



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Marcelo Vinícius de Paula

**Estudo comparativo de técnicas de minimização de
ondulações de torque de motores de relutância
variável trifásicos para aplicações em veículos elétricos**

Campinas
2018



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Marcelo Vinícius de Paula

Estudo comparativo de técnicas de minimização de ondulações de torque de motores de relutância variável trifásicos para aplicações em veículos elétricos

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho
Coorientador: Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Marcelo Vinícius de Paula, e orientada pelo Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Campinas
2018

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CNPq, 137430/2016-7

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2213-608>

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

P281e Paula, Marcelo Vinícius de, 1991-
Estudo comparativo de técnicas de minimização de ondulações de torque de motores de relutância variável trifásicos para aplicações em veículos elétricos / Marcelo Vinícius de Paula. – Campinas, SP : [s.n.], 2018.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.
Coorientador: Tércio André dos Santos Barros.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Motores de relutância. 2. Torque. 3. Acionamento elétrico - Controle eletrônico. I. Ruppert Filho, Ernesto, 1948-. II. Barros, Tércio André dos Santos, 1987-. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Comparative study of torque ripple minimization techniques for three-phase switched reluctance motors for electric vehicle applications

Palavras-chave em inglês:

Reluctance motors

Torque control

Drives

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Ernesto Ruppert Filho [Orientador]

Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Mateus Giesbrecht

Data de defesa: 03-08-2018

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Comissão Julgadora - Dissertação de Mestrado

Candidato: Marcelo Vinícius de Paula

RA: 190851

Data da Defesa: 03 de Agosto de 2018

Título da Tese: “ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE MINIMIZAÇÃO DE ONDULAÇÕES DE TORQUE DE MOTORES DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL TRIFÁSICOS PARA APLICAÇÕES EM VEÍCULOS ELÉTRICOS”.

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves (ICTS/UNESP)

Prof. Dr. Mateus Giesbrecht (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

DEDICO ESTE TRABALHO AOS
MEUS MAIS IMPORTANTES MES-
TRES: MEUS PAIS (GEYSA E
MARCO ANTÔNIO) E MEUS
AVÓS (JOSÉ PEDRO E APARE-
CIDA).

Agradecimentos

A realização deste trabalho de mestrado contou com importantes apoios e incentivos sem os quais não se teria tornado uma realidade e aos quais serei eternamente grato.

Agradeço

aos meus pais Geysa e Marco Antônio e meus avós José Pedro e Aparecida por seu incentivo e amor imensurável. Obrigado por sempre demonstrarem seu amor e carinho.

à minha linda companheira Letícia por sempre me motivar a seguir em frente nos momentos mais difíceis desta jornada, sempre com muito carinho, altruísmo e sinceridade.

aos meus familiares pelo apoio demonstrado.

aos meus amigos que tornaram o trajeto até aqui repleto de momentos alegres e memoráveis. Obrigado pelas reuniões, churrascos, risadas e histórias compartilhados.

aos colegas dos laboratórios LEPO-2, LEPO-3, NerLab, DEMIC e LEPO-1 por tornarem o ambiente de trabalho agradável e produtivo. Obrigado pelos cafés e discussões que melhoraram tanto meu ânimo quanto meu conhecimento.

aos meus colegas de trabalho do LEPO-1 pelas discussões e elucidações que alcançamos juntos e que contribuíram para a melhoria deste trabalho.

ao meu coorientador Tércio André dos Santos Barros por dividir todo seu conhecimento e pelas constantes demonstrações de sabedoria e humildade.

ao meu orientador Ernesto Ruppert Filho pela oportunidade que me foi dada e pelos conselhos valorosos.

aos demais professores da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp, em especial ao professor Luiz Carlos Pereira da Silva pelos conselhos durante o programa de estágio docente e ao professor Mateus Giesbrecht pelos valorosos conselhos que levaram ao aumento da relevância da pesquisa.

ao CNPq, pelo apoio financeiro sem o qual não seria possível a conclusão desta pesquisa.

à Universidade Estadual de Campinas, especialmente à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação pela estrutura e acessibilidade oferecidas aos estudantes e pesquisadores.

O saber a gente aprende com os mestres e os livros.
A sabedoria, se aprende é com a vida e com os
humildes.

Cora Coralina

Resumo

Para a aplicação de motores de relutância variável (MRV) em veículos elétricos, um dos requisitos é a produção de torque com baixo nível de ondulação. O MRV apresenta vantagens como robustez, simplicidade, baixo custo e tolerância a faltas e desvantagens como alto nível de ondulação de torque e ruído acústico. Este trabalho apresenta uma investigação a respeito de técnicas de controle de torque do MRV para viabilizar aplicações em veículos elétricos. Os princípios de funcionamento do MRV são discutidos para explicar a presença das ondulações de torque e entender a produção das perdas elétricas. Apresenta-se também o controle de velocidade para o MRV com ângulos de disparo fixos e variáveis. Posteriormente, técnicas eletrônicas de controle de torque instantâneo (CTI) e de controle de torque médio (CTM), como perfilamento de corrente através de funções de divisão de torque (FDT), controle direto de torque (CDT), controle direto de torque instantâneo (CDTI) e controle direto de torque médio (CDTM) são apresentadas. Propõe-se uma nova forma de calcular o fluxo magnético concatenado de referência para o CDT visando minimizar as ondulações de torque. Também é proposta a utilização de tabelas de consulta com ângulos de disparo ótimos para diminuir as ondulações de torque nos métodos CDTI e FDT. Simulações computacionais foram feitas para verificar os algoritmos de controle. As simulações mostram que a FDT senoidal retorna um menor nível de ondulação de torque em velocidades inferiores a 10 rad/s . Entre 10 e 150 rad/s o CDTI apresentou melhor desempenho. Acima desta velocidade o CDTM apresentou melhor performance. O CDT, mesmo com a referência de fluxo magnético concatenado sugerida é competitivo apenas abaixo da velocidade de base. Com os resultados encontrados fica evidente que o MRV pode ser utilizado para aplicações que requerem baixo nível de ondulação de torque como na tração de veículos elétricos. Uma análise das perdas elétricas é apresentada para pontos abaixo e acima da velocidade de base. O CDTI retorna os maiores níveis de perdas no núcleo para os pontos estudados. O menor índice de perdas ocorre com o uso da FDT exponencial, para operação abaixo da velocidade de base, e com a FDT linear, para operação acima da velocidade de base. O CDT é o método que apresenta os maiores indicadores de perdas elétricas. Os resultados auxiliam na escolha do método de controle de conjugado considerando as perdas elétricas de acordo com o método, e demonstram que o MRV é competitivo às outras máquinas utilizadas na indústria para aplicações que requerem baixo nível de ondulação de torque como aplicações em veículos elétricos.

Palavras-chave: Motor de relutância variável, minimização de ondulações de conjugado, controle de torque médio, controle de torque instantâneo.

Abstract

Low torque ripple is one of the requirements for switched reluctance machines application in electric vehicles drives. SRMs present advantages as ruggedness, simplicity, low cost and fault tolerance and disadvantages as high torque ripple and acoustic noise production. The current work presents an investigation regarding torque control techniques to enable electric vehicle drives applications. The SRM working principles are discussed to understand the torque ripple presence and the electric losses production. Then, fixed and variable angles speed control are presented. Electronic techniques of instantaneous torque control (ITC) and average torque control (ATC) as current profiling through torque sharing functions (TSF), direct torque control (DTC), direct instantaneous torque control (DITC) and direct average torque control (DATC) are presented. A novel variable flux linkage reference for DTC and the use of look up tables with firing angles for TSFs and DITC are proposed. Computational simulations are used to verify the control algorithms. The simulations show that the senoidal TSF return smaller torque ripple bellow 10 rad/s . DITC presents better performance between 10 and 150 rad/s . Above 150 rad/s , DATC excels. Even with the variable flux reference suggested, DTC is competitive only bellow base speed. The results show that SRM are competitive and can be used in applications that require low torque ripple as electric vehicle drives. An electrical losses analysis is presented for both bellow and above base speed. DITC returns the higher core losses for the studied points. The lower electric losses is obtained when the exponential TSF is used in bellow base speed operation and when linear TSF is used in above base speed operation. The higher losses indicators occur when DTC is used. The results assist the choice of the preferred torque control method according to operation point and considering the electric losses, and demonstrate that SRM are competitive to other machine topologies used in industry for low torque ripple applications as electric vehicle drives.

Keywords: Switched reluctance machines, torque ripple minimization, average torque control, instantaneous torque control.

Lista de Figuras

1.1	Emissões totais de GEE em 2016	21
1.2	Diferentes topologias de veículos elétricos híbridos e híbridos com <i>plug-in</i> : a) Topologia série; b) Topologia paralelo; c) Topologia série-paralelo.	23
2.1	Estrutura de um MRV 8/6 de quatro fases.	29
2.2	Perfil de indutância com indicação do modo de operação de acordo com o momento de acionamento.	31
2.3	Circuito equivalente de uma fase.	33
2.4	Variação de indutância de acordo com a posição angular do rotor: a) Perfil de indutância para um ciclo elétrico de uma fase da máquina de relutância variável; b) Estrutura física de um MRV 8/6 com demarcação das principais posições do rotor (θ_a , θ_{id} , θ_d e θ_{ia}).	34
2.5	Representação gráfica da variação de coenergia: a) Fluxo magnético concatenado de acordo com a posição angular do rotor e a intensidade da corrente elétrica na fase; b) Energia magnética e coenergia para acionamento no ângulo θ_1 ; c) Energia magnética e coenergia para acionamento no ângulo θ_2 ; d) Variação de coenergia entre os ângulos θ_1 e θ_2	35
2.6	Plano torque-velocidade de operações para MRV.	37
2.7	Operação no modo motor com histerese de corrente abaixo da velocidade de base e com pulso único de tensão acima da velocidade de base.	38
2.8	Modelo completo para simulação numérica de uma máquina de relutância variável	39
2.9	Tabelas de consulta obtidas a partir das curvas de magnetização. a) $I_k(\lambda_k, \theta)$; b) $T_e(I_k, \theta)$	40
2.10	Circuito esquemático do conversor eletrônico de potência em meia ponte assimétrica para acionamento de um MRV trifásico.	40
2.11	Estados de funcionamento de um conversor AHB: a) Magnetização ou estado positivo (1); b) Roda livre ou estado nulo (0); c) Desmagnetização ou estado negativo (-1).	41
2.12	Diagrama de blocos do controle de velocidade para um MRV.	46
2.13	Controle de torque médio em malha fechada	47

3.1	Formas de ondas típicas para operação por: a) histerese de corrente; b) pulso único de tensão. Detalhes nos ângulos de início de produção de torque (1) e extinção (2).	51
3.2	Controle de velocidade com ângulos de disparo fixos.	53
3.3	Lógica de composição de sinais de acionamento.	53
3.4	Controle de velocidade com ângulos de disparo variáveis.	55
3.5	Força contra eletromotriz em função da posição do rotor para corrente elétrica nominal e velocidade de 96 rad/s (916, 73 rpm).	56
3.6	Resposta do controle de velocidade com ângulos fixos para uma entrada em rampa de velocidade. a) Velocidade instantânea; b) Torque eletromagnético; c) Correntes elétricas nas fases; d) Fluxos magnéticos concatenados pelas fases.	57
3.7	Formas de onda para do torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para o controle de velocidade com ângulos fixos a uma velocidade de: a) 30 rad/s; b) 80 rad/s; e c) 140 rad/s.	58
3.8	Resposta do controle de velocidade com ângulos variáveis para uma entrada em rampa de velocidade. a) Velocidade instantânea; b) Torque eletromagnético; c) Correntes elétricas nas fases; d) Fluxos magnéticos concatenados pelas fases.	59
3.9	Formas de onda para do torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para o controle de velocidade com ângulos variáveis com acionamento por histerese de corrente a uma velocidade de: a) 30 rad/s; b) 80 rad/s; e c) 140 rad/s.	60
3.10	Resposta para uma entrada em rampa de velocidade de referência para acionamento por pulso único de tensão: a) Velocidade instantânea; b) Torque eletromagnético; c) Correntes elétricas nas fases; d) Fluxos magnéticos concatenados pelas fases.	61
3.11	Formas de onda para do torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para o controle de velocidade com ângulos variáveis com acionamento por pulso único de tensão a uma velocidade de: a) 170 rad/s; e b) 220 rad/s.	62
4.1	Representação gráfica das tabelas de consulta com os valores ótimos dos parâmetros de controle para minimização do nível de ondulação de torque: a) Ângulo de acionamento; b) Ângulo de desligamento; c) Corrente elétrica de referência.	65
4.2	Estrutura utilizada para estimar o torque médio produzido por uma fase do MRV.	66

4.3	Representação em domínio do tempo das grandezas utilizadas na estimativa de energia mecânica envolvida.	67
4.4	Diagrama de blocos para o controle de torque médio direto.	67
4.5	Formas de onda do torque de referência por fase e divisão de setores para as FDT: a) linear; b) senoidal; c) exponencial; d) cúbica.	72
4.6	Tabela de consulta de corrente elétrica em função do torque de referência e da posição do rotor ($i_k(T^*, \theta)$).	73
4.7	Diagrama de blocos para o perfilamento de corrente por FDT com ângulos de disparo variáveis.	74
4.8	Divisão de setores para um MRV trifásico.	76
4.9	Definição de vetores de estado de tensão para o CDT.	77
4.10	Vetores de estados definidos e representação de um ciclo completo do vetor de fluxo magnético concatenado do estator para um MRV trifásico.	78
4.11	Fluxo magnético concatenado de referência de acordo com a velocidade de rotação da máquina para a MRV utilizada neste estudo.	80
4.12	Diagrama de blocos para o controle direto de torque.	81
4.13	Forma de onda da corrente elétrica nas fases produzida quando CDTI é utilizado.	82
4.14	Máquinas de estado para histerese de CDTI: a) Fase a montante; b) Fase a jusante e condução única.	83
4.15	Forma de onda do torque eletromagnético total instantâneo e da corrente elétrica nas fases demonstrando a estratégia de controle.	84
4.16	Diagrama de blocos para o controle direto de torque instantâneo.	85
5.1	Formas de onda da corrente elétrica na fase, do torque produzido por cada fase, da energia mecânica estimada e do torque médio estimado pelo circuito da Figura 4.2 para o CDTM com operação variando de 79 rad/s a 79,6 rad/s.	89
5.2	Respostas do CDTM de acordo com a Simulação (C): a) Velocidade; b) Resposta do fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Resposta da corrente elétrica nas fases; d) Resposta do torque médio e instantâneo.	90
5.3	Formas de ondas para a FDT linear para a condição da Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.	91
5.4	Formas de ondas para a FDT senoidal para a Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.	92

5.5	Formas de ondas para a FDT exponencial nas condições da Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.	93
5.6	Formas de ondas para a FDT cúbica para a Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.	94
5.7	Formas de ondas dos torques nas fases (T_k) e da corrente elétrica nas fases (i_k) para as FDT estudadas nas velocidades de 30 rad/s, 50 rad/s e 90 rad/s. Destaque nas regiões onde existe erro entre a referência e o valor instantâneo da grandeza.	95
5.8	Fluxo magnético concatenado total em coordenadas estacionárias para os métodos estudados. a) FDT cúbica; b) FDT exponencial; c) FDT senoidal; d) FDT linear; e) CDTI; f) CDTM; e g) CDT.	96
5.9	Formas de ondas para o CDT para a Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneo e de referência do fluxo magnético concatenado em coordenadas estacionárias; c) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total.	97
5.10	Formas de ondas para o CDTI para a Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total produzido.	98
5.11	Nível de ondulação do torque eletromagnético produzido sem controle de torque por toda a faixa de velocidades de operação da máquina.	99
5.12	Nível de ondulação do torque eletromagnético produzido com as diferentes FDT estudadas por toda a faixa de velocidades de operação da máquina com o método.	100
5.13	+	101
5.14	Comparação dos métodos estudados no ponto (2 N.m, 50 rad/s): a) Ondulação de torque; b) Corrente eficaz; c) Número de chaveamentos; d) Fluxo magnético concatenado máximo.	106
5.15	Comparação dos métodos estudados no ponto (2 N.m, 130 rad/s): a) Ondulação de torque; b) Corrente eficaz; c) Número de chaveamentos; d) Fluxo magnético concatenado máximo.	107
B.1	Modelo utilizado para indicar quando cada fase pode ser habilitada.	115
B.2	Lógica de chaveamento <i>soft-chopping</i>	115
B.3	Modelo do conversor meia ponte assimétrica.	116

B.4	Diagrama do CDTM no MATLAB/Simulink.	116
B.5	Tabelas de consulta para o CDTM.	116
B.6	Diagrama do CDTI no MATLAB/Simulink.	117
B.7	Lógica para determinar a condição da fase para o CDTI.	117
B.8	Lógica para determinar o sinal de estado de cada fase para o CDTI.	118
B.9	Geração de sinais de <i>gate drive</i> para as fases no CDTI.	118
B.10	Seleção de sinais de <i>gate drive</i> utilizados no acionamento do CDTI.	119
B.11	Diagrama do CDT no MATLAB/Simulink.	119
B.12	Lógica usada para realizar a transformada de Clarke e seleção de setor no CDT.	119
B.13	Regulador de torque do CDT.	120
B.14	Regulador de fluxo magnético concatenado do CDT de acordo com a Equação (4.23).	120
B.15	Lógica para análise da condição de torque e fluxo magnético concatenado do CDT.	120
B.16	Diagrama do perfilamento de corrente com FDT no MATLAB/Simulink.	120
B.17	FDT juntamente com a tabela de consulta para transformar a referência de torque em referência de corrente elétrica.	121
C.1	Formas de onda da velocidade, da corrente elétrica na fase, do fluxo magnético concatenado e do torque eletromagnético produzido para o CDTM com operação de acordo com a Simulação (A).	123
C.2	Formas de onda da velocidade, da corrente elétrica na fase, do fluxo magnético concatenado e do torque eletromagnético produzido para o CDTM com operação de acordo com a Simulação (B).	123
C.3	Formas de onda para a FDT linear para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	124
C.4	Formas de onda para a FDT linear para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	125

C.5	Formas de onda para a FDT senoidal para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	126
C.6	Formas de onda para a FDT senoidal para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	127
C.7	Formas de onda para a FDT exponencial para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	128
C.8	Formas de onda para a FDT exponencial para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	129
C.9	Formas de onda para a FDT cúbica para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	131
C.10	Formas de onda para a FDT cúbica para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.	132
C.11	Formas de onda para o CDT para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do fluxo concatenado em coordenadas estacionárias; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético.	134

C.12 Formas de onda para o CDT para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do fluxo concatenado em coordenadas estacionárias; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético. 135

C.13 Formas de onda para o CDTI para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Torque eletromagnético produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total produzido. 137

C.14 Formas de onda para o CDTI para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Torque eletromagnético produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total produzido. 138

Lista de Tabelas

2.1	Aplicações de máquinas de relutância variável.	32
3.1	Lógica de chaveamento aplicada pelo <i>soft-chopping</i>	54
4.1	Vetores de tensão que podem ser aplicados ao conversor AHB	77
4.2	Tabela de chaveamento CDT para um motor de relutância variável trifásico	78
4.3	Coeficientes A_i , B_i e C_i para a função $\lambda_{dec}(\omega)$	80
4.4	Tabela de aplicação de estados para CDTI em um MRV trifásico.	85
5.1	Resultados obtidos para as simulações (A) e (B).	88
5.2	Comparação de estratégias de controle para MRV trifásico no ponto de operação (2 N.m, 50 rad/s).	103
5.3	Comparação de estratégias de controle para MRV trifásico no ponto de operação (2 N.m, 130 rad/s).	105

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Organização do trabalho	26
2	Estado da arte do controle de motores de relutância variável	28
2.1	Noções gerais sobre máquinas de relutância variável	28
2.2	Princípio de funcionamento	31
2.2.1	Características elétricas	31
2.2.2	Produção de torque	34
2.2.3	Modos de operação	37
2.2.4	Modelagem matemática de uma máquina de relutância variável	38
2.3	Acionamento de máquinas de relutância variável	39
2.4	Perdas elétricas na máquina de relutância variável	43
2.4.1	Perdas no cobre	43
2.4.2	Perdas no ferro	44
2.4.3	Perdas no conversor eletrônico de potência	44
2.5	Estado da arte sobre controle de motores de relutância variável	45
2.5.1	Controle de velocidade	45
2.5.2	Controle de torque médio (CTM)	46
2.5.3	Controle de torque instantâneo (CTI)	47
2.6	Considerações Finais	49
3	Controle de velocidade de motores de relutância variável	50
3.1	Influência dos ângulos de acionamento sobre o funcionamento da máquina de relutância variável	50
3.2	Controle com ângulos de disparo fixos	52
3.3	Controle com ângulos de disparo variáveis	54
3.4	Simulações computacionais	55
3.4.1	Resultados de simulação para o controle de velocidade com ângulos fixos	56
3.4.2	Resultados de simulação para o controle de velocidade com os ângulos variáveis	58
3.5	Considerações finais	62

4	Controle de torque de motores de relutância variável	63
4.1	Controle de torque médio	63
4.1.1	Estimativa de torque médio em operação	65
4.1.2	Controle direto de torque médio (CDTM)	66
4.2	Controle de torque instantâneo (CTI)	68
4.2.1	Estimativa de torque instantâneo	68
4.2.2	Perfilamento de corrente baseado em funções de divisão de torque (FDT)	69
4.2.3	Controle direto de torque (CDT)	74
4.2.4	Controle direto de torque instantâneo (CDTI)	81
4.2.5	Considerações finais	86
5	Resultados obtidos com as técnicas de controle de torque utilizadas	87
5.1	Controle de torque médio	88
5.1.1	Controle direto de torque médio	88
5.2	Controle de torque instantâneo	90
5.2.1	Funções de divisão de torque	90
5.2.2	Controle direto de torque	95
5.2.3	Controle direto de torque instantâneo	97
5.3	Comparação da produção de ondulação de torque eletromagnético	98
5.3.1	Comparação entre as FDT	100
5.3.2	Comparação geral	100
5.4	Análise comparativa das perdas elétricas	102
6	Conclusões	108
6.1	Trabalhos futuros	110
6.2	Lista de publicações resultantes desta pesquisa	111
6.2.1	Artigos publicados em periódicos	111
6.2.2	Artigos publicados em anais de congresso	111
6.2.3	Artigos aceitos para publicação	112
	Anexos	113
A	Dados do motor de relutância variável utilizado	114
B	Modelos realizados no MATLAB/Simulink	115
C	Resultados obtidos para a Simulação A e para a Simulação B	122
C.1	Controle direto de torque médio	122
C.2	Perfilamento de corrente através de funções de divisão de torque	123
C.2.1	FDT linear	123

C.2.2	FDT senoidal	126
C.2.3	FDT exponencial	127
C.2.4	FDT cúbica	130
C.3	Controle direto de torque	133
C.4	Controle direto de torque instantâneo	136

Capítulo 1

Introdução

As emissões de gases de efeito estufa (GEE) aumentaram consideravelmente nos últimos anos. Dados divulgados pela *PBL Netherlands Environmental Assessment Agency* mostram um aumento das emissões de CO_2 de aproximadamente 15 gigatoneladas entre os anos de 1990 e 2016 [1].

Uma análise feita pelo *Intergovernmental Panel on Climate Change* revelou que quando todos os gases do efeito estufa são considerados na análise, o setor de transportes contribui com a segunda maior parcela das emissões de GEE e esta porcentagem aumenta consideravelmente a cada ano. Vale notar que neste estudo a matriz energética considerada é a dos Estados Unidos da América. Em 2014 as emissões de GEE do setor de transporte chegaram a 14,3% do total das emissões [2]. Em 2016 as emissões feitas pelo setor de transporte chegaram em 28%, se igualando às emissões do setor de geração de energia elétrica como mostrado na Figura 1.1 [3], onde AQUT indica as emissões de GEE feitas decorrentes da agricultura, queimadas e outros usos da terra.

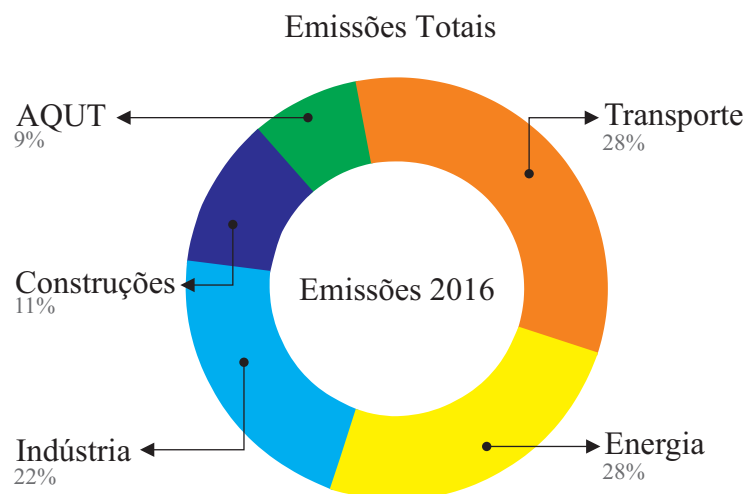


Figura 1.1: Emissões totais de GEE em 2016

Considerando isto, a eletrificação do setor de transportes tem um grande potencial para diminuir as emissões de GEE no mundo. Estudos feitos pelo *National Renewable Energy Laboratory* mostram que as emissões de GEE feitas por veículos elétricos (VE) podem ser até 4 vezes menores que as feitas por veículos propelidos com um motor a combustão interna (MCI) [4]. Deste modo, a crescente demanda mundial por sustentabilidade e redução de impactos ambientais encorajam a eletrificação veicular, buscando reduzir a emissão de poluentes.

A eletrificação veicular pode ocorrer de duas formas distintas. A primeira consiste em fazer com que os sistemas mecânicos e hidráulicos do carro sejam substituídos por sistemas elétricos, a outra forma consiste em tornar a propulsão do veículo parcial ou totalmente elétrica. Nos casos onde não existem aspectos de propulsão envolvidos na eletrificação, os veículos são chamados de veículos mais elétricos ou VMEs. Já nos casos onde a eletrificação é referente à propulsão do veículos, os veículos podem ser classificados em veículos elétricos com bateria (VEB) ou veículos elétricos híbridos (VEH) e híbridos com *plug-in* (VEHP) [5,6].

Os veículos elétricos à bateria têm propulsão inteiramente elétrica, possuem grandes bancos de bateria e autonomia reduzida além de apresentarem a capacidade de recarga das baterias pela rede elétrica.

Os VEH e os VEHP possuem em sua topologia uma combinação de motor à combustão interna e motor elétrico. Possuem um banco de baterias reduzido e autonomia elevada graças ao motor a combustão interna, fato que também eleva o nível de emissões de GEEs em comparação aos veículos puramente elétricos. Existem as topologias série, paralelo e série-paralelo como mostrado na Figura 1.2.

Na topologia série (Figura 1.2(a)) a propulsão é inteiramente elétrica. O motor a combustão interna é utilizado como máquina primária de um gerador que fornece energia para um barramento de corrente contínua através de um conversor eletrônico de potência. Neste barramento são conectados um banco de baterias e um conversor eletrônico de potência que alimenta o motor elétrico responsável pela propulsão do veículo. Existe a possibilidade de recarga da bateria através da rede elétrica externa para os VEHP.

Na topologia paralela (Figura 1.2(b)) a propulsão é feita de forma combinada através de acoplamento mecânico entre o motor elétrico e o motor à combustão interna. O motor elétrico é acionado através de um conversor eletrônico de potência e o banco de baterias, para os VEHP, só pode ser carregado através da rede elétrica externa.

A topologia série-paralelo (Figura 1.2(c)) é uma combinação das duas topologias apresentadas anteriormente. A propulsão é realizada de forma combinada como na topologia paralela e o motor a combustão interna atua também como máquina primária para

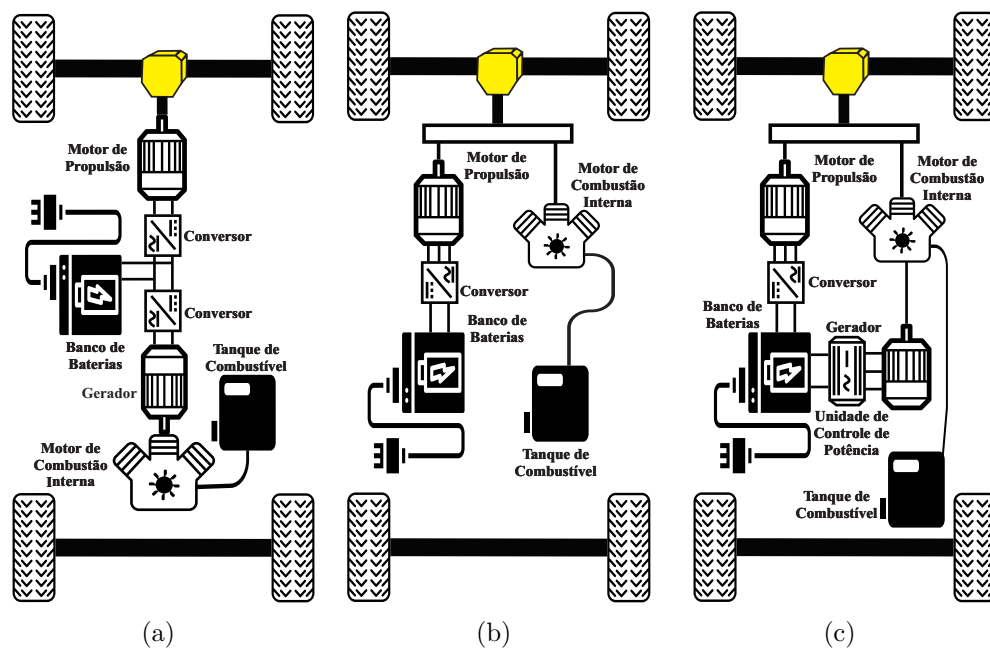


Figura 1.2: Diferentes topologias de veículos elétricos híbridos e híbridos com *plug-in*: a) Topologia série; b) Topologia paralelo; c) Topologia série-paralelo.

um gerador elétrico que, através de um conversor eletrônico, fornece energia para o banco de baterias quando necessário. O banco de baterias pode ser carregado através da rede elétrica externa nos VEHP.

A máquina elétrica escolhida para um sistema de propulsão de um veículo elétrico deve satisfazer uma série de requisitos e respeitar vários fatores como volume e peso do motor, aceleração, velocidade máxima e fonte de energia. Os principais requisitos são [5,6]: a) Alta densidade de potência; b) Alta densidade de torque; c) Capacidade de torque de pico; d) Alta razão de torque por inércia; e) Faixa larga de velocidade de operação; f) Alta eficiência; g) Baixo ruído acústico; h) Robustez contra interferências eletromagnéticas; i) Confiabilidade e robustez; j) Tolerância a faltas; k) Baixa frequência de manutenção; l) Tamanho e peso reduzidos; m) Baixo custo; n) Autonomia elevada.

Alta densidade de torque e de potência acarretam em volume e peso reduzidos para a máquina elétrica especificada. Aceleração elevada é assegurada com alta razão de torque por inércia. A alta eficiência garante maior autonomia.

Diversas máquinas elétricas satisfazem grande parte desses requisitos, como as máquinas de corrente contínua (MCC), as máquinas de indução (MI), as máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP) e as máquinas de relutância variável [7–13].

O controle de MCC para aplicações em VE já é consolidado e tem implementação simples, podendo ser realizado sem a utilização de eletrônica de potência. Entretanto, a presença de comutadores e de escovas fazem com que manutenções frequentes sejam

necessárias e limitam a velocidade máxima da máquina. O processo de comutação ainda gera altos níveis de interferência eletromagnética. A baixa densidade de potência, a baixa eficiência, o peso e o tamanho elevados são desvantagens para a aplicação de MCC em VE.

As MI apresentam eficiência elevada e maior densidade de potência que as MCC. Manutenções são menos frequentes pela ausência de escovas e comutadores. Por outro lado, o controle das MI é mais complexo. Sua principal desvantagem é a baixa eficiência para pequenas cargas e faixa de velocidades de operação limitada [14, 15].

As MSIP apresentam alta densidade de torque e potência e, conseqüentemente, menor peso e volume. As perdas nas MSIP são reduzidas devido à ausência de enrolamentos no rotor promovendo menores perdas elétricas. Os ímãs permanentes podem ser colocados abaixo da superfície do rotor para gerar mais torque de relutância, o que aumenta a robustez e capacidade de torque [16]. A alta capacidade de torque remete em uma larga faixa de velocidades de operação. Contudo, por se tratarem de máquinas de construção complexa em razão da necessidade de ímãs permanentes no rotor, as MSIP têm alto custo de produção e são sensíveis às altas temperaturas devido à presença de ímãs permanentes em sua estrutura.

As máquinas de relutância variável possuem como principais vantagens sua estrutura simples sem bobinas e materiais raros no rotor, o que diminui o custo, facilita sua construção, aumenta a robustez, dispensa uso de escovas e de comutadores, oferece a possibilidade de operação em altas temperaturas e com altas variações de temperatura desde que esta variação seja limitada à classe de isolamento, apresenta alta confiabilidade e tolerância a faltas, faixa de velocidades de operação larga, alta eficiência e alta densidade de torque e potência, fazendo dos MRV fortes candidatos para aplicações em propulsão de veículos elétricos [17–21].

As principais desvantagens do MSIP para aplicações em tração de VE são o preço e a presença de ímãs permanentes. Por outro lado, os MI apresentam baixa densidade de torque e potência. Com isso, os MRV surgem como uma alternativa para tais aplicações. De modo geral, os MRV apresentam maior torque de partida, densidade de potência, confiabilidade, vida útil, simplicidade de construção e o menor custo de produção [22].

Apesar das vantagens apresentadas, as máquinas de relutância variável dependem de conversores eletrônicos para seu acionamento. Seu controle é complexo devido às não linearidades apresentadas, além disso, os motores de relutância variável operam com uma eficiência e fator de potência menor que os MSIP, pois suas perdas são mais elevadas. As máquinas de relutância variável são máquinas elétricas com dupla saliência e características não lineares e por isto, estas máquinas apresentam um nível alto de ruído acústico e grandes ondulações no torque produzido, sendo estas as principais desvantagens desta máquina.

A mitigação destas desvantagens é alvo de estudos, podendo ser feita através de técnicas de controle eletrônico ou modificações estruturais na máquina [23–25]. Os métodos que realizam alterações de projeto consistem em manipular a estrutura da máquina visando controlar o fluxo magnético concatenado pelas fases, fazendo com que a variação de relutância durante os ciclos seja menor, resultando em menores ondulações de torque, por outro lado, estas estratégias tendem a diminuir a faixa de velocidades de operação da máquina pois diminuem a razão de torque por Ampère. Em contrapartida, o controle eletrônico visa diminuir as ondulações de conjugado manipulando um conjunto de parâmetros de controle (corrente elétrica na fase, ângulo de acionamento, ângulo de desligamento e diferença de potencial aplicada à fase) que regem o funcionamento da máquina de relutância variável. Estes parâmetros podem ser controlados de forma direta ou indireta.

O principal objetivo deste trabalho é investigar diversos métodos de controle eletrônico de torque de motores de relutância variável, explicar em detalhes a implementação destes métodos e compará-los em relação à eficiência do controle, de acordo com o nível de ondulação de torque, de modo a indicar qual técnica é mais adequada para cada faixa de velocidades, além de expor como a minimização das ondulações de conjugado estão relacionadas às perdas no núcleo, no cobre e por chaveamento.

Existem duas classificações de técnicas de controle eletrônico de torque para MRV, o controle de torque instantâneo (CTI) e o controle de torque médio (CTM). Para cada uma destas existem diversas técnicas de controle. Dentre as técnicas CTI, este trabalho investiga o perfilamento de corrente através das funções de divisão de torque (FDT) mais comuns na literatura, o controle direto de torque (CDT) e o controle direto de torque instantâneo (CDTI). Além disso, a técnica de CTM intitulada controle direto de torque médio (CDTM) é investigada.

Os trabalhos encontrados na revisão de literatura, em sua grande maioria, investigam apenas um dos métodos nomeados acima. Grande parte dos trabalhos não contextualizam a utilização do MRV. Alguns trabalhos fazem a comparação de até três técnicas ou até mesmo de uma técnica CTI e uma CTM. As perdas são consideradas nestas comparações com pouca frequência. Posto isto, a literatura é carente de trabalhos comparativos para diversas técnicas em ambas as classificações de controle de conjugado (CTI e CTM) que relacionem as perdas geradas por cada método de controle. Em vista disso, este trabalho visa contribuir de forma didática com a apresentação de diversas técnicas de controle de torque e de variantes destas estratégias de controle, considerando as perdas por chaveamento, no núcleo magnético e no cobre do motor, demonstrando suas vantagens e desvantagens e apontando situações para sua utilização.

1.1 Organização do trabalho

No Capítulo 2 apresentam-se os princípios de funcionamento da máquina de relutância variável, detalhando os seus modos de operação, o processo de modelagem da máquina e os métodos de acionamento. Apresenta-se, também, uma análise das perdas elétricas da máquina elétrica estudada. Ao final do capítulo é apresentado o estado da arte na literatura sobre os métodos de controle do MRV, contemplando o controle de velocidade, controle de torque médio e controle de torque instantâneo.

Para o estudo de métodos de minimização de ondulações de torque para o MRV, primeiramente é necessário entender o funcionamento dos sistemas de controle de velocidade da máquina, também conhecidos nos veículos elétricos como controle de cruzeiro. No Capítulo 3 apresenta-se um método de controle de velocidade para veículos elétricos através do controle da corrente elétrica do MRV que conta com variação dos ângulos de acionamento do conversor eletrônico de potência e pode operar em toda a faixa de velocidades da máquina.

No Capítulo 4 são tratados os métodos de controle de torque para um MRV trifásico. São apresentados métodos de controle de torque médio e controle de torque instantâneo. O método estudado para controle de torque médio é conhecido como controle direto de torque médio. Já para o controle de torque instantâneo são apresentados três métodos e algumas derivações destes métodos. Os métodos de CTI estudados são o controle direto de torque adaptado do controle de máquinas de indução, o controle por perfilamento de corrente através de funções de divisão de torque e o controle direto de torque instantâneo. São ainda apresentadas técnicas de estimativa de torque médio e instantâneo que podem ser utilizadas nos métodos de controle mencionados.

Os resultados das simulações computacionais são apresentados no Capítulo 5. Primeiramente os resultados do controle de velocidade em diversas velocidades são apresentados para demonstrar o comportamento da máquina em diferentes regiões de operação. Em seguida, os resultados obtidos com a técnica de controle de torque médio - controle direto de torque médio - são apresentados. Tanto o controle de velocidade quanto o CDTM são capazes de trabalhar em toda a faixa de velocidades de operação da máquina de relutância variável. Depois os resultados obtidos com as técnicas de controle de torque instantâneo apresentadas no Capítulo 4 são expostos e discutidos. Verificou-se que os métodos de CTI não são aptos a trabalhar por toda a faixa de velocidades de operação da máquina por causa da perda de regulação da corrente elétrica devido ao aumento da força contra eletromotriz com o aumento da velocidade. Posteriormente é feita uma comparação entre todos os métodos de controle estudados em relação à ondulação de torque produzida e uma comparação em relação às perdas elétricas que ocorreram para cada caso. São es-

colhidos três pontos de operação para mostrar as mudanças que ocorrem na produção de ondulações de torque e nas perdas com o aumento da velocidade.

As análises feitas no Capítulo 5 são utilizadas para sugerir quais métodos de controle de torque devem ser utilizados de acordo com o ponto de operação do motor de relutância variável.

As conclusões sobre este trabalho e as propostas para possíveis trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 6 em conjunto com as publicações realizadas em periódicos e anais de congresso.

No Anexo A são apresentados os dados do motor de relutância variável utilizado neste trabalho.

No Anexo B, os modelos matemáticos usados nas simulações realizadas no aplicativo computacional MATLAB/Simulink para os métodos de controle são apresentados.

No Anexo C são apresentados os resultados obtidos com os métodos de controle estudados para duas condições de simulação. As condições são descritas em detalhes no Capítulo 5.

Capítulo 2

Estado da arte do controle de motores de relutância variável

NESTE capítulo discute-se os conceitos fundamentais da máquina de relutância variável, contemplando seus aspectos físicos e de funcionamento, possibilitando ao leitor uma compreensão sobre a mesma. Além disso, os modos de operação do MRV serão apresentados juntamente com os princípios de acionamento. Neste capítulo também é realizada uma revisão literária dos tópicos envolvidos neste estudo. Finalmente, nas considerações finais são apresentadas as contribuições mais relevantes para o campo de estudos do MRV para aplicação em veículos elétricos.

2.1 Noções gerais sobre máquinas de relutância variável

A máquina de relutância variável foi inicialmente projetada e construída por volta de 1842 para ser semelhante à máquinas a vapor da época, entretanto sua aplicação foi descontinuada após o surgimento de motores elétricos com comutação. Os estudos sobre as máquinas de relutância variável retornaram após a proposta da utilização do MRV em aplicações que requerem velocidade variável no ano de 1969. Isso só foi possível graças à redução do custo de dispositivos eletrônicos de chaveamento rápido de alta potência e ao desenvolvimento de uma nova geração de microprocessadores capazes de executar os algoritmos de controle necessários para sua operação [16, 26–28].

As máquinas de relutância variável são constituídas de um estator e um rotor de material ferromagnético. Tanto o estator quanto o rotor possuem uma estrutura com polos salientes, sendo que apenas o estator possui enrolamentos. O rotor de polos salientes

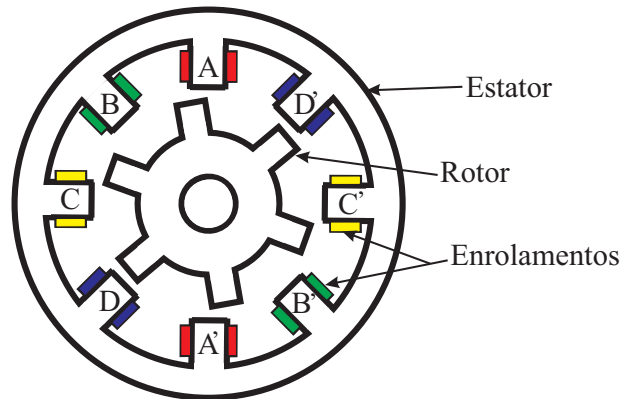


Figura 2.1: Estrutura de um MRV 8/6 de quatro fases.

é constituído por aço laminado, dispensando a presença de materiais raros como ímãs permanentes [29]. A identificação destas máquinas é feita em função da quantidade de polos presentes tanto no estator quanto no rotor, e.g. um MRV com 8 polos no estator e 6 polos no rotor é referida como um MRV 8/6. Na Figura 2.1 é mostrada uma representação da estrutura física de um MRV 8/6 com 4 fases [26].

Para o devido funcionamento dos MRV, é necessário que o número de polos no estator (N_s) seja par [29], enquanto que o número de polos no rotor (N_r) deve ser tal que sempre existam pontos de desalinhamento entre os polos do rotor e do estator. A Equação (2.1) e a Equação (2.2) determinam como deve ser calculado o número de polos presentes no estator e rotor, respectivamente, onde k é o número de pares de polos e f é o número de fases.

$$N_s = 2kf \quad (2.1)$$

$$N_r = 2k(f \pm 1) \quad (2.2)$$

A operação das máquinas de relutância variável é fundamentada no princípio da relutância mínima, sendo assim, quando o enrolamento de uma das fases é energizado cria-se um campo eletromagnético que interage com o material ferromagnético do rotor e atrai o polo do rotor mais próximo até que os polos do rotor e estator se alinhem, posição na qual a relutância de entreferro é mínima. A relutância de entreferro (\mathfrak{R}) de um circuito magnético pode ser calculada com a Equação (2.3), onde \mathcal{F} é a força magnetomotriz, ϕ é o fluxo magnético concatenado pelas bobinas do estator, H é a intensidade do campo magnético no entreferro, l é o comprimento do caminho magnético percorrido pelo fluxo magnético, B é a densidade de fluxo magnético concatenado, A é a área de seção transversal do caminho que o fluxo magnético concatenado percorre e μ é a permeabilidade magnética

do material.

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathcal{F}}{\phi} = \frac{Hl}{BA} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.3)$$

Geralmente a estrutura da máquinas, por apresentar um número diferente de polos no rotor e no estator, faz com que o desalinhamento entre pelo menos um par de polos ocorra de forma natural, desta forma, quando um par de polos do estator se alinha com um par de polos do rotor, os outros polos se desalinham. Quando outros polos do estator são energizados os polos do rotor são dirigidos a um novo ponto de alinhamento. Desta maneira, com o acionamento sequencial das bobinas do estator, é possível produzir movimento rotacional [30].

Na escolha da topologia do MRV são considerados o conversor eletrônico de potência utilizado e a aplicação a ser realizada. Para aplicações que requerem produção de torque menos ondulatorio ou quantidade de ruído acústico reduzida, um número maior de fases faz com que a frequência de acionamentos aumente, o que resulta em menores ondulações na tensão e corrente elétrica, e conseqüentemente menores ondulações no torque eletromagnético produzido. Em contrapartida, o custo do conversor é elevado com um aumento no número de fases do MRV [29]. O número usual de fases em um MRV é 3.

O funcionamento da máquina de relutância variável como motor ou gerador depende do momento de acionamento da fase. Por se tratar de uma máquina com dupla saliência, a relutância e a indutância variam de acordo com a posição do rotor. Para o funcionamento como motor, o período de condução da fase ($\theta_{condução}$) deve ocorrer enquanto a indutância na fase estiver crescendo, ou seja, o acionamento deve ocorrer enquanto os polos do rotor e estator estão em processo de alinhamento. Já para o funcionamento como gerador, o período de condução da fase deve estar contido no intervalo em que a indutância da fase estiver decrescendo, ou seja, enquanto os polos do rotor e estator estão em processo de desalinhamento. Na Figura 2.2 são apresentados os momentos de acionamento para os modos motor e gerador de uma máquina de relutância variável genérica, em que L_{max} é a indutância máxima, que ocorre quando os polos estão alinhados e L_{min} é a indutância mínima, que ocorre quando os polos estão desalinhados.

Quando comparadas com as principais máquinas utilizadas na indústria atualmente, os motores de relutância variável apresentam a vantagem da possibilidade de combinações de alta potência de saída com alta eficiência que não é usual nos demais tipos de máquinas elétricas. A combinação da presença de enrolamentos apenas no estator, ausência de materiais raros e estrutura mecânica simples implicam em baixo custo de produção. Oferecem ainda uma variedade e qualidade de controle de velocidade e torque normalmente encontrada somente nos melhores motores de corrente contínua. Apresentam alto torque

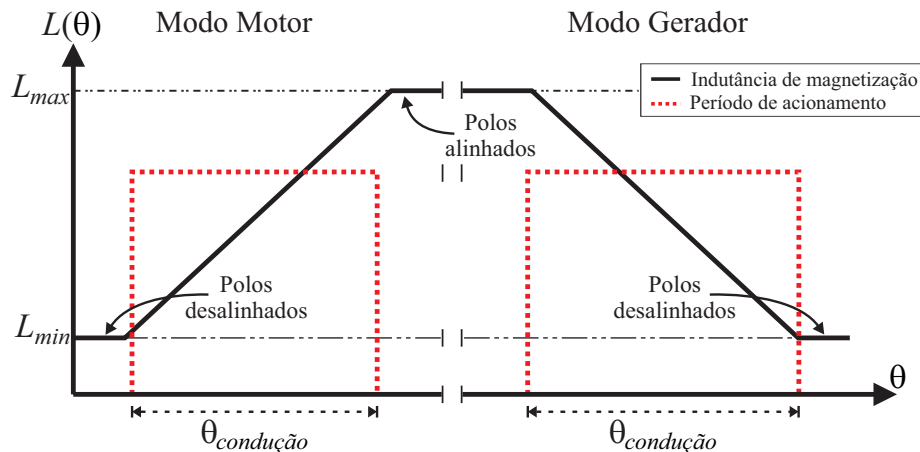


Figura 2.2: Perfil de indutância com indicação do modo de operação de acordo com o momento de acionamento.

de partida e razão torque/Ampère elevada. A máquina é robusta e possui grande tolerância a faltas graças ao isolamento mecânico entre as fases, além de poder operar mesmo na presença de faltas caso a máquina possua três ou mais fases [31, 32]. O acionamento pode ser feito em uma larga faixa de velocidades e em ambientes com altas variações de temperatura [18, 27, 29, 33]. Por outro lado, existem desvantagens que são inerentes às máquinas de relutância variável em razão de sua estrutura física e acionamento intermitente como por exemplo ruído acústico, ondulações no conjugado produzido e vibrações.

Considerando as vantagens supracitadas, diversas aplicações emergiram no cenário industrial desde o momento em que as máquinas de relutância variável voltaram a ser estudadas, no fim da década de 60. Na Tabela 2.1 são destacadas algumas destas aplicações [29, 33].

Atualmente as pesquisas acerca de aplicações com máquinas de relutância variável estão focadas em aplicações que requerem operação em uma larga faixa de velocidades [34–36], em aplicações aeroespaciais [37, 38], em sistemas de aerogeração [39, 40] e em veículos elétricos [9, 17, 41, 42].

2.2 Princípio de funcionamento

2.2.1 Características elétricas

A Equação (2.4) pode ser escrita em função da posição angular do rotor θ se a variação angular em razão da velocidade relativa entre os polos do rotor e do estator for

Tabela 2.1: Aplicações de máquinas de relutância variável.

Produtos	Companhia
Unidade de mineração	<i>British Jeffrey Diamond</i>
Unidades de impressão	<i>Hewlett-Packard</i>
Tratadores de ar	<i>A. O. Smith</i>
Empilhadeiras	<i>Radio Energie</i>
Centrífugas	<i>Beckman Instruments</i>
Acionamento de VE	<i>Aisin Seiki</i>
Controle de cruzeiro automotivo	<i>DANA Corp</i>
Máquinas de lavar	<i>Emerson, SRDL</i>
Bombas e controle de movimento	<i>Emotron A/b</i>
Tratamento de pisos	<i>Ametek Lamb Electric</i>
Motores de alta velocidade	<i>AMC NEC, Densei</i>
Motores de alta potência e baixa velocidade	<i>Elektro Magnetix Ltd.</i>
Acionadores Industriais de propósito geral	<i>Oulton, Task Drives</i>
Portas elétricas	<i>Besam A/b</i>
Compressores	<i>Compare Broomwade</i>
Máquinas de tecelagem	<i>Picanol</i>

considerada na Equação (2.3).

$$\Re(\theta) = \frac{l(\theta)}{\mu(\theta)A(\theta)} \quad (2.4)$$

A relutância do circuito magnético tem relação direta com a indutância e pode ser calculada por (2.5), onde $L(\theta)$ é a indutância em função da posição do rotor e N é o número de espiras presentes no enrolamento do estator.

$$\Re(\theta) = \frac{N^2}{L(\theta)} \quad (2.5)$$

Para derivar o modelo matemático do MRV, algumas simplificações são feitas: 1) O acoplamento magnético entre fases é considerado desprezível; 2) Perdas por histerese e correntes parasitas são desconsiderados; 3) A resistência da fase é considerada constante; 4) A indutância depende da posição do rotor e da corrente elétrica.

Com estas simplificações pode-se obter o circuito elétrico equivalente de uma fase da máquina de relutância variável (Figura 2.3) em função da tensão de alimentação da fase k (V_k), resistência elétrica do enrolamento da fase (R_k), indutância do enrolamento da fase (L_k) e corrente elétrica que circula na fase (i_k). Aplicando-se a segunda lei de *Kirchhoff* (lei das malhas) e omitindo as notações para o domínio do tempo (t) pode-se derivar a Equação (2.6), onde λ_k é o fluxo magnético concatenado pela fase.

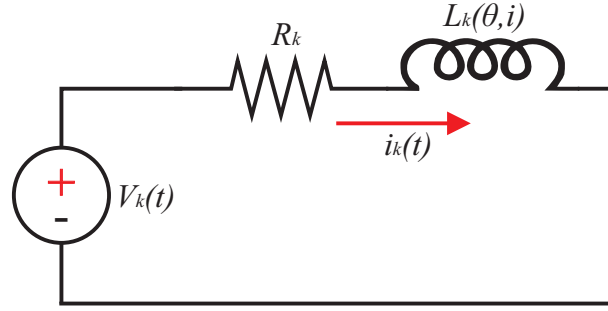


Figura 2.3: Circuito equivalente de uma fase.

$$V_k = i_k R_k + \frac{d\lambda_k(\theta, i_k)}{dt} \quad (2.6)$$

O fluxo magnético concatenado pela fase k é dado por

$$\lambda_k(\theta, i_k) = L_k(\theta, i_k) i_k, \quad (2.7)$$

sendo que a indutância L_k varia de acordo com a posição (devido à variação de relutância) e com a magnitude da corrente elétrica (devido à saturação magnética).

Substituindo a Equação (2.7) na Equação (2.6), pode-se derivar uma equação da tensão na fase estendida (Equação (2.8)) como é demonstrado a seguir.

$$\begin{aligned} V_k &= i_k R_k + \frac{d\lambda_k(\theta, i)}{dt} = i_k R_k + L_k(\theta, i_k) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{d(L_k(\theta, i_k))}{dt} \\ &= i_k R_k + L_k(\theta, i_k) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{d\theta}{dt} \frac{d(L_k(\theta, i_k))}{d\theta} \\ &= i_k R_k + L_k(\theta, i_k) \frac{di_k}{dt} + i_k \omega \frac{d(L_k(\theta, i_k))}{d\theta} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Na Equação (2.8), a velocidade mecânica do rotor é dada pela variação de posição do rotor com o tempo: $\omega = \frac{d\theta}{dt}$. Além disso, percebe-se que a tensão na fase é composta por três termos. O primeiro termo se refere à queda de tensão elétrica na resistência da fase, o segundo termo se refere à queda de tensão na indutância da fase e o terceiro termo se refere à força contra eletromotriz da fase (e_k). A Equação (2.9) destaca a força contra eletromotriz e facilita a percepção do seu aumento com o crescimento da velocidade, sendo necessária uma maior tensão de alimentação para que a máquina elétrica alcance maiores velocidades de rotação.

$$e_k = i_k \omega \frac{dL_k(\theta, i_k)}{d\theta} \quad (2.9)$$

2.2.2 Produção de torque

Como discutido anteriormente, a indutância da fase varia de acordo com a posição do rotor. O perfil de indutância para uma fase de uma máquina de relutância variável genérica ideal é destacado na Figura 2.4(a). Os ângulos destacados no eixo das abscissas referem-se à posição relativa entre um polo do rotor e um polo do estator, sendo a posição de início de alinhamento (θ_{ia}), posição alinhada (θ_a), posição de início de desalinhamento (θ_{id}) e posição desalinhada (θ_d). Estas posições, juntamente com sua respectiva indutância, estão também demarcadas na estrutura física do motor na Figura 2.4(b).

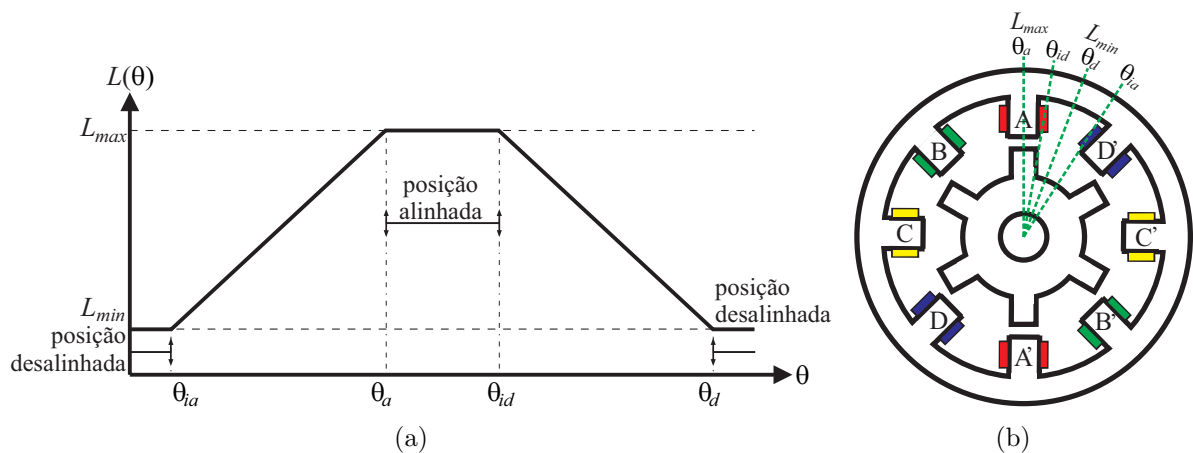


Figura 2.4: Variação de indutância de acordo com a posição angular do rotor: a) Perfil de indutância para um ciclo elétrico de uma fase da máquina de relutância variável; b) Estrutura física de um MRV 8/6 com demarcação das principais posições do rotor (θ_a , θ_{id} , θ_d e θ_{ia}).

Durante o acionamento de uma fase do MRV uma certa quantidade de fluxo magnético é concatenado pela mesma fase. A quantidade de fluxo magnético concatenado depende da corrente elétrica que passa pela fase e da posição do rotor (pois o circuito magnético varia de acordo com a posição). As curvas de fluxo magnético concatenado em função da corrente elétrica são conhecidas como curvas de magnetização e podem ser utilizadas para a modelagem da máquina de relutância variável como será apresentado na seção 2.2.4. Na Figura 2.5(a) são mostradas as curvas de magnetização para o MRV utilizado para o presente estudo. Para baixos valores de corrente elétrica, a máquina de relutância variável trabalha sem saturação magnética, entretanto, em geral as máquinas de relutância variável operam na região onde ocorre saturação. Na Figura 2.5(a) ainda são mostrados os ângulos de alinhamento, desalinhamento e dois ângulos intermediários (θ_1 e θ_2).

Na Figura 2.5(b) pode-se observar a curva de magnetização tomada para o ângulo θ_1 . Para uma corrente elétrica I há um fluxo magnético λ_1 concatenado com a bobina

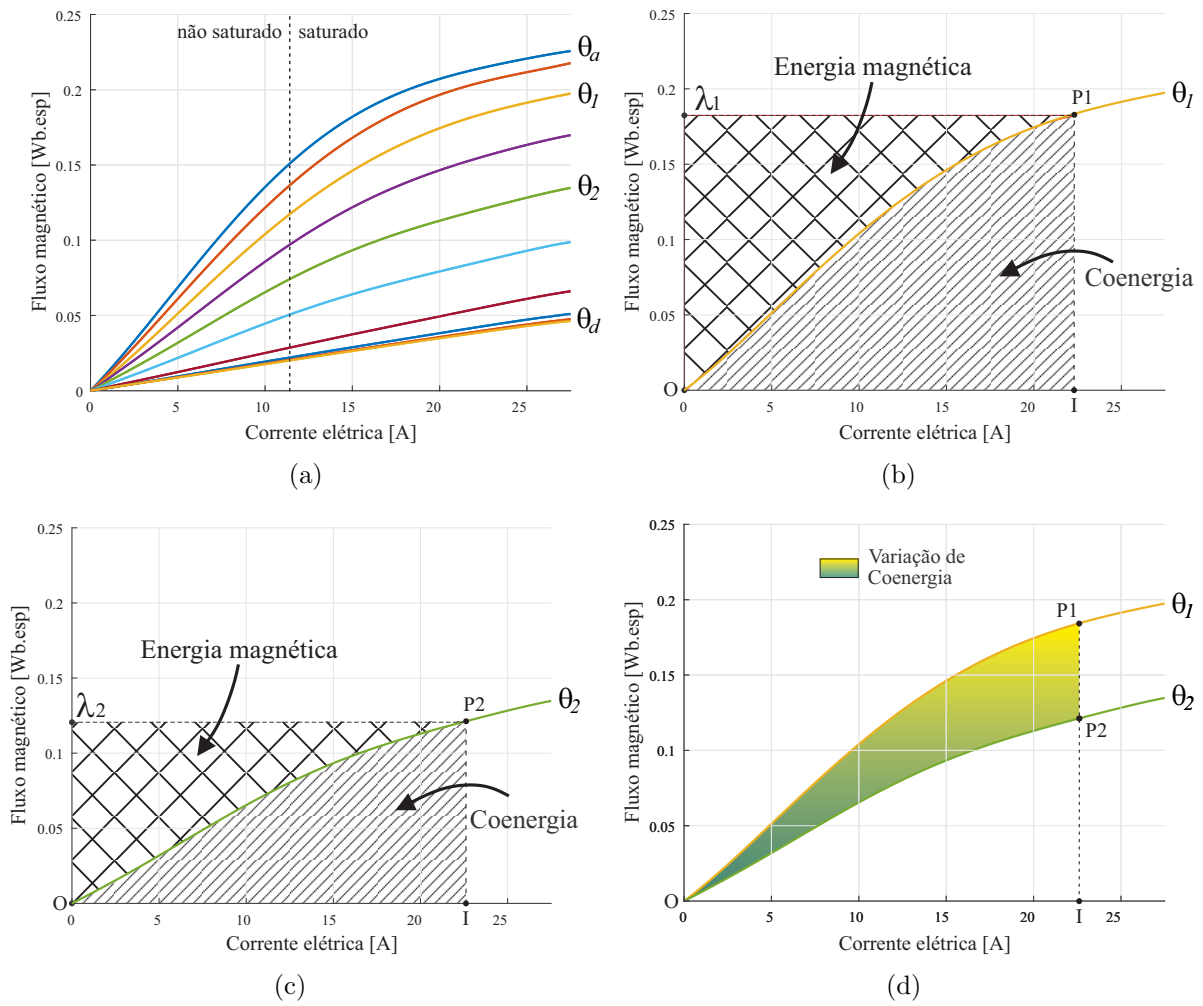


Figura 2.5: Representação gráfica da variação de coenergia: a) Fluxo magnético concatenado de acordo com a posição angular do rotor e a intensidade da corrente elétrica na fase; b) Energia magnética e coenergia para acionamento no ângulo θ_1 ; c) Energia magnética e coenergia para acionamento no ângulo θ_2 ; d) Variação de coenergia entre os ângulos θ_1 e θ_2 .

A. Neste caso, a energia elétrica aplicada no enrolamento é armazenada como energia magnética (seção hachurada limitada pelos pontos OL_1P_1). A energia magnética (W_f) armazenada pode então ser calculada como [30]:

$$W_f = \int_0^t v_k i_k dt = \int_0^t \frac{d\lambda_k}{dt} i_k dt = \int_0^{\lambda_1} i_k d\lambda_k \quad (2.10)$$

A área hachurada limitada pelos pontos OP_1I representa uma grandeza definida como coenergia (W_c). A coenergia não tem significado físico, entretanto, uma variação da coenergia é igual ao trabalho mecânico realizado pela máquina naquele período. A

coenergia pode ser calculada como:

$$W_c = \int_0^I \lambda_k di_k \quad (2.11)$$

Se em seguida a posição do rotor variar para θ_2 , como na Figura 2.5(c), pode-se recalcular a energia magnética (região hachurada limitada pelos pontos $O\lambda_2P_2$) armazenada e a coenergia (região hachurada limitada pelos pontos OP_2I).

Desta maneira, pode-se calcular a variação de coenergia, i.e. o trabalho mecânico realizado, para levar o rotor da posição θ_1 para a posição θ_2 . Na Figura 2.5(d) é possível observar esta variação na área hachurada limitada pelos pontos OP_1P_2 . A variação da energia elétrica (W_e) aplicada pode ser calculada pela Equação (2.12), sendo L_1 e L_2 as indutâncias da fase nas posições θ_1 e θ_2 para a corrente elétrica I respectivamente.

$$\Delta W_e = \int v_k i_k dt = \int \frac{d\lambda_k}{dt} i_k dt = i_k (\lambda_2 - \lambda_1) = (L_2 - L_1) i_k^2 \quad (2.12)$$

Considerando variação na região linear da curva de magnetização, a variação de coenergia é igual a metade da variação de energia elétrica aplicada à fase (Equação (2.13)).

$$\Delta W_c = \frac{1}{2} (L_2 - L_1) i_k^2 \quad (2.13)$$

O torque eletromagnético médio (\bar{T}) produzido para uma corrente elétrica i_k é dado por:

$$\bar{T} = \frac{\Delta W_c}{\Delta \theta} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{\Delta L}{\Delta \theta} \quad (2.14)$$

Considerando-se variações infinitesimais, pode-se calcular o torque eletromagnético instantâneo (T_e) como:

$$T_e = \frac{\partial W_c(i_k, \theta)}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{\delta L(i_k, \theta)}{\delta \theta} \quad (2.15)$$

Observando a Equação (2.15) pode-se inferir que: 1) A produção de torque não depende do sentido da corrente elétrica na fase, mas sim de sua amplitude; 2) O sentido do torque produzido depende da derivada da indutância em função da posição do rotor. A indutância, por sua vez, depende da corrente elétrica e da posição do rotor; 3) Tendo em vista os itens anteriormente mencionados, percebe-se que a máquina de relutância variável pode operar nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade.

Devido à natureza do funcionamento dos MRV, ocorrem variações no conjugado

produzido. Estas variações de conjugado são conhecidas como ondulações de torque. Uma das formas de mensurar esta grandeza é através do cálculo da razão entre a variação máxima de torque produzido e o torque médio em um dado período de tempo (Equação 2.16).

$$T_{\text{ondulação}} = \frac{\max(T_e) - \min(T_e)}{\bar{T}} \quad (2.16)$$

2.2.3 Modos de operação

A Equação (2.15) mostra que é possível operar a máquina de relutância variável nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade [8, 43]. Os quatro quadrantes podem ser visualizados na Figura 2.6. Nos quadrantes *I* e *III* ocorre a operação da máquina de relutância variável como motor, enquanto nos quadrantes *II* e *IV* ocorre a operação como gerador.

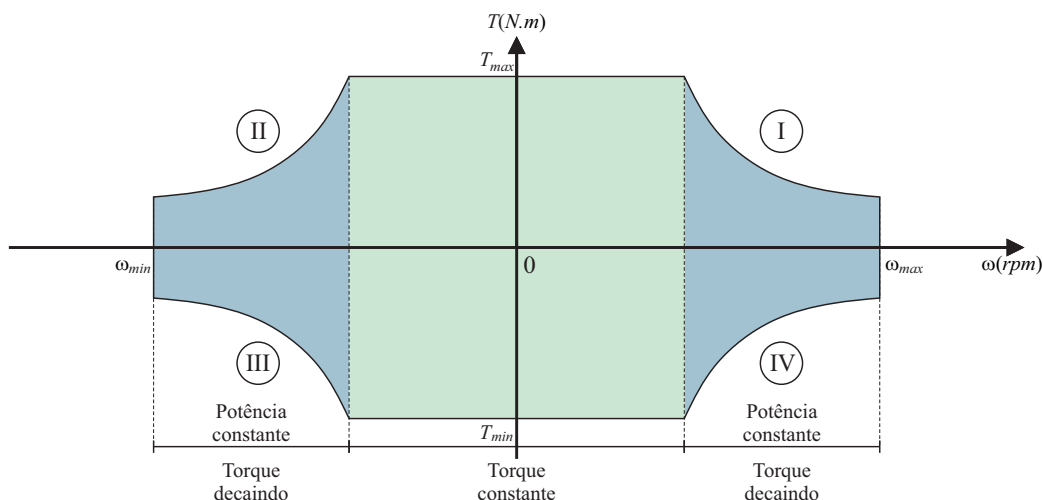


Figura 2.6: Plano torque-velocidade de operações para MRV.

Para a operação nos quatro quadrantes devem ser feitas duas considerações: Os ângulos de acionamento devem mudar de acordo com a operação motora ou geradora para que o acionamento ocorra no momento adequado do perfil de indutância; a sequência de excitação deve mudar de acordo com o sentido de rotação (horário ou anti-horário) [44].

Além dos quatro modos de operação determinados pelo sentido de rotação em conjunto com o torque mecânico, as máquinas de relutância variável ainda contam com diferentes operações de acordo com sua velocidade de operação.

Como destacado pela Equação (2.9), com o aumento da velocidade a força contra eletromotriz aumenta, sendo necessários maiores valores de tensão para a regulação da corrente elétrica na máquina. A velocidade pode crescer até que a força contra eletromotriz

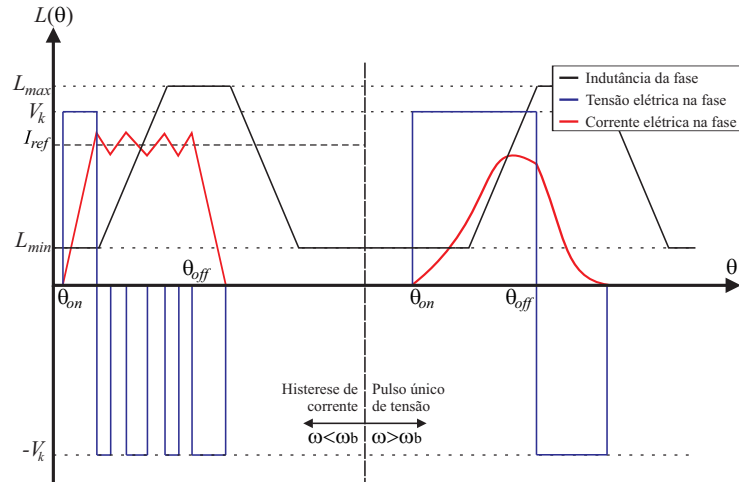


Figura 2.7: Operação no modo motor com histerese de corrente abaixo da velocidade de base e com pulso único de tensão acima da velocidade de base.

se iguale à tensão de excitação da máquina e a mesma perca a capacidade de regulação de corrente elétrica. Esta velocidade é conhecida como velocidade de base (ω_b). Abaixo da velocidade de base, ainda é possível regular a corrente elétrica na máquina e o acionamento é feito por histerese de corrente. Por outro lado, acima da velocidade de base, já não é mais possível regular a corrente elétrica, então o acionamento é feito por pulso único de tensão (Figura 2.7).

Para o acionamento apropriado, deve-se definir o ângulo de acionamento θ_{on} e o ângulo de desligamento θ_{off} . Tanto para a operação por histerese de corrente quanto para a operação por pulso único de tensão, o ângulo de acionamento é aquele em que é iniciada a excitação da fase e o ângulo de desligamento é o ângulo em que a fase deve ser desmagnetizada.

2.2.4 Modelagem matemática de uma máquina de relutância variável

A modelagem matemática da máquina de relutância variável compreende a parte elétrica, que pode ser representada pela Equação (2.6), e a parte mecânica que pode ser representada pela Equação (2.17), em que T_{mec} é o torque mecânico, B é a constante de viscosidade e J é o momento de inércia.

$$T_{mec} = T_e - B\omega - J\frac{d\omega}{dt} \quad (2.17)$$

Observando-se as equações (2.6), (2.11), e (2.15) é possível perceber que para a modelagem computacional é necessário conhecer a relação existente entre o fluxo magnético

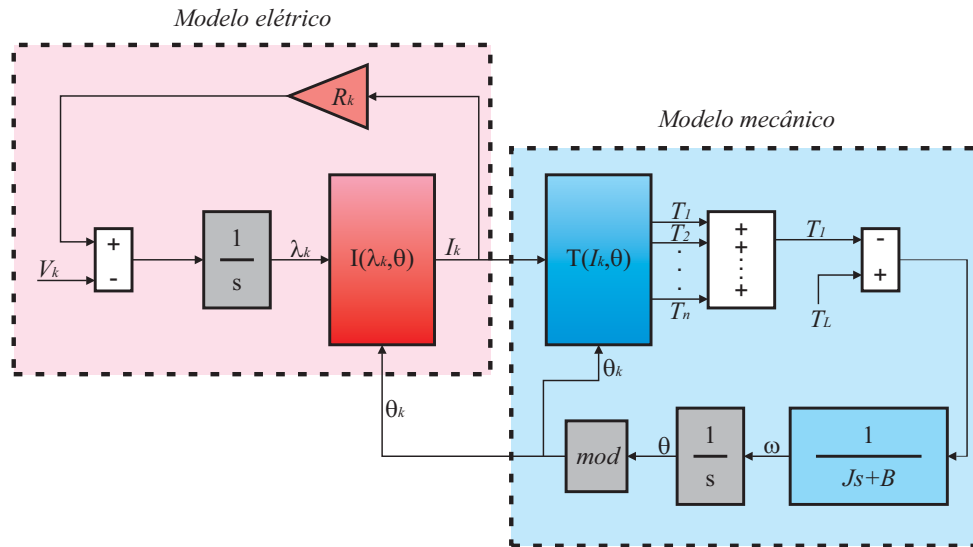


Figura 2.8: Modelo completo para simulação numérica de uma máquina de relutância variável

concatenado, a corrente elétrica de excitação da fase e a posição do rotor [45]. Uma das formas de obtenção desta relação é a obtenção das curvas de magnetização da máquina de relutância variável estudada. Estas curvas podem ser obtidas de três maneiras: cálculos por elementos finitos, aproximações analíticas ou por medidas experimentais. Para se utilizar o método de elementos finitos são necessários dados construtivos de fabricação da máquina como características magnéticas dos materiais, dimensões dos polos e número de espiras dos enrolamentos [46]. A utilização de curvas analíticas por sua vez retornam um resultado com erros de aproximação [47]. Neste trabalho, o método adotado foi o proposto por Barros, T. A. S. et al. [45]. A máquina de relutância variável têm seu rotor bloqueado em diferentes posições, variando desde o ângulo de alinhamento até o ângulo de desalinhamento, e a corrente elétrica é variada para que as curvas de magnetização $\lambda(i_k, \theta)$ sejam determinadas. Desta forma, o modelo completo da máquina obtido é mostrado na Figura 2.8.

As duas tabelas de consulta do modelo ($I(\lambda_k, \theta)$ e $T_k(I_k, \theta)$) são obtidas a partir das curvas de magnetização (Figura 2.5(a)) através do método destacado em [48, 49]. As tabelas de consulta são apresentadas na Figura 2.9: $I(\lambda_k, \theta)$ na Figura 2.9(a) e $T_k(I_k, \theta)$ na Figura 2.9(b). No Anexo B é apresentado o modelo utilizado para a simulação no *software* MATLAB/Simulink.

2.3 Acionamento de máquinas de relutância variável

O acionamento das máquinas de relutância variável requer um conversor eletrônico graças ao seu princípio de funcionamento. A topologia clássica utilizada é conhecida como

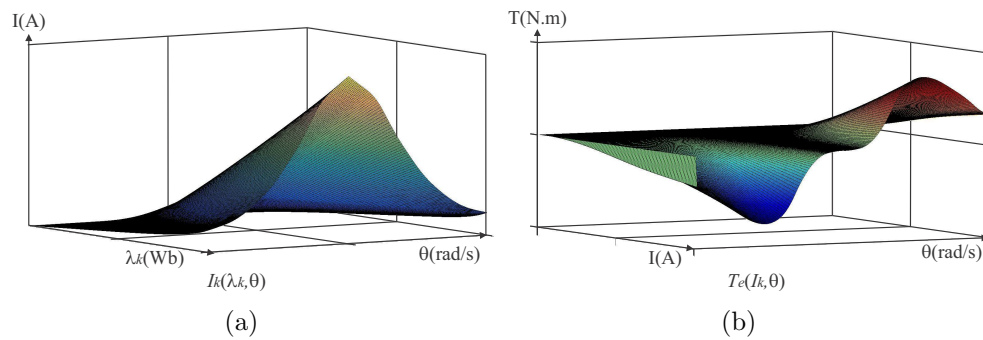


Figura 2.9: Tabelas de consulta obtidas a partir das curvas de magnetização. a) $I_k(\lambda_k, \theta)$; b) $T_e(I_k, \theta)$

meia ponte assimétrica (em inglês: *asymmetric half-bridge* - *AHB*) [27, 29, 33] e requer duas chaves de potência e dois diodos de potência para sua construção. Na literatura existem outras topologias de conversores utilizados para o acionamento. Em [50] foi proposta uma nova topologia de baixo custo para aplicações que demandam velocidade variável, entretanto esta topologia requer um capacitor de recuperação para operação como gerador. Em [51] é feito um rearranjo dos componentes usados para o conversor AHB. Outros autores propõem diferentes topologias para aplicações em veículos elétricos que possibilitam diferentes modos de recarga e descarga dos VE [52–55] ou ainda operação com multinível de tensão [56, 57].

O circuito esquemático de um conversor eletrônico de potência em meia ponte assimétrica trifásico é apresentado na Figura 2.10. Esta topologia pode ser aplicada a qualquer número de fases e viabiliza a operação nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade, o que é essencial para aplicações como sistemas de propulsão de veículos elétricos [7]. O conversor AHB permite que a tensão nas fases da máquina seja controlada de forma independente, sendo possível aplicar três níveis de tensão à fase de acordo com o estado das duas chaves de potência.

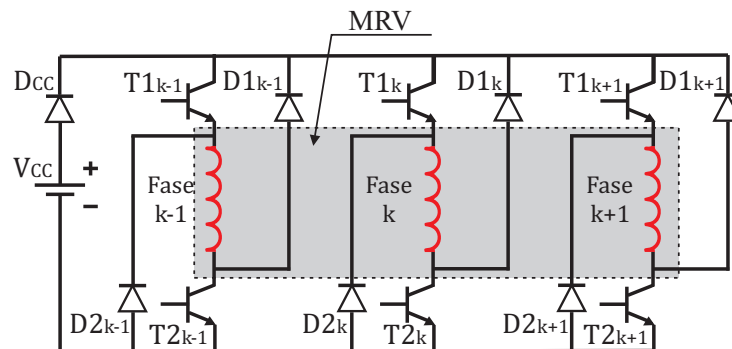


Figura 2.10: Circuito esquemático do conversor eletrônico de potência em meia ponte assimétrica para acionamento de um MRV trifásico.

Na Figura 2.11 são mostrados os possíveis estados de tensão aplicados às fases

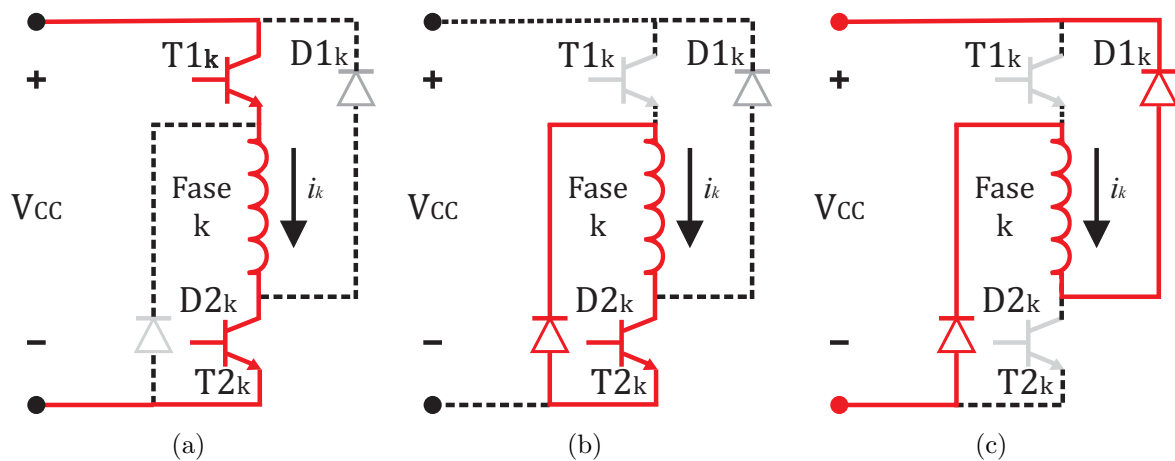


Figura 2.11: Estados de funcionamento de um conversor AHB: a) Magnetização ou estado positivo (1); b) Roda livre ou estado nulo (0); c) Desmagnetização ou estado negativo (-1).

do MRV. Caso duas chaves de potência estejam conduzindo, tensão positiva é aplicada à fase caracterizando o estado positivo (1) ou magnetização (Figura 2.11(a)). Se apenas uma das chaves de potência estiver conduzindo, tensão nula será imposta à fase e irá fluir corrente elétrica no circuito formado pela chave de potência que estiver ligada, um diodo de roda livre e o enrolamento da fase, caracterizando o estado nulo (0) ou roda livre (Figura 2.11(b)). Finalmente, caso as duas chaves de potência estejam desabilitadas, tensão negativa será aplicada à fase, caracterizando o estado negativo (-1) ou desmagnetização (Figura 2.11(c)).

O controle por histerese de corrente pode ser implementado de duas formas de acordo com o modo em que a troca de estados de tensão nas fases é feita. Existem as técnicas de *hard-chopping* e *soft-chopping* [29]. Para a técnica de *soft-chopping*, apenas uma das chaves de potência é comutada durante o período de condução da fase enquanto a outra é mantida ligada. Já na técnica de *hard-chopping* as duas chaves são comutadas simultaneamente, desta maneira a fase é desmagnetizada rapidamente e ocorrem maiores variações no torque produzido.

Para o controle por pulso único de tensão, não existe uma corrente elétrica de referência, e as chaves de potência são mantidas ligadas por todo o período de condução até que o ângulo do rotor atinja o ângulo de desligamento do MRV (θ_{off}) seja atingido. Neste momento aplica-se o estado de desmagnetização.

A escolha dos ângulos de acionamento tem grande influência no desempenho do método de controle empregado. Algumas pesquisas são focadas na influência destes ângulos sobre o acionamento da máquina [58–61]. A seleção dos ângulos pode ser feita com objetivos diferentes, como por exemplo maximizar a eficiência ou minimizar as ondulações de torque. Grande parte dos estudos apresentam otimizações visando minimizar as

ondulações no conjugado e as perdas no cobre [62–65], poucos trabalhos apresentam otimizações que consideram as perdas no núcleo devido à grande dificuldade apresentada para aferir esta grandeza [66–69]. O cálculo das perdas no núcleo podem ser modeladas a partir de técnicas de elementos finitos [68] ou pode-se realizar o cálculo analiticamente reescrevendo-se o termo correspondente às perdas por correntes parasitas da equação de Steinmetz em função da derivada da densidade de fluxo magnético concatenado [67, 70]. Quando o objetivo não é o de retornar o valor exato das perdas, mas sim indicar o método que retorna o maior nível de perdas em dado ponto de operação, pode-se medir o fluxo magnético concatenado máximo em tal ponto [66]. Esta grandeza atua como um índice de perda que pode ser utilizado em comparações.

Quando o acionamento é feito em baixas velocidades, no começo do período de condução o valor da indutância da fase é praticamente constante, conseqüentemente, pouco torque é produzido. Quando os polos do estator e do rotor começam a se sobrepor, a produção de torque aumenta e quando a posição supera o ângulo de desligamento, uma tensão elétrica negativa deve ser aplicada à fase para garantir que a corrente elétrica seja nula antes do começo do decaimento da indutância. O fluxo magnético concatenado aumenta de forma constante por causa da variação aproximadamente linear da indutância. No fim da comutação das fases o fluxo magnético concatenado retorna a zero com a aplicação de tensão negativa à fase. As formas de onda da indutância, corrente elétrica e tensão na fase para este tipo de acionamento são mostradas na região à esquerda na Figura 2.7.

Se o acionamento for feito em altas velocidades a força contra eletromotriz é elevada e a tensão de alimentação já não é mais suficiente para a histerese de corrente (vide equação (2.8)). No início da condução a corrente elétrica cresce pois existe tensão elétrica aplicada à fase após o ângulo de acionamento (θ_{on}). A força contra eletromotriz também cresce de acordo com o crescimento da indutância e da corrente elétrica na fase. Em certo ponto, a força contra eletromotriz se torna o termo predominante da equação (2.8) e a corrente elétrica começa a diminuir para que a soma dos componentes da equação se mantenha igual ao valor da tensão aplicada à fase (V_k). Quando a posição do rotor (θ) se iguala ao ângulo de desligamento (θ_{off}) é aplicada tensão negativa para que a corrente elétrica decresça. Por efeito da grande velocidade de rotação, a corrente elétrica pode não retornar ao zero antes do perfil de indutância começar a decrescer e a produção de torque negativo pode ocorrer. Este fenômeno deve ser evitado. As formas de onda da indutância, corrente elétrica e tensão na fase para este tipo de acionamento são mostradas na região à direita na Figura 2.7.

2.4 Perdas elétricas na máquina de relutância variável

Para máquinas elétricas, a eficiência (η) pode ser calculada como a razão entre a potência de entrada (P_{in}) e a potência de saída (P_{out}) como mostrado na Equação (2.18).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.18)$$

A potência na saída do motor é a potência mecânica e pode ser calculada pelo produto do torque médio produzido no eixo pela velocidade angular de rotação do eixo:

$$P_{out} = \bar{T}\omega \quad (2.19)$$

A potência na entrada da máquina deve ser igual a potência na saída mais as perdas que ocorreram durante a conversão eletromecânica. Neste trabalho consideram-se as perdas no cobre (P_{Cu}), as perdas no ferro (P_{Fe}) e as perdas por chaveamento (P_{Sw}). Estas perdas são comentadas nas subseções posteriores.

2.4.1 Perdas no cobre

As perdas elétricas no cobre dependem diretamente do valor da corrente elétrica eficaz que circula nos enrolamentos do estator da máquina e têm grande influência na eficiência da máquina durante a operação em baixas velocidades. O cálculo das perdas no cobre é dado por:

$$P_{Cu} = N_k R_k I_{k, rms}^2, \quad (2.20)$$

onde o índice *rms* indica o valor eficaz da grandeza e N_k é o número de fases. A corrente eficaz na fase k pode ser calculado por:

$$I_{k, rms} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^\tau i_k^2 dt}, \quad (2.21)$$

onde τ é o período de um ciclo elétrico da fase em questão.

2.4.2 Perdas no ferro

As perdas elétricas no ferro ocorrem em todo o material magnético e são constituídas essencialmente pelas perdas por histerese e as perdas por correntes parasitas, podendo então ser relacionadas com o valor máximo de fluxo magnético concatenado no ciclo elétrico da fase. Alguns trabalhos fazem a modelagem das perdas no núcleo baseada em análise de elementos finitos [46, 68], enquanto que em outros são empregados modelos analíticos que fazem uma aproximação a partir de dados experimentais [67]. Uma das possíveis aproximações, baseada na fórmula de Steinmetz, é exposta na Equação (2.22) [70], onde c_h é o coeficiente de histerese, f_c é a frequência de colapso, c_e é o coeficiente de perda por correntes parasitas, a e b são coeficientes determinados pelas curvas de perda da máquina e devem ser fornecidos pelo fabricante e B é a densidade de fluxo magnético concatenado.

$$P_{Fe} = c_h f_c B^{a+bB} + c_e \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (2.22)$$

Vale notar que as perdas no ferro ganham relevância com o aumento de velocidade devido ao aumento da frequência dos ciclos elétricos na máquina [71].

2.4.3 Perdas no conversor eletrônico de potência

O funcionamento do MRV está atrelado à utilização de um conversor eletrônico de potência. Sendo assim as perdas elétricas no conversor devem ser consideradas na análise de perdas. Estas perdas podem ser divididas em perdas por chaveamento e perdas por condução.

As perdas médias por condução (P_c) podem ser estimadas por [72]:

$$P_c = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_0} p_c(t) dt, \quad (2.23)$$

onde $p_c(t)$ é a potência instantânea sobre as chaves de potência e Δt é a diferença entre o tempo final (t_1) e inicial (t_0) da condução.

Para o conversor AHB as perdas por condução devem considerar tanto as chaves de potência quanto os diodos de potência bem como o número de fases presentes no arranjo.

Quando ocorre comutação em uma chave de potência, o tempo de resposta para a entrada em condução e em bloqueio são diferentes. Ao se calcular as perdas por chaveamento deve-se considerar este fato. Os diodos de potência apresentam perdas de entrada em condução e de recuperação reversa. Sendo assim, as perdas nas chaves de potência e

diodos (P_{ch}) do conversor AHB podem ser calculadas através da expressão (2.24), onde P_{on} é a perda durante a entrada em condução das chaves de potência, P_{off} é a perda durante o bloqueio das chaves de potência e P_d representa as perdas dos diodos de potência.

$$P_{ch} = P_{on} + P_{off} + P_d \quad (2.24)$$

Posto isso, as perdas totais no conversor AHB (P_{AHB}) são dadas por:

$$P_{AHB} = P_c + P_{ch} \quad (2.25)$$

2.5 Estado da arte sobre controle de motores de relutância variável

Nesta seção realiza-se uma revisão sobre as principais técnicas de controle para motores de relutância variável. São abordadas as técnicas simples de controle de velocidade, diferentes técnicas de controle de torque médio e instantâneo em conjunto com estudos sobre perdas elétricas.

2.5.1 Controle de velocidade

O controle de velocidade em veículos elétricos também é conhecido como controle de cruzeiro. Os parâmetros que podem ser utilizados para o controle de máquinas de relutância variável são a corrente elétrica na fase (i_k), o ângulo de acionamento (θ_{on}), o ângulo de desligamento (θ_{off}) e a tensão de excitação aplicada à fase (V_k).

O controle clássico de velocidade apresenta ângulos de comutação fixos e emprega um controlador proporcional e integral (PI) que trata um erro de velocidade para gerar um sinal de referência de corrente elétrica como é mostrado na Figura 2.12 [73]. Sabendo que os ângulos de acionamento têm grande influência no acionamento e controle das máquinas de relutância variável, atualmente são considerados não só a corrente elétrica de referência para o controle, mas também os ângulos de acionamento.

A escolha dos ângulos de acionamento pode ser feita com a utilização de inteligência artificial ou com controladores PI convencionais. A lógica de controle *Fuzzy* pode ser empregada para fazer a seleção dos ângulos de acionamento e da corrente elétrica de referência [74, 75]. Algoritmos genéticos também podem ser aplicados com o mesmo intuito [76], entretanto tanto as técnicas *Fuzzy* quanto as técnicas que utilizam algoritmos genéticos e suas variações requerem um treinamento *off-line*. Outros casos encontrados

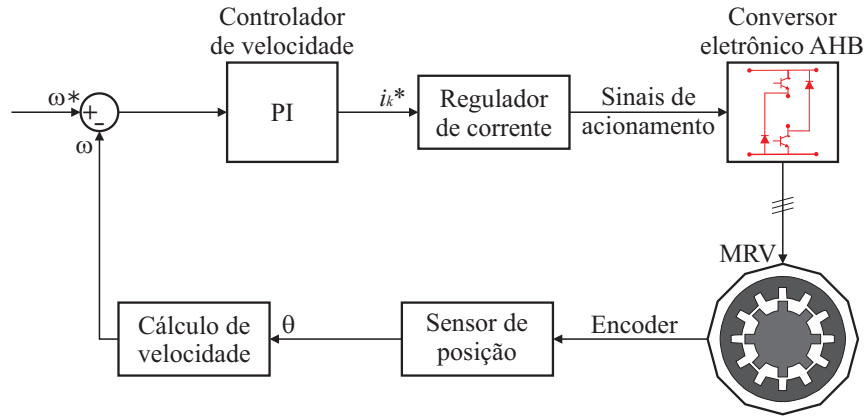


Figura 2.12: Diagrama de blocos do controle de velocidade para um MRV.

na literatura utilizam diferentes métodos de otimização para encontrar os ângulos ótimos para cada velocidade de operação como a técnica de otimização por múltiplas ligações (*many optimizing liaison - MOL*) [77], o algoritmo de busca gravitacional (*gravitational search algorithm - GSA*) [77] ou ainda casos híbridos das duas técnicas mencionadas [78]. Estas técnicas de otimização necessitam simulações massivas para serem implementadas e considerando que cada MRV é único, novos testes devem ser realizados para cada nova topologia e fabricante da máquina, tornando a implementação em massa inviável.

Pode-se encontrar casos onde os ângulos e/ou a corrente elétrica são calculados em tempo real, como em [61, 79], em que o ângulo de acionamento é dado por:

$$\theta_{on} = \theta_o - \frac{\omega L_{u,k} I_{max}}{V_{CC,k}}, \quad (2.26)$$

onde θ_o é o ângulo no qual o torque começa a ser produzido, ω é a velocidade de rotação do eixo da máquina, $L_{u,k}$ é a indutância da fase k quando os polos desta fase estão desalinhados, I_{max} é a corrente elétrica máxima que a fase deve atingir durante aquele ciclo e $V_{CC,k}$ é a tensão de alimentação imposta à fase k . O ângulo de desligamento é dado por:

$$\theta_{off} = \frac{\theta_{ext} + \theta_{on}}{2} + \frac{c}{\omega I_{max}}, \quad (2.27)$$

onde θ_{ext} é o ângulo em que a corrente elétrica da fase se extingue e c é uma constante de compensação determinada pelo projetista.

2.5.2 Controle de torque médio (CTM)

A principal característica das técnicas de controle de torque médio (CTM) é a de manter um valor constante de corrente elétrica durante cada ciclo elétrico. Sendo assim a principal tarefa do controlador é ajustar as variáveis de controle (θ_{on} , θ_{off} e i^*) para cada

ponto de operação (T, ω) do plano torque-velocidade.

A estrutura básica de um CTM é mostrada no diagrama de blocos da Figura 2.13.

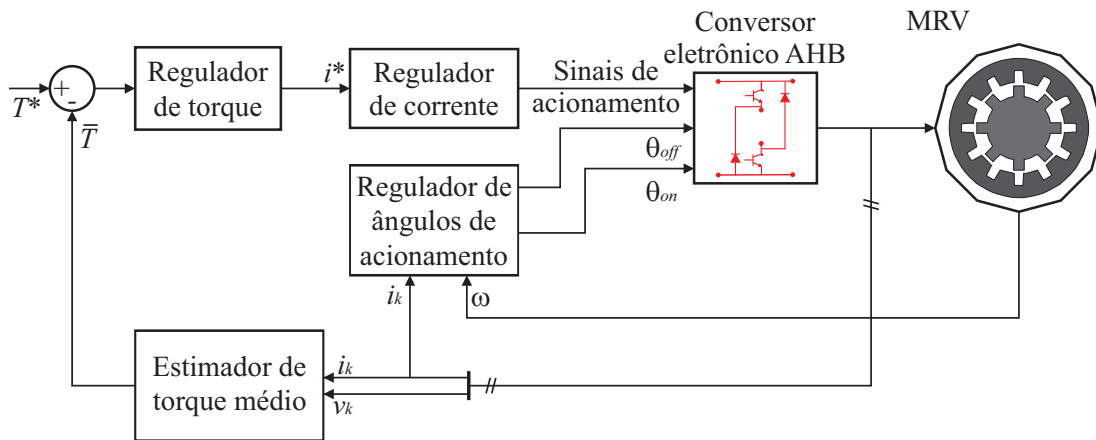


Figura 2.13: Controle de torque médio em malha fechada

Na literatura existem duas formas para a implementação do controle de torque médio [80]. Mantendo-se os ângulos de acionamento constantes e variando-se apenas a corrente elétrica de referência em cada ciclo ou variando-se todos os parâmetros de controle.

Não variar os parâmetros de controle acarreta em baixo custo para a implementação do sistema, mas limita a região de operação e não possibilita a otimização de eficiência. Quando todas os parâmetros de controle podem ser alterados a estrutura do controlador fica mais complexa e cara, porém a otimização é possível e a operação pode cobrir todo o intervalo possível de variação de velocidade da máquina.

Os estudos sobre CTM estão focados em métodos que possibilitam variar em tempo real todos os parâmetros de controle. Esta variação pode ser feita em operação, através de fórmulas e controladores [81–83] ou algoritmos genéticos [84], ou fora de operação através de tabelas de consulta [25, 80, 85].

2.5.3 Controle de torque instantâneo (CTI)

A maior diferença entre o controle de torque instantâneo (CTI) e o CTM é que para o CTI a corrente elétrica deve ser regulada a cada período de amostragem enquanto no CTM a corrente elétrica é mantida constante durante todo o período de excitação. Sendo assim, o torque deve ser medido ou estimado novamente a cada período de amostragem [16, 84].

Outro fator importante é a zona de aplicação reduzida do CTI em relação ao CTM. Enquanto o CTM pode ser aplicado em toda a faixa de velocidades de operação, o CTI só pode ser implementado enquanto é possível fazer com que a corrente elétrica siga

uma determinada referência com baixo erro. Isto se torna impraticável com o aumento da velocidade pois o aumento da força contra eletromotriz faz com que a corrente elétrica não possa mais alcançar determinados valores.

Existem três técnicas de CTI predominantes na literatura, cada uma com suas derivações, sendo elas o Controle Direto de Torque (CDT), o perfilamento de corrente através de Funções de Divisão de Torque (FDT) e o Controle Direto de Torque Instantâneo (CDTI).

A técnica de CDT para MRV é baseada na técnica de controle direto de torque das máquinas de indução e apresenta dinâmica simples e robusta [86,87]. O CDT pode ser adaptado para o MRV com qualquer número de fases, entretanto, na literatura encontram-se mais trabalhos contemplando máquinas com três ou cinco fases. Poucos trabalhos apresentam o CDT para máquinas com quatro fases. Esta técnica não utiliza o controle de corrente elétrica mas sim controla diretamente o torque através da aplicação de diferentes vetores de estado de tensão de acordo com erros de torque e fluxo magnético concatenado [88–96]. A implementação do CDT será mais detalhada à frente, na seção 4.2.3.

O perfilamento de corrente consiste em controlar a corrente elétrica fazendo com que a mesma siga o valor de referência desejado. Esta referência de corrente elétrica é gerada com o objetivo de minimizar as ondulações de torque ou ainda de maximizar a eficiência do sistema. Algumas técnicas de perfilamento de corrente são baseadas em análise de sistemas finitos [8, 97], outros métodos são baseados em gerar uma corrente elétrica de referência a partir do perfil de torque com as chamadas funções de divisão e torque (FDT). Tais FDT podem ser geradas e/ou compensadas em operação [63,98,99] ou fora de operação [31,62,64,100–105]. As funções de divisão de torque são responsáveis por dividir o torque igualmente entre as fases e podem apresentar diferentes formas. As formas mais comuns encontradas na literatura são a linear, a senoidal, a cúbica e a exponencial [63, 64] outros casos fazem modificações destas FDT com técnicas de otimização com diferentes objetivos [102–104, 106].

O controle direto de torque instantâneo foi primeiramente proposto por Inderka [24]. O sistema de controle de malha fechada utiliza uma combinação de controladores por histerese de corrente de malha dupla para gerar os sinais de acionamento de cada fase, formando uma máquina de estados que determina os estados aplicados às fases do conversor AHB [24, 32, 44, 96, 107, 108]. Diferentes máquinas de estado são testadas em [109]. Um CDTI baseado em *backstepping* adaptativo é implementado em [110]. Em [111] é feita a adição de um controlador PI em cascata com o controlador por histerese do CDTI. A implementação do controle direto de torque instantâneo será mais detalhada à frente, na seção 4.2.4.

2.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os princípios de funcionamento das máquinas de relutância variável, seus modos de operação e como é feita sua modelagem matemática dinâmica. As perdas das máquinas de relutância variável, bem como a produção das ondulações de torque também foram esclarecidas. O estado da arte do controle de máquinas de relutância variável para aplicações em veículos elétricos foi apresentado.

O modo de controle varia de acordo com a operação da máquina, podendo esta ser dividida em quatro quadrantes e duas faixas de velocidades. Os quadrantes se dividem da seguinte forma:

- I) Torque e velocidade positivos (modo motor);
- II) Torque positivo e velocidade negativa (modo gerador);
- III) Torque e velocidade negativos (modo motor);
- IV) Torque negativo e velocidade positiva (modo gerador).

A velocidade determina a mudança de modo de acionamento. Abaixo da velocidade de base o acionamento é feito por histerese de corrente e acima da velocidade de base o acionamento é feito por pulso único de tensão. O objetivo de controle e o ponto de operação da máquina irão determinar o método de controle utilizado.

Mesmo com a gama de diferentes métodos de controle de torque encontrados na literatura, não existe ainda um trabalho de aglutinação que demonstre de forma direta as características, vantagens e desvantagens dos métodos. Este trabalho visa suprir essa lacuna da literatura e ainda sugere modificações para estes métodos que tornam o motor a relutância variável mais competitivo.

Capítulo 3

Controle de velocidade de motores de relutância variável

NESTE capítulo apresenta-se o controle de velocidade de motores de relutância variável aplicados em tração de VE, que também é conhecido como controle de cruzeiro e tem o objetivo de manter a velocidade instantânea o mais próxima da velocidade de referência possível. Para a melhor compreensão, será discutida a influência dos ângulos de disparo sobre o acionamento do MRV. Em seguida, serão introduzidos o controle de velocidade com ângulos de acionamento fixos e com ângulos de acionamento variáveis. Nas considerações finais do capítulo são enfatizadas a importância e as aplicações deste tipo de controle para motores de relutância variável.

3.1 Influência dos ângulos de acionamento sobre o funcionamento da máquina de relutância variável

Como afirmado na seção 2.2.3, o modo de operação da máquina de relutância variável depende do quadrante do plano torque-velocidade em que a máquina está operando e da velocidade de operação da máquina. Na Figura 3.1 são destacadas as formas de onda típicas para o funcionamento de um MRV, com o perfil de indutância idealizado, para o acionamento por histerese de corrente (Figura 3.1(a)) e para o acionamento por pulso único de tensão (Figura 3.1(b)). Para ambos os modos de operação são destacados dois ângulos. O ângulo sinalizado por ① refere-se ao ângulo em que o perfil de indutância passa a apresentar uma inclinação positiva, possibilitando a produção de torque positivo. O ângulo sinalizado por ② refere-se ao ângulo em que a corrente elétrica na fase se extingue.

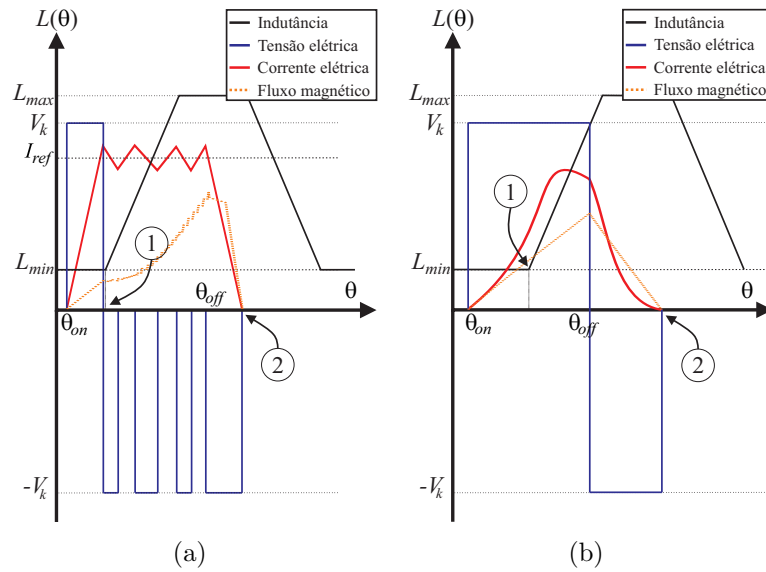


Figura 3.1: Formas de ondas típicas para operação por: a) histerese de corrente; b) pulso único de tensão. Detalhes nos ângulos de início de produção de torque (1) e extinção (2).

Independente do modo de operação, o fluxo magnético concatenado pode aumentar a partir do momento em que o ângulo do rotor alcança o ângulo de acionamento (θ_{on}) até que o ângulo do rotor ultrapassa o ângulo de desligamento (θ_{off}). Este período é conhecido como período de condução. Quando a posição do rotor ultrapassa o ângulo de desligamento, o estado de desmagnetização é aplicado nas fases do conversor AHB e o fluxo magnético concatenado decresce até que a corrente elétrica na fase se extinga quando a posição do rotor alcança o ponto (2).

Durante a operação por histerese de corrente elétrica, ou seja, enquanto a velocidade de rotação é menor que a velocidade de base, a força contra eletromotriz é menor que a tensão de alimentação (V_k) e é possível regular a corrente elétrica alternando os estados das chaves de potência, este processo é conhecido como *chopping*. Acima da velocidade de base, a força contra eletromotriz cresce e a tensão de alimentação se torna insuficiente para execução do *chopping* e a corrente elétrica só pode ser controlada através da variação dos ângulos de disparo.

Sendo assim, existem valores ótimos para o ângulos de acionamento (θ_{on}^{otm}) e desligamento (θ_{off}^{otm}) que fazem com que a performance da máquina seja otimizada.

Ainda para a operação por histerese de corrente, se o ângulo de acionamento for maior que o ângulo de acionamento ótimo ($\theta_{on} > \theta_{on}^{otm}$) a corrente elétrica continua subindo após ter ultrapassado o ponto (1) (Figura 3.1) e pode não alcançar seu valor de referência (I_{ref}) com o aumento de velocidade. Se o ângulo de acionamento for adiantado do ângulo de acionamento ótimo ($\theta_{on} < \theta_{on}^{otm}$), o período de condução é estendido para a região onde o perfil de indutância é quase constante, em que o aumento de corrente elétrica não

contribui para a produção de torque e ocorre um aumento das perdas no cobre [59]. Já o ângulo de desligamento ótimo é escolhido de forma que o fluxo magnético concatenado por duas fases adjacentes seja igual a metade do fluxo magnético concatenado total durante sua comutação [58]. Já para a operação por pulso único de tensão as condições acima são verdadeiras, porém, não ocorre *chopping* uma vez que não há controle sobre a corrente elétrica na fase.

Durante a operação por pulso único os valores do fluxo magnético concatenado máximo e conseqüentemente das perdas no núcleo, podem ser reduzidos se o intervalo entre o ponto ② e o ângulo de acionamento for reduzido. Entre o ângulo de acionamento e o ponto ① a corrente elétrica cresce aproximadamente linearmente pois os polos do rotor e do estator não se sobrepõem. O valor máximo da corrente elétrica deve ser atingido antes que o rotor ultrapasse o ângulo ①. Um ângulo de acionamento adiantado permite que a corrente elétrica cresça até um valor adequado, entretanto se o ângulo for adiantado demasiadamente, a corrente elétrica eficaz na fase aumenta, o que implica em maiores perdas no cobre.

Fica claro que a escolha do ângulo de acionamento pode diminuir a eficiência de duas formas: um ângulo muito adiantado aumenta as perdas no cobre e um ângulo muito atrasado aumenta as perdas no núcleo.

Durante a operação por pulso único de tensão, o ângulo de desligamento ótimo deve ser escolhido de maneira que a desmagnetização (ponto ②) termine antes que a inclinação da curva de indutância se torne negativa para evitar a produção de torque negativo, sendo assim, com a aumento da velocidade o ângulo de desligamento deve ser adiantado.

3.2 Controle com ângulos de disparo fixos

Para o acionamento da máquina de relutância variável no modo motor, os ângulos de disparo não devem estar contidos entre o início da região de desalinhamento (θ_{id}) e o fim da região de alinhamento de modo que a indutância apresente variação positiva ou nula neste período (condição (3.1)). Com esta condição satisfeita, considerando uma tensão de alimentação fixa, a velocidade da máquina pode ser controlada através da variação da corrente elétrica na fase.

$$\begin{cases} \theta_{id} \leq \theta \leq 45^\circ - (\theta_d - \theta_{id}) \\ \frac{dL_k(\theta, i_k)}{d\theta} \geq 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Na Figura 3.2 apresenta-se o diagrama de blocos desenvolvido para o controle de velocidade com ângulos fixos para um MRV 12/8. O bloco “Gerador de sinais de acionamento” é responsável pela determinação dos sinais de condição de acordo com os ângulos de disparo θ_{on} e θ_{off} , que são mantidos fixos independente do ponto de operação. A lógica utilizada é mostrada na Figura 3.3. O bloco recebe o valor da velocidade instantânea da máquina e com a integração deste valor, obtém a posição do rotor. Após isso, para obter o ângulo de cada fase, o sinal de posição é dividido por 45° e o resto desta divisão é tomado como a posição da fase em questão. Esta posição é então comparada com os ângulos de disparo e, caso as duas condições sejam satisfeitas, a fase é considerada apta a conduzir.

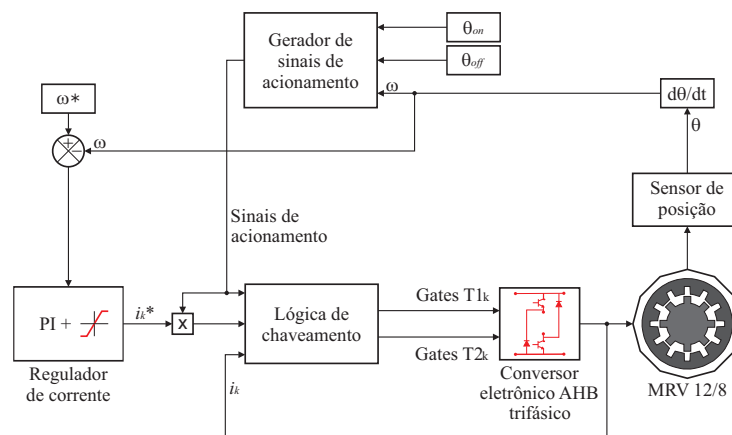


Figura 3.2: Controle de velocidade com ângulos de disparo fixos.

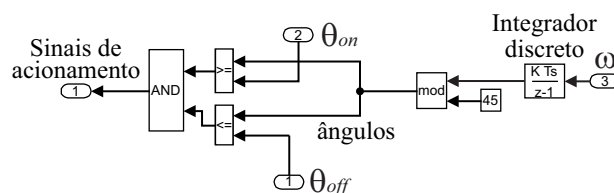


Figura 3.3: Lógica de composição de sinais de acionamento.

A regulação de corrente elétrica é feita por um controlador PI a partir do erro entre a velocidade de referência (ω^*) e a velocidade instantânea. O sinal de corrente elétrica na saída do controlador PI passa por um bloco de saturação para garantir que a corrente elétrica não exceda o valor máximo suportado pela máquina, formando o sinal de corrente elétrica de referência.

Este sinal passa por um bloco que contém a lógica de chaveamento utilizada para gerar os sinais de acionamento do conversor eletrônico AHB.

Existem dois tipos de lógicas de chaveamento que podem ser utilizadas para o acionamento por histerese de corrente, o *hard-chopping* e o *soft-chopping*. Neste trabalho foi adotada a técnica de *soft-chopping* que, juntamente com um controlador por histerese

determina os sinais das portas das chaves de potência de acordo com o erro entre o valor da corrente elétrica de referência (I_{err}) e o valor da corrente elétrica na fase.

Na Tabela 3.1 são apresentados os estados aplicados às chaves superior ($T1_k$) e inferior ($T2_k$) de uma perna do conversor AHB para o caso em que a posição do rotor está no intervalo de condução. Quando o erro de corrente for maior do que 0, as duas chaves de potência devem ser ligadas (1), aplicando tensão positiva na fase e fazendo com que a corrente elétrica cresça. Quando o erro for menor do que 0, uma chave deve ser mantida ligada (1) e a outra deve ser desligada (0), aplicando tensão nula na fase (roda-livre) e fazendo com que a corrente elétrica decresça.

Tabela 3.1: Lógica de chaveamento aplicada pelo *soft-chopping*

I_{err}	$T1_k$	$T2_k$
≥ 0	1	1
< 0	1	0

Acima da velocidade de base não é possível aplicar o controle de velocidade com ângulos fixos, pois para este tipo de acionamento a corrente elétrica é mantida fixa e os ângulos de disparo devem ser variados para realizar o controle.

3.3 Controle com ângulos de disparo variáveis

Por melhor que seja a escolha dos ângulos de disparo (θ_{on} e θ_{off}), se estes ângulos forem fixos, com a variação da velocidade ou do torque da carga pode ocorrer aumento indesejado das perdas elétricas ou de ondulações de torque ou ainda a perda da capacidade de regulação de velocidade.

Para contornar este problema, existem diversas técnicas para controlar os ângulos de disparo citadas na seção 2.5.1. Neste trabalho, para controlar o ângulo de desligamento e a corrente elétrica nas fases, são utilizados controladores PI, e o ângulo de acionamento é obtido através da técnica utilizada por [61]. O ângulo de acionamento é dado pela Equação (2.26) de maneira que com o aumento da velocidade, o ângulo de acionamento é adiantado para possibilitar o aumento da corrente elétrica antes que a produção de torque seja iniciada. Para a operação por pulso único de tensão somente os ângulos de disparo são controlados.

O diagrama de blocos do controle de velocidade empregado é apresentado na Figura 3.4. O sistema de controle empregado permite que seja possível trabalhar em toda a faixa de velocidades de operação da máquina. Entretanto, como não são criadas tabelas de consulta ou funções de otimização, o sistema apresenta baixo rendimento e grandes

ondulações de torque são produzidas.

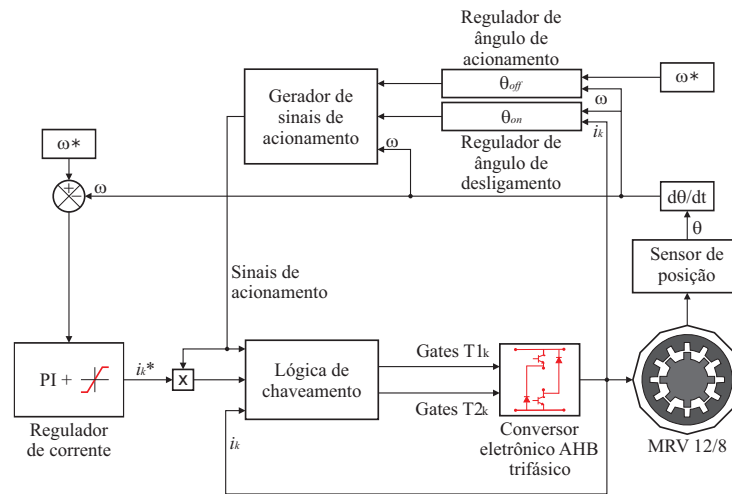


Figura 3.4: Controle de velocidade com ângulos de disparo variáveis.

3.4 Simulações computacionais

Os métodos de controle de velocidade estudados foram implementados em simulações computacionais. A máquina utilizada é um MRV 12/8 trifásica de 1,5 kW. Para a modelagem da máquina foram feitos testes de rotor bloqueado para obtenção das curvas de magnetização como sugerido em [45]. O MRV é alimentado por uma fonte de tensão de corrente contínua fixa em 80 V e a lógica de chaveamento utilizada para o acionamento por histerese de corrente foi o *soft-chopping*. A indutância mínima (L_{min}) é de 1,675 mH e a indutância máxima (L_{max}) é de 13,88 mH. A resistência elétrica do enrolamento da fase (R_k) é de 0,3 Ω.

Pela definição, a velocidade de base da máquina é a velocidade em que a força contra eletromotriz se iguala com a a tensão de alimentação da máquina. De acordo com a Equação 2.9, percebe-se que com o aumento da velocidade, a força contra eletromotriz cresce. Sendo assim, para determinar a velocidade de base do MRV utilizado, a força contra eletromotriz foi calculada mantendo-se a corrente elétrica em seu valor nominal enquanto a posição do rotor da máquina foi variada para toda a faixa de velocidades de operação da máquina.

Para o MRV utilizado neste estudo, na velocidade de 96 rad/s a força contra eletromotriz é de 79,96 V, caracterizando a velocidade de base. A forma de onda da força contra eletromotriz em função da posição do rotor para a velocidade de 96 rad/s é mostrada na Figura 3.5.

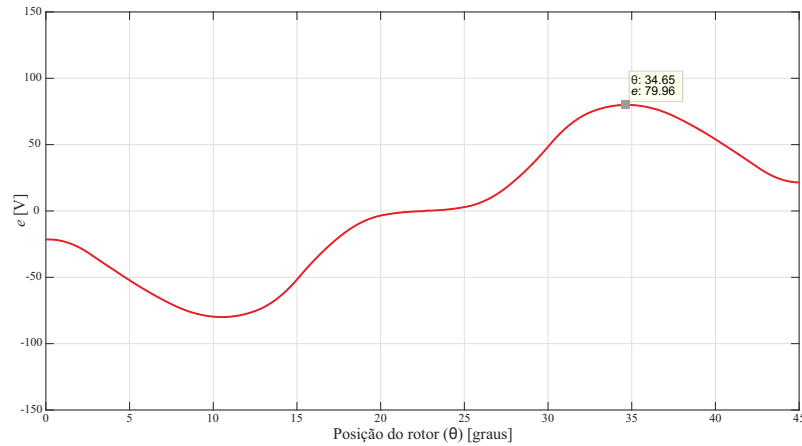


Figura 3.5: Força contra eletromotriz em função da posição do rotor para corrente elétrica nominal e velocidade de 96 rad/s (916, 73 rpm).

3.4.1 Resultados de simulação para o controle de velocidade com ângulos fixos

O sistema de controle mostrado na Figura 3.2 foi implementado no *software* MATLAB/Simulink. Para entender como manter os ângulos de disparo fixos pode influenciar no desempenho da máquina, uma função rampa de velocidade foi utilizada como referência. A carga mecânica foi conectada de forma gradual após 0,5s a uma taxa de 2 N.m/s até que a carga de 2 N.m fosse alcançada.

Para a simulação utilizou-se $\theta_{on} = 23,5^\circ$ e $\theta_{off} = 40,0^\circ$ e um controlador PI para regular a corrente elétrica. Como pode-se observar na Figura 3.6(a), o controle possibilita de operar na velocidade desejada. O erro inicial ocorre devido à inserção da carga e se estende até que a carga alcance seu valor final. O período de conexão da carga também é apontado na Figura 3.6(a), após o término da inserção da carga, a referência de velocidade é seguida com precisão.

As respostas do torque eletromagnético, da corrente elétrica nas fases e do fluxo magnético concatenado pelas fases são expostas na Figura 3.6(b), Figura 3.6(c) e Figura 3.6(d) respectivamente. Nestes três gráficos são mostrados detalhes das formas de onda das respectivas grandezas em três velocidades para demonstrar como o acionamento com o ângulo fixo afeta cada uma destas grandezas.

A ondulação de torque diminui com o aumento da velocidade mesmo com os ângulos fixos. Isso ocorre pois o aumento da velocidade de rotação faz com que a frequência dos acionamentos aumente. Conseqüentemente, existe um intervalo de tempo menor entre o acionamento de fases sequenciais, e a inércia da massa rotativa é capaz de manter as ondulações de torque em níveis mais baixos para velocidades maiores.

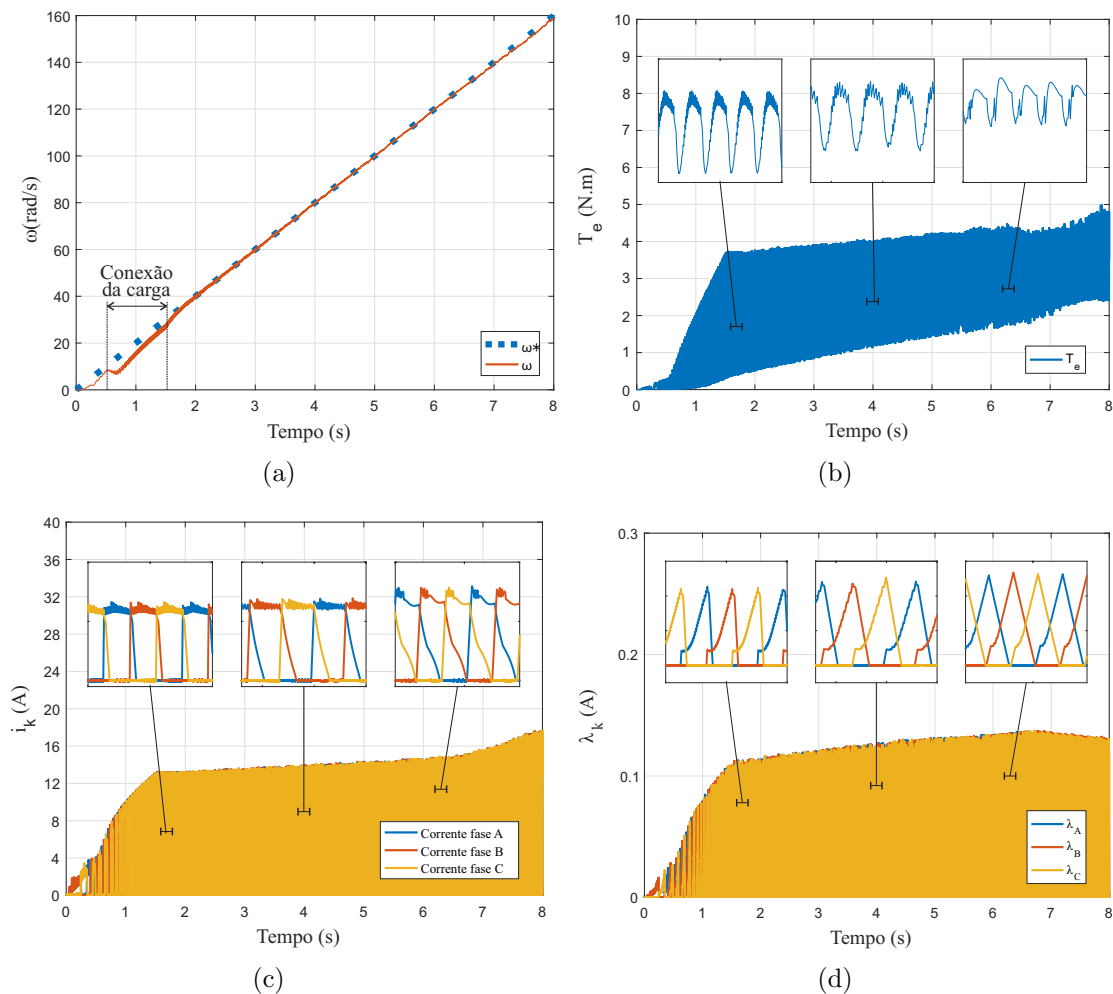


Figura 3.6: Resposta do controle de velocidade com ângulos fixos para uma entrada em rampa de velocidade. a) Velocidade instantânea; b) Torque eletromagnético; c) Correntes elétricas nas fases; d) Fluxos magnéticos concatenados pelas fases.

Na Figura 3.7(a) são mostradas as formas de onda para o torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para uma velocidade de 30 rad/s. Por se tratar de uma velocidade baixa, a força contra eletromotriz é pequena em relação à tensão de alimentação e ocorre um grande número de chaveamentos para regular a corrente elétrica, o que reflete nas outras formas de onda.

Para a velocidade de 80 rad/s, o número de chaveamentos diminui devido ao aumento de velocidade como é visível na Figura 3.7(b) e as formas de onda do torque eletromagnético e do fluxo magnético concatenado com os enrolamentos ficam com menos cortes. Quando a velocidade alcança 140 rad/s (Figura 3.7(c)) a força contra eletromotriz já tem seu valor próximo ao valor da tensão de alimentação (Figura 3.5) e após um curto período de condução o fluxo magnético concatenado cresce quase linearmente, pois o controle por histerese não faz nenhuma alteração no estado de tensão aplicado ao enrolamento da fase ativa. Quando a velocidade atingiu aproximadamente 170 rad/s o sistema de con-

trole perdeu a capacidade de regular a velocidade, pois os ângulos de disparo se tornaram inadequados para o acionamento nesta velocidade.

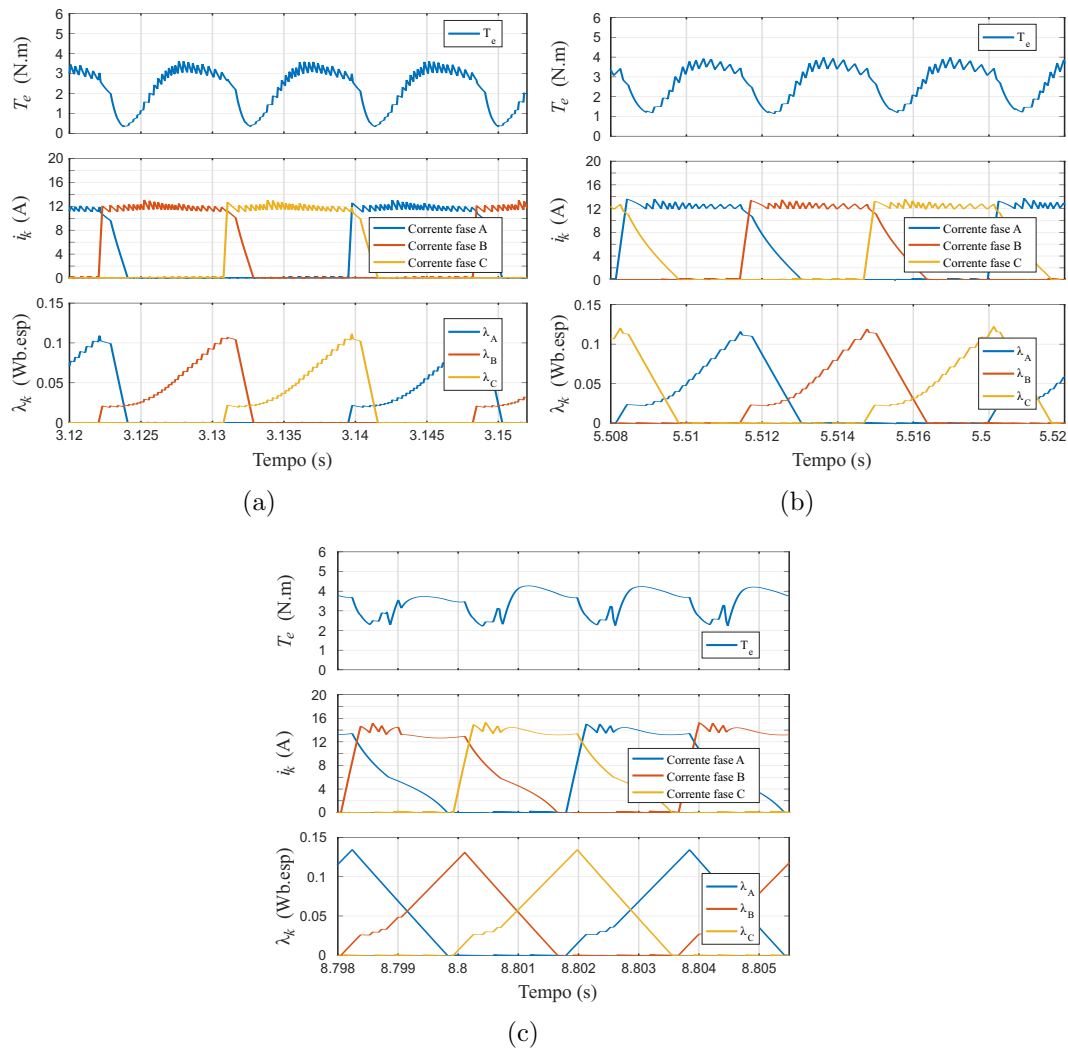


Figura 3.7: Formas de onda para do torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para o controle de velocidade com ângulos fixos a uma velocidade de: a) 30 rad/s; b) 80 rad/s; e c) 140 rad/s.

3.4.2 Resultados de simulação para o controle de velocidade com os ângulos variáveis

O sistema de controle mostrado na Figura 3.4 foi implementado usando o *software* MATLAB/Simulink. Para entender como a variação dos ângulos de disparo pode influenciar o desempenho da máquina, uma função rampa foi utilizada como referência. Foram feitos dois testes: um para o acionamento por histerese de corrente (Teste ①) e um para o acionamento por pulso único de tensão (Teste ②). Para o Teste ①, a carga foi conectada de forma gradual após 0,5s a uma taxa de 2 N.m/s até que a carga de 2

N.m fosse alcançada. Para o Teste ②, a conexão da carga começou antes do início da tomada de resultados e continuou até alcançar o valor de 2 N.m, o que ocorreu aos 2s de simulação.

Na Figura 3.8(a) é apresetada a resposta de velocidade para o sistema implementado. Nas Figuras 3.8(b), 3.8(c) e 3.8(d) são mostradas as formas de onda do torque eletromagnético produzido, das correntes elétricas nas fases e dos fluxos magnéticos concatenados pelas fases quando o acionamento é feito por histerese de corrente com ângulos variáveis de acordo com a variação de velocidade mostrada na Figura 3.8(a). Detalhes das formas de onda estão incluídos na Figura 3.8.

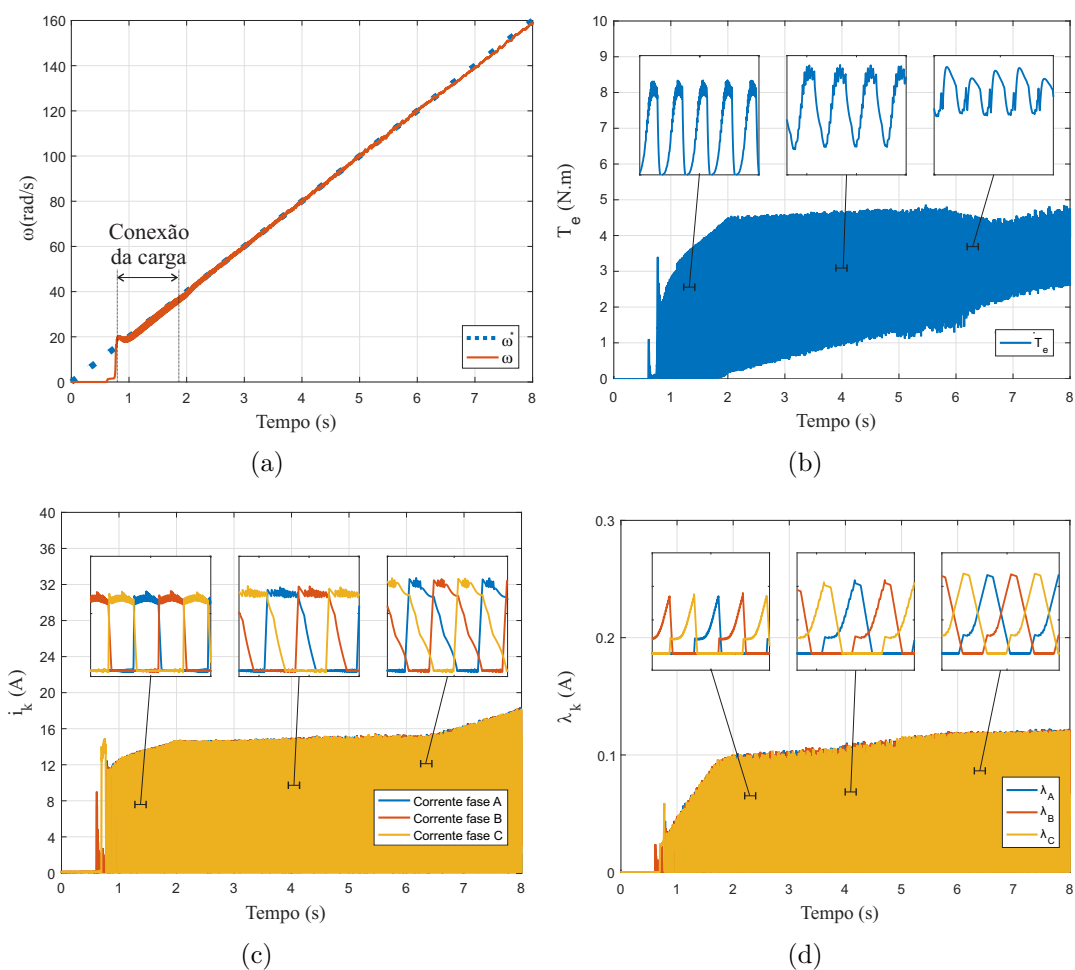


Figura 3.8: Resposta do controle de velocidade com ângulos variáveis para uma entrada em rampa de velocidade. a) Velocidade instantânea; b) Torque eletromagnético; c) Correntes elétricas nas fases; d) Fluxos magnéticos concatenados pelas fases.

Na Figura 3.9(a) apresentam-se as formas de onda para o torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para uma velocidade de 30 rad/s. Por se tratar de uma velocidade baixa, a força contra eletromotriz é menor que a tensão de alimentação e ocorre um grande número de chaveamentos para regular a corrente elétrica, o que reflete nas outras formas de onda.

Quando a velocidade chega em 80 rad/s, o número de chaveamentos diminui com o aumento de velocidade como é visível na Figura 3.7(b) e as formas de onda do torque eletromagnético e do fluxo magnético concatenado ficam com menos cortes. Quando a velocidade alcança 140 rad/s (Figura 3.7(c)) a força contra eletromotriz já tem seu valor próximo ao valor da tensão de alimentação (vide Figura 3.5) e após um curto período de condução o fluxo magnético concatenado cresce quase linearmente, pois o controle por histerese não faz nenhuma mudança de estado.

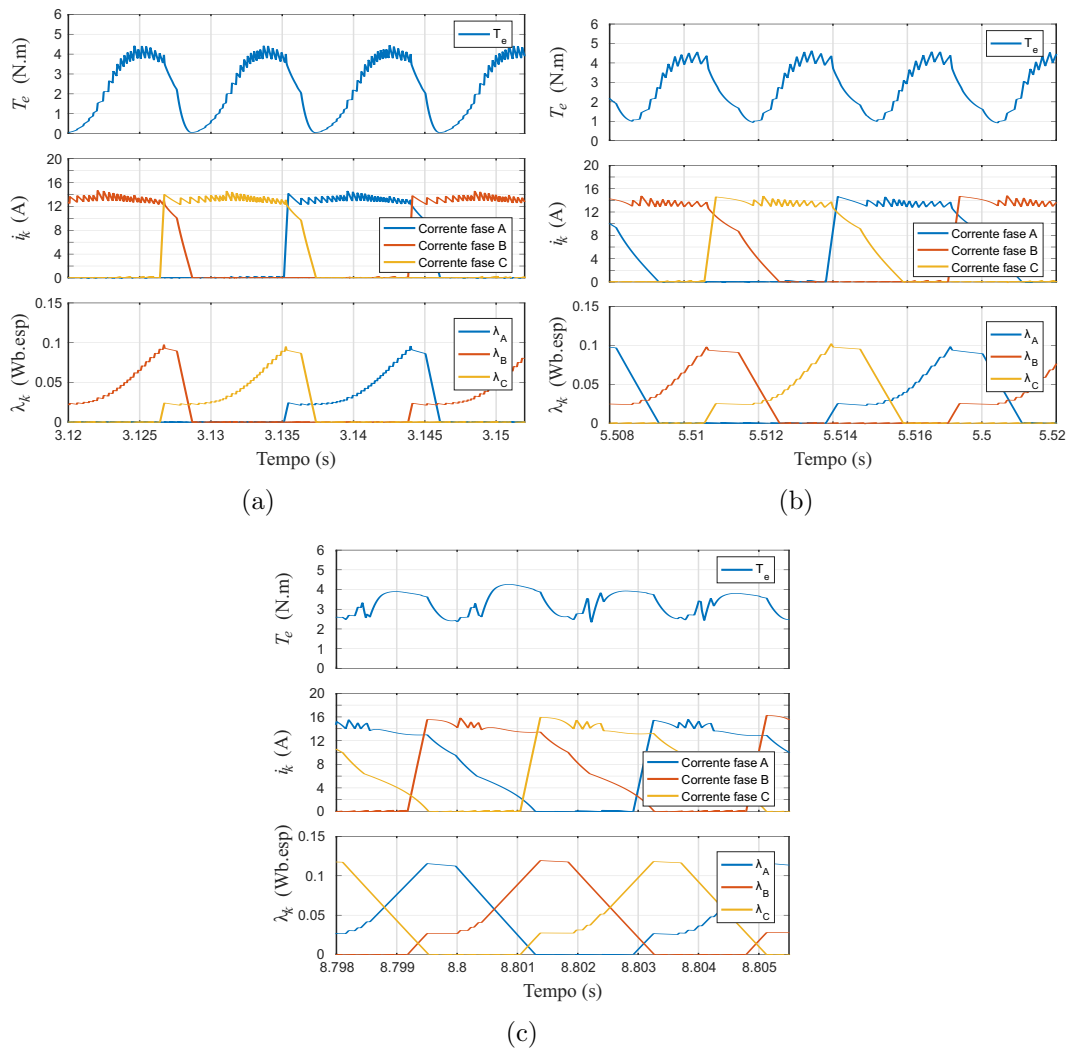


Figura 3.9: Formas de onda para do torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para o controle de velocidade com ângulos variáveis com acionamento por histerese de corrente a uma velocidade de: a) 30 rad/s; b) 80 rad/s; e c) 140 rad/s.

Diferentemente do controle de velocidade com ângulos fixos, quando o acionamento é feito com ângulos variáveis a velocidade pode ser regulada até aproximadamente 260 rad/s. Na Figura 3.10(a) apresenta-se a velocidade instantânea da máquina para uma entrada de velocidade de referência em rampa na faixa de velocidades onde o acionamento é feito por pulso único de tensão. Nas Figuras 3.10(b), 3.10(c) e 3.10(d) são mostradas

as formas de onda do torque eletromagnético produzido, das correntes elétricas nas fases e dos fluxos magnéticos concatenados pelas fases obtidas quando o acionamento é feito por histerese de corrente com ângulos variáveis com a variação de velocidade mostrada na Figura 3.10(a). Detalhes das formas de onda estão incluídos nas figuras.

O fluxo magnético concatenado pelas fases aumenta de acordo com o aumento da velocidade e as formas de onda da corrente elétrica não apresentam cortes, simbolizando o acionamento por pulso único.

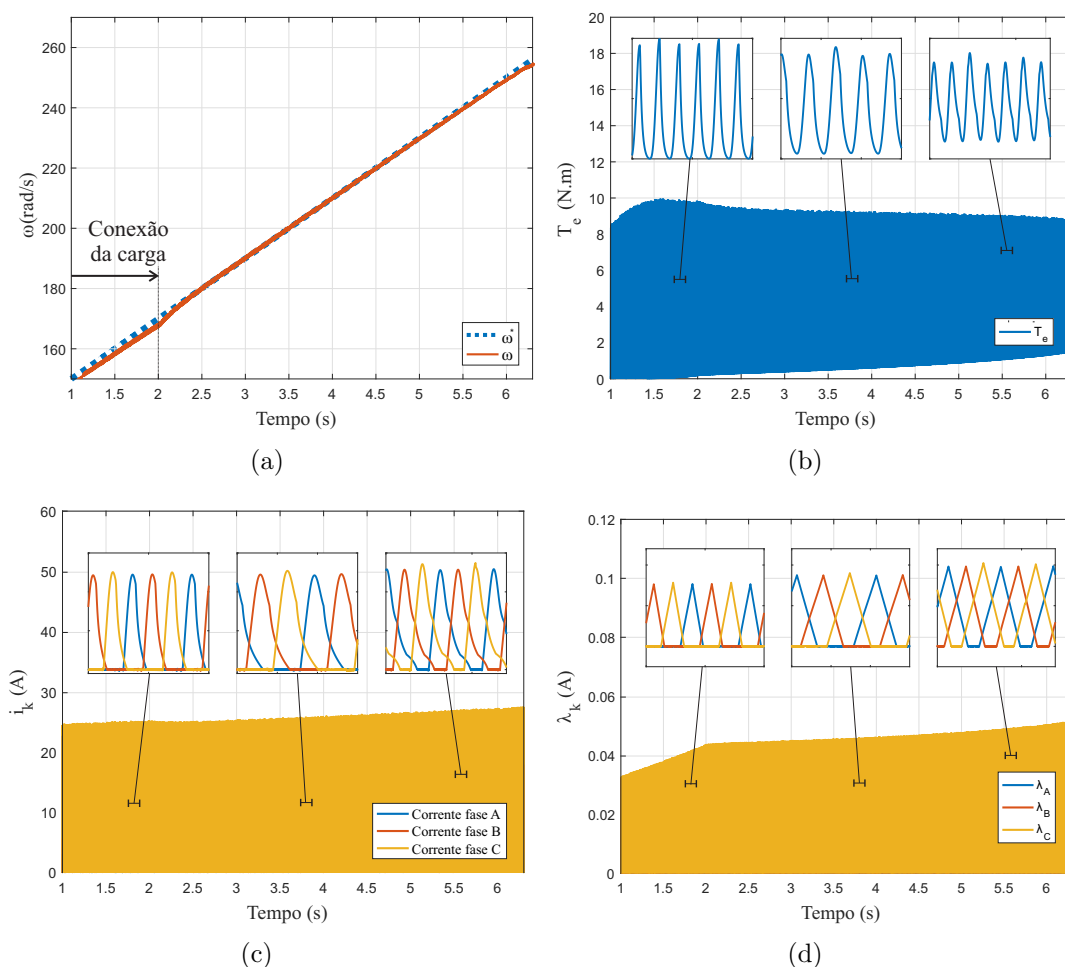


Figura 3.10: Resposta para uma entrada em rampa de velocidade de referência para acionamento por pulso único de tensão: a) Velocidade instantânea; b) Torque eletromagnético; c) Correntes elétricas nas fases; d) Fluxos magnéticos concatenados pelas fases.

Na Figura 3.11(a) são mostradas as formas de onda para o torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para uma velocidade de 170 rad/s. Já na Figura 3.11(b) são apresentadas as mesmas formas de onda para a velocidade de 220 rad/s. O torque eletromagnético produzido apresenta menores ondulações de acordo com o aumento da velocidade, o fluxo magnético concatenado aumenta até aproximadamente 0,15 Wb.esp e ocorre uma maior sobreposição das correntes nas fases, à medida que os ângulo de acionamento se atrasa.

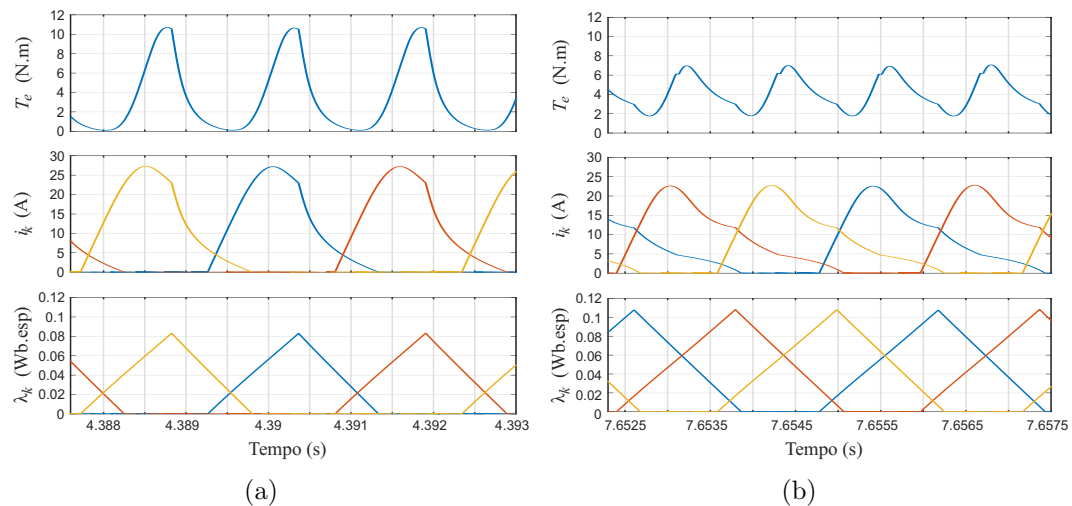


Figura 3.11: Formas de onda para do torque eletromagnético produzido, correntes elétricas nas fases e fluxos magnéticos concatenados pelas fases para o controle de velocidade com ângulos variáveis com acionamento por pulso único de tensão a uma velocidade de: a) 170 rad/s; e b) 220 rad/s.

3.5 Considerações finais

Motores de relutância variável utilizados no acionamento de veículos elétricos devem ser capazes de operar em uma grande faixa de velocidades para atender aos requisitos de operação do VE. Isso motivou o surgimento do controle abordado neste capítulo. A variação dos ângulos permite que toda a faixa de velocidades de operação da máquina seja alcançada. Entretanto isso não garante a melhor performance e tampouco o menor nível de ondulação de conjugado. Para tanto, é necessário controlar o torque. O controle de torque é abordado no Capítulo 4. Outras aplicações do controle de velocidade são encontradas em máquinas de lavar roupas, centrífugas, bombas centrífugas, controle de movimento, compressores e aplicações aeroespaciais.

Capítulo 4

Controle de torque de motores de relutância variável

NESTE capítulo os métodos de controle eletrônico de torque mais utilizados na literatura serão apresentados em detalhes. Os métodos de controle de torque podem ser classificados de duas topologias técnicas. A primeira trata de controlar o torque médio produzido pelo MRV, sendo ideal para aplicações que requerem operação por toda a faixa de velocidades da máquina. A outra topologia aborda o controle do torque produzido instantaneamente e é ideal para aplicações que requerem torque com baixo nível de ondulação. Para o controle de torque médio (CTM), será apresentada a técnica conhecida como controle direto de torque médio (CDTM). Para o controle de torque instantâneo (CTI), apresenta-se as técnicas de controle direto de torque (CDT), perfilamento de corrente elétrica através de funções de divisão de torque (FDT) e o controle direto de torque instantâneo (CDTI). Diferentes variações destes métodos também são apresentadas.

4.1 Controle de torque médio

O torque instantâneo produzido por cada fase pode ser calculado pela expressão 2.15. O torque eletromagnético total produzido pela máquina (T_{tot}) pode ser dado pela soma dos torques instantâneos produzidos pelas fases da máquina, como expresso por (4.1), onde N_k é o número total de fases da máquina.

$$T_{tot} = \sum_{k=1}^{N_k} T_{e,k} \quad (4.1)$$

Com isso, é possível calcular o torque médio produzido pela máquina como:

$$\overline{T_{tot}} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} T_{tot} dt, \quad (4.2)$$

onde τ é o período de revolução completa do MRV.

Como discutido anteriormente, existem combinações de variáveis de controle (i_k^* , θ_{on} e θ_{off}) que minimizam a produção de ondulações de torque para cada ponto de operação. É possível, através de uma grande quantidade de simulações computacionais, criar tabelas de consulta contendo os valores ótimos para cada um destes parâmetros de acordo com o objetivo do controle.

Durante a otimização dos parâmetros de controle dos MRV pode-se ter dois diferentes objetivos: minimizar as perdas ou minimizar as ondulações de torque. Estas otimizações são contraditórias, de modo que a minimização das perdas ocasiona maiores ondulações de torque e vice-versa. Assim, para uma otimização multiobjetivos, deve-se ponderar na escolha entre a minimização das perdas e a minimização das ondulações de torque [59,112]. Neste trabalho o objetivo é minimizar ao máximo as ondulações do torque produzido.

Desta maneira, para a criação das tabelas de consulta foram realizadas diversas simulações com o modelo computacional da máquina utilizada neste estudo (Anexo B). O modelo utilizado foi validado experimentalmente no trabalho [49]. As simulações devem ser feitas com o MRV em malha aberta, sendo alterados os parâmetros de controle e a carga conectada à máquina de maneira que todas as combinações possíveis sejam simuladas. Ao término das simulações deve-se retirar informações da velocidade alcançada pelo MRV em regime permanente com os parâmetros utilizados e em seguida a ondulação de torque é calculada. Com esta gama de dados, é feita uma seleção das combinações de parâmetros que permitem que o MRV atue em cada ponto de operação (ω, T) com o menor nível de ondulação de torque e tais parâmetros devem ser armazenados em tabelas de consulta.

Representações gráficas das tabelas de consulta com os valores dos parâmetros de controle ótimos encontrados nas simulações são mostradas na Figura 4.1. As tabelas do ângulo de acionamento, do ângulo de desligamento e da corrente elétrica de referência são representadas nas Figuras 4.1(a), 4.1(b) e 4.1(c), respectivamente. Como esperado, tanto o ângulo de acionamento quanto o de desligamento devem ser adiantados com o aumento da velocidade e da carga para a minimização do nível de ondulação de torque. Em contrapartida, a corrente elétrica ótima cresce com o aumento da velocidade e da carga.

Para aplicações em veículos elétricos, a tensão aplicada aos terminais da fase durante o estado de magnetização é variável por causa da variação de carga no banco

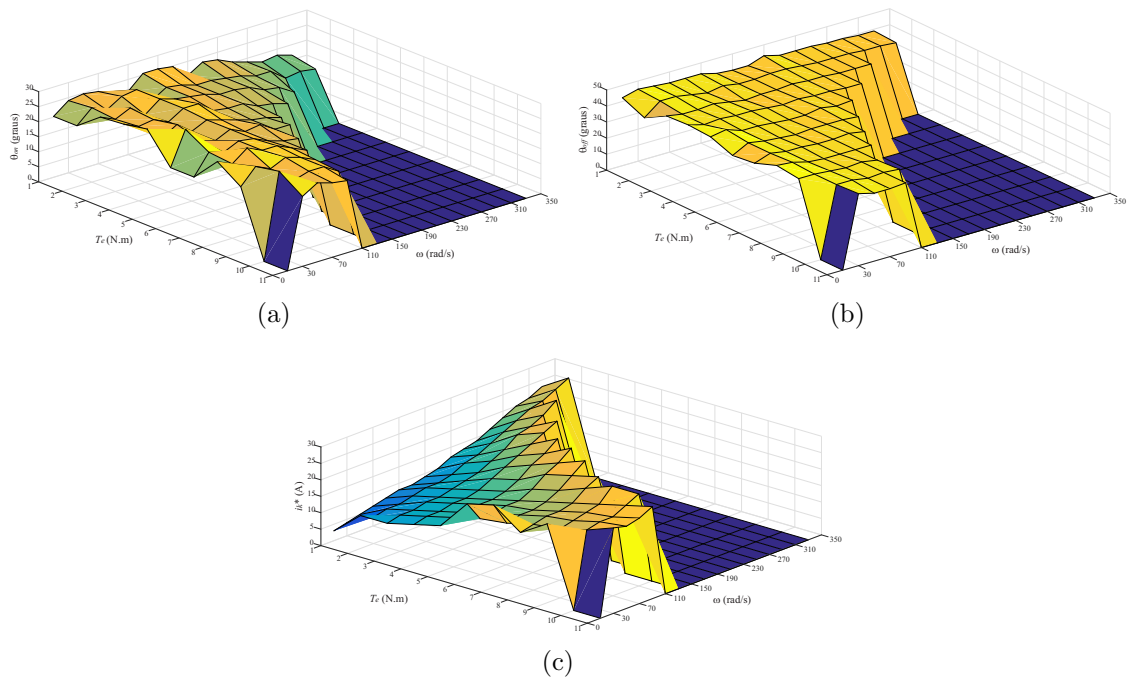


Figura 4.1: Representação gráfica das tabelas de consulta com os valores ótimos dos parâmetros de controle para minimização do nível de ondulação de torque: a) Ângulo de acionamento; b) Ângulo de desligamento; c) Corrente elétrica de referência.

de baterias. O cálculo das tabelas de consulta, que antes só considerava a velocidade instantânea e a carga, agora deve também considerar a tensão de alimentação como variável de entrada, aumentando assim a quantidade de combinações possíveis, o que torna ainda mais massante o processo de encontrar os valores ótimos [80]. Para evitar tal problema, foi proposto por Inderka [25] um método de controle de torque médio de malha fechada chamado de controle direto de torque médio (CDTM).

O método baseia-se na comparação de uma referência de torque com o torque médio produzido. Medir o torque médio através de transdutores de torque requer um investimento financeiro grande que nem sempre pode ser feito, sendo de grande relevância estimar o torque médio produzido pela máquina a partir das grandezas terminais da máquina.

4.1.1 Estimativa de torque médio em operação

Como discutido na seção 2.2, para determinar o torque médio produzido pelo MRV, é necessário conhecer o fluxo magnético concatenado. Se a derivada do fluxo magnético concatenado com os enrolamentos em relação ao tempo na Equação (2.6) for isolada, tem-se:

$$\frac{d\lambda_k(\theta, i_k)}{dt} = V_k - i_k R_k, \quad (4.3)$$

assim, pode-se usar a equação da energia mecânica (Equação (4.4)) e encontrar o torque médio produzido através da Equação 4.5.

$$W_{mec} = \oint i_k \frac{d\lambda_k(\theta, i_k)}{dt} dt \quad (4.4)$$

$$\bar{T} = \frac{N_k N_r}{2\pi} W_{mec} \quad (4.5)$$

Os valores de torque produzido por cada fase a cada ciclo são próximos entre si devido à simetria das fases, o que permite utilizar apenas um estimador para todas as fases da máquina. É importante ressaltar que esta prática torna o projeto do controlador mais barato, mas pode fazer com que a velocidade e a qualidade do controlador sejam deterioradas. Na Figura 4.2 é mostrada a estrutura utilizada para estimar o torque médio em uma das fases de um MRV usando apenas os valores de tensão e corrente elétrica na fase, as equações (4.3), (4.4) e (4.5) estão indicadas na figura. Note que para a implementação experimental não é necessário realizar diretamente o cálculo da derivada do fluxo magnético concatenado em relação ao tempo, mas sim apenas uma subtração.

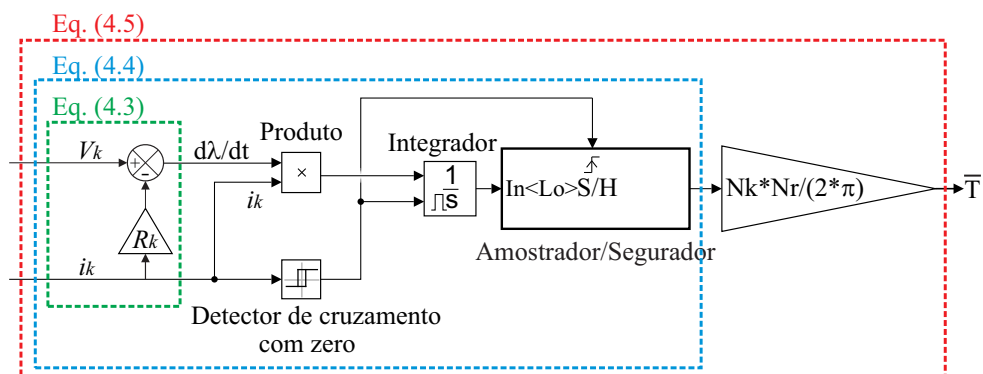


Figura 4.2: Estrutura utilizada para estimar o torque médio produzido por uma fase do MRV.

Na Figura 4.3 são mostradas as grandezas utilizadas para se estimar a energia mecânica a cada ciclo elétrico para uma fase do MRV de acordo com a Equação (4.4).

4.1.2 Controle direto de torque médio (CDTM)

O método de controle direto de torque médio utiliza tabelas de consulta com informações a respeito dos parâmetros ótimos de controle para cada ponto de operação. Cada ponto de operação é composto por um valor de torque e um valor de velocidade instantânea (T^*, ω) . No total, o CDTM utiliza 3 tabelas de consulta que dependem dos pontos de operação. Uma tabela para a corrente elétrica de referência $(i_k^*(T^*, \omega))$, uma que

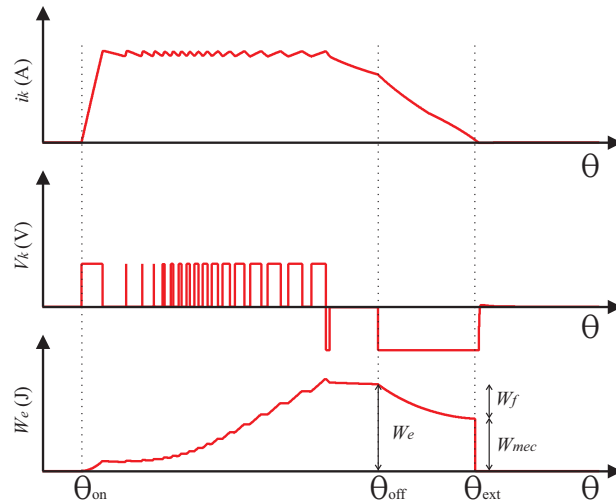


Figura 4.3: Representação em domínio do tempo das grandezas utilizadas na estimativa de energia mecânica envolvida.

retorno o ângulo de acionamento ($\theta_{on}(T^*, \omega)$) e uma que retorna o ângulo de desligamento ($\theta_{off}(T^*, \omega)$).

A estrutura utilizada para o CDTM é mostrada na Figura 4.4. Uma malha de velocidade externa é responsável por gerar a referência de torque com o uso de um controlador PI. Esta referência de torque é somada ao erro de torque médio processado por outro controlador PI para gerar uma nova referência de torque, caracterizando uma malha fechada de torque com *feedforward*. As tabelas de consulta recebem como entrada a velocidade instantânea e uma referência de torque para cada fase e retorna os valores de i_k^* , θ_{on} e θ_{off} . Um regulador de corrente por histerese utiliza estes parâmetros juntamente com informações da posição do rotor e da corrente elétrica nas fases para sintetizar os sinais de acionamento do conversor AHB.

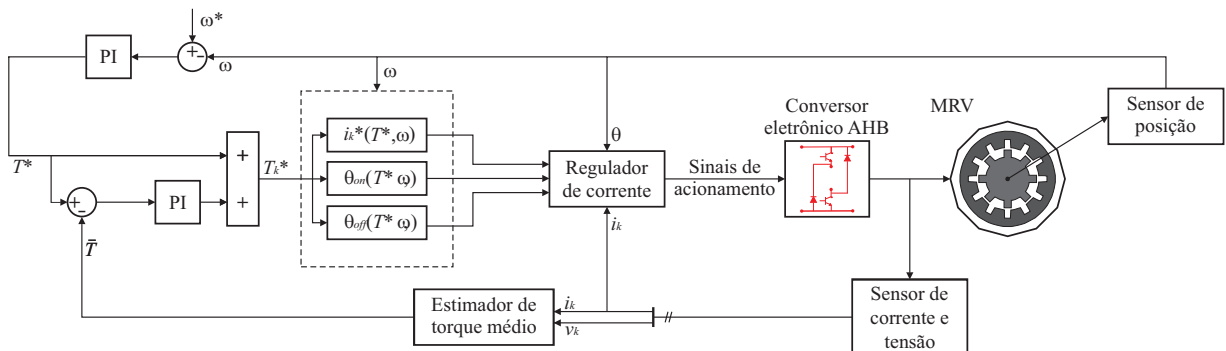


Figura 4.4: Diagrama de blocos para o controle de torque médio direto.

Uma característica marcante do CDTM é a baixa taxa de amostragem necessária. As grandezas necessárias para os cálculos de todos os parâmetros de controle devem ser aferidas apenas uma vez a cada ciclo elétrico. Isto implica em um custo menor para a produção de um controlador que realiza o CDTM. Por outro lado, a resposta às variações

de torque tendem a ser lentas. Para aumentar a velocidade da resposta de torque, pode-se utilizar um estimador de torque médio por fase e refazer o cálculo dos parâmetros no início do ciclo elétrico de cada fase. Esta solução eleva o custo computacional do sistema.

Com a utilização da malha externa de velocidade, o sistema de controle cumpre com os requisitos de controle de cruzeiro de veículos elétricos. Entretanto, devido à resposta lenta do sistema e à presença de ondulações de torque elevadas, o método deve ser utilizado apenas para velocidades acima da velocidade de base.

4.2 Controle de torque instantâneo (CTI)

Aplicações em veículos elétricos requerem operação em uma faixa larga de velocidades. Técnicas para minimização do nível de ondulação de torque baseadas em medidas de torque instantâneo, conhecidas como controle de torque instantâneo (CTI), são indicadas na literatura para operação em velocidades abaixo da velocidade de base.

No CTI, a corrente elétrica e/ou a tensão de referência são calculados a cada período de amostragem através do erro entre o torque de referência (T^*) e o torque eletromagnético instantâneo (T_e). O torque produzido pode ser controlado indiretamente ou diretamente. Neste trabalho são abordadas ambas as técnicas. O controle de torque indireto conhecido como perfilamento de corrente baseado em funções de divisão de torque (FDT) é investigado. As técnicas de controle direto de torque (CDT) e controle direto de torque instantâneo (CDTI) também são investigadas.

Os métodos de controle supracitados apresentam abordagens diferentes para o controle de torque, sendo assim, a implementação de cada um dos métodos será discutida em detalhes.

4.2.1 Estimativa de torque instantâneo

O modelo da máquina de relutância variável utilizado nas simulações requer duas tabelas de consulta (Figura 2.9), uma que retorna a corrente elétrica em função do fluxo magnético concatenado e da posição do rotor ($i_k(\lambda_k, \theta)$) e uma que retorna o torque eletromagnético produzido em função da corrente elétrica na fase e da posição do rotor ($T_e(i_k, \theta)$).

Esta mesma tabela pode ser utilizada para estimar o torque eletromagnético instantâneo, com a condição de que o sistema conte com um sensor de posição preciso.

A estimativa do torque eletromagnético produzido pode ser feita através de outras

tabelas de consulta, como por exemplo a estimativa do torque através do fluxo magnético concatenado pela fase e da posição do rotor ($T_e(\lambda_k, \theta)$). Este método também depende de um sensor de posição preciso. Caso seja necessário, o torque também pode ser estimado através da corrente elétrica na fase e da tensão elétrica na fase. Com estas duas grandezas, o fluxo magnético concatenado pelas fases pode ser calculado em operação e utilizado como entrada, juntamente com a corrente elétrica na fase, para uma tabela de consulta $T_e(i_k, \lambda_k)$. Este método não requer um sensor de posição.

4.2.2 Perfilamento de corrente baseado em funções de divisão de torque (FDT)

Dada a relação entre torque e corrente apresentada na Equação (2.6), pode-se dizer que é possível controlar o torque instantâneo produzido indiretamente através do controle da corrente elétrica. Por outro lado, deve-se considerar a não linearidade do perfil de indutância. Por isto, para que o torque eletromagnético produzido seja mantido constante, o perfil de corrente utilizado apresenta uma forma de onda não linear de difícil interpolação, que varia de acordo com as características do MRV.

A técnica de perfilamento de corrente consiste em tomar este perfil de corrente elétrica que implica na produção de torque constante e fazer com que a corrente elétrica na fase siga este perfil. Considerando que o controlador é capaz de regular a corrente elétrica adequadamente, a produção do torque pode ser distribuída entre as fases, de maneira que a soma dos torques produzidos por cada fase seja igual ao torque de referência (T^*).

A distribuição do torque entre as fases pode ser feita através de funções que regem a contribuição de cada fase para a produção do torque total de referência. Estas funções são chamadas de funções de divisão de torque (FDT).

4.2.2.1 Funções de divisão de torque (FDT)

O torque de referência e a posição do rotor são usados como entrada das FDT para gerar uma referência de torque para cada fase k (T_k^*). Esta divisão depende da posição angular do rotor e deve seguir o perfil definido na Equação (4.6), onde θ_{on} , θ_{off} , θ_{al} e θ_{ov} são os ângulos de acionamento, desligamento, alinhamento e intervalo de sobreposição, respectivamente. As funções que regem o perfil de torque durante a entrada e saída da comutação são nomeadas $f_{subida}(\theta)$ e $f_{descida}(\theta)$, respectivamente. A função divide a

produção de torque de cada fase em 5 setores de acordo com a posição angular.

$$T_k^*(\theta) = \begin{cases} \text{setor } \textcircled{1}: 0 & , 0 \leq \theta \leq \theta_{on} \\ \text{setor } \textcircled{2}: T^* f_{subida}(\theta) & , \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{on} + \theta_{ov} \\ \text{setor } \textcircled{3}: T^* & , \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta \leq \theta_{off} - \theta_{ov} \\ \text{setor } \textcircled{4}: T^* f_{descida}(\theta) & , \theta_{off} - \theta_{ov} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ \text{setor } \textcircled{5}: 0 & , \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_{al} \end{cases} \quad (4.6)$$

Na literatura são encontradas diversas funções para determinar o perfil de subida e descida do torque de referência das fases durante a comutação. Nesta dissertação investiga-se as formas mais comuns encontradas na literatura, que são: FDT linear, FDT senoidal, FDT cúbica e FDT exponencial. As equações referentes a cada uma destas FDT são mostradas a seguir. As formas de ondas do torque de referência produzido pelas FDT também são apresentadas nas figuras a seguir. Nas equações, os índices *lin*, *sen*, *cub* e *exp* se referem às FDT linear, senoidal, cúbica e exponencial, respectivamente [62, 63, 98, 102, 105]. Nas figuras também são mostradas a divisão dos setores determinada pela Equação (4.6) para cada uma das FDT.

As funções de subida e de descida para a FDT linear são apresentadas nas equações (4.7) e (4.8). A forma de onda do torque de referência gerado por estas equações é mostrada na Figura 4.5(a).

$$f_{subida}^{lin}(\theta) = \frac{1}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{on}) \quad (4.7)$$

$$f_{descida}^{lin}(\theta) = 1 - \frac{1}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{off}) \quad (4.8)$$

As funções de subida e de descida da FDT senoidal são apresentadas nas equações (4.9) e (4.10), respectivamente. A forma de onda do torque de referência gerado por estas equações é mostrada na Figura 4.5(b).

$$f_{subida}^{sen}(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{on}) \quad (4.9)$$

$$f_{descida}^{sen}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{off}) \quad (4.10)$$

As funções de subida e de descida da FDT exponencial são apresentadas nas equações (4.11) e (4.12), respectivamente. A forma de onda do torque de referência gerado

por estas equações é mostrada na Figura 4.5(c).

$$f_{subida}^{exp}(\theta) = 1 - \exp\left(-\frac{(\theta - \theta_{on})^2}{\theta_{ov}}\right) \quad (4.11)$$

$$f_{descida}^{exp}(\theta) = 1 - f_{subida}^{exp}(\theta - \theta_{off} + \theta_{on}) \quad (4.12)$$

A última FDT apresentada é a cúbica. Suas funções de subida e de descida são apresentadas nas equações (4.13) e (4.14), respectivamente. A forma de onda do torque de referência gerado por estas equações é mostrada na Figura 4.5(d).

$$f_{subida}^{cub}(\theta) = \frac{3}{\theta_{ov}^2}(\theta - \theta_{on})^2 - \frac{2}{\theta_{ov}^3}(\theta - \theta_{on})^3 \quad (4.13)$$

$$f_{descida}^{cub}(\theta) = 1 - f_{subida}^{cub}(\theta - \theta_{off} + \theta_{on}) \quad (4.14)$$

Com as equações (4.7) a (4.14) pode-se perceber que os ângulos de disparo empenham um papel importante na criação das FDT. Na literatura encontrada, este ângulo é mantido fixo, entretanto como discutido na seção 3.1, a variação dos ângulos de disparo pode minimizar as ondulações de torque. Neste trabalho uma otimização do tipo OFAT (*one factor at a time*) [66, 112] foi empregada para determinar o melhor conjunto de ângulos para cada ponto de operação (T, ω) do MRV.

4.2.2.2 Obtenção da referência de corrente elétrica

Após a obtenção dos sinais de torque de referência por fase com as FDT, deve-se obter os sinais de corrente elétrica de referência por fase (i_k^*). Isso pode ser realizado através da inversão da tabela $T(i_k, \theta)$ utilizada no modelo da máquina para gerar uma nova tabela de consulta que retorna a corrente elétrica em função do torque de referência da fase e da posição do rotor ($i_k(T_k^*, \theta)$) [62, 101–103] ou através de uma função não linear que transforma a referência de torque em uma referência de corrente elétrica sem a necessidade de uma tabela de consulta [99]. A determinação desta função é trabalhosa e requer uma abordagem matemática para modelar a variação da indutância em função da corrente elétrica e da posição do rotor.

A tabela obtida após a inversão de $T(i_k, \theta)$ é mostrada na Figura 4.6. O método utilizado para a inversão foi o método apresentado em [45]. A função analítica de inversão, é mostrada na Equação (4.15), onde $L_{0p}(\theta)$ é a derivada da indutância da fase k do MRV

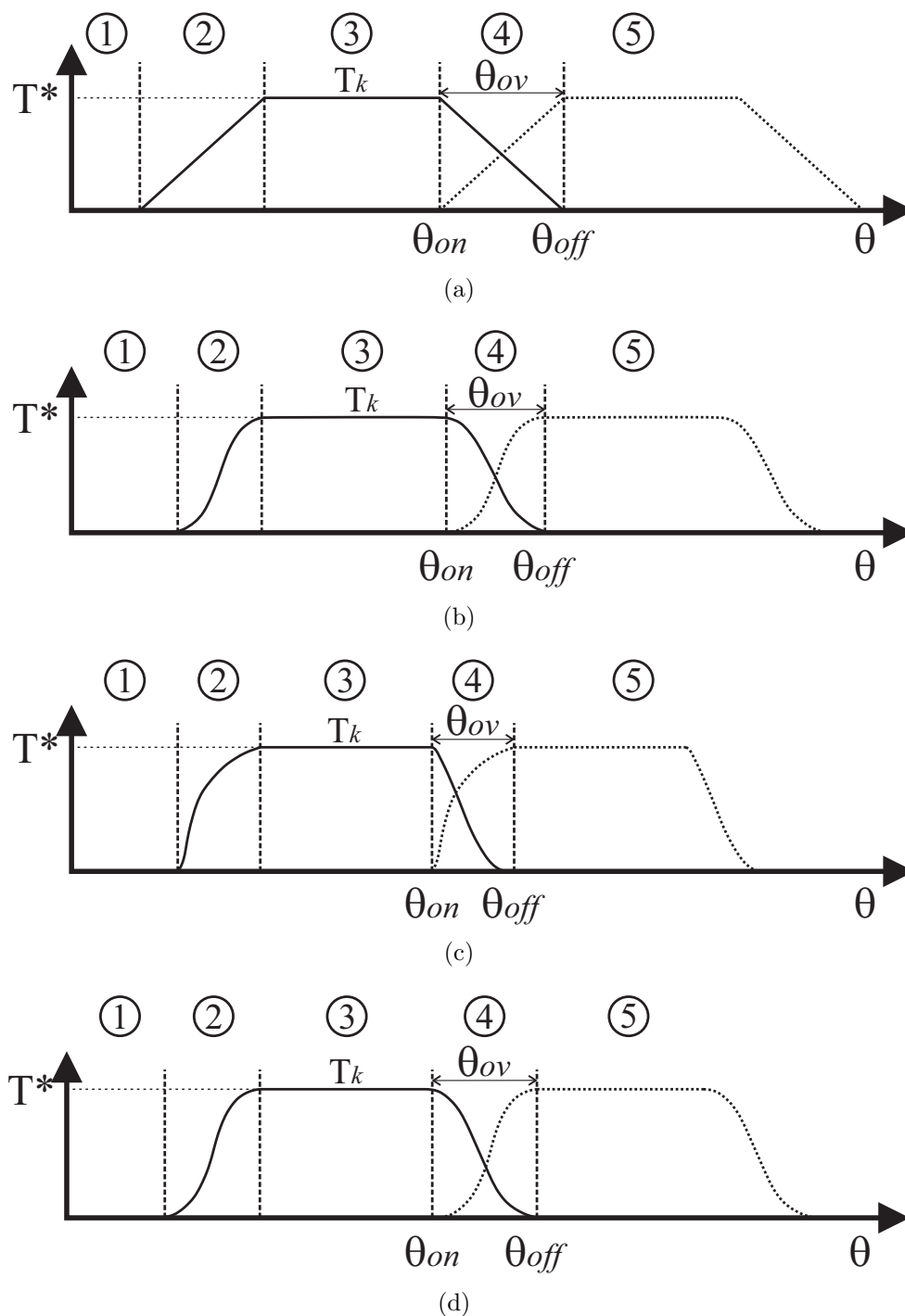


Figura 4.5: Formas de onda do torque de referência por fase e divisão de setores para as FDT: a) linear; b) senoidal; c) exponencial; d) cúbica.

antes da saturação ocorrer (com baixos valores de corrente) em função da posição do rotor (θ) e $f(\theta)$ é uma função que descreve a mudança da relação entre o torque produzido e a corrente elétrica aplicada à fase de acordo com a aumento da saturação magnética. Os

dados do MRV utilizados para o desenvolvimento da equação são mostrados no Anexo A.

$$i_k(T_k^*, \theta) = \frac{2T_k^*}{L_{0p}(\theta)} \left[\frac{f(\theta)}{2} + \sqrt{\frac{f^2(\theta)}{4} + \left(\frac{L_{0p}(\theta)}{2T_k^*} \right)^{\frac{1}{p}}} \right] \quad (4.15)$$

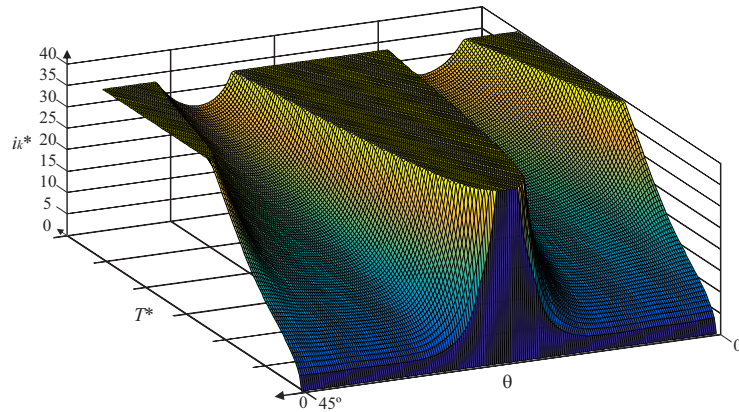


Figura 4.6: Tabela de consulta de corrente elétrica em função do torque de referência e da posição do rotor ($i_k(T^*, \theta)$).

4.2.2.3 Tabelas de consulta para ângulos de disparo

As FDT dependem diretamente dos ângulos de disparo (θ_{on} e θ_{off}), sendo que diferentes ângulos de disparo arremetem em uma diferente produção de ondulações de torque. Para alcançar níveis ótimos de ondulação de torque, é necessário que os ângulos utilizados nas FDT mudem de acordo com o ponto de operação da máquina. Na literatura, os ângulos de disparo utilizados nas FDT são contantes [62, 102–104, 106]. Sendo assim, neste trabalho propõe-se a utilização de duas tabelas de consulta que retornam os valores ótimos de ângulos de acionamento ($\theta_{on}(T^*, \omega)$) e desligamento ($\theta_{off}(T^*, \omega)$) para cada ponto de operação. A criação das tabelas de consulta neste trabalho foram feitas através do método *one factor at a time* - OFAT descrito em [66, 112].

Além disso, os ângulos de disparo demandados para a minimização do nível de ondulação de torque para cada tipo de FDT são diferentes. Desta maneira, foram obtidas 8 tabelas de consulta, duas para cada FDT estudada.

4.2.2.4 Simulação computacional

O diagrama de blocos usado para o perfilamento de corrente com funções de divisão de torque é mostrado na Figura 4.7. O erro entre a velocidade instantânea (ω) e a velocidade de referência (ω^*) é usado para gerar o torque de referência (T^*) através de

um controlador PI, este torque e a velocidade instantânea são usados como entrada para tabelas de consulta que contêm os ângulos de disparo ótimos. Estes ângulos, juntamente com o torque de referência, são utilizados para gerar a referência de torque para cada uma das fases (T_k^*). A referência de torque é então transformada em uma referência de corrente elétrica para cada fase (i_k^*), que é comparada com a corrente elétrica instantânea das fases (i_k). O erro de torque é processado por um controlador por histerese para criar os sinais de acionamento do conversor AHB.

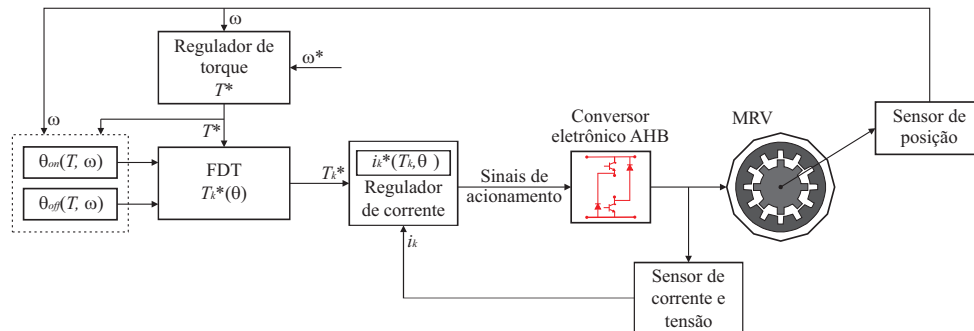


Figura 4.7: Diagrama de blocos para o perfilamento de corrente por FDT com ângulos de disparo variáveis.

4.2.3 Controle direto de torque (CDT)

Inicialmente desenvolvido na década de 80 para as máquinas de indução [113], o controle direto de torque não faz o controle da corrente elétrica para controlar o torque indiretamente. No CDT o controle do torque é feito de forma direta através da aplicação de vetores de estado de tensão às fases do motor de acordo com condições do torque eletromagnético instantâneo e o fluxo magnético concatenado.

4.2.3.1 Princípio de funcionamento do CDT

O CDT utiliza os valores de fluxo magnético concatenado no estator e torque eletromagnético instantâneo como variáveis de controle para determinar qual vetor de estado de tensão deve ser aplicado ao AHB de modo a controlar o torque instantâneo produzido. Sendo assim, para melhor entender o funcionamento deste método de controle, primeiramente deve-se entender como a tensão aplicada à fase se relaciona ao fluxo magnético concatenado no estator e como o torque produzido pode ser controlado com as alterações do fluxo magnético concatenado.

O vetor do fluxo magnético concatenado no estator ($\vec{\lambda}_s$) pode ser calculado como a integral no tempo da diferença entre o vetor de tensão no estator (\vec{V}_s) e a queda de

tensão no estator ($R_s \vec{i}_s$) menos o valor inicial do vetor de fluxo magnético concatenado no instante de tempo inicial ($\vec{\lambda}_0$), como descrito na Equação (4.16).

$$\vec{\lambda}_s = \int_0^\tau (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s) dt - \vec{\lambda}_0 \quad (4.16)$$

A queda de tensão na resistência do estator é geralmente bem menor que a tensão no estator podendo ser desconsiderada. Neste caso, a variação de fluxo magnético concatenado no estator depende apenas do vetor de tensão aplicado, e pode ser descrita como:

$$\Delta \vec{\lambda}_s = \vec{V}_s \Delta t, \quad (4.17)$$

indicando que um vetor aplicado a uma fase do MRV gera uma alteração do vetor de fluxo magnético concatenado no mesmo sentido.

Para calcular o valor do vetor de fluxo magnético concatenado no estator deve-se saber o fluxo magnético concatenado pelas fases da máquina e transformá-los sua componente estacionária. Para um MRV trifásico, a transformada de Clarke [114] pode ser utilizada para calcular as componentes estacionárias do vetor do fluxo magnético concatenado (λ_α e λ_β) com as equações (4.18) e (4.19), onde λ_a , λ_b e λ_c são os valores de fluxo magnético concatenado pelas fases A, B e C do MRV respectivamente.

$$\lambda_\alpha = \lambda_a - \lambda_b \cos 60^\circ + \lambda_c \cos 60^\circ \quad (4.18)$$

$$\lambda_\beta = \lambda_b \sin 60^\circ - \lambda_c \sin 60^\circ \quad (4.19)$$

Conhecendo os componentes estacionários do fluxo magnético concatenado no estator pode-se calcular o valor total de fluxo magnético concatenado como:

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2} \quad (4.20)$$

Além disso, os componentes estacionários também podem ser utilizados para a estimativa da posição (θ) do rotor através da Equação (4.21), tornando desnecessário o uso de sensores de posição e velocidade quando este método é utilizado.

$$\theta = \arctan \left(\frac{\lambda_\beta}{\lambda_\alpha} \right) \quad (4.21)$$

Dada a relação exposta acima, o CDT visa manter os valores de fluxo magnético concatenado e torque dentro de bandas de histerese. Variações no torque produzido são

segunda coordenada se refere à relação que o setor em que o vetor se encontra faz com a fase B e a terceira coordenada se refere à relação que o setor em que o vetor se encontra faz com a fase C. Para exemplificar, define-se o vetor U_0 , que está localizado no centro do setor S_0 , como $(1, 0, -1)$, pois este setor é limitado pela parte positiva do eixo da fase A, pela parte negativa do eixo da fase C e não é limitado pelo eixo da fase B.

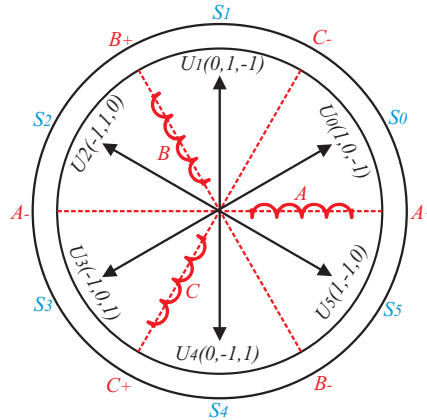


Figura 4.9: Definição de vetores de estado de tensão para o CDT.

Na Tabela 4.1 são mostrados os vetores e os estados de tensão aplicados às fases do MRV de acordo com os vetores. Na Figura 4.9 existem duas circunferências, uma exterior e uma interior, que representam as bandas superior e inferior da histerese de fluxo magnético concatenado, respectivamente. O vetor de fluxo magnético concatenado concatenado no estator deve ser mantido nesta faixa através da aplicação dos vetores de estado.

Tabela 4.1: Vetores de tensão que podem ser aplicados ao conversor AHB

Vetor	U_0	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
Estados	$(1, 0, -1)$	$(0, 1, -1)$	$(-1, 1, 0)$	$(-1, 0, 1)$	$(0, -1, 1)$	$(1, -1, 0)$

A escolha do vetor que deve ser aplicado depende de duas condições, uma em relação ao erro entre o torque produzido e a referência e outra em relação ao fluxo magnético concatenado no estator e o fluxo magnético concatenado de referência. Ambas as condições são dadas por controladores por histerese que analisam este erro, indicando se é necessário aumentar ou decrescer estas grandezas. Na Figura 4.10 são detalhados os vetores aplicados para que o fluxo magnético concatenado complete um ciclo na condição em que sempre é necessário aumentar o torque. Caso seja necessário diminuir o torque, o vetor de fluxo magnético concatenado deve ser rotacionado no sentido horário da Figura 4.10.

A Tabela 4.2 resume a lógica sobre a escolha do vetor de estado de tensão a ser aplicado de acordo com o setor (posição do vetor de fluxo magnético concatenado) e com a condição de torque e fluxo magnético concatenado. Para melhor entendimento, no caso em que for necessário aumentar o torque (caso em que o valor de torque instantâneo acaba de atingir a banda inferior da histerese de torque) e o vetor de fluxo magnético concatenado

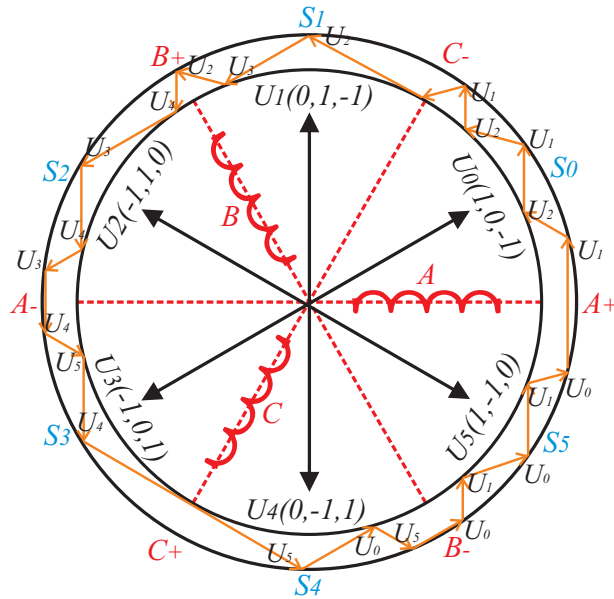


Figura 4.10: Vetores de estados definidos e representação de um ciclo completo do vetor de fluxo magnético concatenado do estator para um MRV trifásico.

acaba de atingir a banda superior (círculo externo) no setor S_4 , devendo então ser reduzido, nestas condições, pela tabela, o vetor U_0 deve ser aplicado, como mostrado na Figura 4.10.

Tabela 4.2: Tabela de chaveamento CDT para um motor de relutância variável trifásico

Setor	Posição angular	Condição $T \& \lambda$			
		$\lambda \uparrow T \uparrow$	$\lambda \uparrow T \downarrow$	$\lambda \downarrow T \uparrow$	$\lambda \downarrow T \downarrow$
S_0	$0 - 60^\circ$	$U_1(0,1,-1)$	$U_5(1,-1,0)$	$U_2(-1,1,0)$	$U_4(0,-1,1)$
S_1	$60 - 120^\circ$	$U_2(-1,1,0)$	$U_0(1,0,-1)$	$U_3(-1,0,1)$	$U_5(1,-1,0)$
S_2	$120 - 180^\circ$	$U_3(-1,0,1)$	$U_1(0,1,-1)$	$U_4(0,-1,1)$	$U_0(1,0,-1)$
S_3	$180 - 240^\circ$	$U_4(0,-1,1)$	$U_2(-1,1,0)$	$U_5(1,-1,0)$	$U_1(0,1,-1)$
S_4	$240 - 300^\circ$	$U_5(1,-1,0)$	$U_3(-1,0,1)$	$U_0(1,0,-1)$	$U_2(-1,1,0)$
S_5	$300 - 360^\circ$	$U_0(1,0,-1)$	$U_4(0,-1,1)$	$U_1(0,1,-1)$	$U_3(-1,0,1)$

4.2.3.3 Referência de fluxo magnético concatenado variável

O CDT requer uma referência de fluxo magnético concatenado no estator para a realização do controle por histerese. Na literatura são encontrados diversos trabalhos que mantêm a referência de fluxo magnético concatenado fixa para toda a faixa de velocidades de operação da máquina [88, 89, 93, 95, 96]. Entretanto, como apontado em [91], observando-se a característica de fluxo magnético concatenado (Figura 2.5(a)) percebe-se que para altos valores de velocidade, onde um valor elevado de corrente elétrica é requerido, o comportamento do fluxo magnético concatenado deixa de ser linear com a saturação magnética. Nesta faixa de velocidades o nível de ondulação de torque aumenta com o aumento da velocidade. Em [92] foi proposta a utilização de uma referência variável para o

fluxo magnético concatenado no estator. O fluxo magnético concatenado de referência é gerado por um controlador PI até uma certa velocidade limite, acima desta velocidade, o fluxo magnético concatenado decai linearmente até que a velocidade de rotação alcance a velocidade nominal. Acima da velocidade nominal, o fluxo magnético concatenado é mantido constante novamente. Define-se a velocidade limite, ou velocidade crítica (ω_{crit}), como a velocidade em que o torque eletromagnético produzido passa a apresentar afundamentos, aumentando o nível de ondulação de torque de acordo com o aumento da velocidade. Para determinar esta velocidade através de simulações deve-se controlar a velocidade da máquina em malha aberta de controle e observar-se a forma de onda do torque eletromagnético produzido. Com o aumento da velocidade de referência é possível perceber a velocidade em que os afundamentos começam a ocorrer. Para o MRV estudado esta velocidade é de 37,5 rad/s.

Neste trabalho propõe-se uma nova abordagem para a geração da referência de fluxo magnético concatenado. A referência do fluxo magnético concatenado é dividida em 3 casos, um para velocidades abaixo da velocidade crítica (ω_{crit}), um entre a velocidade crítica e a velocidade de base (ω_b) e outro acima da velocidade de base.

A referência de fluxo magnético concatenado para o primeiro caso é determinada com um controlador PI através do erro entre a velocidade instantânea e a velocidade de referência. Para o segundo caso, uma função que descreve o decaimento do fluxo magnético concatenado com o aumento da velocidade ($\lambda_{dec}(\omega)$) foi utilizada e para o terceiro caso, o fluxo magnético concatenado de referência é mantido constante em seu valor nominal.

Para determinar a função de decaimento do fluxo magnético concatenado, primeiramente foi realizada uma otimização OFAT variando-se o fluxo magnético concatenado de referência para cada valor de velocidade de referência em toda a faixa de velocidades de operação da máquina e para cada torque de carga (T_L). Em seguida, os valores de fluxo magnético concatenado que retornaram o menor nível de ondulação de torque foram armazenados em uma tabela de consulta ($\lambda^*(\omega, T)$). Os valores ótimos de fluxo magnético concatenado para as velocidades entre a velocidade crítica e a velocidade de base foram interpolados, utilizando-se uma ferramenta do *software* Matlab chamada *Curve Fitting*, para a criação de uma função que descreve o decaimento do fluxo magnético concatenado nesta faixa de velocidades. A função encontrada foi uma soma de senos de quatro termos mostrada na Equação (4.22). Os coeficientes A_i , B_i e C_i encontrados na interpolação são mostrados na Tabela 4.3 e a forma de onda que o fluxo magnético concatenado de referência descreve entre a velocidade crítica e a velocidade de base é mostrada na Figura 4.11. A função de decaimento de fluxo magnético concatenado interpolada apresenta um coeficiente de determinação (R^2) de 0,9821, indicando que a função utilizada descreve o fluxo magnético concatenado ótimo de referência em 98,21% dos casos para a faixa de

velocidades aplicada.

$$\lambda_{dec}(\omega) = \sum_{i=1}^4 A_i \text{sen}(B_i \omega + C_i) \quad (4.22)$$

Tabela 4.3: Coeficientes A_i , B_i e C_i para a função $\lambda_{dec}(\omega)$.

Coeficiente	A_1	B_1	C_1	A_2	B_2	C_2
Valor	0,128	0,02826	-0,4405	0,04907	0,06595	-0,02546
Coeficiente	A_3	B_3	C_3	A_4	B_4	C_4
Valor	0,01876	0,1314	-1,89	0,01024	0,1658	4,76

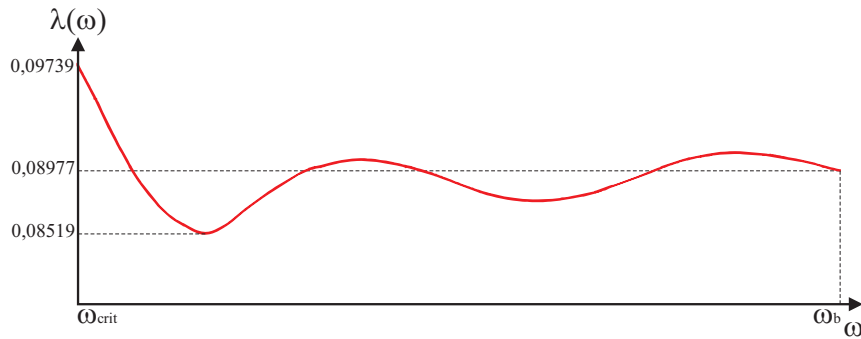


Figura 4.11: Fluxo magnético concatenado de referência de acordo com a velocidade de rotação da máquina para a MRV utilizada neste estudo.

Sendo assim, o fluxo magnético concatenado de referência (λ^*) para toda a faixa de velocidades de operação do método pode ser descrito pela Equação (4.23).

$$\lambda^* = \begin{cases} \text{saída de um controlador PI} & , 0 \leq \omega \leq \omega_{crit} \\ \lambda_{dec}(\omega) & , \omega_{crit} \leq \omega \leq \omega_b \\ 0,0875 & , \omega_b \leq \omega \end{cases} \quad (4.23)$$

4.2.3.4 Simulação Computacional

O diagrama de blocos usado para o controle direto de torque é mostrado na Figura 4.12. O erro entre a velocidade de referência e a velocidade instantânea é utilizado para determinar a referência de torque. A referência de fluxo magnético concatenado é dada pela Equação (4.23). A referência de torque é então comparada ao valor instantâneo de torque e esse erro é processado por um controlador por histerese para determinar a condição de torque no instante. A referência de fluxo magnético concatenado é comparada com o valor estimado de fluxo magnético concatenado e esse erro também é usado para determinar uma condição de fluxo magnético concatenado através de um controlador por histerese.

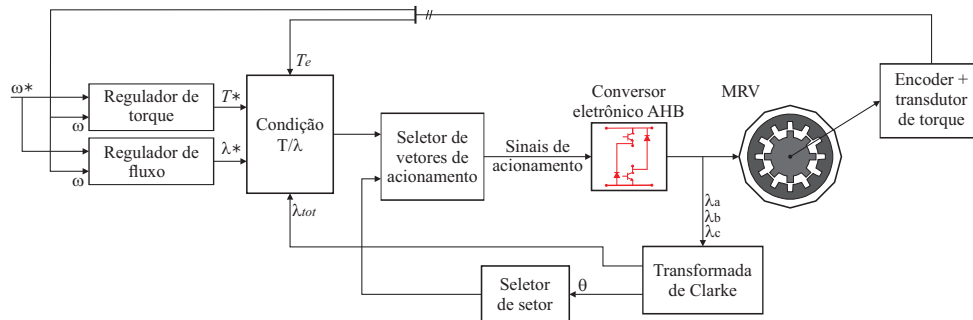


Figura 4.12: Diagrama de blocos para o controle direto de torque.

A transformada de Clarke é utilizada para estimar o fluxo magnético concatenado total e a posição do vetor de fluxo magnético concatenado (θ). O setor em que o vetor de fluxo magnético concatenado se encontra é determinado através de um bloco seletor de setor que indica o setor de acordo com a posição angular do vetor fluxo magnético concatenado encontrada com a Equação (4.21). O setor e as condições de torque e fluxo magnético concatenado são então usados para a escolha dos vetores de acionamento com a lógica mostrada na Tabela 4.2.

4.2.4 Controle direto de torque instantâneo (CDTI)

O CDTI é uma técnica de controle com malha fechada que visa controlar o torque instantâneo produzido através de controladores por histerese. A técnica foi proposta no início dos anos 2000 [24]. Diferentemente do perfilamento de corrente por FDT, o CDTI não utiliza perfilamento da corrente elétrica ou do fluxo magnético concatenado para o controle, o torque é diretamente controlado.

4.2.4.1 Princípio de funcionamento do CDTI

O MRV é controlado através da aplicação de um controlador por histerese de banda dupla, uma banda interna e uma banda externa. O método divide dinamicamente o torque entre as fases da máquina durante a comutação de duas fases. O sistema de controle coordena os estados das chaves de potência do conversor AHB de acordo com um sinal de condição de condução e com o torque instantâneo produzido por cada fase separadamente.

Para melhor compreender o funcionamento do CDTI alguns conceitos devem se esclarecidos. Na Figura 4.13 são mostradas as formas de onda da corrente elétrica produzida nas fases de um MRV trifásico. Nesta Figura podem ser definidos dois intervalos:

1. Intervalo de comutação: Define-se como o intervalo em que duas fases estão em

condução simultaneamente, sendo ambas responsáveis pela produção do torque da máquina.

2. Intervalo de condução única: Define-se como o intervalo em que apenas uma fase do MRV deve ser responsável pela produção do torque total de referência.

Além disso, dentro do intervalo de comutação, pode-se definir as fases que estão em comutação como fase a jusante ou fase a montante. A fase a jusante é a fase que está saindo da comutação, enquanto que a fase que está entrando em comutação é referida como fase a montante.

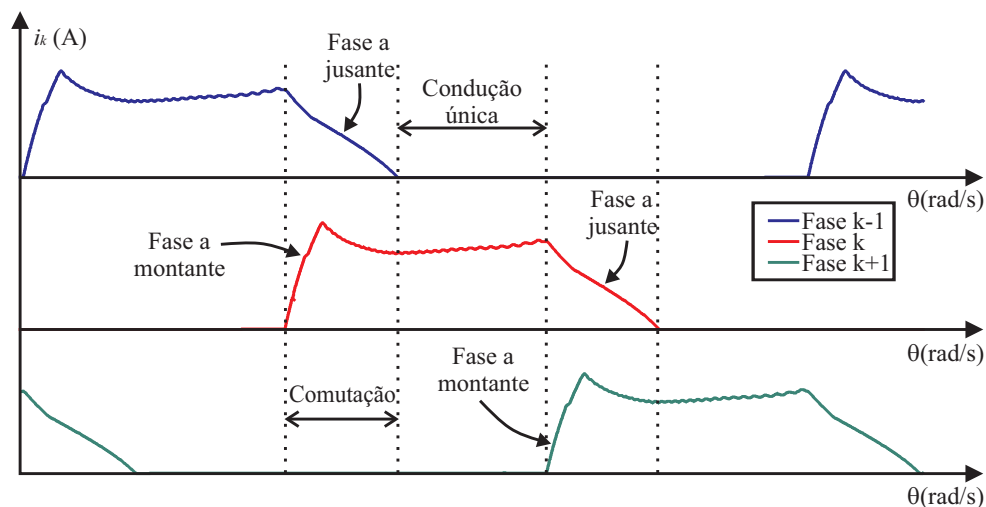


Figura 4.13: Forma de onda da corrente elétrica nas fases produzida quando CDTI é utilizado.

O CDTI faz uma classificação das fases, indicando se a fase está ou não apta para condução de acordo com as definições apresentadas. Para que a fase seja considerada apta para condução, a posição desta fase deve estar contida no intervalo entre o ângulo de acionamento e o ângulo de desligamento ($\theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off}$). Quando apenas uma fase satisfaz esta condição, a condução única é caracterizada e o controle muda os estados desta fase para regular o torque. Quando duas fases satisfazem esta condição, é caracterizada a comutação e os estados das duas fases são coordenados individualmente de forma a controlar o torque produzido pelas fases, fazendo com que a soma do torque produzido seja igual ao torque total de referência. As estratégias utilizadas nos dois casos são mostradas a seguir.

4.2.4.2 Máquinas de estado para o CDTI

Na literatura são encontrados diferentes algoritmos usados com o CDTI [24, 109, 111, 115]. Em [115] foi implementado um controle direto de torque e força instantâneos,

no qual tanto o torque quanto a força radial são controlados com o perfilamento do fluxo magnético concatenado. Em [111] um controlador PI é adicionado ao sistema de controle para minimizar as ondulações de torque, entretanto esta abordagem torna a resposta do sistema mais lenta. Em [108] é implementado o controle CDTI clássico, proposto por Inderka [24], com a adição do adiantamento dos ângulos de disparo para velocidades elevadas.

Neste trabalho implementa-se o controle CDTI clássico e uma otimização OFAT é feita para encontrar-se os ângulos de disparo ótimos para cada ponto de operação. Duas tabelas de consulta foram criadas para os ângulos: $\theta_{on}(\omega, T)$ e $\theta_{off}(\omega, T)$.

Para o CDTI, durante a comutação existem duas lógicas de chaveamento sendo aplicadas simultaneamente, uma para a fase a montante e uma para a fase a jusante. A fase a montante deve ser a preferida para a produção de torque, então a fase a jusante deve ser magnetizada apenas quando a fase a montante não possuir a capacidade de elevar o nível de torque produzido ao valor requerido. Duas máquinas de estados foram criadas para elucidar o funcionamento do CDTI (Figura 4.14). A máquina de estado que é utilizada para reger o comportamento da fase a montante é mostrada na Figura 4.14(a) e a máquina de estado que é utilizada para reger o comportamento da fase a jusante é mostrada na Figura 4.14(b). Nas máquinas de estado são indicadas as condições para mudança de estado, onde T_{err} é o erro entre o torque de referência e o torque eletromagnético instantâneo, $thss$ é o limite de torque superior, $thsm$ é o limite de torque superior médio, $thim$ é o limite de torque inferior médio e $thii$ é o limite de torque inferior. Vale notar que quando a fase se encontra em condução única, a máquina de estado aplicada é a mesma para a fase a jusante (Figura 4.14(b)).

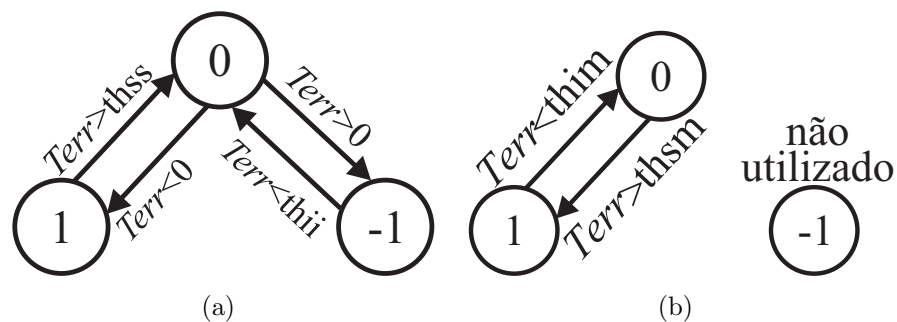


Figura 4.14: Máquinas de estado para histerese de CDTI: a) Fase a montante; b) Fase a jusante e condução única.

Na Figura 4.15 são apresentadas as formas de onda do torque eletromagnético instantâneo total produzido e da corrente elétrica nas fases. Na figura são indicadas duas regiões durante a comutação de fases: ① e ②. Na região indicada por ① o torque eletromagnético produzido atinge a banda de histerese interna inferior ($thim$), então a fase a jusante ($k - 1$), que estava em roda-livre, é desmagnetizada para que a produção

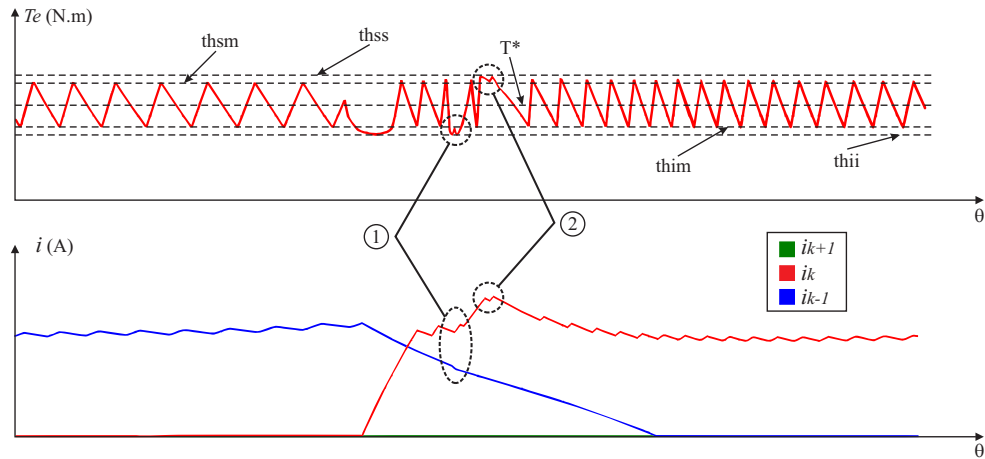


Figura 4.15: Forma de onda do torque eletromagnético total instantâneo e da corrente elétrica nas fases demonstrando a estratégia de controle.

de torque pela fase k (a montante) possa ser priorizada, neste momento a produção de torque diminui. Quando o torque atinge a banda inferior ($thii$), a fase é colocada em roda livre novamente. No ponto indicado por ② a banda superior de torque ($thss$) é atingida mesmo com a fase $k - 1$ em roda livre, então a fase k é posta em roda-livre para que o nível de torque seja reduzido.

Para resumir as condições de acionamento utilizadas para o CDTI implementado, a Tabela 4.4 foi criada. Nesta tabela os estados introduzidos na Figura 2.11 são utilizados. O sinal de “-” nas células indica que a fase não é considerada para a produção de torque. As regras de chaveamento apresentadas na Tabela 4.4 devem garantir 3 condições para que baixos níveis de ondulações de torque sejam atingidos:

1. Evitar *hard-chopping* para minimizar perdas por chaveamento e reduzir o nível de ondulação de torque;
2. Priorizar a fase a montante para a produção de torque para que a corrente elétrica da fase a jusante já tenha chegado a zero antes que a inclinação da curva de indutância se torne negativa para evitar produção de torque negativo;
3. Manter a fase a jusante e em condução única em roda-livre pelo maior período de tempo possível para evitar perdas no cobre e minimizar o nível de ondulação de torque.

4.2.4.3 Simulação computacional

O diagrama de blocos usado para o controle direto de torque instantâneo é mostrado na Figura 4.16. O erro de velocidade é processado por um controlador PI para gerar

Tabela 4.4: Tabela de aplicação de estados para CDTI em um MRV trifásico.

Condição da fase			Estado aplicado		
$k-1$	k	$k+1$	$k-1$	k	$k+1$
0	0	0	—	—	—
1	0	0	1 0	—	—
1	1	0	1 0 -1	1 0	—
0	1	0	-1 —	1 0	—
0	1	1	—	1 0 -1	1 0
0	0	1	—	-1 —	1 0

a referência de torque. A referência de torque é comparada com o torque instantâneo para determinar o erro de torque. Este erro de torque é utilizado para determinar o estado que deve ser aplicado às fases de acordo com as lógicas de chaveamento para comutação e condução única. A escolha da lógica utilizada depende de um sinal de condição gerado para as fases separadamente. Para sintetizar a condição da fase, são necessários os sinais de posição das fases e os valores utilizados como ângulos de acionamento e desligamento. Os ângulos de disparo são escolhidos de acordo com uma tabela de consulta que depende do ponto de operação da máquina.

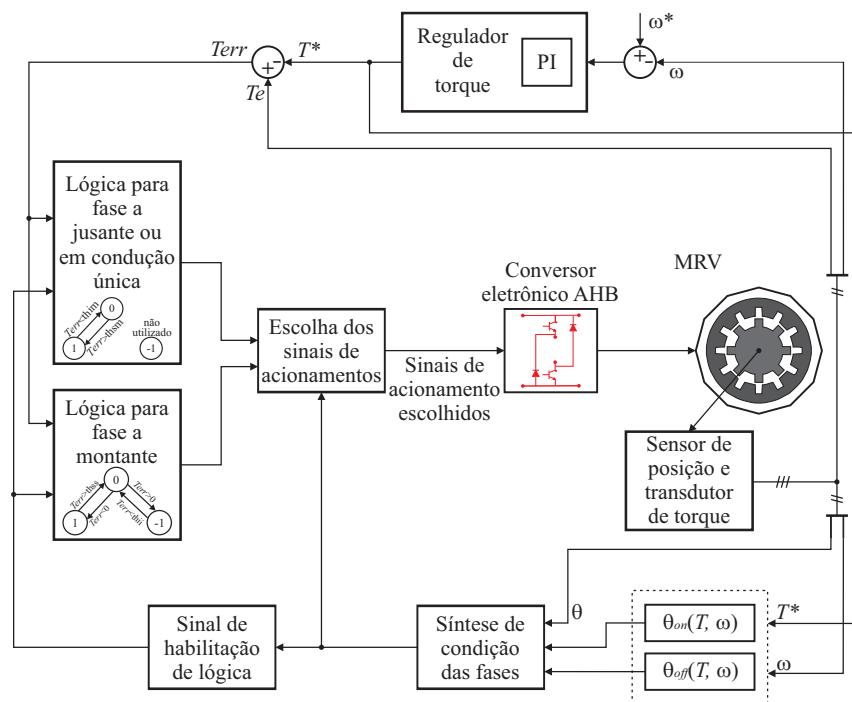


Figura 4.16: Diagrama de blocos para o controle direto de torque instantâneo.

4.2.5 Considerações finais

Considerando os métodos CTI apresentados (perfilamento de corrente através de FDT, CDT e CDTI) e o método CTM apresentado (CDTM), pode-se fazer algumas considerações a respeito da utilização destes dois tipos de controle de torque.

Como destacado anteriormente, os métodos de CTI dependem da variação instantânea de corrente elétrica ou de fluxo magnético concatenado para controlar o torque produzido instantaneamente, entretanto, acima da velocidade de base a taxa máxima de crescimento da corrente elétrica diminui e conseqüentemente a capacidade de controle também. Já os métodos CTM requerem que a corrente elétrica e o torque sejam alterados apenas uma vez a cada ciclo elétrico, podendo então ser aplicados por toda a faixa de velocidades de operação do MRV.

Os métodos CTI produzem maiores reduções nas ondulações do torque eletromagnético por tratarem o erro entre o torque de referência e o produzido de forma instantânea, enquanto que os CTM visam apenas manter o torque médio próximo a uma referência, indiscriminando as amplitudes das ondulações do torque produzido.

Além disso, por requisitarem do tratamento instantâneo do erro entre o torque de referência e o produzido, as técnicas de CTI precisam de maiores frequências de amostragem e de controle do que os métodos CTM. Ademais, os métodos CTI apresentam algoritmos com um maior número de condições, sendo mais complexos de implementar. Por outro lado, como os métodos CTM fazem uso de uma grande quantidade de tabelas de consulta, estes demandam maior alocação de memória nos microprocessadores.

Nota-se que todos os métodos apresentados utilizam alguma forma de otimização, seja por meio de tabelas de consulta, como no caso do CDTM, CDTI e FDT, ou por meio de uma função ótima, como no caso do CDT. Sendo assim, os valores ótimos utilizados são válidos apenas para o MRV utilizado neste estudo. Caso seja necessário aplicar os métodos abordados à outros MRV, é indispensável uma nova otimização baseada nos dados deste novo motor. Os procedimentos para tal tarefa são os mesmos descritos neste trabalho.

Capítulo 5

Resultados obtidos com as técnicas de controle de torque utilizadas

NESTE capítulo são apresentados os resultados individuais de cada método de controle e em seguida comparações entre os métodos a respeito do nível de ondulação de torque e das perdas elétricas são apresentadas.

Para verificar os métodos estudados, um modelo computacional foi desenvolvido em ambiente MATLAB/Simulink. O modelo matemático dinâmico da máquina de relutância variável foi gerado através das curvas de magnetização adquiridas experimentalmente como proposto em [45]. A máquina utilizada foi um MRV 12/8, com uma potência nominal de 1,5 kW, velocidade nominal de 1500 rpm e velocidade de base de aproximadamente 96 rad/s (954,93 rpm). A indutância mínima (L_{min}) de uma fase é de 1,675 mH, já a indutância máxima (L_{max}) é de 13,88 mH. A resistência da fase (R_k) é de 0,3 Ω . Nas simulações a tensão de alimentação foi mantida constante em 80 V. Uma carga de 2 N.m foi inserida gradualmente (em rampa) durante as simulações.

Três tipos de simulações foram realizadas para cada método de controle. A primeira simulação (Simulação (A)) foi realizada mantendo-se a carga constante em 2 N.m e a velocidade de referência constante em 30 rad/s para verificar o comportamento do método de controle empregado para velocidades abaixo da velocidade de base. Na segunda simulação (Simulação (B)) a carga foi mantida em 2 N.m e a velocidade de referência foi mantida constante em 170 rad/s para verificar o comportamento do método de controle para velocidades acima da velocidade de base. Na terceira simulação (Simulação (C)), a carga foi inserida gradualmente até atingir o valor de 2 N.m e a velocidade de referência foi variada em rampa, visando verificar o comportamento dos métodos por toda a faixa de velocidades de operação possível para cada método. Nas seções subsequentes são apresentadas as formas de onda de interesse de cada método.

Para condensar os resultados e tornar a leitura mais dinâmica, os resultados de ondulação de torque obtidos para todos os métodos estudados para as simulações (A) e (B) foram aglutinados na Tabela 5.1. O Anexo C apresenta os resultados obtidos para estas simulações.

Tabela 5.1: Resultados obtidos para as simulações (A) e (B).

Simulação (A)				
Método	Ondulação de torque (%)	θ_{on}	θ_{off}	Figura
CDTM	69,40	26,0	43,9	(C.1)
FDT linear	13,21	25,6	43,4	(C.3)
FDT senoidal	7,92	25,3	43,5	(C.5)
FDT exponencial	10,70	27,3	43,5	(C.7)
FDT cúbica	14,52	26,0	43,5	(C.9)
CDT	24,41	-	-	(C.11)
CDTI	10,43	25,7	43,9	(C.13)
Simulação (B)				
Método	Ondulação de torque (%)	θ_{on}	θ_{off}	Figura
CDTM	49,30	24,0	41,1	(C.2)
FDT linear	86,48	23,0	42,5	(C.4)
FDT senoidal	84,86	23,5	42,5	(C.6)
FDT exponencial	80,17	23,6	43,0	(C.8)
FDT cúbica	97,76	23,9	43,8	(C.10)
CDT	137,7	-	-	(C.12)
CDTI	59,43	23,2	40,5	(C.14)

5.1 Controle de torque médio

A técnica conhecida como controle direto de torque médio (CDTM) foi a técnica de CTM desenvolvida para análise nesta pesquisa. Os resultados de simulação obtidos são apresentados nesta seção.

5.1.1 Controle direto de torque médio

Na Figura 5.1 são apresentadas, de cima para baixo, as formas de onda da corrente elétrica nas fases, do torque eletromagnético produzido pelo motor, da energia mecânica (W_{mec}) estimada através da Equação (4.4) e do torque eletromagnético médio (\bar{T}) estimado através da Equação (4.5). A velocidade de referência foi variada em rampa. No intervalo de tempo mostrado pela Figura 5.1, a velocidade varia de 79 rad/s a 79.6 rad/s para que seja possível observar a mudança na estimativa do torque médio. Além disso, pode-se observar que a energia mecânica só é estimada uma vez a cada ciclo elétrico completo e

para apenas uma das fases. O valor estimado para uma fase é utilizado para o controle das outras fases.

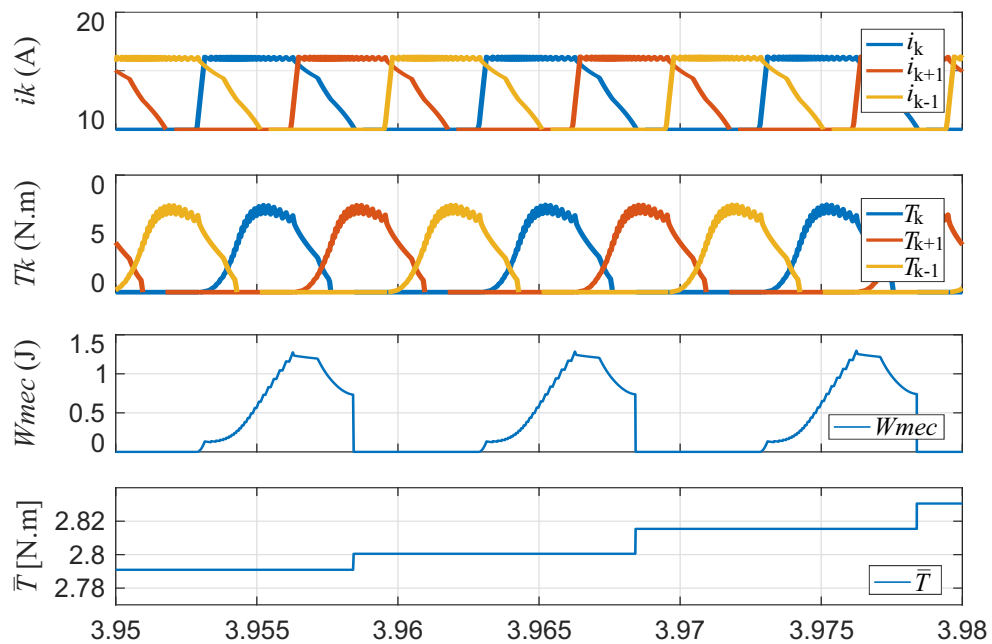


Figura 5.1: Formas de onda da corrente elétrica na fase, do torque produzido por cada fase, da energia mecânica estimada e do torque médio estimado pelo circuito da Figura 4.2 para o CDTM com operação variando de 79 rad/s a 79,6 rad/s.

Na Figura 5.2 são apresentadas as formas de onda obtidas com o CDTM em resposta a uma entrada em rampa de velocidade (Simulação ©). A velocidade instantânea e a de referência são mostradas na Figura 5.2(a), a velocidade máxima alcançada com este método foi de 240 rad/s. Na Figura 5.2(b) apresenta-se o fluxo magnético concatenado pelas fases de acordo com o aumento da velocidade. Já na Figura 5.2(c) apresenta-se a corrente elétrica nas fases. Na Figura 5.2(d) são apresentadas as formas de onda do torque eletromagnético instantâneo, do torque médio estimado e do torque de referência. Verifica-se que os resultados obtidos com o CDTM apresentam um alto nível de ondulações de torque para toda a faixa de velocidades. Isto ocorre pois o CDTM tem o objetivo de controlar apenas o torque médio produzido, desta maneira o torque instantâneo não é controlado, causando um alto nível de ondulação de torque.

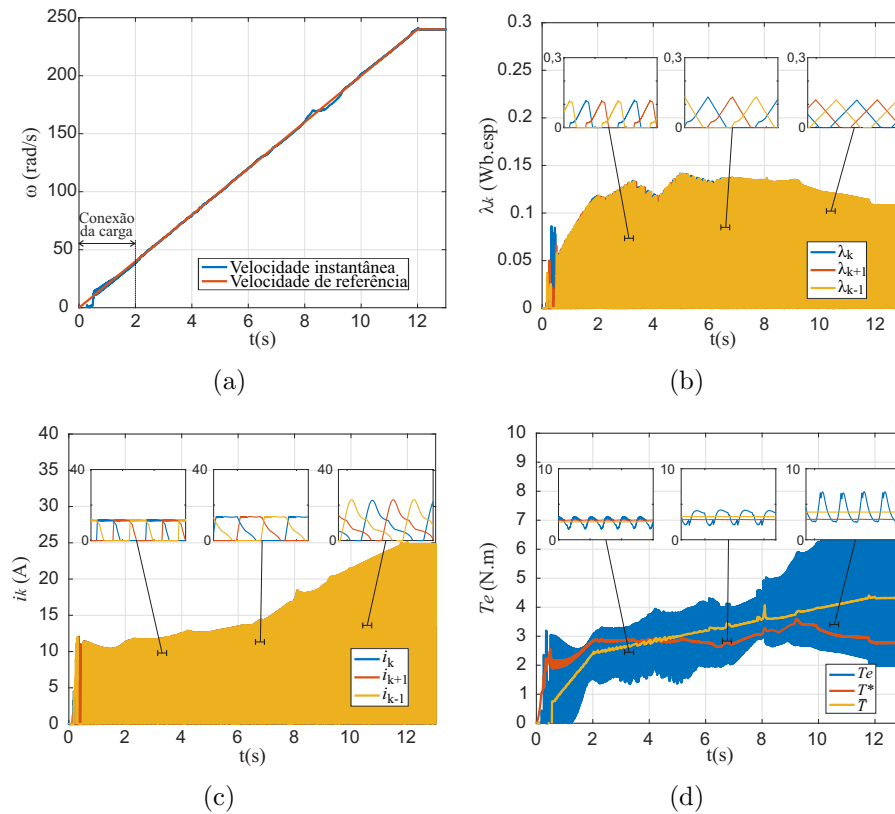


Figura 5.2: Respostas do CDTM de acordo com a Simulação (C): a) Velocidade; b) Resposta do fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Resposta da corrente elétrica nas fases; d) Resposta do torque médio e instantâneo.

5.2 Controle de torque instantâneo

Como discutido anteriormente, o controle de torque médio não é indicado para operar em baixas velocidades pois as grandes ondulações de torque geradas fazem com que a velocidade apresente ondulações elevadas. Enquanto que o controle de torque instantâneo, por tratar instantaneamente o erro entre o torque produzido e o torque de referência, é mais indicado para velocidades abaixo da velocidade de base.

As técnicas de CTI estudadas neste trabalho incluem o perfilamento de corrente com as funções de divisão de torque linear, senoidal, exponencial e cúbica, o controle direto de torque e o controle direto de torque instantâneo. Esta seção apresenta os resultados de simulação obtidos para estes métodos.

5.2.1 Funções de divisão de torque

No perfilamento de corrente através de FDT, para a Simulação (A) e para a Simulação (B), são apresentadas as formas de onda da velocidade instantânea e da velocidade de referência, das correntes elétricas nas fases e suas referências, do fluxo magnético con-

catenado pelas fases, dos torques produzidos pelas fases e suas referências, e dos valores instantâneo e de referência do torque total produzido. Os torques de referência das fases são obtidos dividindo-se o torque de referência total através das FDT e as correntes elétricas de referência são geradas a partir das referências de torque por fase com a tabela de consulta $i_k(T^*, \theta)$. Para a Simulação (C) são mostradas as formas de onda da velocidade instantânea e da velocidade de referência, dos fluxos magnéticos concatenados pelas fases, das correntes elétricas nas fases e dos torques produzidos pelas fases e suas referências. A rampa de velocidade de referência utilizada para o perfilamento de corrente com as FDT varia de 0 rad/s até 180 rad/s a uma taxa de crescimento de 20 rad/s².

5.2.1.1 Função linear

Na Figura 5.3 são apresentadas as formas de onda do perfilamento de corrente com FDT linear obtidas para a Simulação (C).

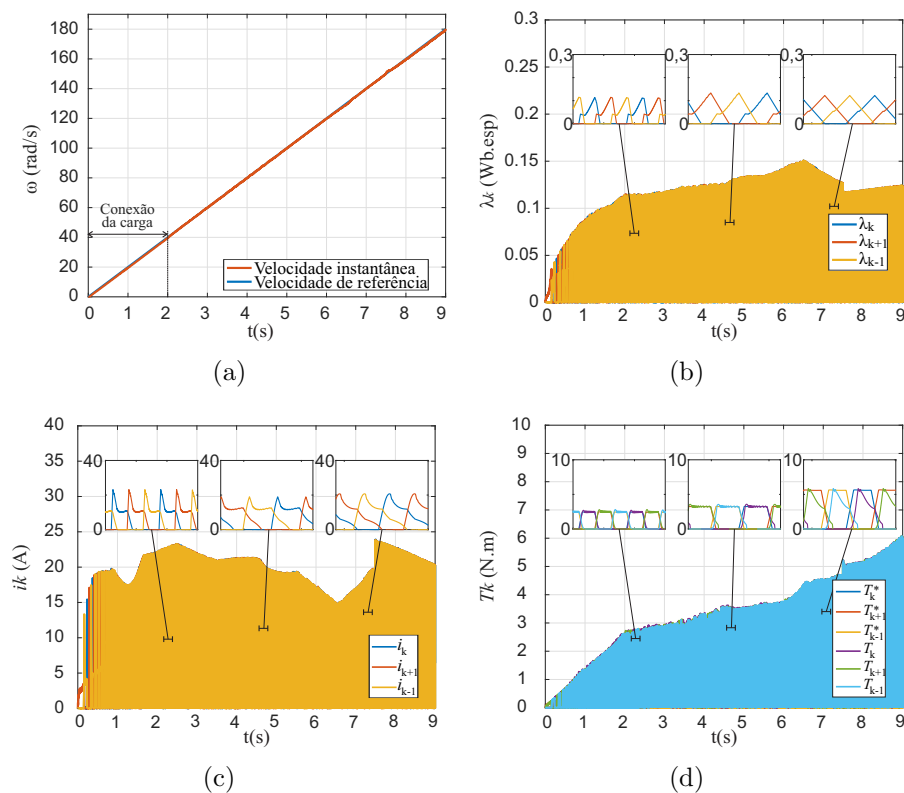


Figura 5.3: Formas de ondas para a FDT linear para a condição da Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.

5.2.1.2 Função senoidal

As formas de onda obtidas para a Simulação ③ com a FDT senoidal são mostradas na Figura 5.4.

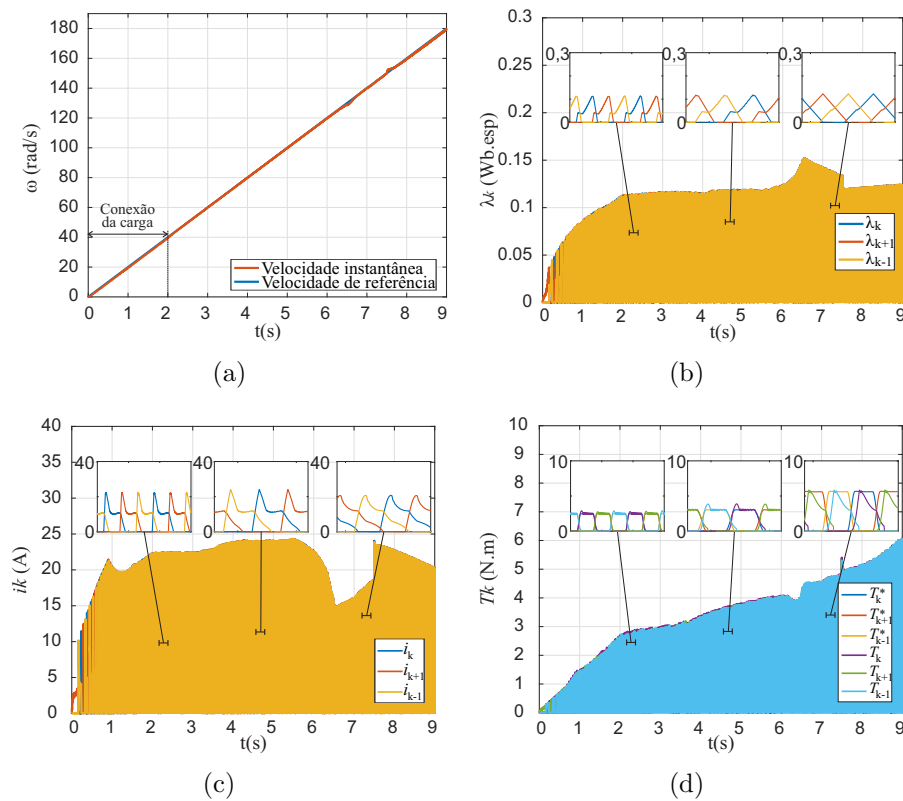


Figura 5.4: Formas de ondas para a FDT senoidal para a Simulação ③: a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.

5.2.1.3 Função exponencial

Na Figura 5.5 são mostradas as formas de onda do perfilamento de corrente com FDT exponencial para a Simulação ③.

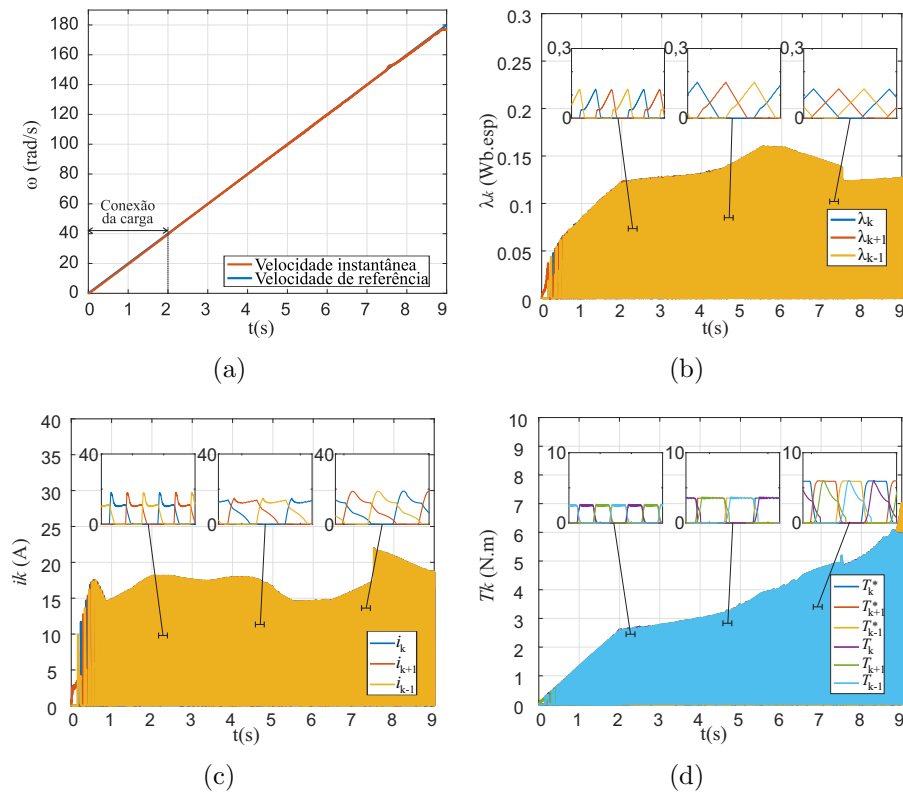


Figura 5.5: Formas de ondas para a FDT exponencial nas condições da Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.

5.2.1.4 Função cúbica

A Simulação (C) também foi implementada para a FDT cúbica. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.6.

É possível observar, através das Figuras 5.3, 5.4, 5.5 e 5.6 (Simulação (C) das FDT linear, senoidal, exponencial e cúbica, respectivamente), que com o aumento da velocidade, o erro entre o torque de referência e o torque instantâneo produzido pelas fases aumenta. Isto ocorre pois para todas as FDT estudadas, existe um pequeno erro entre a corrente elétrica de referência gerada e a corrente elétrica na fase que ocorre tanto no instante de subida quanto no instante de descida da corrente elétrica de referência. Este erro acontece uma vez que existe uma taxa máxima de aumento e decréscimo da corrente elétrica na fase. Com o aumento da velocidade, a força contra eletromotriz aumenta e com isso a taxa máxima de aumento e decréscimo da corrente elétrica diminui, fazendo com que o erro aumente. Na Figura 5.7 são mostradas as formas de onda dos torques nas fases e da corrente elétrica nas fases para as FDT estudadas nas velocidades de 30 rad/s, 50 rad/s e 90 rad/s. Fica destacado que com o aumento da velocidade ocorre um aumento do erro de corrente elétrica devido à redução da taxa máxima de aumento e decréscimo da corrente

elétrica. Este erro é transportado para o torque eletromagnético produzido, fazendo com que o nível de ondulação de torque aumente.

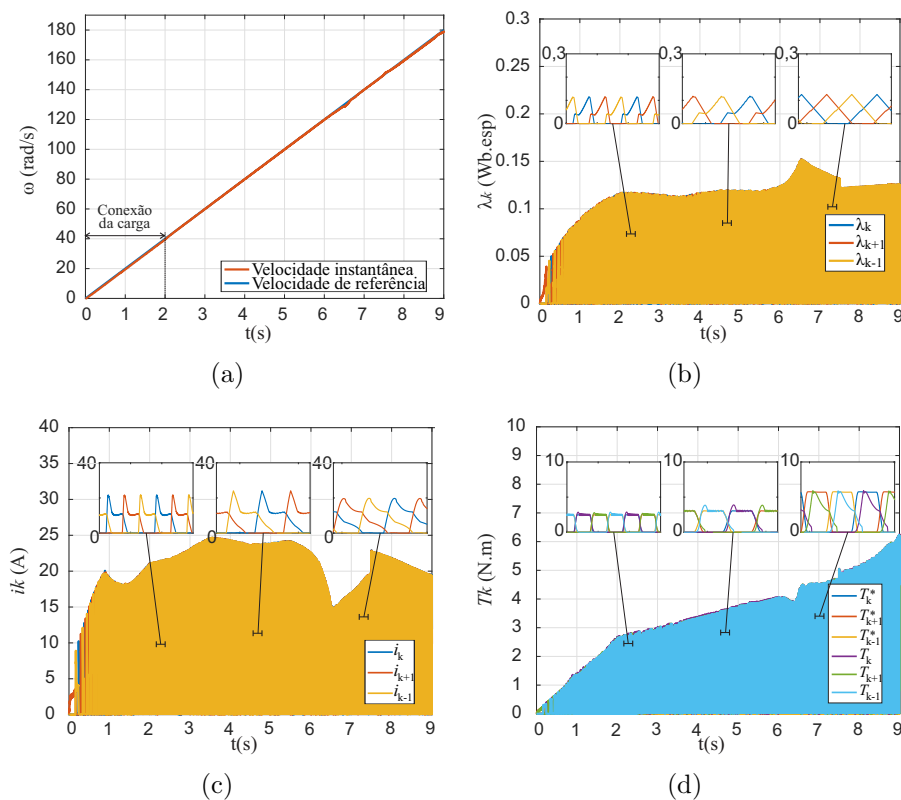


Figura 5.6: Formas de ondas para a FDT cúbica para a Simulação ©: a) Velocidades instantânea e de referência; b) Fluxo magnético concatenado pelas fases; c) Valores instantâneos das correntes elétricas nas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque produzido pelas fases.

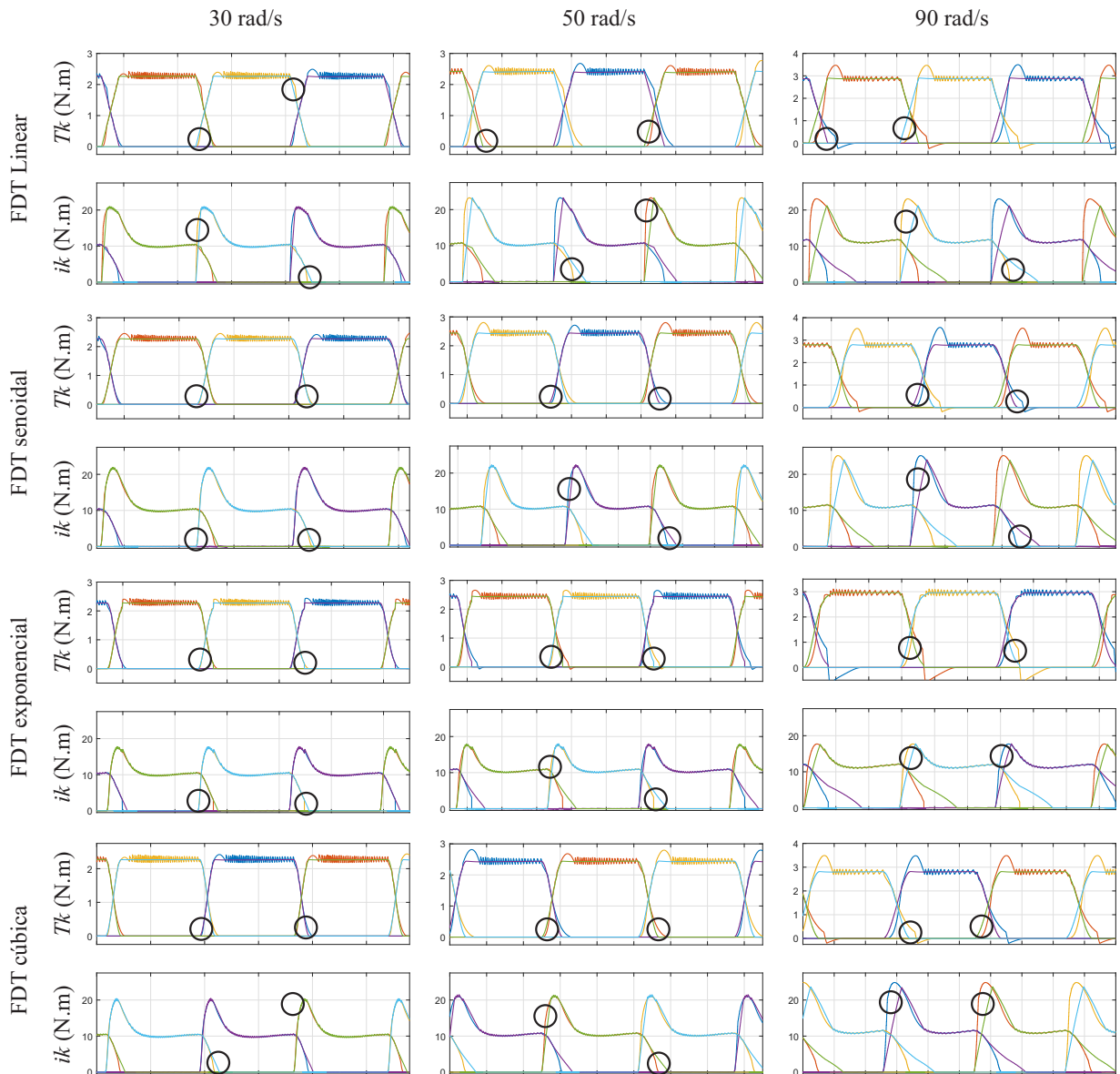


Figura 5.7: Formas de ondas dos torques nas fases (T_k) e da corrente elétrica nas fases (i_k) para as FDT estudadas nas velocidades de 30 rad/s, 50 rad/s e 90 rad/s. Destaque nas regiões onde existe erro entre a referência e o valor instantâneo da grandeza.

5.2.2 Controle direto de torque

O CDT realiza o controle tanto do torque eletromagnético quanto do fluxo magnético concatenado pelas fases, sempre visando manter o fluxo magnético concatenado dentro de limites de histerese. Na Figura 5.8 mostra-se a forma de onda do fluxo magnético concatenado total em coordenadas estacionárias para a velocidade de 30 rad/s a fim de comparar os demais métodos com o CDT (Figura 5.8(a): FDT cúbica, Figura 5.8(b): FDT exponencial, Figura 5.8(c): FDT senoidal, Figura 5.8(d): FDT linear, Figura 5.8(e): CDTI, Figura 5.8(f): CDTM e Figura 5.8(g): CDT). O fluxo magnético concatenado em coordenadas estacionárias, para o CDT, deve mantido dentro das bandas de histerese com

a aplicação dos vetores de estado de tensão, dando origem à forma circular apresentada. Os demais métodos não empregam controle sobre o fluxo magnético concatenado e por isso, a forma de onda do fluxo magnético concatenado segue o padrão mostrado nas figuras.

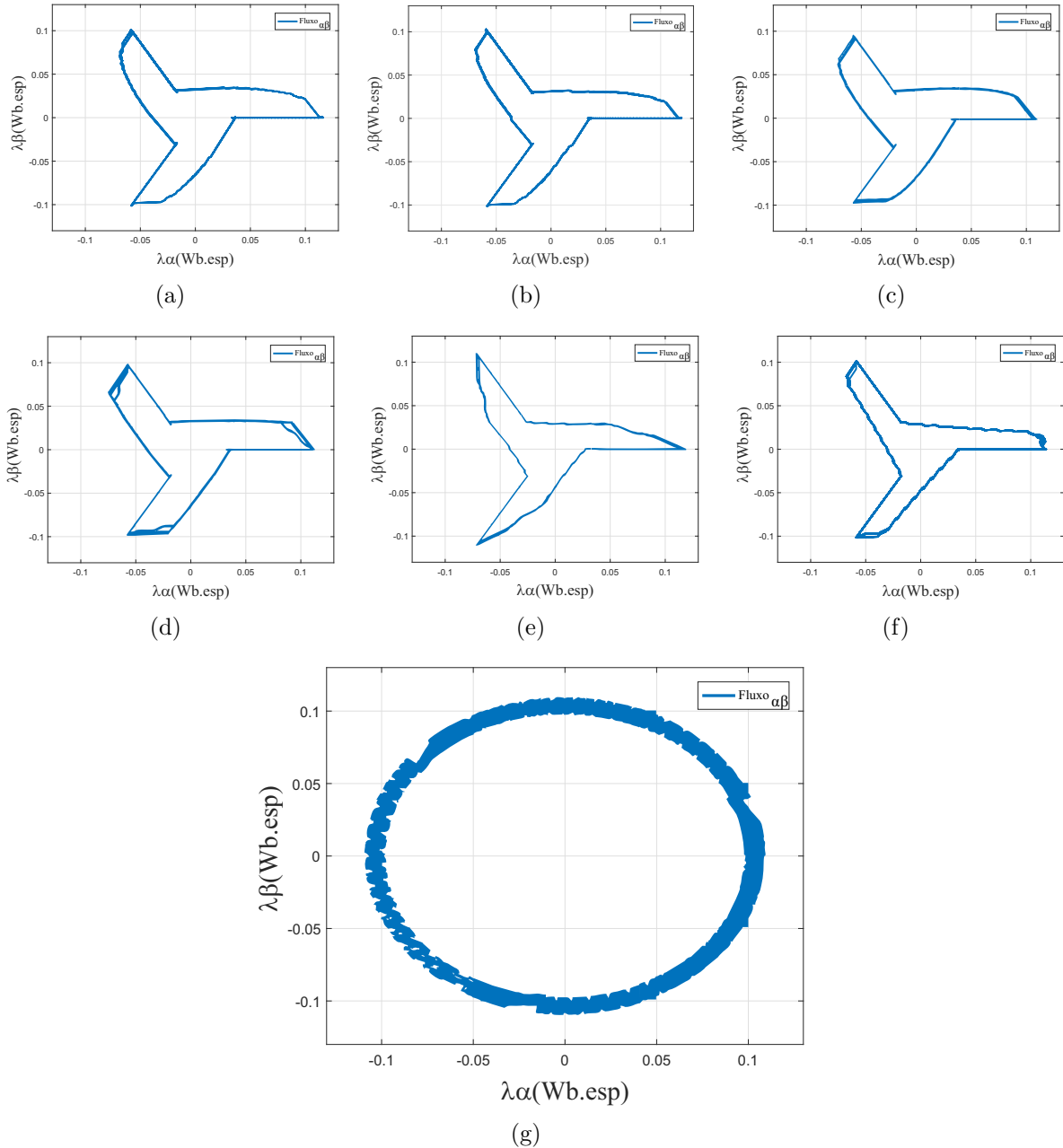


Figura 5.8: Fluxo magnético concatenado total em coordenadas estacionárias para os métodos estudados. a) FDT cúbica; b) FDT exponencial; c) FDT senoidal; d) FDT linear; e) CDTI; f) CDTM; e g) CDT.

Para a Simulação (C) são apresentadas as formas de ondas dos valores instantâneos e de referência da velocidade, do fluxo magnético concatenado em coordenadas estacionárias e dos valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético. Neste método a velocidade máxima atingida foi de 170 rad/s e a rampa de velocidade de refe-

rência utilizada para a Simulação (C) cresce a uma taxa de 10 rad/s^2 .

Na Figura 5.9 são apresentadas as formas de ondas do CDT para as condições da Simulação (C). Na Figura 5.9(b) são mostrados o fluxo magnético concatenado total concatenado e o fluxo magnético concatenado de referência de acordo com a entrada em rampa de velocidade de referência, detalhes das formas de ondas nas velocidades de 25 rad/s , 70 rad/s e 130 rad/s são mostrados. Como apresentado na seção 4.2.3, a referência do fluxo magnético concatenado em coordenadas estacionárias depende da velocidade, por isto, a naturalidade do fluxo magnético concatenado também é indicada na Figura 5.9(b) de acordo com a Equação (4.23).

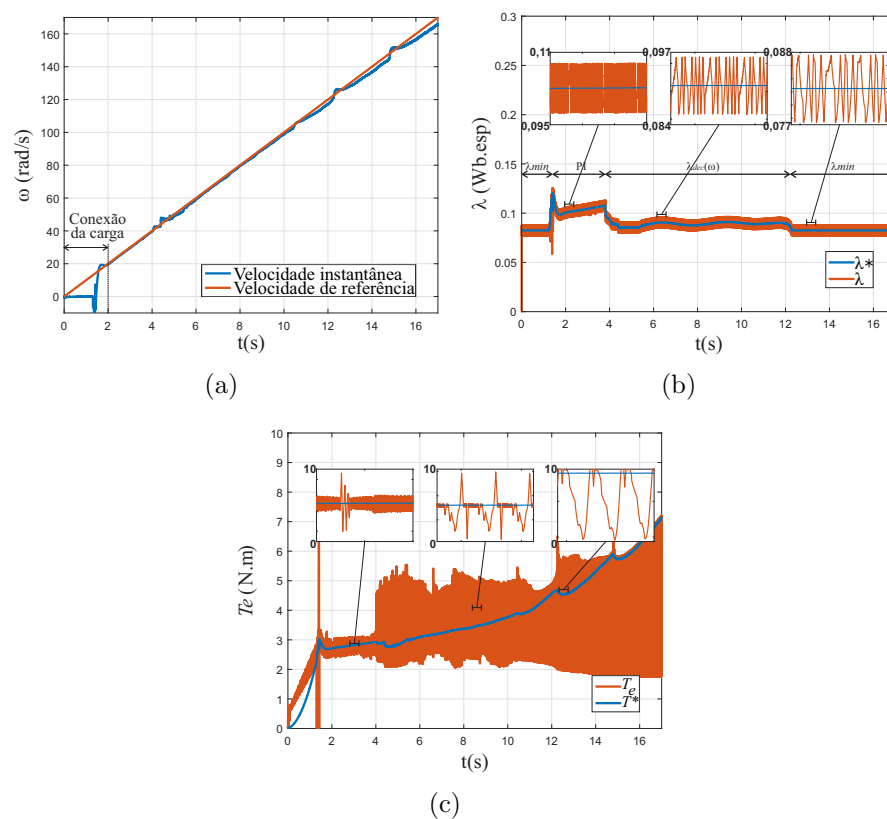


Figura 5.9: Formas de ondas para o CDT para a Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneo e de referência do fluxo magnético concatenado em coordenadas estacionárias; c) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total.

5.2.3 Controle direto de torque instantâneo

Para a Simulação (C) são apresentadas as formas de ondas dos valores instantâneos e de referência da velocidade, das correntes elétricas nas fases, dos fluxos magnéticos concatenados pelas fases e dos valores instantâneos e de referência do torque eletromagnético total. A velocidade máxima de operação com este método foi de 210 rad/s . A

rampa de velocidade de referência utilizada tem uma taxa de crescimento de 20 rad/s^2 . Os resultados obtidos com o CDTI nas condições da Simulação (C) são apresentados na Figura 5.10.

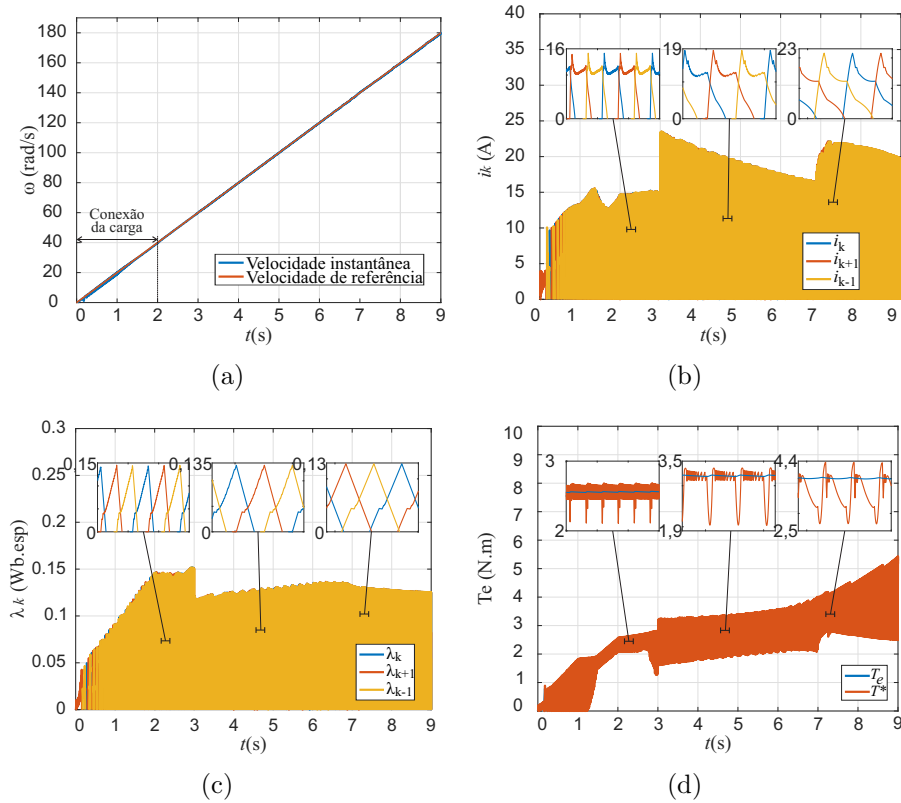


Figura 5.10: Formas de ondas para o CDTI para a Simulação (C): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total produzido.

5.3 Comparação da produção de ondulação de torque eletromagnético

Para realizar a comparação entre os métodos estudados a respeito da produção de ondulações no torque eletromagnético produzido, foram feitas simulações em diferentes velocidades com cada um dos métodos e também sem a utilização de nenhum método de controle de torque para melhor entendimento do problema. Cada simulação foi realizada mantendo-se a carga e a velocidade de referência constantes. Em todas as simulações, a carga foi mantida em 2 N.m. Na primeira simulação de cada método de controle a velocidade de referência foi de 10 rad/s , as velocidades foram aumentadas em 20 rad/s para cada nova simulação até que o método não fosse mais capaz de regular a velocidade de operação. As velocidades máximas alcançadas foram de 170 rad/s para o CDT, 190

rad/s para o perfilamento de corrente com FDT, 210 rad/s para o CDTI e 250 rad/s para o CDTM e para o controle de velocidade sem nenhum controle de torque. Além disso, para cada simulação foi calculado o fator de ondulação do torque eletromagnético produzido e os valores foram armazenados para a comparação.

Para melhor compreender o problema, foram feitas simulações em que nenhum tipo de controle de torque foi implementado, apenas a velocidade foi controlada. As condições de variação de velocidade destas simulações são as mesmas descritas para as simulações feitas com os métodos de controle de torque estudados. A velocidade foi aumentada em 20 rad/s a cada simulação até que o método não pudesse mais regular a velocidade. O diagrama de blocos que descreve esta operação é apresentado na Figura 3.2, os ângulos de disparo utilizados foram: $\theta_{on} = 22,5^\circ$ e $\theta_{off} = 40,0^\circ$. Para cada simulação foi calculado e armazenado o nível de ondulação de torque. Os resultados são apresentados na Figura 5.11, a velocidade de base (ω_b) é indicada na figura. Estes resultados serão utilizados para comparar a eficiência dos métodos de controle estudados quanto à minimização do nível de ondulação de torque.

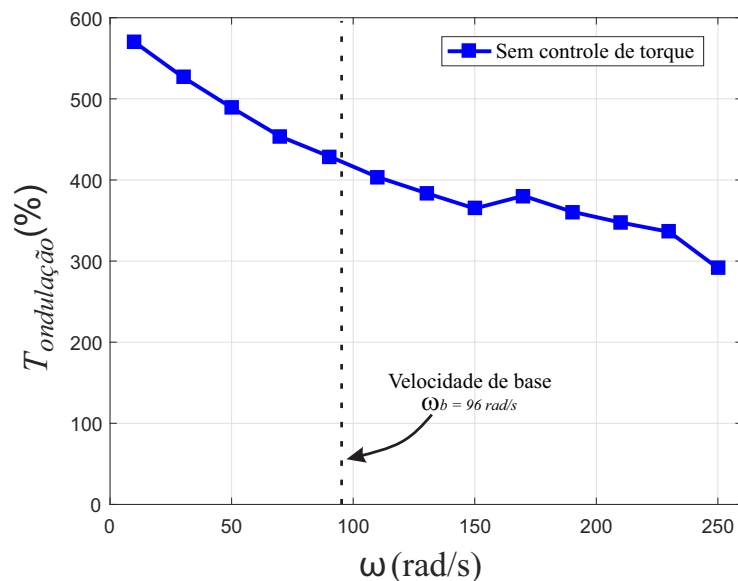


Figura 5.11: Nível de ondulação do torque eletromagnético produzido sem controle de torque por toda a faixa de velocidades de operação da máquina.

As comparações foram divididas em duas etapas, a primeira etapa visando estabelecer qual das FDT estudadas é mais indicada, com relação à minimização das ondulações de torque, para a implementação. A segunda, visa apresentar uma comparação geral entre os métodos estudados a fim de destacar a relevância de cada um de acordo com o ponto de operação.

5.3.1 Comparação entre as FDT

Os resultados obtidos nas simulações com as FDT são apresentados na Figura 5.12. Nesta figura existe uma linha vertical que demarca a velocidade de base (ω_b). As FDT estudadas apresentam níveis de ondulação de torque semelhantes para a maior parte da faixa de operação do método. A maior diferença entre elas é de 19,59% em 170 rad/s, onde a FDT exponencial apresenta melhor desempenho e a FDT cúbica apresenta o pior. Entretanto, por se tratar de um método de controle de torque instantâneo, a regulação de torque só é satisfatória até a velocidade de base ($\omega_b = 96$ rad/s), como mostrado nos resultados apresentados na seção 5.2.1. Neste intervalo, a FDT linear apresenta o pior desempenho, já a FDT senoidal e a FDT cúbica se destacam em relação às outras FDT. Considerando a pequena diferença no valor de ondulação de torque entre a FDT senoidal e a FDT cúbica na faixa de velocidades de interesse, a escolha da FDT mais indicada na faixa foi baseada na quantidade de cálculos exigidos para se realizar a divisão do torque de referência entre as fases, considerando a implementação em sistemas embarcados. Neste quesito, a FDT senoidal apresenta vantagem devido à possibilidade da utilização de tabelas de consulta com valores referentes a funções seno, sendo a mais indicada dentre as funções de divisão de torque.

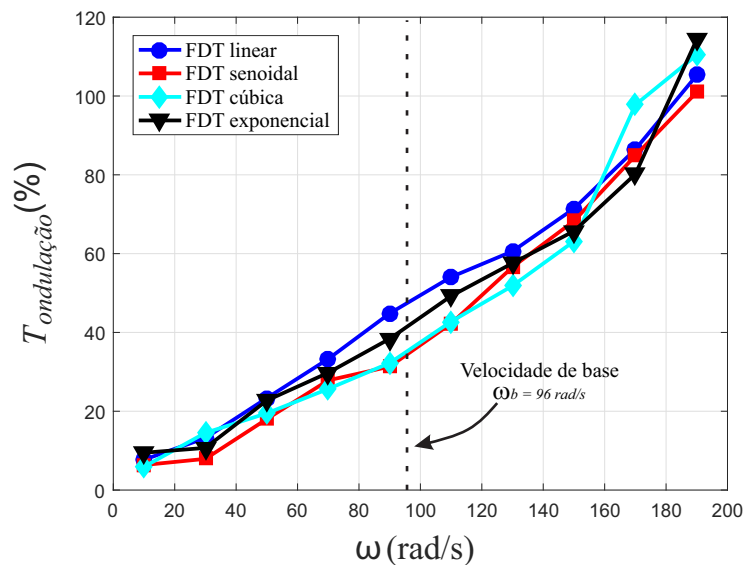


Figura 5.12: Nível de ondulação do torque eletromagnético produzido com as diferentes FDT estudadas por toda a faixa de velocidades de operação da máquina com o método.

5.3.2 Comparação geral

Após averiguar qual das FDT apresenta melhor desempenho, uma nova comparação foi feita entre a FDT senoidal, o CDTM, o CDT e o CDTI para comparar a performance dos métodos de acordo com o aumento da velocidade de operação da máquina. O fator

de ondulação de torque foi calculado para cada simulação através da Equação (2.16) e os resultados foram armazenados. Os valores encontrados são dispostos no gráfico da Figura 5.13, a velocidade de base (ω_b) é indicada na figura por uma linha vertical.

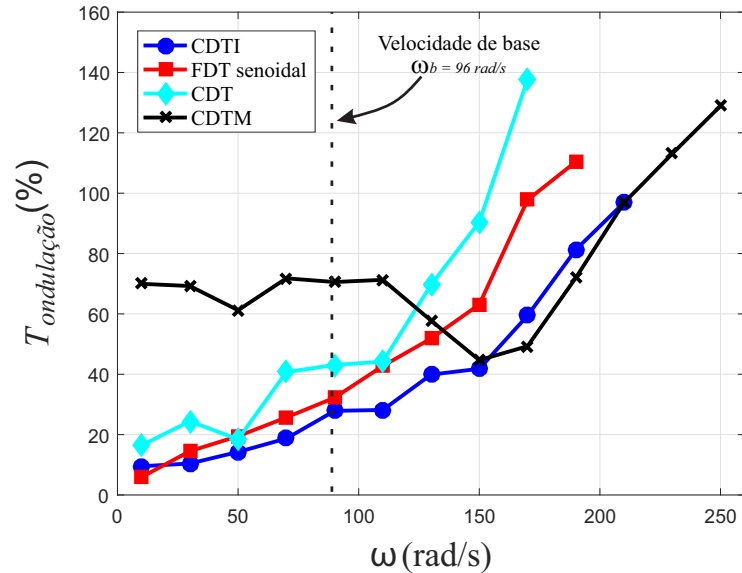


Figura 5.13: +

Comparando-se os resultados com os valores obtidos sem a implementação de técnicas de minimização de ondulação de torque fica clara a eficiência dos métodos quanto à mitigação das ondulações de torque. Quando nenhum método é aplicado os níveis de ondulação podem alcançar valores de até 570,1% (velocidade de 10 rad/s), com o aumento da velocidade, o nível de ondulação diminui naturalmente devido à ação da inércia e do aumento da frequência natural do nível de ondulação de torque, enquanto que para o caso onde é implementado um sistema de controle para minimizar as ondulações de torque, o maior valor encontrado foi de 137,7%, para o CDT a uma velocidade de 170 rad/s.

Inicialmente, até uma velocidade de aproximadamente 20 rad/s, a FDT senoidal retorna um menor valor de ondulação de torque, acima desta velocidade, até a velocidade de 150 rad/s o CDTI é o método com a melhor performance mesmo em velocidades acima da de base. Acima de 150 rad/s os métodos de controle de torque instantâneo já não apresentam capacidade de regular o torque e começam a perder a capacidade de regular a velocidade. O primeiro método a perder a regulação de velocidade é o CDT em 170 rad/s, seguido do perfilamento de corrente com FDT em 190 rad/s e do CDTI em 210 rad/s, enquanto que o CDTM mantém a regulação de velocidade até a velocidade máxima atingida pela máquina sem controle de torque (250 rad/s). Nesta faixa, o método com a melhor performance é o CDTM. O CDT apresenta o pior desempenho dentre os métodos de controle de torque instantâneo por toda a sua faixa de velocidades de operação.

Como citado na introdução, as máquinas utilizadas para aplicações em veículos

elétricos são as máquinas de indução e as máquinas síncronas de ímãs permanentes. Para as máquinas de indução, os menores valores encontrados na literatura para o nível de ondulação de torque giram em torno de 20% [116,117]. Para as máquinas síncronas de ímãs permanentes, foram encontrados trabalhos com variações de 8% a 45% de ondulação de torque [118–120]. Os resultados obtidos neste trabalho comprovam a competitividade dos MRV para aplicações que requerem baixo nível de ondulação de torque como a aplicação em tração de veículos elétricos.

5.4 Análise comparativa das perdas elétricas

Dada a natureza das perdas elétricas no sistema formado pelo MRV juntamente com o conversor AHB, como apresentado na seção 2.4, aferir as perdas elétricas do sistema com a máquina de relutância variável é uma tarefa complexa, entretanto para facilitar a comparação pode-se medir grandezas terminais que estão diretamente relacionadas com as perdas. Sendo assim, considerando que as perdas elétricas para as fases é igual, foram medidos os valores de interesse referentes a apenas uma fase. Para indicar o nível das perdas por chaveamento, foi medido o número total de chaveamentos de uma fase do conversor AHB. Para a comparação das perdas no núcleo, foi medido o valor máximo de fluxo magnético concatenado por uma fase λ_{max} . Já para a comparação das perdas no cobre, foi medida a corrente elétrica eficaz em uma das fases durante o período de condução.

As medidas foram tomadas em dois pontos de operação, sendo que cada ponto de operação é dado por uma combinação de carga e velocidade (T_L, ω). O primeiro ponto (2 N.m, 50 rad/s) foi escolhido para representar o comportamento do MRV em velocidades abaixo da velocidade de base; o segundo ponto (2 N.m, 130 rad/s) para representar o comportamento do MRV em velocidades acima da velocidade de base.

Os resultados obtidos para o ponto (2 N.m, 50 rad/s) são expostos na Tabela 5.2. Com estes resultados pode-se fazer as seguintes observações:

- A técnica de perfilamento de corrente com a função de divisão de torque exponencial é a que requer menor corrente elétrica eficaz (7,797 A), conseqüentemente sua razão torque/ampere é a maior entre todas as técnicas e as perdas no cobre são as menores. Por outro lado, o nível de ondulação de torque desta técnica é o segundo maior, o mais elevado ocorre com o CDTM como esperado, pois o CDTM é a única técnica de CTM na comparação. Com o menor nível de ondulação de torque e terceira menor corrente elétrica eficaz, o CDTI apresenta uma razão torque/ampère mediana em relação aos outros métodos e perdas elétricas no cobre menores que o CDT e que as

FDT linear, senoidal e cúbica.

- O perfilamento de corrente com FDT linear é o método que apresenta o menor número de chaveamentos por ciclo (aproximadamente 55 chaveamentos por ciclo), os outros métodos apresentam um número entre 62 e 76 com exceção do CDT que realiza 154 chaveamentos por ciclo. Esta grande diferença acontece por que o CDT é o único método que não emprega *soft-chopping*. Considerando que todos os métodos são testados no mesmo ponto de operação e que a corrente elétrica eficaz requerida quando o CDT é utilizado é de 10,4 A enquanto que a mais alta é de 10,76 A para o perfilamento de corrente com a FDT linear, este resultado dá indícios de que as perdas por chaveamento quando o CDT é utilizado são as mais elevadas.
- Quando analisamos o fluxo magnético concatenado máximo (λ_{max}) de cada técnica, observa-se que a técnica que tem o maior índice de perdas no núcleo é o CDTI ($\lambda_{max} = 0,1424$ Wb), seguida do CDTM ($\lambda_{max} = 0,1296$ Wb) e da FDT exponencial ($\lambda_{max} = 0,1230$ Wb).

Tabela 5.2: Comparação de estratégias de controle para MRV trifásico no ponto de operação (2 N.m, 50 rad/s).

Ponto de operação (T_L, ω)	Estratégia de controle	Ondulação de torque (%)	Corrente eficaz (A)	Razão Torque/Ampère (N.m/A)	Número de chaveamentos	Fluxo magnético concatenado máximo (Wb)
(2, 50)	CDTI	14,26	9,8750	0,2522	76	0,1424
	FDT linear	23,34	10,760	0,2314	55	0,1107
	FDT senoidal	18,02	10,560	0,2358	62	0,1125
	FDT cúbica	19,49	10,170	0,2448	68	0,1157
	FDT exponencial	22,73	7,7970	0,3794	74	0,1230
	CDT	18,46	10,400	0,2414	154	0,1162
	CDTM	61,22	8,9620	0,2778	64	0,1296

Os resultados obtidos para o ponto (2 N.m, 130 rad/s) são expostos na Tabela 5.3. Com estes resultados as seguintes observações podem ser feitas:

- Para este ponto, dentre as técnicas estudadas, a que requer a menor corrente elétrica eficaz para a regulação do torque é o CDTM com uma corrente elétrica de 8,9 A, com isto, CDTM também apresenta a maior razão torque/ampère (0,3676 N.m/A).

Conseqüentemente, o CDTM é o método que possui menores perdas no cobre. Entretanto, apresenta ondulações de torque elevadas. Novamente, o CDTI é o método que apresenta menores ondulações de torque, já sua corrente elétrica eficaz tem o valor de 11,89 A, sendo este método o que apresenta o segundo maior valor de perdas no cobre. Com o aumento da velocidade, a tendência é que o nível de ondulação de torque do CDTM passe a ser o menor e que este método continue sendo o que apresenta maior razão torque/ampère e menores perdas no cobre.

- Para este ponto de operação, o menor número de chaveamentos por ciclo foi obtido com o CDTI juntamente com o perfilamento de corrente com FDT exponencial (12 chaveamentos por ciclo). Para o perfilamento de corrente com FDT senoidal foram necessários 49 chaveamentos por ciclo e uma corrente eficaz de 12,43 A. Para o CDT foram necessários 94 chaveamentos e uma corrente eficaz de 11,04 A. Desta maneira, é possível perceber que estes dois métodos são os que apresentam maiores índices de perdas médias por chaveamento. O número de chaveamentos para o CDT é elevado devido à ausência da implementação de uma lógica de chaveamento por *soft-chopping*.
- A análise do fluxo magnético concatenado máximo mostra que apesar de produzir menores ondulações de torque, o CDTI apresenta perdas no núcleo elevadas assim como no ponto de operação (2 N.m, 50 rad/s) ($\lambda_{max} = 0,1760$ Wb). A técnica com menor pico de fluxo magnético concatenado é a FDT linear com 0,1049 Wb, indicando menores perdas no núcleo.

Tabela 5.3: Comparação de estratégias de controle para MRV trifásico no ponto de operação (2 N.m, 130 rad/s).

Ponto de operação (T_L, ω)	Estratégia de controle	Ondulação de torque (%)	Corrente eficaz (A)	Razão Torque/Ampère (N.m/A)	Número de chaveamentos	Fluxo magnético concatenado máximo (Wb)
(2, 130)	CDTI	39,89	11,890	0,2753	12	0,1760
	FDT linear	60,60	10,970	0,2984	13	0,1049
	FDT senoidal	59,59	12,430	0,2634	49	0,1125
	FDT cúbico	51,83	10,830	0,3023	16	0,1248
	FDT exponencial	57,57	9,383	0,3489	12	0,1421
	CDT	69,64	11,040	0,3618	94	0,1112
	CDTM	71,26	8,900	0,3676	20	0,1392

Para melhor visualização das comparações de nível de ondulação de torque e das perdas no cobre, por chaveamento e no núcleo no ponto (2 N.m, 50 rad/s), na Figura 5.14 são apresentados gráficos de radar contendo as informações de cada quesito de comparação para cada um dos métodos estudados. Com a Figura 5.14(a) percebe-se que para o primeiro ponto de operação considerado nesta análise, o CDTI é o método que retorna menor valor de ondulação, e simultaneamente apresenta um número de chaveamentos reduzido (Figura 5.14(c)). As perdas no cobre, como discutido anteriormente, podem ser indicadas pelo valor da corrente eficaz na fase do MRV. Da Figura 5.14(b) é possível perceber que a corrente eficaz para todos os métodos apresenta valores próximos, entretanto a utilização da FDT exponencial requer uma corrente elétrica menor que com os demais métodos. Pode-se perceber também que as perdas no núcleo são mais elevadas no CDTI e no CDTM, respectivamente (Figura 5.14(d)).

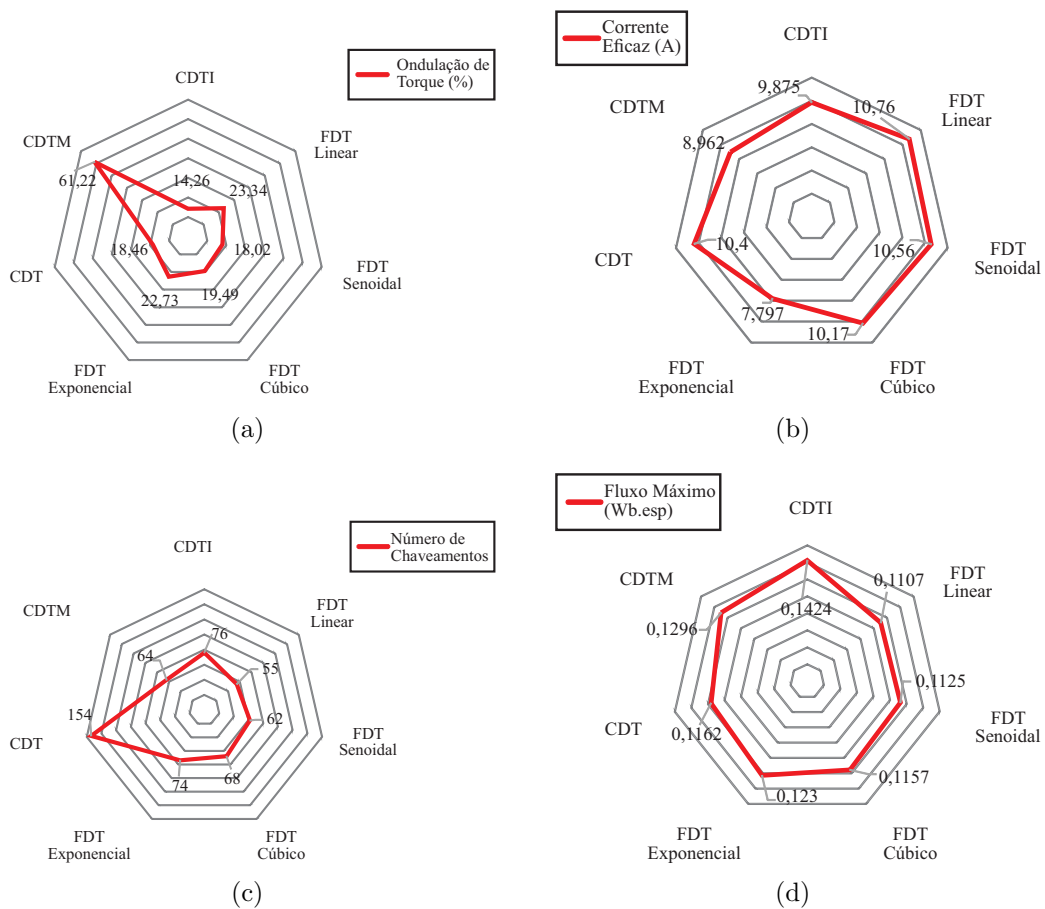


Figura 5.14: Comparação dos métodos estudados no ponto (2 N.m, 50 rad/s): a) Ondulação de torque; b) Corrente eficaz; c) Número de chaveamentos; d) Fluxo magnético concatenado máximo.

A mesma análise pode ser feita para o ponto (2 N.m, 130 rad/s) (Figura 5.15). Em velocidades mais altas, as ondulações de torque do CDTI ainda são menores do que as do CDTM, pois ainda existe capacidade de regulação de torque por parte do CDTI (Figura 5.15(a)). O número de chaveamentos de todos os métodos diminui bastante, em relação ao ponto de operação anterior, como pode ser observado pela Figura 5.15(c), entretanto as perdas no núcleo aumentam consideravelmente, como é mostrado na Figura 5.15(d). Este aumento do valor de pico no núcleo ocorre devido ao aumento na velocidade da máquina. As perdas no cobre não sofrem um grande aumento quando comparadas às perdas no cobre no ponto de operação (2 N.m, 50 rad/s) (Figura 5.15(b)).

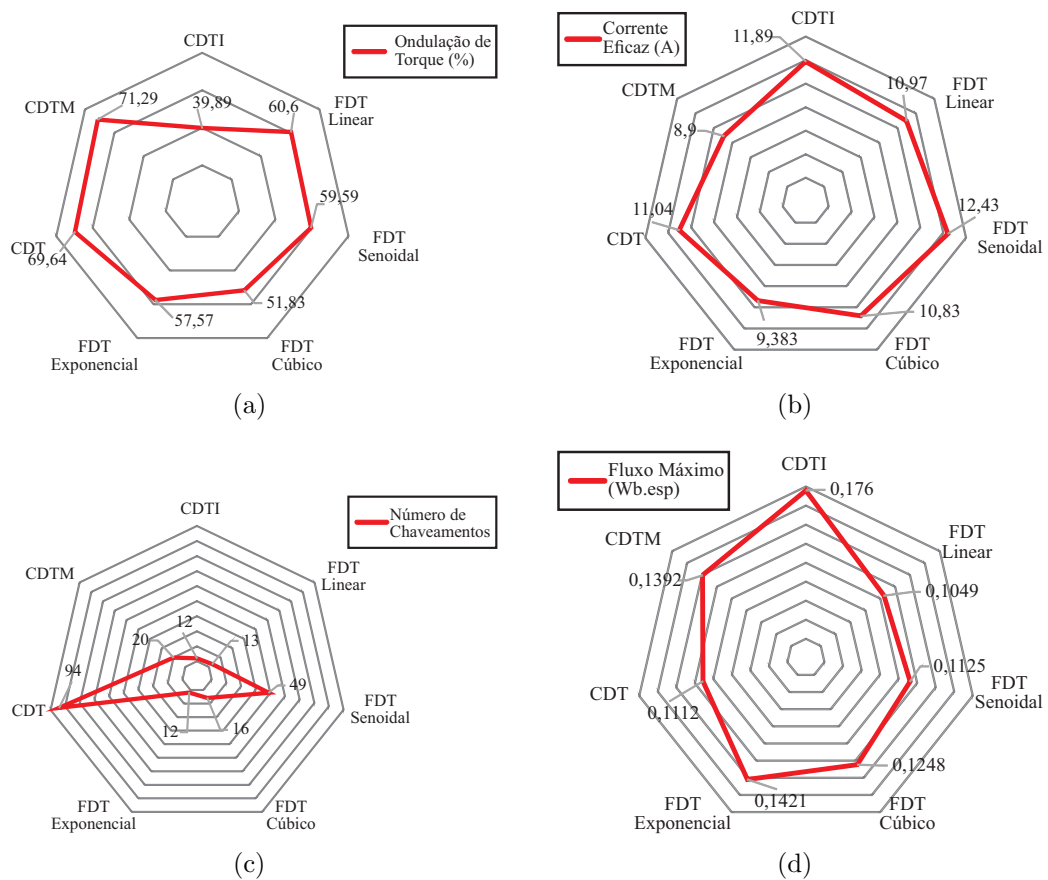


Figura 5.15: Comparação dos métodos estudados no ponto (2 N.m, 130 rad/s): a) Ondulação de torque; b) Corrente eficaz; c) Número de chaveamentos; d) Fluxo magnético concatenado máximo.

Capítulo 6

Conclusões

O principal objetivo deste trabalho foi o de apresentar de maneira detalhada a implementação dos métodos de controle de torque de MRV mais frequentemente utilizados na literatura e comparar cada um destes métodos quanto ao nível de ondulação de torque gerado, além de apresentar uma análise indicativa do nível das perdas elétricas quando cada um dos métodos foi utilizado, de maneira a indicar qual método seria o mais apropriado de acordo com o ponto de operação da máquina.

Foram apresentados um método de controle de torque médio (CTM), intitulado controle direto de torque médio (CDTM), e três métodos de controle de torque instantâneo (CTI): perfilamento de corrente por função de divisão de torque (FDT), controle direto de torque (CDT) e controle direto de torque instantâneo (CDTI). Foram apresentadas as FDT linear, senoidal, exponencial e cúbica, que são as mais comuns na literatura.

Para o CDT, foi proposta uma nova abordagem para o cálculo do fluxo magnético concatenado total de referência que retorna menores valores de ondulação de torque e que estende a faixa de velocidades de operação da máquina. O fluxo magnético concatenado de referência é dependente da velocidade de modo que abaixo de uma velocidade crítica, a referência é dada por um controlador PI. Entre a velocidade crítica e a velocidade de base, a referência é dada por uma função $\lambda^*(\omega)$. Acima da velocidade de base, o fluxo magnético concatenado de referência é o valor de fluxo magnético concatenado nominal da máquina.

Em relação ao método de perfilamento de corrente através de FDT, foi proposta a utilização de tabelas de consulta que retornam os ângulos de disparo ótimo de acordo com o ponto de operação da máquina ($\theta_{on}(T^*, \omega)$ e $\theta_{off}(T^*, \omega)$). As tabelas foram criadas através de uma otimização do tipo OFAT para retornarem os valores de ângulo de disparo das chaves eletrônicas de potência que produziriam o menor nível de ondulação de torque para cada ponto de operação. A mesma técnica foi utilizada para encontrar tabelas de

consulta com os ângulos de disparo ótimos para o CDTI.

Com o intuito de verificar cada um dos métodos estudados, simulações computacionais com cada um dos métodos foram realizadas em ambiente MATLAB/Simulink. A máquina modelada foi um MRV trifásico 12/8 de 1,5 kW e velocidade nominal de 1500 rpm. A velocidade de base da máquina é de aproximadamente 96 rad/s e a modelagem foi feita através das curvas de magnetização da máquina. A tensão de alimentação nas simulações foi mantida constante em 80 V. As simulações foram utilizadas para entender o funcionamento da máquina quando cada método era implementado e aferir os valores de ondulação de torque, e também, de grandezas relacionadas às perdas elétricas. Como indicativo das perdas por chaveamento, observou-se o número de chaveamentos por ciclo elétrico de uma fase, como indicativo das perdas no cobre foi medida a corrente eficaz na fase e como indicativo das perdas no núcleo foi medido o fluxo magnético concatenado por uma fase máximo. Claramente, estas grandezas aferidas não fornecem diretamente os valores exatos das perdas, entretanto, considerando que os métodos de controle de torque sempre foram analisados no mesmo ponto de operação, estas grandezas podem ser utilizadas como um indicativo do nível de perdas, e.g. se para dois métodos diferentes analisados no mesmo ponto de operação, o nível de corrente eficaz é similar porém um método apresenta um número superior de chaveamentos, é possível concluir que o nível de perdas por chaveamento é maior no método que requer um número maior de chaveamentos.

Os níveis de ondulações de conjugado da máquina para toda a faixa de velocidades de operação quando o torque não é controlado foram aferidos para fins de comparação.

Na análise comparativa quanto às ondulações de conjugado, todos os métodos demonstraram uma redução de pelo menos 55,78% (para a velocidade de 250 rad/s). Dentre as FDT estudadas, a FDT senoidal e a FDT cúbica apresentaram resultados similares na faixa de velocidades de interesse, entretanto a FDT senoidal foi considerada mais indicada em virtude da facilidade de implementação sendo então utilizada para as demais comparações.

Quando comparada ao CDT, CDTI e CDTM, a FDT senoidal apresentou melhor performance apenas para velocidades inferiores a 10 rad/s. Entre esta velocidade e 150 rad/s o CDTI apresentou melhores resultados e acima desta velocidade o CDTM foi superior pois os métodos CTI perderam a capacidade de regulação de torque.

Com isto, fica claro que os métodos CTI apresentam funcionamento adequado apenas quando existe a possibilidade de se controlar a corrente elétrica na fase, ou seja, abaixo da velocidade de base.

Os resultados encontrados mostraram que, com os avanços nas técnicas de controle para regular o torque e minimizar as ondulações de conjugado, os MRV apresentam-se como

competitivos e podem substituir outras máquinas para aplicações que requerem baixo nível de ondulação de torque como em veículos elétricos.

Para a comparação de perdas, foram escolhidos dois pontos de operação, um abaixo (2 N.m, 50 rad/s) e um acima (2 N.m, 130 rad/s) da velocidade de base. No primeiro ponto o método que apresentou menores perdas no cobre foi o perfilamento de corrente com a FDT exponencial. Quanto às perdas no núcleo, o CDTI exhibe valores elevados de fluxo magnético concatenado máximo, indicando maiores perdas. Com exceção do CDT, todos os métodos apresentaram um número de chaveamentos na faixa entre 55 (FDT linear) e 76 (CDTI), o CDT executou 154 chaveamentos, sendo o método que tem o maior número de chaveamentos. No segundo ponto de operação, as maiores perdas no núcleo continuam sendo do CDTI e as menores continuam sendo da FDT linear. Novamente, o CDT apresenta maiores perdas por chaveamentos (94 chaveamentos) e as menores perdas no cobre são alcançadas com o CDTM.

É possível observar que os métodos de controle de torque que apresentam melhor performance na minimização das ondulações de torque tendem, em contrapartida, a apresentarem um nível mais elevado de perdas de acordo com as grandezas medidas.

Estes resultados ajudam na escolha do método de controle de conjugado com o objetivo de minimizar as ondulações de torque instantâneo produzido, considerando ainda as perdas elétricas para cada um dos métodos.

6.1 **Trabalhos futuros**

Como os MRV mostraram-se competitivos em relação às máquinas mais utilizadas no mercado para aplicações de tração de veículos elétricos através das simulações, algumas recomendações para a continuação do trabalho podem ser feitas.

Os próximos passos da pesquisa podem contar com o desenvolvimento de uma plataforma experimental para comprovar os resultados obtidos nas simulações computacionais. A implementação experimental possibilita estudos sobre a minimização da produção de ruído acústico e uma análise mais detalhada sobre as perdas, indicando uma relação entre a relevância das perdas de acordo com mudanças no ponto de operação da máquina.

A inclusão de um sistema que modele um veículo elétrico completo pode ser inserido nas simulações para que testes de carga e velocidade voltados para veículos possam ser feitos. Além disso pode ser implementado um controlador que comute entre os métodos CDTI e CDTM de acordo com o ponto de operação para garantir operação ótima em toda a faixa de velocidades de operação da máquina e um estudo da estabilidade dos métodos

de controle pode ser feito para confirmar a confiabilidade e robustez dos métodos. A operação nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade dos MRV pode ser investigada e implementada para melhor representar a aplicação em veículos elétricos.

6.2 Lista de publicações resultantes desta pesquisa

Nesta seção são apresentados os artigos publicados pelo grupo de pesquisa durante o desenvolvimento deste trabalho.

6.2.1 Artigos publicados em periódicos

— DE PAULA, M.V.; BARROS, T.A.S. ; SANTOS NETO, P.J. ; DE SOUZA, R.R. ; RUPPERT FILHO, E. Comparative study of torque ripple minimization techniques for a three-phase switched reluctance motor. *RENEWABLE ENERGY & POWER QUALITY JOURNAL (RE&PQJ)*, v. 1, p. 270-275, 2018.

— BARROS, TARCIO A. S. ; NETO, PEDRO J. SANTOS ; PAULA, MARCELO V. ; MOREIRA, ADSON B. ; FILHO, PAULO S. NASCIMENTO ; FILHO, ERNESTO RUPPERT . Automatic Characterization System of Switched Reluctance Machines and Nonlinear Modeling by Interpolation Using Smoothing Splines. *IEEE Access*, v. 6, p. 26011-26021, 2018.

— DOS SANTOS NETO, PEDRO JOSE ; DOS SANTOS BARROS, TARCIO ANDRE ; DE PAULA, MARCELO VINICIUS ; RODRIGUES DE SOUZA, RAMON ; RUPPERT FILHO, ERNESTO . Design of Computational Experiment for Performance Optimization of Switched Reluctance Generator in Wind Systems. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, v. 33, p. 406-419, 2017.

6.2.2 Artigos publicados em anais de congresso

— DOS SANTOS NETO, PEDRO JOSE ; DOS SANTOS BARROS, TARCIO ANDRE ; DE PAULA, MARCELO VINICIUS ; FILHO, ERNESTO RUPPERT . Performance optimization of switched reluctance generator in wind systems an approach based on design of computer experiment. In: 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2017, JUIZ DE FORA. 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2017. p. 1.

6.2.3 Artigos aceitos para publicação

— DE PAULA, M.V.; BARROS, T.A.S. ; SANTOS NETO, P.J. ; RUPPERT FILHO, E. Estudo comparativo de técnicas de minimização de ondulação de torque para motores de relutância variável trifásicos. CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA), João Pessoa - PB, 2018.

Anexos

Anexo A

Dados do motor de relutância variável utilizado

Dados do MRV:

- Potência nominal: $1,5 \text{ kW}$;
- Velocidade nominal: 1500 rpm ;
- Número de polos: 12/8 (estator/rotor);
- Tensão de operação: $30 - 80 \text{ V}$;
- Resistência do enrolamento: $0,3 \Omega$;
- Fluxo magnético concatenado máximo: $0,22 \text{ Wb.esp}$;
- Momento de inércia (obtido através de ensaios de desaceleração): $0,002 \text{ kgm}^2$;
- Indutância mínima: $1,675 \text{ mH}$;
- Indutância máxima: $13,88 \text{ mH}$

Anexo B

Modelos realizados no MATLAB/Simulink

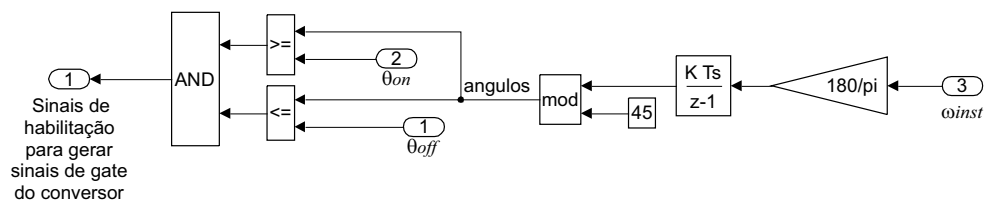


Figura B.1: Modelo utilizado para indicar quando cada fase pode ser habilitada.

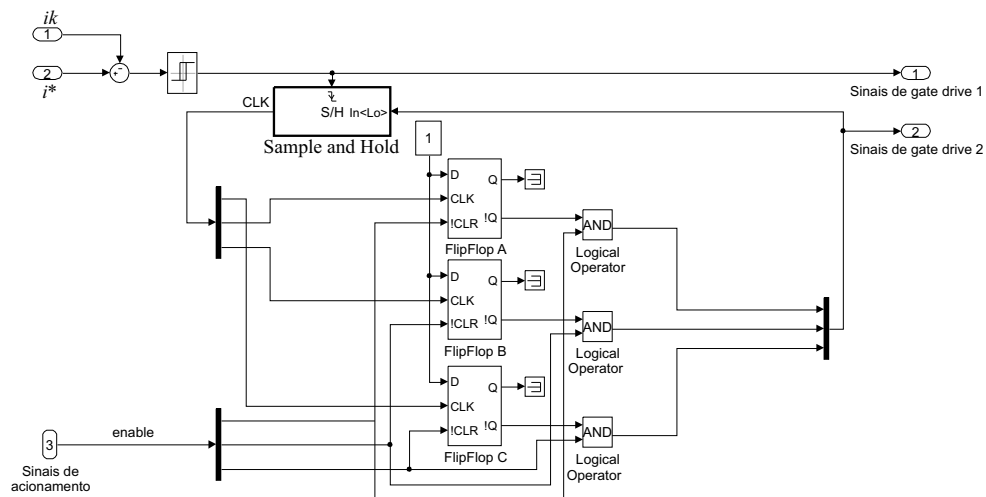


Figura B.2: Lógica de chaveamento *soft-chopping*.

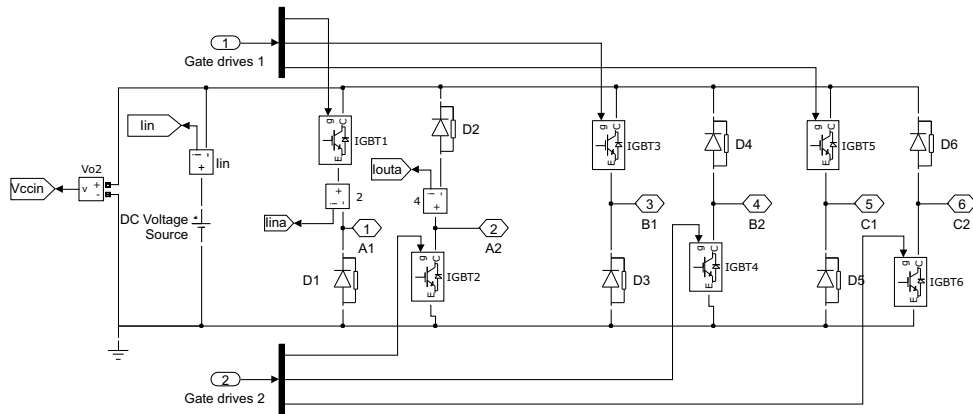


Figura B.3: Modelo do conversor meia ponte assimétrica.

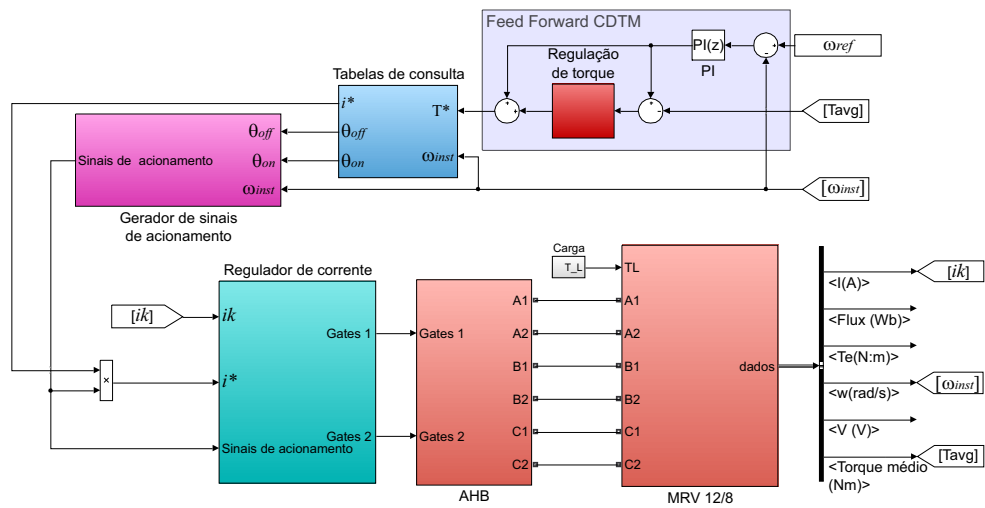


Figura B.4: Diagrama do CDTM no MATLAB/Simulink.

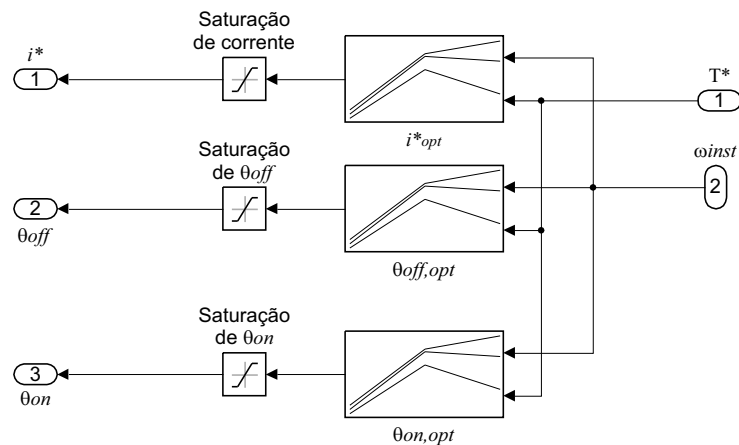


Figura B.5: Tabelas de consulta para o CDTM.

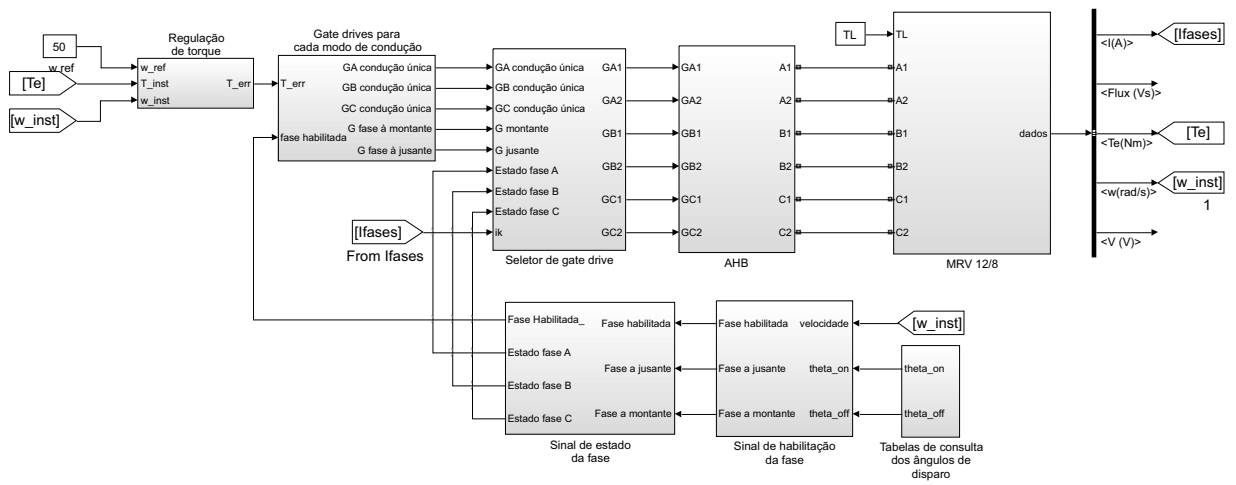


Figura B.6: Diagrama do CDTI no MATLAB/Simulink.

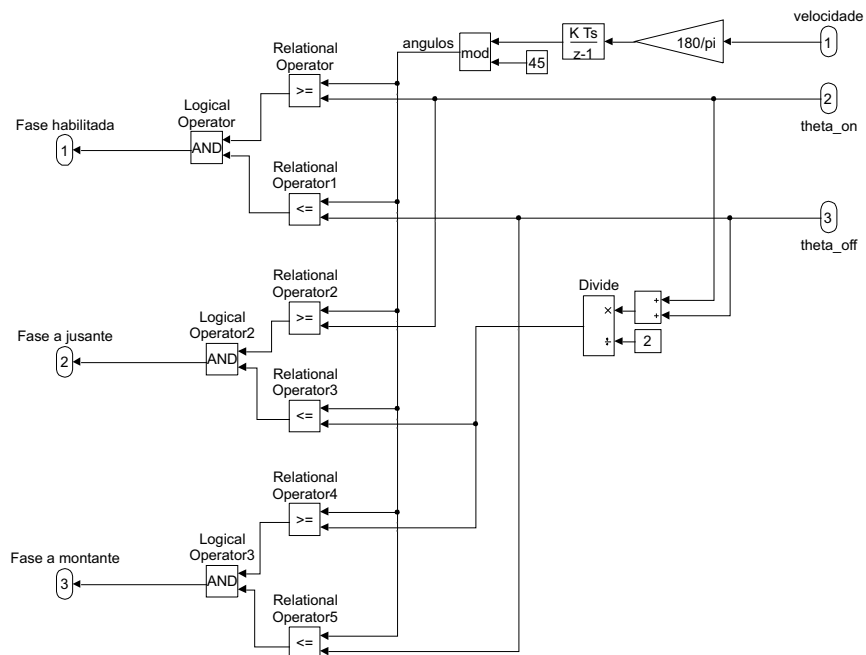


Figura B.7: Lógica para determinar a condição da fase para o CDTI.

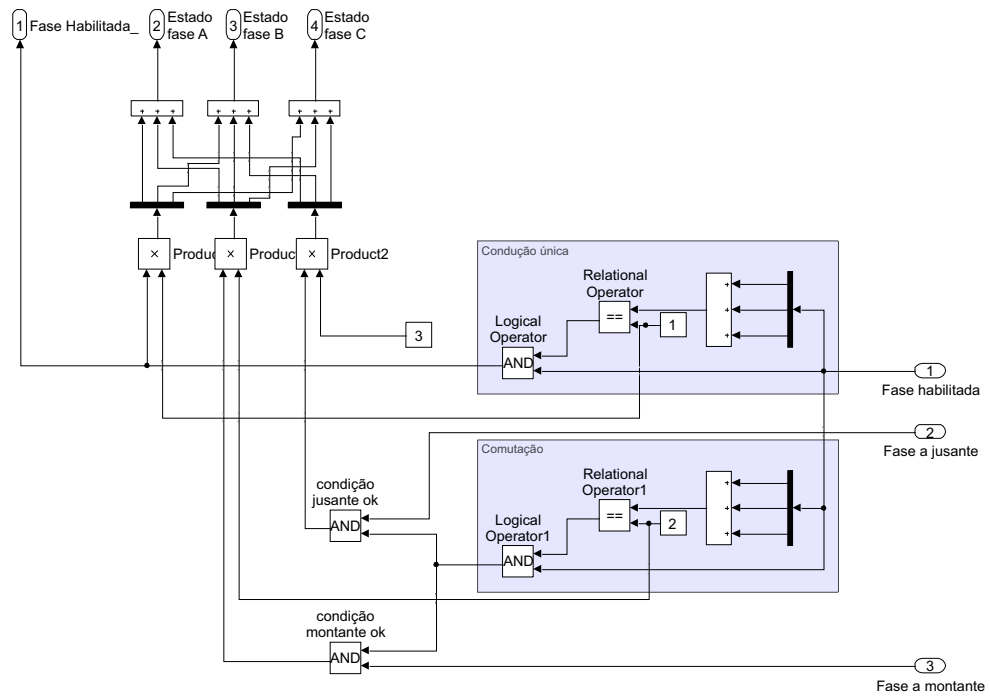


Figura B.8: Lógica para determinar o sinal de estado de cada fase para o CDTI.

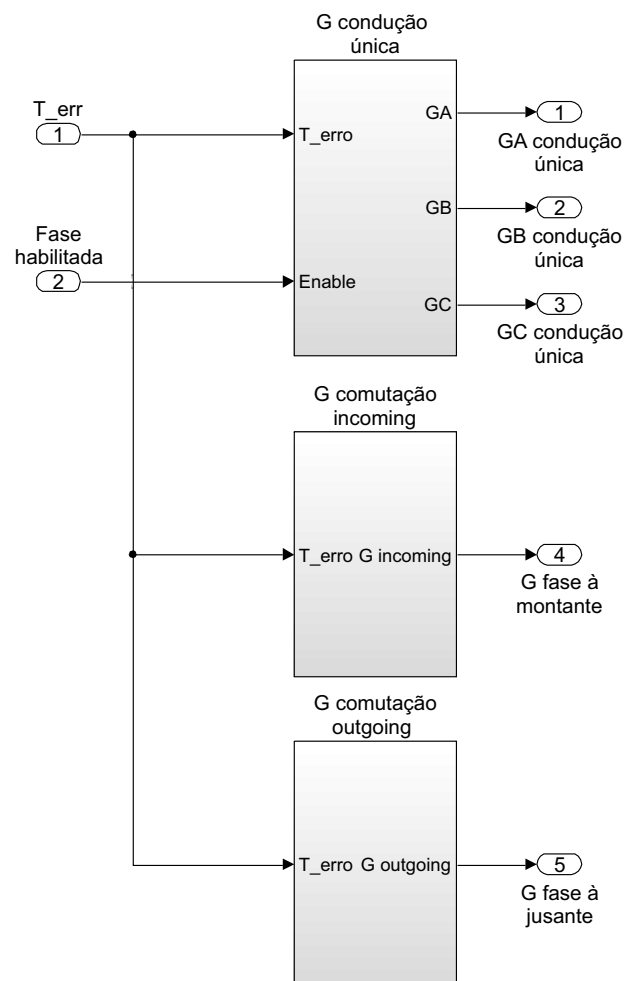


Figura B.9: Geração de sinais de *gate drive* para as fases no CDTI.

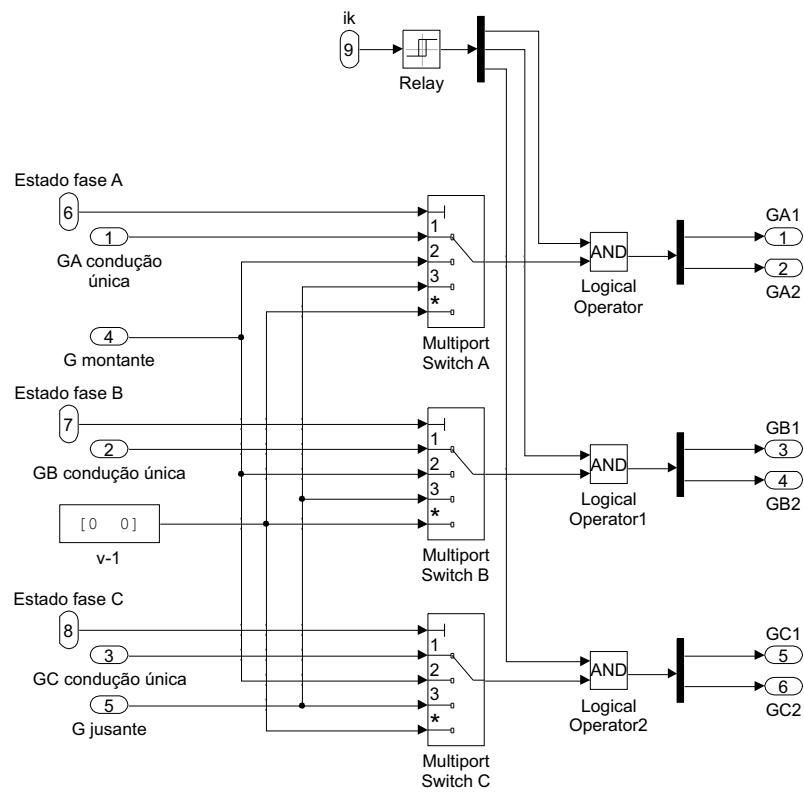


Figura B.10: Seleção de sinais de *gate drive* utilizados no acionamento do CDTI.

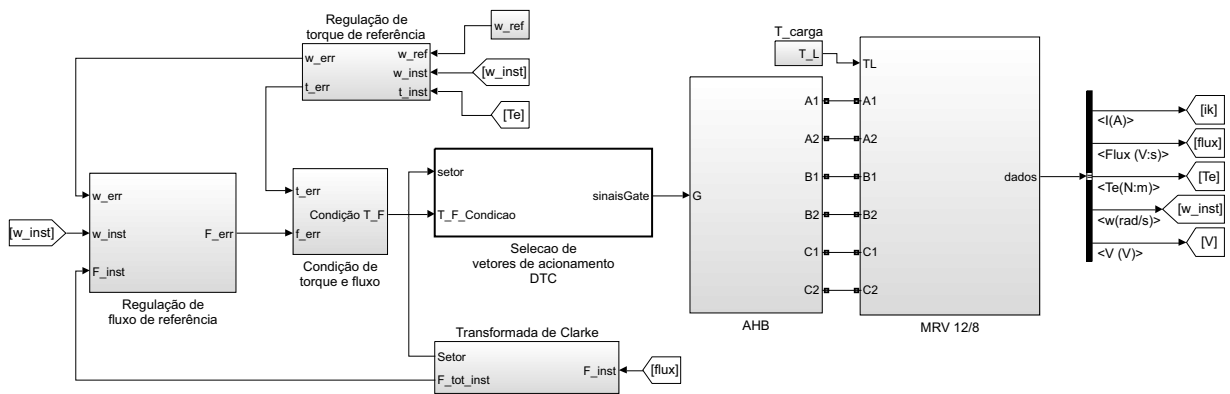


Figura B.11: Diagrama do CDT no MATLAB/Simulink.

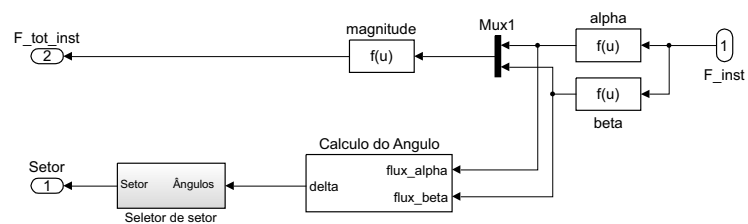


Figura B.12: Lógica usada para realizar a transformada de Clarke e seleção de setor no CDT.

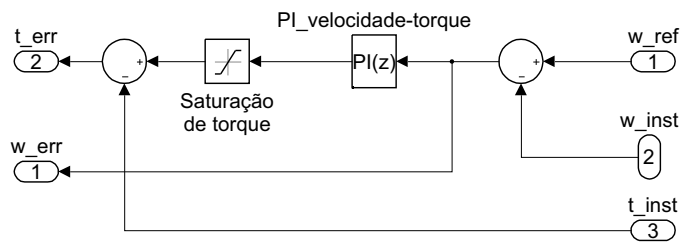


Figura B.13: Regulador de torque do CDT.

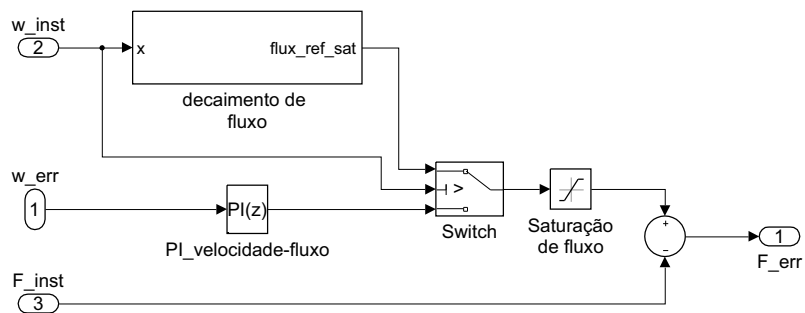


Figura B.14: Regulador de fluxo magnético concatenado do CDT de acordo com a Equação (4.23).

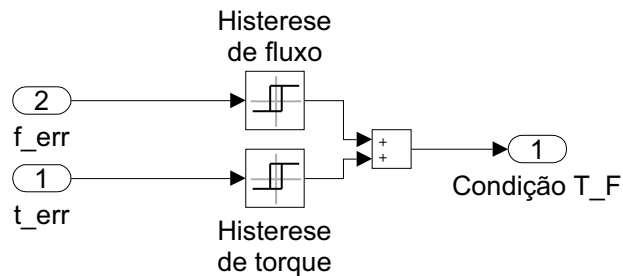


Figura B.15: Lógica para análise da condição de torque e fluxo magnético concatenado do CDT.

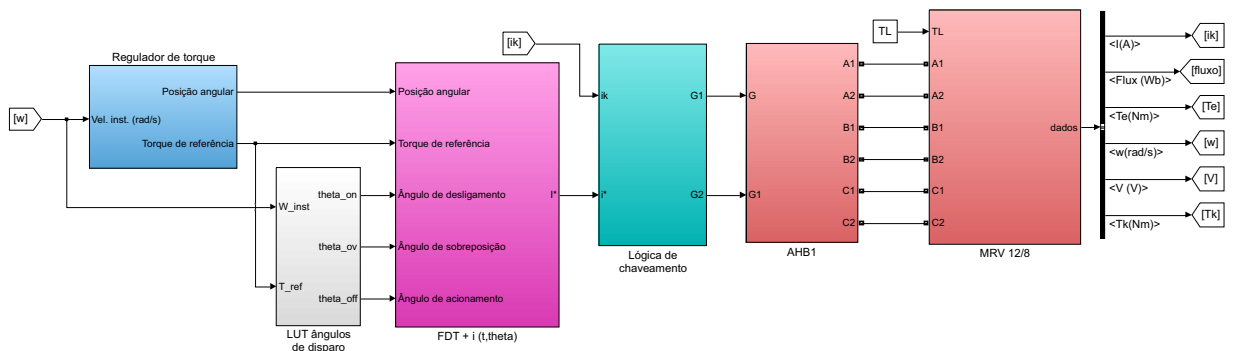


Figura B.16: Diagrama do perfilamento de corrente com FDT no MATLAB/Simulink.

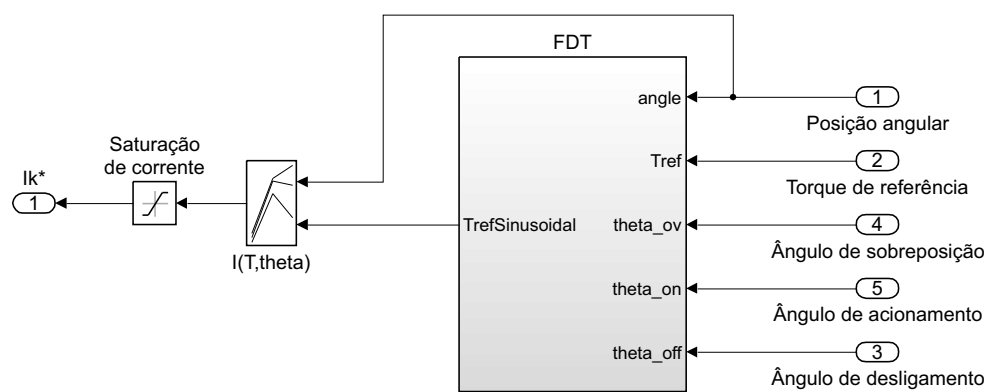


Figura B.17: FDT juntamente com a tabela de consulta para transformar a referência de torque em referência de corrente elétrica.

Anexo C

Resultados obtidos para a Simulação (A) e para a Simulação (B)

Este anexo apresenta os resultados das simulações dos métodos de controle de torque estudados para as condições da Simulação (A) e da Simulação (B), descritas no Capítulo 5.

C.1 Controle direto de torque médio

Nas Figuras C.1 e C.2 são mostradas as formas de onda obtidas com o CDTM para as velocidades de 30 rad/s (Simulação (A)) e 170 rad/s (Simulação (B)), respectivamente. Em ambas as figuras existem 4 gráficos. No gráfico mais acima são apresentadas as formas de ondas da velocidade instantânea e da velocidade de referência, na sequência está o gráfico que contém as formas de ondas da corrente elétrica nas fases seguido do gráfico que abrange os fluxos concatenados pelas fases. Por final, são apresentadas as formas de ondas do torque médio estimado, do torque eletromagnético (T_e) e do torque de referência (T^*). O torque de carga em ambos os casos é de 2 N.m. O nível de ondulação de torque encontrado durante a Simulação (A) é de 69,4%. Na Simulação (B), o nível de ondulação de torque foi de 49,3%. Vale notar que na velocidade de 30 rad/s a corrente elétrica é limitada, caracterizando o acionamento por histerese de corrente, enquanto que na velocidade de 170 rad/s a corrente elétrica flui sem limitações, evidenciando o acionamento feito por pulso único de tensão.

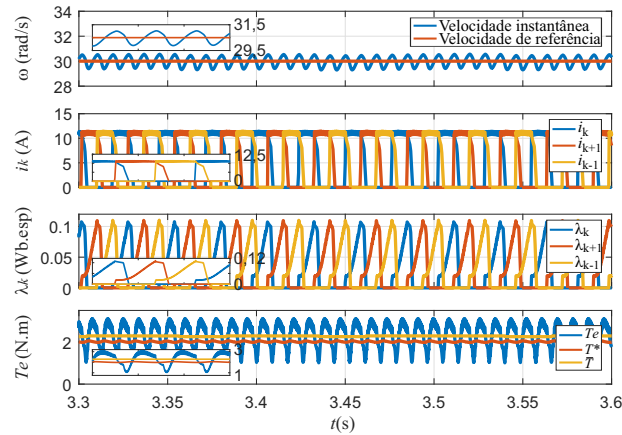


Figura C.1: Formas de onda da velocidade, da corrente elétrica na fase, do fluxo magnético concatenado e do torque eletromagnético produzido para o CDTM com operação de acordo com a Simulação (A).

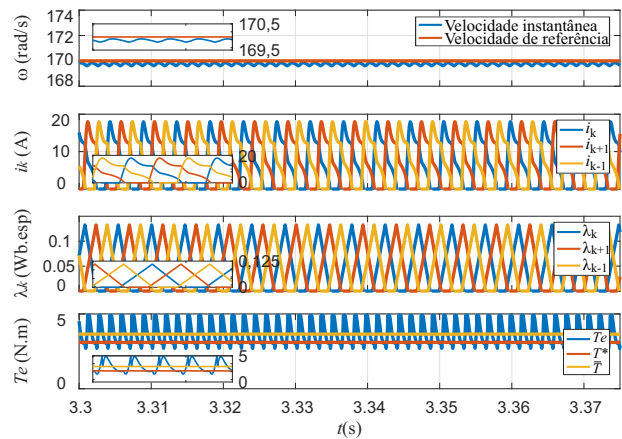


Figura C.2: Formas de onda da velocidade, da corrente elétrica na fase, do fluxo magnético concatenado e do torque eletromagnético produzido para o CDTM com operação de acordo com a Simulação (B).

C.2 Perfilamento de corrente através de funções de divisão de torque

C.2.1 FDT linear

Na Figura C.3 são mostrados os resultados obtidos para a Simulação (A). O nível de ondulação de torque encontrado foi de 13,21%. Os ângulos de disparo para a FDT linear neste ponto de operação foram: $\theta_{on} = 25,6^\circ$ e $\theta_{off} = 43,4^\circ$.

Na Figura C.4 apresentam-se os resultados obtidos nas condições da Simulação (B). Neste caso, o nível de ondulação de torque encontrado foi de 86,48%. Os ângulos de disparo utilizados para a FDT linear nas condições da Simulação (B) foram: $\theta_{on} = 23,0^\circ$ e $\theta_{off} = 42,5^\circ$.

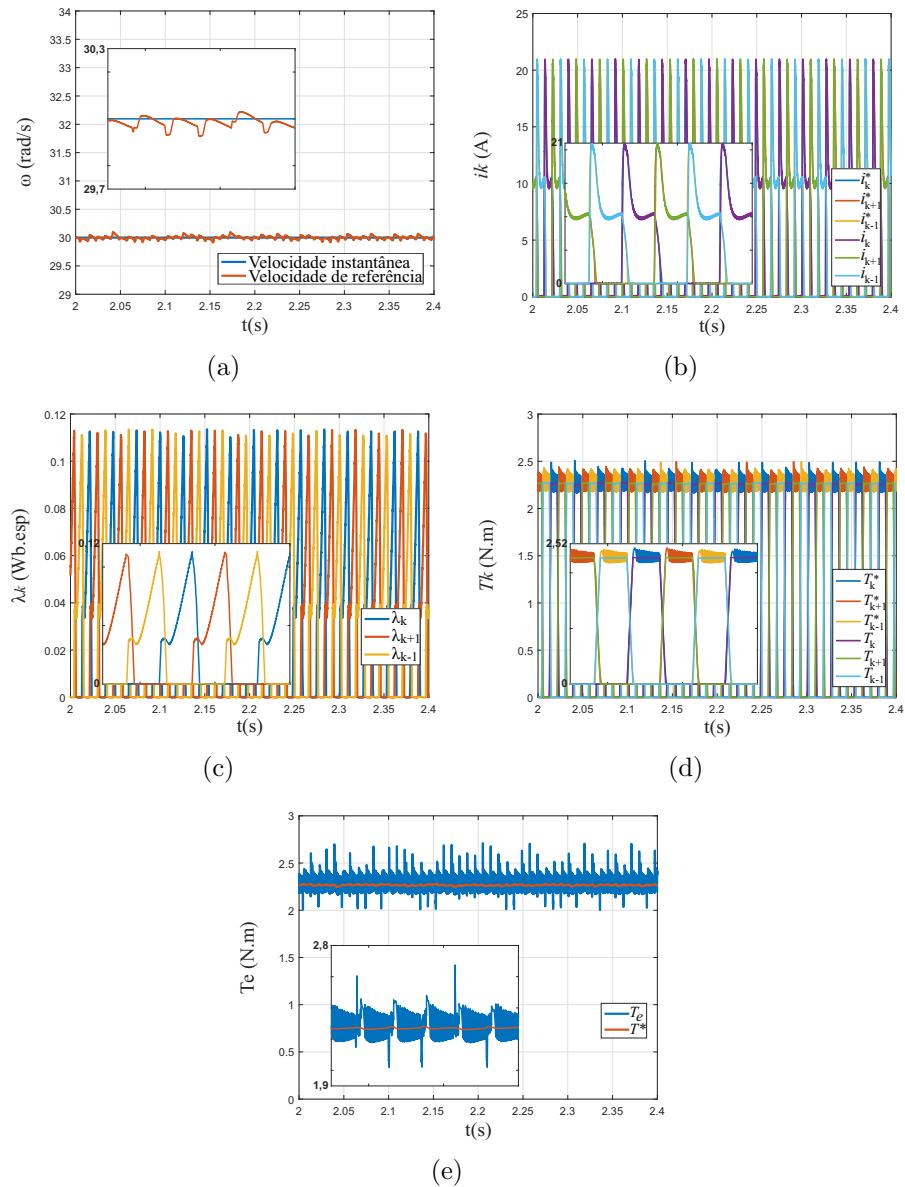


Figura C.3: Formas de onda para a FDT linear para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

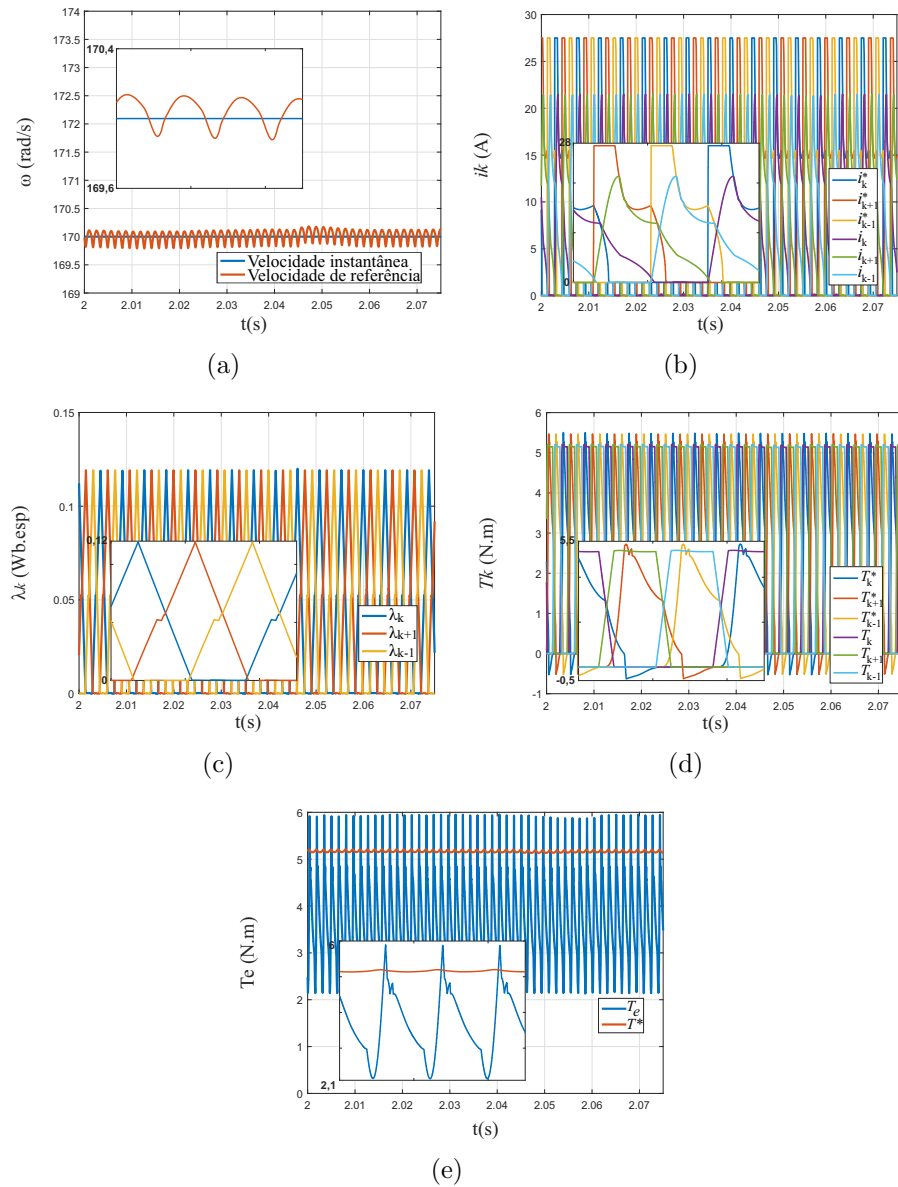


Figura C.4: Formas de onda para a FDT linear para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

C.2.2 FDT senoidal

Nas Figuras C.5 e C.6 são apresentadas as formas de ondas para a Simulação (A) e para a Simulação (B), respectivamente. Para a Simulação (A), o nível de ondulação de torque encontrado foi de 7,92% e os ângulos de disparo utilizados foram: $\theta_{on} = 25,3^\circ$ e $\theta_{off} = 43,5^\circ$. Já para a Simulação (B), o nível de ondulação de torque chegou a 84,86% e os ângulos de disparo neste ponto foram: $\theta_{on} = 23,5^\circ$ e $\theta_{off} = 42,5^\circ$.

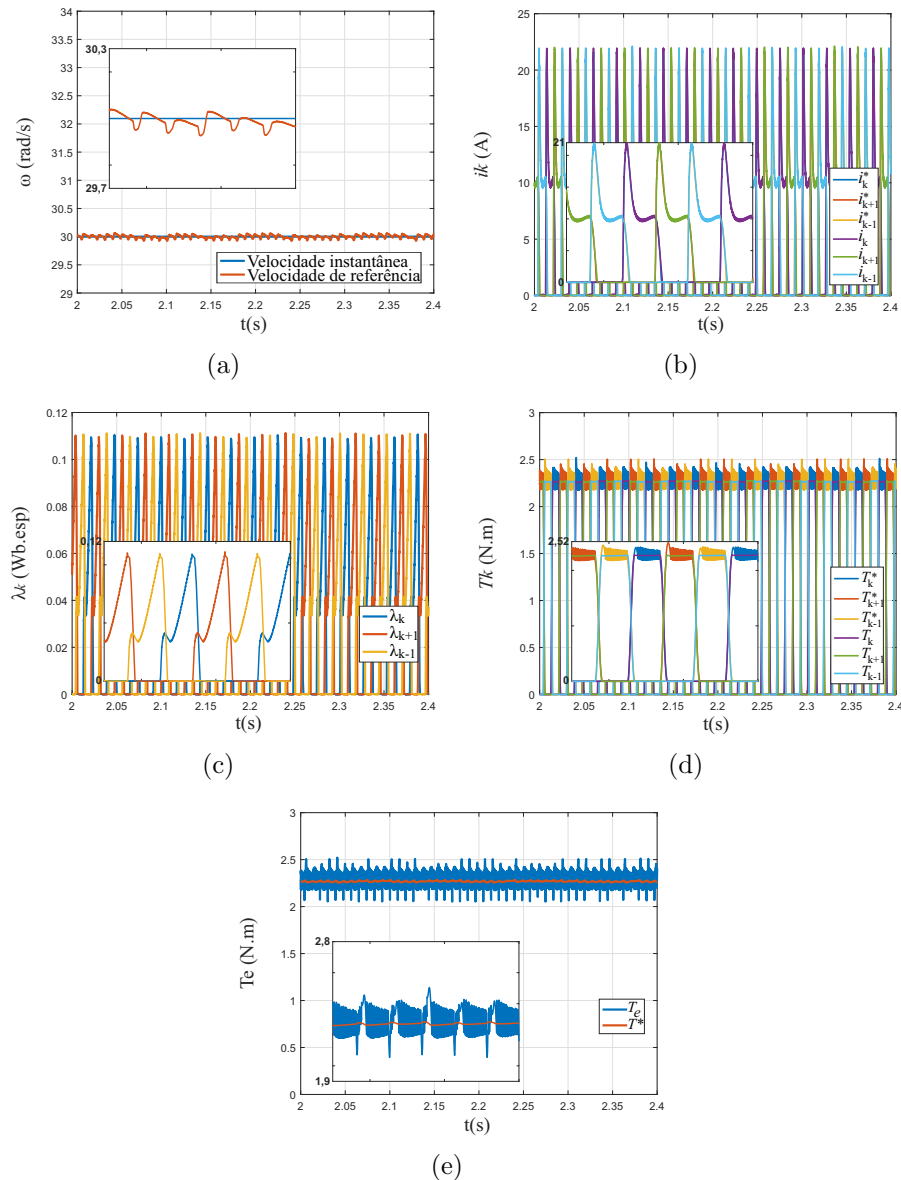


Figura C.5: Formas de onda para a FDT senoidal para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

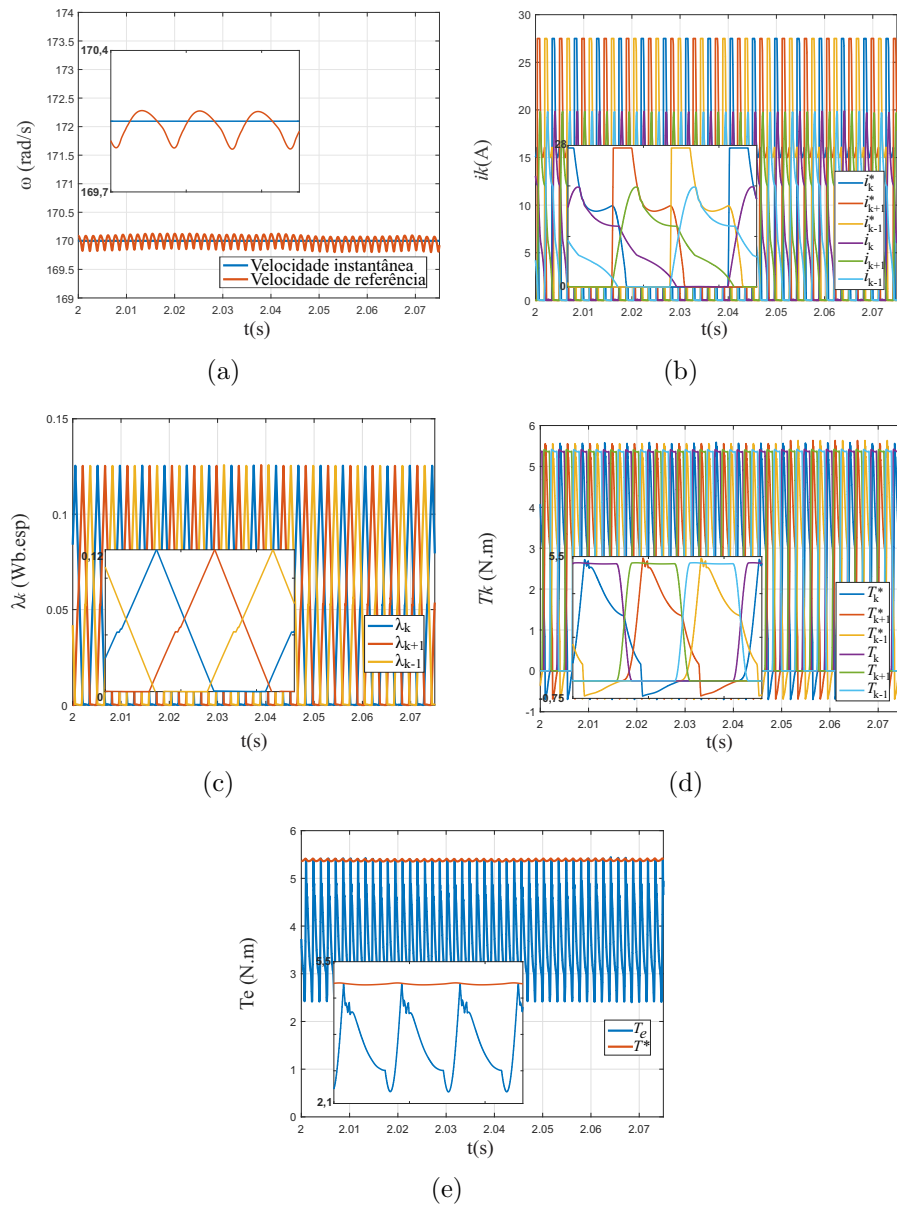


Figura C.6: Formas de onda para a FDT senoidal para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

C.2.3 FDT exponencial

Os resultados obtidos para a FDT exponencial com a Simulação (A) e com a Simulação (B) são apresentados na Figuras C.7 e C.8, respectivamente. O valor de ondulação de torque encontrado para a Simulação (A) foi de 10,7% com $\theta_{on} = 27,3^\circ$ e $\theta_{off} = 43,5^\circ$. Para a Simulação (B) obteve-se 80,17% de nível de ondulação de torque com os ângulos de disparo: $\theta_{on} = 23,6^\circ$ e $\theta_{off} = 43,0^\circ$.

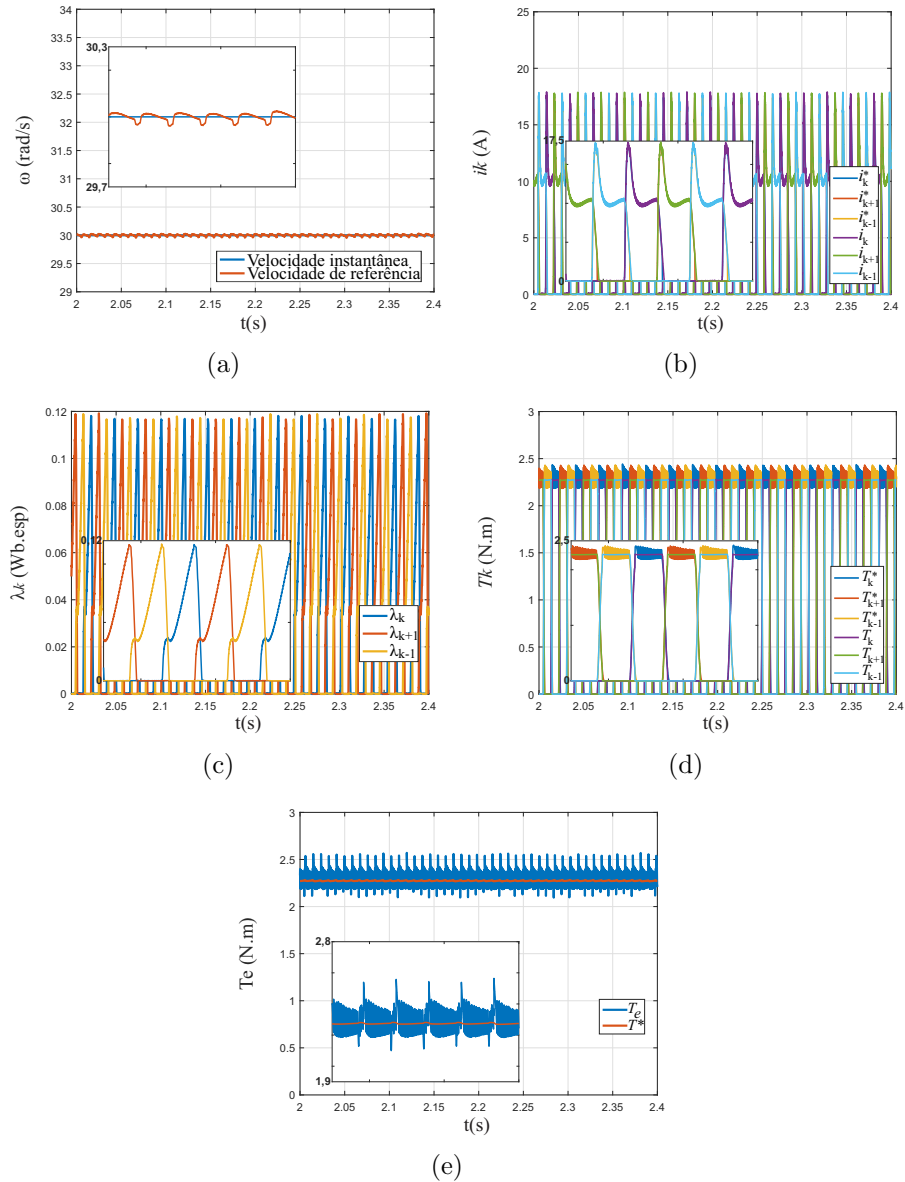


Figura C.7: Formas de onda para a FDT exponencial para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

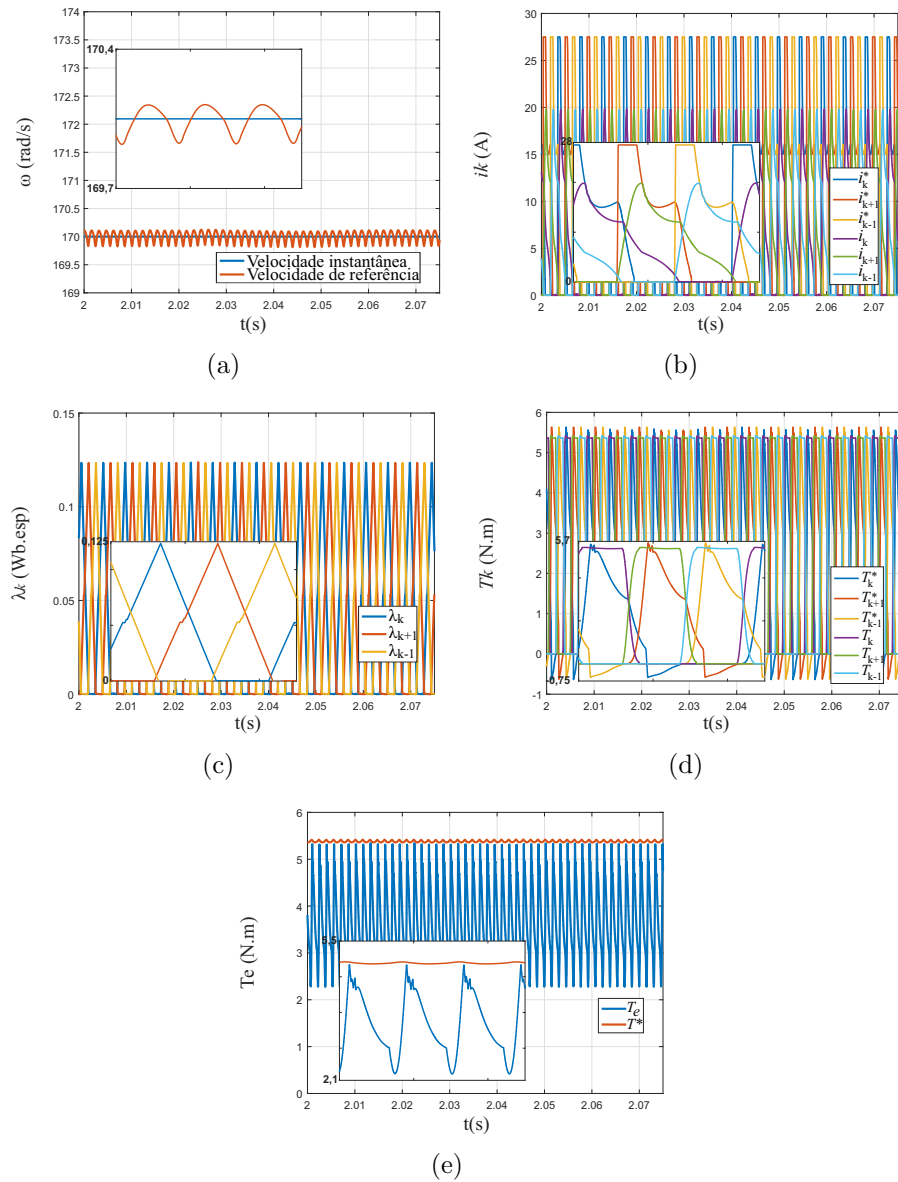


Figura C.8: Formas de onda para a FDT exponencial para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

C.2.4 FDT cúbica

Na Figura C.9 apresenta-se os resultados obtidos nas condições da Simulação (A) para a FDT cúbica. O torque apresenta um fator de ondulação de 14,52% e os ângulos de disparo para este caso foram: $\theta_{on} = 26,0^\circ$ e $\theta_{off} = 43,5^\circ$.

Na Figura C.10 são mostrados os resultados obtidos nas condições da Simulação (B). O nível de ondulação de torque encontrado foi de 97,76%. Os ângulos de disparo utilizados para a FDT cúbica nas condições da Simulação (B) foram: $\theta_{on} = 23,9^\circ$ e $\theta_{off} = 43,8^\circ$.

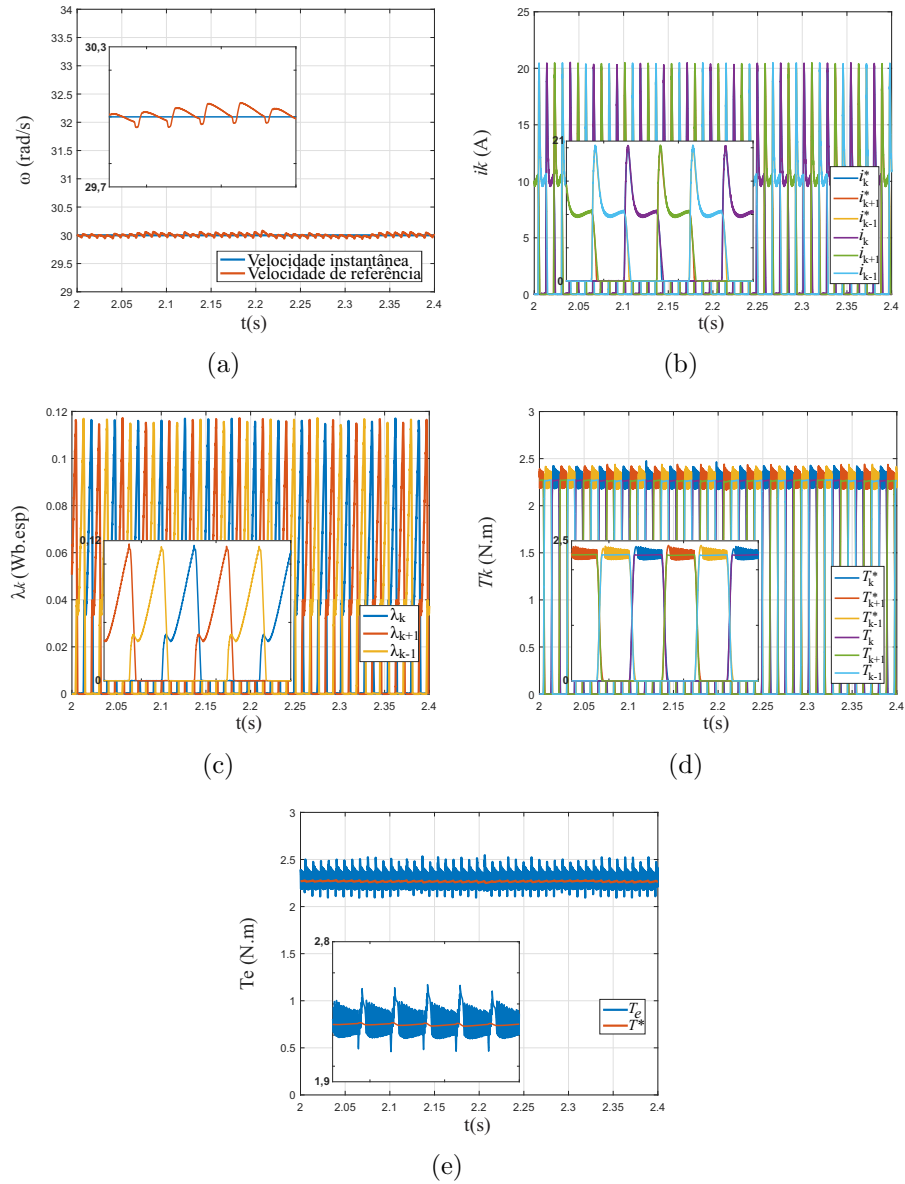


Figura C.9: Formas de onda para a FDT cúbica para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

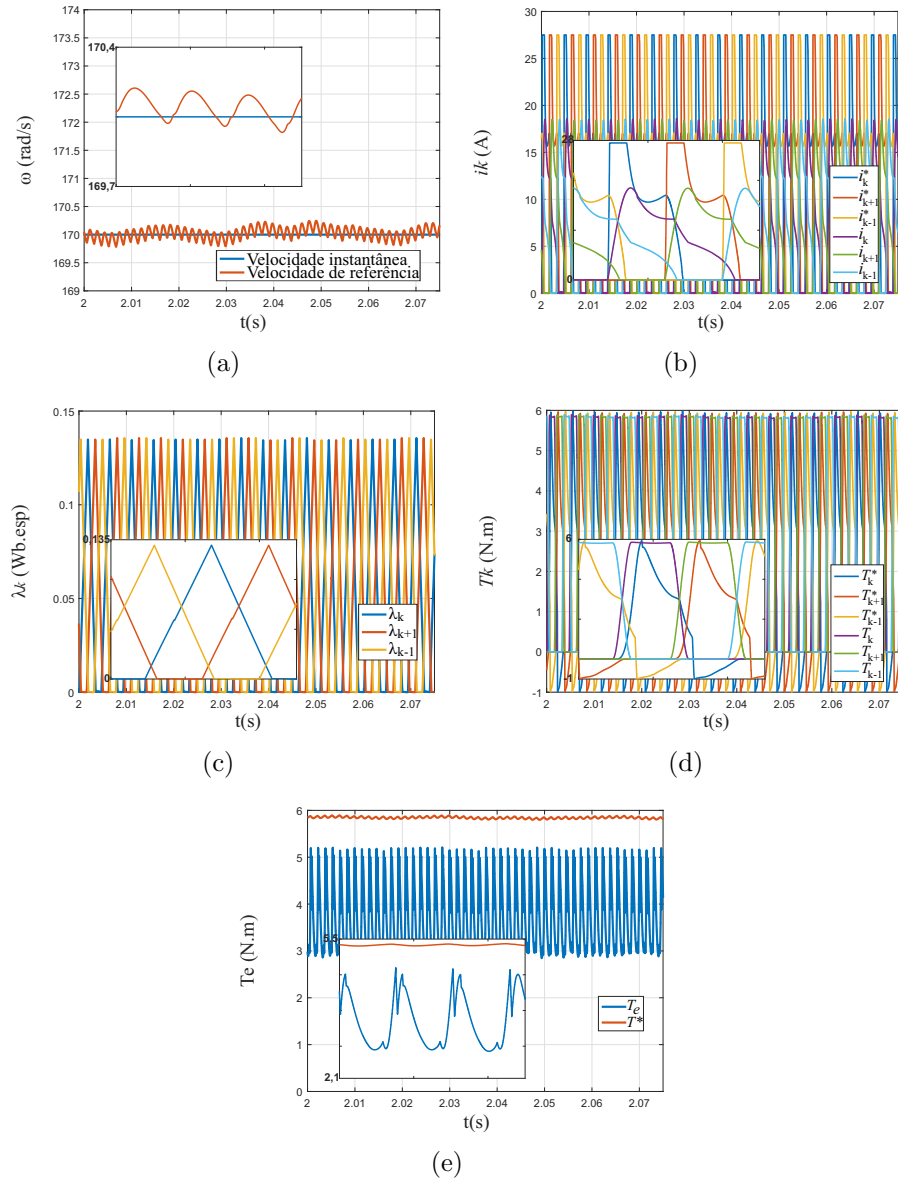


Figura C.10: Formas de onda para a FDT cúbica para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Valores instantâneos e de referência das correntes elétricas nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do torque produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque total produzido.

C.3 Controle direto de torque

Nos resultados obtidos para o CDT, para as Simulação (A) e para a Simulação (B), são apresentadas as formas de ondas das velocidades instantânea e de referência, das correntes elétricas nas fases, dos fluxos concatenados pelas fases, dos valores instantâneo e de referência do fluxo concatenado em coordenadas estacionárias e dos valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético. As ondulações de torque são também presenciadas na velocidade instantânea.

Na Figura C.11 são apresentados os resultados obtidos para a Simulação (A). O nível de ondulações no torque eletromagnético produzido é de 24,41%.

Os resultados obtidos com o CDT nas condições da Simulação (B) são mostrados na Figura C.12. Neste caso, o nível de ondulação de torque é de 137,7%.

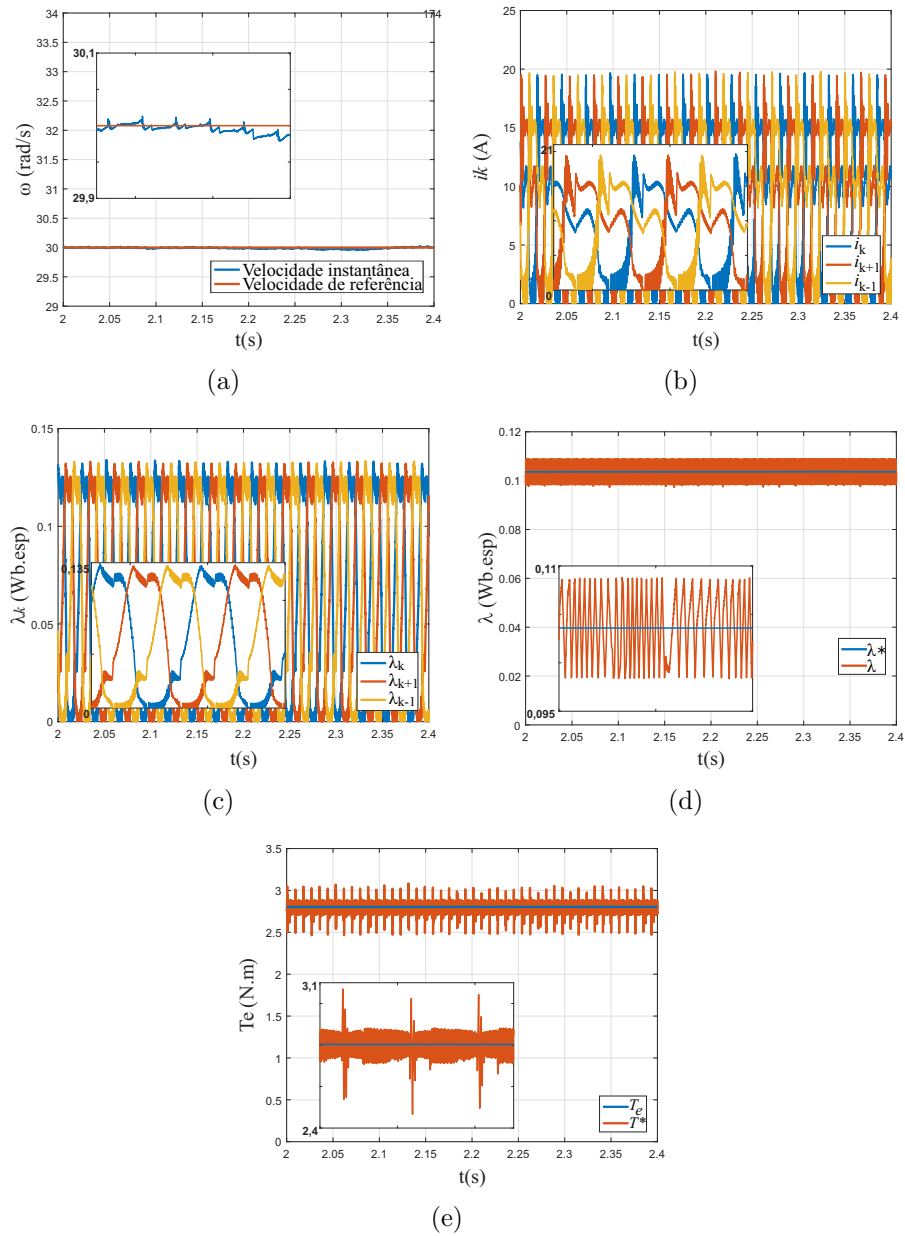


Figura C.11: Formas de onda para o CDT para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do fluxo concatenado em coordenadas estacionárias; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético.

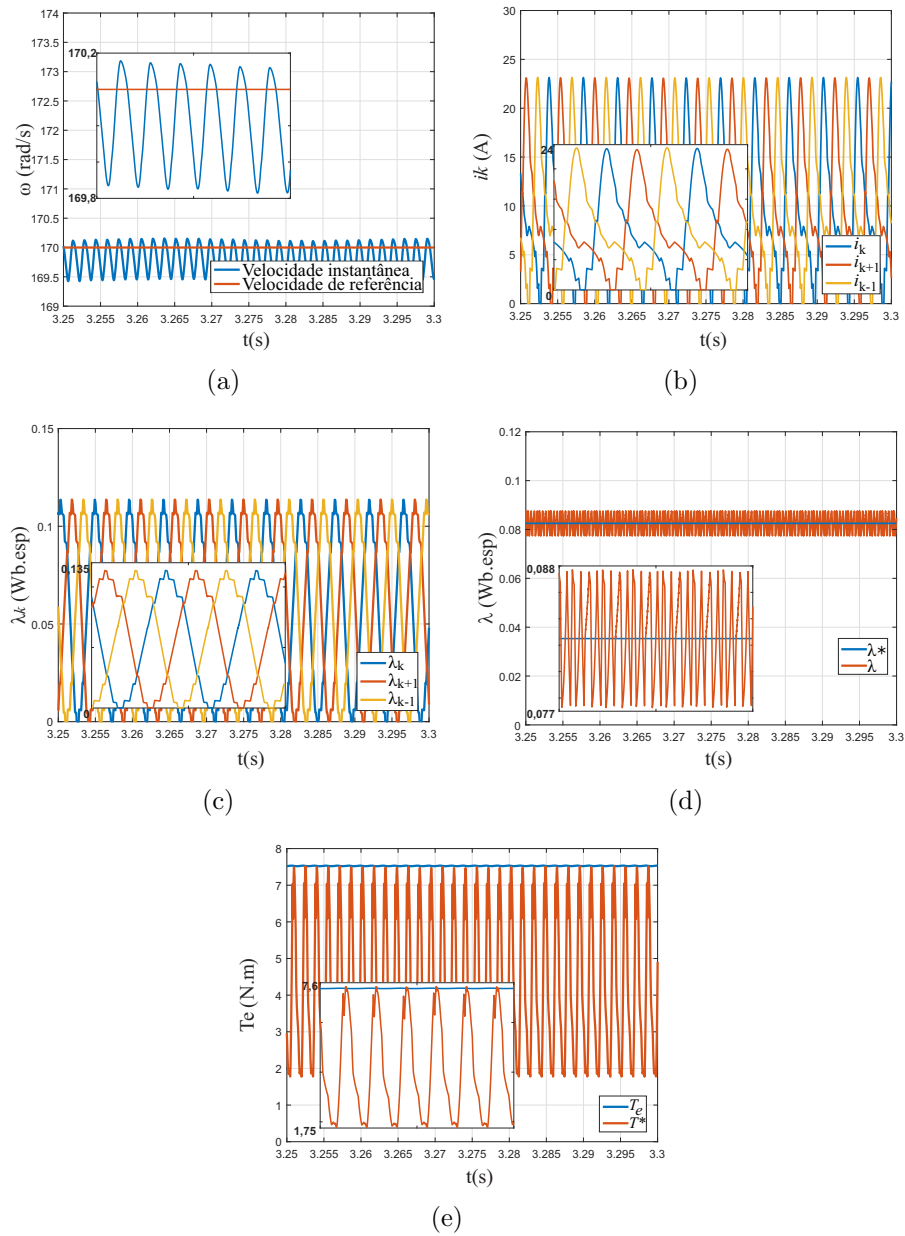


Figura C.12: Formas de onda para o CDT para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Valores instantâneos e de referência do fluxo concatenado em coordenadas estacionárias; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético.

C.4 Controle direto de torque instantâneo

Os resultados do CDTI referentes à Simulação (A) e à Simulação (B) são mostrados nas Figuras C.13 e C.14, respectivamente. São mostradas as formas de ondas das velocidades instantânea e de referência, das correntes elétricas nas fases, dos fluxos concatenados pelas fases, do torque eletromagnético produzido por cada fase e dos valores instantâneos e de referência do torque eletromagnético total. Novamente, as ondulações de velocidade presenciadas são causadas pelas ondulações de torque e crescem a medida que a velocidade de operação cresce. Para a Simulação (A), o nível de ondulação de torque resultante é de 10,43% e os ângulos de disparo utilizados foram: $\theta_{on} = 25,7^\circ$ e $\theta_{off} = 43,9^\circ$. Já para a Simulação (B), o nível de ondulação de torque obtido foi de 59,43% e os ângulos de disparo foram: $\theta_{on} = 23,2^\circ$ e $\theta_{off} = 40,5^\circ$.

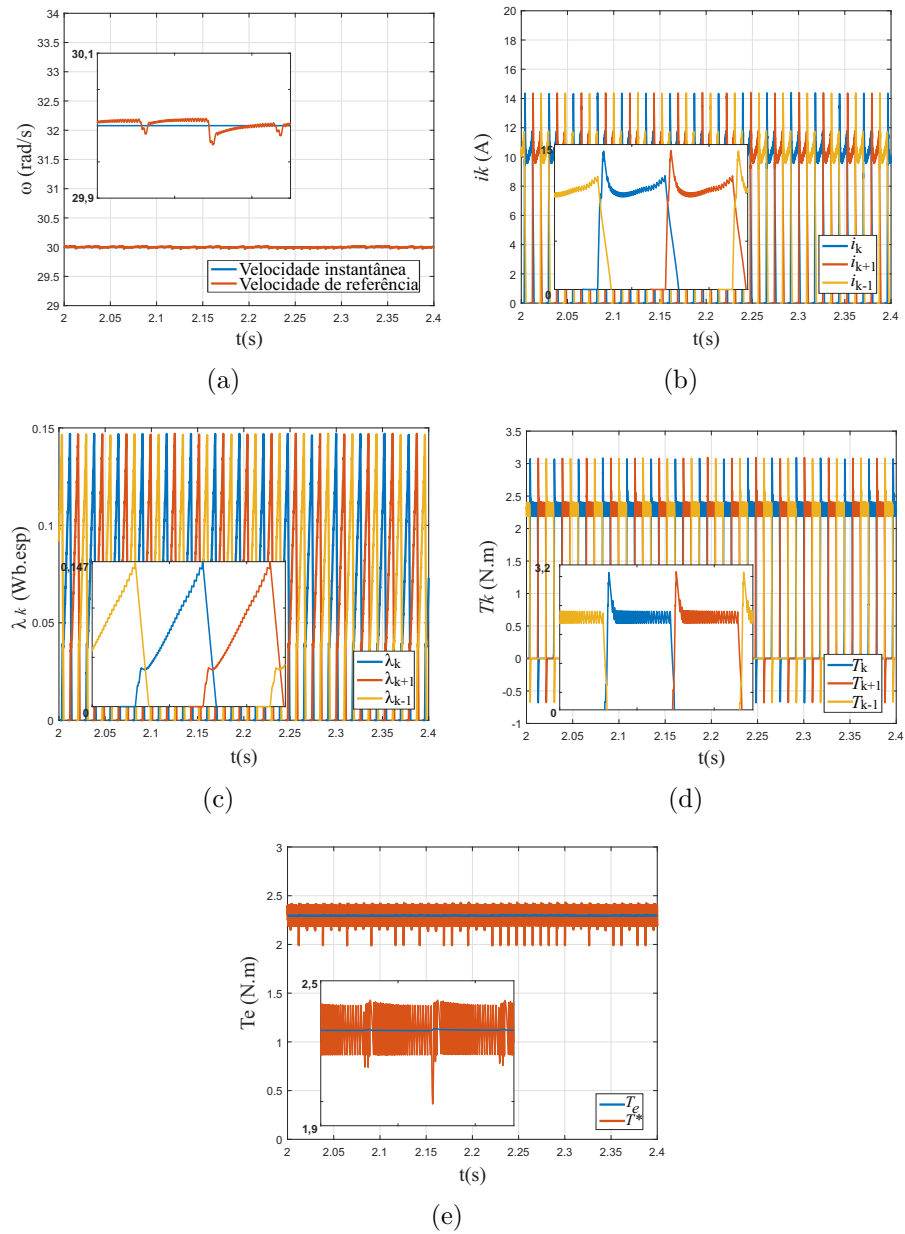


Figura C.13: Formas de onda para o CDTI para a Simulação (A): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Torque eletromagnético produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total produzido.

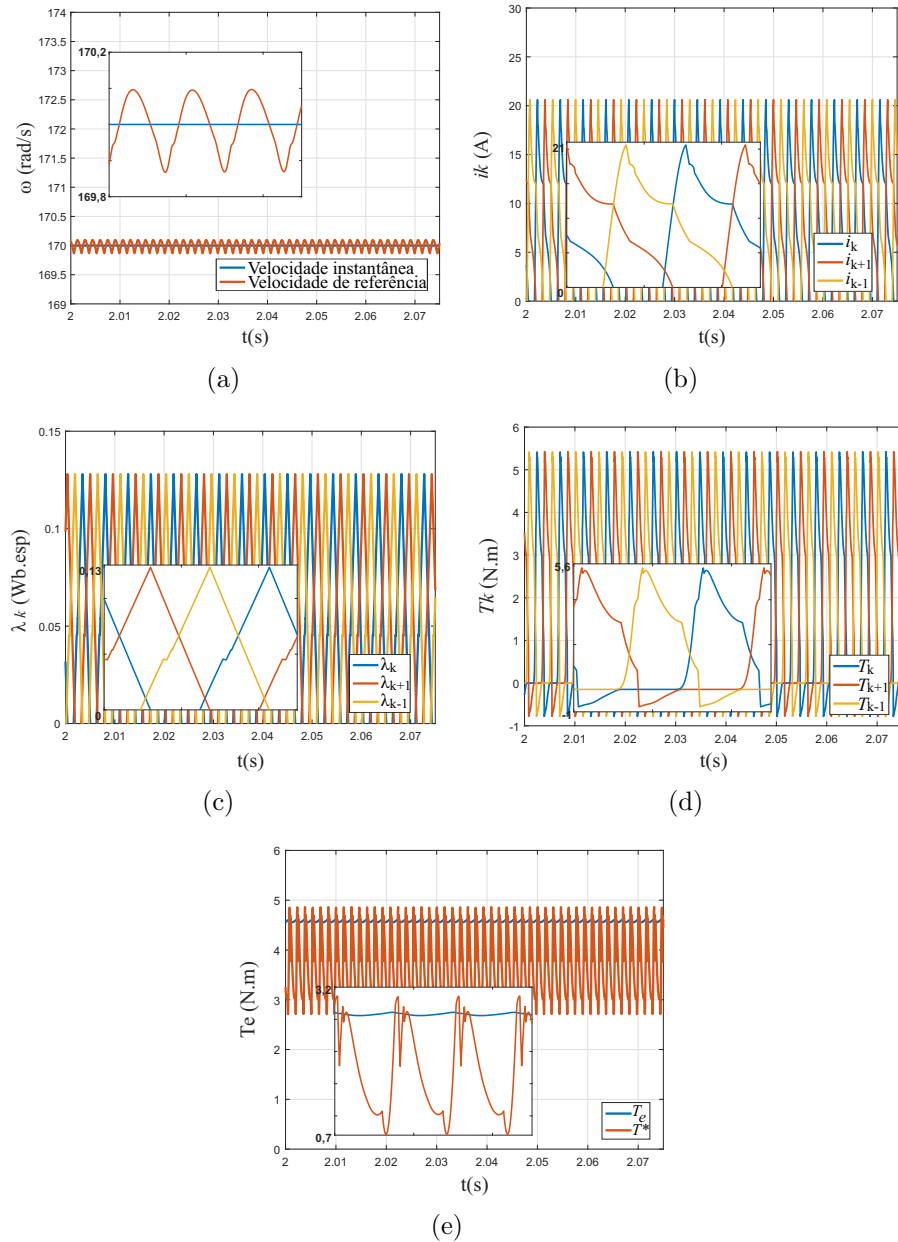


Figura C.14: Formas de onda para o CDTI para a Simulação (B): a) Velocidades instantânea e de referência; b) Corrente elétrica nas fases; c) Fluxo magnético concatenado pelas fases; d) Torque eletromagnético produzido pelas fases; e) Valores instantâneo e de referência do torque eletromagnético total produzido.

Referências Bibliográficas

- 1 OLIVIER, J. G. J.; SCHURE, K. M.; PETERS, J. A. H. W. *Inventory of U.S. Greenhouse Gas Emissions and Sinks 1990-2016*. [S.l.], 2018.
- 2 PACHAURI, R. K.; MEYER, L. A. *Climate Change 2014: Synthesis Report*. [S.l.], 2014.
- 3 DESAI, M.; CAMOBRECO, V. *Trends in Global CO2 and Total Greenhouse Gas Emissions*. [S.l.], 2017.
- 4 MCLAREN, J. et al. *Emissions Associated with Electric Vehicle Charging: Impact of Electricity Generation Mix, Charging Infrastructure Availability, and Vehicle Type*. [S.l.], 2016.
- 5 EHSANI, M.; GAO, Y.; EMANDI, A. *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*. New York: CRC Press LLC, 2010. ISBN 978-0-8493-3154-1.
- 6 EMADI, A. Transportation 2.0. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 9, n. 4, p. 18–29, July 2011. ISSN 1540-7977.
- 7 GAN, C. et al. Phase current reconstruction of switched reluctance motors from dc-link current under double high-frequency pulses injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 5, p. 3265–3276, May 2015. ISSN 0278-0046.
- 8 MIKAIL, R. et al. Four-quadrant torque ripple minimization of switched reluctance machine through current profiling with mitigation of rotor eccentricity problem and sensor errors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 3, p. 2097–2104, May 2015. ISSN 0093-9994.
- 9 YANG, Z. et al. Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for ev and hev applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 1, n. 3, p. 245–254, Oct 2015.
- 10 CHENG, M. et al. Advanced electrical machines and machine-based systems for electric and hybrid vehicles. *Energies*, v. 8, n. 9, p. 9541–9564, 2015. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1073/8/9/9541>>.
- 11 EMADI, A.; LEE, Y. J.; RAJASHEKARA, K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 6, p. 2237–2245, June 2008. ISSN 0278-0046.

- 12 KRISHNAMURTHY, M. et al. Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 659–675, May 2006. ISSN 0885-8993.
- 13 GAO, Y.; MCCULLOCH, M. D. A review of high power density switched reluctance machines suitable for automotive applications. In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2610–2614.
- 14 MILLER, J. M. et al. Starter-alternator for hybrid electric vehicle: comparison of induction and variable reluctance machines and drives. In: *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 513–523 vol.1. ISSN 0197-2618.
- 15 SEN, P. C. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. [S.l.]: Wiley, 2013. ISBN 978-1118078877.
- 16 PETRUS, V. *Switched reluctance motors for electric vehicle propulsion: comparative, numerical and experimental study of control schemes*. Tese (Tese) — Technical University of Cluj-Napoca & Université Libre de Bruxelles, 2013.
- 17 HU, K. W.; YI, P. H.; LIAW, C. M. An ev srm drive powered by battery/supercapacitor with g2v and v2h/v2g capabilities. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 8, p. 4714–4727, Aug 2015. ISSN 0278-0046.
- 18 LAWRENSEN, P. Switched-reluctance motor drives. *Electronics and Power*, v. 29, n. 2, p. 144–147, February 1983. ISSN 0013-5127.
- 19 BURKHART, B.; BRAUER, H. J.; DONCKER, R. W. D. Design of a switched reluctance traction drive for electric vehicles. In: *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 204–209. ISSN 1938-8756.
- 20 BILGIN, B.; EMADI, A.; KRISHNAMURTHY, M. Comprehensive evaluation of the dynamic performance of a 6/10 srm for traction application in phevs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 7, p. 2564–2575, July 2013. ISSN 0278-0046.
- 21 HE, C. et al. Design and control of switched reluctance motor drive for electric vehicles. In: *2016 14th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision (ICARCV)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- 22 YAN, W.; TIANMING, Y.; HAOCHUN, Y. Applications of sr drive systems on electric vehicles. In: SOYLU, S. (Ed.). *Electric Vehicles - The Benefits and Barriers*. [S.l.]: IntechOpen, 2011. cap. 9, p. 173–198. ISBN 978-953-307-287-6.
- 23 HUSAIN, I. Minimization of torque ripple in srm drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 1, p. 28–39, Feb 2002. ISSN 0278-0046.
- 24 INDERKA, R. B.; DONCKER, R. W. A. A. D. Dtc-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 4, p. 1046–1051, July 2003. ISSN 0093-9994.
- 25 INDERKA, R. B.; DONCKER, R. W. A. A. D. High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 4, p. 1040–1045, July 2003. ISSN 0093-9994.

- 26 SILVEIRA, A. Fleury Veloso da. *Modelagem, Construção, Testes e Análise de Desempenho de um Gerador a Relutância Chaveado*. Tese (Tese) — Universidade Federal de Uberlândia, 2008.
- 27 MILLER, T. J. E. *Switched Reluctance Motors and their Control*. Oxford: Oxford Press, 1993. ISBN 0-19-859387-2.
- 28 KENNEDY, E. *Control of Switched Reluctance Machines*. Tese (Tese) — Dublin City University, 2005.
- 29 KRISHNAN, R. *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. New York: CRC Press LLC, 2001. 398 p. ISBN 9780849308383.
- 30 BARROS, T. A. dos S. *Proposta de Controles de Potência e Otimização do Desempenho do Gerador de Relutância Variável Aplicado em Geração Eólica Conectada à Rede Elétrica de Baixa Tensão*. Tese (Tese) — Universidade Estadual de Campinas, 2015.
- 31 DUBRAVKA, P. et al. Control of switched reluctance motor by current profiling under normal and open phase operating condition. *IET Electric Power Applications*, v. 11, n. 4, p. 548–556, 2017. ISSN 1751-8660.
- 32 DUBRAVKA, P. et al. Control techniques for torque ripple minimization in switched reluctance drives under faults. In: *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 625–632.
- 33 MILLER, T. Oxford: Newnes, 2001. xi - xii p. (Newnes Power Engineering Series). ISBN 978-0-7506-5073-1.
- 34 MICHON, M.; CALVERLEY, S. D.; ATALLAH, K. Operating strategies of switched reluctance machines for exhaust gas energy recovery systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 5, p. 1478–1486, Sept 2012. ISSN 0093-9994.
- 35 CASTANO, S. M. et al. Acoustic noise analysis of a high-speed high-power switched reluctance machine: Frame effects. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 31, n. 1, p. 69–77, March 2016. ISSN 0885-8969.
- 36 BATEMAN, C. J. et al. Sensorless operation of an ultra-high-speed switched reluctance machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 6, p. 2329–2337, Nov 2010. ISSN 0093-9994.
- 37 RADUN, A. V.; FERREIRA, C. A.; RICHTER, E. Two channel switched reluctance starter/generator results. In: *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 546–552 vol.1.
- 38 VALDIVIA, V. et al. Behavioral modeling of a switched reluctance generator for aircraft power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 6, p. 2690–2699, June 2014. ISSN 0278-0046.
- 39 CAPOVILLA, C. E. et al. Performance of a direct power control system using coded wireless ofdm power reference transmissions for switched reluctance aerogenerators in a smart grid scenario. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 1, p. 52–61, Jan 2015. ISSN 0278-0046.

- 40 YAHIA, H.; LIOUANE, N.; DHIFAOU, R. Differential evolution method-based output power optimisation of switched reluctance generator for wind turbine applications. *IET Renewable Power Generation*, v. 8, n. 7, p. 795–806, September 2014. ISSN 1752-1416.
- 41 YI, F.; CAI, W. Modeling, control, and seamless transition of the bidirectional battery-driven switched reluctance motor/generator drive based on integrated multiport power converter for electric vehicle applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 10, p. 7099–7111, Oct 2016. ISSN 0885-8993.
- 42 HE, J.; HU, K. W.; LIAW, C. M. On a battery/supercapacitor powered srm drive for ev with integrated on-board charger. In: *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2667–2672.
- 43 CHENG, H. et al. Four-quadrant sensorless control in switched reluctance machine drive using pulse injection based on special flux linkage curves. *IET Electric Power Applications*, v. 11, n. 9, p. 1566–1574, 2017. ISSN 1751-8660.
- 44 FUENGWARODSAKUL, N. H. et al. High-dynamic four-quadrant switched reluctance drive based on ditc. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1232–1242, Sept 2005. ISSN 0093-9994.
- 45 BARROS, T. A. S. et al. Sistema automático de caracterização de máquinas de relutância variável e modelagem não linear por interpolações utilizando smoothing splines. *Eletrônica de Potência*, v. 20, n. 2, p. 140–150, 2015. ISSN 1414-8862.
- 46 GANJI, B. et al. Core loss model based on finite-element method for switched reluctance motors. *IET Electric Power Applications*, v. 4, n. 7, p. 569–577, August 2010. ISSN 1751-8660.
- 47 SUN, J. et al. Back propagation neural network applied to modeling of switched reluctance motor. In: *2006 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 151–151.
- 48 BARROS, T. A. dos S. *Uma Contribuição ao Estudo and Desenvolvimento de Técnicas de Controle de Potência Ativa e Reativa do Gerador de Relutância Variável para Aplcação em Sistemas de Geração Eólica de Pequena Potência*. Tese (Tese) — Universidade Estadual de Campinas, 2012.
- 49 BARROS, T. A. D. S. et al. Automatic characterization system of switched reluctance machines and nonlinear modeling by interpolation using smoothing splines. *IEEE Access*, v. 6, p. 26011–26021, 2018.
- 50 KIM, J.; HA, K.; KRISHNAN, R. Single-controllable-switch-based switched reluctance motor drive for low cost, variable-speed applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 379–387, Jan 2012. ISSN 0885-8993.
- 51 XUE, X. D.; CHENG, K. W. E.; BAO, Y. J. Control and integrated half bridge to winding circuit development for switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 1, p. 109–116, Feb 2014. ISSN 1551-3203.

- 52 HU, Y. et al. Winding-centre-tapped switched reluctance motor drive for multi-source charging in electric vehicle applications. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 11, p. 2067–2075, 2015. ISSN 1755-4535.
- 53 HU, Y. et al. Split converter-fed srm drive for flexible charging in ev/hev applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 10, p. 6085–6095, Oct 2015. ISSN 0278-0046.
- 54 CHANG, H. C.; LIAW, C. M. Development of a compact switched-reluctance motor drive for ev propulsion with voltage-boosting and pfc charging capabilities. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 58, n. 7, p. 3198–3215, Sept 2009. ISSN 0018-9545.
- 55 HU, Y. et al. Modular tri-port high-power converter for srm based plug-in hybrid electrical trucks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993.
- 56 GAN, C. et al. New integrated multilevel converter for switched reluctance motor drives in plug-in hybrid electric vehicles with flexible energy conversion. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 5, p. 3754–3766, May 2017. ISSN 0885-8993.
- 57 LU, S.; CORZINE, K. A.; FERDOWSI, M. A new battery/ultracapacitor energy storage system design and its motor drive integration for hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 56, n. 4, p. 1516–1523, July 2007. ISSN 0018-9545.
- 58 MADEMLIS, C.; KIOSKERIDIS, I. Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 18, n. 3, p. 448–457, Sept 2003. ISSN 0885-8969.
- 59 POP, A. C.; MARTIS, C.; GYSELINCK, J. On the firing angles control of 8/6 switched reluctance machinel. *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, v. 4, n. 1, p. 189–194, May 2011. ISSN 20672128, 18446035.
- 60 XUE, X. D. et al. Optimal control method of motoring operation for srm drives in electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 59, n. 3, p. 1191–1204, March 2010. ISSN 0018-9545.
- 61 KIOSKERIDIS, I.; MADEMLIS, C. Maximum efficiency in single-pulse controlled switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 20, n. 4, p. 809–817, Dec 2005. ISSN 0885-8969.
- 62 VUJICIC, V. P. Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 388–399, Jan 2012. ISSN 0885-8993.
- 63 DOWLATSHAHI, M. et al. Copper loss and torque ripple minimization in switched reluctance motors considering nonlinear and magnetic saturation effects. *Journal of Power Electronics*, v. 14, n. 2, p. 351–361, Mar 2014. ISSN 2093-4718.
- 64 POP, A. C. et al. Comparative study of different torque sharing functions for losses minimization in switched reluctance motors used in electric vehicles propulsion. In: *2012*

- 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 356–365. ISSN 1842-0133.
- 65 BRAUER, H. J.; HENNEN, M. D.; DONCKER, R. W. D. Control for polyphase switched reluctance machines to minimize torque ripple and decrease ohmic machine losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 370–378, Jan 2012. ISSN 0885-8993.
- 66 NETO, P. J. dos S. *Otimização de desempenho do gerador de relutância variável aplicados em sistemas eólicos: uma abordagem via planejamento de experimento computacional*. Tese (Dissertação) — Universidade Estadual de Campinas, 2017.
- 67 RAULIN, V.; RADUN, A.; HUSAIN, I. Modeling of losses in switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 6, p. 1560–1569, Nov 2004. ISSN 0093-9994.
- 68 HUANG, X.; WANG, X. Switched reluctance motor loss optimization based on finite element method. In: *2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 567–570.
- 69 RAFAJDUS, P.; HRABOVCOVA, V.; HUDAK, P. Investigation of losses and efficiency in switched reluctance motor. In: *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 296–301.
- 70 HAYASHI, Y.; MILLER, T. J. E. A new approach to calculating core losses in the srm. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 5, p. 1039–1046, Sep 1995. ISSN 0093-9994.
- 71 ARIFIN, A. M. S. *Switched Reluctance Generator Drive in the Low and Medium Speed Operation: Modeling and Analysis*. Tese (Tese) — Massey University, 2013.
- 72 MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. [S.l.]: Wiley, 2003.
- 73 SILVA, W. Assunção da. *Sistema de acionamento com motor de relutância variável e controle de corrente e velocidade*. Tese (Dissertação) — Universidade Federal do Ceará, 2010.
- 74 KIRUTHIKA, D.; SUSITRA, D. Speed controller of switched reluctance motor. *Indian Journal of Science and Technology*, v. 7, n. 8, p. 1043–1048, Aug 2014. ISSN 0974-5645.
- 75 TSENG, C. L. et al. Development of a self-tuning tsf-fuzzy speed control strategy for switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 4, p. 2141–2152, April 2012. ISSN 0885-8993.
- 76 KALAIVANI, L.; SUBBURAJ, P.; IRUTHAYARAJAN, M. W. Speed control of switched reluctance motor with torque ripple reduction using non-dominated sorting genetic algorithm (nsga-ii). *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 53, n. Supplement C, p. 69 – 77, 2013. ISSN 0142-0615. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061513001646>>.

- 77 SAHA, N.; PANDA, S. Speed control with torque ripple reduction of switched reluctance motor by hybrid many optimizing liaison gravitational search technique. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, v. 20, n. 3, p. 909 – 921, 2017. ISSN 2215-0986. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2215098616308448>>.
- 78 SAHA, N.; PEA, A.; PANDA, S. Speed control with torque ripple reduction of switched reluctance motor by many optimizing liaison technique. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 2017. ISSN 2314-7172. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2314717217300041>>.
- 79 BENIWAL, J. L.; TRIPATHI, R. K. Speed control of srm drives using a new power converter configuration in electric vehicles. In: *2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- 80 INDERKA, R. B.; MENNE, M.; DONCKER, R. W. A. A. D. Control of switched reluctance drives for electric vehicle applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 1, p. 48–53, Feb 2002. ISSN 0278-0046.
- 81 FERNANDO, N.; BARNES, M. Average torque control with current-peak regulation in switched reluctance motors. In: *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 762–766. ISSN 2164-5256.
- 82 GRIBBLE, J. J.; KJAER, P. C.; MILLER, T. J. E. Optimal commutation in average torque control of switched reluctance motors. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 146, n. 1, p. 2–10, Jan 1999. ISSN 1350-2352.
- 83 BOSE, B. K. et al. Microcomputer control of switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 4, p. 708–715, July 1986. ISSN 0093-9994.
- 84 CHENG, H.; CHEN, H.; YANG, Z. Average torque control of switched reluctance machine drives for electric vehicles. *IET Electric Power Applications*, v. 9, n. 7, p. 459–468, 2015. ISSN 1751-8660.
- 85 HANNOUN, H.; HILAIRET, M.; MARCHAND, C. Design of an srm speed control strategy for a wide range of operating speeds. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 9, p. 2911–2921, Sept 2010. ISSN 0278-0046.
- 86 LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 1, p. 122–130, Jan 2000. ISSN 0093-9994.
- 87 LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. Variable-structure direct torque control - a class of fast and robust controllers for induction machine drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 4, p. 785–792, Aug 2004. ISSN 0278-0046.
- 88 CHEOK, A. D.; FUKUDA, Y. A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 4, p. 543–557, Jul 2002. ISSN 0885-8993.

- 89 XU, A. d.; HE, K.; CAO, Y. Torque ripple reduction of srm using optimized voltage vector in dtc. In: *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.
- 90 FAHAS, S.; LEHUY, H.; KAMWA, I. Fuzzy direct adaptive direct torque control of switched reluctance motors. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2809–2814.
- 91 GUO, H. j. Considerations of direct torque control for switched reluctance motors. In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 3, p. 2321–2325. ISSN 2163-5137.
- 92 ZHAO, X.; XU, A.; ZHANG, W. Research on dtc system with variable flux for switched reluctance motor. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, v. 1, n. 2, p. 199–206, 2017. ISSN 2096-3564.
- 93 CHUANG, T.-S.; POLLOCK, C. Robust speed control of a switched reluctance vector drive using variable structure approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 6, p. 800–808, Dec 1997. ISSN 0278-0046.
- 94 KEYAN, J.; ZHUO, Z. Study on direct torque control system of switched reluctance motor. In: *2011 6th International Conference on Computer Science Education (ICCSE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 904–908.
- 95 SUN, Q. et al. Investigation of direct torque control and torque sharing function strategy for switched reluctance motor applications. In: *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 864–868.
- 96 PETRUS, V. et al. Direct torque control of a 4-phase switched reluctance machine. In: *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 270–275.
- 97 MIKAIL, R. et al. Torque-ripple minimization of switched reluctance machines through current profiling. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 3, p. 1258–1267, May 2013. ISSN 0093-9994.
- 98 XUE, X. D.; CHENG, K. W. E.; HO, S. L. Optimization and evaluation of torque-sharing functions for torque ripple minimization in switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 9, p. 2076–2090, Sept 2009. ISSN 0885-8993.
- 99 VUJICIC, V. P. Modeling of a switched reluctance machine based on the invertible torque function. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 44, n. 9, p. 2186–2194, Sept 2008. ISSN 0018-9464.
- 100 MITRA, R. et al. Torque ripple minimization of switched reluctance motors using speed signal based phase current profiling. In: *2013 IEEE Energytech*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–5.
- 101 HYEUNG, S.; KIWOO, P.; KYOBEUM, L. A non-unity torque sharing function for torque ripple minimization of switched reluctance generators in wind power systems. *Energies*, v. 8, n. 10, p. 11685–11701, 2015. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1073/8/10/11685>>.

- 102 LEE, D. H. et al. A simple nonlinear logical torque sharing function for low-torque ripple sr drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 8, p. 3021–3028, Aug 2009. ISSN 0278-0046.
- 103 YE, J.; BILGIN, B.; EMADI, A. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1457–1470, March 2015. ISSN 0885-8993.
- 104 YE, J.; BILGIN, B.; EMADI, A. An offline torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 30, n. 2, p. 726–735, June 2015. ISSN 0885-8969.
- 105 ZENG, H.; CHEN, Z.; CHEN, H. Smooth torque speed characteristic of switched reluctance motors. *Journal of Power Electronics*, v. 14, n. 2, p. 341–350, Mar 2014. ISSN 2093-4718.
- 106 SUN, Q. et al. Octsf for torque ripple minimisation in srms. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 14, p. 2741–2750, 2016. ISSN 1755-4535.
- 107 LABIOD, C. et al. Speed control of 8/6 switched reluctance motor with torque ripple reduction taking into account magnetic saturation effects. *Energy Procedia*, v. 74, n. Supplement C, p. 112 – 121, 2015. ISSN 1876-6102. The International Conference on Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability-TMREES15. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610215012989>>.
- 108 PETRUS, V. et al. Direct instantaneous torque control of srms versus current profiling comparison regarding torque ripple and copper losses. In: *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 366–372. ISSN 1842-0133.
- 109 ZENG, H.; CHEN, H.; SHI, J. Direct instantaneous torque control with wide operating range for switched reluctance motors. *IET Electric Power Applications*, v. 9, n. 9, p. 578–585, 2015. ISSN 1751-8660.
- 110 RUIWEI, Z. et al. Direct instantaneous torque control of switched reluctance motor based on adaptive backstepping. In: *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 567–572.
- 111 CASTRO, J.; ANDRADA, P.; BLANQUE, B. Minimization of torque ripple in switched reluctance motor drives using an enhanced direct instantaneous torque control. In: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1021–1026.
- 112 NETO, P. J. S. et al. Design of computational experiment for performance optimization of a switched reluctance generator in wind systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 33, n. 1, p. 406–419, March 2018. ISSN 0885-8969.
- 113 KANG, J.-K.; SUL, S.-K. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 5, p. 1076–1082, Sep 1999. ISSN 0093-9994.

- 114 DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. ISSN 0096-3860.
- 115 KLEINHESSLING, A.; HOFMANN, A.; DONCKER, R. W. D. Direct instantaneous torque and force control: A novel control approach for switched reluctance machines. In: *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 922–928.
- 116 CHO, Y.; BAK, Y.; LEE, K. B. Torque-ripple reduction and fast torque response strategy for predictive torque control of induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 3, p. 2458–2470, March 2018. ISSN 0885-8993.
- 117 TATTE, Y. N.; AWARE, M. V. Torque ripple and harmonic current reduction in a three-level inverter-fed direct-torque-controlled five-phase induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 7, p. 5265–5275, July 2017. ISSN 0278-0046.
- 118 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*, p. 1–1, 2018. ISSN 0885-8993.
- 119 SIAMI, M.; KHABURI, D. A.; RODRÍGUEZ, J. Torque ripple reduction of predictive torque control for pmsm drives with parameter mismatch. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 9, p. 7160–7168, Sept 2017. ISSN 0885-8993.
- 120 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, July 2017. ISSN 0885-8993.