Universidade de São Paulo–USP Escola de Engenharia de São Carlos Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Allan Gregori de Castro

Controle Preditivo *Finite Control-Set* Aplicado à Máquina Síncrona com Ímã Permanente no Rotor

Allan Gregori de Castro

Controle Preditivo *Finite Control-Set* Aplicado à Máquina Síncrona com Ímã Permanente no Rotor

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

São Carlos

2017

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

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

 Castro, Allan Gregori de Controle Preditivo Finite Control-Set Aplicado à Máquina Síncrona com Ímã Permanente no Rotor / Allan Gregori de Castro; orientador José Roberto Boffino de Almeida Monteiro. São Carlos, 2016.
Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2016.
1. Controle Preditivo Finite Control-Set. 2. Controle Vetorial. 3. Máquina Síncrona de Ímã Permanente. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro ALLAN GREGORI DE CASTRO.

Título da dissertação: "CONTROLE PREDITIVO FINITE CONTROL-SET APLICADO À MÁQUINA SÍNCRONA COM ÍMÃ PERMANENTE NO ROTOR".

Data da defesa: 20/02/2017.

Comissão Julgadora:

<u>Resultado</u>:

ROVADO

Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro (Orientador) (Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. Marcelo Favoretto Castoldi (Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

APROVADO

Prof. Dr. Julio Carlos Teixeira (Universidade Federal do ABC/UFABC) agovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Prof. Associado Luís Fernando Costa Alberto

Presidente da Comissão de Pós-Graduação: Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr. e ao Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro pela excelente orientação, por todas as contribuições e pelo tempo investido no acompanhamento desse trabalho.

Aos meus pais, irmão e irmã pelo apoio e incentivo.

A minha namorada Heloiza pelo seu amor e suporte nos momentos difíceis.

A William C. A. Pereira pela amizade e por todas as contribuições em controle de máquinas elétricas.

Aos amigos Rafael, Tati, Edson, Paulo, Geyverson, Carlos, Celton, Luan, Thales, Marcelo, Massa e Felipe pelas contribuições, pela amizade e por terem tornado o período de mestrado mais enriquecedor e descontraído dentro e fora do laboratório.

A todos os demais colegas que, de forma ou outra, contribuíram com esse trabalho.

"Toute réussite déguise une abdication." (Simone de Beauvoir)

Resumo

Castro, Allan Gregori de **Controle Preditivo** *Finite Control-Set* Aplicado à **Máquina Síncrona com Ímã Permanente no Rotor**. 93 p. Dissertação de mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2017.

Ondulações de torque devido à comutação de fases é apontada como a principal desvantagem do método de controle 6 pulsos convencional do motor síncrono de ímã permanente no rotor com força contra-eletromotriz trapezoidal. Para reduzir essas ondulações, diferentes estratégias de controle vetorial dessa máquina são apresentadas na literatura. Nesse trabalho é proposto e analisado o controle vetorial dessa máquina utilizando uma malha de controle de corrente baseada no Finite Control-Set Model-based Predictive Control (FCS-MPC). Como resultado, a estrutura de controle vetorial proposta é capaz de reduzir as ondulações de torque de comutação e também aquelas provenientes de imperfeições da força contraeletromotriz trapezoidal. Esse resultado é atingido sem a alteração da estrutura do conversor, adição de circuito ou alteração na tensão de barramento. Em termos de desempenho dinâmico, são demonstradas a rápida dinâmica de torque sem necessidade de sintonia ou projeto de ganhos de controlador e dinâmica desacoplada das variáveis de controle sem necessidade de cálculo de termos de desacoplamento. Esses resultados apontam vantagens sobre recentes propostas na literatura baseada em controladores lineares. Também é implementado uma estratégia de melhoria de desempenho do FCS-MPC baseado na inclusão do conceito de ciclo de trabalho. Essa abordagem permite reduzir significativamente, em baixa velocidade, a banda de ondulação da corrente de estator e torque da máquina, demonstrando uma melhoria em relação ao FCS-MPC sem ciclo de trabalho.

Palavras-chave: Controle Preditivo *Finite Control-Set*, Controle vetorial, Máquina síncrona com ímã permanente.

Abstract

Castro, Allan Gregori de **Finite Control-Set Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Machine**. 93 p. Master Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2017.

Torque ripples due to phase commutation are pointed to the main drawback of 120 degree 6 step control of synchronous motor with trapezoidal back electromotive force (back EMF). To reduce these ondulations, different vector control strategies are presented in the literature. This study proposes and analyzes the application of the Finite Control-Set Model-based Predictive Control in the current loop of vector control strategy of permanent magnet synchronous motor with trapezoidal back EMF. As a result, the control structure reduces the torque ripple comming from phase commutation and back EMF shape imperfections. This result is achieved without changing the converter topology, the DC link voltage or including aditional circuit. Concerning to dynamic response, the proposed control strategy offers fast torque dynamics without gain tunning needed and decoupled dynamic of variable control. Furthermore, it is implemented an improvement approach to FCS-MPC based on duty-cycle concept. This strategy reduces significantly the torque ripple in low speed range, demonstrating an advance over conventional FCS-MPC.

Keywords: Finite Control-Set Predictive Control, Vector control, Permanent magnet synchronous machine.

Lista de ilustrações

Figura 1	Disposição dos ímãs no rotor em máquinas síncronas de ímãs perma- nentes	25
Figura 2	FCEM trapezoidal e correntes de fase retangulares ideais para produção	
-	de torque constante.	27
Figura 3	Representação física simplificada de uma máquina síncrona trifásica de imã permanente na superfície do rotor e com um par de polos	34
Figura 4	Representação na forma de circuito do modelo elétrico da MSIP trape- zoidal.	36
Figura 5	Comportamento ideal da FCEM trapezoidal durante uma revolução elétrica do rotor.	36
Figura 6	Representação física da simplificação proporcionada pela transforma- ção $\alpha\beta$.	37
Figura 7	Representação do circuito da MSIP trapezoidal e inversor dois níveis. $% \left({{{\rm{A}}_{{\rm{B}}}}} \right)$	38
Figura 8	Vetores de tensão e estados de chaveamento possíveis no inversor dois	
	níveis	39
Figura 9	FCEM trapezoidal e correntes de fase retangulares ideais para produção	
	de torque constante	40
Figura 10	Sinais dos sensores $Hall$ e a definição de setores	41
Figura 11	Diagrama do modo de operação 6 pulsos em malha aberta da MSIP não senoidal.	42
Figura 12	Resultado de simulação do torque, corrente de fase no modo de ope- ração 6 pulsos em malha aberta e FCEM trapezoidal reconstruída por	
	consulta em tabela	43
Figura 13	Diagrama de controle de torque baseado em comparador de histerese	45
Figura 14	Torque eletromagnético e corrente de estator em regime permanente	
	com controle de histerese de corrente.	46

Figura 15	Trajetória no plano $\alpha\beta$ da FCEM e corrente ideal do controle vetorial da_r .	51
Figura 16	FCEM de fase ideal, correntes de fase e torque eletromagnético obtido pelo controle de vetorial ideal	51
Figura 17	Diagrama de controle baseado em Buia. Bertoluzzo e Keshri (2015).	52
Figura 18	Diagrama de controle baseado em Gatto et al. (2006)	54
Figura 19	Diagrama do controle vetorial baseado em Monteiro e Oliveira (1998) e Baratieri e Pinheiro (2014).	56
Figura 20	Diagrama de blocos básico do FCS-MPC aplicado a conversores	59
Figura 21	Comparação entre os diagramas de controle proposto e o apresentado	
	em Baratieri e Pinheiro (2014)	61
Figura 22	Fluxograma de otimização do sinal de controle para o FCS-MPC	64
Figura 23	(a) e (b): Torque eletromagnético e correntes de estator em regime permanente com controle FCS-MPC. (c) e (d): Representação das cor-	
	rentes de estator em regime permanente no plano $\alpha\beta$	65
Figura 24	Reversão de velocidade para o controle vetorial da MSIP trapezoidal	
0	com controle preditivo FCS-MPC de corrente.	66
Figura 25	Resposta dinâmica para entrada de carga em degrau.	67
Figura 26	Dinâmica de torque do FCS-MPC.	68
Figura 27	Frequência média de chaveamento do FCS-MPC aplicado à MSIP tra-	69
Figura 28	Impacto de erros paramétricos no desempenho em regime permanente	05
1 19414 20	do controle preditivo de corrente FCS-MPC aplicado à MSIP trapezoidal.	70
Figura 29	Diagrama de controle preditivo Duty-FCS-MPC proposto à MSIP não	
	senoidal	71
Figura 30	Fluxograma de otimização do sinal de controle do Duty-FCS-MPC. $\ .$.	73
Figura 31	Comparação do desempenho em regime permanente do FCS-MPC e o	
	Duty-FCS-MPC.	74
Figura 32	Comparação entre a amplitude de ondulação de torque do FCS-MPC	
	e Duty-FCS-MPC.	75
Figura 33	Ilustração da máquina real considerada nas simulações	90
Figura 34	Comparativo entre o comportamento da FCEM ideal e real da máquina	
	em estudo	91
Figura 35	Diagrama de simulação no <i>software</i> MATLAB <i>Simulink</i>	93

Lista de tabelas

Tabela 1	Chaves em condução de acordo com o setor de posição do rotor	42
Tabela 2	Relação entre chaves em condução e sinal do comparador de histerese.	45
Tabela 3	Seleção da amplitude de corrente I	45
Tabela 4	Parâmetros da máquina Siemens 1FT5 062	89

Lista de siglas

- BLDC Brushless Direct Current motor
- CA Corrente Alternada
- ${\bf CC}\,$ Corrente Contínua
- DC Direct Current
- **Duty-FCS-MPC** Estratégia *Finite Control-Set Model-based Predictive Control* com conceito de fator de trabalho

FCEM Força contraeletromotriz

FCS-MPC Finite Control-Set Model-based Predictive Control

IGBT Insulated-Gate Bipolar Transistor

 $\mathbf{LUT}\ \textit{Lookup}\ \textit{Table}$

MSIP Máquina Síncrona de Ímã Permanente

MCC Máquina de Corrente Contínua

PID Proporcional Integral Derivativo

PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor

PWM Pulse Width Modulation

 ${\bf RL}\,$ Resistiva Indutiva

RMS Root Mean Square, Valor eficaz

Lista de símbolos

lphaeta	Referencial bifásico complexo estacionário
Ψ_{rabc}	Vetor de fluxo abraçado pelas fases do estator e produzido pelos ímãs do rotor no referencial abc
Ψ_{sabc}	Vetor de fluxo abraçado pelas fases do estator e produzido pelas fases do estator no referencial abc
Ψ_{Tsabc}	Vetor de fluxo total abraçado pelas fases do estator no referencial abc
$oldsymbol{e}_{lphaeta}$	Vetor de FCEM no referencial $\alpha\beta$
$oldsymbol{e}_{\omegalphaeta}$	FCEM normalizada pela velocidade mecânica
$oldsymbol{e}_{abc}$	Vetor de FCEM no referencial abc
$oldsymbol{e}_{dqx}$	Vetor de FCEM no rerferencial dq_x
$oldsymbol{i}_{lphaeta}$	Vetor de corrente do estator no referencial $\alpha\beta$
$oldsymbol{i}_{abc}$	Vetor de correntes de fase de estator no referencial abc
$oldsymbol{i}_{dq_x}$	Vetor de corrente de estator no referencial dq_x
$oldsymbol{i}_{dq_x}^{ref}$	Corrente de referência no referencial dq_x
$oldsymbol{v}_{lphaeta j}$	Vetor de tensão no referencial $\alpha\beta$ respectivo à combinação s_j de chaveamento
$oldsymbol{v}_{lphaeta}$	Vetor de tensão do estator no referencial $\alpha\beta$
$oldsymbol{v}_{abcn}$	Vetor de tensão do estator no referencial abc
$oldsymbol{v}_{abc}$	Vetor de potencial de terminal de estator no referencial abc
$oldsymbol{v}_{dq_x}$	Vetor de tensão de estator no referencial dq_x

ΔI	Erro admitido na banda de histerese do comparador de histerese
ω_1	Coeficiente não linear da equação de tensão da MSIP no referencial dq_x
ω_2	Coeficiente não linear da equação de tensão da MSIP no referencial dq_x
ω_m	Velocidade mecânica do rotor
Ψ_m	Magnitude do fluxo do rotor
$ heta_e$	Ângulo de posição elétrica do rotor
$ heta_x$	Ângulo de distúrbio de posição na transformação dq_x
$\theta_{e_{\omega\alpha\beta}}$	Ângulo relativo ao vetor de $\boldsymbol{e}_{\omega\alpha\beta}$
$\theta_{i_{lphaeta}}$	Ângulo relativo ao vetor de corrente $i_{lphaeta}$
Υ	Sinal de saída do comparador de histerese
a_x	Coeficiente de distúrbio de magnitude da transformação dq_x
abc	Referencial trifásico estacionário
В	Coeficiente de atrito viscoso
B_c	Coeficiente de atrito viscoso da carga
D	Fator de trabalho
dq_x	Referencial orientado nas FCEMs trapezoidais
E	Magnitude da força contraeletromotriz trapezoidal
f_{av}	Frequência média de chaveamento
g_j	Função custo calculada para o vetor de tensão $\boldsymbol{v}_{lphaeta j}$
g_{jop}	Valor mínimo (ótimo) da função custo
$h_{a,b,c}$	Sensores Hall de posição
Ι	Amplitude da corrente retangular de fase do estator
J	Momento de inércia da máquina
J_c	Momento de inércia da carga
k_e	Constante de proporcionalidade da FCEM
L	Indutância equivalente por fase do estator

L_s	Autoindutância de fase do estator
M_s	Indutância mútua de fase do estator
P_{cu}	Perdas Joule no enrolamento de estator
R	Resistência de fase de estator
s_j	Vetor da combinação j de estados das chaves do inversor
T_0	Período de controle preditivo FCS-MPC
T_c	Torque de carga
T_e	Torque eletromagnético
T_e^{ref}	Torque eletromagnético de referência
t_{op}	Tempo ótimo de duração do vetor ativo na estratégia Duty-FCS-MPC
u_{d_x,q_x}	Sinais de control e dos controladores lineares de corrente no referencia l dq_x
v_n	Potencial do terminal comum da ligação estrela do estator no referencial abc
V_{cc}	Tensão contínua de barramento do inversor
$v_{fd,fq}$	Termos de tensão de desacoplamento no controle ve torial no referencial dq_x
z_p	Número de pares de polos

Sumário

1	Inti	rodução	25	
	1.1	Objetivos	31	
	1.2	Organização do Trabalho	32	
2	Mo	delo Dinâmico e Controle Convencional do Motor Síncrono de		
	Ímã	ă Permanente com FCEM Não Senoidal	33	
	2.1	Introdução	33	
	2.2	Equações Dinâmicas da MSIP Trapezoidal	33	
	2.3	Circuito de Alimentação da MSIP trapezoidal	38	
	2.4	Princípio de Alimentação da MSIP Trapezoidal por Corrente Retangular . $\ \ $	40	
	2.5	Controle Convencional em Malha Fechada da MSIP Trapezoidal	44	
3	Est	Estratégias de Controle Vetorial da MSIP Trapezoidal		
	3.1	Introdução	49	
	3.2	Abordagem 1: Controle Vetorial de Nula Ondulação de Torque	49	
	3.3	Abordagem 2: Controle Vetorial de Mínima perdas Joule	52	
	3.4	Abordagem 3: Controle Vetorial por Orientação dq_x	54	
4	\mathbf{Pro}	oposta de Controle Preditivo <i>Finite Control-Set</i> da MSIP Trape-		
	zoio	dal	57	
	4.1	Introdução	57	
	4.2 Controle Preditivo de Corrente Proposto ao Controle Vetorial da MS			
		Trapezoidal	60	
		4.2.1 Etapa de Estimação e Obtenção das Variáveis	61	
		4.2.2 Etapa de Predição	62	
		4.2.3 Etapa de Seleção do Vetor de Tensão Ótimo	63	
		4.2.4 Resultados de Simulação do FCS-MPC	63	
	4.3	Controle Duty-FCS-MPC Proposto	70	

		4.3.1	Etapa de Predição	71
		4.3.2	Etapa de Seleção do Vetor e Fator de Trabalho Ótimos	73
		4.3.3	Resultados de Simulação do Duty-FCS-MPC $\ .\ .\ .\ .\ .$.	73
5	Con	clusõe	s Gerais e Diretivas Futuras	77
	5.1	Conclu	ısões Gerais	77
	5.2	Diretiv	as Futuras	79
	5.3	Public	ações	79
Ref	erên	cias		81

Apêndices

87

APÊNDICE	A Características da Máquina e Procedimentos de Simu-	
	lação	89
A.1 Car	acterísticas da Máquina	89
A.2 Pro	edimentos de Simulação	90
A.2.	1 Etapa de Modelo Dinâmico da MSIP Trapezoidal	91
A.2.	2 Etapa de Alimentação e Controle	92

Capítulo

Introdução

O emprego de máquinas síncronas com ímã permanente no rotor (MSIPs) tem se popularizado nas recentes décadas em uma ampla faixa de aplicações, abrangendo desde aparelhos domésticos a veículos elétricos e equipamentos aeroespaciais (KIM; LEE; KWON, 2006; CHAU; CHAN; LIU, 2008; EL-REFAIE, 2011; HUANG et al., 2012).

O grande interesse nesse tipo de máquina é justificado por apresentarem duas atraentes características: elevada eficiência e alta densidade de potência (MILLER, 1993). Esses fatores estão diretamente relacionados com o emprego de ímãs permanentes no rotor e ausência de enrolamento rotórico, resultando em: ausência de perdas ôhmicas no rotor; ausência de perdas e demais desvantagens associadas ao uso de escovas, anéis deslizantes ou comutador mecânico; e não necessidade de corrente de magnetização, pois a excitação da máquina provém dos ímãs permanentes do rotor (PILLAY; KRISHNAN, 1991).

As MSIPs podem ser construtivamente classificadas conforme a disposição de seus ímãs permanentes, podendo estar, de maneira geral, na superfície ou enterrado no rotor, como ilustrado na Figura 1 (MILLER, 1993; CHAU; CHAN; LIU, 2008).



Figura 1: Exemplos de topologias de máquinas de ímã permanente: (a) MSIP de ímã na superfície do rotor. (b) MSIP de ímã semi-enterrado no rotor. (c) MSIP de ímã enterrado transversalmente. (d) MSIP de ímã enterrado longitudinalmente (CHAU; CHAN; LIU, 2008).

As MSIPs de ímãs enterrados, embora demandem maior esforço construtivo, apresentam maior robustez mecânica de fixação dos ímãs visto que em máquinas com ímãs montados na superfície do rotor a força de retenção desses ímãs é limitada àquela proporcionada pelo material que os adere à superfície do rotor.

Por outro lado, alocar os ímãs na superfície do rotor permite construir um rotor oco, reduzindo o momento de inércia e peso da máquina (MILLER, 1993).

Ainda, em razão da permeabilidade magnética dos ímãs ser próxima da do ar, as MSIPs com ímã permanente na superfície do rotor possuem baixa variação de relutância e, consequentemente, é possível desprezar o torque de relutância dessa máquina (MILLER, 1993; PAULA, 2016)

Além da classificação por topologias construtivas, as MSIPs ainda podem ser classificadas de acordo com a forma de onda da força contraeletromotriz (FCEM) induzida nas fases do enrolamento do estator pelos ímãs do rotor, podendo ser senoidais ou não senoidais. De um modo geral, a forma de onda não senoidal aproxima-se de um formato trapezoidal.

Na literatura, comumente os motores síncronos com ímã permanente no rotor e FCEM senoidais são denominados simplesmente por "motor síncrono com ímã permanente", ou, do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Motor* (PMSM).

Os motores síncronos com ímã permanente no rotor e FCEM trapezoidal normalmente são comercializados juntamente com seu conversor de potência, sendo que, ao conjunto motor-conversor é dado o nome de "motor *brushless* DC" (BLDC), que, em tradução livre, significa "motor de corrente contínua sem escovas". Essa categoria de máquina teve sua origem motivada pela intenção em inverter a estrutura da máquina de corrente contínua (MCC) de imã permanente a fim de eliminar a necessidade do comutador mecânico e escovas de carvão para alimentar o enrolamento de armadura.

Nas MCCs, o comutador mecânico converte a corrente contínua de entrada em correntes aproximadamente retangulares com frequência variável.

Ao aplicar-se correntes retangulares diretamente no enrolamento do estator e transferindo os ímãs de excitação para o rotor, tem-se teoricamente a inversão da máquina de corrente contínua com a vantagem de que a nova máquina não requer comutador mecânico e escovas, o que justifica a denominação comum de "motor de corrente contínua sem escovas".

Por simplicidade, deste ponto em diante esse trabalho se refere a essas duas classes de máquinas, com distintas formas de FCEM, como "MSIP senoidal" e "MSIP trapezoidal", respectivamente.

Dentre esses dois extremos de forma de onda de FCEM, em Miller (1993) e Miyamasu e Akatsu (2011) é demonstrado que MSIPs trapezoidais tem eficiência superior a máquinas de ímã permanente com FCEM senoidal.

Além disso, vantagens de ordem construtiva podem ser associadas às MSIPs trapezoidais porque adicionais esforços de projeto e construção precisam ser empregados para obter FCEMs com distribuição espacial senoidal. Dentre esses procedimentos podem ser elencados: imposição de magnetização com distribuição senoidal aos ímãs permanentes; adequação do formato mecânico dos imãs; inclinação da disposição dos imãs permanentes em relação ao eixo axial do rotor (*skew angle*); inclinação das ranhuras do estator; e enrolamento distribuído do estator (ZHU; HOWE, 2007).

Em contrapartida, MSIPs trapezoidais requerem estratégia particular de alimentação e controle a fim de produzir torque mecânico sem ondulações. A estratégia convencional de alimentação dessas máquinas consiste em excitar as fases do estator com correntes idealmente retangulares e sincronizadas com as respectivas FCEMs trapezoidais de fase, como ilustrado na Figura 2 para a situação de FCEMs trapezoidais ideais de amplitude E constante durante $2\pi/3$ radianos de posição rotórica a cada semiciclo. Nessa condição ideal de alimentação o torque resultante é teoricamente constante.



Figura 2: FCEM trapezoidal e correntes de fase retangulares ideais para produção de torque constante.

Na prática, essa estratégia convencional é implementada energizando-se simultaneamente apenas duas fases do estator a cada setor de $\pi/3$ radianos de posição rotórica. Essa estratégia de controle é comumente a denominada de "modo de operação bifásico com condução 120 graus" ou modo de operação "6 pulsos" com condução 120 graus.

No funcionamento real da MSIP trapezoidal, ondulações de torque são produzidas pela própria máquina ou pelo esquema de alimentação convencional.

Com relação à máquina, fatores que contribuem para ondulações de torque são: imperfeições da forma trapezoidal da FCEM, torque de borda (*cogging torque*) e torque de relutância (CARLSON; LAJOIE-MAZENC; FAGUNDES, 1992).

Do ponto de vista do esquema de alimentação convencional, ondulações de torque são produzidas majoritariamente devido à impossibilidade de produzir instantâneas bordas de subida e descida na corrente retangular de estator. Essa impossibilidade se deve ao fato das indutâncias de fase imporem uma constante de tempo à dinâmica das correntes de estator (CARLSON; LAJOIE-MAZENC; FAGUNDES, 1992). As imperfeições das bordas das correntes de estator causadas por esse efeito são periódicas, se repetindo a cada $\pi/3$ de posição rotórica, durante a comutação das fases alimentadas do estator.

Das fontes de ondulação de torque, aquela que ocorre durante a comutação de fases é apontada como a principal desvantagem desse sistema de acionamento convencional pois a magnitude dessas ondulações pode representar 50% do valor médio de torque em baixas e altas velocidades (CARLSON; LAJOIE-MAZENC; FAGUNDES, 1992). Evidentemente, essas ondulações no torque são indesejáveis visto que causam, sobretudo, vibrações mecânicas e ruído acústico, como estudadas em (KIM; LEE; KWON, 2006; ZHU; LEONG, 2012).

A fim de reduzir essas ondulações de torque de comutação, diferentes abordagens presentes na literatura contribuem com o modo de operação 6 pulsos, com soluções envolvendo usualmente: uso de conversores auxiliares para controle da tensão aplicável na máquina durante as comutações de fases (SAMITHA RANSARA; MADAWALA, 2015; SHI et al., 2010; CHEN et al., 2016; NAM et al., 2006; YANG et al., 2014); e uso de diferentes estratégias para controle trifásico de corrente da máquina durante a comutação (ZHU; LEONG, 2012; LIU; ZHU; HOWE, 2007; XIA et al., 2014; XIA; WANG; SHI, 2013; KIM; LEE; KWON, 2006).

Embora contribuam para redução das ondulações de torque, o uso de circuitos adicionais tende a encarecer o *hardware* de controle da MSIP trapezoidal e as estratégias de controle trifásico das correntes durante a comutação exige a exata identificação da duração da comutação, seja por *hardware* ou *software*, elevando a complexidade do sistema de controle.

Independente de tais abordagens voltadas à injeção de corrente retangular, recentemente diversos trabalhos têm investigado a minimização da ondulação de torque utilizando a alimentação simultânea das três fases da MSIP trapezoidal em estratégias de controle vetorial.

Essas abordagens recentes têm em comum a obtenção de uma corrente com forma de onda não retangular, nomeada em Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015) de "*petal-wave current*", que, em tradução livre e deste ponto em diante, será referida como "corrente de pétala".

Idealmente, essa forma de onda de corrente alternativa, além da capacidade de gerar conjugado sem ondulação, é capaz de produzir 5% maior torque que um mesmo valor *RMS* da corrente retangular ideal. Sob outro ponto de vista, para um dado valor de torque da MSIP trapezoidal, a corrente de pétala promove uma redução em aproximadamente 9% das perdas joules no enrolamento do estator em relação à corrente trapezoidal pura, que é impossível de ser aplicada (BUJA; BERTOLUZZO; KESHRI, 2015; GATTO et al., 2006).

Diferentes abordagens teóricas e de controle estão presentes na literatura para minimização da ondulação de torque com obtenção dessa forma de onda de corrente.

Em Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015) a obtenção teórica da corrente de pétala é con-

sequência de uma análise geométrica no plano $\alpha\beta$ estacionário a fim de identificar o comportamento do vetor de corrente que produz um produto escalar constante entre vetor de corrente de estator e vetor de FCEM trapezoidal. Embora essa análise resulte na corrente de pétala, o desenvolvimento matemático de Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015) não incorpora o conceito de operação com enfraquecimento, ou fortalecimento de campo, da MSIP e a estratégia de controle apresentada é restrita à FCEM idealmente trapezoidal, sendo vulnerável à ocorrência de ondulações de torque devido ao desvio de forma de onda da FCEM trapezoidal.

Em Gatto et al. (2006) a corrente de pétala é consequência de uma análise matemática para determinar a corrente de estator que atenda uma referência de torque e minimize as perdas Joules no enrolamento do estator. Assim como em Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015), embora minimize as ondulações de torque, essa abordagem matemática não permite operar a máquina em condições de controle de campo e a implementação é rigidamente associada à FCEM idealmente trapezoidal.

Outra vertente de trabalhos, que têm em comum a consequente obtenção da corrente de pétala, está alinhada com a teoria de controle vetorial por orientação de campo proposta em Blashke (1971) que é amplamente empregada como método de alto desempenho dinâmico em máquinas de corrente alternada (CA).

A teoria convencional de modelagem por orientação de campo permite que máquinas CA de fluxo senoidal possam ser controladas de maneira similar aos motores de corrente contínua com excitação independente.

No entanto, devido ao caráter não senoidal da FCEM, a aplicação do controle por orientação convencional à MSIP trapezoidal não é adequada já que ondulações de torque são produzidas nessa estratégia, causadas pela interação entre a corrente do estator e as componentes harmônicas da FCEM trapezoidal (GRENIER; LOUIS, 1993).

A fim de reduzir as ondulações de torque, diversos trabalhos propõem melhorias e adaptações à teoria de orientação do modelo vetorial de MSIP trapezoidais.

Em Grenier e Louis (1993) é incluído um termo de distúrbio de ângulo na transformada de Park da etapa de orientação das grandezas do modelo da MSIP no referencial dq. Essa contribuição permitiu apenas uma parcial redução de ondulação.

Em Monteiro e Oliveira (1998), além do termo de distúrbio de ângulo, um termo de distúrbio de magnitude é adicionado à transformada de Park. No referencial resultante dessa extensão da transformação dq, nomeado de dq_x , a componente em quadratura da corrente de estator é responsável pela produção de torque e a componente de eixo direto é responsável pela operação em enfraquecimento ou fortalecimento de campo.

Como resultado, se a componente de eixo em quadratura for controlada para um valor de referência constante e a corrente de eixo direto para um valor de referência nulo, as ondulações de torque são minimizadas e as correntes de fase de estator possuem também o formato de pétala. Além disso, diferentemente de Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015), é possível atribuir um valor de referência não nulo à corrente de eixo direto, permitindo assim a máquina operar em condição de enfraquecimento ou fortalecimento de campo.

Em Baratieri e Pinheiro (2014) uma transformação de referencial síncrono não senoidal equivalente à Monteiro e Oliveira (1998) é proposta, evidenciando que o referencial dq_x está orientado na FCEM trapezoidal da MSIP.

Dos trabalhos discutidos anteriormente, as estratégias de controle de corrente são implementadas majoritariamente utilizando controladores lineares e moduladores PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*). No entanto, nas últimas décadas a teoria de controle preditivo tem sido tema de numerosas pesquisas em controle de alto desempenho dinâmico de máquinas elétricas (RODRIGUEZ et al., 2013).

Essa técnica de controle foi elaborada inicialmente na década de 1960 e tal denominação não se restringe a uma única estratégia de controle, mas compreende uma ampla variedade de algoritmos de controle que têm em comum o uso explícito do modelo matemático da planta para predizer seu comportamento futuro e, a partir dessa informação, obter com antecedência uma ação de controle ótima conforme um critério de otimização (CAMACHO; BORDONS, 2007; RODRIGUEZ et al., 2012).

Essencialmente, o que difere as muitas técnicas de controle preditivo é precisamente o critério de otimização da ação de controle (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Nesse sentido, pode-se destacar o controle preditivo baseado em modelo (MPC, do inglês, *Model Predictive Control*), que otimiza a ação de controle por meio da minimização de uma função custo flexível, construída de acordo como interesse de controle e que permite a inclusão de restrições de controle (CAMACHO; BORDONS, 2007; RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

As primeiras ideias a respeito da aplicação do MPC à eletrônica de potência foram propostas por Holtz e Stadtfeld (1983), implementando-o de forma que o vetor ótimo de tensão é calculado e aplicado em uma máquina de indução através de um modulador PWM. Mais tarde, em Holmes e Martin (1996) um algoritmo para direta implementação do MPC sem uso de modulador PWM em conversores de potência é apresentada. Se-guindo esse conceito, em Rodríguez et al. (2007) é desenvolvida uma abordagem MPC cuja definição do sinal de controle ótimo consiste em avaliar a função custo para cada um dos possíveis estados de chaveamento do conversor e selecionar aquele que produz o mínimo custo. Pelo fato de considerar a natureza discreta da atuação do conversor, que possui um número finito de possíveis chaveamentos, essa abordagem ficou conhecida como *Finite Control-Set Model Predictive Control* (FCS-MPC).

Comparado a outras técnicas de controle preditivo, o controle FCS-MPC oferece vantagens como: não necessidade de sistema de modulação, facilidade de inserção de restrições de controle e inferior sensibilidade a incertezas paramétricas da planta (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

A aplicação do controle preditivo FCS-MPC tem sido investigada em diversos seg-

mentos como: controle de velocidade, torque, fluxo e corrente em motores de indução, relutância chaveada e síncronos; controle de tensão, corrente e potência em conversores estáticos de potência CA-CC, CC-CC e CC-CA; e controle de torque e potência em geradores (RODRIGUEZ et al., 2013).

Embora amplamente estudado em MSIP senoidais, a aplicação do controle preditivo FCS-MPC a MSIP trapezoidais constitui um segmento de pesquisa ainda pouco explorado.

Em Xia, Wang e Shi (2013) o controle FCS-MPC é utilizado como controlador de corrente na estratégia de alimentação convencional para definir o ótimo chaveamento durante as bordas de subida e descida da corrente retangular. É mostrado nesse trabalho uma redução significativa das ondulações de torque para toda faixa de velocidade de operação da MSIP trapezoidal. Entretanto, ondulações de torque devido a desvios da forma ideal da FCEM não são incluídos na estratégia de controle.

Em Darba et al. (2016) é implementado um controlador de velocidade da MSIP trapezoidal, em alimentação por corrente retangular, utilizando o controle preditivo clássico baseado em modelo (MPC). Como resultado, confere-se rápida resposta de aceleração em comparação a outras técnicas de controle, contudo não é destinado esforço para minimizar as ondulações de torque.

Em Gatto et al. (2006) é empregado um algoritmo preditivo *deadbeat* de controle de corrente da MSIP trapezoidal de forma a produzir a corrente de pétala. Embora demonstrada redução da ondulação de torque com produção da corrente de pétala, o algoritmo é rigidamente dependente da forma ideal da FCEM trapezoidal, não permitindo fácil inclusão do formato da FCEM de uma máquina real.

1.1 Objetivos

O objetivo geral desta pesquisa consiste na investigação da aplicação inédita do controle preditivo FCS-MPC no controle vetorial do motor síncrono com ímã na superfície do rotor e força contraeletromotriz trapezoidal.

Dentro desse contexto podem ser elencados os objetivos específicos:

- Apresentar uma análise das propostas de controle vetorial da MSIP trapezoidal para definição da abordagem de controle para minimização de ondulações de torque;
- Demonstrar a redução das ondulações de torque no controle da MSIP trapezoidal por meio da comparação entre o desempenho do controle FCS-MPC proposto e o controle convencional por corrente retangular;
- □ Apresentar uma estratégia de melhoria de desempenho do FCS-MPC utilizando o conceito de fator de trabalho;

1.2 Organização do Trabalho

No Capítulo 2 é apresentado o equacionamento do modelo dinâmico da MSIP de FCEM trapezoidal. São apresentados também os fundamentos da estratégia de alimentação 6 pulsos dessa máquina bem como resultados de simulação dessa estratégia em malha aberta. Por fim, é apresentado um esquema de controle de torque baseado em comparadores de histerese com o acionamento 6 pulsos do inversor.

No Capítulo 3 é realizada uma breve revisão sobre recentes técnicas de controle vetorial da MSIP trapezoidal com obtenção da corrente de pétala. Para essas técnicas, são apresentados os fundamentos teóricos e da estrutura de controle, e apontadas as respectivas vantagens e desvantagens.

O Capítulo 4 concentra a proposta central desse trabalho. Inicialmente é feita uma apresentação breve da técnica de controle preditivo FCS-MPC. Em seguida, é apresentada a proposta de diagrama de controle vetorial utilizando FCS-MPC. Após, é realizada uma apresentação detalhada dos passos de implementação da proposta de controle preditivo FCS-MPC aplicado à MSIP trapezoidal. Resultados de simulação da técnica sob diferentes condições de teste são apresentados e discutidos.

Ainda nesse capítulo é apresentada uma proposta de melhoria do desempenho do FCS-MPC. Comparações são realizadas entre essa proposta e o esquema de controle FCS-MPC com base em simulações.

Por fim, são feitas as conclusões gerais do trabalho e apontadas as diretivas futuras da pesquisa.

Capítulo 2

Modelo Dinâmico e Controle Convencional do Motor Síncrono de Ímã Permanente com FCEM Não Senoidal

2.1 Introdução

Este capítulo apresenta a construção do modelo matemático por fase utilizado nas análises dinâmicas da máquina síncrona de ímã permanente na superfície do rotor e força contraeletromotriz trapezoidal. São também descritos os procedimentos para simplificação do modelo por meio da transformação de coordenadas $\alpha\beta$.

Ainda, são descritos os fundamentos da estratégia de alimentação convencional das máquinas com FCEM trapezoidal bem como a respectiva técnica de controle de torque.

2.2 Equações Dinâmicas da MSIP Trapezoidal

O modelo matemático dinâmico da MSIP trapezoidal é obtido levando em conta as seguintes considerações: o estator possui de três enrolamentos concentrados e independentes (a, b, e c), conectados em estrela e defasados espacialmente de maneira simétrica; o rotor possui ímãs permanentes em sua superfície; as perdas no ferro e a saturação magnética são desprezadas; o torque de relutância e o torque de borda (*cogging torque*) são assumidos baixos o suficiente de forma que podem ser desprezados.

Nessas condições, a Figura 3 ilustra, de maneira simplificada, uma máquina síncrona trifásica de ímã permanente na superfície do rotor e com um par de polos.

Com base na Figura 3 e nas considerações mencionadas, o fluxo magnético total abra-



Figura 3: Representação física simplificada de uma máquina síncrona trifásica de imã permanente na superfície do rotor e com um par de polos.

çado pelos enrolamentos das fases do estator é dado por

$$\Psi_{Tsabc} = \Psi_{sabc} + \Psi_{rabc},\tag{1}$$

em que $\Psi_{Tsabc} = [\Psi_{Tsa} \Psi_{Tsb} \Psi_{Tsc}]^T$ é o fluxo total abraçado por cada fase do estator; $\Psi_{sabc} = [\Psi_{sa} \Psi_{sb} \Psi_{sc}]^T$ é o fluxo abraçado por cada fase do estator produzido pelos enrolamentos de estator; e $\Psi_{rabc} = [\Psi_{ra} \Psi_{rb} \Psi_{rc}]^T$ é o fluxo abraçado por cada fase do estator proveniente dos ímãs do rotor.

A partir do fluxo total Ψ_{Tabc} , escreve-se a equação de tensões do circuito do estator como

$$\boldsymbol{v}_{abc} = R\,\boldsymbol{i}_{abc} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}_{Tsabc} + \boldsymbol{I}\boldsymbol{v}_n,\tag{2}$$

em que $\boldsymbol{v}_{abc} = [v_a v_b v_c]^T$ são os potenciais nos terminais das fases do estator; \boldsymbol{I} é uma matriz identidade de ordem 3; v_n é o potencial no ponto neutro n; $\boldsymbol{i}_{abc} = [i_a i_b i_c]^T$ são as correntes de fase do estator; e R é a resistência por fase do enrolamento do estator.

Estabelecendo que $\boldsymbol{v}_{abcn} = [v_{an} v_{bn} v_{cn}]^T$, dado por

$$\boldsymbol{v}_{abcn} = \boldsymbol{v}_{abc} - \boldsymbol{I}\boldsymbol{v}_n = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_a - \boldsymbol{v}_n \\ \boldsymbol{v}_b - \boldsymbol{v}_n \\ \boldsymbol{v}_c - \boldsymbol{v}_n \end{bmatrix},\tag{3}$$

seja o vetor de tensões de fase no terminal da máquina com relação ao ponto neutro n, a equação de tensões (2) é reescrita na forma

$$\boldsymbol{v}_{abcn} = R \, \boldsymbol{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{Tsabc}, \tag{4}$$

Em (4), ao expandir Ψ_{Tsabc} nas contribuições de estator e rotor, utilizando (1), obtémse

$$\boldsymbol{v}_{abcn} = R \, \boldsymbol{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \left(\boldsymbol{\Psi}_{sabc} + \boldsymbol{\Psi}_{rabc} \right). \tag{5}$$
O fluxo Ψ_{sabc} pode ser expresso em função das correntes de estator e indutâncias, tal que

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix},$$
(6)

sendo L_s e M_s a autoindutância e indutância mútua entre fases, respectivamente. Nesse trabalho essas indutâncias são consideradas constantes, e independente da posição rotórica, visto que é possível desprezar a variação de relutância no entreferro em máquinas de ímãs na superfície do rotor (MILLER, 1993; PAULA, 2016).

Considerando que a máquina é equilibrada e não possui conexão do ponto neutro n, tem-se que $i_a + i_b + i_c = 0$. Com isso, a expressão de fluxo de estator (6) é reduzida para

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = L \mathbf{I} \mathbf{i}_{abc} = L \mathbf{i}_{abc}, \qquad (7)$$

com I sendo uma matriz identidade de ordem 3 e $L = L_s - M_s$ sendo a indutância equivalente por fase do estator. Substituindo (7) em (5) obtém-se

$$\boldsymbol{v}_{abcn} = R\boldsymbol{i}_{abc} + L\frac{d}{dt}\boldsymbol{i}_{abc} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}_{rabc}.$$
(8)

Em (8), a parcela $d\Psi_{rabc}/dt$ é, pela Lei de Faraday, a tensão induzida nas fases do estator devido ao movimento relativo entre os enrolamentos do estator e o fluxo dos ímãs do rotor. Essa tensão é denominada força contra-eletromotriz (FCEM) e deste ponto em diante é simbolizada por e_{abc} .

Assim como desenvolvido em Miller (1993), a expressão final das tensões de estator no referencial estacionário abc é dada por

$$\boldsymbol{v}_{abcn} = R\boldsymbol{i}_{abc} + L\frac{d}{dt}\boldsymbol{i}_{abc} + \boldsymbol{e}_{abc}.$$
(9)

Com base em (9), é comum representar o modelo elétrico da MSIP trapezoidal na forma de circuito tal como apresentado na Figura 4.

O comportamento da FCEM e_{abc} é o que define fundamentalmente a diferença entre MSIP senoidais e trapezoidais. Para o caso das MSIP senoidais, a FCEM e_{abc} tem comportamento idealmente senoidal em função da posição angular elétrica do rotor θ_e , enquanto que para as MSIP trapezoidal o comportamento de e_{abc} é idealmente trapezoidal. A Figura (5) ilustra o comportamento trapezoidal ideal da e_{abc} em função da posição angular elétrica do rotor em MSIPs trapezoidais.

Como pode ser visto na Figura 5, a FCEM e_{abc} ideal da MSIP trapezoidal possui patamares constantes durante $2\pi/3$ radianos de posição elétrica do rotor nos semiciclos



Figura 4: Representação na forma de circuito do modelo elétrico da MSIP trapezoidal.



Figura 5: Comportamento ideal da FCEM trapezoidal durante uma revolução elétrica do rotor.

positivo e negativo, e sua amplitude E, como mostrado em Miller (1993), é função da magnitude do fluxo dos ímãs e velocidade do rotor, tal que

$$E = z_p \Psi_m \,\omega_m = k_e \,\omega_m,\tag{10}$$

sendo $k_e = z_p \Psi_m$ uma constante de proporcionalidade, z_p o número de pares de polo da máquina, Ψ_m o módulo do fluxo do rotor e ω_m a velocidade mecânica do rotor.

Em coordenadas *abc* o torque eletromagnético desenvolvido pela MSIP trapezoidal é resultado do produto entre FCEM e correntes de estator, sendo expresso por (MILLER,

1993)

$$T_{e} = \frac{P}{\omega_{m}} = \frac{1}{\omega_{m}} (e_{a} i_{a} + e_{b} i_{b} + e_{c} i_{c}).$$
(11)

O modelo vetorial elétrico dado em (9) da MSIP trapezoidal pode ainda ser reduzido por meio da representação das variáveis de referencial *abc* na forma de vetores complexos no plano estacionário $\alpha\beta$.

Esse procedimento matemático transforma o sistema trifásico da máquina da Figura 3 em um sistema bifásico constituído de 2 enrolamentos ($\alpha \in \beta$) defasados 90 graus entre si, porém mantendo as mesmas características de potência mecânica, torque, velocidade e número de polos da máquina trifásica original. Uma representação simplificada da máquina nessa condição é ilustrada na Figura 6.



Figura 6: Representação física da simplificação proporcionada pela transformação $\alpha\beta$.

Para essa redução, aplica-se a transformação linear $\alpha\beta$ invariante à potência de Clark, a partir da qual uma variável genérica $\boldsymbol{x}_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ é representada pelo vetor $\boldsymbol{x}_{\alpha\beta}$ no plano complexo $\alpha\beta$ através da seguinte transformação

$$\boldsymbol{x}_{\alpha\beta} = x_{\alpha} + jx_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{vmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{vmatrix}.$$
 (12)

Ao aplicar (12) em (9), a equação de tensões do estator da MSIP trapezoidal é expressa como

$$\boldsymbol{v}_{\alpha\beta} = R\,\boldsymbol{i}_{\alpha\beta} + L\frac{d}{dt}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta} + \boldsymbol{e}_{\alpha\beta}.$$
(13)

No referencial estacionário $\alpha\beta$, o torque eletromagnético T_e desenvolvido pela máquina é dado por

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} (i_\alpha e_\alpha + i_\beta e_\beta). \tag{14}$$

Observando a máquina do ponto de vista mecânico, o balanço de torque atuando sobre o eixo de uma máquina rotativa pode ser expresso por

$$T_e = T_c + (J + J_c)\frac{d\omega_m}{dt} + (B + B_c)\omega_m,$$
(15)

em que T_c é o torque exigido pela carga mecânica acionada; J é o momento de inércia da máquina; J_c é o momento de inércia da carga; B é o coeficiente de atrito da máquina; e B_c é o coeficiente de atrito da carga mecânica.

Devido ao comportamento não senoidal da FCEM da MSIP trapezoidal, uma estratégia de alimentação particular é empregada nessa máquina a fim de produzir uma forma de onda de corrente não senoidal que produza torque constante. As próximas seções são dedicadas à apresentação do circuito de acionamento, da estratégia de alimentação e um esquema de controle de torque da MSIP trapezoidal.

2.3 Circuito de Alimentação da MSIP trapezoidal

Para promover a alimentação do estator da MSIP trapezoidal por correntes retangulares, conecta-se aos terminais dessa máquina um conversor estático de potência que, em comparação com a MCC, atua como comutador eletrônico.

Esse conversor de potência é, usualmente, um inversor trifásico dois níveis.

A representação do modelo matemático da MSIP trapezoidal na forma de circuito, juntamente com o inversor trifásico de dois níveis é apresentado na Figura 7. Nesse esquema, V_{cc} é uma fonte de tensão contínua que alimenta as fases do estator de acordo com os estados das chaves do inversor s_a , s'_a , s_b , s'_b , s_c e s'_c .



Figura 7: Representação do circuito da MSIP trapezoidal e inversor dois níveis.

Considerando que o conversor opere de forma que sempre 3 chaves estão em condução simultânea, existem apenas 8 distintas combinações de estados "aberto" e "fechado" das chaves do inversor dois níveis, sendo que duas dessas combinações resultam em tensões nulas na carga. Nesse caso, todas as chaves superiores s_a , s_b e s_c estão abertas ou fechadas simultaneamente.

Particularmente, nesse modo de operação o estado das chaves inferiores $(s'_a, s'_b \in s'_c)$ é sempre o oposto das chaves superiores. Assim, é comum referir-se às possíveis combinações de chaveamento s_j (com j = 0, ..., 7) apenas pelo estado das chaves superiores, na forma $s_j = \{s_a, s_b, s_c\}$.

Cada combinação de chaveamento s_j alimenta a carga com determinada tensão \boldsymbol{v}_{abc_j} , que pode ser representada como vetor de tensão complexo no plano $\alpha\beta$ na forma $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta_j}$.

Na Figura 8 é mostrada a distribuição espacial no plano complexo de todos os 8 possíveis vetores de tensão aplicáveis à carga juntamente com os respectivos estados de chaveamento $s_j = \{s_a, s_b, s_c\}$, em que '1' denota chave em condução e '0' o estado de bloqueio.



Figura 8: Vetores de tensão e estados de chaveamento possíveis no inversor dois níveis.

A relação entre os estados das chaves e os vetores de tensão no plano $\alpha\beta$, sob o conceito de transformação $\alpha\beta$ invariante à potência, também pode ser estabelecida matematicamente pela expressão

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = V_{cc} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{(3)}}{2} & -\frac{\sqrt{(3)}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{a} \\ s_{b} \\ s_{c} \end{bmatrix},$$
(16)

em que V_{cc} é a tensão do barramento ilustrado na Figura 7.

2.4 Princípio de Alimentação da MSIP Trapezoidal por Corrente Retangular

Para que a potência eletromecânica P de saída da MSIP trapezoidal seja constante para toda posição elétrica θ_e do rotor, a estratégia de alimentação mais comum consiste em injetar nas fases de estator correntes retangulares de amplitude I, tal como ilustrado idealmente na Figura 9 (MILLER, 1993).



Figura 9: FCEM trapezoidal e correntes de fase retangulares ideais para produção de torque constante.

As fases do estator, nessa estratégia, devem conduzir correntes de amplitude constante I durante somente os intervalos de $2\pi/3$ radianos em que as respectivas FCEM de fase estão em seus patamares constantes, a cada meio ciclo.

Com esse comportamento retangular ideal, a contribuição de torque de cada fase $(e_a i_a, e_a)$

 $e_b i_b$ e $e_c i_c$), de acordo com (11), é tal como também mostrado na Figura 9. Finalmente, torque total T_e desenvolvido pela máquina, obtido da soma das contribuições de cada fase, é constante para qualquer posição rotórica θ_e .

Analisando a Figura 9 deduz-se que para produzir tais correntes retangulares apenas duas fases do estator da máquina estão em condução a cada setor de $\pi/3$ radianos de posição elétrica, estando a terceira fase desenergizada.

Esse modo de operação do inversor para alimentação da máquina com corrente retangular é comumente referido na literatura como "modo de chaveamento bifásico com condução 120 graus" ou modo de operação "6 pulsos" com condução 120 graus.

Observa-se que nessa estratégia de alimentação da MSIP trapezoidal é suficiente conhecer somente o setor de posição elétrica do rotor para definir as chaves que devem ser acionadas a fim de produzir as correntes retangulares da Figura 9.

Assim, a essa máquina pode ser empregado um método simples de monitoramento do setor de posição elétrica do rotor, isto é, um sensor de posição elétrica com resolução de $\pi/3$ radianos. Em sistemas de acionamento empregando MSIP trapezoidais o esquema de medição de setor usualmente consiste em 3 sensores *Hall* (h_a , h_b , h_c) instalados na estrutura física da máquina.

Considerando a máquina que possui FCEM da Figura 9, os sensores *Hall* fornecem os sinais da Figura 10 em função da posição angular do rotor. Com base na codificação do conjunto de sinais fornecidos pelos sensores *Hall* é possível estabelecer uma correspondência entre esses sinais e o setor de posição do rotor, como também mostrado na Figura 10.



Figura 10: Sinais dos sensores *Hall* e a definição de setores.

Ao todo, são 6 setores de $\pi/3$ radianos possíveis para a posição elétrica do rotor e, baseado nas Figuras 9 e 10, uma lógica de comutação das chaves do inversor pode ser construída para alimentação das fases de estator da MSIP trapezoidal com correntes



Tabela 1: Chaves em condução de acordo com o setor de posição do rotor.

Figura 11: Diagrama do modo de operação 6 pulsos em malha aberta da MSIP não senoidal.

retangulares. A Tabela 1 exibe a relação entre os setores de posição do rotor e as chaves em estado de condução no modo de operação 6 pulsos.

Com base no exposto, a Figura 11 ilustra o diagrama de alimentação convencional em malha aberta da MSIP trapezoidal. O bloco denominado "Lógica de Chaveamento" é responsável pelos sinais de acionamento das 6 chaves do inversor. Ao receber as informações dos sensores *Hall*, esse bloco seleciona, de acordo com a Tabela 1, o correspondente estado de chaveamento e efetua a comutação das chaves do inversor para promover o modo de operação 6 pulsos.

Considerando os parâmetros de uma máquina real com FCEM trapezoidal não ideal tal como apresentado no Apêndice A, na Figura 12 é mostrado o resultado de simulação em malha aberta do comportamento da corrente de fase, da FCEM e do torque T_e desenvolvido pelo motor em regime permanente acionando uma carga total de 2 Nm.

Diferentemente do pretendido na Figura 9, a corrente de fase de estator da Figura 12 apresenta desvios em relação ao comportamento retangular necessário para produzir torque constante. Isso acontece porque a indutância do enrolamento de estator impõe uma constante de tempo na dinâmica da corrente de fase, não permitindo as bordas de subida e descida instantâneas requeridas pelo formato retangular ideal. Assim, essas ondulações de corrente ocorrem em toda comutação de fases, isto é, a cada mudança de setor.

Uma vez que o torque desenvolvido pela máquina é resultado da soma de produto entre i_{abc} e e_{abc} , as ondulações de corrente conduzem a ondulações de torque eletromagnético. Uma análise aprofundada desse comportamento da corrente, causado pela comutação de fases, é apresentado por Carlson, Lajoie-mazenc e Fagundes (1992), onde é mostrado que



Figura 12: Resultado de simulação do torque, corrente de fase no modo de operação 6 pulsos em malha aberta e FCEM trapezoidal reconstruída por consulta em tabela.

as ondulações resultantes no torque podem alcançar amplitudes de até 50% do valor médio desenvolvido pela máquina.

Esse desempenho pode ser inaceitável em determinadas aplicações por causar ruído acústico, vibração mecânica e ondulação de velocidade (LIU; ZHU; HOWE, 2007). À vista disso, essa característica de ondulação de torque durante a transição de setores constitui a principal desvantagem da MSIP trapezoidal com ponte inversora trifásica operando no modo 6 pulsos.

Uma maneira de reduzir as ondulações de torque no modo de operação 6 pulsos consiste em implementar um controlador de corrente, como apresentado na seção a seguir.

2.5 Controle Convencional em Malha Fechada da MSIP Trapezoidal

No modo de operação com corrente retangular ideal da Figura 9, quando o rotor está posicionado no setor $0 < \theta_e < \frac{\pi}{3}$ a amplitude das correntes i_a e i_c são I e -I, respectivamente. Também, a amplitude das FCEMs e_a e e_c são E e -E, respectivamente, enquanto que e_b está em transição.

Nessa condição, o torque eletromagnético T_e da expressão (11) é simplificado para

$$T_{e} = \frac{1}{\omega_{m}} (e_{a} i_{a} + e_{b} i_{b} + e_{c} i_{c})$$

$$= \frac{1}{\omega_{m}} (E I + e_{b} 0 + (-E)(-I))$$

$$= \frac{1}{\omega_{m}} 2 E I.$$
 (17)

A substituição de (10) em (17) resulta

$$T_e = 2k_e I. \tag{18}$$

A expressão de torque (18) também é obtida por meio de análise semelhante dos demais setores possíveis. Portanto, no conceito ideal de alimentação por corrente retangular o torque eletromagnético T_e é proporcional à magnitude constante I das correntes de fase.

Posto isso, pode-se concluir que, uma vez que o fluxo Ψ_m do rotor é constante, o controle de torque da MSIP trapezoidal no modo de operação convencional é obtido pelo controle da amplitude I das correntes de fase.

Na literatura são exploradas diversas topologias de controladores de corrente da operação 6 pulsos da MSIP trapezoidal, como controladores Proporcional-Integral (PI), Fuzzy, *Sliding Mode* entre outros (MONTEIRO et al., 2013; MONTEIRO et al., 2015; MONTEIRO; OLI-VEIRA; AGUIAR, 2015). No entanto, por simplicidade, a seguir é exemplificado o controle de corrente da operação 6 pulsos utilizando controlador de histerese.

A Figura 13 ilustra o diagrama de controle de corrente da MSIP trapezoidal utilizando comparador de histerese.

Basicamente, a partir de uma referência de torque T_e^{ref} a referência de magnitude de corrente de fase I^{ref} é definida utilizando (18). A função do comparador de histerese é, a partir do monitoramento do erro de corrente, determinar a abertura e fechamento das chaves de um braço do inversor a cada setor em função da violação de uma banda de erro máximo permissível.

Para um dado valor
 ΔI para a largura de banda de histerese de corrente, a saí
da Υ

do comparador de histerese é dada por

$$\Upsilon = \begin{cases} 1, & \text{se } I < (I^{ref} - \Delta I) \\ -1, & \text{se } I > (I^{ref} + \Delta I). \end{cases}$$
(19)

Na Figura 13, o bloco "Lógica de Chaveamento" agora define as chaves a serem acionadas considerando o setor de posição, conforme o sinal dos sensores Hall e o sinal Υ do comparador de histerese para controle de corrente da maneira como é apresentado na Tabela 2.

Tabela 2: Relação entre chaves em condução e sinal do comparador de histerese.

	Setor								
Υ	1	2	3	4	5	6			
1	s_a, s_c'	s_b, s'_c	s_b, s'_a	s_c, s'_a	s_c, s_b'	s_a, s_b'			
-1	s_a', s_c	s_b', s_c	s_b', s_a	s_c', s_a	s_c', s_b	s_a', s_b			

Uma maneira simples de se obter a amplitude I das correntes de fase para o controle em malha fechada está apresentada na Tabela 3. O bloco "Seleção de I" do diagrama da Figura 13 contém a lógica de seleção da Tabela 3.

Tabela 3: Seleção da amplitude de corrente I

Setor									
	1	2	3	4	5	6			
Ι	i_a	i_b	i_b	i_c	i_c	i_a			

Com base no diagrama de controle em malha fechada de corrente no modo de operação 6 pulsos da Figura 13, a Figura 14 mostra o resultado de simulação de torque, correntes de fase e FCEM da MSIP trapezoidal em regime permanente nas condições de baixa e alta velocidade.



Figura 13: Diagrama de controle de torque baseado em comparador de histerese.

Claramente, as correntes apresentam menores desvios de forma de onda que a corrente de fase na alimentação em malha aberta. No entanto, persistem as oscilações de torque por causa da comutação das fases a cada mudança de setor de posição do rotor.



Figura 14: Torque eletromagnético e corrente de estator em regime permanente com controle de histerese de corrente.

Essa estratégia de controle tem a intenção de imprimir correntes retangulares nas fases do estator partindo da prerrogativa que a FCEM é trapezoidal ideal.

No entanto, é possível notar que, sobretudo no resultado de baixa velocidade, há adicionais ondulações de torque, que são provocadas pelo desvio de forma da FCEM. Essas ondulações ocorrem devido o produto entre corrente retangular e FCEM não trapezoidal, dando origem à contribuições de torque não constantes por fase como na Figura 9.

Assim, quanto mais significativos forem os desvios de forma de onda da FCEM trapezoidal em relação à ideal, mais severos serão as ondulações de torque. Para o caso desse trabalho, as ondulações devido ao desvio de FCEM não são tão significativas comparadas à magnitude das ondulações de torque de comutação.

Para reduzir as ondulações provocadas pelo desvio de forma da FCEM, propostas na literatura impõem uma amplitude I não constante de corrente retangular, adaptando-a ao comportamento da FCEM real, produzindo EI constante, como apresentado em Fang, Li e Han (2012).

Conforme Carlson, Lajoie-mazenc e Fagundes (1992), a ondulação de comutação não pode ser totalmente compensada no modo de operação 6 pulsos devido ao não controle de uma das fases da máquina durante as comutações e em razão da limitação de tensão CC no barramento do inversor.

Em função disso, recentemente diferentes estratégias têm sido apresentadas na literatura para solucionar o problema da ondulação de torque de comutação. Essas estratégias investem em: inclusão de conversor adicional para elevação da tensão de barramento do conversor (SAMITHA RANSARA; MADAWALA, 2015; SHI et al., 2010; CHEN et al., 2016; NAM et al., 2006; YANG et al., 2014); e implementação de controle trifásico durante o período de comutação (ZHU; LEONG, 2012; LIU; ZHU; HOWE, 2007; XIA et al., 2014; XIA; WANG; SHI, 2013; KIM; LEE; KWON, 2006).

Essas estratégias demonstram avanços na direção de reduzir as ondulações de torque, no entanto, o uso de circuitos adicionais tende a aumentar o volume e encarecer o *hardware* de alimentação e controle da MSIP trapezoidal. Além disso, as estratégias de controle trifásico durante a comutação exigem exato conhecimento da duração da comutação, seja por *hardware* ou *software*, aumentando a complexidade do sistema de controle.

A seção seguinte apresenta uma outra vertente de estratégias para redução das ondulações de torque baseadas no controle vetorial dessas máquinas, que apresentam a vantagem de não incluir conversores adicionais ou necessitar da alternância entre chaveamento bifásico e trifásico.

Capítulo 3

Estratégias de Controle Vetorial da MSIP Trapezoidal

3.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentadas duas estratégias de controle propostas à MSIP trapezoidal para redução das ondulações de torque presentes no modo de operação 6 pulsos. Nesse sentido, são desenvolvidos os fundamentos matemáticos de cada estratégia e mostrados os respectivos diagramas de controle.

3.2 Abordagem 1: Controle Vetorial de Nula Ondulação de Torque

A abordagem apresentada por Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015) para redução das ondulações de torque no controle da MSIP trapezoidal tem o objetivo de deduzir o comportamento do vetor de corrente de estator que produz um torque constante para qualquer posição rotórica. Nesse sentido é conduzido uma análise geométrica no plano estacionário $\alpha\beta$ dos vetores de corrente e FCEM.

Res
gatando a expressão (14), o torque eletromagnético T_e
desenvolvido pela máquina é dado por

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} \left(\boldsymbol{e}_{\alpha\beta} \cdot \boldsymbol{i}_{\alpha\beta} \right) = \boldsymbol{e}_{\omega\alpha\beta} \cdot \boldsymbol{i}_{\alpha\beta}, \qquad (20)$$

em que $e_{\omega\alpha\beta}$ é a razão entre $e_{\alpha\beta}$ e a velocidade mecânica ω_m .

Do ponto de vista de análise geométrica, o produto escalar de 20 pode ser reescrito na forma

$$T_e = |\boldsymbol{e}_{\omega\alpha\beta}| |\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}| \cos(\theta_{\boldsymbol{e}_{\omega\alpha\beta}} - \theta_{\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}}), \qquad (21)$$

em que $\theta_{e_{\omega\alpha\beta}}$ e $\theta_{i_{\alpha\beta}}$ são os ângulos dos vetores de FCEM e corrente e são dados por

$$\theta_{\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}} = tan^{-1} \left(\frac{e_{\boldsymbol{\beta}}}{e_{\boldsymbol{\alpha}}}\right) \quad e \quad \theta_{\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}} = tan^{-1} \left(\frac{i_{\boldsymbol{\beta}}}{i_{\boldsymbol{\alpha}}}\right).$$
(22)

Interpretando a expressão (21), o torque produzido pela MSIP trapezoidal é dado pelo produto entre a magnitude de $e_{\omega\alpha\beta}$ e a projeção do vetor de corrente $i_{\alpha\beta}$ sobre o vetor de FCEM.

Assim, conforme Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015), para maximizar a projeção do vetor de corrente $i_{\alpha\beta}$ sobre $e_{\omega\alpha\beta}$, e assim minimizar sua magnitude requerida para produção de um dado valor de torque, é imposto que o vetor de corrente esteja alinhado com o vetor de FCEM e, portanto, o ângulo $\theta_{i_{\alpha\beta}}$ é igual a $\theta_{e_{\omega\alpha\beta}}$. Dessa maneira,

$$\theta_{\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}} - \theta_{\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}} = 0. \tag{23}$$

Aplicando (22) em (23) determina-se que, para satisfazer a condição de ângulo imposta,

$$i_{\alpha} = i_{\beta} \frac{e_{\omega\alpha}}{e_{\omega\beta}}.$$
(24)

Assumindo que a condição de \hat{a} ngulo(23) é atendida, a expressão (21) se resume ao produto dos módulos dos vetores tal que

$$T_e = \sqrt{e_{\omega\alpha}^2 + e_{\omega\beta}^2} \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2}.$$
(25)

Isolando as correntes em (25), tem-se que a seguinte condição deve ser satisfeita para produzir um torque T_e constante

$$i_{\alpha}^{2} + i_{\beta}^{2} = \frac{1}{e_{\omega\alpha}^{2} + e_{\omega\beta^{2}}} T_{e}^{2}.$$
 (26)

Combinando (24) e (26) determina-se as expressão de referência de corrente de estator como

$$i_{\alpha} = \frac{e_{\omega\alpha}}{e_{\omega\alpha}^{2} + e_{\omega\beta}^{2}} T_{e}$$

$$i_{\beta} = \frac{e_{\omega\beta}}{e_{\omega\alpha}^{2} + e_{\omega\beta}^{2}} T_{e}.$$
(27)

O comportamento das expressões (27), para um ciclo das FCEMs trapezoidais, possuem a trajetória no plano $\alpha\beta$, ilustrada na Figura 15. À essa corrente foi atribuído, em Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015), o nome de corrente de pétala pelo fato de sua trajetória se assemelhar a uma flor. Na Figura 16 está apresentado seu comportamento no referencial estacionário *abc*.

O torque eletromagnético T_e desenvolvido pela MSIP não senoidal alimentada com a corrente da Figura 16 é livre de ondulações para toda posição elétrica rotórica θ_e , assim como acontece na alimentação por correntes retangulares ideais do acionamento 6 pulsos. No entanto, é importante ressaltar que no controle vetorial todas as fases estão em condução simultânea. Com isso o processo de comutação de fases do modo de operação 6 pulsos, e os problemas associados a esse processo, não faz parte dessa estratégia.



Figura 15: Trajetória no plano $\alpha\beta$ dos vetores: corrente ideal no controle dq_x (linha contínua); corrente ideal retangular do modo de operação 6 pulsos (linha tracejada); e FCEM trapezoidal ideal (linha pontilhada).



Figura 16: FCEM de fase ideal, correntes de fase e torque eletromagnético obtido pelo controle de vetorial ideal.

Como vantagens adicionais, é demonstrado em Gatto et al. (2006) que a forma de onda de corrente da Figura 16 faz a máquina desenvolver mínima perda Joule no estator para uma dada condição de torque. Essa dissipação de potência mínima é cerca de 9% inferior ao valor da dissipação produzida pelo modo de operação 6 pulsos com corrente retangular ideal na mesma condição de torque.

Por outro lado, considerando um mesmo valor de corrente RMS nos dois casos, a forma de onda de corrente da Figura 16 produz 5 % maior torque em qualquer condição de velocidade abaixo da nominal (BUJA; BERTOLUZZO; KESHRI, 2015).

A Figura 17 ilustra o diagrama de controle extraído do trabalho de Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015). O bloco denominado "Cálculo da Corrente de Referência" transforma a referência de torque T_{ref} em referências de corrente conforme as equações 27 e implementa



Figura 17: Diagrama de controle baseado em Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015).

também uma adicional transformação de coordenadas dq orientada no ângulo rotórico. Sobre as correntes de eixo direto e em quadratura, são aplicados controladores lineares e um modulador PWM para comandar o inversor. Como resultado dessa estratégia de controle, correntes de pétala são impostas nas fases de estator, eliminando as ondulações de torque de comutação. No entanto, sobre a abordagem teórica e de implementação apresentados em Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015) podem ser apontadas algumas desvantagens. Na abordagem teórica, não é presente o conceito de operação com enfraquecimento, ou fortalecimento, de campo, que é um recurso comum no estudo de MSIPs senoidais (MYNAR; VESELY; VACLAVEK, 2016).

Além disso, o controle considera apenas FCEM idealmente trapezoidal, e com isso as ondulações de torque provocadas pelas imperfeições da FCEM não são reduzidas.

3.3 Abordagem 2: Controle Vetorial de Mínima perdas Joule

Em Gatto et al. (2006) a abordagem teórica apresentada tem o objetivo de controlar o torque da máquina e ao mesmo tempo minimizar a dissipação de perdas Joule no enrolamento de rotor. Para isso é deduzido o comportamento da corrente que atende esses requisitos.

No referencial estacionário $\alpha\beta$, as perdas Joule P_{cu} no enrolamento de estator são expressas por

$$P_{cu} = R|\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}|^2 = R(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)$$
(28)

A partir de (28), o interesse é encontrar o comportamento de corrente que minimiza as perdas Joule no estator. Porém, inicialmente expressa-se (28) em função de apenas uma

das componentes de corrente do estator utilizando a expressão de torque eletromagnético da máquina.

Resgatando e reescrevendo a expressão de torque eletromagnético (20) na forma

$$T_e = e_{\omega\alpha} i_\alpha + e_{\omega\beta} i_\beta, \tag{29}$$

é possível isolar a componente i_{α} de corrente de estator de forma que

$$i_{\alpha} = \frac{(T_e - e_{\omega\beta} i_{\beta})}{e_{\omega\alpha}}.$$
(30)

Ao aplicar (30) em (28) tem-se que

$$P_{cu} = R\left(\left(\frac{\left(T_e - e_{\omega\beta} i_{\beta}\right)}{e_{\omega\alpha}}\right)^2 + i_{\beta}^2\right).$$
(31)

Partindo de (31), determina-se a corrente i_{β} que minimiza, ou maximiza, P_{cu} fazendo

$$\frac{dP_{cu}}{di_{\beta}} = 0. \tag{32}$$

O desenvolvimento de (32) resulta

$$i_{\beta} = \frac{e_{\omega\beta}}{e_{\omega\alpha}^2 + e_{\omega\beta}^2} T_e, \tag{33}$$

que é ponto de mínimo. Aplicando (33) em (30) tem-se

$$i_{\alpha} = \frac{e_{\omega\alpha}}{e_{\omega\alpha}^2 + e_{\omega\beta}^2} T_e.$$
(34)

É evidente que as expressões (34) e (33) correspondem às mesmas que (27), deduzidas no trabalho de (BUJA; BERTOLUZZO; KESHRI, 2015). Dessa forma, é estabelecido elo que faz a corrente de pétala eliminar ondulações de torque de comutação ao mesmo tempo que minimiza perdas Joule no estator.

Assumindo as expressões de referência de corrente (34) e (33), em Gatto et al. (2006) é implementado uma malha de controle de corrente utilizando um algoritmo preditivo inspirado no conceito *deadbeat*. A Figura 18 ilustra a estratégia de Gatto et al. (2006) na forma de diagrama de controle.

Comparando os trabalhos de Gatto et al. (2006) e Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015), é possível notar que ambos determinam a mesma forma de onda de corrente ótima de alimentação da MSIP trapezoidal embora deduzidas e implementadas de maneira diferentes. Ainda, de maneira similar à Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015), a estratégia de controle implementada em Gatto et al. (2006) assume FCEM idealmente trapezoidal e não inclui o conceito de controle de campo.



Figura 18: Diagrama de controle baseado em Gatto et al. (2006).

3.4 Abordagem 3: Controle Vetorial por Orientação dq_x

Para redução das ondulações de torque da MSIP trapezoidal, é proposto por Monteiro e Oliveira (1998), e de forma equivalente em Baratieri e Pinheiro (2014), um referencial síncrono, nomeado dq_x , orientado nas componentes $e_{\alpha} e e_{\beta}$, semelhante ao controle vetorial por orientação de campo de MSIP senoidais em que é empregado o referencial síncrono dq orientado no fluxo do rotor (MYNAR; VESELY; VACLAVEK, 2016).

A transformação de coordenadas proposta por Monteiro e Oliveira (1998) estabelece que uma grandeza vetorial genérica no plano $\alpha\beta$, $\boldsymbol{x}_{\alpha\beta} = x_{\alpha} + jx_{\beta}$, seja referida no plano síncrono dq_x proposto de forma que

$$\boldsymbol{x}_{dq_x} = \frac{1}{a_x} e^{-j(\theta_x + \theta_e)} \boldsymbol{x}_{\alpha\beta}$$
(35)

em que

$$a_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\omega_e \Psi_m}{\sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}} \tag{36}$$

е

$$\theta_x + \theta_e = \arctan\left(\frac{-e_\alpha}{e_\beta}\right). \tag{37}$$

Ao aplicar (35) em (13), as equações de tensão da MSIP trapezoidal no referencial dq_x proposto por Monteiro e Oliveira (1998) são

$$v_{dx} = Ri_{dx} + \omega_1 L i_{dx} - \omega_2 L i_{qx} + L \frac{d}{dt} i_{dx} + e_{dx}$$

$$v_{qx} = Ri_{qx} + \omega_1 L i_{qx} + \omega_2 L i_{dx} + L \frac{d}{dt} i_{qx} + e_{qx}.$$
(38)

Em (38) $\boldsymbol{v}_{dq_x} = v_{d_x} + j v_{q_x}$, $\boldsymbol{i}_{dq_x} = i_{d_x} + j i_{q_x}$ e $\boldsymbol{e}_{dq_x} = e_{d_x} + j e_{q_x}$ são, respectivamente, as tensões, correntes e FCEM de eixo dq_x , e os termos ω_1 e ω_2 são dados por

$$\omega_1 = \frac{1}{\omega_m} \frac{d}{dt} \omega_m - \frac{e_\alpha \frac{d}{dt} e_\alpha + e_\beta \frac{d}{dt} e_\beta}{e_\alpha^2 e_\beta^2} \tag{39}$$

е

$$\omega_2 = \frac{e_\alpha \frac{d}{dt} e_\beta + e_\beta \frac{d}{dt} e_\alpha}{e_\alpha^2 e_\beta^2} \tag{40}$$

Utilizando a transformação (35) nas variáveis $i_{\alpha\beta} \in e_{\alpha\beta}$, a expressão de torque eletromagnético (14) assume a forma

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} \Re\left(\left(a_x e^{j(\theta_x + \theta_r)} \boldsymbol{i}_{dq_x}\right)^* a_x e^{j(\theta_x + \theta_r)} \boldsymbol{e}_{dq_x}\right) = \frac{1}{\omega_r} a_x^2 i_{q_x} e_{q_x} = \sqrt{\frac{3}{2}} z_p \Psi_m i_{q_x}.$$
 (41)

A equação (41) deixa evidente que a transformação (35) torna T_e proporcional apenas à componente i_{q_x} da corrente de estator e, consequentemente, ondulações de torque podem ser teoricamente eliminadas se i_{q_x} for mantida constante. Por outro lado pode ser atribuído um valor de referência nulo à componente i_{d_x} por não contribuir com o torque útil produzido pela máquina.

O controle vetorial baseado na transformação (35) fundamenta-se, então, no controle de torque a partir de controladores aplicados às componentes i_{q_x} e i_{d_x} da corrente de estator.

Ao assumir controles de corrente idealizados, que produzem i_{q_x} constante e i_{d_x} nula, o comportamento das correntes $i_{\alpha} \in i_{\beta}$ no plano $\alpha\beta$ possui a trajetória de pétala da Figura 15.

Comparado aos trabalhos apresentados anteriormente, a transformação dq_x de Monteiro e Oliveira (1998) possibilita a operação em condições de enfraquecimento, ou fortalecimento de campo, dessa forma estabelecendo uma vantagem teórica dessa abordagem. Além disso, em Monteiro e Oliveira (1998) é levado em conta o aspecto não ideal da FCEM trapezoidal, reduzindo as ondulações de torque associado a esse aspecto.

A Figura 19 ilustra o diagrama de controle baseado na transformação dq_x de Monteiro e Oliveira (1998) e Baratieri e Pinheiro (2014).

Inicialmente, a partir de uma referência de torque eletromagnético T_e^{ref} , é determinada a referência da componente da corrente de estator i_{qx}^{ref} por meio de (41). Então, controladores lineares são aplicados para corrigir os erros de corrente.

O modelo dinâmico em coordenadas dq_x (38) apresenta termos não lineares que geram acoplamento entre as variáveis de eixo direto e quadratura. Assim como desenvolvido em Baratieri e Pinheiro (2014), a maneira de promover dinâmica desacoplada do controle das variáveis consiste em adicionar às saídas u_{dx} e u_{qx} dos controladores lineares de corrente os termos de desacoplamento

$$v_{fd} = \omega_1 L i_{d_x} - \omega_2 L i_{q_x} + e_{d_x} \tag{42}$$

е

$$v_{fq} = \omega_1 L i_{q_x} + \omega_2 L i_{d_x} + e_{q_x} \tag{43}$$

como apresentado em mostrado na Figura 19. Por fim, as tensões $v_{dq_x} = u_{dq_x} + v_{fdq}$ equivalentes fornecidas pela estratégia de controle são convertidas em v_{abcn} por meio da operação inversa de (35) e aplicadas à máquina por um modulador PWM.



Figura 19: Diagrama do controle vetorial baseado em Monteiro e Oliveira (1998) e Baratieri e Pinheiro (2014).

Capítulo 4

Proposta de Controle Preditivo *Finite Control-Set* da MSIP Trapezoidal

4.1 Introdução

Diferentemente de controladores Proporcional-Integral-Derivativo (PID) que definem uma ação de controle com base no histórico do comportamento da planta, o controle preditivo é um conceito de controle que utiliza o modelo matemático do sistema para predizer seu comportamento futuro e assim definir com antecedência ações de controle ótimas através de um critério de otimização.

Essencialmente, o que difere as muitas técnicas de controle preditivo é o critério de otimização da ação de controle (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). No controle preditivo baseado em histerese o critério de otimização é a manutenção da variável de controle dentro de uma banda de histerese (HOLTZ; STADTFELD, 1983). No controle preditivo baseado em trajetória deseja-se que as variáveis sigam um comportamento futuro pré-definido (MUTSCHLER, 1998). O controle *deadbeat* define como ótima atuação de controle é aquela que produzirá erro nulo no fim do período discreto do controle (KAWABATA; MIYASHITA; YAMAMOTO, 1990). Outro exemplo é o controle preditivo baseado em modelo (MPC, do inglês, *Model-based Predictive Control*), que otimiza a ação de controle por meio da minimização de uma função custo, assemelhando-se à teoria de controle ótimo.

Dentre as estratégias de controle preditivo, o MPC tem sido empregado com sucesso em aplicações industriais desde a década de 1970 (CAMACHO; BORDONS, 2007).

De maneira geral, é possível sumarizar as ideias básicas do MPC como:

- □ Uso do modelo matemático do processo para predizer seu comportamento futuro até um horizonte de tempo;
- Construção de uma função custo que represente o comportamento desejado do sistema;

Obtenção do sinal de controle ótimo através da minimização da função custo.

Dentre as vantagens oferecidas por essa estrutura de controle podem ser citadas:

- □ Aplicabilidade em ampla variedade de sistemas com modelo matemático conhecido;
- □ Facilidade na implementação de controle multivariável;
- Possibilidade de inclusão de não linearidades no modelo do processo;
- Possibilidade de inclusão de restrições de controle.

No entanto, é preciso mencionar que, como desvantagem, o controle MPC exige um elevado número de cálculos para processo de predição e otimização da ação de controle, quando comparado a controladores clássicos. Dessa maneira, inicialmente, as aplicações do MPC concentravam-se em processos industriais com grandes constantes de tempo (CAMACHO; BORDONS, 2007). As primeiras aplicações em conversores de potência datam da década de 1980 e empregavam baixa frequência de chaveamento para atender o tempo de processamento do MPC (KENNEL; SCHODER, 1983; HOLTZ; STADTFELD, 1983).

No MPC aplicado a conversores a ação de controle ótima consiste em um valor de tensão contínuo calculado e sintetizado por um modulador.

Recentemente, uma vertente do controle preditivo clássico MPC foi proposta por Rodríguez et al. (2007) para o controle de conversores de potência, que ficou conhecida como *Finite Control-Set Model Predictive Control* (FCS-MPC).

Comparado ao controle preditivo clássico MPC, o FCS-MPC é conceitualmente mais simples, não necessita de ação de controle contínua e não utiliza sistema de modulação. Nessa técnica, é levado em conta a natureza discreta de atuação dos conversores de potência, o que possibilita simplificar o processo de minimização da função custo e sua implementação *online*.

Os conversores de potência dispõem de um número finito de possíveis vetores de tensão aplicáveis, relacionados fundamentalmente ao número finito de possíveis de estados de suas chaves, tal como apresentado na seção 2.3.

Com base nisso, o processo de definição do sinal de controle ótimo do FCS-MPC consiste em avaliar a função custo para cada um dos possíveis estados de chaveamento do conversor e selecionar aquele que produz o mínimo custo.

A estrutura básica do FCS-MPC, considerando a aplicação a conversores de potência, está ilustrada na Figura 20. Inicialmente é preciso estimar as variáveis do sistema que não podem ser medidas. Após, com base nas variáveis estimadas e medidas, realiza-se a predição do comportamento futuro do sistema para cada um dos N possíveis estados de chaveamento do conversor. Esse conjunto de predições é, então, utilizado para avaliar a função custo e assim selecionar e o estado de chaveamento ótimo.



Figura 20: Diagrama de blocos básico do FCS-MPC aplicado a conversores.

A partir da Figura 20 é possível sumarizar os requisitos para implementação da estratégia FCS-MPC em um sistema com conversor como:

- □ Construção do modelo matemático da carga para etapa de predição;
- Construção do modelo do conversor e definição dos possíveis estados de chaveamento;
- □ Escolha de uma função custo para otimização da ação de controle.

Embora a proposta do FCS-MPC tenha sido inicialmente aplicada no controle de corrente de uma carga *RL* trifásica por Rodríguez et al. (2007), essa técnica tem sido adaptada recentemente para diversas outras aplicações como: controle de velocidade, torque, fluxo e corrente em motores de indução, relutância chaveada e síncronos; controle de tensão, corrente e potência em conversores de potência CA-CC, CC-CC e CC-CA; e controle de torque e potência em geradores (ZHANG; PENG; QU, 2015; RODRIGUEZ et al., 2013).

Dentre essas aplicações, uma numerosa quantidade de trabalhos aplicam do controle preditivo FCS-MPC em MSIP senoidais como proposta de controle de alto-desempenho dinâmico (MYNAR; VESELY; VACLAVEK, 2016; VAFAIE et al., 2016; PREINDL; BOLOGNANI, 2013).

No entanto, aplicação do controle preditivo às MSIP trapezoidais não é amplamente abordada.

Em Xia, Wang e Shi (2013) o controle FCS-MPC é utilizado como controlador de corrente, associado ao modo de operação 6 pulsos para definir o melhor chaveamento do conversor durante o processo de comutação de fases, a fim de reduzir ondulação de corrente, e consequentemente de torque.

Em Darba et al. (2016) o controle preditivo clássico, requerendo modulador PWM, é associado ao modo de operação 6 pulsos e utilizado como controlador de velocidade de uma máquina de baixa inércia a fim de promover rápida resposta de aceleração. No entanto não é destinado esforço para minimizar as ondulações de torque.

Em Gatto et al. (2006) o controle preditivo clássico MPC é utilizado na malha de controle de corrente e implementado de tal maneira que a otimização do sinal de controle

consiste na produção de mínima perda Joule no enrolamento do estator para uma dada referência de torque. Como resultado, a corrente da Figura 16 é obtida e a redução de ondulação de torque é demonstrada. No entanto o algoritmo apresentado é rigidamente dependente da forma ideal da FCEM trapezoidal, não permitindo fácil inclusão do formato da FCEM de uma máquina real.

Em função desse cenário pouco explorado, esse trabalho propõe uma abordagem de controle preditivo de corrente FCS-MPC na MSIP trapezoidal, baseado em seu modelo vetorial, conforme detalhado nas seções seguintes.

4.2 Controle Preditivo de Corrente Proposto ao Controle Vetorial da MSIP Trapezoidal

Como apresentado no Capítulo 3, na abordagem vetorial apresentada por Monteiro et al. (2012) e Baratieri e Pinheiro (2014) a redução da ondulação de torque é conseguida através do controle das componentes i_{d_x} e i_{q_x} da corrente de estator no referencial síncrono dq_x .

Na malha de controle de corrente esses trabalhos implementam: dois controladores lineares; cálculo de termos de desacoplamento dependentes do conhecimento da aceleração da máquina e das derivadas das FCEM; e modulador PWM.

A proposta do presente trabalho é aplicar de forma inédita e investigar a utilização do controle preditivo FCS-MPC como técnica de controle de corrente na abordagem de controle vetorial da MSIP trapezoidal.

Baseado na estrutura do FCS-MPC da Figura 20, o diagrama de controle proposto é apresentado na Figura 21(a). A fim de facilitar a comparação visual, o diagrama do controle vetorial proposto em Baratieri e Pinheiro (2014) é repetido na Figura 21(b).

No diagrama proposto, inicialmente a referência de torque T_e^{ref} é convertida em uma referência de corrente i_{qx}^{ref} através de (41).

A referência i_{dx}^{ref} é assumida nula por não contribuir com o torque desenvolvido pela máquina e não ser o escopo do trabalho o estudo das condições de enfraquecimento ou fortalecimento de campo.

Esse valor de referência i_{dqx}^{ref} é então convertido em $i_{\alpha\beta}^{ref}$ através de (35) para ser utilizado na malha de controle preditivo. Através do processo de otimização, o controle preditivo FCS-MPC seleciona o vetor ótimo de tensão e, consequentemente fornece diretamente o estado ótimo de chaveamento ao inversor, s_{jop} .

É possível notar de maneira clara que, alinhada com a teoria de controle preditivo, o diagrama proposto não utiliza controladores lineares de corrente, termos de desacoplamento ou modulador, diferentemente de Baratieri e Pinheiro (2014). Esses fatores podem ser vistos como vantagens já que não há investimento em esforço de projeto dos controladores lineares e não há necessidade do conhecimento da aceleração mecânica ou derivadas



Figura 21: Comparação entre o diagrama de controle (a) FCS-MPC proposto e (b) vetorial de Baratieri e Pinheiro (2014).

da FCEM trapezoidal para cálculo dos termos de desacoplamento.

As seções seguintes apresentam em detalhes as etapas do controle preditivo FCS-MPC de corrente proposto à MSIP trapezoidal.

Posteriormente, a estrutura de controle proposta é testada por meio de simulações.

4.2.1 Etapa de Estimação e Obtenção das Variáveis

Na estrutura da estratégia do controle preditivo da Figura 20, a primeira etapa consiste em obter as grandezas do modelo matemático do processo no instante de tempo discreto atual k.

O modelo da MSIP trapezoidal da expressão (13) é composto pelos: parâmetros da máquina $R \in L$; tensão aplicada $v_{\alpha\beta}$; correntes de estator $i_{\alpha\beta}$; e FCEM $e_{\alpha\beta}$.

Os parâmetros da máquina são grandezas constantes obtidas por meio de ensaios. O vetor de tensão é a ação de controle que será determinada pelo controle preditivo.

Assim, as grandezas restantes que devem ser conhecidas (medidas ou estimadas) no

instante k são as correntes de estator $i_{\alpha\beta}^k$ e as FCEMs $e_{\alpha\beta}^k$.

As correntes de estator $i_{\alpha\beta}^k$ são obtidas por medição direta nas fases do estator da máquina. A FCEM desenvolvida pelo motor é uma grandeza que não pode ser diretamente medida durante a operação da MSIP.

Para determinar a FCEM de maneira *online*, comumente na literatura são utilizadas duas abordagens: implementação de observadores de estados; e reconstrução da FCEM por consulta em tabela (do inglês, *Lookup Table* (LUT)).

Por simplicidade, nesse trabalho a FCEM trapezoidal real da máquina e_{abc}^k é reconstruída por meio de expressões em função das medições de posição mecânica θ_m e velocidade ω_m tal que

$$e_{a} = F(z_{p}\theta_{m})z_{p}\Psi_{m}\omega_{m}$$

$$e_{b} = F\left(z_{p}\theta_{m} + \frac{2\pi}{3}\right)z_{p}\Psi_{m}\omega_{m}$$

$$e_{c} = F\left(z_{p}\theta_{m} - \frac{2\pi}{3}\right)z_{p}\Psi_{m}\omega_{m}$$
(44)

onde z_p é o número de pares de polos da máquina; $F(z_p\theta_m)$ é uma função normalizada da forma de onda da FCEM real da máquina, conforme Apêndice A; e $z_p\Psi_m\omega_m$ é o termo ponderante que fornece a amplitude das FCEM de fase, conforme (10). O conjunto de equações (44) fornecerá a informação instantânea da magnitude das FCEMs trapezoidais reais da máquina a partir da medição de posição e velocidade mecânica.

4.2.2 Etapa de Predição

Nessa etapa as variáveis a serem controladas são preditas para o final do período de controle.

A partir do valor de uma variável genérica x em um dado instante de tempo discreto k, seu valor predito para o instante futuro (k+1) pode ser estimado com base na aproximação discreta de Euler para derivada contínua tal que

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x^{k+1} - x^k}{T_0},\tag{45}$$

em que T_0 é o período de discretização.

Uma vez que $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ é a variável de interesse do controle FCS-MPC proposto na Figura 21(a), o valor discreto futuro $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^{k+1}$ pode ser obtido partindo da reorganização da (13), tal que

$$\frac{d\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L} \left(\boldsymbol{v}_{\alpha\beta} - \boldsymbol{e}_{\alpha\beta} - R \, \boldsymbol{i}_{\alpha\beta} \right). \tag{46}$$

Aplicando (45) em (46), o valor futuro da corrente de estator no instante (k + 1), considerando um dos *j* possíveis vetores de tensão $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta j}^{k}$ no instante *k* do inversor, é

$$\boldsymbol{i}_{\alpha\beta j}^{k+1} = \boldsymbol{i}_{\alpha\beta}^{k} + \frac{T_{0}}{L} \left(\boldsymbol{v}_{\alpha\beta j}^{k} - \boldsymbol{e}_{\alpha\beta}^{k} - R \, \boldsymbol{i}_{\alpha\beta}^{k} \right).$$

$$(47)$$

Com base nessa predição do comportamento futuro da corrente de estator da MSIP trapezoidal ao aplicar uma tensão $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta j}^{k}$, a seção seguinte apresenta a maneira pela qual é feita a seleção do vetor de tensão ótimo.

4.2.3 Etapa de Seleção do Vetor de Tensão Ótimo

O controle preditivo FCS-MPC, de maneira geral, consiste em um problema de otimização onde o sinal de controle ótimo é obtido por meio da minimização de uma função custo, ou função objetivo de controle.

Em abordagens de controle preditivo de corrente a função custo usualmente empregada é

$$g_j = \left| i_{\alpha}^{ref} - i_{\alpha j}^{k+1} \right|^2 + \left| i_{\beta}^{ref} - i_{\beta j}^{k+1} \right|^2, \tag{48}$$

em que $i_{\alpha\beta}^{ref}$ é a corrente de referência do estator, proveniente da transformação dq_x inversa de $\mathbf{i}_{dq_x}^{ref}$ conforme a Figura 21(a), e $\mathbf{i}_{\alpha\beta j}^{k+1}$ é a corrente de estator predita para um passo de tempo discreto no futuro considerando um vetor j de tensão aplicado no tempo atual k.

Claramente, a função custo(48) representa o quadrado da norma do vetor de erro de corrente no instante futuro (k+1). Dessa forma, a otimização do sinal de controle significa selecionar e aplicar, no instante de tempo k, o vetor de tensão do conversor que produzirá o mínimo erro de corrente no instante de tempo futuro (k + 1).

Para isso, as funções custo g_j (48) devem ser calculadas para os diferentes vetores $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta_j}^k$ do inversor dois níveis da Figura 7.

A partir dessa sequência de avaliações o vetor ótimo de tensão $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta_{jop}}$, e o respectivo estado de chaveamento s_{jop} , são aqueles que produzem o mínimo valor da função custo, g_{op} .

O fluxograma da Figura 22 apresenta a rotina de implementação do controle preditivo FCS-MPC proposto para a MSIP trapezoidal. Esse procedimento é calculado a cada período de controle T_0 .

A seção seguinte apresenta os resultados de simulação da técnica FCS-MPC aplicada à MSIP trapezoidal.

4.2.4 Resultados de Simulação do FCS-MPC

Essa seção apresenta resultados de simulação para diferentes condições de operação da MSIP trapezoidal utilizando o controle de corrente FCS-MPC proposto nesse capítulo.

Inicialmente, para a máquina descrita no Apêndice A, é realizado um teste em regime permanente, implementando-se uma malha de controle de velocidade externa a malha de controle de torque do diagrama da Figura 21(a).



Figura 22: Fluxograma de otimização do sinal de controle para o FCS-MPC.

Assim sendo, a Figura 23 apresenta o comportamento do torque eletromagnético e correntes de estator, i_{dq_x} e $i_{\alpha\beta}$, em regime permanente para as condições da MSIP em baixa e alta velocidade acionando uma carga total de 2 Nm.

Primeiramente, nota-se que em ambos casos que a corrente de fase segue o comportamento de forma de onda de pétala previsto nas abordagens de controle vetorial da MSIP trapezoidal.

Ainda, o torque desenvolvido não apresenta as ondulações provenientes da comutação entre as fases, como no caso do modo de operação 6 pulsos.

Além disso, é possível notar, comparando sobretudo a Figura 14(a) com a Figura 23(a), que o torque não apresenta ondulações decorrentes dos desvios de forma da FCEM real porque o algoritmo preditivo leva em conta a informação online do valor da FCEM real no modelo dinâmico.

Em resumo, a partir dessas constatações, fica demonstrado que a proposta de controle vetorial reduz as ondulações de torque da MSIP trapezoidal, majoritariamente proveniente da comutação de fases no modo de operação 6 pulsos bem como as ondulações provenientes do desvio de forma da FCEM trapezoidal.

Para as duas condições de velocidade, a Figura 23(c) e a Figura 23(d) mostram as corrente de referência $i_{\alpha\beta}^{ref}$ e a corrente promovida pelo controle preditivo FCS-MPC no



Figura 23: (a) e (b): Torque eletromagnético e correntes de estator em regime permanente com controle FCS-MPC. (c) e (d): Representação das correntes de estator em regime permanente no plano $\alpha\beta$.

plano $\alpha\beta$. Novamente, a corrente do controle FCS-MPC segue o comportamento de pétala das abordagens de minimização das ondulações de torque em controle vetorial da MSIP trapezoidal.

Na Figura 24 é apresentado o resultado para o teste de reversão de velocidade. Além do comportamento de torque, é apresentado o comportamento das componentes da corrente $i_{dq_x} \in i_{\alpha\beta}$.

Como pode ser visto, assim como previsto pela teoria da transformação dq_x , a componente i_{q_x} possui o mesmo comportamento do torque. Por outro lado, a componente i_{d_x}



Figura 24: Reversão de velocidade para o controle vetorial da MSIP trapezoidal com controle preditivo FCS-MPC de corrente.

permanece em torno do valor nulo de referência mesmo durante a dinâmica de torque, evidenciando a dinâmica desacoplada proporcionada pelo FCS-MPC sem o uso de termos de desacoplamento.

A Figura 25 apresenta o resultado de simulação para o teste de entrada em degrau de uma carga de 2 Nm no tempo t = 0, 15 ms. O torque de carga T_c é uma grandeza que não é inclusa no modelo dinâmico elétrico utilizado no FCS-MPC. Dessa maneira, a retomada da velocidade ao seu valor de referência na Figura 25 demonstra a capacidade de rejeição a distúrbio do sistema de controle.

Removendo a malha de controle de velocidade e considerando apenas a malha de controle de torque do diagrama da Figura 21(a), a Figura 26 apresenta uma visão aproximada da dinâmica de torque e das componentes da corrente de estator $i_{\alpha\beta}$ para um degrau de 1,5 Nm na referência de torque T^{ref} bem como um gráfico da escolha ótima de vetores de tensão pelo FCS-MPC.

Na Figura 26, observa-se a rápida dinâmica de torque oferecida pelo controle de cor-



Figura 25: Resposta dinâmica para entrada de carga em degrau.

rente FCS-MPC uma vez que a máquina atinge a referência de torque em um tempo de 243 μs . Além disso, não há ocorrência de sobressinal na dinâmica do torque ou perturbação na corrente de eixo direto.

É importante frisar que no algoritmo do controle preditivo apresentado não há coeficientes ou ganhos que demandem esforço de projeto, estabelecendo uma característica atraente frente às abordagens com controladores lineares que exigem sintonia de seus ganhos.

Além de avaliar o desempenho dinâmico da proposta de diagrama de controle, esse trabalho também tem interesse em investigar duas características bastante relevantes sobre o controle preditivo FCS-MPC: sua frequência média de chaveamento; e o impacto de erros paramétrico no desempenho do controle

Por não ter modulador, o controle preditivo é uma técnica que oferece frequência de chaveamento variável. Por isso, a Figura 27 mostra o resultado da investigação da forma com a qual varia a frequência de chaveamento média das chaves do inversor (f_{av}) em função da velocidade e torque de carga na máquina.



Figura 26: Dinâmica de torque do FCS-MPC.

A frequência de chaveamento média f_{av} foi calculada conforme apresentado em (VA-FAIE et al., 2016), utilizando

$$f_{av} = \frac{1}{2t_s} \frac{N_s}{6},\tag{49}$$

em que N_s é o número total de transições de estados das 6 chaves do inversor e t_s é a janela de tempo na qual foi contabilizado as N_s transições com a máquina em regime permanente.

Nesse trabalho é empregado uma frequência de operação do controle preditivo de 20 kHz. No entanto, é possível notar que a frequência média de chaveamento global está contida abaixo de 5 kHz. Essa relação entre frequência do controle preditivo e frequência de chaveamento concorda com resultados apresentados em trabalhos da literatura que aplicam o FCS-MPC a máquinas senoidais e outros sistemas.

O segundo ponto de interesse de investigação nesse trabalho é o impacto de erros paramétricos no desempenho do controle preditivo de corrente FCS-MPC aplicado à MSIP trapezoidal.

O conhecimento preciso do modelo matemático da planta constitui um pilar do controle preditivo, de tal forma que a qualidade do modelo tem influência direta na qualidade do controle.

Pelo fato do modelo depender dos parâmetros de circuito da máquina, é esperado que



Figura 27: Comportamento da frequência média de chaveamento, em função do torque de carga e velocidade, proporcionada pelo controle FCS-MPC: (a) vista tridimensional. (b) vista bidimensional.

incertezas sobre os valores dos parâmetros do modelo deteriorem a qualidade de predições das correntes futuras de estator e com isso interfiram no desempenho do controle FCS-MPC (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; YOUNG; PEREZ; RODRIGUEZ, 2016).

A fim de investigar o impacto de incertezas paramétricas no desempenho do controle de corrente na MSIP trapezoidal, na Figura 28 são comparados os desempenhos em regime permanente das correntes i_{dqx} para erros na resistência e indutância de estator nas condições de baixa e alta velocidade.

Para cada condição de velocidade, são mostrados os resultados para três condições de resistências e indutâncias informadas ao modelo da MSIP na etapa de predição do controle preditivo (seção 4.2.2). Por exemplo, os resultados no intervalo de tempo relativo a "0,5R" implicam que foi informado ao modelo uma resistência de estator 50% inferior ao valor da máquina.

De maneira geral, é possível notar que erros na resistência de estator, tanto para 10% como para 100% da velocidade nominal, não interferem significativamente no desempenho do controle preditivo, não alterando consideravelmente a banda de ondulação das correntes ou adicionando erro de regime permanente.

As Figuras 28(c) e 28(d) mostram o impacto dos erros nas indutâncias de estator nas correntes i_{dq_x} . Para ambas condições de velocidade, quando a indutância do modelo é inferior à indutância real da máquina, o controle de corrente demonstra ocorrência de erro em regime permanente nas componentes i_{q_x} e i_{d_x} já que a média da banda de ondulação dessas correntes não coincide com a corrente de referência.

Para indutâncias superiores, não há ocorrência de erro de regime permanente porém a banda de ondulação de corrente em torno dos valores de referência é superior.

Essas constatações para a MSIP trapezoidal estão alinhadas com os resultados apresentados no controle preditivo de torque em MSIP senoidais e controle preditivo de corrente em cargas trifásicas RL estudadas em Rodríguez et al. (2007), Siami et al. (2016) e Young, Perez e Rodriguez (2016).

Tendo em vista esses efeitos, na prática é preferível, segundo Rodríguez et al. (2007), superestimar o valor de indutância para contornar a ocorrência de erro de regime permanente.

Ainda, para reduzir esses impactos, alguns trabalhos na literatura propõem estimação *online* de dos parâmetros ou adição de um controlador para compensação o erro de estimação provocado pelo erro de parâmetro (KWAK; MOON; PARK, 2014; SIAMI et al., 2016).



Figura 28: Impacto de erros paramétricos no desempenho em regime permanente do controle preditivo de corrente FCS-MPC aplicado à MSIP trapezoidal.

4.3 Controle Duty-FCS-MPC Proposto

No controle FCS-MPC utilizando um inversor 2 níveis, um dos 8 possíveis vetores de tensão é selecionado e aplicado à máquina durante o período total de controle T_0 .
O desempenho do controle preditivo pode ser melhorado se, além do vetor de tensão, o algoritmo de otimização puder definir quanto tempo esse vetor permanece aplicado à máquina dentro do período de controle, oferecendo-lhe mais flexibilidade para um refinamento da busca pela solução ótima da função custo.

Essa ideia consiste, então, em combinar a aplicação de um vetor ativo de tensão durante uma fração de T_0 e a aplicação de um vetor nulo durante o tempo restante, constituindo o conceito de fator de trabalho (ou, do inglês, *duty cycle*).

Esse conceito de melhoria de desempenho do FCS-MPC já foi apresentado em (ZHANG et al., 2013) para o controle de potência em um retificador. No entanto, a maneira com a qual é implementado aumenta significativamente o número de operações matemáticas do FCS-MPC convencional.

Nessa seção, esse trabalho apresenta uma abordagem simples de implementação do conceito de fator de trabalho no diagrama FCS-MPC aplicado à MSIP trapezoidal, nomeado Duty-FCS-MPC.

A Figura 29 ilustra o diagrama de controle do Duty-FCS-MPC proposto. A diferença em relação ao diagrama de controle FCS-MPC da seção anterior reside basicamente no fato de que o processo de otimização determina o vetor ótimo de tensão (como respectivo chaveamento s_{jop}) bem como o tempo ótimo t_{op} durante o qual esse vetor é aplicado dentro do período de controle T_0 . Esse tempo ótimo de duração do vetor ativo é enviado a um gerador de pulso na forma de fator de trabalho $D_{jop} = t_{op}/T_0$. Esse gerador de pulso é responsável por comutar as chaves do inversor obedecendo s_{op} durante t_{op} e aplicar s_0 durante $T_0 - t_{op}$ em cada período de controle.



Figura 29: Diagrama de controle preditivo Duty-FCS-MPC proposto à MSIP não senoidal.

As seções seguintes apresentam em detalhes as etapas de execução do controle preditivo Duty-FCS-MPC bem como os resultados de simulação.

4.3.1 Etapa de Predição

Para incluir o conceito de fator de trabalho do vetor ativo de tensão, a expressão (47) de predição do valor de corrente de estator $i_{\alpha\beta}^{k+1}$ precisa ser adaptada. Considerando que

agora o vetor de tensão $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta}$ é ativo somente durante um tempo t_{on} , sendo $t_{on} \leq T_0$, a expressão (47) é adaptada para

com $D_j = t_{on}/T_0$ sendo o fator de trabalho relacionado a um vetor ativo de tensão $v_{\alpha\beta j}$.

A determinação da duração ótima t_{op} para um dado vetor de tensão $v_{\alpha\beta j}$ é calculada, nesse trabalho, baseado no conceito do controle *deadbeat*, de forma que deseja-se produzir erro zero de torque no final do período de controle T_0 .

Nesse sentido, é preciso inicialmente fazer uma projeção do torque no final do período de controle, T_e^{k+1} .

Resgatando (14) da seção 2.2, o torque desenvolvido pela MSIP trapezoidal é dado por

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} (i_\alpha e_\alpha + i_\beta e_\beta).$$
(51)

Seguindo o procedimento apresentado da etapa de predição do controle FCS-MPC da seção 4.2.2, o torque T_e^{k+1} é obtido a partir da aproximação de Euler para a derivada dT_e/dt .

Admitindo que as FCEM e_{abc} e a velocidade ω_m são constantes dentro de um período de controle T_0 , $dT_e dt$ pode ser simplificado para

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{1}{\omega_m} \left(\frac{di_\alpha}{dt} e_\alpha + \frac{di_\beta}{dt} e_\beta \right).$$
(52)

Aplicando a aproximação de Euler para a derivada (52), o torque T_e no instante futuro (k+1) é

$$T_{e}^{k+1} = \frac{1}{\omega_{m}} (i_{\alpha}^{k+1} e_{\alpha}^{k} + i_{\beta}^{k+1} e_{\beta}^{k}).$$
(53)

Na expressão (53) os valores de i_{α}^{k+1} e i_{β}^{k+1} são dados através de (50). Na equação resultante desse procedimento isola-se o fator de trabalho D e assume-se que $T_e^{k+1} = T_e^{ref}$. Dessa maneira, o fator de trabalho para que um dado vetor de tensão $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta j}$ produza erro nulo de torque é

$$D_j = \frac{\left(T_e^{ref}\omega_r - \left(\frac{L - RT_0}{L}\right)T_e^k\omega_r\right)\frac{L}{T_0} + |\boldsymbol{e}_{\alpha\beta}^k|^2}{v_{\alpha j}e_{\alpha}^k + v_{\beta j}e_{\beta}^k}.$$
(54)

Evidentemente, após calculado, o valor de D_j precisa ser saturado de maneira que $0 \le D_j \le 1$. É preciso notar que, para o caso em que é aplicado $D_j = 1$ a técnica Duty-FCS-MPC se torna igual a FCS-MPC já que o vetor ativo de tensão é aplicado durante todo o período de controle T_0 .

Em resumo, a etapa de predição de $i_{\alpha\beta j}^{k+1}$, para um dado valor de $i_{\alpha\beta j}$, é realizada em dois passos. Primeiramente D_j é calculado através de (54). Posteriormente $i_{\alpha\beta j}^{k+1}$ é calculado através de (50) utilizando D_j .

4.3.2 Etapa de Seleção do Vetor e Fator de Trabalho Ótimos

Da mesma forma como na seção 4.2.3, a função custo g_j é baseada no erro de corrente tal que

$$g_j = \left| i_{\alpha}^{ref} - i_{\alpha j}^{k+1} \right|^2 + \left| i_{\beta}^{ref} - i_{\beta j}^{k+1} \right|^2.$$
(55)

Essa função custo é avaliada para todos os 6 vetores não nulos possíveis do inversor 2 níveis considerando $i_{\alpha\beta j}^{k+1}$ tal como apresentado na seção anterior.

O algoritmo de seleção do vetor ótimo, associado a um fator de trabalho ótimo D_{op} está apresentado no fluxograma da Figura 30. Esse algoritmo é executado pela malha de controle preditivo de corrente da Figura 29.



Figura 30: Fluxograma de otimização do sinal de controle do Duty-FCS-MPC.

4.3.3 Resultados de Simulação do Duty-FCS-MPC

Nessa seção são comparados os desempenhos da estratégia FCS-MPC e da Duty-FCS-MPC aplicadas a MSIP não senoidal.

Para ressaltar a melhoria de desempenho, enquanto o algoritmo FCS-MPC é executado a uma frequência de 20 kHz, a técnica Duty-FCS-MPC é executada somente a 10 kHz.

Na Figura 31 é apresentada a comparação do desempenho das técnicas em regime permanente para a MSIP acionando uma carga total de 2 Nm em velocidade de 200 rpm.

Nota-se que a banda de ondulação de torque e correntes é significativamente reduzida nessa condição. Para o caso da técnica Duty-FCS-MPC a banda de ondulação de torque é inferior a 0,2 Nm, enquanto que para o FCS-MPC a banda de ondulação de torque é aproximadamente 0,5 Nm.



Figura 31: Comparação do desempenho em regime permanente do FCS-MPC convencional e o Duty-FCS-MPC proposto considerando uma carga total de 2 Nm acionada a 200 rpm.

A fim de explorar o comparativo de desempenho para outros pontos de operação, a Figura 32 apresenta a magnitude da banda de ondulação de torque desenvolvida por cada técnica em função da velocidade da máquina para uma carga constante de 2 Nm.

As maiores reduções promovidas pelo Duty-FCS-MPC são em baixa velocidade. Nesse ponto de operação o fator de trabalho médio D_{op} é aproximadamente 0,15, significando que o vetor ativo de tensão é aplicado durante somente 15% do período de controle T_0 .

Para altas velocidades o desempenho das técnicas é semelhante. Isso pode ser atribuído ao fato de que nessa condição, enquanto o FCS-MPC aplica os vetores de tensão durante todo o período de controle, a técnica Duty-FCS-MPC desenvolve um fator de trabalho médio D_{op} próximo de 1.



Figura 32: Comparação entre amplitude de ondulação de torque do FCS-MPC e Duty-FCS-MPC para torque nominal e diferentes velocidades.

Capítulo 5

Conclusões Gerais e Diretivas Futuras

5.1 Conclusões Gerais

Esse trabalho inicialmente mostrou a modelagem dinâmica e a técnica de controle de corrente convencional da MSIP trapezoidal consolidadas na literatura. Essa apresentação permitiu visualizar a ocorrência das indesejáveis e significativas ondulações de torque que ocasionam vibrações mecânicas e ruído acústico durante o funcionamento da máquina.

Para agir na redução dessas ondulações de torque, primeiramente investigou-se a vertente de pesquisa sobre o controle vetorial da MSIP trapezoidal.

De maneira geral, as abordagens vetoriais apresentam a vantagem de não alterarem a topologia do conversor, não alterarem a tensão CC de barramento e não implementarem circuitos adicionais. Isso confirma o fato de que as ondulações de torque podem ser reduzidas apenas do ponto de vista de técnica de controle.

Nesse estudo, foram correlacionadas diferentes abordagens de controle vetorial da MSIP trapezoidal com obtenção da corrente de pétala. Com isso, foi possível apontar as vantagens e desvantagens associadas aos pontos teóricos e de estratégias de controle de cada abordagem.

Nessa perspectiva, a abordagem por orientação do modelo dinâmico da MSIP nas FCEM trapezoidais demonstra superioridade às demais propostas uma vez que permite a operação da máquina em condição de enfraquecimento, ou fortalecimento, de campo além da minimização de ondulações de torque. Embora não tenha sido o escopo do trabalho explorar a operação da MSIP nessa condição, essa característica motivou a escolha da orientação dq_x para ser empregada nesse trabalho.

Nesse segmento de pesquisa ainda pouco explorado, esse trabalho propôs a aplicação inédita e investigação do uso do controle preditivo FCS-MPC na malha de controle de corrente de abordagem vetorial da MSIP trapezoidal.

Inicialmente foram demonstradas que a estratégia de controle proposta reduz as ondulações de torque para toda faixa de operação de velocidade da máquina em comparação com a estratégia convencional 6 pulsos. Além disso, em comparação com demais estratégias de controle vetorial, o FCS-MPC não requer modulador, oferece dinâmica desacoplada das componentes da corrente de estator sem adição de termos de desacoplamento e produz rápida resposta dinâmica de torque sem ocorrência de sobressinal.

É importante salientar que esse alto desempenho dinâmico da malha de torque/corrente foi proporcionado pelo algoritmo preditivo proposto que não possui nenhum coeficiente (ganho de controlador) que demande esforço de projeto ou sintonia, como é preciso nas estratégias que utilizam controladores lineares.

Esse fato constitui uma característica bastante atraente já que, para proporcionar um controle com alto desempenho dinâmico, basta informar ao algoritmo preditivo os parâmetros do modelo e FCEM.

Em vista do exposto, é possível concluir que a proposta de estratégia de controle desse trabalho une alto desempenho dinâmico com abordagem de redução de ondulação de torque na MSIP trapezoidal.

Além dos resultados de desempenho dinâmico, a investigação do FCS-MPC se estendeu para análise de dois importantes fatores: a frequência média de chaveamento; e o impacto provocado por erros paramétricos.

O controle FCS-MPC é uma técnica de controle preditivo que não utiliza modulador já que determina diretamente o estado de chaveamento ótimo. Dessa forma não há imposição de frequência de chaveamento constante. Conforme analisado na seção 4.2.4, a frequência de chaveamento média em regime permanente depende da condição de torque e velocidade de operação da máquina. A faixa em que se concentra a frequência média vai ao encontro do comportamento identificado em outros sistemas na literatura.

Na discussão sobre o impacto de erros paramétricos no desempenho do FCS-MPC aplicado à MSIP trapezoidal, pôde ser evidenciado que erros importantes de resistência de estator não produzem mudança significativa do desempenho do controle. Por outro lado, existe uma maior sensibilidade à erros de indutância, que podem causar erro de regime permanente ou aumento da oscilação em torno do valor de referência de controle. Novamente, os resultados dessa investigação vão ao encontro do comportamento constatado em outros sistemas na literatura.

Esse trabalho também implementou de maneira inédita uma melhoria de desempenho do controle preditivo FCS-MPC através da inclusão do conceito de ciclo de trabalho utilizando o conceito *deadbeat*. Essa estratégia demonstrou significativa redução na banda de ondulação de torque mesmo utilizando uma frequência de controle inferior à FCS-MPC.

Assim como a proposta FCS-MPC, a técnica Duty-FCS-MPC proporcionou redução as ondulações de torque na MSIP trapezoidal sem alterar a estrutura física da máquina ou do conversor.

5.2 Diretivas Futuras

Diante do que foi apresentado nesse trabalho, podem ser elencadas as seguintes diretivas futuras para avanço dessa linha de pesquisa:

- □ Implementar experimentalmente o controle de corrente FCS-MPC proposto no controle vetorial da MSIP trapezoidal, validando os resultados apresentados nesse trabalho;
- □ Investigar o uso de técnicas de estimação de FCEM *online* a fim de eliminar a necessidade de conhecimento prévio e tabelado da FCEM particular da máquina.

5.3 Publicações

A seguir estão listados os artigos produzidos pelo autor ou nos quais houve participação de forma direta:

Artigos de Revista:

- CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C A.; OLIVEIRA, C. M. R.; ALMEIDA, T. E. P.; GUAZZELLI, P. R. U; MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA Jr, A. A. Finite Control-Set Predictive Power Control of BLDC Drive for Torque Ripple Reduction. IEEE Latin America Transactions, 2017. (Artigo Aceito)
- PEREIRA, W. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; SANTANA, M. P.; ALMEIDA, T. E. P.; CASTRO, A. G.; PAULA, G. T.; AGUIAR, M. L. Improved Sensorless Vector Control of Induction motor Using Sliding Mode Observer. IEEE Latin America Transactions, vol. 14, no. 7, pp. 3110-3116, Julho 2016. (Artigo Publicado)
- SANTANA, M. P. ; MONTEIRO, J. R. B. A. ; BORGES, F. A. ; PAULA, G. T. ; ALMEIDA, T. E. P. ; PEREIRA, W. C. A. ; CASTRO, A. G. Fault Identification in Doubly Fed Induction Generator Using FFT and Neural Networks. Journal of Control, Automation and Electrical Systems. 2017. (Artigo Aceito)

Artigos de Congresso:

- CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C. A.; ALMEIDA, T. E. P.; OLIVEIRA, C. M. R.; MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA Jr., A. A. Improved Finite Control-Set Model-Based Direct Power Control of BLDC Motor with Reduced Torque Ripple. Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE/IAS International Conference on, Curitiba, 2016. (Artigo Aceito)
- □ OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L.; CASTRO, A. G.; ALMEIDA, T. E. P.; MONTEIRO, J. R. B. A. Integral Sliding Mode Controller with Anti-windup

Method Analysis in the Vector Control of Induction Motor. Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE/IAS International Conference on, Curitiba, 2016. (Artigo Aceito)

- OLIVEIRA, C. M. R.; GUAZZELLI, P. R. U.; CASTRO, A. G.; AGUIAR, M. L.; MONTEIRO, J. R. B. A. Otimização dos Parâmetros do Motor de Indução Trifásico Utilizando Algoritmo Genético com Minimização do Efeito Pelicular. Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE/IAS International Conference on, Curitiba, 2016. (Artigo Aceito)
- GUAZZELLI, P. R. U.; OLIVEIRA, C. M. R.; CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C. A.; AGUIAR, M. L. Electric Vehicle Hardware-In-the-Loop Simulation with Differentiatot Optimised by Genetic Algorithm. Industry Applications (INDUS-CON), 2016 12th IEEE/IAS International Conference on, Curitiba, 2016. (Artigo Aceito)

Referências

BARATIERI, C. L.; PINHEIRO, H. Sensorless vector control for PM brushless motors with nonsinusoidal back-EMF. In: **2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 915–921. ISBN 978-1-4799-4389-0.

BLASHKE, F. A New Method for Structural Decoupling of AC Induction Machine. In: . Dusseldorf, Germany: Record IFAC Symp, 1971. p. 1–15.

BUJA, G.; BERTOLUZZO, M.; KESHRI, R. K. Torque Ripple-Free Operation of PM BLDC Drives With Petal-Wave Current Supply. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 7, p. 4034–4043, 2015. ISSN 0278-0046.

CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. **Model Predictive control**. London: Springer London, 2007. 405 p. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 978-1-85233-694-3.

CARLSON, R.; LAJOIE-MAZENC, M.; FAGUNDES, J. C. S. Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines. 1992. v. 28, n. 3, p. 632–638, 1992.

CHAU, K. T.; CHAN, C. C.; LIU, C. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008. v. 55, n. 6, p. 2246–2257, 2008. ISSN 02780046.

CHEN, W.; LIU, Y.; LI, X.; SHI, T.; XIA, C. A Novel Method of Reducing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on Cuk Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 57, n. 10, p. 1–1, 2016. ISSN 0885-8993.

DARBA, A.; MEMBER, S.; BELIE, F. D.; PIETER, D.; MEMBER, S.; MELKEBEEK, J. A.; MEMBER, S. Improved Dynamic Behavior in BLDC Drives Using Model Predictive Speed and Current Control. 2016. v. 63, n. 2, p. 728–740, 2016.

EL-REFAIE, A. M. Motors/generators for traction /propulsion applications: A review. **2011 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2011**, 2011. n. march, p. 490–497, 2011. ISSN 1556-6072.

FANG, J.; LI, H.; HAN, B. Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 11, p. 4630–4637, 2012. ISSN 08858993.

GATTO, G.; MARONGIU, I.; PERFETTO, A.; SERPI, A. Three-Phase Operation of Brushless DC Motor Drive Controlled by a Predictive Algorithm. In: **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 1166–1170. ISBN 1-4244-0390-1. ISSN 1553-572X.

GRENIER, D.; LOUIS, J. Use of an extension of the Park's transformation to determine control laws applied to a non-sinusoidal permanent magnet synchronous motor. **Power Electronics and Applications, 1993.** ..., 1993. v. 6, p. 32–37, 1993. ISSN 05379987.

HOLMES, D.; MARTIN, D. Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters. In: IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting. [S.l.]: IEEE, 1996. v. 2, p. 906–913. ISBN 0-7803-3544-9. ISSN 0197-2618.

HOLTZ, J.; STADTFELD, S. A predictive controller for the stator current vecor of AC machines fed from switched voltage source. In: International Power Electronics Conference, IPEC. Tokyo: [s.n.], 1983. p. 1665–1675.

HUANG, X.; GOODMAN, A.; GERADA, C.; FANG, Y.; LU, Q. A Single Sided Matrix Converter Drive for a Brushless DC Motor in Aerospace Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2012. v. 59, n. 9, p. 3542–3552, sep 2012. ISSN 0278-0046.

KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Dead beat control of three phase PWM inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1990. v. 5, n. 1, p. 21–28, 1990. ISSN 08858993.

KENNEL, R.; SCHODER, D. A predictive control strategy for onverters. **IFAC** Control Power Electron. Elect. Drives, 1983. p. 415–422, 1983.

KIM, D.-K.; LEE, K.-W.; KWON, B.-I. Commutation Torque Ripple Reduction in a Position Sensorless Brushless DC Motor Drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2006. v. 21, n. 6, p. 1762–1768, nov 2006. ISSN 0885-8993.

KWAK, S.; MOON, U. C.; PARK, J. C. Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved afe performance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2014. v. 29, n. 11, p. 6178–6187, Nov 2014. ISSN 0885-8993.

LIU, Y.; ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Commutation-torque-ripple minimization in direct-torque-controlled PM brushless DC drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2007. v. 43, n. 4, p. 1012–1021, 2007. ISSN 00939994.

MILLER, T. Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives. Oxford: Clarendon Press, 1993. 207 p.

MIYAMASU, M.; AKATSU, K. Efficiency comparison between Brushless dc motor and Brushless AC motor considering driving method and machine design. In: **IECON 2011** - **37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 1830–1835. ISBN 978-1-61284-972-0. ISSN 1553-572X.

MONTEIRO, J.; OLIVEIRA, A. de. Smooth electromagnetic torque in nonsinusoidal permanent magnet AC machines. In: **1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth**, **1998. Proceedings.** [S.l.]: IEEE, 1998. v. 2, p. 568–572. ISBN 0-7803-4879-6.

MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA, A. A.; AGUIAR, M. L.; SANAGIOTTI, E. R. Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines. **European Transactions on Electrical Power**, 2012. v. 22, n. 5, p. 627–644, jul 2012. ISSN 1430144X.

MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L. Sliding mode control of brushless DC motor speed with chattering reduction. In: **2015 IEEE 24th** International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). [S.l.]: IEEE, 2015. p. 542–547. ISBN 978-1-4673-7554-2.

MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; ALMEIDA, T. E. P.; CEZARE, M. J. Pseudo sliding mode control with integrative action applied to brushless DC motor speed control. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.]: IEEE, 2015. p. 1–6. ISBN 978-1-4799-8779-5.

MONTEIRO, J. R. B. A.; PEREIRA, W. C. A.; SANTANA, M. P.; ALMEIDA, T. E. P.; PAULA, G. T.; SANTINI, I. Anti-windup method for fuzzy PD+I, PI and PID controllers applied in brushless DC motor speed control. In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 865–871. ISBN 978-1-4799-0272-9.

MUTSCHLER, P. A new speed-control method for induction motors. In: **PCIM**. [S.l.: s.n.], 1998. p. 131–136.

MYNAR, Z.; VESELY, L.; VACLAVEK, P. PMSM Model Predictive Control with Field Weakening Implementation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2016. v. 0046, n. c, p. 1–1, 2016. ISSN 0278-0046.

NAM, K.-Y.; LEE, W.-T.; LEE, C.-M.; HONG, J.-P. Reducing torque ripple of brushless dc motor by varying input voltage. **IEEE Transactions on Magnetics**, 2006. v. 42, n. 4, p. 1307–1310, April 2006. ISSN 0018-9464.

PAULA, G. T. de. Cálculo da Força Contra Eletromotriz em Máquinas Síncronas com Ímãs na Superfície do Rotor. 119 p. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2016.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Application Characteristics of Permanent Magnet Syncronous and Brushless dc Motors for Servo Drives. 1991. v. 21, n. 5, p. 986–996, 1991. ISSN 00939994.

PREINDL, M.; BOLOGNANI, S. Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM Drive Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 2, p. 1007–1015, feb 2013. ISSN 0885-8993.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. Predictive control of power converters and electrical drives. [S.l.: s.n.], 2012. 1–231 p. ISSN 1852336943. ISBN 9781119963981.

RODRIGUEZ, J.; KAZMIERKOWSKI, M. P.; ESPINOZA, J. R.; ZANCHETTA, P.; ABU-RUB, H.; YOUNG, H. a.; ROJAS, C. a. State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2013. v. 9, n. 2, p. 1003–1016, may 2013. ISSN 1551-3203.

RODRIGUEZ, J.; KENNEL, R. M.; ESPINOZA, J. R.; TRINCADO, M.; SILVA, C. a.; ROJAS, C. a. High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2012. v. 59, n. 2, p. 812–820, feb 2012. ISSN 0278-0046.

RODRÍGUEZ, J.; MEMBER, S.; PONTT, J.; MEMBER, S.; SILVA, C. A.; CORREA, P.; LEZANA, P.; CORTÉS, P.; MEMBER, S.; AMMANN, U. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. 2007. v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007.

SAMITHA RANSARA, H. K.; MADAWALA, U. K. A Torque Ripple Compensation Technique for a Low-Cost Brushless DC Motor Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 10, p. 6171–6182, oct 2015. ISSN 0278-0046.

SHI, T.; GUO, Y.; SONG, P.; XIA, C. A New Approach of Minimizing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on DC-DC Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. v. 57, n. 10, p. 3483–3490, oct 2010. ISSN 0278-0046.

SIAMI, M.; KHABURI, D. A.; ABBASZADEH, A.; RODRÍGUEZ, J. Robustness Improvement of Predictive Current Control Using Prediction Error Correction for Permanent Magnet Synchronous Machines. 2016. v. 0046, n. c, 2016.

VAFAIE, M. H.; Mirzaeian Dehkordi, B.; MOALLEM, P.; KIYOUMARSI, A. A New Predictive Direct Torque Control Method for Improving Both Steady-State and Transient-State Operations of the PMSM. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 31, n. 5, p. 3738–3753, may 2016. ISSN 0885-8993.

XIA, C.; WANG, Y.; SHI, T. Implementation of Finite-State Model Predictive Control for Commutation Torque Ripple Minimization of Permanent-Magnet Brushless DC Motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. v. 60, n. 3, p. 896–905, mar 2013. ISSN 0278-0046.

XIA, C.; XIAO, Y.; CHEN, W.; SHI, T. Torque ripple reduction in brushless DC drives based on reference current optimization using integral variable structure control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 2, p. 738–752, 2014. ISSN 02780046.

YANG, F.; JIANG, C.; TAYLOR, A.; BAI, H.; KOTRBA, A.; YETKIN, A.; GUNDOGAN, A. Design of a high-efficiency minimum-torque-ripple 12-v/1-kw three-phase bldc motor drive system for diesel engine emission reductions. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2014. v. 63, n. 7, p. 3107–3115, Sept 2014. ISSN 0018-9545.

YOUNG, H. A.; PEREZ, M. A.; RODRIGUEZ, J. Analysis of Finite-Control-Set Model Predictive Current Control With Model Parameter Mismatch in a Three-Phase Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2016. v. 63, n. 5, p. 3100–3107, may 2016. ISSN 0278-0046. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03-/wrapper.htm?arnumber=7373632>. ZHANG, J.; SONG, G.; LI, Y.; QIAO, G.; LI, Z. Battery swapping and wireless charging for a home robot system with remote human assistance. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, 2013. v. 59, n. 4, p. 747–755, 2013. ISSN 00983063.

ZHANG, Y.; PENG, Y.; QU, C. Comparative Study of Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers With Active Power Ripple Minimization. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2015. v. 9994, n. c, p. 3823–3830, 2015. ISSN 0093-9994.

ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, 2007. v. 95, n. 4, p. 746–765, 2007. ISSN 0018-9219.

ZHU, Z. Q.; LEONG, J. H. Analysis and mitigation of torsional vibration of PM brushless AC/DC drives with direct torque controller. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2012. v. 48, n. 4, p. 1296–1306, 2012. ISSN 00939994.

Apêndices



Características da Máquina e Procedimentos de Simulação

Nesse capítulo são apresentadas as características da máquina síncrona real na qual se baseiam as simulações bem como os procedimentos para construção do modelo de simulação em *software* MATLAB.

A.1 Características da Máquina

As simulações desse trabalho consideram as características de uma máquina síncrona real de ímãs permanentes na superfície do rotor fabricada pela Siemens, modelo 1FT5 062 OAC01. Uma representação ilustrativa da vista lateral e em corte transversal dessa máquina está apresentada na Figura 33. As pastilhas magnéticas estão localizadas na superfície do rotor, o que permite desprezar a variação de relutância e produzir um rotor oco, conferindo a esse tipo de máquina um baixo momento de inércia de rotor.

Os parâmetros dos modelos elétrico e mecânico dessa máquina são obtidos através de ensaios e estão apresentados na Tabela 4.

Parâmetro	Valor	
Velocidade nominal	2000	rpm
Corrente nominal	3, 5	A
Torque nominal	2,2	Nm
Tensão nominal	150	V
Número de pares de polos z_p	3	
Resistência por fase de estator R	2, 4	Ω
Indutância por fase de estator L	12, 4	mH
Fluxo do rotor Ψ_m	0, 12	Wb
Momento de Inércia J	$4,2 imes 10^{-3}$	$kg.m^2$
Coeficiente de atrito B	$3,032\times10^{-3}$	Nms

Tabela 4: Parâmetros da máquina Siemens 1FT5 062.



Figura 33: Ilustração da máquina real considerada nas simulações.

Além da inclusão dos parâmetros do circuito elétrico, para obtenção de resultados simulados com maior fidelidade, é incorporado no modelo de simulação a forma de onda real da FCEM da máquina em estudo.

Para isso, inicialmente é obtida a força contraeletromotriz por meio da medição de tensão nos terminais da máquina operando como gerador à vazio em velocidade constante.

Por meio de (10), normaliza-se essa medição da FCEM dividindo-a pelo coeficiente k_e da máquina e pela velocidade mecânica ω_m . A forma de onda resultante é denominada $F(z_p\theta_m)$ e é utilizada para reconstrução das FCEMs de fase no modelo da MSIP trapezoidal. Na Figura 34 é apresentado uma comparação entre a forma de onda ideal trapezoidal e as formas de onda reconstruídas por meio das expressões (44) que consideram o formato da FCEM real. Desvios de forma são notados essencialmente pela presença de ondulações nos patamares superiores e inferiores da forma trapezoidal.

A seção seguinte é destinada a apresentar o modelo de simulação elaborado, levando em conta as características da máquina apresentadas nessa seção.

A.2 Procedimentos de Simulação

As simulações realizadas nesse trabalho utilizam o *software* MATLAB, desenvolvido pela MathWorks. Esse *software* é bastante empregado na literatura como ferramenta de simulação de sistemas dinâmicos nas mais diversas áreas da engenharia.

Além da possibilidade de executar algoritmos matemáticos em linguagem semelhante ao C, o MATLAB conta com uma popular ferramenta de simulação, o *Simulink*. Essa plataforma do MATLAB permite construir, em um ambiente gráfico iterativo, sistemas



Figura 34: Comparativo entre o comportamento da FCEM ideal e real da máquina em estudo.

de simulação através da interligação de blocos que contém os modelos de instrumentos e dispositivos relacionados a caixas de ferramentas (*toolboxes*) de inúmeras áreas, como engenharia elétrica, mecânica, hidráulica, aeroespaciais entre outras.

Em particular, a *toolbox SimPowerSystems* disponibiliza blocos que modelam instrumentos e dispositivos de circuitos elétricos. Essa *toolbox* fornece os equipamentos virtuais necessários para simulação de sistemas que empregam desde componentes eletrônicos até equipamentos de sistemas elétricos de potência de grande porte.

Com o auxílio da *toolbox SimPowerSystems*, o sistema de simulação da MSIP é construído em duas etapas tal como descritas a seguir.

A.2.1 Etapa de Modelo Dinâmico da MSIP Trapezoidal

Inicialmente é preciso construir um bloco personalizado que contenha o modelo dinâmico da MSIP trapezoidal, com os parâmetros e FCEM da máquina real, e interaja com as demais ferramentas do *Simulink*.

Para isso, o *Simulink* possui uma ferramente poderosa conhecida como *S-function*, que permite elaborar um bloco *Simulink* com comportamento descrito por equações diferenciais.

È por meio dessa ferramenta, juntamente com o modelo matemático apresentado na seção 2, dos parâmetros da máquina e da FCEM da Figura 34 que nesse trabalho é desenvolvido um bloco de modelo dinâmico da MSIP trapezoidal.

Para permitir a interação da *S*-function com os equipamentos virtuais da toolbox Sim-PowerSystems é preciso implementar o procedimento da Figura. De maneira breve, esse procedimento representa a máquina através de três fontes de corrente cujas referências de corrente provém do modelo da MSIP implementado em *S*-function.

A.2.2 Etapa de Alimentação e Controle

Após construído o modelo da máquina, a montagem do sistema de alimentação e controle da MSIP trapezoidal está mostrada na Figura 35. Esse sistema é composto por:

- (a) Inversor dois níveis constituído de chaves do tipo Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT). Como discutido na seção 2, a MSIP trapezoidal requer um conversor CC-CA para atuar, originalmente, como comutador eletrônico. Nesse trabalho, os sinais de gatilho para as chaves do inversor são gerados pelos algoritmos de controle;
- (b) **Sensores de corrente**. Amperímetros virtuais fornecem às estratégias de controle a medição das correntes de fase do estator;
- (c) Modelo da MSIP trapezoidal. O conversor CC-CA e os sensores de corrente são conectados aos terminais do modelo da MSIP trapezoidal apresentado na seção anterior, com os parâmetros e FCEM da Tabela 4 e Figura 34.
- (d) Encoder e sensores hall. Conforme a estratégia de controle implementada, os sinais requeridos de velocidade e posição são informados por um encoder ou sensores hall conectados à MSIP virtual elaborada na seção anterior.
- (e) Sistema de Controle. No ambiente de simulação Simulink, a ferramenta Sfunctions permite não apenas implementar modelos dinâmicos em tempo contínuo mas também permite implementar algoritmos de controle em tempo discreto em linguagem próxima ao C. Por isso, para aproximar as simulações da implementação experimental, nesse trabalho os resultados apresentados têm suas respectivas estratégias de controle implementadas utilizando essa ferramenta.



Figura 35: Diagrama de simulação no *software* MATLAB *Simulink*.