_p \left(\frac{d \lambda_{r,d}(\theta_e)}{d \theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) \\ E'_q &= E_q = n_p \left(\frac{d \lambda_{r,q}(\theta_e)}{d \theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) \\ E'_0 &= E_0 = n_p \frac{d \lambda_{r,0}(\theta_e)}{d \theta_e}. \end{aligned} \quad (\text{E.23})$$

A partir de (E.22) e (E.23) calcula-se o torque ativo e componentes de torque reativo auxiliares para a MSIPSR linear de fluxo do rotor não senoidal tal que

$$\left\{ \begin{array}{l} T_e = \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = n_p \left(\left(\frac{d\lambda_{r,d}(\theta_e)}{d\theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) i_d + \left(\frac{d\lambda_{r,q}(\theta_e)}{d\theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) i_q + \right. \\ \left. + \frac{d\lambda_{r,0}(\theta_e)}{d\theta_e} i_0 \right) \\ \varrho'_{q0} = i_q E'_0 - i_0 E'_q = n_p \left(\frac{d\lambda_{r,0}(\theta_e)}{d\theta_e} i_q - \left(\frac{d\lambda_{r,q}(\theta_e)}{d\theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) i_0 \right) \\ \varrho'_{0d} = i_0 E'_d - i_d E'_0 = n_p \left(\left(\frac{d\lambda_{r,d}(\theta_e)}{d\theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) i_0 - \frac{d\lambda_{r,0}(\theta_e)}{d\theta_e} i_0 \right) \\ \varrho'_{dq} = i_d E'_q - i_q E'_d = n_p \left(\left(\frac{d\lambda_{r,q}(\theta_e)}{d\theta_e} + \lambda_{r,d}(\theta_e) \right) i_d - \left(\frac{d\lambda_{r,d}(\theta_e)}{d\theta_e} - \lambda_{r,q}(\theta_e) \right) i_q \right) \end{array} \right. \quad (\text{E.24})$$

As expressões de torque ativo e reativo (E.24) caracterizam o Método 4 de controle para MSIPSR do Capítulo 5.

E.5 MSIPSR senoidal linear

Os desenvolvimentos dessa seção partem das seguintes considerações: a MSIPSR é equilibrada; o fluxo concatenado do rotor é idealmente senoidal; deformações da forma de onda de indutâncias e fluxo do rotor em função do carregamento são desconsideradas; e efeitos da temperatura são desconsiderados.

Em MSIPSRs senoidais lineares a matriz de indutância em referencial síncrono, \mathbf{L}_{dq0} , do modelo dinâmico de tensão do Capítulo 3 é assumida constante, invariante à posição do rotor e ao carregamento e é expressa como

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} L_{dd} & M_{dq} & M_{d0} \\ M_{dq} & L_{qq} & M_{q0} \\ M_{d0} & M_{q0} & M_{00} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.25})$$

em que L_d é a indutância constante de eixo direto, L_q é a indutância constante de eixo em quadratura e L_0 é a indutância constante de eixo 0. É importante ressaltar que a consideração de parâmetros constantes, e portanto invariantes à posição do rotor, implica em $\frac{d\mathbf{L}_{dq0}}{d\theta_e} = 0$.

A consideração de fluxo senoidal de fase do rotor resulta no seguinte vetor de fluxo em coordenadas síncronas,

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq0} = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{pm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.26})$$

em que λ_{pm} é a magnitude do fluxo concatenado do rotor de eixo direto, considerado constante, invariante à posição do rotor e ao carregamento da máquina. Utilizando (E.25) e (E.26), as FCEMCNs de referencial síncrono $dq0$, \mathbf{E}_{dq0} , calculadas a partir de (3.33),(3.34), (3.35) resultam em

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{n_p}{2} (L_d - L_q) i_q \\ E_q &= \frac{n_p}{2} (L_d - L_q) i_d + n_p \lambda_{pm} \\ E_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.27})$$

Com base em (E.27) calcula-se as componentes de FCEMCNs auxiliares utilizando (4.30) tal que

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d + \frac{n_p}{2} (L_d - L_q) i_q = n_p (L_d - L_q) i_q \\ E'_q &= E_q + \frac{n_p}{2} (L_d - L_q) i_d = n_p (L_d - L_q) i_d + n_p \lambda_{pm} \\ E'_0 &= E_0 = 0. \end{aligned} \quad (\text{E.28})$$

A partir de (E.27) e (E.28) calcula-se, por fim, o torque ativo e componentes de torque reativo auxiliares para a IPMSM senoidal não saturada tal que

$$\left\{ \begin{array}{l} T_e = \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = n_p (L_d - L_q) i_d i_q + n_p \lambda_{pm} i_q \\ \varrho'_{q0} = i_q E'_0 - i_0 E'_q = -n_p (L_d - L_q) i_d i_0 - n_p \lambda_{pm} i_0 \\ \varrho'_{0d} = i_0 E'_d - i_d E'_0 = n_p (L_d - L_q) i_q i_0 \\ \varrho'_{dq} = i_d E'_q - i_q E'_d = n_p (L_d - L_q) (i_d^2 - i_q^2) + n_p \lambda_{pm} i_d. \end{array} \right. \quad (\text{E.29})$$

Em (E.29) as condições $\varrho'_{q0} = 0$ e $\varrho'_{0d} = 0$ para operação MTPA são satisfeitas com $i_0 = 0$. Essa condição alinha-se com o princípio de que, para operação MTPA, i_0 deve ser anulada pois não contribui na produção de torque ativo. A condição $\varrho'_{dq} = 0$ alinha-se com a condição MTPA convencional, modelada em [191], porém seguindo uma abordagem de dedução diferente. Esses resultados alinham-se com os objetivos convencionais de controle de MSIPIRs senoidais lineares, demonstrando, nessa condição, a validade da particularização da abordagem de torque ativo e reativo auxiliar. Uma vez que a máquina MSIPIR não senoidal de teste desta tese (Apêndice C) não apresenta significativa saturação magnética, as expressões (E.29) representam o Método 1 dos testes do Capítulo 5.

As expressões em (E.29) também podem ser escritas em função do fluxo do estator. Para isso, considera-se que o fluxo linear do estator $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0})$ seja tal que

$$\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}) = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{pm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{E.30})$$

A partir de (E.30) as FCEMCNS auxiliares (E.28) são reescritas como

$$\begin{aligned}
 E'_d &= n_p \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} i_q - \psi_q \right) \\
 E'_q &= n_p \left(-\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} i_d + \psi_d \right) \\
 E'_0 &= 0.
 \end{aligned} \tag{E.31}$$

A partir de (E.31), as componentes de torque ativo e reativo auxiliares são calculadas por meio de

$$\left\{ \begin{aligned}
 T_e &= \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\
 \varrho'_{q0} &= i_q E'_0 - i_0 E'_q = n_p \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} i_d - \psi_d \right) i_0 \\
 \varrho'_{0d} &= i_0 E'_d - i_d E'_0 = n_p \left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} i_q - \psi_q \right) i_0 \\
 \varrho'_{dq} &= i_d E'_q - i_q E'_d = n_p \left(-\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} i_d^2 - \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} i_q^2 + \psi_d i_d + \psi_q i_q \right).
 \end{aligned} \right. \tag{E.32}$$

E.6 MSIPIR senoidal com saturação

Os desenvolvimentos desta seção assumem das seguintes considerações: a máquina síncrona de ímãs no interior do rotor é equilibrada; o fluxo concatenado do rotor é idealmente senoidal; a saturação do material magnético é considerada no fluxo do estator; efeitos da temperatura são desconsiderados.

Em MSIPIRs senoidais considerando saturação a matriz de indutância em referencial síncrono, \mathbf{L}_{dq0} , do modelo dinâmico de tensão do Capítulo 3 é função das correntes do estator, porém invariante à posição do rotor, sendo expressa como

$$\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}) = \begin{bmatrix} L_{dd}(\mathbf{i}_{dq0}) & M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}) & M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}) \\ M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}) & L_{qq}(\mathbf{i}_{dq0}) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}) \\ M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}) & M_{00}(\mathbf{i}_{dq0}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(\mathbf{i}_{dq0}) & 0 & 0 \\ 0 & L_q(\mathbf{i}_{dq0}) & 0 \\ 0 & 0 & L_0(\mathbf{i}_{dq0}) \end{bmatrix} \tag{E.33}$$

em que $L_d(\mathbf{i}_{dq0})$, $L_q(\mathbf{i}_{dq0})$ e $L_0(\mathbf{i}_{dq0})$ são, respectivamente, as indutâncias de eixo direto, quadratura e zero, sendo funções das correntes do estator. Cada componente de indutância é função de todas as componentes de corrente a fim de representar os efeitos de saturação direta e cruzada. É importante ressaltar que nesta seção os parâmetros são constantes em relação à posição do rotor, o que implica em $\frac{\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0})}{d\theta_e} = 0$.

O fluxo concatenado senoidal de fase do rotor em coordenadas síncronas, como função do carregamento, é expresso como

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}) = \begin{bmatrix} \lambda_d(\mathbf{i}_{dq0}) \\ \lambda_q(\mathbf{i}_{dq0}) \\ \lambda_0(\mathbf{i}_{dq0}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{pm}(\mathbf{i}_{dq0}) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.34})$$

em que $\lambda_{pm}(\mathbf{i}_{dq0})$ é a magnitude do fluxo concatenado do rotor de eixo direto, invariante à posição do rotor mas função do carregamento da máquina. Utilizando (E.33) e (E.34), as FCEMCNs de referencial síncrono $dq0$, \mathbf{E}_{dq0} , calculadas a partir de (3.33), (3.34) e (3.35), omitindo os argumentos de $\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0})$ e $\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0})$, resultam em

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{n_p}{2} (L_d - L_q) i_q \\ E_q &= \frac{n_p}{2} (L_d - L_q) i_d + n_p \lambda_{pm} \\ E_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.35})$$

Com base em (E.35) calcula-se as componentes de FCEMCNs auxiliares utilizando (4.30) tal que

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}}{\partial i_d} \right)^T \mathbf{i}_{dq0} = n_p \left((L_d - L_q) i_q + \left(\frac{\partial L_d}{\partial i_d} - \frac{\partial L_q}{\partial i_d} \right) i_d i_q + \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_d} i_q \right) \\ E'_q &= E_q + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}}{\partial i_q} \right)^T \mathbf{i}_{dq0} = n_p \left((L_d - L_q) i_d + \lambda_{pm} + \left(\frac{\partial L_d}{\partial i_q} - \frac{\partial L_q}{\partial i_q} \right) i_d i_q + \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_q} i_q \right) \\ E'_0 &= E_0 + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}}{\partial i_0} \right)^T \mathbf{i}_{dq0} = n_p \left(\left(\frac{\partial L_d}{\partial i_0} - \frac{\partial L_q}{\partial i_0} \right) i_d i_q + \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_0} i_q \right) \end{aligned} \quad (\text{E.36})$$

A partir de (E.35) e (E.36) calcula-se, por fim, o torque ativo e componentes de torque reativo auxiliares para a MSIPIR senoidal saturada tal que

$$\left\{ \begin{aligned} T_e &= n_p (L_d - L_q) i_d i_q + n_p \lambda_{pm} i_q \\ \varrho'_{q0} &= n_p \left(\frac{\partial \Delta_L}{\partial i_0} i_d i_q^2 + \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_0} i_q^2 - \frac{\partial \Delta_L}{\partial i_q} i_d i_q i_0 - (L_d - L_q) i_d i_0 - \lambda_{pm} i_0 - \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_q} i_q i_0 \right) \\ \varrho'_{0d} &= n_p \left(\frac{\partial \Delta_L}{\partial i_d} i_d i_q i_0 + (L_d - L_q) i_q i_0 + \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_d} i_q i_0 - \frac{\partial \Delta_L}{\partial i_0} i_d^2 i_q - \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_0} i_d i_q \right) \\ \varrho'_{dq} &= n_p \left(\frac{\partial \Delta_L}{\partial i_q} i_d^2 i_q + (L_d - L_q) (i_d^2 - i_q^2) + \lambda_{pm} i_d \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_q} i_d i_q - \frac{\partial \Delta_L}{\partial i_d} i_d i_q^2 - \frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial i_d} i_d i_q^2 \right) \end{aligned} \right. \quad (\text{E.37})$$

em que

$$\frac{\partial \Delta_L}{\partial i_x} = \frac{\partial L_d}{\partial i_x} - \frac{\partial L_q}{\partial i_x}, \quad x \in \{d, q, 0\}. \quad (\text{E.38})$$

As expressões de torque ativo e reativo auxiliares em (E.37) caracterizam os objetivos para operação MTPA de uma MSIPIR senoidal considerando efeitos de saturação. Ao desconsiderar efeitos de carregamento, $\partial\Delta_L/\partial i_x = 0$ e $\partial\lambda_{pm}/\partial i_x = 0$, o modelo assume a forma de (E.29), como desenvolvido na Seção E.5.

O sistema (E.37) pode ser escrito também em função do fluxo do estator. Considerando que, para este cenário de MSIPIR, o fluxo do estator $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0})$ seja dado por

$$\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}) = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(\mathbf{i}_{dq0}) & 0 & 0 \\ 0 & L_q(\mathbf{i}_{dq0}) & 0 \\ 0 & 0 & L_0(\mathbf{i}_{dq0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{pm}(\mathbf{i}_{dq0}) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{E.39})$$

a manipulação das FCEMCNs auxiliares em (E.36) resulta, omitindo a notação de argumentos de $\boldsymbol{\psi}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0})$, em

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}}{\partial i_d} \right)^T \mathbf{i}_{dq0} = n_p \left(-\psi_q - \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} i_d + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} i_q \right) \\ E'_q &= E_q + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}}{\partial i_q} \right)^T \mathbf{i}_{dq0} = n_p \left(\psi_d - \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} i_d + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} i_q \right) \\ E'_0 &= E_0 + \left(\frac{\partial \mathbf{E}_{dq0}}{\partial i_0} \right)^T \mathbf{i}_{dq0} = n_p \left(-\frac{\partial \psi_q}{\partial i_0} i_d + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_0} i_q \right), \end{aligned} \quad (\text{E.40})$$

de forma que as expressões de torque ativo e reativo auxiliar de (E.37) possam ser escritas como

$$\left\{ \begin{aligned} T_e &= \mathbf{i}_{dq0} \cdot \mathbf{E}_{dq0} = n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ \varrho'_{q0} &= i_q E'_0 - i_0 E'_q = n_p \left(\left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_0} i_q - \frac{\partial \psi_q}{\partial i_0} i_d \right) i_q + \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} i_d - \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} i_q \right) i_0 - \psi_d i_0 \right) \\ \varrho'_{0d} &= i_0 E'_d - i_d E'_q = n_p \left(\left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} i_q - \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} i_d \right) i_0 + \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_0} i_d - \frac{\partial \psi_d}{\partial i_0} i_q \right) i_d - \psi_q i_0 \right) \\ \varrho'_{dq} &= i_d E'_q - i_q E'_d = n_p \left(\left(\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} i_q - \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} i_d \right) i_d + \left(\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} i_d - \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} i_q \right) i_q + \psi_d i_d + \psi_q i_q \right) \end{aligned} \right. \quad (\text{E.41})$$

As expressões em (E.41) caracterizam o torque ativo e reativo auxiliar, expressos em função do fluxo do estator, da MSIPIR senoidal considerando saturação. Ao desconsiderar os efeitos de carregamento tem-se que $\partial\psi_d/\partial i_q = \partial\psi_d/\partial i_0 = 0$ e $\partial\psi_q/\partial i_d = \partial\psi_q/\partial i_0 = 0$, de forma que (E.41) resulta no modelo linear (E.32) da Seção E.5.

As expressões de torque ativo e reativo auxiliares fundamentam os Métodos 1, 2 e 3 dos testes experimentais da MSIPIR da Seção 6.2.

E.7 MSIPIR não senoidal - Particularizações das FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares nos Métodos 1 a 10

Com foco na MSIPIR não senoidal de teste desta tese, detalhada no Apêndice (C), esta seção desenvolve o modelo geral de FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares assumindo as seguintes considerações: a MSIPIR é equilibrada; o fluxo concatenado do rotor possui componentes harmônicas de eixo d, q e 0 de forma que o vetor de fluxo é função da posição elétrica, $\lambda_{dq0}(\theta_e)$; o efeito de carregamento sobre fluxo concatenado do rotor é desconsiderado; as indutâncias aparentes de eixo d, q e 0 possuem componentes harmônicas; o efeito de carregamento sobre as indutâncias aparentes é considerado, porém a variação das indutâncias em função do carregamento é desprezada tal que $d\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)/d\mathbf{i}_{dq0} = 0$, fazendo com que as indutâncias incrementais sejam iguais as indutâncias aparentes; efeitos de temperatura são desconsiderados.

A fim de fornecer o modelo de FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares para a MSIPIR de teste, recupera-se a expressão de indutâncias aparentes $\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e)$ Capítulo 3 tal que

$$\mathbf{L}_{dq0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) = \begin{bmatrix} L_{dd}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{dq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & L_{qq}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \\ M_{d0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{q0}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) & M_{00}(\mathbf{i}_{dq0}, \theta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{E.42})$$

O fluxo concatenado não senoidal de fase do rotor em coordenadas síncronas, como função da posição rotórica, é expresso como

$$\lambda_{dq0}(\theta_e) = \begin{bmatrix} \lambda_d(\theta_e) \\ \lambda_q(\theta_e) \\ \lambda_0(\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (\text{E.43})$$

Utilizando (E.42) e (E.43), as FCEMCNs de referencial síncrono $dq0$, \mathbf{E}_{dq0} , para a MSIPIR de teste, calculadas a partir de (3.33), (3.34) e (3.35), omitindo os argumentos de \mathbf{L}_{dq0} e λ_{dq0} , são

$$E_d = \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dL_{dd}}{d\theta_e} - 2M_{dq} \right) i_d + \left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_q + \left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_0 + 2 \left(\frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - 2\lambda_q \right) \right) \quad (\text{E.44})$$

$$E_q = \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_d + \left(\frac{dL_{qq}}{d\theta_e} + 2M_{dq} \right) i_q + \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_0 + 2 \left(\frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + 2\lambda_d \right) \right) \quad (\text{E.45})$$

$$E_0 = \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_d + \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_q + \left(\frac{dL_{00}}{d\theta_e} \right) i_0 + 2 \frac{d\lambda_0}{d\theta_e} \right). \quad (\text{E.46})$$

Com base nas FCEMCNs (E.44), (E.45) e (E.46) calculam-se as componentes de FCEMCNs auxiliares com base em (4.30) e nas considerações iniciais tal que

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d + \frac{\partial E_d}{\partial i_d} i_d + \frac{\partial E_q}{\partial i_d} i_q + \frac{\partial E_0}{\partial i_d} i_0 \\ &= E_d + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dL_{dd}}{d\theta_e} - 2M_{dq} \right) i_d + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_q + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_0 \\ &= n_p \left(\left(\frac{dL_{dd}}{d\theta_e} - 2M_{dq} \right) i_d + \left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_q + \left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_0 + \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - \lambda_q \right) \end{aligned} \quad (\text{E.47})$$

$$\begin{aligned} E'_q &= E_q + \frac{\partial E_d}{\partial i_q} i_d + \frac{\partial E_q}{\partial i_q} i_q + \frac{\partial E_0}{\partial i_q} i_0 \\ &= E_q + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_d + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dL_{qq}}{d\theta_e} + 2M_{dq} \right) i_q + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_0 \\ &= n_p \left(\left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_d + \left(\frac{dL_{qq}}{d\theta_e} + 2M_{dq} \right) i_q + \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_0 + \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + \lambda_d \right) \end{aligned} \quad (\text{E.48})$$

$$\begin{aligned} E'_0 &= E_0 + \frac{\partial E_d}{\partial i_0} i_d + \frac{\partial E_q}{\partial i_0} i_q + \frac{\partial E_0}{\partial i_0} i_0 \\ &= E_0 + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_d + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_q + \frac{n_p}{2} \left(\frac{dL_{00}}{d\theta_e} \right) i_0 \\ &= n_p \left(\left(\frac{dM_{d0}}{d\theta_e} - M_{q0} \right) i_d + \left(\frac{dM_{q0}}{d\theta_e} + M_{d0} \right) i_q + \left(\frac{dL_{00}}{d\theta_e} \right) i_0 + \frac{d\lambda_0}{d\theta_e} \right) \end{aligned} \quad (\text{E.49})$$

A partir de (E.47), (E.45) e (E.48) é possível calcular o torque ativo e componentes de torque reativo auxiliares para a MSIPIR não senoidal de teste tal que

$$\begin{cases} T_e &= i_d E_d + i_q E_q + i_0 E_0 \\ \varrho'_{q0} &= i_q E'_0 - i_0 E'_q \\ \varrho'_{0d} &= i_0 E'_d - i_d E'_0 \\ \varrho'_{dq} &= i_d E'_q - i_q E'_d \end{cases} \quad (\text{E.50})$$

As expressões de torques (E.50) são escritas e utilizadas na forma compacta tendo em vista a complexidade da resultante forma expandida das FCEMCNs auxiliares para a MSIPIR não senoidal.

Na Seção 6.2 de resultados experimentais com a MSIPIR não senoidal de teste, a máquina é, para efeitos de comparação, controlada seguindo diferentes estratégias de alimentação, nomeadas de Método 1 a 10.

Para o Método 1, considera-se que as expressões de FCEMCN (E.44), (E.45) e (E.46) e FCEMCNs auxiliares (E.47), (E.48) e (E.49) são particularizadas para um cenário de forma que sejam iguais a uma MSIPSR senoidal linear (Apêndice E.5), tal que:

$$\begin{aligned} E_d &= 0 \\ E_q &= n_p \lambda_{pm} \\ E_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.51})$$

e

$$\begin{aligned} E'_d &= 0 \\ E'_q &= n_p \lambda_{pm} \\ E'_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.52})$$

Com (E.52) calculam-se as componentes de torque ativo e reativo auxiliares do Método 1 na etapa de avaliação da função custo do controle FCS-MPTC. No Método 1 não considera-se compensação das ondulações de torque de borda.

Para o Método 2, as expressões de FCEMCNs (E.44), (E.45) e (E.46) e FCEMCNs auxiliares (E.47), (E.48) e (E.49) são particularizadas para o caso de MSIPIR senoidais lineares, como apresentado no Apêndice E.5, de forma que

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{n_p}{2} (L_{dd} - L_{qq}) i_q \\ E_q &= \frac{n_p}{2} (L_{dd} - L_{qq}) i_d + n_p \lambda_{pm} \\ E_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.53})$$

e

$$\begin{aligned} E'_d &= n_p (L_{dd} - L_{qq}) i_q \\ E'_q &= n_p (L_{dd} - L_{qq}) i_d + n_p \lambda_{pm} \\ E'_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.54})$$

No Método 2 não considera-se compensação de torque de borda. O Método 3 considera as mesmas expressões de FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares que o Método 2, (E.53) e (E.54). A diferença entre o Método 2 e 3 está na referência de torque ativo no controle FCS-MPTC. No Método 3 procura-se mitigar as ondulações de torque de borda.

No Método 4 são utilizadas as mesmas FCEMCNs das MSIPSRs não senoidais apresentadas no Apêndice (E.3). No Método 4 desconsideram-se as grandezas de eixo 0 nas FCEMCNS e FCEMCNs auxiliares. Este Método 4 está alinhado com a proposta em [164], adaptado para a não consideração de grandezas de eixo 0.

No Método 5 são utilizadas as mesmas FCEMCNs das MSIPSRs não senoidais apresentadas no Apêndice (E.4). No Método 5 consideram-se as grandezas harmônicas de eixo 0 nas FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares. Este Método 5 está alinhado com a proposta em [164].

O Método 6 está alinhado a estratégia proposta em [135, 142, 148, 157]. No Método 6 as expressões de FCEMCNs (E.44), (E.45) e (E.46) e FCEMCNs auxiliares (E.47), (E.48) e (E.49) são particularizadas considerando: grandezas circuito de eixo 0 desprezadas, tal que $L_{00} = M_{d0} = M_{0d} = M_{q0} = M_{0q} = \lambda_0 = 0$; fluxo do rotor com componentes harmônicas somente em eixo direto e em quadratura tal que $\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) = [\lambda_d(\theta_e) \lambda_q(\theta_e) 0]^T$; matriz de indutância aparente sem componentes harmônicas, apenas com componentes contínuas, tal que $d\mathbf{L}_{dq0}/d\theta_e = 0$; indutâncias aparentes mútuas nulas tal que $M_{dq} = M_{qd} = 0$. Com isso as FCEMCNs no Método 6 são

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{n_p}{2} (L_{dd} - L_{qq}) i_q + n_p \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - n_p \lambda_q \\ E_q &= \frac{n_p}{2} (L_{dd} - L_{qq}) i_d + n_p \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + n_p \lambda_d \\ E_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.55})$$

No Método 6, baseado em [135, 142, 148, 157], as FCEMCNs auxiliares são consideradas iguais às FCEMCNs em (E.55) tal que

$$\begin{aligned} E'_d &= E_d = \frac{n_p}{2} (L_{dd} - L_{qq}) i_q + n_p \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - n_p \lambda_q \\ E'_q &= E_q = \frac{n_p}{2} (L_{dd} - L_{qq}) i_d + n_p \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + n_p \lambda_d \\ E'_0 &= E_0 = 0 \end{aligned} \quad (\text{E.56})$$

Essa consideração procura alinhar os desenvolvimentos desta tese com as proposições de [135, 142, 148, 157]. Em [135, 142, 148, 157] os autores, diferentemente desta tese, indiretamente controlam os torques reativos para valores nulos. Nesta tese os torques reativos auxiliares são controlados para valores nulos para operação MTPA.

No Método 7, as considerações sobre as expressões de FCEMCNs são iguais as do Método 6. Por outro lado, no Método 7 as FCEMCNs auxiliares são apropriadamente calculadas a partir de (E.55), o que resulta em

$$\begin{aligned} E'_d &= n_p (L_{dd} - L_{qq}) i_q + n_p \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - n_p \lambda_q \\ E'_q &= n_p (L_{dd} - L_{qq}) i_d + n_p \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + n_p \lambda_d \\ E'_0 &= 0. \end{aligned} \quad (\text{E.57})$$

No Método 8, as expressões de FCEMCNs (E.44), (E.45) e (E.46) e FCEMCNs auxiliares (E.47), (E.48) e (E.49) são particularizadas considerando: grandezas de circuito de eixo 0 são desconsideradas, de forma que $L_{00} = M_{d0} = M_{0d} = M_{q0} = M_{0q} = \lambda_0 = 0$; fluxo do rotor independente do carregamento; fluxo do rotor com componentes harmônicas somente em eixo direto e em quadratura tal que $\boldsymbol{\lambda}_{dq0}(\theta_e) = [\lambda_d(\theta_e) \lambda_q(\theta_e) 0]^T$; matriz de indutância independente do carregamento; matriz de indutância aparente não senoidal tal que $d\mathbf{L}_{dq0}/d\theta_e \neq 0$; indutâncias aparentes mútuas $M_{d0} = M_{0d} = M_{q0} = M_{0q} = 0$ nulas e indutâncias aparentes mútuas $M_{dq} = M_{qd} \neq 0$. Com isso as FCEMCNs no Método 8 são

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dL_{dd}}{d\theta_e} - 2M_{dq} \right) i_d + \left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_q \right) + n_p \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - n_p \lambda_q \\ E_q &= \frac{n_p}{2} \left(\left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_d + \left(\frac{dL_{qq}}{d\theta_e} + 2M_{dq} \right) i_q \right) + n_p \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + n_p \lambda_d \\ E_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.58})$$

A partir de (E.58) as FCEMCNs auxiliares do Método 8 são

$$\begin{aligned} E'_d &= n_p \left(\left(\frac{dL_{dd}}{d\theta_e} - 2M_{dq} \right) i_d + \left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_q + \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - \lambda_q \right) \\ E'_q &= n_p \left(\left(\frac{dM_{dq}}{d\theta_e} + L_{dd} - L_{qq} \right) i_d + \left(\frac{dL_{qq}}{d\theta_e} + 2M_{dq} \right) i_q + \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + \lambda_d \right) \\ E'_0 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{E.59})$$

No Método 9, as expressões gerais de FCEMCNs (E.44), (E.45) e (E.46) e FCEMCNs auxiliares (E.47), (E.48) e (E.49) são particularizadas considerando que as componentes harmônicas de indutância aparente são negligenciadas de forma que $d\mathbf{L}_{dq0}/d\theta_e = 0$ e $M_{dq} = M_{qd} = M_{d0} = M_{0d} = M_{q0} = M_{0q} = 0$. Com isso as FCEMCNs do Método 9 são

$$\begin{aligned} E_d &= \frac{n_p}{2} \left(L_{dd} - L_{qq} \right) i_q + n_p \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - n_p \lambda_q \\ E_q &= \frac{n_p}{2} \left(L_{dd} - L_{qq} \right) i_d + n_p \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + n_p \lambda_d \\ E_0 &= n_p \frac{d\lambda_0}{d\theta_e}. \end{aligned} \quad (\text{E.60})$$

A partir de (E.60) as FCEMCNs auxiliares do Método 9 são

$$\begin{aligned} E'_d &= n_p \left((L_{dd} - L_{qq}) i_q + \frac{d\lambda_d}{d\theta_e} - \lambda_q \right) \\ E'_q &= n_p \left((L_{dd} - L_{qq}) i_d + \frac{d\lambda_q}{d\theta_e} + \lambda_d \right) \\ E'_0 &= n_p \frac{d\lambda_0}{d\theta_e} \end{aligned} \quad (\text{E.61})$$

No Método 10 as FCEMCNs e FCEMCNs auxiliares são expressas tal como apresentadas em (E.44), (E.45) e (E.46), (E.47), (E.48) e (E.49), sem particularizações adicionais.



EESC • USP