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

William César de Andrade Pereira

Contribuições ao Controle Preditivo
***Finite Control-Set* Aplicado à Máquina**
de Indução Trifásica

William César de Andrade Pereira

Contribuições ao Controle Preditivo
***Finite Control-Set* Aplicado à Máquina**
de Indução Trifásica

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Manoel Luis de Aguiar

São Carlos

2019

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

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

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

P436c Pereira, William César de Andrade
 Contribuições ao Controle Preditivo Finite
 Control-Set Aplicado à Máquina de Indução Trifásica /
 William César de Andrade Pereira; orientador Manoel
 Luis de Aguiar. São Carlos, 2018.

 Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2018.

 1. Controle Preditivo. 2. Observador de Distúrbios.
 3. Controle de Corrente. 4. Motor de Indução Trifásico.
 I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: **WILLIAM CÉSAR DE ANDRADE PEREIRA**

Título da tese: "Contribuições ao controle preditivo *finite control-set* aplicado à máquina de indução trifásica"

Data da defesa: 07/02/2019

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**

(Orientador)

(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho**

(Universidade Federal do ABC/UFABC)

APROVADO

Prof. Dr. **Marcelo Favoretto Castoldi**

(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

Aprovado

Prof. Dr. **Marcelo Suetake**

(Universidade Federal de São Carlos)

APROVADO

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**

(Universidade Federal de São Carlos)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Titular **Luís Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Luís Fernando Costa Alberto**

Este trabalho é dedicado aos meus pais, Claudio e Rosely.

Agradecimentos

Eu desejo expressar minha sincera gratidão ao meu orientador, Professor Manoel Luís de Aguiar, por sua orientação, suporte e amizade durante todos os meus anos de estudos na Universidade de São Paulo.

Gostaria de agradecer a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro, que tornou possível essa pesquisa.

À Escola de Engenharia de São Carlos e à Universidade de São Paulo, pela estrutura, professores, técnicos e demais servidores.

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

À minha namorada, Diana, pelo amor e dedicação, por me acompanhar e fazer parte da minha vida.

A Allan G. de Castro pela amizade e por todas as contribuições imprescindíveis para o êxito deste trabalho.

Aos meus amigos Marcelo, Geyverson, Thales, Edson e Tatiane, pela amizade e companheirismo durante todos os anos de pós-graduação.

Aos Professores Marcelo F. Castoldi e Rodrigo A. Ramos pela amizade, suporte e companheirismo durante todos os anos de pós-graduação.

Aos meus amigos da USP: Anna, Artur, Assis (Lucas), Carlos, Celton, Elian, Filipe, Kaio, Jhonatan, José Roberto, Luan, Marley, Murilo, Paulo, Seiji, Suetake, Rafael, Wagner e Wilhian pelas contribuições, amizade e por terem tornado o período do doutorado mais enriquecedor e descontraído dentro e fora do laboratório.

Aos meus amigos da Tecumseh: Fabio, Yuri, Plínio, Osmar, Gabriel, Mario e Assucena pela companhia e amizade.

A Tecumseh do Brasil pelo apoio na realização deste trabalho.

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

“Os que se encantam com a prática sem a ciência são como os timoneiros que entram no navio sem timão nem bússola, nunca tendo certeza do seu destino” - Leonardo da Vinci

Resumo

Pereira, William César de Andrade. **Contribuições ao Controle Preditivo *Finite Control-Set* Aplicado à Máquina de Indução Trifásica**. 122 p. Tese de doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2019.

As ondulações na corrente do estator e o forte impacto de erros em parâmetros são apontados como desvantagens do controle preditivo *finite control-set* (FCS) quando aplicado no controle de máquinas elétricas trifásicas. Neste contexto, o objetivo deste trabalho é propor métodos para aprimorar tanto o desempenho em regime permanente quanto à robustez frente a erros paramétricos do controle preditivo de corrente, conhecido como *model predictive current control* (MPCC). No presente trabalho são propostas as abordagens MPCC baseada na aplicação de dois e três vetores de tensão durante o mesmo período de controle com intuito de aprimorar o desempenho do controle preditivo de corrente, sem a necessidade de elevar a frequência de amostragem do sistema. Os princípios para escolha dos vetores ótimos e seus respectivos tempos de aplicação são baseados nas expressões para controle desacoplado de torque e fluxo do FOC e no princípio de funcionamento do *deadbeat*. A robustez paramétrica é garantida por meio de um observador de distúrbios discreto incorporado ao método de controle MPCC. Com a estimação dos impactos causados por variações de parâmetros e dinâmicas não modeladas é possível corrigir os erros dos sistema de controle, mas mantendo-se as suas características transitórias e de regime permanente. Resultados de simulação computacional bem como resultados obtidos em bancada de ensaios experimentais são apresentados para avaliação e comprovação das propostas.

Palavras-chave: Controle Preditivo, Observador de Distúrbios, Controle de Corrente, Motor de Indução Trifásico.

Abstract

Pereira, William César de Andrade. **Contributions to the Predictive Control Finite Control Set Applied to the Three-phase Induction Machine.** 122 p. Ph.D. Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2019.

Ripples in the stator current and the strong impact of errors in parameters are pointed as disadvantages of the predictive control when applied in the control of three-phase electric machines. In this context, the objective of this work is to propose methods to improve both the steady-state performance and the robustness against parametric errors of the current predictive control, known as MPCC. In the present work the MPCC approaches are proposed based on the application of two and three voltage vectors during the same control period in order to improve the performance of the current predictive control, without the need to raise the sampling frequency of the system. The principles for choosing the optimal vectors and their respective duration are based on the expressions for FOC method and on the concept of deadbeat operation. In addition, the impact of errors on parameters is minimized by means of a discrete disturbance observer embedded in the MPCC control method. With the estimation of the impacts caused by changes of parameters and not modeled dynamics it is possible to correct the errors of the control system, but keeping their transient and steady state characteristics. Results of computational simulation as well as results obtained in experimental tests are presented for evaluation and proof of the proposals.

Keywords: Predictive Control, Disturbance Observer, Current Control, Three-phase Induction Motor.

Lista de ilustrações

Figura 1	Circuito equivalente do modelo convencional do motor de indução em coordenadas estacionárias.	48
Figura 2	Modelo Γ inverso do motor de indução.	50
Figura 3	Inversor de dois níveis conectado em Y e seus respectivos vetores de tensão.	52
Figura 4	Orientação no fluxo do rotor.	53
Figura 5	Estrutura de controle com orientação do fluxo do rotor. Estimação do fluxo rotor realizada no referencial estacionário a partir de (30).	55
Figura 6	Diagrama do método indireto de orientação no campo (IFOC).	56
Figura 7	Resultado de simulação mostrando o processo de partida do controle IFOC.	58
Figura 8	Resultado de simulação mostrando a reversão de velocidade do controle IFOC.	59
Figura 9	Resultado de simulação do controle IFOC com aplicação de torque de carga de 2.1 N.m.	60
Figura 10	Resultado de simulação mostrando o controle IFOC durante aplicação de torque de carga - com erro na resistência do rotor.	60
Figura 11	Classificação dos controles preditivos utilizados em aplicações eletrônica de potência.	64
Figura 12	Esquema genérico do controle preditivo baseado em modelo para aplicações com eletrônica de potência.	66
Figura 13	Esquema de controle preditivo MPCC aplicado ao motor de indução baseado no FOC.	69
Figura 14	Resultado de simulação mostrando a rápida aceleração de 0 até 2500 rpm com o método MPCC.	73
Figura 15	Resultado de simulação mostrando a reversão de velocidade com o método MPCC.	74

Figura 16	Resultado de simulação do controle MPCC mostrando o impacto de degrau de torque de 2.1 N.m.	75
Figura 17	Resultado de simulação do controle MPCC mostrando o impacto de erros em parâmetros durante degrau de torque de carga.	76
Figura 18	Resultado de simulação mostrando a rápida resposta de corrente nos métodos MPCC e IFOC.	76
Figura 19	Exemplo de trajetória do fluxo do estator no DTC clássico.	78
Figura 20	Comportamento vetorial da corrente do estator no controle preditivo de corrente.	79
Figura 21	Resultado de simulação mostrando a rápida aceleração do motor de indução com o método MPCC2V.	84
Figura 22	Resultado de simulação comparando os métodos MPCC convencional e MPCC2V durante reversão de velocidade e aplicação de degrau de torque.	85
Figura 23	Resultado de simulação mostrando o impacto dos erros paramétricos sobre o método MPCC2V.	86
Figura 24	Resultado de simulação mostrando a resposta da corrente do estator nos métodos MPCC e MPCC2V.	87
Figura 25	Resultado de simulação mostrando o processo de partida para os métodos MPCC, MPCC2V e MPCC3V.	90
Figura 26	Resultado de simulação mostrando o processo de reversão de velocidade para os métodos MPCC, MPCC2V e MPCC3V.	91
Figura 27	Resultado de simulação mostrando o controle MPCC3V durante aplicação de torque de carga de 2.1 N.m.	92
Figura 28	Resultados de simulação mostrando o impacto de erros em parâmetros sobre os métodos MPCC2V e MPCC3V.	100
Figura 29	Resultado de simulação mostrando a robustez dos métodos MPCC2V e MPCC3V com erro na indutância mútua.	101
Figura 30	Resultado de simulação mostrando a resposta durante aplicação de degrau de carga para os métodos MPCC2V e MPCC3V.	101
Figura 31	Bancada de ensaios experimentais para acionamento e controle do motor de indução.	104
Figura 32	Resultados experimentais mostrando o processo de aceleração do motor de indução - FOC (a), MPCC (b), MPCC2V (c) e MPCC3V (d). . . .	106
Figura 33	Resultados experimentais mostrando o processo de reversão de velocidade do motor de indução - FOC (a), MPCC (b), MPCC2V (c) e MPCC3V (d).	108

Figura 34	Resultados experimentais mostrando a aplicação de torque de carga - FOC (a), MPCC (b), MPCC2V (c) e MPCC3V (d).	109
Figura 35	Resultados experimentais mostrando os impactos de erros paramétricos sob os métodos MPCC3V e RMPCC3V.	111
Figura 36	Resultados experimentais mostrando o impacto do erro na resistência do rotor durante aplicação de torque de carga sob os métodos MPCC3V e RMPCC3V.	111

Lista de tabelas

Tabela 1	Vetores de Tensão	51
Tabela 2	Parâmetros do Motor de Indução.	57
Tabela 3	Ganhos dos controladores PI do método IFOC.	58
Tabela 4	Ganhos dos controladores PI do método MPCC	72
Tabela 5	Tabela de Jury	97
Tabela 6	Amplitude das ondulações da corrente do estator para o Teste 1	106
Tabela 7	Amplitude das ondulações da corrente do estator para o Teste 2	108
Tabela 8	Amplitude das ondulações da corrente do estator para o Teste 3. . . .	110

Lista de siglas

CC corriente continua

CA corriente alternada

DTC *direct torque control*

EMPC *explicit model predictive control*

FOC *field oriented control*

GTV-MPTC *generalized two-vector*

GPC *generalized predictive control*

FCS *finite control-set*

FCS-MPC *finite control set*

CCS-MPC *continuous control set*

MPC *model predictive control*

MPTC *model predictive torque control*

MPCC *model predictive current control*

MPFC *model predictive flux control*

PWM *pulse width modulation*

RMPPC *robust model predictive current control*

SVM *space vector modulation*

Lista de símbolos

$\alpha\beta$	Referencial bifásico complexo em coordenadas estacionárias
ψ_R^s	Vetor de fluxo magnético do rotor no modelo Γ inverso em coordenadas $\alpha\beta$
ψ_r^s	Vetor de fluxo magnético do rotor em coordenadas $\alpha\beta$
$\psi_{s,abc}^s$	Vetor de fluxo magnético de fase abc do estator em coordenadas estacionárias
ψ_s^s	Vetor de fluxo magnético do estator em coordenadas $\alpha\beta$
ψ_R	Vetor de fluxo magnético do rotor no modelo Γ inverso em coordenadas dq
ψ_r	Vetor de fluxo magnético do rotor em coordenadas dq
ψ_s	Vetor de fluxo magnético do estator em coordenadas dq
f	Vetor de distúrbios
i_M^s	Vetor de corrente de magnetização no modelo Γ inverso em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{s,abc}^s$	Vetor de corrente de fase abc do estator em coordenadas estacionárias
i_s^s	Vetor de corrente do estator em coordenadas $\alpha\beta$
i_M	Vetor de corrente de magnetização no modelo Γ inverso em coordenadas dq
i_s	Vetor de corrente do estator em coordenadas dq
S	Vetor de estados das chaves superiores do inversor
$v_{s,abc}^s$	Vetor de tensão de fase abc do estator em coordenadas estacionárias
v_s^s	Vetor de tensão do estator em coordenadas $\alpha\beta$
v_s	Vetor de tensão do estator em coordenadas dq
$\hat{}$	Indica variável estimada

ω_λ	Velocidade do sistema de coordenadas síncronas genérico
ω_m	Velocidade mecânica do rotor
ω_s	Velocidade do fluxo rotor
θ	Ângulo de posição elétrica do fluxo do rotor
dq	Referencial bifásico complexo em coordenadas síncronas
F	Coeficiente de atrito viscoso da máquina
g	Função custo do controle preditivo
$g_{1,2}$	Ganhos do observador de distúrbios
J	Momento de inércia da máquina
k	Instante de tempo discreto
L_m	Indutância mútua
$L_{r\sigma}$	Indutância de dispersão do rotor
$L_{s\sigma}$	Indutância de dispersão do estator
n_{pp}	Número de pares de polo
R_r	Resistência do rotor
R_s	Resistência do estator
$S_{1,...,6}$	Estados de cada chave do inversor
S_{ABC}	Estados das chaves superiores do inversor
t_0	Tempo de duração do vetor nulo
t_i	Tempo de duração do primeiro vetor
t_j	Tempo de duração do segundo vetor
T_s	Tempo de amostragem do controle
T_{el}	Torque eletromagnético
$V_{0,...,7}$	Possíveis vetores de tensão em um inversor de dois níveis
V_{cc}	Tensão do barramento CC
p	Sobre-escrito que indica variável predita
ot	sub-escrito que indica a escolha ótima

Sumário

1	Introdução	31
1.1	Máquinas Elétricas Rotativas	31
1.2	Estratégias de Controle FOC e DTC	32
1.3	Controle Preditivo Baseado em Modelo	34
1.4	Revisão Bibliográfica do FCS-MPC Aplicado à Máquinas Elétricas	36
1.4.1	Desempenho do FCS-MPC em Regime Permanente	36
1.4.2	Robustez do FCS-MPC Frente às Incertezas em Parâmetros	39
1.4.3	Projeto do Fator de Ponderação	40
1.4.4	Longos Horizontes de Predição	41
1.5	Objetivos do Trabalho	42
1.6	Estrutura da Tese	42
2	Modelos, Acionamento e Controle Desacoplado de Torque e Fluxo do Motor de Indução Trifásico	45
2.1	Introdução	45
2.2	Fundamentos para Análise do Motor de Indução	45
2.3	Modelo Dinâmico do Motor de Indução Trifásico	47
2.3.1	Modelo Convencional	47
2.3.2	Modelo Γ Inverso	48
2.4	Conversor CC-CA para Acionamento de Máquinas Elétricas	50
2.5	Controle por Orientação no Campo (FOC) Aplicado ao Motor de Indução	52
2.5.1	Resultados de Simulação Computacional do Método FOC para o Motor de Indução Trifásico	57
2.6	Síntese do Capítulo	59
3	Controle Preditivo FCS-MPC Aplicado no Controle do Motor de Indução	63
3.1	Introdução	63

3.2	Controle Preditivo	63
3.3	Princípios do Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC)	65
3.4	Estratégia de Controle Preditivo FCS-MPC	67
3.5	Controle Preditivo de Corrente para o Motor de Indução	69
3.5.1	Etapa de Estimção	70
3.5.2	Etapa de Predição	70
3.5.3	Otimização da Função Custo	71
3.5.4	Resultados de Simulação Computacional do Controle MPCC para o Motor de Indução Trifásico	72
3.6	Síntese do Capítulo	75
4	Controle Preditivo FCS-MPC para o Motor de Indução com Redução das Ondulações na Corrente do Estator	77
4.1	Introdução	77
4.2	Limitações de Desempenho do Método MPCC Convencional	77
4.3	Controle Preditivo de Corrente com Abordagem Dois Vetores (MPCC2V)	80
4.3.1	Etapa de Predição da Corrente do Estator	81
4.3.2	Etapa de Otimização da Função Custo	82
4.3.3	Comparativo Entre os Métodos FCS-MPC Baseados na Aborda- gem Dois Vetores.	82
4.3.4	Resultados de Simulação Computacional do Método MPCC2V	83
4.4	Controle Preditivo de Corrente com Abordagem Três Vetores (MPCC3V)	85
4.4.1	Seleção dos Três Vetores Ótimos	86
4.4.2	Otimização do Ciclo de Trabalho dos Vetores Ótimos	87
4.4.3	Etapas de Predição	88
4.4.4	Etapa de Otimização	88
4.4.5	Resultados de Simulação Computacional do Método MPCC3V para o Motor de Indução Trifásico	89
4.5	Síntese do Capítulo	90
5	Controle Preditivo de Corrente Robusto (RMPCC) às Incertezas de Parâmetros	93
5.1	Introdução	93
5.2	Modelo do Motor de Indução Considerando Incertezas	93
5.3	Observador de Estados para Estimção de Incertezas e Dinâmicas não Modeladas	95
5.4	FCS-RMPCC Aplicado ao Motor de Indução	97
5.5	Simulação Computacional do Controle Preditivo para o Motor de Indução Trifásico Robusto à Erros de Parâmetros	99

5.6	Síntese do Capítulo	99
6	Resultados Experimentais do Controle Preditivo de Corrente do Motor de Indução	103
6.1	Introdução	103
6.2	Bancada de Ensaio Experimentais	104
6.3	Resultados Experimentais dos Métodos de Controle Preditivo FCS-MPCC	105
6.3.1	Teste 1 - Análise da Dinâmica de Partida do Motor de Indução Trifásico.	105
6.3.2	Teste 2 - Reversão do sentido de rotação	106
6.3.3	Teste 3 - Aplicação de torque de carga	109
6.3.4	Teste 4 - Reversão do Sentido de Rotação com Incertezas em Parâmetros Elétricos	110
6.3.5	Teste 5 - Aplicação de Degrau de Carga com Incertezas em Parâmetros Elétricos	110
7	Conclusões Gerais e Diretivas Futuras	113
7.1	Conclusões Gerais	113
7.2	Diretivas Futuras	114
	Referências	117

Introdução

1.1 Máquinas Elétricas Rotativas

Processos industriais que requerem esforços ou deslocamentos mecânicos, em geral, utilizam motores elétricos, que convertem a fonte primária de energia da forma elétrica para energia mecânica. Essa conversão de energia é feita fundamentalmente por meio da rotação mecânica, que é produzida pela interação (ou força) eletromagnética desenvolvida no entreferro dos motores elétricos. Controlando-se a força eletromagnética é possível obter uma rotação desejada do eixo da máquina. Desta forma, um motor elétrico agregado a uma estrutura de controle pode ser aplicado em processos com velocidade variável, tais como: sistemas robóticos, elevadores, guindastes, compressores e veículos elétricos, híbridos ou totalmente elétricos, que na maior parte do tempo operam com velocidade variável (SUL, 2011).

Os motores elétricos podem ser divididos em duas categorias, de acordo com o tipo de alimentação: motores de corrente contínua (CC) e corrente alternada (CA). Os motores CC possuem duas estruturas separadas, denominadas como enrolamento de campo (estator) e armadura (rotor). Nos motores CC com excitação independente armadura e campo podem ser alimentados por fontes separadas, resultando em campos magnéticos do estator e do rotor independentes. Com os campos magnéticos independentes, o torque eletromagnético e consequentemente a velocidade do rotor podem ser controlados de maneira simples. Entretanto, aspectos construtivos como por exemplo o comutador mecânico e as escovas de carvão, são desvantagens significativas dos motores CC (VAS, 1990).

As máquinas CA podem ser classificadas em duas categorias: síncronas e assíncronas. As máquinas síncronas podem ser aplicadas em inúmeros processos industriais e comerciais, tanto operando como motor quanto como gerador. Algumas das principais aplicações de máquinas síncronas são: geradores síncronos, encontrados predominantemente em usinas hidrelétricas, e motores síncronos com ímã permanente no rotor, que possuem uma ampla faixa de aplicações, abrangendo desde aparelhos domésticos até veículos elétricos

e equipamentos aeroespaciais (KIM; LEE; KWON, 2006; CHAU; CHAN; LIU, 2008; HUANG et al., 2012). A denominação “síncrona” se deve ao fator da velocidade angular mecânica do rotor ser diretamente proporcional à do campo girante. As principais partes construtivas da máquina síncrona são: o estator, que é a parte fixa da máquina, também conhecido como circuito de armadura, constituído basicamente por uma parte metálica e um enrolamento trifásico; e o rotor, conhecido também como circuito de campo, parte rotativa da máquina sendo constituído por um enrolamento que podem ser alimentados por uma tensão contínua ou possuem ímãs permanentes.

A segunda categoria de máquina CA, as máquinas assíncronas, são caracterizadas por desempenharem velocidade rotória diferente da velocidade do campo girante. Essa diferença entre as velocidades recebe o nome de escorregamento e está diretamente relacionado à produção de torque no rotor.

As máquinas de indução, que são máquinas assíncronas, podem ser separadas em dois grupos conforme a estrutura construtiva do rotor: gaiola de esquilo e duplamente enrolado. As máquinas com enrolamento no rotor, usualmente, são usadas como geradores em aplicações eólicas (PATRÍCIO et al., 2017), já a máquina com rotor gaiola é mais utilizada nas indústrias em aplicações como centrífugas, ventiladores, guindastes (SUN et al., 2016) e em sistemas de transporte, como veículos elétricos (CIRRINCIONE et al., 2004).

Mesmo possuindo inúmeras características atrativas, o motor de indução com rotor gaiola de esquilo, foi utilizado durante décadas somente em processos com o motor operando em velocidade fixa. Essa restrição era justificada pelo fato da complexidade de se aplicar uma tensão CA com frequência variável nos terminais da máquina para produzir a velocidade desejada. Nas últimas décadas, com os avanços/evolução/progressos dos dispositivos eletrônicos de potência, métodos de controle de alto desempenho dinâmico foram desenvolvidos e implementados para o motor de indução trifásico, possibilitando o uso em aplicações de velocidade variável (VAS, 1990).

1.2 Estratégias de Controle FOC e DTC

A primeira estratégia que possibilitou o controle de alto desempenho dinâmico para o motor de indução trifásico foi o controle com orientação no campo - no idioma inglês, *field oriented control* (FOC), desenvolvido na década de 1970 por Blashke (1971). Com uso da estratégia de controle FOC, é possível simplificar o sistema de controle por meio do desacoplamento das grandezas elétricas que atuam no fluxo e torque eletromagnético, resultando em um esquema similar ao controle do motor CC com excitação independente. O aspecto característico do FOC é a decomposição da corrente do estator em duas componentes que são orientadas no sistema de coordenadas síncronas.

O fluxo do estator e a posição elétrica do rotor podem ser escolhidos como referencial, porém, no FOC clássico a orientação do fluxo do rotor é utilizada, uma vez que apenas

nessa orientação o desacoplamento entre fluxo e torque é alcançado diretamente. Com o uso da orientação no fluxo do rotor, a dinâmica não-linear e altamente acoplada da máquina de indução pode ser tratada para se tornar linear e desacoplada, facilitando o projeto do sistema de controle. Desde a sua introdução, a estratégia FOC tem sido amplamente investigada na literatura e também extensivamente usada em inúmeros processos indústrias. Atualmente, o esquema de controle FOC é encontrado em dispositivos comerciais de empresas como Siemens e WEG (SIEMENS, 2006; WEG, 2012).

O grande desafio de implementação do FOC está na necessidade do uso de transformações de coordenadas (estacionária para síncrona). Isso implica que a posição angular do fluxo do rotor seja conhecida a todo instante, ou no caso do controle digital, a cada intervalo de tempo de amostragem. Contudo, a posição do fluxo do rotor não pode ser obtida diretamente nos terminais da máquina. Desta forma, é necessário implementar algum método de estimação baseado nas medidas disponíveis e/ou no modelo da máquina. Entretanto, tais métodos são sensíveis aos parâmetros da máquina e incertezas não modeladas. Erros introduzidos no cálculo da posição do fluxo escolhido como referência, impactam diretamente o esquema de controle, impedindo o desacoplamento apropriado entre fluxo e torque eletromagnético.

Uma possível alternativa ao método FOC para o controle de alto desempenho da máquina de indução é a estratégia conhecida como controle direto de torque - do idioma inglês, *direct torque control* (DTC), publicada no final da década de 1980 por Takahashi e Noguchi (1986). O DTC é um método de controle direto que originalmente não utiliza orientação em coordenadas síncronas. A maior inovação do DTC encontra-se na maneira como é determinada a tensão de referência de controle e os estados de chaveamento das chaves de potência a partir de comparadores de histerese e uma tabela de chaveamento pré-determinada.

Na abordagem clássica do controle FOC, a tensão de referência é calculada por controladores lineares e os estados das chaves de potência determinados por meio de moduladores. O DTC é caracterizado por produzir uma excelente resposta dinâmica, a partir de um modelo menos dependente de parâmetros do que o FOC. Devido principalmente a característica transitória, o DTC tem sido amplamente investigado na literatura, além de ser utilizado como o principal método de controle de máquinas trifásicas da empresa ABB (ZELECHOWSKI, 2005), sendo aplicado em máquinas de indução, síncronas de ímãs permanentes e relutância síncrona (ABB, 2011).

Embora o DTC seja considerado um método de controle de máquinas estabelecido, existem alguns aspectos de funcionamento que merecem aprimoramento. Primeiro, a frequência de chaveamento muda de acordo com a velocidade do motor e as bandas de histerese de torque e de fluxo. Segundo, grandes ondulações de torque são geradas, principalmente em velocidades baixas, devido a baixa amplitude da força contra eletromotriz, e terceiro, para o DTC alcançar um desempenho semelhante ao FOC em regime permanente

é necessário uma frequência de amostragem elevada.

Inúmeros trabalhos têm sido publicados objetivando a melhoria de desempenho do DTC. Em Ambrozic, Buja e Menis (2004) os autores propõem restrições de banda para os comparadores de histerese, resultando na redução das ondulações de torque sem alterar a estrutura básica do DTC. No trabalho de Alsofyani e Idris (2016) os comparadores de histerese são implementados em conjunto com uma função dente de serra. Com isso a frequência de chaveamento do DTC passou a ser constante, melhorando a resposta de torque em regime permanente. Outra vertente, propõem o uso da modulação por vetores espaciais - no idioma inglês, *space vector modulation* (SVM), como por exemplo em Xue et al. (1990) e Lascu, Boldea e Blaabjerg (2000). O DTC-SVM elimina a simplicidade de implementação do DTC convencional, introduzindo transformações de coordenadas, controladores lineares e moduladores.

1.3 Controle Preditivo Baseado em Modelo

O controle preditivo baseado em modelo - no idioma inglês, *model predictive control* (MPC), tem sido um tópico de pesquisa e desenvolvimento por mais de quatro décadas. Originalmente, na década de 1970, o MPC foi utilizado em processos petroquímicos visto que a dinâmica lenta desses processos permitiam a resolução em tempo real do algoritmo de controle (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Porém, no começo da década de 1980 o trabalho inovador de Holtz e Stadtfeldt (1983) mostrou que o controle preditivo também poderia ser aplicado na área de eletrônica de potência. Atualmente, com os avanços tecnológicos em microprocessadores, inúmeras propostas e estudos mostram o MPC como alternativa promissora para o controle de conversores de potência e sistema de acionamento de máquinas elétricas.

O MPC apresenta algumas vantagens significativas, como por exemplo, o MPC pode ser usado em uma grande variedade de processos, sendo simples de se aplicar em sistemas multivariáveis e apresenta rápidas respostas transitórias. Além disso, permite que as não-linearidades e restrições do processo sejam incorporadas na lei de controle de maneira direta, podendo incorporar várias malhas de controle em apenas uma (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Em particular, aplicações de eletrônica de potência requerem resposta do controle na ordem de dezenas a centenas de micros segundos (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Em contrapartida, sabe-se que o MPC possui carga computacional maior do que métodos de controle clássicos. Por essa razão, muitos trabalhos focaram nesta questão em estágios iniciais das pesquisas relacionados aos métodos MPC aplicados em conversores de potência (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Atualmente, abordagens do MPC podem ser encontradas na literatura para quase todas aplicações de conversores de potência. A principal razão é que a capacidade computacional dos microprocessadores modernos tem aumentado exponencialmente, possibi-

litando a implementação de estratégias de controle cada vez mais complexas e inteligentes. Neste ponto, o MPC para conversores de potência pode ser considerado como uma tecnologia bem estabelecida nos estágios de pesquisa e desenvolvimento, ainda que esforços sejam necessários para levar essa tecnologia ao nível comercial (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

A ideia básica do MPC é prever o comportamento futuro das grandezas controladas com base em um modelo do processo e assim utilizar a informação obtida para determinar uma ação de controle ótima por meio de um processo de otimização. Logo, os métodos MPC são classificados de acordo com o tipo do problema de otimização.

Por um lado, o MPC contínuo - no idioma inglês, *continuous control set* (CCS-MPC) calcula um sinal de controle ótimo e, em seguida, usa um modulador para produzir a tensão de saída desejada no conversor de potência. A estratégia de modulação pode ser qualquer uma que seja válida para a topologia de conversor considerada (LEON et al., 2016). A principal vantagem do CCS-MPC é que a frequência de chaveamento do conversor é mantida constante durante toda a operação.

As estratégias CCS-MPC mais utilizadas na eletrônica de potência são o controle preditivo generalizado - no idioma inglês, *generalized predictive control* (GPC) e o MPC explícito - no idioma inglês, *explicit model predictive control* (EMPC). O GPC é útil para problemas lineares e sem restrições. Já o EMPC permite ao usuário trabalhar com sistemas não lineares e restritos. O grande problema do GPC e do EMPC quando aplicado aos conversores de potência é que ambos apresentam uma formulação complexa do problema MPC. Por outro lado, o método conhecido como controle preditivo baseado em um conjunto de soluções finitas - no idioma inglês, *finite control set* (FCS-MPC), considera a natureza discreta dos conversores de potência para formular e resolver o problema de otimização sem utilizar um modulador (RODRIGUEZ et al., 2007).

O FCS-MPC usa os possíveis estados de chaveamento do conversor de potência como conjunto de ação. Assim, o FCS-MPC calcula a predição das variáveis de controle somente para esse conjunto de ação restrito, reduzindo o problema de otimização para um algoritmo de busca enumerado e dessa forma, tornando a formulação da estratégia MPC intuitiva. A principal desvantagem do FCS-MPC é que somente um vetor de tensão é aplicado durante o todo o período de controle. Além disso, a menos que uma restrição adicional seja adicionada, o mesmo vetor de tensão de saída pode ser escolhido durante vários períodos de controle consecutivos. Portanto, em geral, o FCS-MPC produz uma frequência de chaveamento variável (GEYER, 2011).

Convencionalmente, os algoritmos dos métodos MPC requerem uma quantidade significativa de cálculos. O CCS-MPC geralmente tem um custo computacional menor do que o FCS-MPC, uma vez que o problema de otimização não precisa ser resolvido em tempo real (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Por esse motivo, CCS-MPC pode resolver problemas com longos horizontes de previsão. Por exemplo, o GPC usa uma expressão para calcular a

ação de controle que pode ser pré processada, limitando assim a carga computacional em tempo real. Por outro lado, o EMPC calcula e armazena a solução ideal do problema, de modo que os cálculos em tempo real são limitados a um algoritmo de busca (BORDONS; MONTERO, 2015). Em contrapartida, o FCS-MPC exige que o problema de otimização, que envolve uma grande quantidade de cálculos, seja resolvido em tempo real. Por esta razão, o FCS-MPC é geralmente limitada a curtos horizontes de predição em aplicações de eletrônica de potência.

Em relação ao uso do FCS-MPC para o controle e acionamento de motores, os métodos mais empregados são: o controle preditivo de torque - no idioma inglês, *model predictive torque control* (MPTC) e o controle preditivo de corrente - no idioma inglês, *model predictive current control* (MPCC). Em ambos os métodos não há necessidade de controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) em suas malhas internas e também não necessitam de modulador. Comparando-se os métodos, o MPTC possibilita rápidas resposta transitórias do torque eletromagnético e fluxo do estator. Já o MPCC demanda menos esforço de projeto, por não possuir fatores de ponderação, e menor custo computacional. Comparado ao DTC, o MPTC apresenta menores níveis de ondulações no torque, resultado do processo de otimização em tempo real, que é realizado no algoritmo do MPTC a cada período de controle. No DTC clássico o vetor de tensão é determinado através de uma tabela chaveamento pré-determinada.

1.4 Revisão Bibliográfica do FCS-MPC Aplicado à Máquinas Elétricas

Apesar da enorme evolução que ocorreu nos últimos anos dos métodos de controle preditivo aplicados à eletrônica de potência, ainda existem algumas questões que constituem temas abertos para pesquisa e desenvolvimento. Dentre as principais questões, destacam-se: a robustez do controle preditivo em diferentes condições operacionais, o desempenho em regime permanente e a redução do erro de rastreamento. Em razão do exposto, esta seção apresenta a revisão bibliográfica sobre alguns aspectos importantes para o aperfeiçoamento dos métodos baseados no controle preditivo FCS-MPC.

1.4.1 Desempenho do FCS-MPC em Regime Permanente

No FCS-MPC (MPTC ou MPCC) o vetor de tensão ótimo é selecionado a partir de um processo de otimização em tempo real, resultando em uma escolha mais precisa e efetiva do que a feita pelo método de controle DTC, no qual o vetor de tensão ótimo é determinado com base em uma tabela de chaveamento utilizando critério de eliminação. Destaca-se no entanto, o desempenho do FCS-MPC em regime permanente é inferior

por exemplo ao FOC e DTC-SVM, devido ao fato de que somente um vetor de tensão é aplicado durante todo o período de controle.

É sabido que o desempenho do DTC clássico em regime permanente pode ser melhorado por meio da introdução do conceito de ciclo de trabalho na estratégia de controle, ou seja, um vetor ativo e outro nulo são aplicados durante o mesmo período de controle. Como exemplo deste tipo de abordagem, aplicada ao motor de indução, em Kang e Sul (1999) é proposto para o DTC clássico o uso do conceito de ciclo de trabalho, objetivando minimizar as ondulações de torque e manter a frequência de chaveamento do conversor constante. O instante de chaveamento ótimo é determinado com base na equação de variação instantânea do torque eletromagnético. Os resultados mostram o desempenho superior do DTC proposto principalmente na região de baixa frequência.

Outro exemplo do uso do conceito de ciclo de trabalho é proposto em Shyu et al. (2010), no qual a minimização global das ondulações de torque é alcançada a partir de dois princípios, zerar o erro de torque no final do período de controle (conceito do *deadbeat*) e reduzir o valor RMS das ondulações de torque.

Recentemente, o conceito de ciclo de trabalho também foi introduzido para o FCS-MPC através do esquema de controle MPTC em Davari, Khaburi e Kennel (2012) e Zhang e Yang (2013), com o objetivo de obter reduções das ondulações de torque como feito para o método DTC clássico. Em ambos os trabalhos, o vetor de tensão que minimiza a função custo é selecionado e então o ciclo de trabalho é subsequentemente otimizado de acordo com alguns princípios. Os resultados mostrados comprovam que esse tipo de abordagem aumenta consideravelmente o desempenho do sistema de controle em comparação ao MPTC convencional. No entanto, o processo em cascata para determinar a seleção do vetor ótimo e a sua respectiva duração não pode garantir a minimização global do erro de torque, uma vez que o melhor vetor de tensão selecionado pode não permanecer otimizado se não for aplicado durante todo o período de controle (ZHANG; YANG, 2014). Para endereçar a solução deste problema, Zhang e Yang (2014) propôs considerar o tempo de duração e a seleção do vetor ótimo na função custo. Consequentemente, essa solução tornou-se mais efetiva do que as apresentadas em (DAVARI; KHABURI; KENNEL, 2012) e (ZHANG; YANG, 2013), possibilitando a redução do tempo de amostragem pela metade sem diminuir a efetividade do controle. Contudo, nos métodos citados *a priori* o segundo vetor de tensão ótima é sempre fixado como um vetor de tensão nulo. Dessa forma, o desempenho do sistema de controle é limitado, uma vez que o segundo vetor de tensão que melhor minimiza a função custo pode não ser necessariamente um vetor nulo. De fato, a combinação de um vetor ativo e um vetor nulo é somente um caso entre as possíveis combinações de vetores (ZHANG; YANG, 2015).

Na busca por melhores resultados em regime permanente para MPTC, em Zhang e Yang (2015) é proposto uma abordagem generalizada de dois vetores, no idioma inglês - *generalized two-vector* (GTV-MPTC). Em outras palavras, o GTV-MPTC é uma genera-

lização do FCS-MPC com aplicação de apenas um vetor durante todo período de controle. Nesta abordagem, a restrição sobre a combinação de vetores, no caso um vetor ativo e outro nulo, é estendida para dois vetores arbitrários. Além disso, a seleção e duração do vetor ótimo são simultaneamente avaliados na função custo, produzindo a minimização global do erro de torque em teoria (ZHANG; YANG, 2015). Em um conversor de dois níveis, a combinação de dois vetores arbitrários produz um total de $7 \times 7 = 49$ combinações possíveis, que é número maior do que no FCS-MPC convencional.

Para diminuir a carga computacional causada pelo aumento do número de combinações, a duração do vetor é otimizada para que o torque instantâneo alcance seu valor de referência no final do próximo período de controle (princípio do *deadbeat*), resultando na independência da sequência no qual os dois vetores selecionados são aplicados. Dessa forma, a redundância de combinações testadas pode ser negligenciada e o número total de combinações testadas é reduzida para 25, que é quase metade das 49 combinações iniciais (ZHANG; YANG, 2015). Os resultados dos testes utilizando o GTV-MPTC confirmam o desempenho superior do método de dois vetores generalizado comparado aos métodos citados a priori (DAVARI; KHABURI; KENNEL, 2012), (ZHANG; YANG, 2013) e (ZHANG; YANG, 2014).

Devido ao aprimoramento de desempenho proporcionada pelo esquema de dois vetores, pode-se supor que se três vetores forem aplicados durante o mesmo período de controle, o desempenho pode ser ainda melhor. Exemplos clássicos de métodos de controle que utilizam esquemas baseados em três vetores são o FOC e DTC com modulação SVM. Por outro lado, alguns trabalhos propõem esquemas de três vetores sem o SVM para o controle DTC clássico (ABAD; RODRIGUEZ; POZA, 2008; ZHANG; ZHU, 2011), para controle direto de potência (WANG; SUN, 2017) e para o controle preditivo de fluxo - no idioma inglês, *model predictive flux control* (MPFC) (ZHANG; XIA; YANG, 2016). Em Abad, Rodriguez e Poza (2008) foi proposto um método de controle para o motor de indução duplamente alimentado baseado na abordagem três vetores. Para a seleção dos três vetores são consideradas duas tabelas chaveamento, uma para resposta transitória e outra para operação em regime permanente. Contudo, a dependência dos parâmetros é a principal desvantagem do método.

No trabalho de Zhang e Zhu (2011) são contornadas as desvantagens do método proposto por Abad, Rodriguez e Poza (2008). Isso é feito por meio da unificação das duas tabelas de chaveamentos, resultando na minimização da dependência sobre os parâmetros. Por outro lado, em Wang e Sun (2017) é proposto um esquema de controle de baixa complexidade baseado na aplicação de três vetores para o gerador de indução duplamente alimentado. Foram realizadas simulações e estudos experimentais para avaliar a efetividade do método proposto. Como resultado, os autores verificaram que as ondulações de potência, torque e harmônicos de corrente são restritos. Além disso, o método proposto pode alcançar um controle de potência quase sem erros e seu desempenho dinâmico

mantém-se satisfatório em comparação a outros métodos de controle direto de potência.

Para o controle preditivo FCS-MPC, um esquema baseado em três vetores, resultaria no aumento significativamente do número de combinações possíveis, por exemplo, para um conversor de dois níveis seriam $7^3 = 343$ possibilidades. Para resolver este problema em Zhang, Xia e Yang (2016) foi proposto uma abordagem de três vetores com baixo custo computacional para a estratégia de controle preditivo baseada no fluxo magnético do estator, no idioma inglês - MPFC. A principal contribuição do trabalho é a redução do número de combinações possíveis, de 343 para 36 combinações. Além disso, a expressão que determina o ciclo de trabalho dos vetores aplicados avalia somente as componentes $\alpha\beta$ do fluxo do estator, tornando o processo de cálculo mais simples do que no esquema baseado em dois vetores generalizados para o MPFC. Contudo, apesar dos bons resultados demonstrados pelos métodos que consideram a aplicação de mais de um vetor durante o período de controle no FCS-MPC, não são encontrados na literatura trabalhos que apresentem esse tipo de abordagem para o MPCC. Além disso, o método de três vetores foi proposto apenas para o MPFC, com um número de combinações de vetores relativamente alto (36 possíveis combinações).

1.4.2 Robustez do FCS-MPC Frente às Incertezas em Parâmetros

O modelo dinâmico do motor de indução é não linear e fortemente acoplado, além disso, incertezas nos parâmetros do modelo e perturbações desconhecidas também são inerentes ao sistema. Embora o FCS-MPC seja um método de controle não linear por natureza, o uso direto de um modelo do sistema para prever e selecionar a ação de controle ótima faz com que esse método de controle apresente sensibilidade aos erros em parâmetros e outras dinâmicas não modeladas, como por exemplo perdas no conversor de potência (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Inúmeros estudos na literatura abordam a questão de robustez do controle preditivo em relação aos erros de parâmetros (RODRIGUEZ et al., 2007; RODRIGUEZ; CORTES, 2012; KWAK; MOON; PARK, 2014; WANG et al., 2017). Os trabalhos de Wang et al. (2015) e Young, Perez e Rodriguez (2016) demonstram o impacto que os erros em parâmetros (resistências e indutâncias) podem causar no sistema de controle preditivo. Em ambos os trabalhos, os autores concluem que os erros nos parâmetros podem deteriorar o desempenho do sistema de controle.

Além do FCS-MPC, outros métodos de controle de corrente baseado em modelo também sofrem com erros paramétricos, como o controle *deadbeat*. Para aumentar a robustez do controle *deadbeat* em Moreno et al. (2009) é utilizado um observador de Luenberger para estimar a corrente do estator futura do sistema conectado à rede elétrica. Esse método foi denominado, no idioma inglês - *robust model predictive current control* (RMPCC).

Contudo, o sistema de controle RPCC sofre com erro em regime permanente. Para solucionar o problema de erro em regime permanente do RMPCC, em Lee et al. (2012) e Xia et al. (2012) o observador de Luenberger é estendido para estimar os distúrbios e incertezas não modeladas do sistema. Dessa forma, o erro em regime permanente é eliminado.

Os bons resultados apresentados em sistemas com inversores conectados à rede motivaram o uso do RPCC no controle de máquinas elétricas. Logo, no trabalho de Wang et al. (2017) é proposto o RPCC para controle de corrente em aplicações com motor de indução trifásico. Neste trabalho, os autores mostram os impactos de erros paramétricos no controle *deadbeat*. Incertezas em parâmetros provocam erros de regime permanente e instabilidade do sistema controle *deadbeat*. Para melhorar o desempenho geral do esquema de controle, é usado o observador de Luenberger com estado estendido para estimar às incertezas causadas pelos erros nos parâmetros e compensar a ação de controle ótima calculada no método *deadbeat*. Os resultados experimentais obtidos mostram um ganho considerável de robustez do RPCC em relação ao controle *deadbeat* convencional (WANG et al., 2017). Já em Wang et al. (2018) como alternativa ao observador de Luenberger para estimação de distúrbios, é utilizado um observador não-linear por modos deslizantes em conjunto com o controle *deadbeat*. Contudo, os resultados obtidos não mostram diferenças significativas com relação ao observador de Luenberger.

O uso de observadores de distúrbio para os métodos de controle preditivo do tipo FCS-MPC é reportado em Wang et al. (2017). Neste trabalho, os autores propõem o uso de dois observadores de distúrbio no método de controle MPTC, sendo um para compensar as incertezas em parâmetros elétricos, e o outro para compensar incertezas nos parâmetros mecânicos utilizados na malha de controle de velocidade. Os resultados de testes experimentais mostram uma melhora geral no desempenho do esquema de controle MPTC. Porém, o uso de dois observadores de distúrbios, aumentam consideravelmente a complexidade do algoritmo de controle.

1.4.3 Projeto do Fator de Ponderação

O MPC pode explorar simultaneamente inúmeros objetivos de controle. Para fazer isso, as variáveis a serem controladas devem ser incluídas na função custo. Como resultado, a função custo pode conter variáveis de diferentes naturezas. O exemplo mais comum é o FCS-MPC para controle de torque e fluxo aplicado em máquinas elétricas, no qual a função custo é composta pelos erros de torque, fluxo e por um fator de ponderação que define a importância de rastreamento das duas variáveis.

Em geral, as diferentes naturezas das variáveis que compõem a função custo resultam no uso de fatores de ponderação. Uma abordagem comum para resolver esse problema é avaliar a função com valores em p.u. (CORTÉS; KOURO; ROCCA, 2009). Os fatores de ponderação, podem influenciar de diferentes maneiras o desempenho do sistema. Além disso, não é fácil definir o valor de ponderação para alcançar um desempenho desejado.

Usualmente, um procedimento heurístico é adotado para determinar o valor do fator de ponderação, resultando em um grande número de simulações e testes experimentais (GUAZZELLI et al., 2018). Para reduzir o tempo de desenvolvimento, técnicas de derivação e limitação podem ser usadas para procurar valores de fator de ponderação adequados (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Outra abordagem usada para evitar o ajuste de fatores de ponderação, consiste na transformação do processo de otimização multiobjetivo com apenas uma função custo, em um processo de otimização multiobjetivo com múltiplas funções custo (VILLARROEL et al., 2013). Contudo, este tipo de abordagem aumenta consideravelmente a carga computacional do sistema, dificultando a solução em tempo real do problema de otimização.

As abordagens heurística e por otimização multiobjetivo podem produzir bons resultados. No entanto, não permitem definir o comportamento desejado do sistema, como o tempo de estabilização para uma variável, nem garantem a estabilidade do sistema. Para resolver esta limitação, utiliza-se no projeto da função de custo conceitos de estabilidade de Lyapunov (AGUILERA; QUEVEDO; MEMBER, 2015). Como resultado, o desempenho do sistema pode ser estabelecido e condições suficientes para a estabilidade local são asseguradas. O principal problema é que o método só pode ser aplicado a uma classe específica de conversores, de modo que ainda são necessárias pesquisas para generalizar essa abordagem para outras aplicações.

1.4.4 Longos Horizontes de Predição

O MPC com horizonte de predição maior que um período de amostragem demonstra aprimoramento nas características de desempenho dinâmico e estabilidade do sistema quando comparado aos que utilizam a predição para apenas um período de amostragem (VAZQUEZ et al., 2016). O uso de longos horizontes de predição resulta no aumento do custo computacional do sistema de otimização. Em geral, o CCS-MPC pode ser formulado com longos horizontes de predição para aplicações de eletrônica de potência. A principal razão disso, é que o custo computacional do CCS-MPC é quase que independente do horizonte de predição. Por outro lado, o problema de otimização do FCS-MPC é usualmente resolvido por um processo de procura exaustiva, que calcula o valor da função custo para cada possível vetor de chaveamento. Como resultado, quando o horizonte de predição é elevado, o custo computacional cresce exponencialmente. O problema de otimização deve ser solucionado para cada tempo de amostragem, porém, em aplicações de eletrônica de potência são usados pequenos tempos de amostragem. Dessa forma, o FCS-MPC com longos horizontes de predição necessita de algoritmos de otimização específicos para serem implementados (GEYER; OIKONOMOU; KIEFERNDORF, 2014). Por isso, geralmente o MPTC e MPCC não são implementados utilizando longos horizontes de predição.

1.5 Objetivos do Trabalho

A partir de uma investigação ampla dos métodos de controle FCS-MPC na área de eletrônica de potência, verificou-se que aspectos como desempenho em regime permanente e robustez frente à erros de parâmetros são extremamente importantes no projeto de sistema de controle de máquinas elétricas com uso do FCS-MPC. Por outro lado, problemas relacionados a determinação de fatores de ponderação podem ser evitados utilizando-se funções de otimização com variáveis de mesma grandeza, como acontece no controle preditivo de corrente (MPCC). Além disso, benefícios proporcionados pelo aumento do horizonte de predição podem ser alcançados indiretamente com o uso de múltiplos vetores de tensão durante o mesmo período de controle. Diante dessas constatações, o objetivo geral deste trabalho concentra-se no desenvolvimento de um método de controle preditivo baseado no MPCC com desempenho em regime permanente melhorado e robusto à erros de parâmetros para ser aplicado no controle de um motor de indução trifásico.

Com base no objetivo geral deste trabalho, as principais contribuições podem ser pontuadas, como descritos a seguir:

1. Aplicação de um observador de distúrbios para estimar incertezas e dinâmicas não modeladas do sistema. Assim, tornando o MPCC robusto à erros nas resistências e indutâncias do motor de indução.
2. Adaptação do método dois vetores para a estratégia de controle MPCC, possibilitando a redução das ondulações na resposta da corrente do estator provenientes do método FCS-MPC.
3. Desenvolvimento do método MPCC baseado na aplicação de três vetores durante o mesmo período de controle, resultando na minimização completa das ondulações na corrente do estator.
4. Avaliação dos sistemas de controle propostos em simulações numéricas e testes experimentais.

1.6 Estrutura da Tese

No capítulo 2, são modeladas as expressões necessárias para a análise dinâmica do motor de indução, os fundamentos para o controle vetorial (FOC) e resultados de simulações numéricas.

No capítulo 3, inicialmente é realizada uma breve revisão sobre a teoria de controle preditivo. Em seguida é apresentado a estratégia de controle preditivo baseado na corrente do estator para o motor de indução. Por último são apresentados os resultados de simulação para o MPCC convencional.

No capítulo 4, primeiramente é abordado o controle preditivo de corrente baseado na abordagem de dois vetores. Em seguida, é proposto o método baseado na abordagem de três vetores para o controle de corrente. Por último, resultados comparativos entre os métodos abordados neste trabalho são analisados e discutidos.

No capítulo 5, primeiramente é construindo um modelo do motor de indução que considera as incertezas do sistema de controle. Em seguida, com base no modelo modificado do motor de indução, é projetado um observador de distúrbios discreto para estimar as incertezas e dinâmicas não modelados do sistema de acionamento e controle. Dessa forma, é possível incorporar o observador de distúrbio aos métodos de controle predito, tornando as estratégias de controle robusta a imprecisões na estimativa dos parâmetros elétricos.

No capítulo 6 são mostrados resultados experimentais para os métodos FOC, MPCC, MPCC2V e MPCC3V.

No capítulo 7 são feitas as considerações finais sobre o trabalho desenvolvido e perspectivas futuras.

Modelos, Acionamento e Controle Desacoplado de Torque e Fluxo do Motor de Indução Trifásico

2.1 Introdução

Neste capítulo são expostos os fundamentos para a construção dos modelos matemáticos que são utilizados tanto para análise quanto para o desenvolvimento de propostas de controle para o motor de indução. O método de controle FOC é descrito e suas principais características são pontuadas. Resultados de simulações numéricas são mostrados com intuito de verificar o comportamento do método FOC em um sistema de controle de velocidade, e também de estabelecer um ponto de comparação para as outras técnicas de controle desenvolvidas neste trabalho.

2.2 Fundamentos para Análise do Motor de Indução

A abordagem de vetores espaciais é usualmente utilizada para modelar o comportamento dinâmico de máquinas elétricas. O vetor espacial é uma variável complexa, no qual amplitude e ângulo podem variar arbitrariamente no tempo (HINKKANEN, 2004-09-17).

Com o auxílio dos vetores espaciais, o sistema trifásico pode ser reescritos como um sistema bifásico no plano complexo, no qual dois eixos ortogonais, α e β , representam o eixo real e imaginário, respectivamente. Desta forma, impõe-se que todas as grandezas elétricas sejam representadas como entidades complexas. Assim, as tensões $\mathbf{v}^s$, correntes $\mathbf{i}^s$ e fluxos $\boldsymbol{\psi}^s$ podem ser descritas no modelo ortogonal complexo ($\alpha\beta$) como (SUL, 2011):

$$\mathbf{v}^s = v_\alpha + jv_\beta \quad (1)$$

$$\mathbf{i}^s = i_\alpha + j i_\beta \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\psi}^s = \psi_\alpha + j \psi_\beta \quad (3)$$

em que o sobrescrito “s” significa que o sistema se encontra em coordenadas referidas ao estator, e j indica a unidade imaginária. Os vetores espaciais no sistema de coordenadas estacionárias são obtidos a partir do sistema trifásico, considerando a relação conhecida como magnitude de fase invariante, no qual as magnitudes das variáveis de fase do sistema trifásico são as mesmas das componentes do sistema bifásico, como descrito a seguir (SUL, 2011):

$$\mathbf{v}^s = \frac{2}{3} \left[v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} v_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} v_c \right] \quad (4)$$

$$\mathbf{i}^s = \frac{2}{3} \left[i_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} i_c \right] \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\psi}^s = \frac{2}{3} \left[\psi_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} \psi_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} \psi_c \right] \quad (6)$$

em que os subscritos a , b e c representam as fases do sistema trifásico.

Para obter uma transformação do sistema bifásico para o sistema trifásico, as seguintes equações são usadas (KRAUSE et al., 2013):

$$\begin{aligned} v_a &= \text{Re} \{ \mathbf{v}^s \} \\ v_b &= \text{Re} \left\{ \mathbf{v}^s e^{j\frac{2\pi}{3}} \right\} \\ v_c &= \text{Re} \left\{ \mathbf{v}^s e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} i_a &= \text{Re} \{ \mathbf{i}^s \} \\ i_b &= \text{Re} \left\{ \mathbf{i}^s e^{j\frac{2\pi}{3}} \right\} \\ i_c &= \text{Re} \left\{ \mathbf{i}^s e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \psi_a &= \text{Re} \{ \boldsymbol{\psi}^s \} \\ \psi_b &= \text{Re} \left\{ \boldsymbol{\psi}^s e^{j\frac{2\pi}{3}} \right\} \\ \psi_c &= \text{Re} \left\{ \boldsymbol{\psi}^s e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

A representação em coordenadas $\alpha\beta$ é suficiente para simplificar a análise do motor de indução trifásico. Contudo, convencionalmente para o projeto e análise de sistemas de controle é utilizado a representação das grandezas elétricas e magnéticas em coordenadas síncronas. Isto significa, que o sistema de referência é transformado de um referencial estacionário para um rotativo, que normalmente gira no tempo com frequência e posição angular igual ao fluxo do estator, do rotor ou do entreferro (HABIBULLAH, 2016). A

transformação da coordenadas estacionárias para síncronas é realizada por (KRAUSE et al., 2013):

$$\mathbf{v} = v_d + jv_q = e^{-j\theta_\lambda} \mathbf{v}^s \quad (10)$$

$$\mathbf{i} = i_d + ji_q = e^{-j\theta_\lambda} \mathbf{i}^s \quad (11)$$

$$\boldsymbol{\psi} = \psi_d + j\psi_q = e^{-j\theta_\lambda} \boldsymbol{\psi}^s \quad (12)$$

em que $\theta_\lambda = \int \omega_\lambda dt$ é o ângulo de rotação do sistema de coordenadas, ω_λ é a velocidade angular do sistema de coordenadas síncrono, d e q representam o eixo real e imaginário do sistema de coordenadas síncrono, respectivamente.

A transformação do sistema de coordenadas dq para $\alpha\beta$ é dada por (KRAUSE et al., 2013):

$$\mathbf{v}^s = e^{j\theta_\lambda} \mathbf{v} \quad (13)$$

$$\mathbf{i}^s = e^{j\theta_\lambda} \mathbf{i} \quad (14)$$

$$\boldsymbol{\psi}^s = e^{j\theta_\lambda} \boldsymbol{\psi}. \quad (15)$$

Com base na teoria de vetores espaciais, na próxima seção é apresentado o modelo do motor de indução, que será utilizado para desenvolvimento dos métodos de controle FOC e FCS-MPC neste trabalho.

2.3 Modelo Dinâmico do Motor de Indução Trifásico

Nesta seção, são descritos dois modelos do motor de indução que podem ser usados para análise e desenvolvimento de métodos de controle. O primeiro, refere-se ao modelo mais utilizado na literatura, que possui cinco parâmetros elétricos. Já o segundo é denominado de modelo Γ inverso. Neste modelo, a representação dos parâmetros elétricos é simplificada, resultando em coeficientes simples que facilitam a aplicação das equações para o desenvolvimento de métodos de controle (HINKKANEN, 2004).

2.3.1 Modelo Convencional

Usualmente, na modelagem do motor de indução as variáveis do rotor são referidas ao estator, como mostrado pelo circuito equivalente em coordenadas estacionárias na Figura 1.

Com o auxílio do circuito equivalente ilustrado na Figura 1, as expressões fundamentais de tensão do estator e de rotor podem ser descritas em coordenadas estacionárias como

Figura 1: Circuito equivalente do modelo convencional do motor de indução em coordenadas estacionárias.

(SLEMON, 1989):

$$\mathbf{v}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\psi_s^s}{dt} \quad (16)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d\psi_r^s}{dt} - j n_{pp} \omega_m \psi_r^s \quad (17)$$

em que ψ_s^s e ψ_r^s são os vetores de fluxos do estator e rotor, respectivamente. O vetor de tensão do estator é denotado por $\mathbf{v}_s^s$, enquanto que $\mathbf{i}_s^s$ e $\mathbf{i}_r^s$ são os vetores de corrente do estator e rotor, respectivamente. Os parâmetros do motor de indução são denotados como sendo R_s a resistência do estator e R_r a resistência do rotor. ω_m e n_{pp} são a velocidade angular do rotor e o número de pares de polos, respectivamente. As expressões dos fluxos do estator e do rotor em coordenadas síncronas são dadas por (SLEMON, 1989):

$$\psi_s^s = L_s \mathbf{i}_s^s + L_m \mathbf{i}_r^s \quad (18)$$

$$\psi_r^s = L_m \mathbf{i}_s^s + L_r \mathbf{i}_r^s \quad (19)$$

com $L_s = L_{s\sigma} + L_m$ e $L_r = L_{r\sigma} + L_m$, sendo que $L_{s\sigma}$ é a indutância de dispersão do estator, $L_{r\sigma}$ é a indutância de dispersão do rotor e L_m a indutância mútua. O torque eletromagnético pode ser descrito por (SLEMON, 1989):

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \text{Im} \{ \mathbf{i}_s^s \psi_s^{s*} \}. \quad (20)$$

em que “*” denota o valor conjugado.

Usualmente, são utilizados os ensaios a vazio e de rotor bloqueado para determinar os parâmetros do motor de indução. Contudo, estes ensaios não são suficientes para determinar todos os parâmetros elétricos do motor de indução. Dessa maneira, frequentemente é feita a consideração de que $L_{s\sigma} = L_{r\sigma}$ (SLEMON, 1989).

2.3.2 Modelo Γ Inverso

Com o objetivo de simplificar o modelo convencional do motor de indução que é representado com cinco parâmetros elétricos, em Slemon (1989) foi proposto o modelo Γ inverso. Este modelo é obtido com base na suposição que L_m e L_r são iguais por meio

da escolha de um fator de transformação Γ . Logo, o modelo convencional do motor de indução é transformado para o modelo Γ inverso por meio de (SLEMON, 1989):

$$\gamma = \frac{L_m}{L_r} \quad (21)$$

consequentemente:

$$L_M = \gamma L_m, \quad L_\sigma = L_{s\sigma} + \gamma L_{r\sigma}, \quad R_R = \gamma^2 R_r, \quad \psi_R^s = \gamma \psi_r^s, \quad \mathbf{i}_R^s = \mathbf{i}_r^s / \gamma. \quad (22)$$

Substituindo (22) em (17), resulta na expressão da tensão do rotor descrita a seguir

$$0 = R_R \mathbf{i}_R^s + \frac{d\psi_R^s}{dt} - j n_{pp} \omega_m \psi_R^s. \quad (23)$$

Os fluxos do estator e rotor no modelo Γ inverso são expressos matematicamente com as seguintes equações:

$$\psi_s^s = L_\sigma \mathbf{i}_s^s + L_M \mathbf{i}_M^s \quad (24)$$

$$\psi_R^s = L_M \mathbf{i}_M^s, \quad (25)$$

em que $\mathbf{i}_M^s$ é a corrente de magnetização, que é definida por:

$$\mathbf{i}_M^s = \mathbf{i}_s^s + \mathbf{i}_R^s \quad (26)$$

sendo $\mathbf{i}_R^s$ a corrente do rotor no modelo Γ inverso.

O fluxo do estator na equação de tensão do estator em (16) pode ser substituído por (24) e (25), assim, as equações da máquina elétrica tornam-se:

$$\mathbf{v}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s - L_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} - L_M \frac{d\mathbf{i}_M^s}{dt} = 0 \quad (27)$$

$$j n_{pp} \omega_m \psi_R^s - R_R \mathbf{i}_R^s - \frac{d\psi_R^s}{dt} = 0. \quad (28)$$

Devido ao fato de não ser possível realizar medições no rotor do tipo gaiola de esquilo e aliado ao fato de que o acionamento é realizado exclusivamente pelo estator, é conveniente que grandezas de rotor sejam eliminadas da equação de estator. Dessa forma, a corrente do rotor pode ser eliminada de (27) e (28) usando (26) e $\mathbf{i}_M^s = \psi_R^s / L_M$ a partir de (25):

$$L_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \mathbf{v}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s - \frac{d\psi_R^s}{dt} \quad (29)$$

$$\frac{d\psi_R^s}{dt} = R_R \mathbf{i}_s^s - (a - j n_{pp} \omega_m) \psi_R^s \quad (30)$$

sendo $a = R_R / L_M$.

Para simplificar o modelo, não deve haver derivadas no lado direito das equações. Dessa maneira, a derivada do fluxo do rotor em (29) é substituída por (30), resultando em

$$\frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = -\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \mathbf{i}_s^s + \frac{1}{L_\sigma} (a - j n_{pp}) \psi_R^s + \frac{1}{L_\sigma} \mathbf{v}_s^s. \quad (31)$$

As equações da corrente do estator e do fluxo do rotor também podem ser escritas em coordenadas síncronas como:

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = -\frac{R_\sigma}{L_\sigma}\mathbf{i}_s - j\omega_\lambda\mathbf{i}_s + \frac{1}{L_\sigma}(a - jn_{pp}\omega_m)\boldsymbol{\psi}_R + \frac{1}{L_\sigma}\mathbf{v}_s. \quad (32)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_R}{dt} = R_R\mathbf{i}_s - [a + j(\omega_\lambda - n_{pp}\omega_m)]\boldsymbol{\psi}_R. \quad (33)$$

O torque eletromagnético pode ser reescrito em função de $\boldsymbol{\psi}_R$ como

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \text{Im} \{ \mathbf{i}_s \boldsymbol{\psi}_R^* \} \quad (34)$$

$$T_{el} = \frac{3}{2} L_\sigma^{-1} n_{pp} \text{Im} \{ \boldsymbol{\psi}_s \boldsymbol{\psi}_R^* \}. \quad (35)$$

A principal vantagem do modelo Γ inverso, é que seus parâmetros podem ser derivados diretamente dos ensaios a vazio e rotor bloqueado (SLEMON, 1989).

Nota-se, que para obter o modelo Γ o fator de transformação deve ser escolhido como $\gamma = \frac{L_s}{L_m}$.

O circuito equivalente do modelo Γ inverso em coordenadas estacionárias é ilustrado na Figura 2.

Figura 2: Modelo Γ inverso do motor de indução.

Segundo Qu (2015), o modelo Γ inverso é preferível para aplicações com fins de controle, pois resulta em expressões mais simples do que o modelo convencional.

2.4 Conversor CC-CA para Acionamento de Máquinas Elétricas

Para se obter o controle de velocidade variável do motor de indução trifásico é necessário que o sistema de acionamento produza uma tensão com amplitude e frequência variável. Usualmente, isso é feito por meio de conversores CC-CA, também conhecidos como inversores. Basicamente, a função do inversor é alterar uma tensão de entrada CC e transforma-lá em uma tensão de saída CA simétrica, com amplitude e frequências desejadas. Existem diversos tipos de inversores trifásicos reportados na literatura, sendo

que para o acionamento de motores de indução trifásicos normalmente são utilizados inversores de dois níveis (ZHANG; YANG, 2014), ainda que outros trabalhos reportam o uso de outras topologias (HABIBULLAH et al., 2017). Neste trabalho será utilizado somente a topologia de dois níveis.

A topologia do conversor fonte de tensão de dois níveis é descrito na Figura 3. Os estados de chaveamento do conversor são definidos pelos sinais de acionamento das chaves S_A , S_B e S_C , os quais são definidos como sendo:

$$S_A = \begin{cases} 1, & \text{se } S_1 \text{ ligado e } S_4 \text{ desligado} \\ 0, & \text{se } S_1 \text{ desligado e } S_4 \text{ ligado} \end{cases} \quad (36)$$

$$S_B = \begin{cases} 1, & \text{se } S_2 \text{ ligado e } S_5 \text{ desligado} \\ 0, & \text{se } S_2 \text{ desligado e } S_5 \text{ ligado} \end{cases} \quad (37)$$

$$S_C = \begin{cases} 1, & \text{se } S_3 \text{ ligado e } S_6 \text{ desligado} \\ 0, & \text{se } S_3 \text{ desligado e } S_6 \text{ ligado} \end{cases} \quad (38)$$

o vetor de estados de chaveamento $\mathbf{S}$, em termos dos estados de cada braço do inversor, pode ser expresso em coordenadas estacionárias como (HABIBULLAH, 2016):

$$\mathbf{S} = \frac{2}{3} \left[S_A + e^{j\frac{2\pi}{3}} S_B + e^{j\frac{4\pi}{3}} S_C \right]. \quad (39)$$

A tensão de saída, em coordenadas estacionária, produzida pelo estado de chaveamento correspondente, é dado por

$$\mathbf{v}_s^s = V_{cc} \mathbf{S}. \quad (40)$$

em que V_{cc} é a tensão no barramento CC. A tensão de saída em (40) também pode ser representada em coordenadas síncronas, como

$$\mathbf{v}_s = e^{-j\theta_\lambda} \mathbf{v}_s^s. \quad (41)$$

Como consequência dos possíveis estados de chaveamento, o inversor de dois níveis produz oito vetores tensão, como mostrado na Tabela 1.

Tabela 1: Vetores de Tensão

V_n	$[S_A \ S_B \ S_C]$	$\mathbf{v}_s^s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$
V_0	0 0 0	0
V_1	1 0 0	$2V_{cc}/3$
V_2	1 1 0	$V_{cc}/3 + j\sqrt{3}V_{cc}/3$
V_3	0 1 0	$-V_{cc}/3 + j\sqrt{3}V_{cc}/3$
V_4	0 1 1	$-V_{cc}/3$
V_5	0 0 1	$-V_{cc}/3 - j\sqrt{3}V_{cc}/3$
V_6	1 0 1	$V_{cc}/3 - j\sqrt{3}V_{cc}/3$
V_7	1 1 1	0

Dentre todos os vetores produzidos pelo inversor de dois níveis, seis deles são considerados vetores ativos $V_1, \dots, V_6$ e dois vetores nulos V_0 e V_7 .

Figura 3: Inversor de dois níveis conectado em Y e seus respectivos vetores de tensão.

Nas próximas seções e capítulos, será mostrados que os estados das chaves que compõem o inversor podem ser determinados por meio da modulação *pulse width modulation* (PWM), utilizando o método de controle FOC, ou de forma direta por meio dos métodos de controle preditivo FCS-MPC.

2.5 Controle por Orientação no Campo (FOC) Aplicado ao Motor de Indução

O método de controle FOC proposto por Blashke (1971) significou um grande avanço, pois possibilitou o uso do motor de indução trifásico em aplicações que requerem velocidade variável.

No controle FOC, fluxo do estator ou rotor podem ser usados como referencial de orientação, porém, como os primeiros trabalhos tiveram como referência o fluxo do rotor, este é considerado o FOC clássico (BLASHKE, 1971).

A orientação no fluxo do rotor tem como principal vantagem o desacoplamento natural entre o fluxo e o torque. Sistemas de controle FOC com base no fluxo do estator ou entreferro também são possíveis, porém, devem ser previstos circuitos desacopladores, pois não é obtido o desacoplamento natural entre torque e fluxo após a transformação de coordenadas.

Quando o fluxo do rotor ψ_R^s passa a ser representado em coordenadas síncronas dq , no qual o sistema de coordenadas gira com a frequência do próprio fluxo do rotor ω_s , tem-se apenas a componente de eixo direto d do fluxo do rotor, como descrito a seguir:

$$\psi_R = \psi_{Rd} + j0. \quad (42)$$

Matematicamente, esse processo consiste em multiplicar o vetor de fluxo magnético do rotor descrito em coordenadas estacionárias ($\alpha\beta$) e o operador complexo $e^{-j\theta}$, tal que

$$\psi_R = \psi_R^s e^{-j\theta}. \quad (43)$$

Como resultado, o modelo da máquina estará sob a orientação do fluxo do rotor e o sistema de coordenadas gira com a velocidade angular do próprio fluxo do rotor (ω_s), que no caso é igual a velocidade síncrona. A Figura 4 ilustra a disposição do fluxo do rotor e das correntes do estator em coordenadas dq .

Figura 4: Orientação no fluxo do rotor.

Com o modelo do motor de indução orientado no fluxo do rotor, a expressão do torque em (34) pode ser reescrita em função das variáveis dq , como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} (\psi_{Rd} i_{sq} - \psi_{Rq} i_{sd}). \quad (44)$$

Nota-se em (44) que a última parcela da expressão do torque depende da parcela do fluxo do rotor sobre o eixo em quadratura. Contudo, como mostrado na Figura 4, $\psi_{Rq} = 0$ na orientação do fluxo do rotor. Dessa forma, (44) pode ser reescrita como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \psi_R i_{sq}. \quad (45)$$

Considerando que ψ_R é mantido constante em regime permanente por meio de uma estratégia de controle, o torque eletromagnético em (45) pode ser controlado mudando-se apenas o valor da corrente i_{sq} . Isso significa que a orientação no fluxo rotor provê um sistema de controle para o motor de indução semelhante ao do motor CC com excitação independente, em que o fluxo magnético ψ_R é equivalente ao fluxo produzido no enrolamento de campo, e a corrente i_{sq} é equivalente a corrente de armadura do motor de corrente contínua.

Para a representação do fluxo magnético do rotor e da corrente do estator em coordenadas síncronas é necessário obter a posição do fluxo magnético do rotor (θ). Usualmente, são utilizadas duas formas distintas conhecidos como forma direta e indireta.

Controle Direto Orientado no Fluxo do Rotor (DFOC): No controle com orientação direta, a estimação do fluxo do rotor é computada diretamente em coordenadas estacionárias, tal que

$$\omega_\lambda = 0, \quad \psi_R^s = \psi_{R\alpha} + j\psi_{R\beta}. \quad (46)$$

Em coordenadas estacionárias, o fluxo do rotor é obtido utilizando a expressão conhecida como modelo de corrente, descrita por (30):

$$\frac{d}{dt}\psi_R^s = R_R \mathbf{i}_s^s - (a - jn_{pp}\omega_m) \psi_R^s$$

A partir de (30), a posição angular do fluxo do rotor θ é determinada como:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{R\beta}}{\psi_{R\alpha}} \right) \quad (47)$$

ou de forma simplificada, os senos e cossenos de θ da transformação dq ($e^{-j\theta}$) podem ser diretamente computados por meio da seguinte relação trigonométrica:

$$\begin{aligned} \cos(\theta) &= \frac{\psi_{R\alpha}}{|\psi_R^s|} \\ \sin(\theta) &= \frac{\psi_{R\beta}}{|\psi_R^s|} \end{aligned} \quad (48)$$

em que $|\psi_R^s| = \sqrt{\psi_{R\alpha}^2 + \psi_{R\beta}^2}$ representa o módulo do fluxo do rotor. A principal desvantagem do método direto é que o fluxo do rotor em coordenadas $\alpha\beta$ apresenta comportamento oscilatório em regime permanente. Em função disto, o método de integração para a implementação digital de (30) deve ser escolhido cuidadosamente, uma vez que na região de alta velocidade (próximo ou acima da velocidade nominal) a estimação pode se tornar imprecisa ou instável (WANG et al., 2016).

A Figura 5 ilustra o esquema DFOC para aplicações com controle de velocidade. Nota-se que a corrente do estator $\mathbf{i}_s^s$ e a tensão no barramento de corrente contínua V_{cc} são usados como realimentação para o sistema de controle. Baseado na tensão de referência no referencial estacionário $\mathbf{v}_{s,\text{ref}}^s$ e a tensão do barramento V_{cc} , o bloco PWM gera as funções de chaveamento para os semicondutores de potência do conversor de dois níveis. A corrente do estator $\mathbf{i}_s^s$ e o vetor de tensão do estator $\mathbf{v}_{s,\text{ref}}$ são usados na estimação do fluxo do rotor.

A tensão de referência na coordenada síncrona $\mathbf{v}_{s,\text{ref}} = v_{sd,\text{ref}} + jv_{sq,\text{ref}}$ tem suas componentes determinadas por controladores lineares, usualmente controladores do tipo PI. As componentes da corrente do estator no referencial do fluxo do rotor $\mathbf{i}_{s,\text{ref}} = i_{sd,\text{ref}} + ji_{sq,\text{ref}}$ são as saídas dos controladores de fluxo do rotor e velocidade do rotor, respectivamente. Os controladores de fluxo e velocidade também são do tipo PI.

Em geral, os controladores utilizados no método FOC são projetados para terem diferentes bandas passantes. Usualmente, considera-se que as malhas das correntes i_{sd} e i_{sq}

Figura 5: Estrutura de controle com orientação do fluxo do rotor. Estimação do fluxo rotor realizada no referencial estacionário a partir de (30).

são as mais rápidas do sistema de controle, com largura de banda correspondente aproximadamente a um décimo da frequência de amostragem angular (HARNEFORS, 1997). Por outro lado, as malhas de controle externas, que são as malhas de velocidade e fluxo do rotor, têm comportamento dinâmico mais lento do que a corrente do estator, por isso os controladores dessas malhas podem ser projetados para terem resposta mais lenta que a malha de corrente (HINKKANEN, 2004-09-17).

Controle Indireto Orientado no Fluxo do Rotor (IFOC): Enquanto que no DFOC o fluxo do rotor é computado no referencial estacionário $\alpha\beta$, no controle IFOC utiliza-se as coordenadas síncronas, tal que:

$$\omega_\lambda = \omega_s, \quad \psi_R = \psi_{Rd} + j0 \quad (49)$$

em que ω_s é a velocidade angular do fluxo do rotor. O esquema original do IFOC foi concebido pela transformação do modelo de corrente (30) para o referencial síncrono, como mostrado a seguir (HARNEFORS; HINKKANEN, 2014):

$$\frac{d\psi_R}{dt} + j\frac{d\theta}{dt}\psi_R = R_R \mathbf{i}_s - (a - jn_{pp}\omega_m)\psi_R. \quad (50)$$

Separando as partes reais e imaginárias de (50) é possível determinar a relação entre o fluxo do rotor e seu respectivo ângulo, como expressado a seguir:

$$\frac{d\psi_R}{dt} = R_R i_{sd} - a\psi_R \quad (51)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s = n_{pp}\omega_m + \frac{R_R i_{sq}}{\psi_R}. \quad (52)$$

Considerando que ψ_R é mantido constante em regime permanente por meio de um controlador, então pode-se supor que $\frac{d\psi_R}{dt} = 0$, dessa forma o fluxo do rotor torna-se depende apenas da componente de eixo- d da corrente do estator, tal que:

$$\psi_R = L_M i_{sd}. \quad (53)$$

A equação (52), que é conhecida como a relação de escorregamento, mostra que a frequência do fluxo é igual a soma da velocidade angular elétrica do rotor mais a frequência do escorregamento $R_R i_{sq} / \psi_R$. Ao contrário do DFOC, no IFOC a estimação do fluxo é feita no referencial síncrono onde as variáveis são constantes em regime permanente. Isto é um benefício quando comparado ao DFOC. Outro benefício é que a frequência do fluxo do rotor, que é igual a frequência do estator, é uma variável explícita do algoritmo de controle (HARNEFORS; HINKKANEN, 2014).

O esquema completo do controle IFOC para aplicações com velocidade variável é ilustrado na Figura 6. Nota-se que a estrutura de controle IFOC ilustrada na Figura 6

Figura 6: Diagrama do método indireto de orientação no campo (IFOC).

é idêntica a estrutura do DFOC mostrada na Figura 5, exceto pelo fato do estimador de fluxo ser implementado completamente em coordenadas síncronas.

As propriedades do método FOC podem ser sumarizadas como segue (ZELECHOWSKI, 2005):

- O método FOC possibilita o controle do motor de indução com desacoplamento entre fluxo e torque;
- A frequência de chaveamento do inversor é constante devido o uso do algoritmo PWM;
- O método FOC é sensível aos parâmetros elétricos do rotor;

- Transformações de coordenadas são requeridas;
- São necessários controladores de corrente.

Devido às características atrativas da estimação da posição do fluxo rotor do método indireto, na seção seguinte serão analisados os resultados de simulação apenas do método IFOC. Além disso, os resultados apresentados serão utilizados como referência para comparação com os outros métodos desenvolvidos neste trabalho.

2.5.1 Resultados de Simulação Computacional do Método FOC para o Motor de Indução Trifásico

Os testes de simulação computacional do método IFOC foram realizados com o emprego do software Matlab/Simulink. A máquina de indução trifásica utilizada nas simulações numéricas é do tipo gaiola de esquilo, com os parâmetros expostos na Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros do Motor de Indução.

Parâmetros	Valor	Unidade (SI)
Potência	736	W
R_s	7.5022	Ω
R_r	4.8319	Ω
$(L_s \text{ and } L_r)$	718.5	mH
L_m	694.1	mH
n_{pp}	1	
J	0.0013	Kg.m ²
F	$5.107 \cdot 10^{-4}$	N.m.s
Tensão	220/380	V
Frequência	60	Hz

O tempo de amostragem das correntes do estator, dos controladores e do modulador PWM foram ajustados para $100\mu\text{s}$. Dessa forma, todo o sistema de controle está atrelado à mesma taxa de amostragem. O sistema de controle IFOC implementado para a análise neste trabalho corresponde ao sistema ilustrado na Figura 6, no qual são utilizados quatro controladores PI para as malhas de controle de velocidade do rotor, fluxo do rotor e das correntes de eixo direto e em quadratura. Os respectivos ganhos dos controladores são apresentados na Tabela 3. Inicialmente, a operação do motor de indução trifásico com o emprego do método de controle IFOC foi analisado em função do ensaio de partida do repouso até 2500 rotações por minuto (rpm) e com pré-excitação do fluxo do rotor, como ilustrado na Figura 7. Analisando, primeiramente a malha de velocidade, nota-se que o sistema motor atinge a velocidade de referência em aproximadamente 0.3 segundos, sem apresentar sobre-sinal. Assim, como no controle das correntes de eixo direto e em

Tabela 3: Ganhos dos controladores PI do método IFOC.

	ω_m	ψ_R	i_{sd}	i_{sq}
K_p	0.1	15.7	72.79	72.79
K_I	1.4	342.77	6256	6256

Figura 7: Resultado de simulação mostrando o processo de partida do controle IFOC.

quadratura que também não apresentam sobre sinal na resposta, tal como designado pela dinâmica ajustada para os controladores. O segundo teste ilustrado na Figura 8 é realizado para verificar o comportamento do sistema de controle frente a reversão de velocidade do motor de indução. A referência de velocidade é fixada em -2000rpm e no instante 0.2s é alterada para 2000rpm . Observa-se novamente que em todas as malhas de controle não são observados sobre-sinais. Além disso, durante a passagem da velocidade por zero não é observado nenhuma ondulação no controle de corrente. A Figura 9 apresenta o resultado de simulação para o teste de entrada em degrau de uma carga de 2.1 N.m no tempo $t = 0.2$ segundos com o motor operando em regime permanente. A retomada da velocidade do rotor para o seu respectivo valor de referência, ilustrado na Figura 9, demonstra a capacidade de rejeição ao distúrbio externo ao sistema de controle. As incertezas paramétricas são um ponto muito importante dos sistemas de controle para máquinas. Em aplicações práticas as resistências do estator e rotor mudam durante a operação devido ao aumento de temperatura. Por outro lado, as indutâncias podem mudar quando a máquina opera na região de saturação. Considerando, que o motor não

Figura 8: Resultado de simulação mostrando a reversão de velocidade do controle IFOC.

está operando na região de saturação, o método de controle IFOC apresenta sensibilidade para a resistência do rotor. Dessa forma, a Figura 10 mostra o desempenho do método IFOC em dois pontos de operação (200 e 1500rpm) para o teste de entrada de degrau de torque de carga de 2.1N.m no instante de 0.2s com erro de 50% na resistência do rotor informada para o sistema de controle ($R'_r = 0.5R_r$). Em ambos os pontos de operação pode ser visto que o erro na resistência do rotor causa um aumento no tempo de resposta do controle de velocidade. Esse aumento no tempo de resposta pode ser explicado por meio da expressão (52), no qual a estimação da posição do fluxo do rotor utilizado no processo de orientação é dependente da resistência do rotor. Logo, o erro na resistência do rotor causa erro na transformação dq prejudicando a resposta do sistema de controle.

2.6 Síntese do Capítulo

Este capítulo apresentou os fundamentos para obtenção do controle desacoplado de torque e fluxo para o motor de indução trifásico, denominado de FOC. No FOC, as correntes do estator são decompostas em duas componentes, corrente de eixo direto (correspondente ao fluxo magnético) e em quadratura (correspondente ao torque eletromagnético), para emular o comportamento da máquina CC. Como resultado, o controle desacoplado de torque e fluxo é alcançado. As correntes de eixo direto e em quadratura são reguladas em coordenadas síncronas, usualmente utilizando controladores lineares do tipo proporcional-integral. Subsequentemente, um modulador PWM é usado para sintetizar o

Figura 9: Resultado de simulação do controle IFOC com aplicação de torque de carga de 2.1 N.m.

Figura 10: Resultado de simulação mostrando o controle IFOC durante aplicação de torque de carga - com erro na resistência do rotor.

vetor de tensão de referência, produzido pelos controladores de corrente, gerando os pulsos para as chaves eletrônicas do inversor. Esse processo, possibilita um bom desempenho em regime permanente e durante os transitórios do sistema de controle. Devido a essas características o FOC tornou-se o padrão industrial para controle de alto desempenho de máquinas elétricas. Contudo, apesar das inúmeras qualidades o FOC apresenta limitações de desempenho, principalmente no controle de corrente.

O uso de controladores PIs nas malhas de corrente limita o desempenho dinâmico do sistema de controle, uma vez que esses controladores possuem banda passante limitada. Além disso, o fato do modelo do motor de indução ser não linear dificulta o projeto e o desempenho deste tipo de controlador. Por isso, no próximo capítulo será abordado um método alternativo de controle com características inerentes que permitem o uso específico para sistemas de controle não lineares na área de eletrônica de potência.

Controle Preditivo FCS-MPC Aplicado no Controle do Motor de Indução

3.1 Introdução

O controle preditivo é uma alternativa atrativa para os métodos de controle clássicos aplicados à eletrônica de potência. Sistema de controle que utilizam as técnicas do controle preditivo podem prever o comportamento futuro da processo por meio de um modelo matemático e com base nessa informação, calcular a atuação de controle ótima sobre a planta. Logo, este capítulo trata dos principais aspectos que envolvem este tipo de controle. Inicialmente são descritos os conceitos que diferenciam os métodos de conjunto de controle contínuo e discreto. Em seguida, é descrito em detalhes as principais características do método conhecido como *finite control-set* (FCS). Por último, é demonstrado a implementação do controle preditivo para controle de corrente em um sistema de controle desacoplado de torque e fluxo para máquinas de indução trifásicas.

3.2 Controle Preditivo

O controle preditivo abrange uma ampla classe de métodos que podem ser aplicados em conversores de potência. Os inúmeros métodos reportados na literatura podem ser classificados como ilustrado na Figura 11, de acordo com o proposto em Cortes et al. (2008).

Como visto na Figura 11, o controle preditivo baseado em comparadores de histerese não utiliza moduladores. Dessa forma, a ação de controle é definida a partir de um critério de otimização definido pela manutenção da variável controlada dentro dos limites de uma área de histerese (HOLTZ; STADTFELDT, 1983). Por outro lado, no controle por trajetória, a variável controlada é forçada a seguir uma trajetória pré-determinada (MUTSCHLER; FLACH, 1998). Já no método conhecido como controle *deadbeat*, a ação de controle ótima

Figura 11: Classificação dos controles preditivos utilizados em aplicações eletrônica de potência.

é aquela que faz o erro igual a zero no próximo instante de amostragem (YAMAMOTO, 1990). Diferente dos métodos citados anteriormente, no controle preditivo por modelo (MPC) o critério de otimização é expresso por uma função custo que deve ser minimizada a cada período de controle (ROJAS et al., 2013).

A principal diferença entre os grupos de controle preditivo mostrados na Figura 11 é que o *deadbeat* e o controle CCS-MPC utilizam moduladores para sintetizar a tensão requerida pelo controle. Logo, a frequência de chaveamento do inversor é constante. Nos outros métodos, os estados de chaveamento do inversor são gerados de forma direta, sem o uso de moduladores, resultando na frequência de chaveamento variável do inversor (CORTES et al., 2008).

Com o controle preditivo é possível evitar estruturas em cascata que são tipicamente utilizadas em esquema de controle linear, resultando em estruturas de controle relativamente mais simples. Além disso, não-linearidades do sistema podem ser facilmente incluídas no esquema de controle, evitando a necessidade de linearização em torno de um ponto de operação. Portanto, a operação do sistema pode ser aprimorado para diversas condições. Também, pode-se incluir restrições e algumas variáveis auxiliares enquanto o sistema de controle é construído. Estas características são implementadas diretamente e

com relativa facilidade em alguns esquemas de controle, tal como MPC, por outro lado são difíceis de se obter em esquemas como o controle *deadbeat* (GARCIA et al., 2016).

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento e aperfeiçoamento do controle preditivo FCS-MPC para o uso no controle do motor de indução trifásico.

3.3 Princípios do Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC)

O controle preditivo baseado em modelo não se refere a apenas um único método, mas sim uma família de estratégias de controle. Contudo, todas essas estratégias de controle (em maior ou menor grau) são baseadas nos seguintes princípios (RODRIGUEZ; CORTES, 2012):

1. As saídas futuras ou saídas previstas do controle y_{k+h} , $h = 0, \dots, N$ são previstas sobre um horizonte de controle N pré-definido, conhecido como horizonte de predição, usando as informações disponíveis até o tempo k . Entre as informações disponíveis estão: o modelo do sistema, as variáveis controladas ou estados medidos y_k e as entradas de controle u_k aplicadas no sistema. Se algum estado do sistema não estiver disponível para medição, este pode ser obtido através de estimadores;
2. As sequências de futuras ações de controle ótimas u_{k+h} , em que $h = 0, \dots, N - 1$, são avaliadas pela otimização de uma determinada função custo. No caso, a função custo inclui os erros entre valores de referências e valores preditos, além de outras restrições do sistema;
3. Os passos 1) e 2) são repetidos para cada horizonte de predição. Contudo, entre N ações de controle em uma sequência dentro do horizonte de previsão, apenas o primeiro elemento da sequência é aplicado como ação de controle ideal para o sistema.

Os princípios que descrevem o controle preditivo baseado em modelo possuem algumas vantagens importantes, tais como (RODRIGUEZ; CORTES, 2012):

- Os conceitos descritos são intuitivos e de fácil entendimento;
- MPC pode ser aplicado em uma grande variedade de sistemas, cujo modelos matemáticos são bem conhecidos;
- Sistemas de controle multivariável são considerados facilmente;
- *Dead time* pode ser compensado;
- Não-linearidades do sistema são consideradas;

- A função custo pode incorporar objetivos de otimização além de minimização do erro da variável de controle (GUAZZELLI et al., 2018);
- Para $N = 1$ a estrutura resultante de controle é relativamente simples.

Entretanto, algumas desvantagens têm de ser mencionadas, tais como (PREINDL; SCHALTZ; THOGERSEN, 2011):

- Grande número de cálculos, se comparado aos controles clássicos;
- A qualidade do modelo matemático do processo tem influência direta sobre a qualidade resultante do controle. Por exemplo, a eficácia do controle é comprometida caso o modelo possua parâmetros incorretos. Por isso esquemas de adaptação ou estimação paramétrica devem ser considerados para manutenção do desempenho do controle frente à alterações na planta.

Um esquema genérico para o MPC aplicado a eletrônica de potência e acionamento de máquinas é ilustrado na Figura 12.

Figura 12: Esquema genérico do controle preditivo baseado em modelo para aplicações com eletrônica de potência.

O conversor de potência mostrado na Figura 12 pode ser de qualquer topologia e número de fases, enquanto que a carga genérica pode representar uma máquina elétrica, rede ou qualquer outra carga ativa ou passiva. Neste esquema, as variáveis medidas ($\mathbf{x}_k$) são usadas por um modelo matemático para calcular as previsões ($\mathbf{y}_{k+1}$) para um possível horizonte de atuação. Em seguida, as previsões são avaliadas usando uma função custo responsável por avaliar futuros erros ($\mathbf{y}_{k,ref} - \mathbf{y}_{k+1}$) e restrições do processo. Em geral, todos os objetivos de controle, que dependem do tipo de aplicação, são definidos na função custo em termos de erros de previsão com apropriados fatores de ponderação. Os erros são obtidos de forma simples usando valores absolutos ou quadráticos. Por último, a ação de controle ótima $\mathbf{S}$ é selecionada e aplicada no conversor, sendo que no CCS-MPC os estados de chaveamento são determinados por um modulador, enquanto que no FCS-MPC os estados de chaveamento são definidos de forma direta.

Em relação ao CCS-MPC, o controle preditivo generalizado (GPC) é um bom exemplo de método aplicado a eletrônica de potência. O algoritmo do GPC foi proposto

originalmente em 1987 e tornou-se uma solução para aplicações de eletrônica de potência (KENNEL et al., 2001; CLARKE, 1988). Em geral, os resultados obtidos com o uso do GPC em sistema de acionamento são bons. Contudo, limitações de projeto e inclusão de restrições são citados como desvantagens do método (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Outro exemplo de CCS-MPC é o MPC explícito (EMPC) proposto em Mariethoz, Domahidi e Morari (2009) e aplicado ao controle de máquinas síncronas.

Os esquemas GPC e EMPC aproximam o modelo do inversor como um sistema linear utilizando um modulador. Isto simplifica o processo de otimização e permite o cálculo de uma lei de controle explícita, evitando a necessidade de otimização em tempo real. No entanto, esta simplificação não leva em consideração a natureza discreta dos inversores (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

No FCS-MPC a natureza discreta dos conversores de potência é considerada, possibilitando a simplificação do problema de otimização e sua implementação em tempo real. Considerando um número finito de estados de chaveamento do conversor e a capacidade de processamento atual dos microprocessadores, o uso do FCS-MPC em problemas de eletrônica de potência e acionamento de máquinas torna-se uma possibilidade atrativa, como será mostrado nas seções subsequentes deste trabalho.

3.4 Estratégia de Controle Preditivo FCS-MPC

Comparado ao método CCS-MPC, o FCS-MPC é conceitualmente mais simples (GEYER; PAPAFOITOU; MORARI, 2009). No estágio de projeto do FCS-MPC para o controle de conversores de potência, os seguintes conceitos devem ser identificados (NEMEC; NEDELJKOVIC; AMBROZIC, 2007):

- Modelagem do conversor de potência, identificando todos os possíveis estados de chaveamento;
- Definição de uma função custo que represente o comportamento desejado do sistema;
- Obtenção do modelo discreto do sistema que possibilite a predição do comportamento das variáveis controladas.

Quando se modela o inversor, a chave de potência é o elemento básico, que pode ser por exemplo um transistor ou tiristor. O modelo mais simples de uma chave considera um comportamento ideal, no qual existem apenas dois estados: ligado e desligado. Desta forma, o total de números de estados de chaveamento de um conversor de potência é igual ao número das diferentes combinações dos dois estados de chaveamento de cada chave. No entanto, algumas combinações não são possíveis, como por exemplo, combinações que colocam o barramento CC em curto-circuito.

Como regra geral, o número de possíveis estados de chaveamento M é dado por

$$M = x^y \quad (54)$$

em que x é o número de possíveis estados de cada braço do conversor e y é o número de fases ou braços do conversor. Desta maneira, um conversor trifásico de dois níveis tem $M = 2^3 = 8$ possíveis estados de chaveamento. Por outra lado, um conversor trifásico de três níveis tem $M = 3^3 = 27$ possíveis estados de chaveamento.

Cada tipo de aplicação impõe inúmeros requisitos de controle sobre o sistema tais como controle de corrente, torque, potência, entre outros. Estes requisitos podem ser expressos como uma função custo a ser minimizada. A forma mais básica de função custo a ser definida é alguma medida de erro entre uma referência e uma variável predita. Os erros que compõe a função custo podem ser de tipos e unidades diferentes. A relação entre as diferentes unidades é feita por fatores de pesos, que geralmente são determinados por métodos empíricos.

Na construção do modelo para predição, as variáveis controladas devem ser consideradas a partir de um modelo matemático discreto, que é usado para a predição destas variáveis. É importante definir quais variáveis podem ser medidas e quais não podem, uma vez que em vários casos as variáveis que são requeridas no processo de predição não podem ser medidas, sendo necessário o uso de estimadores.

Para obter um modelo discreto no tempo deve-se usar algum método de discretização. Em sistemas de primeira de ordem, as derivadas podem ser facilmente aproximadas usando o método conhecido como *forward Euler*, como descrita seguir:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x_{k+1} - x_k}{T_s} \quad (55)$$

em que T_s é o tempo de amostragem. Entretanto, deve ser mencionado que para sistemas de alta ordem, os modelos discretizados usando este método não apresentam boas respostas (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Quando implementado, o controle deve considerar as seguintes questões:

- Predizer o comportamento das variáveis controladas para todos os possíveis estados de chaveamentos (vetores de tensão).
- Avaliar a função custo para cada predição.
- Selecionar o estado de chaveamento que minimiza a função custo.

Dependendo da complexidade do sistema de controle, o número de cálculos pode ser significativo, limitando o tempo mínimo de amostragem. Em um caso simples, como o controle preditivo de corrente apresentado em Rodriguez et al. (2007), o tempo de cálculo é pequeno, mas em outros esquemas tal como no controle de torque e fluxo, o tempo de cálculo do algoritmo é o parâmetro que determina o tempo de amostragem permitido.

Para seleccionar o estado de chaveamento que minimiza a função custo, todos os possíveis estados são avaliados e o valor ótimo é armazenado para ser aplicado no próximo período. O número de cálculos é diretamente relacionado ao número de estados possíveis. No caso de um conversor trifásico de dois níveis, calcular as previsões das variáveis controladas para oito possíveis estados não é um problema para microcontroladores de alto desempenho, mas no caso de conversores multiníveis ou polifásicos (quatro ou mais fases), devem ser considerados métodos alternativos de otimização para reduzir o número de cálculos.

Com base nos conceitos de projeto e implementação do FCS-MPC, na próxima seção será mostrado a construção do controle preditivo de corrente baseado no FOC, conhecido como MPCC.

3.5 Controle Preditivo de Corrente para o Motor de Indução

Originalmente, o controle preditivo de corrente baseado no controle preditivo FCS-MPC aplicado ao motor de indução foi proposto por Vargas et al. (2008), no qual, os autores utilizam o método FOC para determinar os valores de referência da corrente do estator, como ilustrado na Figura 13.

Figura 13: Esquema de controle preditivo MPCC aplicado ao motor de indução baseado no FOC.

Observa-se na Figura 13 que a principal diferença do MPCC para o IFOC ilustrado na Figura 6 é a eliminação dos controladores de corrente, que são substituídos pelo algoritmo de otimização do MPCC. Além disso, devido ao processo de otimização que seleciona o vetor de tensão ótimo, também não é utilizado o modulador PWM.

O controle preditivo MPCC é composto de três principais etapas: etapa de estimação, etapa de predição e etapa de minimização da função custo. As referências das componentes da corrente do estator são obtidas a partir dos controladores do tipo PI de fluxo e velocidade. Os detalhes de cada parte que constitui o MPCC será detalhado a seguir.

3.5.1 Etapa de Estimação

No sistema de controle MPCC baseado no método IFOC, é necessário realizar a estimação da posição angular do fluxo do rotor θ e da componente de eixo direto do fluxo do rotor $\hat{\psi}_{R,k}$. A posição do fluxo do rotor é obtida com base na relação de escorregamento (52), descrita em tempo discreto que é obtida com auxílio da aproximação de Euler apresentada em (55), como

$$\frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{T_s} = \omega_{s,k} = n_{pp}\omega_{m,k} + \frac{R_R i_{sq,k}}{\hat{\psi}_{R,k}}. \quad (56)$$

Já o fluxo rotor pode ser estimado no instante de tempo k por meio da versão discreta de (33), como descrito a seguir:

$$\hat{\psi}_{R,k} = \hat{\psi}_{R,k-1}^s + T_s \left[R_R i_{sd,k-1} - a \hat{\psi}_{R,k-1} \right] \quad (57)$$

em que “ $\hat{\cdot}$ ” indica que a variável é estimada. A corrente do estator $i_{sd,k-1}$ é obtida por meio da transformação de coordenadas descrita em (11) e com auxílio da posição angular do fluxo do rotor, obtida em (56).

3.5.2 Etapa de Predição

Na etapa de predição do MPCC é necessário prever o comportamento da corrente do estator no instante de tempo $(k+1)$. O fluxo do rotor no instante $\hat{\psi}_{R,k}$, a corrente do estator medida $i_{s,k}$, a posição do fluxo do rotor θ_k e a velocidade do rotor $\omega_{m,k}$ são considerados entradas para o processo de predição. A corrente do estator no instante de tempo $(k+1)$ é obtida a partir de (32):

$$i_{s,k+1}^p = i_{s,k} + T_s \left[-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} i_{s,k} - j\omega_{s,k} i_{s,k} + \frac{1}{L_\sigma} (a - jn_{pp}\omega_{m,k}) \hat{\psi}_{R,k} + \frac{1}{L_\sigma} v_{s,k} \right]. \quad (58)$$

em que o sobrescrito p denota a variável preditiva.

Na etapa de predição, a corrente do estator descrita em (58) é calculada para cada vetor de tensão mostrado na Tabela 1 usando a expressão definida em (41), ou seja, $v_{s,k}$ assume sete diferentes valores que são referentes as possíveis combinações de estados do conversor de dois níveis. Os resultados obtidos na etapa de predição são avaliados na otimização da função custo, como demonstrado a seguir.

3.5.3 Otimização da Função Custo

O último passo no algoritmo do controle MPCC é desenvolver uma função custo apropriada para otimização. A função custo é relativamente flexível podendo lidar com problemas multivariáveis. A construção dessa função deve ser feita com base nos objetivos específicos do problema. No caso do MPCC, a função custo considera apenas o erro entre a corrente de referência e a corrente do estator predita em (58), como descrito a seguir:

$$g_i = \left(\mathbf{i}_{s,\text{ref}} - \mathbf{i}_{s,k+1}^p \right)^2, \quad (59)$$

em que i indica o índice do vetor de tensão testado no processo de predição, sendo que para o conversor de potência de dois níveis $i = 0, \dots, 7$. Claramente, a função custo definida em (59) representa o quadrado da norma do vetor de erro de corrente no instante futuro $(k+1)$. Logo, a otimização do sinal de controle, significa selecionar e aplicar, no instante de tempo (k) , o vetor de tensão que produzirá o erro de corrente com custo mínimo no instante de tempo $(k+1)$.

No MPTC convencional, como a função custo usualmente consiste dos erros do torque e fluxo magnético que possuem unidades e medidas diferentes, deve-se realizar o projeto de um fator de ponderação para se alcançar um desempenho satisfatório do sistema de controle. Contudo, o projeto do fator de ponderação não é uma tarefa fácil devido a falta de uma teoria de projeto adequada (GUZZELLI et al., 2018). Portanto, comparando-se ambos os métodos de controle preditivo, o MPCC apresenta maior simplicidade de projeto do que o MPTC.

A estrutura de controle do MPCC pode ser sumarizada através dos seguintes passos definidos no algoritmo 1:

Algoritmo 1 *Controle Preditivo de Corrente (MPCC)*

- Passo 1:* Inicialize o sistema com uma tabela de vetores de tensão;
 - Passo 2:* Aplique o vetor de tensão ótimo selecionado no tempo de amostragem anterior $\mathbf{v}_{s,k}^s$;
 - Passo 3:* Obtenha a medição das variáveis $\mathbf{i}_{s,k}^s$ e V_{cc} ;
 - Passo 4:* Realize a estimação de θ_k (56) e do fluxo do rotor em (57);
 - Passo 5:* Realize a predição da corrente do estator em (58);
 - Passo 6:* Avalie a função custo para cada possível vetor de tensão (59);
 - Passo 7:* Selecione o vetor de tensão ótimo ($\mathbf{v}_{s,k}^s$) para ser aplicado no próximo período de amostragem;
 - Passo 8:* Os passos a partir de 2 à 7 são repetidos a cada tempo de amostragem;
-

O método MPCC é relativamente simples e intuitivo para ser implementado em plataformas de simulação e testes experimentais. Por isso, na próxima seção será mostrado resultados do MPCC para um controle de velocidade variável com intuito de estabelecer um ponto de comparação com o método IFOC mostrado no capítulo 2.

3.5.4 Resultados de Simulação Computacional do Controle MPCC para o Motor de Indução Trifásico

Assim como no método IFOC, as simulações computacionais do controle MPCC convencional aplicado ao motor de indução trifásico foram realizadas no software Matlab/Simulink com o auxílio da biblioteca *SimPowerSystems*. O método MPCC implementado nas simulações segue o esquema apresentado na Figura 13, no qual são utilizados dois controladores PIs para as malhas de controle de velocidade e fluxo do rotor, com os ganhos definidos na Tabela 4. Como descrito neste capítulo, as malhas de controle das correntes do estator de eixo direto e em quadratura são realizadas pelo algoritmo do MPCC. Os parâmetros de simulação são os mesmos adotados para o método IFOC, ou seja, os tempos de amostragem das correntes medidas e do controle preditivo são fixados em $100\mu\text{s}$. Com intuito de enfatizar as principais diferenças entre o método de controle

Tabela 4: Ganhos dos controladores PI do método MPCC

	ω_m	ψ_R	i_{sd}	i_{sq}
K_p	0.1	15.7	-	-
K_I	1.4	342.77	-	-

IFOC e o MPCC, foram realizados os mesmos testes de simulação apresentados no capítulo 2. Dessa forma, o primeiro teste, ilustrado na Figura 14, verifica o comportamento do motor de indução trifásico durante o processo de partida do motor, no qual é realizada a etapa de magnetização do rotor antes da aplicação do degrau de velocidade de 0 à 2500 rpm no instante de 0.2s. Comparando-se o resultado ilustrado na Figura 14, referente ao MPCC, com o apresentado pelo método IFOC ilustrado na Figura 7, pode-se notar duas principais diferenças. A primeira é verificada na resposta das correntes de eixo direto e em quadratura, nota-se uma banda de ondulação significativa no método MPCC. Isso deve-se ao fato do MPCC aplicar apenas um vetor de tensão durante todo o período de controle. Por outro lado, a segunda principal diferença em relação ao IFOC é verificada na dinâmica mais rápida da corrente em quadratura durante o degrau de velocidade. É importante frisar que no algoritmo do controle preditivo MPCC não há coeficientes ou ganhos para a malha de corrente que demandem esforços de projeto, estabelecendo uma característica importante frente aos métodos baseados em controladores que exigem sintonia do seus ganhos.

Na Figura 15 é apresentado o resultado para o teste de reversão de velocidade. Neste caso, assim como no teste de partida, pode ser visto que as correntes do estator seguem os respectivos valores de referência, mesmo quando o motor está próximo da velocidade zero, evidenciando a dinâmica desacoplada proporcionada pelo MPCC.

Figura 14: Resultado de simulação mostrando a rápida aceleração de 0 até 2500 rpm com o método MPCC.

A Figura 16 mostra o resultado para a simulação de entrada de degrau de torque de carga de 2.1N.m no instante de 0.2s. De forma semelhante ao método IFOC, o MPCC é capaz de zerar o erro de velocidade devido ao uso do controlador PI na malha externa de controle. Contudo, mesmo com o motor operando com carga próxima da nominal, as correntes de eixo direto e em quadratura apresentam níveis de ondulação elevados, tornando-se a principal desvantagem do método MPCC.

Na etapa de predição do algoritmo MPCC convencional é necessário predizer o comportamento do vetor da corrente do estator no instante $k + 1$. Para tanto, é utilizado um modelo que necessita do conhecimento das indutâncias e resistências do estator e rotor. Logo, o MPCC convencional apresenta maior dependência paramétrica se comparado ao IFOC, quando considerado o efeito do aumento de temperatura durante a operação do motor de indução. A Figura 17 mostra o comportamento do método MPCC convencional durante o teste de entrada de carga considerando erros nas resistências do estator e rotor.

As Figuras 17(a) e 17(b) mostram o impacto do erro na resistência do estator sobre a resposta do sistema de controle MPCC convencional durante a entrada de torque de carga de 2.1N.m no instante de $t = 0.2s$ para as velocidades de 200 e 1500rpm, respectivamente. Pode ser visto que para ambas as velocidades de operação o sistema de controle responde rapidamente a entrada de torque de carga, eliminando o erro de velocidade em menos de 0.2s para ambos os casos. Contudo, o sistema de controle demonstra erro em regime

Figura 15: Resultado de simulação mostrando a reversão de velocidade com o método MPCC.

permanente nas componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator, uma vez que a média da banda de ondulação dessas correntes não coincide com as respectivas referências.

Nas Figuras 17(c) e 17(d) são ilustradas as respostas do sistema de controle MPCC convencional durante a entrada de torque de carga de 2.1N.m no instante de $t = 0.2s$ para as velocidades de 200 e 1500rpm, respectivamente, considerando erro na resistência do rotor de 50% ($R'_r = 0.5R_r$). Nota-se que na operação em baixa velocidade, o erro na resistência causa pouco impacto no sistema controle. Contudo, no teste para a velocidade de 1500rpm são verificados erros em regime permanente nas repostada de i_{sd} e i_{sq} . Porém, mesmo com o erro no controle das correntes a velocidade do motor atinge seu valor de referência.

A Figura 18 mostra a resposta dinâmica da corrente do estator i_{sq} nos métodos MPCC convencional e IFOC. Observa-se que a dinâmica alcançada pelo controle preditivo MPCC é mais rápida do que a apresentada pelo IFOC, com os ganhos ilustrados na Tabela 3. No entanto, é importante frisar, que neste trabalho os ganhos dos controladores de corrente foram projetados para que a resposta não demonstre sobre sinal.

Figura 16: Resultado de simulação do controle MPCC mostrando o impacto de degrau de torque de 2.1 N.m.

3.6 Síntese do Capítulo

Este capítulo foi dedicado ao controle preditivo aplicado à máquinas elétricas. Inicialmente, mostrou-se os conceitos e principais tipos de controle preditivo. Em seguida, foi abordado em detalhes o controle preditivo *finite control-set* que possuiu características interessantes para aplicações de eletrônica de potência, finalizando com uma abordagem do uso do FCS para o controle de corrente desacoplado do motor de indução trifásico. Tomando como base o método FOC, foi possível construir a estratégia preditiva para o controle de corrente, com etapas de estimação, predição e otimização da função totalmente implementados em coordenadas síncronas. Como resultado, o controle preditivo de corrente demonstrado neste capítulo apresenta simplicidade de projeto e implementação, uma vez que não necessita de fatores de ponderação e pode ser discretizado utilizando métodos de baixa complexidade como o *Euler* de primeira ordem. Contudo, os métodos FCS apresentam duas grandes desvantagens:

- Ondulações da corrente do estator em regime permanente;
- Robustez frente à erros paramétricos.

No próximo capítulo será discutido e proposto um mecanismo para melhorar o desempenho em regime permanente para o controle preditivo de corrente.

Figura 17: Resultado de simulação do controle MPCC mostrando o impacto de erros em parâmetros durante degrau de torque de carga.

Figura 18: Resultado de simulação mostrando a rápida resposta de corrente nos métodos MPCC e IFOC.

Controle Preditivo FCS-MPC para o Motor de Indução com Redução das Ondulações na Corrente do Estator

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada a metodologia desenvolvida para aprimorar o desempenho em regime permanente do controle preditivo de corrente aplicado ao motor de indução trifásico. Inicialmente, é discutida a limitação do MPCC quando utilizado em conjunto com o inversor de dois níveis para alimentar o motor de indução. Em seguida, é introduzido o conceito de ciclo de trabalho ou aplicação de dois vetores distintos durante o mesmo período de controle utilizando a estratégia de controle MPCC. Com a aplicação de um vetor de tensão ativo e outro nulo durante o mesmo período de controle é possível minimizar as ondulações na corrente de eixo em quadratura e consequente no torque eletromagnético. Contudo, essa minimização não é suficiente, uma vez que as ondulações na corrente de eixo direto ainda persistem quando utilizado a abordagem dois vetores. Por isso, é proposto o esquema três vetores para o controle preditivo de corrente. Neste método, de forma similar à modulação PWM são aplicados dois vetores ativos e um vetor nulo. A escolha dos vetores ótimos é determinada pelo processo de otimização característico do controle preditivo. Com isso, é possível alcançar a minimização completa das ondulações na corrente do estator.

4.2 Limitações de Desempenho do Método MPCC Convencional

Em geral, aplicações de eletrônica de potência requerem respostas do controle na ordem de dezenas de microsegundos (RODRIGUEZ et al., 2007). Entretanto, é bem conhecido que

a estratégia controle FCS-MPC possuiu carga computacional elevada se comparada à métodos clássicos (CORTES et al., 2008).

Por outro lado, assim como no DTC clássico, somente um vetor de tensão é aplicado a cada período de controle no FCS-MPC. Porém, ao invés de um processo de otimização em tempo real, o DTC utiliza uma tabela de chaveamento pré-determinada, sendo que torque e fluxo do estator são controlados por meio de reguladores de histerese. A Figura 19 apresenta um exemplo de trajetória do fluxo do estator com uma banda histerese genérica. O comportamento do fluxo do estator ilustrado na Figura 19 produz inúmeros

Figura 19: Exemplo de trajetória do fluxo do estator no DTC clássico.

problemas para o sistema de controle, tais como ondulações na corrente do estator, no torque eletromagnético, espalhamento dos harmônicos de corrente e frequência de chaveamento variável. Todos esses problemas citados do DTC clássico, também são recorrentes na operação do FCS-MPC convencional (MPCC e MPTC) (ZHANG; YANG, 2014).

Para o FCS-MPC alcançar desempenho satisfatório em regime permanente no caso de um inversor de dois-níveis (ilustrado na Figura 3), alguns trabalhos utilizam elevadas frequências de amostragem do sistema de controle (WANG et al., 2014; ZHANG; YANG, 2014). Contudo, frequências de amostragem elevadas impõem um alto custo computacional sobre o *hardware*, que é indesejável na implementação em tempo real. A efetividade do aumento da frequência de amostragem é mostrado na Figura 20. Nota-se na Figura 20 que no caso de frequência de amostragem de $\frac{1}{T_s} = 40$ kHz fica evidente a minimização das ondulações na resposta de corrente.

No DTC, sabe-se que o desempenho em regime permanente pode ser melhorado introduzindo-se o conceito de ciclo de trabalho ao sistema de controle (Y. ZHANG; J. ZHU, 2011; KANG; SUL, 1999; SHYU et al., 2010). Em outras palavras, um vetor ativo e outro nulo são aplicados por uma fração de tempo a cada período de controle, sendo que os tempos de aplicação desses vetores são determinados com base em alguns princípios pré-estabelecidos (Y. ZHANG; J. ZHU, 2011). Recentemente, o conceito de controle de ciclo de

Figura 20: Comportamento vetorial da corrente do estator no controle preditivo de corrente.

trabalho, também foi incorporado ao controle preditivo de torque (MPTC), com o mesmo objetivo do DTC, reduzir as ondulações na resposta do torque eletromagnético (DAVARI; KHABURI; KENNEL, 2012; ZHANG; YANG, 2013). Dessa forma, no método proposto por Zhang e Yang (2013) o melhor vetor de tensão (ativo ou nulo) que minimiza a função custo é selecionado, e então, o ciclo de trabalho é subsequencialmente otimizado. O MPTC com ciclo de trabalho proposto por Zhang e Yang (2013) alcança um desempenho em regime permanente superior ao MTPC convencional. Contudo, o processo em cascata de seleção e duração do vetor ótimo não garante a minimização global do erro de torque, uma vez que, o melhor vetor de tensão selecionado pode deixar de permanecer otimizado se não for aplicado durante todo o período de controle (ZHANG; YANG, 2014).

Para solucionar esse problema, em Zhang e Yang (2014) é sugerido que ambos os processos de escolha do vetor ótimo e seu respectivo tempo de aplicação devem ser considerados na função custo. Com isso, os autores mostram que o desempenho do sistema de controle é elevado de forma significativa, especialmente em baixas velocidade.

O MPTC com o conceito de ciclo de trabalho representa um grande avanço para os métodos de controle preditivo FCS-MPC, visto que o seu desempenho em regime permanente e transitório pode ser superior ao do FOC e DTC em ampla faixa de velocidade Zhang, Xia e Yang (2017). Contudo, como o fluxo do estator e o torque eletromagnético são selecionados como variáveis de controle no MPTC, é necessário algum processo de ajuste do fator de ponderação. Usualmente, o processo de ajuste do fator de ponderação é feito de forma heurística, dado que é muito difícil de se obter uma abordagem analítica para este problema, resultando em uma solução que não garante o melhor desempenho do sistema de controle (GUAZZELLI et al., 2018).

Como alternativa, neste trabalho para evitar o complicado processo de ajuste de fatores de ponderação, o conceito de aplicação de mais de um vetor de tensão durante o mesmo período controle é desenvolvido para o controle preditivo de corrente FCS. A partir do modelo matemático Γ inverso do motor de indução trifásico, os princípios proposto por Zhang e Yang (2014) são aplicados ao controle de corrente e expressões são derivadas para a escolha e duração de cada vetor aplicado. Nas próximas seções deste capítulo, são apresentadas duas propostas para minimizar as ondulações de corrente recorrentes no método MPCC.

4.3 Controle Preditivo de Corrente com Abordagem Dois Vetores (MPCC2V)

No desenvolvimento do método MPCC2V os aspectos mais importantes são a escolha do vetor ativo e a determinação da fração de tempo no qual este vetor será aplicado. Na literatura, inúmeros trabalhos propõem o uso de diversos princípios, tais como: minimização das ondulações de torque (SHYU et al., 2010; KANG; SUL, 1999), minimização do valor médio quadrático das ondulações do torque (ABAD; RODRIGUEZ; POZA, 2008) e controle de torque médio (FLACH; HOFFMANN; MUTSCHLER, 1997). Contudo, esses princípios geralmente produzem soluções complexas que dificultam a implementação da estratégia de controle (Y. ZHANG; J. ZHU, 2011).

Com o objetivo de simplificar o cálculo da duração do vetor selecionado, no trabalho de Zhang e Yang (2014) é utilizado o princípio básico do controle *deadbeat* para o torque. De acordo com o princípio do *deadbeat*, o torque eletromagnético no instante de tempo $k + 1$ deve alcançar o seu respectivo valor de referência $T_{el,ref}$ quando o vetor de tensão selecionado $\mathbf{v}_i$ é aplicado por uma fração do período de controle. Isso é expressado como:

$$T_{el,k+1} = T_{el,k} + s_i t_{ot} + s_0 [T_s - t_{ot}] = T_{el,ref} \quad (60)$$

em que t_{ot} é a duração ótima do vetor ativo, s_0 e s_i são as variações do torque eletromagnético causadas por vetores nulos e ativos, respectivamente.

No MPCC, devido a relação de controle desacoplado derivada do método FOC, o torque eletromagnético é controlado de maneira indireta através da corrente em quadratura. Logo, considerando a orientação do fluxo do rotor, o torque eletromagnético no instante de tempo $k + 1$ pode ser reescrito como:

$$T_{el,k+1} = \frac{3}{2} n_{pp} \psi_{R,k+1} i_{sq,k+1}. \quad (61)$$

Como no MPCC a malha de controle do fluxo rotor ψ_R é externa ao processo de otimização da função custo, a duração do vetor ótimo pode ser calculada com base apenas na corrente em quadratura do estator $i_{s,k+1}$. Portanto, com base no princípio do *deadbeat* para o controle de corrente, a corrente do estator i_{sq} no instante de tempo $(k + 1)$ deve alcançar o seu respectivo valor de referência, $i_{sq,ref}$, quando o vetor de tensão (projetado no eixo em quadratura) selecionado $\mathbf{v}_{sq,i}$ é aplicado por um fração do período de controle. Este princípio pode ser descrito como:

$$i_{sq,k+1} = i_{sq,k} + \Delta i_{sq,i} t_{ot} + \Delta i_{sq,0} [T_s - t_{ot}] = i_{sq,ref} \quad (62)$$

em que $\Delta i_{sq,0}$ e $\Delta i_{sq,i}$ representam a variação observada na corrente do estator quando aplicado um vetor nulo $\mathbf{v}_{sq,0}$ e outro vetor ativo $\mathbf{v}_{sq,i}$, respectivamente. As expressões que descrevem o comportamento de $\Delta i_{sq,0}$ e $\Delta i_{sq,i}$ são dadas a seguir:

$$\Delta i_{sq,0} = \frac{i_{sq,k+1} - i_{sq,k}}{T_s} = -\frac{R_\sigma}{L_\sigma} i_{sq,k} - \omega_{s,k} i_{sd,k} - \frac{1}{L_\sigma} n_{pp} \omega_{m,k} \psi_{R,k}. \quad (63)$$

$$\Delta i_{sq,i} = \Delta i_{sq,0} + L_\sigma^{-1} v_{sq,i}. \quad (64)$$

O tempo ótimo de duração do vetor ativo é então calculado isolando-se t_{ot} na equação (62) e assumindo $i_{sq,k+1} = i_{sq,ref}$. Dessa maneira, o tempo de duração para que um dado vetor de tensão produza erro de corrente nulo é

$$t_{ot,i} = \frac{i_{sq,ref} - i_{sq,k} - \Delta i_{sq,0} T_s}{\Delta i_{sq,i} - \Delta i_{sq,0}}. \quad (65)$$

Deve-se notar que o tempo de duração ótimo do vetor ativo é limitado ao conjunto $[0, T_s]$ em aplicações práticas. O ciclo de trabalho de um determinado vetor ótimo pode ser obtido dividindo (65) pelo período de controle, como descrito a seguir:

$$d_{ot,i} = \frac{i_{sq,ref} - i_{sq,k} - \Delta i_{sq,0} T_s}{[\Delta i_{sq,i} - \Delta i_{sq,0}] T_s}. \quad (66)$$

Evidentemente, neste caso, o valor de $d_{ot,i}$ é limitado ao conjunto $[0, 1]$.

4.3.1 Etapa de Predição da Corrente do Estator

Para incluir o conceito de ciclo de trabalho do vetor ativo ao MPCC, a expressão (58) de predição do valor da corrente do estator no instante de tempo $k + 1$ deve ser adaptada.

Considerando que o vetor de tensão $\mathbf{v}_s$ é ativo somente em um fração de tempo do período de controle, a expressão (58) é reescrita como

$$\mathbf{i}_{s,k+1}^p = \mathbf{i}_{s,k} + T_s \left[-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \mathbf{i}_{s,k} - j\omega_{s,k} \mathbf{i}_{s,k} + \frac{1}{L_\sigma} (a - jn_{pp}\omega_{m,k}) \hat{\psi}_{R,k} + \frac{1}{L_\sigma} d_{ot,i} \mathbf{v}_{s,i} \right]. \quad (67)$$

É importante notar que, para o caso de $d_{ot,i} = 1$ o resultado da expressão (67) é igual a (58) já que o vetor ativo é aplicado durante todo o período de controle. Logo, o comportamento do MPCC2V se resume a exatamente o mesmo dos métodos FCS-MPC.

4.3.2 Etapa de Otimização da Função Custo

Da mesma maneira que no MPCC convencional, a função custo g_i é baseada no erro de corrente em coordenadas síncronas, tal que

$$g_i = (\mathbf{i}_{s,\text{ref}} - \mathbf{i}_{s,k+1})_i^2 = (i_{sd,\text{ref}} - i_{sd,k+1}^p)^2 + (i_{sq,\text{ref}} - i_{sq,k+1}^p)^2. \quad (68)$$

Essa função custo é avaliada para todos os seis vetores ativos possíveis no inversor de dois níveis ilustrado na Figura 3.

Para elucidar o procedimento implementado para obtenção do esquema de controle MPCC2V, as etapas necessárias são descritas no algoritmo 2:

Algoritmo 2 *Controle preditivo de corrente com dois vetores (MPCC2V)*

- Etapa 1:* Inicialize o sistema com uma tabela de vetores de tensão;
 - Etapa 2:* Aplique o vetor de tensão ativo ($\mathbf{v}_i^s$) durante a fração de tempo t_{ot} otimizado no período de controle anterior;
 - Etapa 3:* Obtenha a medição das variáveis $\mathbf{i}_{s,k}^s$ e V_{cc} ;
 - Etapa 4:* Realize a estimação do fluxo do rotor (57);
 - Etapa 5:* Realize os cálculos de t_{ot} a partir de (65);
 - Etapa 6:* Realize a predição da corrente do estator (67);
 - Etapa 7:* Avalie a função custo para cada possível vetor de tensão (68);
 - Etapa 8:* Selecione o vetor de tensão ativo ótimo e seu respectivo tempo de duração para ser aplicado no próximo período de controle;
 - Etapa 9:* As etapas a partir de 2 até 8 são repetidas a cada tempo de amostragem;
-

4.3.3 Comparativo Entre os Métodos FCS-MPC Baseados na Abordagem Dois Vetores.

O método MPTC proposto por Zhang e Yang (2015) possibilita um grande avanço no desempenho do controle preditivo de torque em relação aos métodos propostos anteriormente por Davari, Khaburi e Kennel (2012), Zhang e Yang (2013) e Zhang e Yang (2014). Entretanto, deve-se notar que o MPCC2V proposto nesta seção apresenta algumas diferenças notáveis que justificam o seu uso. Assim, as principais diferenças entre os métodos MPTC (dois vetores) e MPCC2V podem ser descritas nos seguintes itens:

1. **Implementação digital:** As equações do MPCC2V são desenvolvidas e implementadas no referencial síncrono (orientação do fluxo do rotor). Neste referencial as grandezas possuem comportamento constante em regime permanente, em termos práticos, isso significa que métodos de discretização mais simples podem ser utilizados, como por exemplo o método *forward* Euler, para solução das expressões. Por outro lado, no MPTC dois vetores, o fluxo do estator e corrente do estator devem ser preditas no referencial estacionário ($\omega_\lambda = 0$). Como mostrado por Zhang e Yang (2015), para alcançar-se um bom desempenho, especialmente quando o motor opera em altas velocidade, deve ser utilizar métodos de discretização mais completos do que o *forward* Euler.
2. **Função Custo:** O MPCC2V se beneficia da função do custo do MPCC convencional, no qual relaciona apenas o erro entre as componentes de eixo- d e eixo- q da corrente do estator e seus respectivos valores de referência, sem a necessidade do uso de fatores ponderação. Por outro lado, no MPTC dois vetores, o ajuste do fator de ponderação constitui uma parte importante do sucesso da estratégia de controle, uma vez que não existe uma abordagem analítica para a determinação do ganho (GUAZZELLI et al., 2018). Como resultado disso, não é possível garantir uma solução ótima para o controle de fluxo e torque.

4.3.4 Resultados de Simulação Computacional do Método MPCC2V

Nessa subseção são apresentados os resultados obtidos em simulação computacional para o controle de velocidade variável do motor de indução aplicando o método MPCC2V. Os testes para o MPCC2V seguiram o mesmo padrão dos testes realizados para os métodos IFOC e MPCC convencional. Utilizou-se o *software* Matlab/Simulink com tempo de amostragem de $100\mu s$ para as correntes do estator e sistema de controle. Os parâmetros do motor de indução trifásico e os ganhos dos controladores de velocidade e fluxo do rotor são apresentados nas Tabelas 2 e 4, respectivamente.

Da mesma maneira que nos capítulos anteriores, inicialmente, realizou-se o teste de partida do motor de indução trifásico. A Figura 21 ilustra o desempenho do método de controle MPCC2V. De cima para baixo podem ser visualizados as respostas da velocidade angular do rotor, das correntes do estator de eixo direto e em quadratura e do fluxo do rotor. No primeiro momento, a velocidade do rotor é mantida em zero para que o fluxo do rotor atinja o seu valor de referência. Então, no instante de 0.2s é aplicado o degrau de velocidade de 0 à 2500rpm. Nota-se nas respostas das correntes do estator, que o uso do método de dois vetores proporciona uma melhora nas ondulações na componente em quadratura da corrente do estator i_{sq} , que é responsável diretamente pelo controle do torque eletromagnético, como visto em (61). Contudo, a componente de eixo direto i_{sd}

Figura 21: Resultado de simulação mostrando a rápida aceleração do motor de indução com o método MPCC2V.

apresenta ondulações em sua resposta. Isso é explicado pelo fato da corrente i_{sd} não ser considerada na expressão do ciclo de trabalho dos dois vetores ótimos.

Na Figura 22 é novamente realizado os testes de reversão de velocidade e aplicação de torque de carga, respectivamente. Para efeito de comparação são incluídos os resultados obtidos no capítulo 3 com o controle preditivo MPCC convencional. Em ambos os testes ilustrados na Figura 22 fica evidente que a resposta transitória do método MPCC convencional é preservada pelo MPCC2V, tanto no teste de reversão quanto no de entrada de degrau de carga. Em relação ao desempenho em regime permanente, pode ser notado que a divisão do período de controle, no qual dois vetores arbitrários são aplicados durante o mesmo período de controle, produz uma melhora significativa nas componentes das correntes do estator, principalmente na corrente do eixo em quadratura.

Para verificar o desempenho do MPCC2V frente a variação de parâmetros, foi realizado novamente o teste de entrada de torque de carga no instante de 0.2s para dois pontos de operação, 200 e 1500rpm, com aumento de 50% nas resistências do estator e rotor. Observa-se em todos os testes ilustrados na Figura 23, que os valores de referência para a velocidade do rotor e fluxo do rotor são atendidas. Em relação a malha de controle interna, pode ser visto que erros na resistências do rotor causam erros em regime permanente. Contudo, os erros nos parâmetros não alteram o perfil das resposta do MPCC2V, além de não causarem erros nas malhas de controle externas.

Por último, a Figura 24 mostra a comparação das dinâmicas da corrente i_{sq} nos méto-

Figura 22: Resultado de simulação comparando os métodos MPCC convencional e MPCC2V durante reversão de velocidade e aplicação de degrau de torque.

dos MPCC convencional e MPCC2V. Nota-se que a aplicação de dois arbitrários durante o mesmo período de controle, elimina as ondulações características do MPCC convencional na corrente do estator em quadratura i_{sq} mostradas na Figura 24(a).

4.4 Controle Preditivo de Corrente com Abordagem Três Vetores (MPCC3V)

O método dois vetores aprimora significativamente o desempenho em regime permanente do MPCC convencional, sem comprometer a resposta transitória características do sistema de controle. Contudo, comparado ao método FOC com modulação PWM, o desempenho em regime permanente do MPCC2V é inferior, uma vez que apenas as ondulações da corrente do estator em quadratura são minimizadas.

Para alcançar um controle com minimização simultânea das ondulações da corrente

Figura 23: Resultado de simulação mostrando o impacto dos erros paramétricos sobre o método MPCC2V.

nas reposta de i_{sd} e i_{sq} , nesta seção é proposto um MPCC baseado na aplicação de três vetores durante o mesmo período de controle.

4.4.1 Seleção dos Três Vetores Ótimos

Para um inversor de dois níveis, existem sete diferente vetores de tensão, como pode ser visto na Figura 3. Logo, se todas as combinações entre esses sete vetores são consideradas no MPCC3V, haveria $7^3 = 343$ possíveis combinações. Como resultado, um alto custo computacional recairia sobre o processador digital de sinais, tornando impraticável o método de controle. Com o objetivo de contornar este problema, são impostas as seguintes restrições sobre as possíveis combinações entre os vetores ativos e nulos:

1. **Seleção do primeiro vetor:** são considerados os seis vetores ativos disponíveis no inversor de dois níveis para escolha do primeiro vetor.

Figura 24: Resultado de simulação mostrando a resposta da corrente do estator nos métodos MPCC e MPCC2V.

2. **Seleção do segundo vetor:** com objetivo de minimizar as possíveis combinações de vetores ativos são considerados somente os vetores ativos adjacentes ao primeiro vetor na escolha do segundo vetor ativo.
3. **Seleção do terceiro vetor:** na escolha do terceiro vetor ótimo, são considerados apenas os vetores nulos.

Em resumo, a partir das restrições impostas à escolha dos dois vetores ativos e considerando que aplicação do vetor nulo não produz grandes variações na corrente do estator, é possível reduzir a quantidade original de 343 para apenas $6 \times 2 = 12$ possíveis combinações de vetores de tensão que devem ser avaliadas na função custo.

4.4.2 Otimização do Ciclo de Trabalho dos Vetores Ótimos

Assim como no método MPCC2V, os tempos de aplicação dos vetores ótimos do método MPCC3V podem ser determinados com base no princípio da eliminação do erro de rastreamento da corrente do estator no final do próximo período de controle. Dessa forma, as expressões do controle *deadbeat* para as componentes de eixo direto $i_{sd,ref} = i_{sd,k+1}$ e em quadratura $i_{sq,ref} = i_{sq,k+1}$ podem ser escritas com base na aplicação de três vetores durante o mesmo período de controle, como:

$$i_{sd,k+1} = i_{sd,k} + T_s \Delta i_{sd,0} + L_\sigma^{-1} (v_{sd,i} t_{ot,i} + v_{sd,j} t_{ot,j}) = i_{sd,ref} \quad (69)$$

$$i_{sq,k+1} = i_{sq,k} + T_s \Delta i_{sq,k} + L_\sigma^{-1} (v_{sq,i} t_{ot,i} + v_{sq,j} t_{ot,j}) = i_{sq,ref} \quad (70)$$

em que i indica o teste do primeiro vetor e j o teste do segundo vetor. A variação da corrente de eixo direto $\Delta i_{sq,k}$ é obtida a partir de (63) e $\Delta i_{sd,k}$ como descrito a seguir:

$$\Delta i_{sd,0} = \frac{i_{sd,k+1} - i_{sd,k}}{T_s} = -\frac{R_\sigma}{L_\sigma} i_{sd,k} + \omega_{s,k} i_{sq,k} + \frac{a}{L_\sigma} \psi_{R,k}. \quad (71)$$

Então, a partir de (69) e (70) pode-se determinar os tempos de duração dos vetores de tensão ativos $\mathbf{v}_{ot,i}$ e $\mathbf{v}_{ot,j}$. Para o MPCC3V proposto, $t_{ot,i}$ é encontrado primeiramente resolvendo-se (69) para $t_{ot,j}$ como descrito a seguir

$$t_{ot,j} = \frac{i_{sd,\text{ref}} - \Delta i_{sd,0} T_s - i_{sd,k} - L_\sigma^{-1} v_{sd,i} t_{ot,i}}{L_\sigma^{-1} v_{sd,j}} \quad (72)$$

em seguida, substituindo (72) em (70), o tempo de aplicação de $\mathbf{v}_{ot,i}$ pode ser calculado como:

$$t_{ot,i} = \frac{(i_{sq,\text{ref}} - \Delta i_{sq,0} T_s - i_{sq,k}) L_\sigma^{-1} v_{sd,j} - (i_{sd,\text{ref}} - \Delta i_{sd,0} T_s - i_{sd,k}) L_\sigma^{-1} v_{sq,j}}{L_\sigma^{-2} (v_{sq,i} v_{sd,j} - v_{sd,i} v_{sq,j})}. \quad (73)$$

Consequentemente, o tempo de aplicação de $\mathbf{v}_{ot,j}$ ($t_{ot,j}$) é obtido substituindo o valor de $t_{ot,i}$ em (72). Por último, o tempo de duração do vetor nulo é obtido de forma direta a partir da duração dos vetores ativos e do período de controle, tal que $t_0 = T_s - t_{ot,i} - t_{ot,j}$.

É importante ressaltar que no caso do MPCC3V a soma dos tempos de duração dos dois vetores ativos deve ser menor ou igual ao período do controle, ou seja, $t_{ot,i} + t_{ot,j} \leq T_s$. Como resultado, a soma dos ciclos de trabalho dos vetores ótimos é limitada a 1.

4.4.3 Etapas de Predição

Assim como no método MPCC3V, a expressão de predição da corrente do estator deve ser adaptada para considerar a aplicação dois vetores ativos e um nulo. Logo, a expressão de predição da corrente do estator em coordenadas síncronas é reescrita como:

$$\mathbf{i}_{s,k+1}^p = \mathbf{i}_{s,k} + T_s \left[-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \mathbf{i}_{s,k} - j\omega_{s,k} \mathbf{i}_{s,k} + \frac{1}{L_\sigma} (a - jn_{pp}\omega_{m,k}) \hat{\boldsymbol{\psi}}_{R,k} + \frac{1}{L_\sigma} (d_{ot,i} \mathbf{v}_{s,i} + d_{ot,j} \mathbf{v}_{s,j}) \right] \quad (74)$$

em que $d_{ot,i}$ e $d_{ot,j}$ denotam os ciclos de trabalho do primeiro e segundo vetor ativo, respectivamente.

4.4.4 Etapa de Otimização

Do mesmo modo que nos métodos MPCC convencional e MPCC2V, a função custo do método três vetores também é composta do erro entre o valor de referência da corrente do estator em coordenadas síncronas e os respectivos valores preditos, como descrito a seguir

$$g_{i,j} = (\mathbf{i}_{s,\text{ref}} - \mathbf{i}_{s,k+1}^p). \quad (75)$$

É importante salientar que a função custo definida em (75) é avaliada para uma combinação de vetores que totalizam 12 testes.

As etapas necessárias para a implementação do método três vetores são sumarizadas no algoritmo descrito abaixo.

Algoritmo 3 *Controle preditivo de corrente baseado na aplicação de três vetores (MPCC3V)*

- Etapa 1:* Inicialize o sistema com uma tabela de vetores de tensão;
 - Etapa 2:* Aplique os vetores de tensão ótimos ($\mathbf{v}_{s,i}^s$), ($\mathbf{v}_{s,j}^s$) e ($\mathbf{v}_{s,0}^s$) e seus respectivos tempos de aplicação $t_{ot,i}$, $t_{ot,j}$, $t_{ot,0}$ selecionados no tempo de amostragem anterior;
 - Etapa 3:* Obtenha a medição das variáveis $\mathbf{i}_{s,k}^s$ e V_{cc} ;
 - Etapa 4:* Realize a estimação do fluxo do rotor (57);
 - Etapa 5:* Realize os cálculos de $t_{ot,i}$, $t_{ot,j}$ e t_0 a partir de (73), (72) e $t_0 = T_s - t_i - t_j$, respectivamente;
 - Etapa 6:* Realize a predição da corrente do estator (74);
 - Etapa 7:* Avalie a função custo para cada possível vetor de tensão (68);
 - Etapa 8:* Selecione os vetores de tensão ótimo ($\mathbf{v}_{ot,i}^s$), ($\mathbf{v}_{ot,j}^s$) e ($\mathbf{v}_0^s$) e seus respectivos tempos de aplicação $t_{ot,i}$, $t_{ot,j}$ e t_0 para serem aplicados no próximo período de amostragem;
 - Etapa 9:* As etapas a partir de 2 até 8 são repetidas a cada tempo de amostragem;
-

4.4.5 Resultados de Simulação Computacional do Método MPCC3V para o Motor de Indução Trifásico

Os testes de simulação computacional do controlador de preditivo baseado no modelo proposto foram realizados com o emprego do *software* Matlab/Simulink. Os parâmetros de simulação são os mesmos utilizados no capítulo 2 e 3, ou seja, o tempo de amostragem para as correntes e o sistema de controle foi definido como $t = 100\mu s$, os parâmetros do motor de indução trifásico são listados na Tabela 2 e os ganhos dos controladores PIs de velocidade e fluxo do rotor definidos como na Tabela 4. Os mesmos testes de simulação realizados nos capítulos anteriores, foram repetidos como objetivo de comparar o controle MPCC3V aos outros métodos.

A Figura 25 mostra o teste de partida do motor de indução trifásico. Inicialmente, o valor de referência da velocidade do rotor é mantido zero para que o fluxo do rotor se estabeleça. Em seguida, no instante de 0.2s é aplicado o degrau de referência de velocidade de 0 para 2500rpm. Para efeito de comparação são incluídos os resultados obtidos com os métodos MPCC convencional e MPCC2V. Nota-se na Figura 26(c) que o método MPCC3V mantém a característica dinâmica do FCS-MPC, além de melhorar consideravelmente o controle das correntes do estator de eixo direto e em quadratura. Este mesmo tipo de resposta pode ser visto na Figura 26 que mostra o desempenho dos sistemas de controle durante o processo de reversão de velocidade. Mais uma vez pode ser visto que o método MPCC3V proposto possui desempenho superior ao dos métodos MPCC convencional e MPCC2V. Além disso, observa-se na Figura 26(c) que mesmo

Figura 25: Resultado de simulação mostrando o processo de partida para os métodos MPCC, MPCC2V e MPCC3V.

perto de zero o sistema controle continua atuando de forma normal, sem ondulações nas respostas das correntes do estator. A Figura 27 mostra o desempenho do sistema de controle MPCC3V frente ao distúrbio de torque de carga de 2.1N.m no instante de 0.2s. Assim como nos testes anteriores, o método MPCC3V mantém o controle das correntes do estator sem ondulações ou ondulações durante a resposta transitória e em regime permanente.

4.5 Síntese do Capítulo

Este capítulo abordou o aprimoramento do desempenho em regime permanente do FCS-MPCC. Foram apresentadas duas propostas que consideram a aplicação de mais de um vetor de tensão durante o mesmo período de controle.

O primeiro método de controle proposto foi o MPCC2V que utiliza o conceito de ciclo de trabalho minimizar as ondulações na resposta da corrente do estator. No MPCC2V o

Figura 26: Resultado de simulação mostrando o processo de reversão de velocidade para os métodos MPCC, MPCC2V e MPCC3V.

vetor de tensão ativo e seu respectivo tempo de duração são determinados com base no princípio do controle *deadbeat* aplicado na regulação da corrente em quadratura, resultando em uma expressão simples para determinação do tempo de aplicação do vetor ativo ótimo. O MPCC2V aprimora significativamente o desempenho do MPCC em regime permanente, contudo, como mostrado nos resultados de simulação o método proposto não proporciona a minimização global das ondulações na resposta da corrente do estator. Para resolver este problema, foi proposto o MPCC3V, que considera a aplicação de três vetores (dois ativos e um nulo) durante cada período de controle. No MPCC3V são consideradas as dinâmicas das correntes de eixo direto e em quadratura no cálculos dos tempos de duração dos vetores ótimos, possibilitando a redução das ondulações nas respostas de ambas as correntes. Além disso, devido as restrições impostas sobre as escolhas dos vetores, o custo computacional resultante do MPCC3V é relativamente baixo, sendo que apenas doze combinações são avaliadas na função custo.

No próximo capítulo será discutido o aumento da robustez dos métodos MPCC2V e

Figura 27: Resultado de simulação mostrando o controle MPCC3V durante aplicação de torque de carga de 2.1 N.m.

MPCC3V em condições de erros paramétricos.

Controle Preditivo de Corrente Robusto (RMPCC) às Incertezas de Parâmetros

5.1 Introdução

Os métodos de controle preditivo com base em modelos possuem inúmeros méritos que justificam o uso dessa classe de controladores. Contudo, como mostrado nos capítulos anteriores, a sensibilidade a erros paramétricos e outras incertezas são desvantagem importantes do controle preditivo MPCC. Por isso, é proposto e desenvolvido neste capítulo um esquema de controle FCS-MPCC robusto (RMPCC) a erros de parâmetros e outras dinâmicas não modeladas. Isto é feito primeiro, construindo um modelo do motor de indução que considera as incertezas do sistema de controle. Em seguida, com base no modelo modificado do motor de indução, é projetado um observador de distúrbios para estimar as incertezas e dinâmicas não modelados do sistema de acionamento e controle. Por fim, com base na estimação realizada pelo observador de distúrbio, o processo de predição da corrente do estator é reescrito para que o sistema de controle se torne robusto aos erros em parâmetros.

As modificações abordadas neste capítulo são verificadas em simulações dos métodos de controle preditivo de corrente dois e três vetores propostos nos capítulos anteriores.

5.2 Modelo do Motor de Indução Considerando Incertezas

O modelo dinâmico do motor de indução trifásico para a corrente do estator de eixo direto e em quadratura sem considerar incertezas, é dado por (SLEMON, 1989):

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_\sigma}{L_\sigma}i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{a}{L_\sigma}\psi_R + \frac{1}{L_\sigma}v_{sd} \quad (76)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_\sigma}{L_\sigma}i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{1}{L_\sigma}n_{pp}\omega_m\psi_R + \frac{1}{L_\sigma}v_{sq}. \quad (77)$$

Para efeito de simplificação, as expressões (76) e (77) podem ser reescritas na forma de matriz, tal que

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i}_s + \mathbf{B}(\mathbf{v}_s - \mathbf{d}) \quad (78)$$

em que $\mathbf{i}_s = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$, $\mathbf{v}_s = [v_{sd} \ v_{sq}]^T$, $\mathbf{d} = [d_{sd} \ d_{sq}]^T$ e

$$\mathbf{A} = -a_1\mathbf{I} + a_2\mathbf{J}, \quad \mathbf{B} = b_1\mathbf{I}, \quad a_1 = \frac{R_\sigma}{L_\sigma}, \quad a_2 = \omega_s, \quad b_1 = \frac{1}{L_\sigma}, \quad d_{sd} = a\psi_R, \quad d_{sq} = n_{pp}\omega_m\psi_R.$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

O modelo dinâmico descrito em (78) é comumente utilizado para a implementação do método de controle preditivo de corrente, como demonstrado nos capítulos anteriores. Contudo, este modelo não representa de forma precisa a operação real do motor de indução, uma vez que os parâmetros do motor (resistências e indutâncias) não permanecem constantes durante toda a operação. Além disso, dinâmicas e incertezas não modeladas aumentam a imprecisão do modelo.

Com o objetivo de aumentar a acurácia do modelo do motor de indução, Wang et al. (2017) propõem as seguintes expressões para as dinâmicas de eixo direto e em quadratura da corrente do estator:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} &= (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{i}_s + (\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})[\mathbf{v}_s - (\mathbf{d} + \Delta\mathbf{d}) + \underline{\epsilon}] \\ &= \mathbf{A}\mathbf{i}_s + \mathbf{B}(\mathbf{v}_s - \mathbf{d} - \mathbf{f}) \end{aligned} \quad (79)$$

no qual

$$\mathbf{f} = -\mathbf{B}^{-1}[\Delta\mathbf{A}\mathbf{i}_s + \Delta\mathbf{B}(\mathbf{v}_s - \mathbf{d} - \Delta\mathbf{d} + \underline{\epsilon})] + \Delta\mathbf{d} - \underline{\epsilon},$$

sendo que $\mathbf{f} = [f_{sd} \ f_{sq}]^T$ são os distúrbios causados por variações de parâmetros e incertezas não modeladas, $\underline{\epsilon} = [\epsilon_d \ \epsilon_q]^T$ são incertezas das dinâmicas não modeladas, como por exemplo não-linearidades causados pelo conversor e, de maneira genérica, Δ representa as incertezas paramétricas em uma dada matriz/vetor.

A partir do modelo da corrente do estator com incertezas descrito em (79) e aplicando o método de Euler apresentado em (55), é possível obter um novo modelo (na forma matricial) para predição da corrente do estator no método MPCC, como descrito a seguir:

$$\mathbf{i}_{s,k+1}^p = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s)\mathbf{i}_{s,k} + \mathbf{B}T_s[\mathbf{v}_{s,k} - \mathbf{d}_k - \mathbf{f}_k]. \quad (80)$$

Observa-se em (80) que $\mathbf{d}_k$ e $\mathbf{f}_k$ devem ser obtidos para que a corrente do estator $\mathbf{i}_{s,k+1}^p$ possa ser calculada. O cálculo de $\mathbf{d}_k$ é fácil de ser realizado, uma vez que depende do fluxo do rotor descrito em (57), da velocidade do rotor ($\omega_{m,k}$) e de parâmetros elétricos

da máquina. Por outro lado, a variável $\underline{f}_k$ é desconhecida durante o período de kT_s para $(k+1)T_s$. Por isso, algum mecanismo deve ser utilizado para estimar os distúrbios do sistema no instante de tempo k . Neste trabalho é empregado o observador de distúrbio do tipo Luenberger apresentado em Wang et al. (2017).

5.3 Observador de Estados para Estimação de Incertezas e Dinâmicas não Modeladas

Em aplicações de controle de máquinas elétricas com alto desempenho dinâmico é necessário estimar em tempo real de forma precisa estados do sistema, como fluxo magnético no estator e/ou rotor, torque eletromagnético, velocidade do rotor, entre outras variáveis. Usualmente, nessas aplicações são utilizados observadores de estados. Os observadores são fundamentados na representação do modelo matemático do sistema no espaço de estados (VAS, 1990), possuindo como principal característica a realimentação do sistema através do erro produzido entre variáveis medidas e estimadas ($\tilde{x} = \underline{x} - \hat{x}$), respectivamente. Basicamente, os observadores são separados em duas classes: estocástico e determinístico. O filtro de Kalman é um exemplo de observador estocástico, já o observador de Luenberger é designado como determinístico.

Para construir e analisar um observador de estado é necessário antes definir a representação de um sistema dinâmico no espaço de estado, como descrito a seguir:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= \underline{A}\underline{x} + \underline{B}\underline{u} \\ \underline{y} &= \underline{C}\underline{x}\end{aligned}\tag{81}$$

no qual $\underline{x}$ é o vetor de estado, $\underline{y}$ o vetor de saída do sistema, $\underline{A}$ a matriz de estados, $\underline{B}$ a matriz de entrada e $\underline{C}$ a matriz de saída do sistema.

Agora, a partir do sistema (81) é possível construir o observador de estado em tempo contínuo, como

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\underline{x}}} &= \underline{A}\hat{\underline{x}} + \underline{B}\underline{u} + \underline{G}(\underline{y} - \underline{C}\hat{\underline{x}}) \\ \hat{\underline{y}} &= \underline{C}\hat{\underline{x}}\end{aligned}\tag{82}$$

em que $\underline{G}$ é a matriz de ganhos do observador.

O observador de Luenberger para estimar incertezas proposto por Wang et al. (2017), adota uma estrutura preditor-corretor similar ao mostrado na equação (82). Dessa forma, um modelo do motor de indução é usado pelo observador para prever a operação do sistema e então, o sinal de realimentação é aplicado para corrigir desvios entre o modelo e o sistema real. Em geral, o observador de distúrbio pode ser aplicado para corrigir problemas de sensores, observar incertezas do modelo e eliminar efeitos causados por distúrbios não modelados.

A partir do modelo descrito em (80) e assumindo que o valor do distúrbio $\underline{f}_k$ é constante durante o período kT_s a $(k+1)T_s$, o modelo discreto do motor de indução trifásico pode

ser escrito considerando o termo de perturbação como um estado estendido, tal que

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{i}}_{s,k} \\ \underline{\mathbf{f}}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{A}}T_s & -\underline{\mathbf{B}}T_s \\ \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{i}}_{s,k-1} \\ \underline{\mathbf{f}}_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{B}}T_s \\ \underline{\mathbf{0}} \end{bmatrix} [\underline{\mathbf{v}}_{s,k-1} - \underline{\mathbf{d}}_{k-1}]. \quad (83)$$

Com base em (82) e (83), o observador de distúrbio discreto é construído como:

$$\begin{bmatrix} \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k} \\ \hat{\underline{\mathbf{f}}}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{A}}T_s & -\underline{\mathbf{B}}T_s \\ \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k-1} \\ \hat{\underline{\mathbf{f}}}_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{B}}T_s \\ \underline{\mathbf{0}} \end{bmatrix} [\underline{\mathbf{v}}_{s,k-1} - \underline{\mathbf{d}}_{k-1}] + \underline{\mathbf{G}} \left(\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{i}}_{s,k-1} \\ \underline{\mathbf{i}}_{s,k-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k-1} \\ \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k-1} \end{bmatrix} \right) \quad (84)$$

em que

$$\underline{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} g_1 \underline{\mathbf{I}} & \underline{\mathbf{0}} \\ \underline{\mathbf{0}} & g_2 \underline{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \quad e \quad \underline{\mathbf{0}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (85)$$

onde g_1 e g_2 são ganhos do observador.

O projeto dos ganhos g_1 e g_2 é de suma importância para o desempenho do observador de distúrbio, uma vez que aspectos como tempo de convergência, estabilidade e sensibilidade aos erros de parâmetros são diretamente afetados por seus valores. Contudo, dentre os vários aspectos citados, a estabilidade do observador é sem dúvidas a mais importante.

Para simplificar a análise da estabilidade do observador, é aplicado a representação por vetores espaciais complexos (SUL, 2011) em (84), resultando em

$$\begin{bmatrix} \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k} \\ \hat{\underline{\mathbf{f}}}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 T_s - a_2 T_s j & -b_1 T_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k-1} \\ \hat{\underline{\mathbf{f}}}_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 T_s \\ 0 \end{bmatrix} [\underline{\mathbf{v}}_{s,k-1} - \hat{\underline{\mathbf{d}}}_{k-1}] + \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{i}}_{s,k-1} - \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k-1} \\ \underline{\mathbf{i}}_{s,k-1} - \hat{\underline{\mathbf{i}}}_{s,k-1} \end{bmatrix} \quad (86)$$

A análise de estabilidade do observador de distúrbio discreto pode ser feita aplicando-se o critério de Jury. Para isso, deve-se primeiro determinar a dinâmica de erro do observador, a partir de (83) e (84), sendo que para um tempo de amostragem pequeno ($T_s < 2 \times 10^{-4}$), o termo de acoplamento $-a_2 T_s j$ em (86) poder ser negligenciado na maioria dos casos (WANG et al., 2017). Baseado nisso, a dinâmica de erro do observador pode ser descrita como:

$$\begin{bmatrix} \Delta \underline{\mathbf{i}}_{s,k} \\ \Delta \underline{\mathbf{f}}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 T_s - g_1 & -b_1 T_s \\ -g_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \underline{\mathbf{i}}_{s,k-1} \\ \Delta \underline{\mathbf{f}}_{k-1} \end{bmatrix}. \quad (87)$$

Em seguida, é necessário obter o polinômio característico de (87), como descrito a seguir

$$\det = \left(z \underline{\mathbf{I}} - \begin{bmatrix} 1 - a_1 T_s - g_1 & -b_1 T_s \\ -g_2 & 1 \end{bmatrix} \right) = p_2 z^2 + p_1 z + p_0 = 0 \quad (88)$$

em que $p_0 = 1 - a_1 T_s - g_1 - g_2 b_1 T_s$, $p_1 = a_1 T_s + g_1 - 2$ e $p_2 = 1$.

Por último, aplicando o critério de Jury em (88), obtém-se a Tabela de Jury como mostrado na Tabela 5. Então, as condições necessárias e suficientes para a estabilidade do observador são determinadas como

$$\begin{cases} z(1) = p_2 + p_1 + p_0 > 0 \\ z(-1) = p_2 - p_1 + p_0 > 0. \\ |p_0| < p_2 \end{cases} \quad (89)$$

Tabela 5: Tabela de Jury

z^0	z^1	z^2
1	p_0	$p_1 \quad p_2$

Substituindo os valores de p_0 , p_1 e p_2 em (88) em (89) resulta em

$$\begin{cases} -g_2 b_1 T_s > 0 \\ 4 - 2a_1 T_s - 2g_1 - g_2 b_1 T_s > 0. \\ 0 < a_1 T_s + g_1 + g_2 b_1 T_s < 2 \end{cases} \quad (90)$$

Para satisfazer (90), a condição (91) é obtida

$$\begin{cases} -a_1 T_s - h_2 b_1 T_s < g_1 < 2 - a_1 T_s - \frac{g_2 b_1 T_s}{2}. \\ g_2 < 0 \end{cases} \quad (91)$$

Portanto, para garantir a estabilidade do observador de distúrbio, a seleção de g_1 e g_2 deve satisfazer as condições em (91).

5.4 FCS-RMPCC Aplicado ao Motor de Indução

Com base no modelo do motor de indução com incertezas paramétricas, descrito em (80), é possível construir novamente as etapas de implementação dos métodos de controle preditivo proposto neste trabalho. Basicamente, com a inserção do modelo descrito em (80), deve-se incorporar o observador de distúrbio em (86) no algoritmo de controle, devido a necessidade de se estimar o distúrbio $\hat{\mathbf{f}}$. Sendo assim, as etapas de estimação, predição e otimização são descritas novamente.

1. **Etapas de estimação:** Na etapa de estimação do MPCC é necessário estimar somente o fluxo do rotor em coordenadas síncronas $\hat{\psi}_{R,k}$. Por outro lado, no RMPCC (MPCC com observador de distúrbios), na etapa de estimação, usa-se um observador de distúrbios discreto para estimar a corrente do estator $\hat{\mathbf{i}}_{s,k}$ e os distúrbios causados por incertezas não modeladas ($\hat{\mathbf{f}}_k$), como descrito a seguir (utilizando a notação por vetor espacial complexo):

$$\hat{\mathbf{i}}_{s,k} = \hat{\mathbf{i}}_{s,k-1} + T_s \left[-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \hat{\mathbf{i}}_{s,k-1} - j\omega_{s,k-1} \hat{\mathbf{i}}_{s,k-1} + \frac{1}{L_\sigma} \left(\mathbf{v}_{s,k-1} - \hat{\mathbf{f}}_{k-1} - \hat{\mathbf{d}}_{k-1} \right) \right] + g_1 \tilde{\mathbf{i}}_{s,k-1} \quad (92)$$

$$\hat{\mathbf{f}}_k = \hat{\mathbf{f}}_{k-1} + g_2 \tilde{\mathbf{i}}_{s,k-1} \quad (93)$$

em que $\tilde{\mathbf{i}}_{s,k-1} = \mathbf{i}_{s,k-1} - \hat{\mathbf{i}}_{s,k-1}$ representa o erro entre a corrente do estator medida e estimada. A variável $\hat{\mathbf{d}}_{k-1} = a\psi_{R,k-1} + jn_{pp}\omega_{m,k-1}\psi_{R,k-1}$ é calculada com base no fluxo rotor obtido em coordenadas síncronas como:

$$\hat{\psi}_{R,k} = \hat{\psi}_{R,k-1} + T_s \left[R_R i_{sd,k-1} - a\hat{\psi}_{R,k-1} \right].$$

A execução do observador de distúrbios e da estimação do fluxo do rotor são realizados em coordenadas síncronas com orientação no fluxo do rotor. A posição angular do fluxo do rotor é obtida com base na relação de escorregamento descrita em (56).

2. **Etapa de predição da corrente do estator:** Na etapa de predição do RMPCC é necessário prever o comportamento da corrente do estator no instante de tempo $k + 1$. O fluxo do rotor no instante $\hat{\psi}_{R,k}$, a corrente do estator estimada $\hat{\mathbf{i}}_{s,k}$ e as variáveis $\hat{\mathbf{d}}_k$ e $\hat{\mathbf{f}}_k$ são consideradas entradas para o processo de predição no método clássico (um vetor), dois vetores e três vetores propostos neste trabalho. Dessa forma, as expressões de predição da corrente do estator são reescritas considerando incertezas estimadas por meio do observador de distúrbios:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{s,k+1}^p &= \hat{\mathbf{i}}_{s,k} + T_s \left[-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \hat{\mathbf{i}}_{s,k} - j\omega_{s,k} \hat{\mathbf{i}}_{s,k} + \frac{1}{L_\sigma} (\mathbf{v}_{s,i} - \hat{\mathbf{f}}_k - \hat{\mathbf{d}}_k) \right] \\ \mathbf{i}_{s,k+1}^p &= \hat{\mathbf{i}}_{s,k} + T_s \left[-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \hat{\mathbf{i}}_{s,k} - j\omega_{s,k} \hat{\mathbf{i}}_{s,k} + \frac{1}{L_\sigma} (d_{ot,i} \mathbf{v}_{s,i} - \hat{\mathbf{f}}_k - \hat{\mathbf{d}}_k) \right] \\ \mathbf{i}_{s,k+1}^p &= \hat{\mathbf{i}}_{s,k} + T_s \left[-\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \hat{\mathbf{i}}_{s,k} - j\omega_{s,k} \hat{\mathbf{i}}_{s,k} + \frac{1}{L_\sigma} (d_{ot,i} \mathbf{v}_{s,i} + d_{ot,j} \mathbf{v}_{s,j} - \hat{\mathbf{f}}_k - \hat{\mathbf{d}}_k) \right]. \end{aligned} \quad (94)$$

Como visto no capítulo 4, as variações da corrente do estator de eixo-direto e em quadratura sobre o efeito de vetores ativos e nulos são utilizadas para calcular os tempos de duração dos vetores ótimos nos métodos dois e três vetores. Por isso, para minimizar os erros causados por variações de parâmetros e outros erros não modelados, as derivadas das correntes dos estator são reescritas como:

$$\begin{aligned} \Delta i_{sq,0} &= -\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \hat{i}_{sq,k} - \omega_{s,k} \hat{i}_{sd,k} - \frac{1}{L_\sigma} (\hat{f}_{sq,k} + \hat{d}_{sq,k}) \\ \Delta i_{sd,0} &= -\frac{R_\sigma}{L_\sigma} \hat{i}_{sd,k} + \omega_{s,k} \hat{i}_{sq,k} + \frac{1}{L_\sigma} (\hat{d}_{sd,k} - \hat{f}_{sd,k}). \end{aligned} \quad (95)$$

Os tempos de aplicação do vetores ótimos são então calculados substituindo-se (95) em (65), para o RPMCC2V, e em (72) e (73) para o RPMCC3V.

3. **Etapa de otimização da função custo:** Na última etapa do algoritmo do método RMPCC é realizado a avaliação da função custo, que é definida pelo erro entre a corrente de referência e a corrente predita para o instante $(k + 1)$, como segue

$$g_{i,j} = \left(\mathbf{i}_{s,\text{ref}} - \mathbf{i}_{s,k+1}^p \right)^2.$$

Assim como no MPCC convencional, as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de referência, são geradas por meio da topologia de controle FOC.

5.5 Simulação Computacional do Controle Preditivo para o Motor de Indução Trifásico Robusto à Erros de Parâmetros

Nesta seção são avaliados os desempenhos das estratégias de controle preditivo desenvolvidas nesse trabalho, englobando o modelo e o observador de distúrbios apresentados neste capítulo. As simulações deste capítulo possuem as mesmas características dos testes realizados anteriormente. Dessa forma, os parâmetros da máquina são os apresentados na Tabela 2, os ganhos dos controladores de velocidade e fluxo são definidos na Tabela 4 e o tempo de amostragem do sistema de controle é $100\mu\text{s}$. Os ganhos do observador de Luenberger discreto são selecionados como $g_1 = 0.3$ e $g_2 = -1.5$.

Para efeito de comparação, a Figura 28 mostra os desempenhos dos métodos de controle preditivo para dois e três vetores com valores imprecisos da resistência do rotor. Quando o valor da resistência do rotor é superestimada, a corrente do estator i_{sq} apresenta desvio do seu valor de referência $i_{sq,\text{ref}}$ em ambos os métodos de controle preditivo, como visto nas Figuras 28(a) e 28(b). Por outro lado, como pode visto nas Figuras 28(c) e 28(d), a incorporação do observador de distúrbio minimiza a sensibilidade de ambos os métodos de controle preditivo, quando há erros na resistência do rotor.

A Figura 29 ilustra o comportamento dos métodos de controle preditivo com e sem observador de distúrbio quando há erro de estimativa da indutância mútua. Como pode ser visto nas Figuras 29(a) e 29(b) a imprecisão no valor da indutância causa principalmente desvio no controle da corrente i_{sq} . Contudo, quando acionado o observador de distúrbio, a maior compensação é verificada no termo f_d . Isso pode ser explicado pelo fato da dinâmicas das correntes do estator i_{sd} e i_{sq} apresentarem forte acoplamento.

A robustez dos métodos RMPCC2V e RMPCC3V frente a aplicação de torque de carga e com imprecisão em parâmetros elétricos, pode ser visto nas Figuras 30(a) e 30(b), respectivamente. Com o esquema proposto, os métodos RMPCC2V e RMPCC3V são capazes de rejeitar o distúrbio de carga aplicado no instante 0.2s mesmo com erro na resistência do rotor.

5.6 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram propostos os métodos RMPCC2V e RMPCC3V com estimador de distúrbios. Inicialmente, foi introduzido expressões para as correntes do estator com base no modelo Γ inverso considerando incertezas de parâmetros e outras dinâmicas não modeladas. A partir das expressões, foi construído um observador de distúrbio em tempo discreto do tipo Luenberger. Consequentemente, as restrições que garantem a estabilidade do observador para ampla faixa de operação foram derivadas, utilizando-se o critério e

Figura 28: Resultados de simulação mostrando o impacto de erros em parâmetros sobre os métodos MPCC2V e MPCC3V.

tabela de Juri.

Como resultado da nova modelagem estabelecida para o controle preditivo de corrente, os métodos RPCC2V e RMPCC3V alcançaram rápidas respostas no controle de corrente sem apresentarem erros de regime permanente, mesmo quando submetidos a elevadas imprecisões nos valores de parâmetros elétricos, tais como: resistência do rotor e indutância mútua.

No próximo capítulo é apresentada a validação experimental dos métodos propostos neste trabalho.

(a) MPCC2V $L'_m = 0.5L_m$ (b) MPCC3V $L'_m = 0.5L_m$ (c) RMPCC2V $L'_m = 0.5L_m$ (d) RMPCC3V $L'_m = 0.5L_m$

Figura 29: Resultado de simulação mostrando a robustez dos métodos MPCC2V e MPCC3V com erro na indutância mútua.

(a) RMPCC2V com $R'_r = 1.5R_r$ (b) RMPCC3V com $R'_r = 1.5R_r$

Figura 30: Resultado de simulação mostrando a resposta durante aplicação de degrau de carga para os métodos MPCC2V e MPCC3V.

Resultados Experimentais do Controle Preditivo de Corrente do Motor de Indução

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de testes realizados em bancada de ensaios experimentais para os métodos de controle do motor de indução apresentados e propostos neste trabalho.

Em ambientais industriais, os sistemas de controle devem ser capazes de lidar com diferentes condições de operação do motor de indução trifásico. Logo, foram realizados cinco testes experimentais para avaliar o desempenho dos métodos de controle discutidos neste trabalho:

1. Resposta transitória durante a partida do motor de indução de 0 a 2500 rpm, sem carga, para os métodos FOC, MPCC, MPCC2V e MPCC3V;
2. Resposta transitória durante a reversão do sentido de rotação do motor de indução de -2000 a 2000 rpm, sem carga, para os métodos FOC, MPCC, MPCC2V e MPCC3V;
3. Resposta transitória durante distúrbio de torque de carga de 2,1 N.m, aplicado com o motor operando na velocidade de 1500 rpm, para os métodos FOC, MPCC, MPCC2V e MPCC3V;
4. Resposta transitória durante a reversão do sentido de rotação do motor de indução de -2000 a 2000 rpm, sem carga, com erros na resistência do rotor e indutância mútua, para os métodos de controle RMPCC2V e RMPCC3V;

Figura 31: Bancada de ensaios experimentais para acionamento e controle do motor de indução.

5. Resposta em regime permanente com torque de carga de 2.1 N.m, com o motor de indução operando na velocidade de 1500rpm, com erro na resistência do rotor, para os métodos de controle MPCC2V e MPCC3V.

Os testes realizados permitem a avaliação de cada método de controle quanto à qualidade de regulação das variáveis elétricas (correntes do estator i_{sd} e i_{sq}), bem como o desempenho mecânico de torque e velocidade, considerando o regime permanente e transiente.

6.2 Bancada de Ensaios Experimentais

A bancada para acionamento e controle do motor de indução é ilustrada na Figura 31. O motor de indução trifásico possuiu conexão elétrica em estrela, seguindo o modelo utilizado nas simulações computacionais.

O motor CC conectado ao eixo do motor de indução é usado para imposição de carga mecânica. Os outros componentes da bancada de ensaios são detalhados a seguir:

- a) Inversor trifásico da SEMIKRON® com potência nominal de 2.2 kVA;
- b) Variador de tensão utilizado para carregar o barramento CC;
- c) Sensores de efeito *hall* para medição de corrente em duas fases do motor de indução;
- d) *Encoder* incremental de 1500 pulsos por revolução para medição de velocidade do rotor;
- e) Kit de desenvolvimento TMDXDOCK28377D da Texas Instruments® para implementação do sistema de controle;

f) Motor de indução trifásico com parâmetros detalhados na Tabela 2.

6.3 Resultados Experimentais dos Métodos de Controle Preditivo FCS-MPCC

Nesta seção são apresentados os resultados de testes experimentais dos métodos de controle de corrente (torque e fluxo) discutidos e propostos neste trabalho. Em todos os testes o motor de indução trifásico está sujeito a malha de controle de velocidade e fluxo do rotor com controladores PIs, cujo ganhos são apresentados na Tabela 3.

Assim como nas simulações computacionais, o tempo de amostragem das correntes do estator, dos controladores e modulador PWM foram ajustados para $100\mu s$ (frequência de amostragem e controle de $10kHz$). Os ganhos do observador de Luenberger são selecionados como nas simulações computacionais, $g_1 = 0.3$ e $g_2 = -1.5$.

6.3.1 Teste 1 - Análise da Dinâmica de Partida do Motor de Indução Trifásico.

A Figura 32 mostra o comportamento dos métodos de controle FOC, MPCC convencional, MPCC2V e MPCC3V durante o processo de aceleração de 0 a 2500 r/min. De cima para baixo, são ilustrados os comportamentos da velocidade do rotor, das componentes $d - q$ da corrente do estator e do fluxo do rotor.

Em todos os métodos, o fluxo do rotor é mantido constante no valor de $0.55 Wb$ por meio de um controlador PI. Analisando, primeiramente o método FOC ilustrado na Figura 32(a), nota-se que o valor de referência de velocidade é alcançado em aproximadamente 0.3 segundos e as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator apresentam comportamento desacoplado, como esperado no método FOC. Contudo, em regime permanente na velocidade de 2500 r/min são observadas ondulações na corrente. Essas ondulações são provenientes das ondulações de medição da velocidade angular do rotor e das medições da corrente do estator.

Na Figura 32(b) é mostrado o desempenho do método MPCC convencional. Observa-se, que o MPCC convencional apresenta desempenho similar ao FOC no controle velocidade e fluxo do rotor. No controle da corrente do estator, com o MPCC convencional é obtido uma resposta mais rápida, comparado ao FOC, da componente em quadratura da corrente do estator i_{sq} . Porém, como esperado, durante toda a resposta é observado um nível alto de ondulações na corrente, devido ao fato do MPCC convencional aplicar apenas um vetor de tensão durante todo o período de controle.

O desempenho dos métodos MPCC2V e MPCC3V são ilustrados nas Figuras 32(c) e 32(d). Pode ser visto em ambos os métodos, que a característica dinâmica do MPCC convencional é preservada no controle da corrente do estator. Além disso, as ondulações

Figura 32: Resultados experimentais mostrando o processo de aceleração do motor de indução - FOC (a), MPCC (b), MPCC2V (c) e MPCC3V (d).

Tabela 6: Amplitude das ondulações da corrente do estator para o Teste 1

	FOC	MPCC	MPCC2V	MPCC3V
$i_{sd,rip}(\%)$	7.50	9.09	7.46	0.0516
$i_{sq,rip}(\%)$	66.12	142.23	61.87	29.82

encontras na corrente do estator são significativamente reduzidas. Como pode ser visto na Tabela 6, tanto o MPCC2V quanto MPCC3V demonstram resultados melhores do que o FOC em regime permanente, sendo que o melhor resultado foi alcançado com o MPCC3V.

6.3.2 Teste 2 - Reversão do sentido de rotação

O segundo teste é realizado para verificar o comportamento do sistema frente a reversão do sentido de rotação do rotor do motor de indução. Como ilustrado na Figura 33, a

mudança de referência da velocidade de -2000 para 2000 r/min é aplicada no instante de 0.2 segundos.

Analisando o método FOC, ilustrado na Figura 33(a), nota-se que no momento no qual é realizado a mudança de referência de velocidade são observadas pequenas oscilações na corrente de eixo- d do estator. Isso é justificado, pela ausência de circuito de desacoplamento, que não foi considerado apenas para efeito de simplificação da implementação.

Como pode ser visto na Figura 33(b), o alto nível de ruído na componente em quadratura da corrente do estator, prejudica o sistema de controle que não consegue manter um nível constante durante o regime transitório. Por último, assim como no teste 1, os melhores resultados dinâmicos são alcançados com os métodos MPCC2V e MPCC3V ilustrados nas Figuras 33(c) e 33(d), respectivamente.

Observa-se, em ambos os métodos, que as componentes da corrente do estator apresentam comportamento desacoplado, contudo, no método MPCC2V são observados sobre sinais em i_{sq} e ondulações no controle de fluxo maior do que no MPCC3V.

Tabela 7: Amplitude das ondulações da corrente do estator para o Teste 2

	FOC	MPCC	MPCC2V	MPCC3V
$i_{sd,rip}(\%)$	3.66	9.45	7.08	4.82
$i_{sq,rip}(\%)$	51.89	151.82	49.34	23.69

Figura 33: Resultados experimentais mostrando o processo de reversão de velocidade do motor de indução - FOC (a), MPCC (b), MPCC2V (c) e MPCC3V (d).

Os níveis de ondulações na corrente do estator no ponto de operação de 2000 r/min são apresentados na Tabela 7.

Como pode ser visto na Tabela 7, em geral, os métodos de controle apresentaram menores ondulações nas corrente comparado ao ponto de operação de 2500 r/min, com exceção apenas para a corrente i_{sq} no método MPCC convencional. Esse comportamento é esperado pelo fato da aplicação de apenas um vetor de tensão durante o período de controle, tornando as ondulações mais severas em velocidades baixas.

Por outro lado, assim como no teste anterior, as menores ondulações de corrente foram

alcançadas com o método MPCC3V.

6.3.3 Teste 3 - Aplicação de torque de carga

No teste 3, os sistemas de controle são avaliados no teste de aplicação de degrau de torque de carga. O desempenho de cada método de controle testado é mostrado na Figura 34.

Figura 34: Resultados experimentais mostrando a aplicação de torque de carga - FOC (a), MPCC (b), MPCC2V (c) e MPCC3V (d).

Pode ser visto que a velocidade angular do rotor retorna para sua respectiva referência rapidamente após uma pequena queda da velocidade para todos os métodos testados, exibindo robustez contra distúrbios de torque de carga externos. Contudo, no MPCC convencional, o controle de velocidade demora um maior tempo para eliminar o erro de velocidade. Isso é justificado pelo alto nível de ondulações na corrente do estator i_{sq} .

Deve-se notar que existem alguns picos na velocidade medida, que são principalmente causados pela medição de velocidade e conversão digital das medições de corrente. De

Tabela 8: Amplitude das ondulações da corrente do estator para o Teste 3.

	FOC	MPCC	MPCC2V	MPCC3V
$i_{sd,rip}(\%)$	4.58	6.36	10.70	7.64
$i_{sq,rip}(\%)$	1.57	14.67	2.37	1.89

fato, o motor funciona de forma constante e a velocidade real não apresenta ondulações. A análise de ondulações nas correntes do estator em regime permanente é apresentada na Tabela 8.

6.3.4 Teste 4 - Reversão do Sentido de Rotação com Incertezas em Parâmetros Elétricos

O comportamento dinâmico do método MPCC3V com erros nos valores estimados da resistência do rotor e indutância mútua é mostrado na Figura 35.

Nas Figuras 35(a) e 35(b) são comparados os desempenhos do MPCC3V sem e com o observador de distúrbios durante reversão do sentido de rotação do rotor com imprecisão no valor da resistência do rotor.

Nota-se que, observador de distúrbio é capaz de compensar o erro na resistência do rotor, uma vez que as correntes do estator de eixo direto e em quadratura não apresentam ondulações durante o período transitório.

Comportamento similar é verificado nas Figuras 35(c) e 35(d), nas quais o sistema de controle opera com erro no valor da indutância mútua. Contudo, pode ser visto que o observador de distúrbio não é capaz de eliminar totalmente as ondulações na resposta da corrente em quadratura durante o período transitório.

6.3.5 Teste 5 - Aplicação de Degrau de Carga com Incertezas em Parâmetros Elétricos

A Figura 36 ilustra o desempenho do método MPCC3V operando com torque de carga de aproximadamente 2.1 N.m e com erro na resistência do rotor.

Como pode ser visto na Figuras 36(a) e 36(b), o método de controle preditivo com incorporação do observador de distúrbios é capaz de corrigir o erro da corrente em quadratura em regime permanente, sem comprometer a rejeição de ondulações do método MPCC3V.

Figura 35: Resultados experimentais mostrando os impactos de erros paramétricos sob os métodos MPCC3V e RMPCC3V.

Figura 36: Resultados experimentais mostrando o impacto do erro na resistência do rotor durante aplicação de torque de carga sob os métodos MPCC3V e RMPCC3V.

Conclusões Gerais e Diretivas Futuras

7.1 Conclusões Gerais

Este trabalho realizou um estudo detalhado dos métodos de controle preditivo aplicados no controle de corrente de motores elétricos. A partir desta revisão, constatou-se que apesar dos inúmeros méritos do *finite control-set* (FCS), existem questões que constituem temas abertos para pesquisa. Por isso, este trabalho teve como escopo dois aspectos relevantes da operação do controle preditivo FCS: o comportamento em regime permanente e o impacto de erros paramétricos.

Com o propósito de contribuição ao controle preditivo FCS, investigou-se a escolha dos vetores ótimos e aplicação durante uma fração do tempo de controle dos respectivos vetores.

Inicialmente, foi mostrado que para uma combinação de possíveis vetores ativos limitada, como no caso do conversor de dois níveis, a frequência de amostragem do controle deve ser elevada para que FCS entregue um desempenho satisfatório em regime permanente. Então, foi proposto o uso do conceito de ciclo de trabalho (dois vetores) para o controle de corrente, mantendo-se uma frequência de amostragem relativamente baixa. A partir do modelo Γ inverso e da relação de desacoplamento de fluxo magnético e torque originárias do método FOC, foi possível calcular o tempo de aplicação do vetor ótimo de forma simples. Com o método dois vetores, alcançou-se um controle de corrente com redução significativa de ondulações da corrente do estator, comprovado em simulações computacionais e em testes com bancada de ensaios experimentais. Contudo, o desempenho em regime permanente do MPCC2V é inferior ao FOC com modulação por vetores espaciais.

Com objetivo de alcançar um controle com minimização global das ondulações na corrente do estator, foi proposto um controle de corrente FCS baseado na aplicação de três vetores durante o mesmo período de controle, sendo dois vetores ativos e outro nulo. Utilizando-se dos mesmos princípios básicos do MPCC2V, derivou-se os cálculos dos tempos de aplicação dos dois vetores ativos com base nas dinâmicas das correntes de

eixo direto e em quadratura. Os resultados de simulação computacional e experimentais comprovam a viabilidade da estratégia de controle MPCC3V proposta em aplicações de velocidade variável.

Os métodos de controle propostos, MPCC2V e MPCC3V, apresentaram desempenho superior ao controle preditivo FCS convencional sem um aumento significativo do custo computacional e mantendo-se as características transitórias inerentes do métodos preditivos. A minimização das ondulações na corrente do estator é obtido sem alterações no barramento CC e sem implementação de circuitos adicionais. Comparado ao FOC, ambos os métodos propostos não demandam esforço de projeto ou sintonia de fatores de ponderação para obtenção de alto desempenho dinâmico no controle de corrente.

Em vista do exposto, é possível concluir que os métodos MPCC2V e MPCC3V unem alto desempenho dinâmico com redução de ondulações nas repostas da corrente de eixo direto e em quadratura no controle do motor de indução.

Embora os métodos de controle preditivo propostos neste trabalho possam fornecer uma resposta de corrente rápida e com baixo níveis de ondulações, o desempenho do sistema de controle pode muitas vezes se deteriorar devido a excessiva dependência do modelo da planta. Como é bem conhecido, a variação de parâmetros em processos e outras dinâmicas não modeladas são inevitáveis em aplicações industriais, resultando na incompatibilidade indesejada do modelo. Assim, esta incompatibilidade do modelo pode causar erros em regime permanente e até instabilidade do sistema de controle em alguns casos.

Para melhorar a robustez dos métodos de controle propostos neste trabalho, utilizou-se o conceito de estimação de distúrbios para incorporar ao modelo de estimação e predição do MPCC2V e MPCC3V um observador de Luenberger discreto para estimação de incertezas. Com isso, foi possível alcançar o erro de regime nulo no controle de corrente, sem afetar as características originais do controle preditivo. As propriedades do observador de Luenberger foram analisadas em ambiente discreto, onde restrições foram derivadas para garantir a estabilidade do sistema de controle em toda faixa de operação.

Os resultados apresentados em simulações computacionais e ensaios experimentais comprovam a robustez dos métodos MPCC2V e MPCC3V somados a abordagem de estimação de distúrbios. Logo, pode-se concluir que a proposta de estratégia de controle preditivo robusto às variações de parâmetros pode se tornar uma importante alternativa para aplicações que requerem alto desempenho dinâmico e estabilidade para diferentes condições de operação.

7.2 Diretivas Futuras

É importante ressaltar que os métodos de controle desenvolvidos neste trabalho são apropriados para aplicações de acionamento e controle de máquinas elétricas que possuem

distribuição senoidal do fluxo magnético em todo o entreferro. Dessa forma, podem ser elencadas as seguintes sugestões de diretivas futuras para esta linha de pesquisa:

- ❑ Investigar o uso das técnicas propostas, MPCC2V e MPCC3V, para o controle de corrente desacoplado em motores síncronos de ímãs permanentes e de relutância.
- ❑ Aplicar observadores de distúrbios baseados em injeção de sinal para garantir alto desempenho em velocidades próximas de zero e sistema de posição.

Referências

ABAD, G.; RODRIGUEZ, M. A.; POZA, J. Two-level vsc based predictive direct torque control of the doubly fed induction machine with reduced torque and flux ripples at low constant switching frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2008. v. 23, n. 3, p. 1050–1061, May 2008. ISSN 0885-8993.

ABB. **Direct Torque Control - The World's Most Advanced AC drive technology**. [S.l.], January, 2011.

AGUILERA, R. P.; QUEVEDO, D. E.; MEMBER, S. Predictive Control of Power Converters : Designs With Guaranteed Performance. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL INFORMATICS**, 2015. v. 11, n. 1, p. 53–63, 2015.

ALSOFYANI, I. M.; IDRIS, N. R. N. Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 31, n. 4, p. 3027–3035, apr 2016. ISSN 0885-8993.

AMBROZIC, V.; BUJA, G.; MENIS, R. Band-Constrained Technique for Direct Torque Control of Induction Motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2004. v. 51, n. 4, p. 776–784, aug 2004. ISSN 0278-0046.

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

BORDONS, C.; MONTERO, C. Basic principles of mpc for power converters: Bridging the gap between theory and practice. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2015. v. 9, n. 3, p. 31–43, Sept 2015. ISSN 1932-4529.

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, June 2008. ISSN 0278-0046.

CIRRINCIONE, M. et al. A new tls-based mras speed estimation with adaptive integration for high-performance induction machine drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2004. v. 40, n. 4, p. 1116–1137, July 2004. ISSN 0093-9994.

CLARKE, D. W. Application of Generalized Predictive Control to Industrial Processes. 1988. n. April, p. 49–55, 1988.

- CORTES, P. et al. Predictive Control in Power Electronics and Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008. v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008. ISSN 0278-0046.
- CORTÉS, P.; KOURO, S.; ROCCA, B. L. Guidelines for Weighting Factors Design in Model Predictive Control of Power Converters and Drives. In: **IEEE Int. Conf. Ind. Technol.** [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7.
- DAVARI, S. A.; KHABURI, D. A.; KENNEL, R. An Improved FCS-MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 3, p. 1540–1551, mar 2012. ISSN 0885-8993.
- FLACH, E.; HOFFMANN, R.; MUTSCHLER, P. Direct mean torque control of an induction motor. In: **Proc. EPE.** [S.l.]: IEEE, 1997. p. 672–677.
- GARCIA, C. et al. Full Predictive Cascaded Speed and Current Control of an Induction Machine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2016. v. 31, n. 3, p. 1059–1067, 2016. ISSN 0885-8969.
- GEYER, T. A Comparison of Control and Modulation Schemes for Medium-Voltage Drives: Emerging Predictive Control Concepts Versus PWM-Based Schemes. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2011. v. 47, n. 3, p. 1380–1389, 2011. ISSN 0093-9994.
- GEYER, T.; OIKONOMOU, N.; KIEFERNDORF, F. D. Direct Model Predictive Control: A Review of Strategies That Achieve Long Prediction Intervals for Power Electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2014. v. 8, n. 1, p. 32–43, 2014.
- GEYER, T.; PAPAFOTIOU, G.; MORARI, M. Model Predictive Direct Torque Control - Part I: Concept, Algorithm, and Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 6, p. 1894–1905, jun 2009. ISSN 0278-0046.
- GUAZZELLI, P. R. U. et al. Weighting factors optimization of predictive torque control of induction motor by multi-objective genetic algorithm. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018. p. 1–1, 2018. ISSN 0885-8993.
- HABIBULLAH, M. **Simplified Finite-State Predictive Torque Control Strategies for Induction Motor Drives**. 194 p. Tese (Thesis) — The University of Sydney, 2016.
- HABIBULLAH, M. et al. Finite-state predictive torque control of induction motor supplied from a three-level npc voltage source inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2017. v. 32, n. 1, p. 479–489, Jan 2017. ISSN 0885-8993.
- HARNEFORS, L. **On analysis, control and estimation of variable-speed drives**. 81, 123, 65 p. Tese (Doutorado) — KTH, Electric Power Systems, 1997. NR 20140805.
- HARNEFORS, L.; HINKKANEN, M. Stabilization Methods for Sensorless Induction Motor Drives - A Survey. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2014. v. 2, n. 2, p. 132–142, jun 2014. ISSN 2168-6777.
- HINKKANEN, M. Analysis and Design of Full-Order Flux Observers for Sensorless Induction Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2004. v. 51, n. 5, p. 1033–1040, 2004. ISSN 0278-0046.

- HINKKANEN, M. **Flux estimators for speed-sensorless induction motor drives**. 46, [55] p. Tese (G5 Artikkeliväitöskirja), 2004–09–17.
- HOLTZ, J.; STADTFELDT, S. A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source. In: **IEEE IPEC**. [S.l.: s.n.], 1983. p. 1665–1675.
- HUANG, X. et al. 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, Sept 2012. ISSN 0278-0046.
- KANG, J.-K.; SUL, S.-K. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1999. v. 35, n. 5, p. 1076–1082, Sept 1999. ISSN 0093-9994.
- KENNEL, R. et al. Generalized Predictive Control (GPC) - Ready for Use in Drive Applications ? In: **IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2001. p. 1839–1844. ISBN 0780370678.
- 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.
- KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. [S.l.]: Wiley, 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118524329.
- 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.
- LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2000. v. 36, n. 1, p. 122–130, 2000. ISSN 00939994.
- LEE, K. J. et al. Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 1, p. 276–283, Jan 2012. ISSN 0885-8993.
- LEON, J. I. et al. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2016. v. 63, n. 5, p. 2688–2701, May 2016. ISSN 0278-0046.
- MARIETHOZ, S.; DOMAHIDI, A.; MORARI, M. Sensorless explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors. In: **2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1250–1257.
- MORENO, J. C. et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 6, p. 1993–2004, June 2009. ISSN 0278-0046.
- MUTSCHLER, P.; FLACH, E. Digital Implementation of Predictive Direct Control Algorithms for Induction Motors. 1998. n. 2, p. 444–451, 1998.

NEMEC, M.; NEDELJKOVIC, D.; AMBROZIC, V. Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2007. v. 54, n. 4, p. 2009–2017, 2007. ISSN 0278-0046.

PATRÍCIO, M. et al. Fault Identification in Doubly fed Induction Generator using FFT and Neural Networks. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, 2017. Springer US, 2017. ISSN 2195-3899.

PREINDL, M.; SCHALTZ, E.; THOGERSEN, P. Switching Frequency Reduction Using Model Predictive Direct Current Control for High-Power Voltage Source Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 7, p. 2826–2835, jul 2011. ISSN 0278-0046.

QU, Z. **Control Aspects for Energy Efficient and Sensorless AC Motor Drives**. 56 p. Tese (Thesis) — Aalto University, 2015.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**. [S.l.]: Wiley, 2012. (Wiley - IEEE). ISBN 9781119942641.

RODRIGUEZ, J. et al. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2007. v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007. ISSN 0278-0046.

ROJAS, C. A. et al. Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. v. 60, n. 2, p. 681–690, 2013. ISSN 0278-0046.

SHYU, K.-k. et al. Global Minimum Torque Ripple Design for Direct Torque Control of Induction Motor Drives. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, 2010. v. 57, n. 9, p. 3148–3156, 2010.

SIEMENS. **Micromaster 440 0.12kW-250kW Operating Instructions, Version 2.1**. [S.l.], Junho, 2006.

SLEMON, G. R. Modelling of induction machines for electric drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1989. v. 25, n. 6, p. 1126–1131, Nov 1989. ISSN 0093-9994.

SUL, S. K. **Control of Electric Machine Drive Systems**. [S.l.]: Wiley, 2011. 424 p. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118099568.

SUN, W. et al. Design method of adaptive full order observer with or without estimated flux error in speed estimation algorithm. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 31, n. 3, p. 2609–2626, March 2016. ISSN 0885-8993.

TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1986. IA-22, n. 5, p. 820–827, sep 1986. ISSN 0093-9994.

VARGAS, R. et al. Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008. v. 55, n. 12, p. 4362–4371, Dec 2008. ISSN 0278-0046.

VAS, P. **Vector control of AC machines**. [S.l.]: Clarendon Press, 1990. 332 p. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198593706.

- VAZQUEZ, S. et al. Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2016. v. 0046, n. c, p. 1, 2016. ISSN 0278-0046.
- VILLARROEL, F. et al. Multiobjective Switching State Selector for Finite-States Model Predictive Control Based on Fuzzy Decision Making in a Matrix Converter. 2013. v. 60, n. 2, p. 589–599, 2013.
- WANG, B. et al. Robust predictive current control with online disturbance estimation for induction machine drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2017. v. 32, n. 6, p. 4663–4674, June 2017. ISSN 0885-8993.
- _____. Static-errorless deadbeat predictive current control using second-order sliding-mode disturbance observer for induction machine drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018. v. 33, n. 3, p. 2395–2403, March 2018. ISSN 0885-8993.
- _____. Speed-sensorless induction machine control in the field-weakening region using discrete speed-adaptive full-order observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 31, n. 8, p. 5759–5773, Aug 2016. ISSN 0885-8993.
- WANG, F. et al. Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2015. v. 11, n. 3, p. 671–681, June 2015. ISSN 1551-3203.
- _____. An Encoderless Predictive Torque Control for an Induction Machine With a Revised Prediction Model and EFOSMO. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 12, p. 6635–6644, 2014. ISSN 0278-0046.
- WANG, J. et al. Design and implementation of disturbance compensation-based enhanced robust finite control set predictive torque control for induction motor systems. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2017. v. 13, n. 5, p. 2645–2656, Oct 2017. ISSN 1551-3203.
- WANG, X.; SUN, D. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2017. v. 32, n. 1, p. 773–782, Jan 2017. ISSN 0885-8993.
- WEG. **Inversor de Frequência CFW-11 Manual de Programação, Versão 3.1X**. [S.l.], Fevereiro, 2012.
- XIA, C. et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source pwm rectifier with online disturbance observation. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2012. v. 8, n. 3, p. 459–471, Aug 2012. ISSN 1551-3203.
- XUE, Y. et al. A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive. In: **Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.]: IEEE, 1990. p. 410–415. ISBN 0-87942-553-9.
- Y. ZHANG; J. ZHU. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2011. v. 26, n. 1, p. 235–248, jan 2011. ISSN 0885-8993.
- YAMAMOTO, Y. Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter. 1990. v. 5, n. I, p. 21–28, 1990.

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.

ZELECHOWSKI, M. **Space Vector Modulated Direct Torque Controlled (DTC SVM) Inverter Fed Induction Motor Drive**. 175 p. Tese (Thesis) — Warsaw University of Technology, 2005.

ZHANG, Y.; XIA, B.; YANG, H. A novel three-vectors-based model predictive flux control of induction motor drives. In: **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 367–373.

_____. Performance evaluation of an improved model predictive control with field oriented control as a benchmark. **IET Electric Power Applications**, 2017. v. 11, n. 5, p. 677–687, 2017. ISSN 1751-8660.

ZHANG, Y.; YANG, H. Torque ripple reduction of model predictive torque control of induction motor drives. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 1176–1183. ISBN 978-1-4799-0336-8. ISSN 0885-8993.

_____. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2014. v. 29, n. 12, p. 6593–6603, 2014. ISSN 08858993.

_____. Generalized two-vector-based model-predictive torque control of induction motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 7, p. 3818–3829, 2015. ISSN 08858993.

ZHANG, Y.; ZHU, J. A Novel Duty Cycle Control Strategy to Reduce Both Torque and Flux Ripples for DTC of Permanent. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2011. v. 26, n. 10, p. 3055–3067, 2011.