UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

Guilherme Alves Arantes

**Controle de Posição do Motor de Indução Trifásico
utilizando Controle Preditivo *Finite Control-Set* de
Correntes com aprimoramento por *Duty Cycle***

São Carlos

2021

Guilherme Alves Arantes

**Controle de Posição do Motor de Indução Trifásico
utilizando Controle Preditivo *Finite Control-Set* de
Correntes com aprimoramento por *Duty Cycle***

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

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar

**São Carlos
2021**

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).

A662c Alves Arantes, Guilherme
 Controle de Posição do Motor de Indução
Trifásico utilizando Controle Preditivo Finite Control-
Set de Correntes com aprimoramento por Duty Cycle /
Guilherme Alves Arantes; orientador Manoel Luís de
Aguilar. São Carlos, 2021.

Dissertação (Mestrado) - Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de
Concentração em Sistemas Dinâmicos -- Escola de
Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,
2021.

1. Motor de Indução Trifásico. 2. Controle de
Posição. 3. Controle Preditivo. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **GUILHERME ALVES ARANTES**.

Título da dissertação: "Controle de posição do motor de indução trifásico utilizando controle preditivo *Finite Control-Set* de correntes com aprimoramento por *Duty Cycle*".

Data da defesa: 14/12/2021.

Comissão Julgadora

Resultado

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**
(Orientador)

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

Aprovado

Prof. Dr. **Osmar Ogashawara**

(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Aprovado

Prof. Dr. **Marcelo Suetake**

(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Associado **João Bosco Augusto London Junior**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

*Dedico este trabalho a minha família,
em especial a minha mãe Márcia Alves Arantes.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelas incontáveis bençãos e suporte durante a produção deste trabalho.

Agradeço imensamente o Prof. Dr. Manoel Luis de Aguiar pela paciência e confiança no nosso projeto, especialmente no aspecto deste conturbado ano, e o atraso decorrente. Ainda, gostaria de reconhecer a paciência e as minuciosas orientações ao longo do desenvolvimento deste trabalho, como nas incontáveis ocasiões em que se dispôs ao esclarecimento de dúvidas quanto as simulações e ensaios sobre a máquina e seu equacionamento.

A Universidade de São Paulo, com ênfase o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) pelo acolhimento e fomento neste projeto.

Aos colegas de laboratório e amigos pelos conselhos e tutorias sobre meu trabalho, em especial ao Stefan Thiago Cury Alves dos Santos o qual sem suas colaborações este trabalho não seria possível, sempre concedendo seu tempo e sua atenção para propor sugestões e melhorias para este trabalho.

Por fim, aos meus familiares e amigos que me deram incentivo, motivação e amor para a conclusão do mesmo.

“Deixem que o futuro diga a verdade e avalie cada um de acordo com seu trabalho e realizações. O presente pertence a eles, mas o futuro pelo qual eu sempre trabalhei pertence a mim.”

Nikola Tesla

RESUMO

Arantes, G. 2021. 79p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

Este trabalho propõe um método de controle de posição do eixo do rotor do motor de indução trifásico (MIT), utilizando a técnica de controle preditivo nas malhas internas de controle das correntes de estator, denominado *Finite Control Set - Model Predictive Current Control* (FCS-MPCC). Além disso, propõe-se o aprimoramento das técnicas de controle preditivo de correntes utilizando múltiplos vetores ótimos de comutação no conversor (dois vetores (M²PCC) e três vetores (M³PCC)), projetados de modo a minimizar ondulações nas variáveis de controle e resultando redução dos harmônicos na saída do conversor. O MIT é modelado através da técnica de controle orientado a campo indireto (IFOC), tendo o fluxo do rotor como referência para a orientação vetorial. O controle da posição do eixo do rotor a partir do MIT, bem como os controladores de velocidade e corrente de magnetização são realizados por meio de controladores proporcionais-integrais (PI). Por fim, simulações dos controladores FCS-MPCC, M²PCC e M³PCC são apresentadas sob diferentes referências de controle, carga e variações paramétricas da resistência do rotor.

Palavras-chave: Motor de Indução Trifásico. Controle de Posição. Controle Preditivo.

ABSTRACT

Arantes, G. 2021. 79p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

This work proposes a controlling method of the rotor shaft position for a three-phase induction motor (MIT), using the predictive control technique in the internal stator current control loops, called *Finite Control Set - Model Predictive Current Control* (MPCC). In addition, it proposes the improvement of the predictive current control technique using multiple optimal switching vectors in the converter (two vectors (M²PCC) and three vectors (M³PCC)), designed to minimize ripples in the control variables and resulting harmonic reduction at the converter output. The MIT is modelled using the indirect field-oriented control technique (IFOC), having the rotor flux as a reference for vector orientation. The control of the rotor shaft position from the MIT, as well as the speed and the magnetizing current controllers are performed using proportional-integral (PI) controllers. Finally, simulations of FCS-MPCC, M²PCC and M³PCC controllers under different control references, load and parameter variations of the rotor resistance are presented.

Keywords: Three-phase induction motor. Position Control. Predictive Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação dos Sistemas de Coordenadas Trifásicas e Otogonais . . .	25
Figura 2 – Plano Complexo e Possíveis Referenciais	28
Figura 3 – Representação Vetorial com Referencial no Fluxo do Rotor	31
Figura 4 – Modelo Dinâmico Completo do MIT em Campo Orientado	35
Figura 5 – Diagrama do Método IFOC para Orientação no Fluxo do Rotor	36
Figura 6 – Diagrama de Controle de Posição pelo Método IFOC com Referencial no Fluxo do Rotor	37
Figura 7 – Inversor de dois níveis conectado em Y e seus respectivos vetores de tensão	39
Figura 8 – Diagrama de Blocos do Sistema Desacoplado e Linearizado	42
Figura 9 – Esquema genérico do controle preditivo baseado em modelo para apli- cações em sistemas de potência	45
Figura 10 – Esquema de Controle Preditivo Aplicado ao MIT baseado no FOC . .	47
Figura 11 – Diagrama de Blocos do Sistema de Controle Simulado no Software Simulink	58
Figura 12 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador MPCC	59
Figura 13 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando controlador MPCC	60
Figura 14 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador MPCC	60
Figura 15 – Torque Eletromagnético T_{el} utilizando controlador MPCC	61
Figura 16 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador M ² PCC	62
Figura 17 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando controlador M ² PCC	62
Figura 18 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador M ² PCC	63
Figura 19 – Torque Eletromagnético T_{el} utilizando controlador M ² PCC	64
Figura 20 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador M ³ PCC	65
Figura 21 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando controlador M ³ PCC	65
Figura 22 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador M ³ PCC	66
Figura 23 – Torque Eletromagnético T_{el} utilizando controlador M ³ PCC	66
Figura 24 – Efeito da Variação Paramétrica no Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador M ³ PCC	67
Figura 25 – Efeito da Variação Paramétrica na Corrente de Magnetização i_{mr} utili- zando controlador M ³ PCC	68
Figura 26 – Efeito da Variação Paramétrica nas Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador M ³ PCC .	68

Figura 27 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando referencial senoidal e controlador M ³ PCC	69
Figura 28 – Módulo do Coeficiente de Erro de Precisão de Controle entre Referencial e Posição Controlada	70
Figura 29 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando referencial senoidal e controlador M ³ PCC	71
Figura 30 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando referencial senoidal e controlador M ³ PCC	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Vetores de Tensão	40
Tabela 2 – Algoritmo de Controle FCS-MPCC	50
Tabela 3 – Algoritmo de Controle FCS-M ² PCC	53
Tabela 4 – Algoritmo de Controle FCS-M ³ PCC	55
Tabela 5 – Parâmetros do Motor de Indução	56
Tabela 6 – Ganhos dos Controladores PI nas Malhas Externas de Controle	58
Tabela 7 – Ganhos dos Controladores PI para Referencial Senoidal nas Malhas Externas de Controle	69

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCS-MPC	<i>Continuous Control-Set Model Predictive Control</i>
DFOC	<i>Direct Field-OrientedControl</i>
FCS	<i>Finite Control – Set</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control-Set – Model Predictive Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
IFOC	<i>Indirect Field-Oriented Control</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
MCC	Motor de Corrente Contínua
MIT	Motor de Indução Trifásico
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MPCC	<i>Model Predictive Current Control</i>
MPTC	<i>Model Predictive Torque Control</i>
M2PCC	<i>Two Vector Model Predictive Current Control</i>
M3PCC	<i>Three Vector Model Predictive Current Control</i>
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SMC	<i>Sliding Mode Controller</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$(\cdot)_{\alpha,\beta}$	Índices subscritos das componentes real e imaginária no referencial estacionário
$(\cdot)_{a,b,c}$	Índices subscritos das grandezas trifásicas
$(\cdot)_{d,q}$	Índices subscritos das componentes real e imaginária no referencial fixo em um dos fluxos
$(\cdot)_{r,s}$	Índices subscritos que definem as grandezas do rotor e estator, respectivamente
$(\cdot)_{x,y}$	Índices subscritos que definem grandezas reais e imaginárias, respectivamente transladadas ao referencial do rotor
$(\cdot)_{,ref}$	Índices subscritos que definem grandezas utilizadas como valores de referência
$(\cdot)_k$	Índices subscritos que indicam variável no estado atual
$(\cdot)_{k+1}$	Índices subscritos que indicam variável calculada na próxima iteração
$(\cdot)_{ot}$	Índices subscritos que indicam variável ótima
$\wedge$	Índice de variável estimada
$(\cdot)^p$	Índices sobrescritos que indicam variável predita
κ	Fator de deslocamento espacial ou angular
λ	Representa o deslocamento do vetor que representa o referencial genérico em relação ao referencial estacionário
$\vec{v}_r$	Fasor espacial de tensão de rotor na referência síncrona
$\vec{v}_s$	Fasor espacial de tensão de estator na referência síncrona
$\vec{v}_{1s}$	Fasor espacial de tensão de estator na referência estacionária
$\vec{v}_{2r}^r$	Fasor espacial de tensão de rotor na referência do rotor
ω_λ	Velocidade angular do referencial genérico
ω_{esc}	Frequência de escorregamento
ω_H	Velocidade angular do fluxo principal

ω_{mr}	Velocidade angular do fluxo do rotor
ω_s	Velocidade angular do fluxo do estator
ω_{mec}	Velocidade angular mecânica do rotor
ρ	Ângulo do referencial genérico - adotado fluxo do rotor
θ	Ângulo da posição do eixo do rotor
α'	Ângulo da tensão do estator em relação ao referencial estacionário
β'	Ângulo da tensão do rotor em relação ao referencial da posição do rotor
σ	Coefficiente de dispersão global
σ_r	Coefficiente de dispersão no rotor
$\vec{\psi}_r$	Fasor espacial de fluxo de rotor na referência síncrona
$\vec{\psi}_s$	Fasor espacial de fluxo de estator na referência síncrona
$\vec{\psi}_{1s}$	Fasor espacial de fluxo de estator na referência estacionária
$\vec{\psi}_{2r}^r$	Fasor espacial de fluxo de rotor na referência do rotor
ψ_s	Fluxo do Estator
ψ_r	Fluxo do Rotor
ψ_H	Fluxo Principal ou Mútuo
f	Frequência
G_{1d}	Função de transferência da malha dinâmica de controle da corrente de estator direta
G_{2d}	Função de transferência da malha dinâmica de controle da corrente de magnetização
G_{1q}	Função de transferência da malha dinâmica de controle da corrente de estator em quadratura
G_{2q}	Função de transferência da malha dinâmica de controle da velocidade da máquina
G_{3q}	Função de transferência da malha dinâmica da posição do eixo do rotor
g	Função custo do controle preditivo

$\vec{i}_r$	Fasor espacial de corrente de rotor na referência síncrona
$\vec{i}_s$	Fasor espacial de corrente de estator na referência síncrona
$\vec{i}_{1s}$	Fasor espacial de corrente de estator na referência estacionária
$\vec{i}_{2r}^r$	Fasor espacial de corrente de rotor na referência do rotor
i_s	Corrente do estator no referencial síncrono
i_r	Corrente do rotor no referencial síncrono
i_{mr}	Corrente de magnetização do fluxo do rotor
J	Momento de inércia
K_d	Coefficiente de atrito viscoso
$l_{\sigma r}$	Indutância de dispersão do rotor
$l_{\sigma s}$	Indutância de dispersão do estator
L_r	Indutância do rotor
L_s	Indutância do estator
L_H	Indutância principal
M	Número de possíveis estados de chaveamento do conversor
p	Número de par de pólos da máquina
$S_{1...6}$	Estados de cada chave do inversor
S_{ABC}	Estados das chaves superiores do inversor
R_r	Resistência do rotor
R_s	Resistência do estator
$T_{\alpha\beta 0}$	Matriz de Transformação de Sistemas
T_a	Tempo de amostragem
T_l	Torque da carga
T_{el}	Torque elétrico
T_r	Constante elétrica de tempo do rotor
T_s	Constante elétrica de tempo do estator

V	Tensão
V_{CC}	Tensão do barramento CC

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Motivação do trabalho	20
1.2	Objetivos	23
1.3	Estrutura do Trabalho	23
2	MODELAGEM E CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRI-FÁSICA	24
2.1	Introdução	24
2.2	Notação Matricial	24
2.3	Modelagem Dinâmica	24
2.4	Controle por Orientação de Campo (Field-Oriented Control - FOC)	31
2.5	Conversor CC-CA para Acionar a Máquina de Indução Trifásica	37
3	CONTROLADORES INVESTIGADOS NO TRABALHO	41
3.1	Introdução	41
3.2	Controle Proporcional Integral Aplicado no MIT	42
3.3	Teoria Geral do Controle Preditivo	43
3.4	Princípios do Controle Preditivo Baseado em Modelo MPC	44
3.5	Controle Preditivo de Corrente para o MIT	47
3.5.1	Etapa de Estimação	48
3.5.2	Etapa de Predição	48
3.5.3	Função Custo	49
3.6	Aprimoramento da Proposta MPCC	50
3.6.1	Modulação por Dois Vetores (M^2PCC)	50
3.6.2	Modulação por Três Vetores (M^3PCC)	53
4	SIMULAÇÕES DAS PROPOSTAS DE CONTROLADORES	56
4.1	Considerações Iniciais	56
4.2	Simulação	56
4.2.1	Controle Preditivo FCS-MPCC	58
4.2.2	Controle Preditivo com Dois Vetores - FCS- M^2PCC	61
4.2.3	Controle Preditivo com Três Vetores - FCS- M^3PCC	64
4.2.4	Controle Preditivo com Três Vetores - Variação Paramétrica	67
4.2.5	Controle Preditivo com Três Vetores - Referencial Senoidal	69
5	CONCLUSÕES	72
5.1	Trabalhos Publicados	73

5.2	Sugestões para Futuros Trabalhos	73
	REFERÊNCIAS	75

1 INTRODUÇÃO

As máquinas elétricas são amplamente utilizadas na indústria, sendo o principal componente na conversão de energia elétrica em mecânica motriz. Os motores elétricos se sobressaem quanto aos demais tipos de motores por apresentarem diversas vantagens, como: baixo custo, limpeza, facilidade de comando e controle, construção simples e alto rendimento. (FITZGERALD; JR.; UMANS, 2014).

Tendo como base a matriz energética nacional, segundo o Ministério de Minas e Energia no documento de 2019 intitulado “Plano Nacional de Eficiência Energética”, a indústria utiliza o equivalente a 43,7% de toda energia elétrica nacional e a força motriz em operação usa 68% dessa energia elétrica. Observa-se portanto, que cerca de 30% do total da energia elétrica do país é consumida por motores elétricos (ANEEL, 2019). Ainda neste cenário, a Volvo anunciou em março de 2021 o plano de transição de fabricação exclusiva para carros elétricos até 2030, extinguindo carros movidos a motores de combustão de seu portfólio (VOLVO, 2021).

Os motores elétricos podem ser divididos de acordo com o tipo de alimentação que recebem: motores de corrente contínua (CC) e corrente alternada (CA). Os motores de corrente contínua possuem dois elementos distintos em sua arquitetura: o enrolamento de campo que também pode ser um ímã permanente (estator) e o enrolamento de armadura (rotor). Motores CC com excitação independente podem ter o enrolamento de campo e a armadura alimentados por fontes distintas, o que gera campos magnéticos independentes. Uma vez que os eixos associados ao fluxo de campo e a força eletromotriz da armadura são desacoplados e apresentam ortogonalidade entre si, torque, velocidade e/ou posição podem ser controlados de maneira simples e com alto desempenho através do controle da corrente de armadura da máquina (ARAÚJO; SENA; FREITAS, 2011). Contudo, as máquinas CC apresentam várias limitações para sua utilização, tais como o comutador, que exige constante manutenção, produz faiscamento e são fisicamente maiores (VAS, 1990).

As máquinas CA podem ser subdivididas em outras duas categorias: síncronas e assíncronas. As máquinas síncronas se encontram nas mais diversas aplicações industriais, operando tanto como motor quanto gerador. São denominadas síncronas as máquinas que apresentam velocidade angular mecânica do rotor proporcional ao campo girante e possuem circuito de armadura (estator) formado por uma estrutura metálica e um enrolamento trifásico e o circuito de campo (rotor) dotado de ímãs permanentes ou um enrolamento que pode ser alimentado por tensão contínua. (PEREIRA, 2019)

As máquinas assíncronas, por sua vez são definidas como as máquinas que performam uma velocidade de rotação diferente da velocidade do campo magnético girante. Tal

diferença de velocidade é chamado de escorregamento e é associado à produção de torque.

As máquinas de indução, classificadas como assíncronas, ainda podem ser agrupadas conforme o projeto da estrutura do rotor entre: gaiola de esquilo (rotor curto-circuitado) e do tipo bobinado (motor de anéis). Máquinas com enrolamento do rotor são geralmente aplicadas como geradores eólicos ([SANTANA et al., 2017](#)), enquanto a máquina com rotor gaiola é utilizada em aplicações de motorização, tais como: centrífugas, ventiladores, guindastes ([SUN et al., 2016](#)).

Historicamente, os motores CC eram predominantes na indústria quando necessárias aplicações que exigiam variações de velocidade e/ou posição. Com o surgimento dos materiais semicondutores e o avanço tecnológico na área da eletrônica de potência tornou-se possível o desenvolvimento de dispositivos de chaveamento rápido e eficiente, tais como o transistor, em 1948, e o tiristor, em 1957. Contudo, apesar de tais materiais estarem disponíveis a um custo acessível, variações de velocidade rápida e com um conjugado constante ainda não eram possíveis de serem implementadas em máquinas CA. Isto porque, máquinas CA não apresentam ortogonalidade diretamente em seu equacionamento, o que torna as interações dinâmicas complexas, uma vez que fluxo e força eletromotriz movem-se em diferentes velocidades ([STEINDORFF, 2003](#)).

Nesse contexto, apenas em 1969 Hasse apresentou uma metodologia baseada no controle vetorial para modelagem da máquina CA e, em 1969, Blaschke foi capaz de formular uma teoria sobre o comportamento dinâmico da máquina CA desacoplando o sistema de controle e associando o comportamento ao de uma máquina CC ([STEINDORFF, 2003](#)).

Hoje os motores de indução trifásicos representam mais de 90% dos tipos de motores elétricos presentes na indústria atualmente ([BESSOUS, 2020](#)). Os mesmos se destacam em diversas aplicações pelo fato de necessitarem pouca manutenção, uma vez que não possuem escovas e comutador, além do baixo custo quando comparado ao motor de corrente contínua (CC) ([ANDRZEJ, 2001](#)).

1.1 Revisão Bibliográfica

O desenvolvimento tecnológico, especialmente vinculado à eletrônica de potência e microprocessadores, direcionou o interesse industrial na substituição da mão-de-obra humana por sistemas autônomos e robóticos. Atualmente, a automação industrial avança nos mais diversos segmentos, os quais exigem extrema eficiência e precisão nos seus processos. Podem-se ser mencionados como exemplos de aplicações industriais que requerem um controle de posição preciso, setores que operam com: robótica, manipulação de materiais, pintura, soldagem, montagem, etc. ([REBOUÇAS et al., 2017](#)).

Com a finalidade de se obter maior precisão no posicionamento de peças a serem

processadas ou medidas, bem como o posicionamento de uma ferramenta, motores elétricos são amplamente utilizados. Mesas de coordenadas acionadas por motores elétricos utilizam sensores de posição, normalmente acoplados ao eixo do rotor, fornecendo uma resposta em realimentação ao controle (JúLIO et al., 2015).

São inúmeros os processos industriais que requerem sistemas eficientes, precisos e rápidos. Neste aspecto, sistemas de posicionamento são necessários em uma série de aplicações e equipamentos, desde os mais cotidianos, até os mais complexos, ressaltam-se: máquinas de corte: a laser ou por jato de água (*jet-cutting*), telescópios, robôs, montagens (setor automobilístico), guindastes e sistemas de carga, pintura, usinagem e soldagem.

Na indústria, controladores PI ainda são a estratégia de controle mais comum devido sua simplicidade, robustez e confiabilidade. Entretanto, devido problemas relacionados à dinâmica de controle de trajetória, às limitações em linearidade e às dificuldades na sintonização dos ganhos dos controladores, várias estratégias no controle de posição vem sendo desenvolvidas com o objetivo de solucionar tais restrições, como a utilização de heurísticas e modelos preditivos de controle (GAO et al., 2019; LI et al., 2020).

O MIT não se apresenta inicialmente como o motor mais indicado em aplicações as quais exigem precisão no controle de posição, uma vez que apresentam um acoplamento de dinâmica não-linear (FITZGERALD; JR.; UMANS, 2014). Entretanto, devido a robustez, simplicidade construtiva e eficiência, soluções no controle dos MITs vem sendo desenvolvidos e propostos na literatura, utilizando controle escalar ou vetorial. O controle escalar baseia-se na variação da amplitude das variáveis de controle (Tensão V e Frequência f), desprezando os efeitos de acoplamento entre as grandezas elétricas que atuam sob o fluxo e o torque eletromagnético. Esta técnica de controle apresenta desempenho inferior ao controle vetorial, mas pode ser facilmente implementado na indústria (BOSE, 2002).

A técnica de controle vetorial associada a técnica de orientação de campo (*Field-Oriented Control* - FOC), por sua vez utiliza o equacionamento do MIT, possibilitando o desacoplamento entre as grandezas elétricas, controlando-o de forma semelhante a um motor CC, nos quais fluxo de campo e armadura, gerados pelas correntes de campo e corrente de armadura (componente de torque), são ortogonais no espaço e podem ser controlados independentemente (GUAZZELLI, 2017). O controle vetorial apresenta precisão e rapidez seja no controle do torque, velocidade e/ou posição do rotor elétrico, apresentando vantagens sob o controle escalar (RANIEL, 2011).

Outras abordagens no controle e acionamento do MIT podem ser exemplificadas como: (TAKAHASHI; ITOH, 1992) no qual propõe um controle de posição do MIT através de um freio magnético; (PEREIRA, 2019) o qual utiliza controle preditivo baseado em modelo para o controle da velocidade e fluxo do motor. (BEERTEN; VERVECKKEN; DRIESEN, 2010) aplica uma estratégia preditiva utilizando controle direto de torque (DTC). (LIAW; LIN; KUNG, 1993; REBOUÇAS et al., 2017) apresentam um controle de

posição do MIT por técnica de controle de campo indireto aplicado à malha de corrente. (PEREIRA, 2014) utiliza técnicas sensorless aplicadas ao controle em uma ampla faixa de velocidades. (OLIVEIRA, 2016) aplica técnicas de acionamento de campo orientado utilizando técnicas adaptativas de modos deslizantes (*Sliding Mode Controller* - (SMC)).

O controle preditivo baseado em modelo - *model predictive control* (MPC), surgiu na década de 1970, sendo utilizado em processos petroquímicos, uma vez que estes apresentam dinâmica lenta e permitiam resolução em tempo real do algoritmo de controle (RODRÍGUEZ et al., 2004). Contudo, apenas na década de 1980 que através do trabalho de Holtz e Stadtfeldt o controle preditivo pode ser implementado na área de eletrônica de potência (HOLTZ; STADTFELDT, 1983; QUANG; DITTRICH, 2015). Hoje, estudos utilizando o MPC mostram promissores avanços no controle de conversores de potência e sistemas de acionamento de máquinas elétricas (PEREIRA, 2019).

Compreende-se por MPC técnicas que tem como objetivo prever o comportamento de um sistema com base no seu modelo matemático, objetivando minimizar uma função custo que represente os objetivos de controle (KENNEL; LINDER, 2000). O controle preditivo de estados finitos - *Finite State Model Predictive Control* (FS-MPC), é utilizado em sistemas cujas possibilidades de atuação no sistema são limitadas.

Com os avanços nas áreas da eletrônica de potência e microprocessadores, a implementação do MPC em estratégias de controle cada vez mais complexas e inteligentes pode ser encontrada na literatura. Sendo assim, o FS-MPC é amplamente utilizado em sistemas de acionamento através de conversores de potência, uma vez que as combinações de chaveamento são finitas. Nessa aplicação, o FS-MPC avalia o comportamento futuro da planta para cada possível combinação de chaveamento e seleciona aquela que tende a minimizar a função custo do problema (GUAZZELLI, 2017).

O MPC pode ser utilizado em vários processos, sendo simples de se aplicar em sistemas multivariáveis e apresentando um comportamento de rápida resposta transitória. Outra vantagem é a adoção das não-linearidades e restrições do processo na lei de controle de maneira direta, incorporando várias malhas de controle em apenas uma (RODRÍGUEZ et al., 2004).

Dentre as estratégias FS-MPC para o controle do motor de indução podem-se ressaltar: o controle preditivo de torque - *Model Predictive Torque Control* (MPTC), controlando diretamente o torque e o fluxo de estator ou a corrente de magnetização; e o controle preditivo de corrente - *Model Predictive Current Control* (MPCC), atuando sob as duas correntes em quadratura, análogo ao FOC.

De acordo com (WANG et al., 2015), o MPTC proporciona menores oscilações de torque, enquanto o MPCC possibilita correntes com melhor qualidade e um menor esforço de cálculo. Ainda, o MPTC demonstra rápida dinâmica de torque com operação

em diversas faixas de velocidade e apresenta menor frequência média de chaveamento (GUAZZELLI, 2017). Contudo, o MPCC demanda menor esforço de projeto, uma vez que não necessita de fatores de ponderação e um menor esforço computacional. Em ambos os métodos não necessita-se controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) em suas malhas de controle interno, bem como a necessidade de um modulador.

1.2 Objetivos

A proposição inicial para este trabalho é o desenvolvimento de um controle de posição de uma máquina de indução trifásica, tendo em vista máquinas de corte a laser, solda, pintura, etc. Visa-se um modelo de controle de posição que apresente alta precisão e desempenho haja vista a dinâmica não-linear, multi-variável e complexo método de equacionamento do sistema. Ainda, direciona-se a análise deste sistema de controle em diferentes regimes de operação e carga.

Ademais, como contribuição e foco do trabalho foi abordada a aplicação de um controle de posição do eixo do rotor do MIT utilizando uma estratégia preditiva de correntes (MPCC) baseada em modelo.

Em seguida, foi detalhado um aprimoramento dos controladores preditivos de corrente pelas técnicas de dois vetores (M^2PCC) e três vetores (M^3PCC) e comparar os resultados em termos de dinâmica e eficácia das técnicas de controle, respeitando o esforço de controle e os limites de operação da máquina.

1.3 Estrutura do Trabalho

O trabalho foi organizado em cinco capítulos. O Capítulo 2 encarrega-se da proposição do equacionamento necessário para a análise dinâmica do MIT, a fundamentação teórica para o controle desacoplado de torque e fluxo e a implementação do controle vetorial. Ainda, apresenta o funcionamento do conversor CC-CA para o acionamento do MIT, a arquitetura dos IGBT's que o compõe e como é realizado o controle dos estados de disparo das chaves de acionamento.

O Capítulo 3 apresenta a metodologia do controle preditivo (FCS-MPCC), tanto do modelo de atuação quanto em sua forma discretizada e aplicada ao MIT. Ainda no capítulo 3, inclui-se o aprimoramento do controle preditivo de correntes pela técnica de dois vetores (M^2PCC) e três vetores (M^3PCC).

O Capítulo 4 traz os procedimentos de simulação baseados em parâmetros físicos de um MIT e os respectivos resultados obtidos por meio de simulações.

O Capítulo 5 expõem as conclusões acerca dos dados obtidos e apresenta sugestões para futuros trabalhos.

2 MODELAGEM E CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o equacionamento para análise dinâmica do MIT. Para isso, desenvolve-se a transformação do sistema trifásico para ortogonal, ademais discute-se quais possíveis referenciais utilizar no processo. Uma vez tendo o sistema representado no modelo vetorial, apresenta-se a estratégia de controle FOC, sugerindo os elementos principais necessários para implementação prática.

2.2 Notação Matricial

O MIT é composto por três enrolamentos independentes defasados espacialmente no interior do estator (FITZGERALD; JR.; UMANS, 2014). Considerando-se o MIT com rotor do tipo gaiola de esquilo, supõe-se que no modelo matemático a estrutura seja similar aos três enrolamentos, gerando assim um conjunto de equações complexas para MIT (VAS, 1990).

O modelo matemático do motor de indução deve representar todos os efeitos dinâmicos, seja durante regime transitório ou em regime permanente. A demonstração do MIT pelas grandezas elétricas que o compõem (tensão, corrente, fluxo concatenado, torque e equações de movimento e posição) permitem descrever com precisão o desempenho sob uma variedade de condições operacionais.

2.3 Modelagem Dinâmica

Na representação trifásica, as equações diferenciais descrevem o comportamento por fase, tanto do estator quanto do rotor, bem como a relação entre elas. Sendo assim, adota-se uma notação matricial devido a quantidade de variáveis envolvidas (CAD, 2000).

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \psi_{abc} = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

os subíndices a , b e c representam cada fase.

A análise dinâmica do MIT sob uma forma matricial trifásica torna-se um desafio, uma vez que o modelo é formado por um sistema de oito equações diferenciais, sendo duas equações mecânicas e as outras compostas por três correntes ou três fluxos do estator e do rotor, levando em consideração acoplamentos entre grandezas responsáveis por gerar fluxo e torque e mais uma equação relacionada a posição do eixo do rotor. A fim de simplificar

o modelo dinâmico do MIT e reduzir o número de variáveis que constituem o modelo matemático, uma chamada transformação ortogonal $\alpha\beta 0$ é usada. Essa transformação matemática reduz a equação que descreve o MIT em quatro equações elétricas ao invés de seis (KRAUSE et al., 2013).

Fisicamente a transformação $\alpha\beta 0$ transforma a máquina trifásica, numa máquina bifásica, que deve manter equivalência de potência e portanto mesmo torque (BARBI, 1985). Tal transformação possibilita que um sistema trifásico, composto por três eixos defasados 120° entre si, num sistema ortogonal contendo apenas dois eixos defasados de 90° entre si. Para efeito de coerência matemática na transposição entre os sistemas trifásico e ortogonal, faz-se necessário incluir a fase de sequência zero, a qual é importante para análise de sistemas não simétricos (VAS, 1990).

Para as análises subsequentes, será considerado o MIT como um sistema com tensões trifásicas simétricas, onde o neutro não está conectado, e por conseguinte o eixo zero não é considerado. Abaixo, a Figura 1 apresenta a disposição dos sistemas trifásicos em paralelo aos sistemas ortogonais.

Figura 1 – Representação dos Sistemas de Coordenadas Trifásicas e Otogonais

Fonte: do Autor

A transformação de um sistema trifásico equilibrado para um sistema bifásico ortogonal é chamada transformada de Clarke e matematicamente pode ser representada por: (WEINGARTNER, 2007; KRISHNAN, 2001)

$$f_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta 0}] f_{abc} \quad (2.2)$$

Na equação (2.2), f_{abc} representam grandezas elétricas trifásicas, enquanto $f_{\alpha\beta}$ representam grandezas elétricas ortogonais, seja de tensão, corrente e/ou fluxo. O termo $T_{\alpha\beta 0}$ corresponde a uma matriz de transformação e uma fração de 2/3 o qual exprime o fator de proporcionalidade escalar para que as grandezas ortogonais tenham mesma magnitude do sistema trifásico, conhecida como transformação com amplitude invariante (O'ROURKE et al., 2019). A matriz $T_{\alpha\beta 0}$ é expressa por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Para realização do procedimento inverso de transformação, ou seja, converter componentes ortogonais em grandezas elétricas f_{abc} do MIT, faz-se uso da matriz inversa $T_{\alpha\beta 0}$, expressa por:

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

No modelo matricial, após a transformação do sistema trifásico expresso em (2.1) para um sistema ortogonal $\alpha\beta$ pode ser retratado então por novas tensões $v_{\alpha\beta 0}$, correntes $i_{\alpha\beta 0}$ e fluxos $\psi_{\alpha\beta 0}$:

$$v_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} \quad i_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad \psi_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

No modelo ortogonal, em que todas as grandezas são senoidais e passíveis de serem resolvidas como série de harmônicos, é possível representá-las em um plano complexo (CASTOLDI, 2006). Desse modo, os fasores espaciais que compõem o modelo dinâmico da máquina pode ser descrito pela composição de partes reais e imaginárias. Tal estratégia, possibilita simplicidade e facilidade na análise dos motores de indução (PEREIRA, 2014).

Os fasores são similares aos aplicados na teoria de circuitos de tensão e corrente alternada, nos quais em circuitos de corrente alternada assume-se que as grandezas sejam senoidas e em regime permanente. (VAS, 1990).

O fasor espacial representa fisicamente a magnitude instantânea e o deslocamento espacial de cada grandeza elétrica considerada. Os fasores espaciais de estator: de tensão $\vec{v}_{1s}$, do fluxo concatenado $\vec{\psi}_{1s}$, e da corrente $\vec{i}_{1s}$ na referência estacionária são dados respectivamente por (VAS, 1998):

$$\vec{v}_{1s} = \frac{2}{3}[v_{as}(t) + \kappa.v_{bs}(t) + \kappa^2.v_{cs}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = v_{\alpha s} + jv_{\beta s} \quad (2.6)$$

$$\vec{\psi}_{1s} = \frac{2}{3}[\psi_{as}(t) + \kappa.\psi_{bs}(t) + \kappa^2.\psi_{cs}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \psi_{\alpha s} + j\psi_{\beta s} \quad (2.7)$$

$$\vec{i}_{1s} = \frac{2}{3}[i_{as}(t) + \kappa.i_{bs}(t) + \kappa^2.i_{cs}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = i_{\alpha s} + ji_{\beta s} \quad (2.8)$$

Os termos κ podem ser definidos como operadores de deslocamento, espacial ou angular, ou seja indicam as direções das fases b e c num dado instante de tempo enquanto a fase “A” está representada sob o eixo real do sistema complexo. Portanto, o operador κ corresponde a um deslocamento espacial de 120° e κ^2 de 240° (VAS, 1998).

$$\kappa = e^{j120^\circ} = \cos(120^\circ) + j\sin(120^\circ) = \frac{-1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.9)$$

Na equação (2.6) apresenta-se os valores trifásicos de tensão i_{as} , i_{bs} e i_{cs} , enquanto $v_{\alpha s}$ e $v_{\beta s}$ correspondem a tensão no eixo direto e em quadratura no plano complexo (OLIVEIRA, 2016). A mesma analogia se aplica às equações (2.7) e (2.8)

A mesma relação pode ser realizada com os fasores espaciais do rotor defasados em um ângulo de θ em relação ao estator. Nesse sentido, sendo o sistema de referência no rotor, as equações de: tensão $\vec{v}_{1r}$, fluxo do rotor $\vec{\psi}_{1r}$ e corrente do rotor $\vec{i}_{1r}$ podem ser descritas como nas seguintes equações:

$$\vec{v}_{2r}^r = \frac{2}{3}[v_{ar}(t) + \kappa.v_{br}(t) + \kappa^2.v_{cr}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = v_{xr} + jv_{yr} \quad (2.10)$$

$$\vec{\psi}_{2r}^r = \frac{2}{3}[\psi_{ar}(t) + \kappa.\psi_{br}(t) + \kappa^2.\psi_{cr}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \psi_{xr} + j\psi_{yr} \quad (2.11)$$

$$\vec{i}_{1r}^r = \frac{2}{3}[i_{ar}(t) + \kappa.i_{br}(t) + \kappa^2.i_{cr}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} = i_{xr} + ji_{yr} \quad (2.12)$$

os termos x e y indicam os valores reais e imaginários transladados ao referencial do rotor (VAS, 1998).

A Figura 2 ilustra os possíveis referenciais a serem adotados: no estator (estacionário), no rotor ou um referencial genérico (dq). Na imagem encontram-se os ângulos θ e λ' que representam respectivamente os ângulos de defasagem do referencial do rotor e do referencial genérico em relação ao referencial estacionário. Ainda apresentam-se na imagem, os ângulos α' , que representa o grau de deslocamento da tensão de estator do referencial estacionário, e β' , que representa o grau de deslocamento da tensão de rotor em relação ao referencial do rotor.

Figura 2 – Plano Complexo e Possíveis Referenciais

Fonte: do Autor

O referencial denominado genérico com eixos denominados dq tem como deslocamento o ângulo λ em relação ao referencial estacionário. A cada referencial atribui-se uma denominação de sua velocidade rotacional, tal como:

- Referencial fixo no estator($\alpha\beta$): $\omega_\lambda = 0$;
- Referencial fixo no rotor (xy): $\omega_\lambda = \omega_{mec}$;
- Referencial genérico (dq): $\omega_\lambda = \text{arbitrário}$

Desse modo, observando um referencial genérico (dq) tem-se uma velocidade angular dada por:

$$\omega_\lambda = \frac{d(\lambda)}{dt} \quad (2.13)$$

Desta forma, as grandezas elétricas do estator (subscrito s) e do rotor (subscrito r) serão:

$$\vec{v}_s = \vec{v}_s e^{-j\lambda} = v_{ds} + jv_{qs} \quad (2.14)$$

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_s e^{-j\lambda} = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (2.15)$$

$$\vec{i}_s = \vec{i}_s e^{-j\lambda} = i_{ds} + ji_{qs} \quad (2.16)$$

$$\vec{v}_r = \vec{v}_r e^{-j(\lambda-\theta)} = v_{dr} + jv_{qr} \quad (2.17)$$

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_r e^{-j(\lambda-\theta)} = \psi_{dr} + j\psi_{qr} \quad (2.18)$$

$$\vec{i}_r = \vec{i}_r e^{-j(\lambda-\theta)} = i_{dr} + ji_{qr} \quad (2.19)$$

A transformação das grandezas relacionadas ao estator e ao rotor a um eixo imaginário que gira com o fluxo do rotor é possível com a utilização da Transformada de Park. A matriz de transformação de Park é descrita abaixo, onde o ângulo ρ' se refere ao ângulo do referencial para o qual se deseja efetuar a rotação ou transformação.

$$\begin{bmatrix} N_{dm} \\ N_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho') & \sin(\rho') \\ -\sin(\rho') & \cos(\rho') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{\alpha m} \\ N_{\beta m} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

As variáveis N_{dm} e N_{qm} podem representar tensões, correntes ou fluxos. Os subscritos (m) podem indicar estator ou rotor. O modelo completo com referencial genérico e comum ao estator e ao rotor é descrito pelas equações: (VAS, 1990)

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_\lambda \vec{\psi}_s \quad (2.21)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j(\omega_\lambda - p\omega_{mec}) \vec{\psi}_r \quad (2.22)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_H \vec{i}_r \quad (2.23)$$

$$\vec{\psi}_r = L_H \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (2.24)$$

$$\vec{\psi}_H = L_H (\vec{i}_s + \vec{i}_r) \quad (2.25)$$

$$L_r = L_H + L_{\sigma r} \quad (2.26)$$

$$L_s = L_H + L_{\sigma s} \quad (2.27)$$

- R_s = Resistência do Estator;
- R_r = Resistência do Rotor;
- L_s = Indutância do Estator;
- L_r = Indutância do Rotor;
- L_H = Indutância Principal ou Mútua;
- $L_{\sigma s}$ = Indutância de Dispersão do Estator;
- $L_{\sigma r}$ = Indutância de Dispersão do Rotor;
- p = Número de Par de Pólos
- $\vec{\psi}_H$ = Fluxo Principal ou Mútuo
- $\vec{\psi}_s$ = Fluxo do Estator
- $\vec{\psi}_r$ = Fluxo do Rotor

O modelo vetorial traz importantes vantagens das quais podemos destacar (VAS, 1990; KRAUSE et al., 2013):

- Os vetores de corrente e fluxo ilustram características fisicamente espaciais;
- O torque eletromagnético do MIT pode ser visualizado, uma vez sendo proporcional a magnitude do vetor de fluxo e de corrente, e o seno do ângulo entre eles;
- As grandezas vetoriais podem ser utilizadas para quaisquer frequência, demonstrando um comportamento temporal das grandezas de fase, o que possibilita análise quando excitado por conversores
- Sejam quaisquer as variações na amplitude ou frequência, as mesmas serão representadas na notação vetorial por variações na amplitude e na velocidade angular.
- A mudança de fase entre grandezas diferentes serão representadas por deslocamentos angulares dos respectivos vetores.

Ao referenciar o sistema utilizando o ângulo ρ igual ao ângulo do fluxo do rotor ψ_r , esta notação vetorial proporciona a técnica de controle por orientação de campo (*Field-Oriented Control* – *FOC*). A técnica FOC torna possível a representação do torque eletromagnético produzido pelo MIT de forma análoga ao MCC de excitação independente, tendo torque e fluxo mantidos em quadratura por meio de um comutador mecânico (VAS, 1990; FITZGERALD; JR.; UMANS, 2014).

A equação do torque eletromagnético do MIT na notação vetorial pode ser obtida com dependência dos três fluxos principais do MIT: fluxo do estator, rotor e principal ou mútuo e as correntes de estator ou rotor. Os fluxos de dispersão não contribuem para a geração do torque eletromagnético (OLIVEIRA, 2016).

2.4 Controle por Orientação de Campo (Field-Oriented Control - FOC)

Denominada *Field-Oriented Control* (FOC), a estratégia de controle por orientação de campo possibilitou simplificar o sistema de controle do MIT. Através do desacoplamento das grandezas elétricas que atuam no fluxo e torque eletromagnético, tornou-se factível uma analogia similar ao controle do motor CC com excitação independente.

A técnica FOC, proposta por Blaschke, foi a primeira técnica a permitir um controle de alto desempenho dinâmico do MIT, similar ao controle realizado em máquinas CC de excitação independente. (VAS, 1990).

A técnica permite a ação sob a magnitude, fase e frequência das grandezas elétricas e atua diretamente sobre o vetor de tensão, garantindo uma manipulação desacoplada entre as grandezas responsáveis pela produção do torque eletromagnético e fluxo.

Figura 3 – Representação Vetorial com Referencial no Fluxo do Rotor

Fonte: do Autor

Observa-se também na Figura 3 a representação vetorial da corrente de magnetização responsável por produzir o fluxo do rotor.

Para o controle FOC pode-se utilizar qualquer um dos vetores de fluxos magnéticos: fluxo do estator, rotor ou principal. O referencial no fluxo do rotor geralmente é escolhido uma vez que apenas nessa orientação o desacoplamento entre fluxo e torque é alcançado diretamente (BLASHKE, 1971). Outros referenciais, tais como a posição elétrica do rotor, o fluxo do estator ou fluxo principal, podem ser escolhidos, porém requerem circuitos desacopladores, pois o desacoplamento natural entre torque e fluxo não é obtido após a transformação de coordenadas (OLIVEIRA, 2016).

A referência no fluxo do rotor, também chamado de FOC clássico (VAS, 1990), é a maneira mais usual de se aplicar o controle vetorial FOC, uma vez que fornece o desacoplamento necessário entre torque e fluxo e permite assimilá-la a uma máquina CC. Logo, de modo a referenciarmos as grandezas elétricas em relação ao referencial girante no fluxo do rotor (ψ_r), requer-se identificar sua posição angular (ρ_r) em relação ao eixo estacionário ($\alpha\beta$) e seu respectivo módulo vetorial.

A obtenção da orientação de campo de rotor pode ser classificada como direta (*Direct Field-Oriented Control* - DFOC) ou indireta (*Indirect Field-oriented Control* - IFOC) caso seja utilizada ou não a posição do fluxo de rotor respectivamente.

Na técnica DFOC o fluxo do rotor no controle com orientação direta é estimado em coordenadas estacionárias, onde:

$$\omega_\lambda = 0 \qquad \psi_r^s = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \qquad (2.28)$$

Neste caso, o ângulo (ρ_r) é calculado utilizando o arco tangente geométrico da razão entre as componentes complexas $\alpha\beta$ da corrente de magnetização (i_{mr}). Pode-se utilizar sensores do tipo hall na estrutura do MIT ou técnicas de estimação do fluxo rotórico para sua posterior realimentação (PINHEIRO, 2014; KRAUSE et al., 2013).

No método de controle IFOC utiliza-se coordenadas síncronas, portanto:

$$\omega_\lambda = \omega_{mr} \qquad \psi_r^s = \psi_{r\alpha} + j0 \qquad (2.29)$$

onde ω_{mr} representa a velocidade angular do fluxo do rotor. O IFOC originou-se da transformação dos modelos de corrente para o referencial síncrono (HINKKANEN, 2004). Desse modo, faz-se possível a relação entre o fluxo do rotor ou a corrente de magnetização e seu respectivo ângulo. Neste método, o estimador de fluxo implementado é realizado em coordenadas síncronas, medindo-se apenas a posição rotórica.

Por meio das equações do MIT em referencial de campo, obtém-se a velocidade de escorregamento entre a velocidade angular do fluxo do rotor e a velocidade angular mecânica. Finalmente, de posse da velocidade mecânica, encontra-se a velocidade do fluxo de rotor ω_{mr} , cuja integral fornece o ângulo do fluxo do rotor ρ_r (PINHEIRO, 2014; KRAUSE et al., 2013; OLIVEIRA, 2016).

O fluxo do rotor pode ser tratado em termos da corrente de magnetização (i_{mr}), a qual possui mesma direção e sentido vetorialmente proporcional ao fluxo do rotor. Isso permite que as saídas dos controladores sejam representadas apenas por tensões e correntes (OLIVEIRA, 2016).

O torque eletromagnético do MIT na notação vetorial com referencial no fluxo do rotor pode ser expresso como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} p \frac{L_H}{L_r} \text{Im} \left\{ \vec{i}_s \vec{\psi}_r^* \right\} \quad (2.30)$$

sendo Im a parte imaginária do termo e o sobrescrito $(*)$ denota o conjugado complexo do termo.

Relacionando a equação (2.30) e as equações do fluxo do rotor (2.24) e da indutância do rotor (2.26), pode-se enfim definir a corrente de magnetização (i_{mr}) e reescrever o torque como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} p \frac{L_H}{L_r} \text{Im} \left\{ \vec{i}_s \left(L_r \vec{i}_r + L_H \vec{i}_s \right)^* \right\} = \frac{3}{2} p \frac{L_H^2}{L_r} \text{Im} \left\{ \vec{i}_s \left[\vec{i}_s + \left(1 + \sigma_r \vec{i}_r \right) \right]^* \right\} \quad (2.31)$$

onde:

$$\vec{i}_{mr} = \vec{i}_s + (1 + \sigma_r) \vec{i}_r \quad (2.32)$$

com:

$$\sigma = 1 - \frac{L_H}{(L_s L_r)} \quad (2.33)$$

$$\sigma_r = \frac{L_{\sigma r}}{L_H} \quad (2.34)$$

e finalmente, obtém-se:

$$T_{el} = \frac{3}{2} p L_s (1 - \sigma) \text{Im} \left\{ \vec{i}_s \vec{i}_{mr}^* \right\} \quad (2.35)$$

onde σ representa o coeficiente de dispersão global, σ_r representa o coeficiente de dispersão do rotor e $L_{\sigma r}$ a indutância de dispersão do rotor.

Sendo o sistema referenciado no fluxo do rotor, observa-se que a corrente de magnetização é inteiramente composta por um vetor real (eixo d).

$$\vec{i}_{mr} = i_{mrd} + j0 = \vec{i}_s + (1 + \sigma_r) \vec{i}_r \quad (2.36)$$

$$\vec{\psi}_r = L_H \vec{i}_{mr} \quad (2.37)$$

Considerando portanto, as equações real e em quadratura que representam as tensões, correntes e fluxos do MIT no referencial do fluxo do rotor, obtém-se as equações diferenciais elétricas que descrevem o MIT:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{1}{\sigma T_s} i_{ds} + \omega_{mr} i_{qs} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{di_{mr}}{dt} \quad (2.38)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{1}{\sigma T_s} i_{qs} - \omega_{mr} i_{ds} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_{mr} i_{mr} \quad (2.39)$$

$$\frac{di_{mr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} [i_{mr} - i_{ds}] \quad (2.40)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.41)$$

A equação que descreve a velocidade angular do fluxo do rotor pode ser expressa por:

$$\omega_{mr} = \omega_{esc} + p \omega_{mec} \quad (2.42)$$

$$\omega_{esc} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{mr}} \quad (2.43)$$

sendo ω_{esc} a frequência de escorregamento e T_r é a constante de tempo do rotor.

Com relação a parte mecânica, a equação de movimento que rege o MIT é dada por:

$$J \frac{d(\omega_{mec})}{dt} = T_{el} - K_d \omega_{mec} - T_l \quad (2.44)$$

sendo J o momento de inércia, K_d o coeficiente de atrito viscoso e T_l o torque de carga.

Finalmente, os ângulos geométricos proporcionais a posição do rotor (θ) e ao referencial do fluxo do rotor (ρ) podem ser obtidos através das equações 2.45 e 2.46.

$$\frac{d\theta_{mec}}{dt} = \omega_{mec} \quad (2.45)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_{mr} \quad (2.46)$$

e o torque eletromagnético, por fim é descrito por:

$$T_{el} = \frac{3}{2} p (1-\sigma) L_s i_{mr} i_{qs} \quad (2.47)$$

definindo-se:

$$K_\omega = \frac{3}{2} p (1 - \sigma) L_s \quad (2.48)$$

tem-se:

$$T_{el} = K_\omega i_{mr} i_{qs} \quad (2.49)$$

A expressão 2.49 finalmente provem a possibilidade de desacoplamento do torque e do fluxo por meio da atuação sobre i_{mr} e sobre i_{qs} , de modo similar a um MCC com atuação nas correntes de campo e armadura.

O modelo dinâmico completo do MIT, englobando as grandezas elétricas, a dinâmica mecânica e as relações de desacoplamento podem ser exemplificados na figura 4.

Figura 4 – Modelo Dinâmico Completo do MIT em Campo Orientado

Fonte: (OLIVEIRA, 2016)

Matematicamente, a parte linear de eixo d apresenta as funções de transferência para o controle da corrente de magnetização i_{mr} e pela equação 2.40 e proporção através da indutância principal, o fluxo do rotor. Paralelamente, a parte linear de eixo q e a parte proporcional a dinâmica mecânica apresentam as funções de transferência que atuam no controle físico do motor, ou seja velocidade ω_{mec} ou posição do eixo do rotor θ .

Ao utilizar este modelo em uma estrutura de controle, faz-se necessária ainda a integração de ω_{mr} a fim de se obter o ângulo do fluxo do rotor ρ_r . Uma vez calculado, o ângulo ρ_r é utilizado na transformação das grandezas para o referencial de coordenadas no fluxo do rotor. O processo para o cálculo de ρ_r é indicado na figura 5, que ilustra o método de orientação IFOC.

Figura 5 – Diagrama do Método IFOC para Orientação no Fluxo do Rotor

Fonte: do Autor

O controle vetorial pode então ser realizado utilizando o modelo em campo orientado para estimação do fluxo do rotor em sintonia com o sistema de acionamento e dos controladores.

Um diagrama de acionamento do MIT, no qual é projetado um controle da posição do eixo do rotor, pode ser representado na figura 6, o qual utiliza controladores lineares genéricos em cada variável do sistema.

Fonte: do Autor

$$v_{ds} = v_{ds}^* + \left(\frac{L_H^2}{L_r} \right) \frac{d}{dt} i_{mr} - \omega_{mr} \sigma L_s i_{sq} \quad (2.50)$$

Os controladores no método FOC são projetados para terem diferentes bandas passantes. As malhas de controle das correntes no referencial no fluxo do rotor i_{sd} e i_{sq} são mais rápidas e requerem controladores com elevadas bandas passantes. Em contrapartida, as malhas de controle externas, que controlam velocidade ou posição e o fluxo do rotor possuem comportamento dinâmico mais lento comparado a corrente do estator, sendo assim os controladores podem ser projetados para terem uma resposta mais lenta (HINKKANEN, 2004).

O controle de velocidade ou posição do eixo do rotor em um MIT requer um sistema de acionamento capaz de produzir uma tensão com amplitude e frequência variável.

Geralmente, para tal finalidade, sistemas conversores CC-CA, conhecidos também como inversores são utilizados.

Um conversor tem como função converter a tensão CC de entrada para uma tensão CA na saída com amplitudes e frequências variáveis. Em contrapartida, um retificador converte a tensão CA na entrada para uma tensão CC na saída. Nos conversores controlados, a diferença entre o inversor e o retificador se dá no fluxo de potência (CRISPIM; BASTOS, 2018).

Sistemas de acionamento avançados os quais requerem conversão de energia CC-CA utilizam conversores devido suas vantagens de fluxo de potência bidirecional, na capacidade de regulação da tensão e correntes de entrada com baixa poluição harmônica. A confiabilidade do sistema conversor é muito importante, uma vez que a maioria dos conversores de potência não possui redundância (ZHANG; CAI; KENNEL, 2017).

Diversas topologias de inversores trifásicos podem ser encontrados na literatura, sendo os inversores de dois níveis os mais utilizados para máquinas de indução trifásica (ZHANG; YANG, 2014). Neste trabalho, optou-se unicamente pela utilização do conversor com topologia de dois níveis. A figura 7 apresenta a topologia do conversor fonte de tensão de dois níveis:

O vetor de estados de chaveamento S , pode ser equacionado em função de cada braço do inversor e expresso em coordenadas estacionárias sendo (HABIBULLAH, 2016):

$$S = \frac{2}{3} \left[S_A + e^{j\frac{2\pi}{3}} S_B + e^{j\frac{4\pi}{3}} S_C \right] \quad (2.52)$$

A tensão de saída resultante pelo chaveamento, em coordenadas estacionárias é dada por:

$$v_s^s = V_{CC} S \quad (2.53)$$

V_{CC} é a tensão no barramento CC.

Figura 7 – Inversor de dois níveis conectado em Y e seus respectivos vetores de tensão

Fonte: (GUAZZELLI, 2017)

Os estados de chaveamento das chaves do conversor, sejam elas: transistores, tiristores ou IGBT's; podem ser definidos como um conjunto de sinais de saída S_A , S_B e S_C . Para cada sinal, há um arranjo de dois IGBT's que alternam seus estados de atividade entre si, controlados por um sinal de disparo, de modo a gerar uma saída ativa ou inativa.

Os estados de chaveamento do conversor são definidos pelos sinais de acionamento das chaves sendo:

$$S_A = \begin{cases} 1 & \text{se } S_1 \text{ ligado e } S_4 \text{ desligado,} \\ 0 & \text{se } S_1 \text{ desligado e } S_4 \text{ ligado} \end{cases} \quad (2.54)$$

$$S_B = \begin{cases} 1 & \text{se } S_2 \text{ ligado e } S_5 \text{ desligado,} \\ 0 & \text{se } S_2 \text{ desligado e } S_5 \text{ ligado} \end{cases} \quad (2.55)$$

$$S_C = \begin{cases} 1 & \text{se } S_3 \text{ ligado e } S_6 \text{ desligado,} \\ 0 & \text{se } S_3 \text{ desligado e } S_6 \text{ ligado} \end{cases} \quad (2.56)$$

O inversor de dois níveis portanto pode produzir oito possíveis vetores de tensão, como resultado dos estados de chaveamento. Sendo dois deles vetores nulos (S_0 e S_7), vetorialmente representados na origem do plano cartesiano da figura 7, enquanto os demais vetores (S_1 a S_6) são os vetores ativos. Os vetores e os valores proporcionais de tensão são descritos na tabela 1

V_n	$[S_A \quad S_B \quad S_C]$			v_α	v_β
S_0	0	0	0	0	$j0$
S_1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{CC}$	$j0$
S_2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
S_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
S_4	0	1	1	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$j0$
S_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$-j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
S_6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$-j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
S_7	1	1	1	0	$j0$

Tabela 1 – Vetores de Tensão

Por fim, os estados das chaves que formam o conversor podem ser determinados por meio da modulação *Pulse Width Modulation* (PWM), utilizando o método FOC, ou de forma direta por meio dos métodos MPC.

3 CONTROLADORES INVESTIGADOS NO TRABALHO

3.1 Introdução

Neste capítulo são abordados os conceitos teóricos acerca das técnicas de controle preditivo de processos. Neste trabalho especificamente, serão empregadas as estratégias de controle preditivo de correntes baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC).

O controle preditivo foi desenvolvido inicialmente para aplicações na indústria química, devido aos longos períodos ao longo do processo. No entanto, o avanço tecnológico nas áreas da eletrônica de potência e microprocessamento possibilitaram a implementação do MPC em aplicações onde a constante de tempo de processamento fosse muito menor (PEREIRA, 2019). Atualmente, o controle preditivo de estados finitos tem sido implementado em plantas com conversores de potência, como sistemas de controle e acionamento de máquinas elétricas, dado que o conjunto de combinações para o chaveamento do conversor é finito.

O controle preditivo tem como objetivo principal prever o comportamento futuro das variáveis controladas. O controlador busca uma resposta otimizada de acordo com um critério pré-estabelecido (DANTAS, 2012).

O controle preditivo possui uma gama de classes de métodos que podem ser aplicados em conversores de potência, tais como: Controle *Deadbeat*, Controle por Histerese, Controle por Trajetória ou o Controle Baseado em Modelo (PEREIRA, 2019).

Neste trabalho, o Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC), em especial o MPC com conjunto discreto de ações de controle (*Finite Control – Set* - FCS) se apresenta como uma promissora alternativa no controle das malhas internas de corrente, apresentando uma rápida dinâmica de controle, em virtude dos controladores PI apresentarem uma banda passante limitada, com características passa-baixa. Além disso, o MIT possui um modelo não linear, o que ocasiona dificuldade no projeto e sintonização dos ganhos dos controladores PI em cascata (PEREIRA, 2019).

Os controladores PI representam mais da metade dos controladores utilizados na indústria, por apresentarem simplicidade, facilidade de implementação por operadores e desempenho aceitável dependendo do processo (REBOUÇAS et al., 2017). Portanto, optou-se pela implementação de controladores PI nas malhas externas de controle, uma vez que as mesmas exigem dinâmicas mais lentas quando comparadas às malhas internas de controle das correntes.

3.2 Controle Proporcional Integral Aplicado no MIT

Tendo o MIT devidamente equacionado, nos quais os sub-sistemas que o compõe são funções de primeira ordem, observa-se na figura 8 (a) o diagrama de blocos do controle da corrente de magnetização, consequentemente do fluxo principal do MIT, por meio de dois controladores distintos. O controlador na malha interna é responsável pelo controle da corrente de estator direta referenciada no fluxo do rotor i_{sd} , enquanto o controlador da malha externa, por sua vez regula a corrente de magnetização i_{mr} .

O segundo diagrama de blocos apresentado na figura 8 (b) apresenta três controladores em cascata a fim de controlar a posição do eixo do rotor θ_r . O controlador, na malha mais interna do diagrama controla a corrente de estator em quadratura no referencial do fluxo do rotor i_{sq} . O controlador, na malha intermediária, por sua vez regula a velocidade mecânica do rotor ω_{mec} . Por fim, a malha externa de controle comanda a posição do eixo do rotor em radianos.

Figura 8 – Diagrama de Blocos do Sistema Desacoplado e Linearizado

Fonte: do Autor

As funções de transferência do MIT, representadas por: G_{1d} , G_{2d} , G_{1q} , G_{2q} e G_{3q} ; na figura 8 (a) e (b), de acordo com a modelagem realizada no Capítulo 2 Item 2.4 e equações: 2.38, 2.39, 2.40, 2.42 e 2.44, são expressas por:

$$G_{1d} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{1}{\sigma T_s}} \quad G_{2d} = \frac{\frac{1}{T_r}}{S + \frac{1}{T_r}} \quad (3.1)$$

$$G_{1q} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{1}{\sigma T_s}} \quad G_{2q} = \frac{3}{2} [p(1 - \sigma) L_s i_{mr} - T_L] \frac{\frac{1}{J}}{S + \frac{K_d}{J}} \quad G_{3q} = \frac{1}{S} \quad (3.2)$$

sendo i_{mr} em G_{2q} considerado um valor constante, uma vez que o controle de velocidade e ou posição ocorrem após a magnetização do campo.

As malhas de controle de corrente de estator direta e em quadratura i_{sd} e i_{sq} exigem uma dinâmica de controle rápida, sendo assim serão implementados por técnica preditiva de controle de correntes baseado em modelo (FCS-MPCC), tal como foi esclarecido inicialmente como proposta para este trabalho. Em contrapartida, os controladores da posição do eixo do rotor θ_r , da velocidade mecânica ω_{mec} e da corrente de magnetização i_{mr} serão abordados por controladores PI.

Ao controlar uma planta, no processo de atuação do controlador, o valor da variável de controle pode atingir os limites de saturação do sinal. Nessa situação, quando o controlador é composto por uma ação integral, o erro continuará a ser integrado e o termo integral tende a se tornar demasiadamente grande. Esse quadro é nomeado "*wind – up*", no qual o controlador possui um termo integral e opera sob os limites de saturação. Para que o controlador retorne a região linear de operação (fora da saturação), faz-se necessário que o termo integrativo deixe de atuar e apenas o termo proporcional opere sob o sistema.

Técnicas que visam minimizar problemas de desempenho relacionadas ao uso do termo integral são conhecidas como métodos de *anti – windup*. Sistemas dinâmicos, em especial àqueles envolvendo transições rápidas e repetitivas entre diferentes regiões de operações necessitam de um bom projeto de *anti – windup* (SEPULCHRE et al., 2013).

A proposta de um controlador PI com *Anti – windup* tem como objetivo fornecer alto desempenho dinâmico e a eliminação do erro em regime permanente, minimizando o problema de *windup* (OLIVEIRA, 2016). A técnica *Anti – windup* apresenta-se extremamente vantajosa no controle da ultrapassagem percentual (*overshoot*), na diminuição do tempo de assentamento (*settling time*) ou mesmo na instabilidade na resposta de velocidade de sistemas. (LI; PARK; SHIN, 2011)

3.3 Teoria Geral do Controle Preditivo

A proposição do controle preditivo, como o próprio nome indica, é prever o comportamento futuro da planta ou processo uma vez equacionado. Com base no modelo matemático, o controle preditivo calcula as n possíveis atuações de controle e opta por implementar a opção ótima para tal iteração (PEREIRA, 2019).

Os MPCs podem ser classificados em dois grupos: MPCs de controle finito (FCS-MPC) e os MPCs de controle contínuo (CCS-MPC). (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). As estratégias de controle baseadas no CCS-MPC atuam de forma contínua na ação de controle, utilizando moduladores para sintetização da tensão de controle exigida e com uma frequência de chaveamento fixa (CORTÉS et al., 2008). A principal vantagem do CCS-MPC está justamente associado a frequência de chaveamento, uma vez que implica taxas menores de distorções harmônicas em sistemas conectados a rede (ROSA, 2020).

As técnicas de controle que utilizam o modelo FCS-MPC interpretam o conversor

de potência como um dispositivo mensurável e com conjunto finito de respostas, logo as possibilidades de atuação na planta são determinadas em um espaço de opções. O conversor de dois níveis, portanto, apresenta oito possibilidades de atuação, ou seja oito possíveis vetores de tensão a serem sintetizados pelo conversor. Na técnica FSC-MPC, testam-se todas as possíveis combinações finitas e analisam-se os possíveis comportamentos da planta sob a influência dos mesmos por meio de uma função custo. Destaca-se nesse modelo a ausência de modulador junto ao conversor. Os métodos de controle preditivo que não necessitam moduladores tem seus estados de chaveamento gerados de forma direta, isso faz com que a frequência de chaveamento do inversor seja variável durante o processo de controle ([VAZQUEZ et al., 2017](#); [ROSA, 2020](#); [CORTÉS et al., 2008](#)).

A utilização do controle preditivo torna possível evitar estruturas de controle em cascata tipicamente lineares, auxiliando na otimização da frequência de controle de cada controlador. Além disso, não-linearidades do sistema podem ser ponderadas no projeto do controlador, evitando a necessidade de linearização sob determinado ponto de operação. Pode-se ainda incluir restrições em determinadas variáveis auxiliares ([PEREIRA, 2019](#)).

3.4 Princípios do Controle Preditivo Baseado em Modelo MPC

O controle preditivo baseado em modelo se refere a uma família de estratégias de controle. No entanto, todas as estratégias de controle são baseadas em alguns princípios estipulados ([PEREIRA, 2019](#); [RODRIGUEZ; CORTES, 2012](#); [CORTÉS et al., 2008](#)).

1. As saídas futuras do controle são preditas sobre um horizonte de controle N pré-definido, chamado de horizonte de predição, o qual utiliza os dados disponíveis na iteração atual. Entre os dados disponíveis estão: o modelo do sistema, as variáveis controladas e as entradas de controle aplicadas no sistema. Alguns desses estados podem ser estimados.
2. As sequências de futuras ações de controle ótimas, são avaliadas pela otimização de uma pré-estabelecida função custo, onde a função custo inclui os erros entre os valores de referência e os valores preditos.
3. Os passos anteriores são repetidos para cada horizonte de predição. No entanto, entre as N ações de controle em sequência dentro do horizonte de previsão, somente o primeiro elemento é apontado como ação de controle ideal.

As principais vantagens que descrevem o controle preditivo baseado em modelo podem ser apontadas como sendo ([PEREIRA, 2019](#); [CORTÉS et al., 2008](#)):

- Conceitos intuitivos e facilmente implementáveis;
- MPC pode ser aplicado em vários tipos de sistemas, quando matematicamente equacionável;
- Sistemas de controle multivariável são facilmente consideráveis;
- Não-linearidades do sistema são consideradas;

- A função custo pode incorporar diferentes objetivos de otimização além de minimização do erro da variável de controle (GUZZELLI, 2017).

Em contrapartida as principais desvantagens podem ser apontadas como sendo: (PREINDL; SCHALTZ; THØGERSEN, 2011):

- Grande número de cálculos, quando comparado aos métodos de controle clássico;
- A qualidade do modelo matemático do processo determina diretamente a qualidade dos resultados de controle. Sendo assim, caso o modelo possua parâmetros incorretos a eficácia do controle é comprometida.

Na figura 9 apresenta-se um esquema genérico MPC aplicado em sistemas de potência. No mesmo, o conversor de potência pode ter qualquer topologia e número de fases, enquanto a carga pode vir a representar o MIT. Nesta representação, as variáveis ($\mathbf{x}_k$) representam sinais que serão utilizados no modelo matemático e calcular as previsões ($\mathbf{y}_{k+1}$) para um possível horizonte de atuação. A etapa seguinte está vinculada a avaliação das previsões calculadas usando uma função custo que irá determinar os futuros erros ($\mathbf{y}_{k,ref} - \mathbf{y}_{k+1}$) e as restrições do processo. Os objetivos de controle portanto, são definidos na função custo em relação aos erros de previsão. Os erros são calculados seja por valores absolutos seja em termos quadráticos. Uma vez tendo todo espectro de previsão calculado e aplicado à função custo, a ação de controle ótima selecionada pelos objetivos de projeto ($\mathbf{S}$) é então aplicada no conversor. Ressalta-se que no método FCS-MPC os estados de chaveamento são definidos de forma direta e não requerem modulador.

Figura 9 – Esquema genérico do controle preditivo baseado em modelo para aplicações em sistemas de potência

Fonte: (PEREIRA, 2019)

Para o projeto do FCS-MPC no controle de conversores de potência, os conceitos a seguir devem ser identificados (NEMEC; NEDELJKOVIĆ; AMBROŽIČ, 2007):

- Modelar o conversor de potência e identificar todos os possíveis estados de chaveamento;
- Definir uma função custo que objetive os resultados desejados;
- Discretizar o modelo do sistema para conseguir prever o comportamento das variáveis controladas.

Na modelagem do sistema conversor as chaves de potência são o elemento fundamental, geralmente elas possuem dois estágios de operação: ligado ou desligado. Sendo assim, o total de número de estados de chaveamento total do conversor de potência equivale ao número de diferentes combinações dos estados das chaves. Contudo, algumas combinações não são possíveis, uma vez que acarretaria em um curto-circuito do barramento CC. Deste modo, o número de possíveis estados de chaveamento pode ser descrito pela função 3.3, onde M representa o número de possíveis chaveamento, x o número de possíveis estados de cada braço do conversor e y o número de fases ou braços do conversor.

$$M = x^y \quad (3.3)$$

Analisando o conversor trifásico de dois níveis e os respectivos estados esboçados na figura 7, tem-se $M = 2^3 = 8$ possíveis estados de chaveamento. Reforçando que dois dos vetores de chaveamento são vetores nulos ou inativos.

Para cada aplicação, há inúmeros requisitos de controle acerca do sistema, como controle de corrente, torque ou potência, etc. Tais requisitos são expressos na forma de uma função custo que objetiva. No modo mais simples, a função custo objetiva a minimização de uma variável de erro entre um dado referencial e uma variável predita. Os erros que formam a função custo podem ser de tipos e unidades diferentes, nesse caso a relação entre os mesmos é feita por fatores de peso, determinados por métodos empíricos (PEREIRA, 2019).

Na arquitetura do modelo de predição, as variáveis controladas devem estar dentro de um modelo matemático discreto. Ou seja, é imprescindível definir quais variáveis podem ser medidas e quais devem ser obtidas por um processo de estimação.

O modelo discreto no tempo de cada variável pode ser obtido por algum método de discretização. Sistemas de primeira ordem, por exemplo, podem ser facilmente aproximados usando o método chamado *forward Euler*, apresentado abaixo:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x_{k+1} - x_k}{T_a} \quad (3.4)$$

sendo T_a o tempo de amostragem. O controle implementado deve considerar:

- Predizer o comportamento das variáveis controladas sob o aspecto de todos os possíveis estados de chaveamento;
- Avaliar a função custo para cada possível estado;
- Selecionar o estado de chaveamento que minimiza a função custo.

Na seleção iterativa do próximo estado de chaveamento que minimiza a função custo, todos os estados possíveis são calculados e o valor mínimo armazenado. O número de cálculos é diretamente relacionado ao número de estados possíveis. Nesse sentido, um

conversor trifásico de dois níveis calcula a predição das variáveis controladas para oito possíveis estados, não sendo um problema para microcontroladores de alto desempenho. Para determinadas aplicações, o tempo de amostragem é um fator a ser ponderado em projeto, uma vez que o número de cálculos por iteração pode vir a ser significativo. Sendo assim, o tempo de cálculo é o fator que determina o tempo de amostragem permitido.

Finalmente, tendo as variáveis do MIT devidamente equacionadas e os conceitos de controle FCS-MPC estruturados, faz-se viável a construção do controle preditivo de corrente baseado no modelo FOC, chamado MPCC

3.5 Controle Preditivo de Corrente para o MIT

Como mencionado no Capítulo 2, o controle de posição do MIT pode ser realizado utilizando a técnica IFOC, fazendo uso de sensores de posição e calculando-se a velocidade rotórica e a velocidade do sistema de referências. Entretanto, em um controle de posição quando a velocidade do rotor é zero, após alcançar a posição desejada por exemplo, ruídos de medição podem afetar o controle. O controle preditivo pode vir a eliminar este problema.

O controle preditivo de corrente FCS-MPC aplicado ao motor de indução utilizando o modelo FOC para determinar os valores de referência da corrente de estator pode ser esquematizado na figura 10.

Figura 10 – Esquema de Controle Preditivo Aplicado ao MIT baseado no FOC

Fonte: do Autor

Quando comparado ao diagrama da figura 6, nota-se que a principal diferença ao utilizar a técnica MPCC é a eliminação de dois controladores lineares (PI ou PID), responsáveis pelas correntes direta e em quadratura da corrente do estator. Estes contro-

ladores foram substituídos pelo algoritmo de otimização do MPCC e devido o processo de otimização que seleciona o vetor de tensão ótimo isenta a utilização de um modulador PWM.

Os valores de referência para o controle MPCC provém de outros três controladores lineares PI, respectivamente responsáveis pelo controle da corrente de magnetização, da posição angular do eixo do rotor e da velocidade mecânica do MIT.

Os subtópicos a seguir detalham cada etapa do controle MPCC.

3.5.1 Etapa de Estimação

No método de controle MPCC baseado no método IFOC, faz-se necessária a estimação da posição angular do fluxo do rotor ρ_r , que será o referencial adotado para o método FOC, além disso prever a corrente de magnetização i_{mr} associada ao fluxo do rotor.

A corrente de magnetização pode ser obtida pela discretização da equação expressa em 2.40:

$$\frac{i_{mr}(k) - i_{mr}(k-1)}{T_a} = -\frac{1}{T_2} [i_{mr}(k-1) - i_{ds}] \quad (3.5)$$

Já a posição do fluxo do rotor no instante de tempo k pode ser obtida pela discretização da equação 2.46:

$$\frac{\hat{\rho}_k - \hat{\rho}_{k-1}}{T_a} = \omega_{mr} \quad (3.6)$$

o símbolo ($\hat{\cdot}$) indica variável estimada.

3.5.2 Etapa de Predição

A etapa de predição do MPCC requer prever o comportamento das correntes direta e em quadratura do estator na próxima iteração ($k + 1$). A corrente de magnetização i_{mr} , a corrente do estator medida $i_{s,k}$, a posição angular do fluxo do rotor ρ_r e a velocidade do rotor ω_{mec} são as entradas do processo de predição. As correntes do estator no instante de tempo ($k + 1$) são obtidas com a discretização das equações 2.38 e 2.39:

$$\begin{aligned} i_{ds(k+1)}^p = i_{ds(k)} + T_a \left[-\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \frac{1}{T_r} (i_{mr(k)} - i_{ds(k)}) + \right. \\ \left. + (\omega_{mr(k)} \cdot i_{qs(k)}) - \frac{1}{\sigma T_s} \cdot i_{ds(k)} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s(k)} \right] \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$i_{qs(k+1)}^p = i_{qs(k)} + T_a \left[\left(-\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \cdot \left(\omega_{mr(k)} \cdot i_{mr(k)} \right) - \left(\omega_{mr(k)} \cdot i_{ds(k)} \right) - \frac{1}{\sigma T_s} \cdot i_{qs(k)} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot v_{s(k)} \right] \quad (3.8)$$

O sobrescrito (p) indica variável predita. O termo T_s a constante de tempo do estator.

Na etapa de predição as correntes do estator direta e em quadratura são calculadas para cada um dos vetores de tensão mostrados na tabela 1, em outras palavras $v_{s,k}$ assume sete diferentes valores que são referentes as possíveis combinações de estados do conversor de dois níveis. Os resultados obtidos no cálculo de predição são armazenados e na próxima etapa avaliados na otimização da função custo.

3.5.3 Função Custo

Como última etapa no método de controle MPCC realiza-se uma função custo apropriada para otimização dos resultados obtidos. A função custo é relativamente flexível podendo lidar com problemas multivariáveis. O projeto da função custo deve condizer com os objetivos específicos do problema. No MPCC, a função custo considera o erro entre os valores de corrente de estator direta e em quadratura referenciais, em resposta aos controladores PI antecessores, e as correntes direta e em quadratura preditas em 3.21 e 3.22.

$$g_i = \left(i_{ds,ref} - i_{ds(k+1)}^p \right)^2 + \left(i_{qs,ref} - i_{qs(k+1)}^p \right)^2 \quad (3.9)$$

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 varia numa faixa de 0 à 7. A função custo estabelecida em (3.9) representa a soma quadrática da norma dos vetores de erro das correntes direta e em quadratura para a iteração futura. Sendo assim, 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 ($k+1$).

A tabela 2 sintetiza os passos para a simulação do controle FCS-MPCC:

Algoritmo	Controle Preditivo de Corrente (FCS-MPCC)
Passo 1	Iniciar o algoritmo com a tabela de vetores de tensão;
Passo 2	Aplicar o vetor de tensão ótimo selecionado na iteração anterior;
Passo 3	Realizar medição de $i_{s,k}$;
Passo 4	Estimar ρ_k e a corrente de magnetização i_{mr} ;
Passo 5	Realizar predição da corrente do estator i_{dqs};
Passo 6	Avaliar a função custo para cada possível vetor de tensão;
Passo 7	Selecionar o vetor de tensão ótimo para ser aplicado no próximo período de amostragem;
Passo 8	Repetir os passos de 2 à 7 para cada período de amostragem;

Tabela 2 – Algoritmo de Controle FCS-MPCC

3.6 Aprimoramento da Proposta MPCC

O controle FCS-MPCC tem como princípio de funcionamento a aplicação de um único vetor de tensão, dentro de um conjunto limitado de combinações, a cada período de controle. Contudo, o comportamento do fluxo nesse processo de chaveamento torna-se desordenado e sendo controlado pela banda de histerese. Este comportamento irregular ocasiona ondulações nas correntes direta e em quadratura do estator e no torque eletromagnético. Além disso, observa-se o espalhamento dos harmônicos de corrente e frequência variável de chaveamento (ZHANG; YANG, 2014).

3.6.1 Modulação por Dois Vetores (M²PCC)

Utilizando um conversor de dois-níveis, faz-se necessário a utilização de elevadas frequências de amostragem a fim de se obter um desempenho satisfatório em regime permanente (WANG et al., 2015; ZHANG; YANG, 2014; PEREIRA, 2019). Frequências de amostragem elevadas implicam um alto custo computacional no *hardware*.

Para suavizar os efeitos e as insuficiências do FCS-MPC, algumas pesquisas propõem a mudança dos estados de comutação do FCS-MPC objetivando a melhoria da sequência de controle (PEREZ-GUZMAN; RIVERA; WHEELER, 2020). Desse modo, a proposta do controlador com dois vetores (M²PCC) é adicionar um esquema de modulação no conversor, contendo um vetor ativo e outro nulo durante o mesmo período de controle.

Cronologicamente pode-se observar o avanço dos controladores preditivos ao observar trabalhos como em (ZHANG; ZHU, 2011; KANG; SUL, 1999), no qual desenvolveu-se

o conceito de ciclo de trabalho (*duty cycle*) ao sistema de controle de modo a melhorar o desempenho em regime permanente utilizando-se a técnica DTC. Em seguida, expandiu-se o conceito de ciclo de trabalho ao controle preditivo de torque (MPTC) em (DAVARI; KHABURI; KENNEL, 2012; ZHANG; YANG, 2013). Todavia, constatou-se que o processo de seleção e duração do vetor ótimo em cascata não assegurou a minimização global do erro de torque, isso pois o vetor de tensão selecionado pode deixar de ser o ótimo entre os demais caso não seja aplicado durante todo o período de controle (ZHANG; YANG, 2014). Sendo assim, (ZHANG; YANG, 2014) propôs que os processos de escolha do vetor ótimo e os tempos de aplicação inerentes fossem considerados na função custo, assim o desempenho do sistema apresentou consideráveis melhorias. Porém, o MPTC tem o fluxo do estator e o torque eletromagnético como variáveis de controle, o que torna necessário um sistema de ajuste do fator de ponderação, usualmente feito por heurísticas e resultando soluções que não garantem o melhor desempenho (GUAZZELLI, 2017). Por fim, (PEREIRA, 2019) apresentou um controlador MPCC no contexto do controle de velocidade do MIT.

O conceito de ciclo de trabalho pode ser descrito como na aplicação de dois vetores, sendo um ativo e o outro nulo por uma fração de tempo dentro de cada período de controle. Os tempos de aplicação ótimos são calculados com base em princípios pré-determinados. Os vetores de tensão ativo e nulo, são portanto selecionados com base no princípio de minimização da função custo. Assim sendo, o cerne do método M²PCC se baseia na eleição do vetor ativo ótimo e sua respectiva fração de tempo de operação.

De modo a facilitar o cálculo da duração de tempo de operação do vetor ótimo selecionado, utiliza-se o princípio básico do controle *deadbeat* para o torque (ZHANG; YANG, 2014; GUAZZELLI, 2017; PEREIRA, 2019). No princípio do controle *deadbeat*, o torque eletromagnético na próxima iteração $k + 1$ atinge o valor de referência $T_{el,k+1}$ no momento em que o vetor de tensão selecionado v_i é aplicado na fração de tempo do período de controle. Pode-se representar o torque eletromagnético por:

$$T_{el(k+1)} = T_{el} + S_i t_{ot} + S_0 [T_a - t_{ot}] = T_{el,ref} \quad (3.10)$$

onde t_{ot} expressa a duração ótima do vetor ativo, s_0 e s_i variações do torque eletromagnético provocadas por vetores nulos e ativos.

O torque eletromagnético no MPCC é controlado indiretamente pela corrente em quadratura, em razão da relação de controle desacoplado pelo método IFOC. Deste modo o torque eletromagnético no instante $k + 1$ é interpretado em termos de:

$$T_{el(k+1)} = \frac{3}{2} p \psi_{r(k+1)} i_{sq(k+1)} \quad (3.11)$$

No controle FCS-MPCC, a malha de controle proporcional ao fluxo do rotor ψ_r , logo em relação a corrente de magnetização i_{mr} , se encontra fora do processo de otimização

da função custo. Por conseguinte, o processo de otimização considera para o cálculo do tempo de operação ótimo e do ciclo de trabalho apenas a corrente do estator em quadratura i_{sq} (PEREIRA, 2019).

Levando em consideração o princípio do *deadbeat* no controle de corrente, calcula-se a corrente do estator em quadratura no próximo instante $i_{sq,k+1}$, atingindo valor de referência $i_{sq,ref}$ quando o vetor de tensão no eixo em quadratura $v_{sq,i}$ é empregado na fração do tempo de controle t_{ot} . O cálculo pode ser expresso por:

$$i_{sq(k+1)} = i_{sq(k)} + \Delta i_{sq(i)} t_{ot} + \Delta i_{sq,0} [T_a - t_{ot}] = i_{sq,ref} \quad (3.12)$$

onde $\Delta i_{sq,0}$ representa a variação de corrente do estator ao aplicar um vetor nulo e $\Delta i_{sq,i}$ a variação ao aplicar um vetor ativo.

As equações que definem $\Delta i_{sq,0}$ e $\Delta i_{sq,i}$ são definidas por:

$$\Delta i_{sq,0} = \frac{i_{sq(k+1)} - i_{sq(k)}}{T_a} = -\frac{1}{\sigma T_s} i_{qs} - \omega_{mr} i_{ds} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_{mr} i_{mr} \quad (3.13)$$

$$\Delta i_{sq,i} = \Delta i_{sq,0} + \frac{v_{sq,i}}{\sigma L_s} \quad (3.14)$$

O tempo de duração do vetor ativo ótimo, o qual varia em um limite de $[0, T_a]$, pode ser obtido assumindo-se que na próxima iteração o valor da corrente de estator em quadratura assuma o valor da corrente de referência. Além disso, define-se o ciclo de trabalho d_{ot} como uma razão percentual do tempo de duração do vetor ativo ótimo, limitado entre uma escala de $(0,1)$.

$$t_{ot,i} = \frac{i_{sq,ref} - i_{sq(k)} - \Delta i_{sq,0} T_a}{[\Delta i_{sq,i} - \Delta i_{sq,0}] T_a} \quad (3.15)$$

$$d_{ot,i} = \frac{t_{ot,i}}{T_a} \quad (3.16)$$

Por fim, insere-se o ciclo de trabalho do vetor ativo ótimo no cálculo das correntes para a próxima iteração na etapa de predição. Portanto, a equação 3.17 aponta a fração de tempo de aplicação do vetor ativo ótimo sobre o vetor de tensão ativo $v_{s,i}$.

$$\begin{aligned} i_{qs(k+1)}^p = i_{qs(k)} + T_a \left[\left(-\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \cdot (\omega_{mr(k)} \cdot i_{mr(k)}) - \right. \\ \left. - (\omega_{mr(k)} \cdot i_{ds(k)}) - \frac{1}{\sigma T_s} \cdot i_{qs(k)} + d_{ot,i} \frac{1}{\sigma L_s} \cdot v_{s,i} \right] \end{aligned} \quad (3.17)$$

A etapa de minimização da função custo continua operando levando em conta o erro das correntes em coordenadas síncronas e sendo avaliada para cada um dos seis possíveis vetores ativos.

A Tabela 3 apresenta o fluxo de implementação para o M²PCC:

Algoritmo	Controle Preditivo de Corrente (FCS-M ² PCC)
Passo 1	Iniciar o algoritmo com a tabela de vetores de tensão;
Passo 2	Aplicar o vetor de tensão ativo durante a fração de tempo otimizado na iteração anterior;
Passo 3	Realizar medição de $i_{s,k}$;
Passo 4	Estimar ρ_k e a corrente de magnetização i_{mr} ;
Passo 5	Calcular o tempo de otimização t_{ot};
Passo 6	Realizar predição da corrente do estator i_{dqs};
Passo 7	Avaliar a função custo para cada possível vetor de tensão;
Passo 8	Selecionar o vetor de tensão ativo e seu respectivo tempo de duração para ser aplicado no próximo período de amostragem;
Passo 9	Repetir os passos de 2 à 8 para cada período de amostragem;

Tabela 3 – Algoritmo de Controle FCS-M²PCC

3.6.2 Modulação por Três Vetores (M³PCC)

Com o objetivo de se obter um controle com minimização simultânea das ondulações das correntes direta e em quadratura do estator, é proposto o método M³PCC. O método, semelhante ao M²PCC, propõe a utilização de dois vetores ativos e um vetor nulo para o mesmo período de controle. O intervalo de aplicação dos vetores ideais do método M³PCC pode ser determinado eliminando o erro de rastreamento da corrente do estator no final do próximo período de controle (PEREIRA, 2019; GUAZZELLI, 2017).

As expressões de controle de *deadbeat* para as correntes direta e de quadratura do estator são, portanto:

$$i_{s,dq(k+1)} = i_{s,dq(k)} + T_a \Delta i_{s,dq,0} + \frac{1}{L_s \sigma} (v_{s,dq,i} t_{ot,i} + v_{s,dq,j} t_{ot,j}) = i_{s,dq,ref} \quad (3.18)$$

onde $t_{ot,i}$ e $t_{ot,j}$ representam respectivamente o tempo de operação dos dois vetores ativos ótimos e $v_{s,dq,i}$ e $v_{s,dq,j}$ os dois vetores de tensão ativos.

Pode-se determinar a duração da tensão ($t_{ot,i}$ e $t_{ot,j}$) dos vetores de tensão ativa $v_{ot,i}$ e $v_{ot,j}$ por:

$$t_{ot,j} = \frac{i_{sd,ref} - \Delta i_{sd,0} T_a - i_{sd(k)} - \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd,i} t_{ot,i}}{\frac{1}{\sigma L_s} v_{sd,j}} \quad (3.19)$$

$$t_{ot,i} = \frac{(i_{sq,ref} - \Delta i_{sq,0} T_a - i_{sq(k)}) \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd,j} - (i_{sd,ref} - \Delta i_{sd,0} T_a - i_{sd(k)}) \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq,i}}{\frac{1}{(\sigma L_s)^2} (v_{sq,i} v_{sd,j} - v_{sd,i} v_{sq,j})} \quad (3.20)$$

A partir do período de duração dos dois vetores de tensão ativa (3.19) e (3.20), é possível determinar as relações cíclicas em termos do ciclo de trabalho $d_{ot,i}$ e $d_{ot,j}$. O tempo de duração do vetor nulo é, portanto, o tempo restante dentro do período de controle após a aplicação dos dois vetores ativos. A expressão de previsão das correntes direta e de quadratura do estator é representada por:

$$\begin{aligned} i_{ds(k+1)}^p = i_{ds(k)} + T_a \left[- \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \frac{1}{T_r} (i_{mr(k)} - i_{ds(k)}) + \right. \\ \left. + (\omega_{mr(k)} \cdot i_{qs(k)}) - \frac{1}{\sigma T_s} \cdot i_{ds(k)} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot (d_{ot,i} v_{sd,i} + d_{ot,j} v_{sd,j}) \right] \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} i_{qs(k+1)}^p = i_{qs(k)} + T_a \left[\left(- \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \cdot (\omega_{mr(k)} \cdot i_{mr(k)}) - \right. \\ \left. - (\omega_{mr(k)} \cdot i_{ds(k)}) - \frac{1}{\sigma T_s} \cdot i_{qs(k)} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot (d_{ot,i} v_{sd,i} + d_{ot,j} v_{sd,j}) \right] \end{aligned} \quad (3.22)$$

Observa-se a inferência das frações de tempo de aplicação em cada vetor de tensão ativo nos cálculos das correntes direta e em quadratura no próximo instante $k + 1$. Ademais, a etapa de minimização da função custo levará em conta o erro sob ambas as correntes em coordenadas síncronas.

A Tabela 4 compila toda a trajetória para a simulação do controle FCS-M³PCC:

Algoritmo	Controle Preditivo de Corrente (FCS-M ³ PCC)
Passo 1	Iniciar o algoritmo com a tabela de vetores de tensão;
Passo 2	Aplicar os vetores de tensão ótimos $v_{s,i}$, $v_{s,j}$ e $v_{s,0}$ durante seus respectivos tempos de aplicação $t_{ot,i}$, $t_{ot,j}$ e $t_{ot,0}$ na iteração anterior;
Passo 3	Realizar medição de $i_{s,k}$;
Passo 4	Estimar ρ_k e a corrente de magnetização i_{mr} ;
Passo 5	Calcular o tempo de aplicação $t_{ot,i}$, $t_{ot,j}$ e $t_{ot,0}$;
Passo 6	Realizar predição da corrente do estator i_{dqs};
Passo 7	Avaliar a função custo para cada possível vetor de tensão;
Passo 8	Selecionar os vetores de tensão ativos e nulo e seus respectivos tempos de duração para serem aplicados no próximo período de amostragem;
Passo 9	Repetir os passos de 2 à 8 para cada período de amostragem;

Tabela 4 – Algoritmo de Controle FCS-M³PCC

4 SIMULAÇÕES DAS PROPOSTAS DE CONTROLADORES

4.1 Considerações Iniciais

Torna-se importante ressaltar que o controle de posição desenvolvido foi projetado visando-se aplicações nas quais o torque de carga pode ser desprezado, uma vez que o mesmo pode ser considerado como sendo uma componente do sistema. Em outras palavras, não há variações do torque de carga durante o processo de controle, podendo este variar apenas quando em repouso. Ainda, o torque de carga pode ser considerado nulo quando a massa da carga é muito pequena comparado à força necessária para romper a inércia do sistema ou em sistemas contrabalanceados, utilizando a segunda lei de Newton. Pode-se citar como exemplo de sistemas posicionadores contrabalanceados: elevadores, máquinas de solda, máquinas parafusadeiras, braços robóticos, etc (OLIVEIRA; CAVALCANTE, 2008).

Todavia, encontra-se na literatura trabalhos que propõe o sensoramento das cargas e a distribuição do torque de carga em sistemas com múltiplos atuadores e/ou redução de ruído, como em (LÓPEZ, 2007) ou ainda trabalhos destinados ao controle do sistema de contrapeso para cargas variáveis, como em (BRITTO, 2013).

4.2 Simulação

As simulações computacionais do método FCS-MPCC foram realizadas nos Softwares Matlab/Simulink. A máquina de indução trifásica utilizada foi a do tipo gaiola de esquilo, cujos parâmetros são os descritos na tabela 5.

Parâmetros	Valores	Unidades (SI)
Potência	736	W
R_s	7.50	Ω
R_r	4.83	Ω
L_s e L_r	24.4	mH
L_H	694.1	mH
p	1	
J	0.0013	Kg.m ²
K_d	$5.107 \cdot 10^{-4}$	N.m.s
Tensão	220/380	Volts
Frequência	60	Hertz

Tabela 5 – Parâmetros do Motor de Indução

O tempo de amostragem das correntes do estator, dos controladores e do modulador PWM foram projetados em $100\mu s$. A aquisição das medições do sistema opera com a mesma frequência do modulador. Os limites *anti-windup*, tal como descrito no capítulo

anterior, dos controladores PI foram estipulados com uma faixa de 20% dos respectivos referenciais.

A corrente de magnetização i_{mr} foi ajustada para o valor de referência 0.82A, uma vez que o fluxo magnético do rotor deve ser de 0.569Wb e os limites de saturação das correntes de estator direta i_{sd} e em quadratura i_{sq} são de 1.9 Ampères de acordo com os limites de placa do motor.

Os referenciais de velocidade ou posição são entradas variáveis, enquanto os referenciais de tensão para as malhas internas são os resultados dos controladores PI anteriores em cascata.

Na simulação, para o cálculo das correntes do estator direta e em quadratura, ao menos duas correntes trifásicas devem ser medidas. Antes de inserir os valores medidos no programa, filtros passa-baixas são utilizados após o sensoramento das correntes na intenção de atenuar a amplitude das frequências maiores que a frequência de corte projetada (LATHI, 2007).

Para o projeto e sintonização dos controladores PI em cascata no sistema, alguns critérios fazem-se essenciais: conhecer os limites de saturação das variáveis controladas, o limite de saturação do esforço de controle, e os valores máximos de referência para as variáveis de controle. Destaca-se nessa simulação a ausência de blocos moduladores ou de histerese. As saídas do controlador são utilizadas diretamente no acionamento das chaves IGBT's do conversor de potência. Devido a ausência do modulador, o controlador produz portanto uma frequência de chaveamento variável (HABIBULLAH, 2016; WRÓBEL; SERKIES; SZABAT, 2020).

Inicialmente, implementou-se o controle de posição utilizando o controlador FCS-MPCC ao MIT no Simulink, utilizando a técnica IFOC, como representado na figura 11. Para este objetivo, o sistema de controle projetado foi composto por três controladores PI, atuantes sob as malhas de posição θ_r , de velocidade do rotor ω_{mec} e corrente de magnetização i_{mr} .

Figura 11 – Diagrama de Blocos do Sistema de Controle Simulado no Software Simulink

Fonte: do Autor

Nos testes, adotou-se um tempo total de simulação de 10,3 segundos, considerando um perfil variável de referência de posição θ_r em ambos os sentidos de rotação, a fim de analisar o comportamento do controlador. A partida do MIT ocorre após uma pré-excitação do fluxo do rotor. Os limites de referência para a posição θ_r foram entre -2π e 2π , enquanto para a velocidade ω_{mec} foram de até 1900 rotações por minuto (rpm), ou seja $200(\text{rad/s})$.

Os ganhos dos controladores PI, nas malhas externas de controle, foram projetados pela técnica do Lugar Geométrico das Raízes *Root Locus*, através da ferramenta (*rltool*) no Software Matlab. Os ganhos dos controladores PI no controle da posição do eixo do rotor θ_r , da velocidade ω_{mec} e corrente de magnetização i_{mr} são disponibilizados na Tabela 6:

	i_{mr}	ω_{mec}	θ_{rotor}
K_p	16	0.1	15
K_I	157	1.4	2

Tabela 6 – Ganhos dos Controladores PI nas Malhas Externas de Controle

4.2.1 Controle Preditivo FCS-MPCC

Analisando o desempenho da malha de controle de posição do eixo do rotor, através da figura 12 examina-se inicialmente a pré-excitação seguida pela partida do motor, apresentando um alcance da posição de referência em aproximadamente 0.2 segundos e

um tempo de assentamento total (*settling time*) de menos de 0.5 segundos, apresentando mínima ultrapassagem percentual (*overshoot*). Observa-se ainda o comportamento do controle ao inserir uma carga correspondente a 0.5N.m no instante 4.3 segundos, a dinâmica apresenta maior esforço para atingir a posição angular de referência e maior tempo para atingir o tempo de assentamento.

Figura 12 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador MPCC

Fonte: do Autor

A figura 13 representa o desempenho da malha de controle da corrente de magnetização i_{mr} exibindo um tempo de assentamento também inferior a 0,2 segundos e também com mínimo *overshoot* com relação ao valor de referência. O controle da corrente de magnetização demonstra-se estável em regime permanente.

Por sua vez, a figura 14 exhibe o controle preditivo FCS-MPCC atuando sobre as correntes direta i_{sd} e em quadratura i_{sq} . Pela figura, verifica-se a saturação das correntes por um curto período correspondente aos períodos transitórios de pré-excitação e de referência em relação ao controle de posição θ_r . Finalmente, a figura 15 apresenta o comportamento do torque eletromagnético T_{el} , proporcional às correntes direta e em quadratura do estator.

Ainda, constata-se uma dinâmica com elevados índices de ondulações respectivas ao perfil discreto do controlador preditivo, acentuadas quando inserida carga ao sistema. Tais ondulações acarretam espalhamento de distorções harmônicas de corrente, ruídos audíveis, problemas na qualidade de energia e perdas no sistema.

Figura 13 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando controlador MPCC

Fonte: do Autor

Figura 14 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador MPCC

Fonte: do Autor

Figura 15 – Torque Eletromagnético T_{el} utilizando controlador MPCC

Fonte: do Autor

4.2.2 Controle Preditivo com Dois Vetores - FCS-M²PCC

Uma vez obtidos os resultados das simulações utilizando a técnica FCS-MPCC para o controle da posição do eixo do rotor θ_r , implementou-se a simulação do controle preditivo aprimorado, utilizando dois vetores em um mesmo período de controle. A técnica FCS-M²PCC possibilita através do conceito de ciclo de trabalho a utilização de um vetor ativo e um vetor nulo durante o mesmo período de controle. A figura 16 exibe a malha de controle de posição do eixo do rotor utilizando o controle preditivo aprimorado com dois vetores. Nota-se que a dinâmica de controle apresenta um alcance da posição de referência de ainda aproximadamente 0.2 segundos e um tempo de assentamento total (*settling time*) minimamente maior, mas ainda inferior a 0.5 segundos, apresentando leve ultrapassagem percentual (*overshoot*), quando comparado a técnica FCS-MPCC.

Percebe-se ainda que o comportamento do controle ao inserir uma carga de 0.5N.m apresenta uma dinâmica mais suave e linear quando comparado ao controle FCS-MPCC em ambos os sentidos de rotação, além de apresentar maior precisão e rapidez no tempo de assentamento.

O controle da corrente de magnetização i_{mr} , expresso na figura 17 demonstra uma dinâmica levemente mais instável, apresentando mais oscilações ao longo de seu perfil em regime permanente, em virtude do inerente acoplamento interno das grandezas do MIT. O tempo de assentamento também se apresentou inferior a 0,2 segundos e também com mínima ultrapassagem percentual com relação ao valor de referência.

Figura 16 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador M²PCC

Fonte: do Autor

Figura 17 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando controlador M²PCC

Fonte: do Autor

O controle FCS-M²PCC atuando sob as correntes direta i_{sd} e em quadratura i_{sq} do estator pode ser analisado pela figura 18. Na figura, verifica-se a considerável redução das oscilações sob a corrente em quadratura do estator i_{sq} e levemente sob a corrente direta do estator i_{sd} . Em seguida, a figura 19 apresenta o comportamento do torque eletromagnético T_{el} .

Figura 18 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador M²PCC

Fonte: do Autor

Desde que o M²PCC somente incorpora a corrente de estator em quadratura i_{sq} os ruídos da parcela de corrente de estator direta i_{sd} se mantém e refletem influência na própria corrente em quadratura i_{sq} pelas interações de acoplamento entre elas.

Figura 19 – Torque Eletromagnético T_{el} utilizando controlador M²PCC

Fonte: do Autor

4.2.3 Controle Preditivo com Três Vetores - FCS-M³PCC

Com o objetivo de se ter um controle preditivo aprimorado com significativo desempenho e com minimização simultânea das ondulações nas correntes direta i_{sd} e em quadratura i_{sq} do estator, foi proposto um controlador preditivo utilizando três vetores de tensão aplicados em um mesmo período de controle. A técnica baseia-se na combinação de dois vetores ativos ótimos e um vetor nulo e seus respectivos tempos de atuação. A figura 20 mostra a malha de controle de posição do eixo do rotor utilizando o controle preditivo aprimorado com três vetores. Analisando a figura percebe-se que a dinâmica de controle apresenta menor *overshoot* quando comparada a técnica FCS-M²PCC, entretanto apresenta similaridade com a mesma, em sentido de perfil mais suave e linear, quando comparada a técnica FCS-MPCC.

O controle da corrente de magnetização i_{mr} , expresso na figura 21 demonstra uma dinâmica consideravelmente mais linear e estável, quando comparado a técnica FCS-M²PCC ao longo de seu perfil em regime permanente. O tempo de assentamento também se apresentou inferior a 0,2 segundos e também com mínimo *overshoot* com relação ao valor de referência.

Por fim, a figura 22 indicando o controle FCS-M³PCC atuando sob as correntes direta i_{sd} e em quadratura i_{sq} do estator evidencia a notável redução das oscilações sob ambas as correntes direta i_{sd} e em quadratura i_{sq} do estator. Por conseguinte, observa-se a

partir da figura 23 a suavização na dinâmica do torque eletromagnético T_{el} .

Figura 20 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador M³PCC

Fonte: do Autor

Figura 21 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando controlador M³PCC

Fonte: do Autor

Figura 22 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador M³PCC

Fonte: do Autor

Figura 23 – Torque Eletromagnético T_{el} utilizando controlador M³PCC

Fonte: do Autor

4.2.4 Controle Preditivo com Três Vetores - Variação Paramétrica

Foram realizadas ainda simulações para avaliação do controlador FCS-M³PCC sob condições de variação paramétrica na resistência do rotor, eventualmente causadas por imprecisões de medições ou estimação, aquecimento do MIT em operação, etc. Variações paramétricas das indutâncias foram desprezadas considerando que o motor não esteja atuando na região de saturação. A figura 24 apresenta um período transitório no controle de posição compreendendo variações paramétricas na resistência do rotor de 10% até 50%. É possível inferir que as variações paramétricas afetam minimamente o controle da posição.

Figura 24 – Efeito da Variação Paramétrica no Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando controlador M³PCC

Fonte: do Autor

A figura 25 também apresenta um período transitório no controle da corrente de magnetização i_{mr} contemplando variações paramétricas onde similarmente pode-se inferir mínima alteração no perfil de controle.

Finalmente, as correntes de estator direta e em quadratura i_{ds} e i_{qs} representadas na figura 26 demonstram uma dinâmica similar apesar da expressiva variação notada no *zoom* das imagens devido o perfil discreto do controlador.

Figura 25 – Efeito da Variação Paramétrica na Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando controlador M³PCC

Fonte: do Autor

Figura 26 – Efeito da Variação Paramétrica nas Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando controlador M³PCC

Fonte: do Autor

4.2.5 Controle Preditivo com Três Vetores - Referencial Senoidal

Para um referencial senoidal de posição, ajustes nos ganhos do controlador PI de posição θ_r foram necessários, como expresso na Tabela 7:

	i_{mr}	ω_{mec}	θ_{rotor}
K_p	16	0.1	7200
K_I	157	1.4	150

Tabela 7 – Ganhos dos Controladores PI para Referencial Senoidal nas Malhas Externas de Controle

A figura 27 apresenta a simulação do controle de posição do eixo do rotor θ_r utilizando o controle FCS-M³PCC sob um referencial senoidal. Verifica-se que o controlador apresenta alto nível de precisão, evidenciando-se pela figura 28 que apresenta o módulo do coeficiente de erro de precisão em relação ao referencial e a posição controlada. O pico de erro máximo é de $6 \cdot 10^{-3}$ em relação ao referencial.

Figura 27 – Controle de Posição do Eixo do Rotor θ_r utilizando referencial senoidal e controlador M³PCC

Fonte: do Autor

Similarmente à simulação FCS-M³PCC com perfil linear de referência para a posição, o controle da corrente de magnetização i_{mr} na figura 29 mantém uma dinâmica linear e estável, com mesmo tempo de assentamento e ainda com mínimo *overshoot* com relação ao valor de referência.

Figura 28 – Módulo do Coeficiente de Erro de Precisão de Controle entre Referencial e Posição Controlada

Fonte: do Autor

As correntes de estator direta i_{ds} e em quadratura i_{qs} apresentam perfil respectivamente proporcional ao período de pré-excitação e de transitório de referência.

Figura 29 – Corrente de Magnetização i_{mr} utilizando referencial senoidal e controlador M³PCC

Fonte: do Autor

Figura 30 – Correntes de Estator Direta e em Quadratura do Controle de Posição θ_r utilizando referencial senoidal e controlador M³PCC

Fonte: do Autor

5 CONCLUSÕES

O trabalho teve como proposta um controle de posição do eixo do rotor de um MIT utilizando um controle preditivo aplicado às malhas internas de controle de correntes, o qual proveu resultados para posicionamento com desempenho e precisão muito adequados. Em seguida, desenvolveu-se um aperfeiçoamento do controle preditivo utilizando técnicas de controle com dois e três vetores em cada ciclo de controle, como forma de aprimorar a dinâmica das correntes do MIT. Ainda, foram conduzidas simulações que avaliaram as condições de regime transitório e permanente e os efeitos de variação paramétrica. Neste aspecto, a proposta dos controladores preditivos nas malhas de correntes provou ser eficiente e garantindo boa dinâmica para as correntes do MIT. Em contraste com as técnicas usuais que empregam controladores lineares tipo PI, os controladores preditivos eliminam a necessidade de sintonia e se mostraram robustos quanto a variações paramétricas e variações de carga no sistema sob estudo.

As análises, bem como os resultados foram obtidos através das simulações do MIT, utilizando um conversor de dois níveis e sob técnicas de controle FOC utilizando modelo de fluxo síncrono e a técnica de controle preditivo FCS-MPCC.

Inicialmente, evidenciou-se que utilizando um conversor de dois níveis, o qual possui um conjunto de vetores ativos limitado, a frequência de amostragem deve ser elevada de modo que o FCS-MPCC apresente desempenho satisfatório em regime permanente. Logo, os resultados utilizando o controle FCS-MPCC apresentaram precisão e uma rápida dinâmica no controle da posição do eixo do rotor do MIT θ_r , bem como no controle da corrente de magnetização i_{mr} , entretanto apresentaram-se consideráveis ondulações nas correntes direta e em quadratura do estator

Desse modo, foram propostas técnicas de aprimoramento do controle preditivo de correntes utilizando o conceito de *duty cycle*, determinando mais de um vetor para ser aplicado no MIT pelo conversor a cada período de controle. Sendo assim, utilizando o modelo indireto do MIT e a relação de desacoplamento entre torque e fluxo magnético pelo método FOC, calculou-se o tempo de aplicação do vetor ativo ótimo e nulo em cada período de controle. Os resultados apresentaram uma suavização na dinâmica de controle de posição do eixo do rotor θ_r , especialmente nos referenciais com carga inserida no sistema, ao passo que causaram maior perturbação no controle da corrente de magnetização i_{mr} , uma vez que os cálculos envolvendo o ciclo de trabalho do vetor ativo ótimo envolvem apenas a corrente de estator em quadratura i_q , por conseguinte observa-se uma redução considerável apenas nas ondulações da corrente de estator em quadratura i_q .

De modo a alcançar um controle preditivo com minimização das ondulações tanto

da corrente direta quanto em quadratura do estator, foi proposto um FCS-M³PCC, baseado na aplicação de três vetores (dois ativos e um nulo) durante o mesmo período de controle. Os resultados apresentaram precisão e uma rápida e suave dinâmica no controle da posição do eixo do rotor do MIT θ_r , estabilidade e precisão no controle da corrente de magnetização i_{mr} e uma redução considerável nas ondulações de ambas as correntes direta e em quadratura do estator i_{sd} e i_{sq} .

Ainda, simulações propondo variações paramétricas no valor da resistência do rotor foram apresentadas e indicaram a consistência da robustez e mínima variabilidade no controle da posição do eixo do rotor θ_r , da corrente de magnetização i_{mr} e das correntes direta e em quadratura do estator i_{sd} e i_{sq} .

Por fim, foram expostos resultados de simulações sob um referencial senoidal com um coeficiente de erro de precisão inferior a $6.10^{-3}\%$, estabilidade e precisão no controle da corrente de magnetização i_{mr} e baixas ondulações nas correntes direta e em quadratura do estator i_{sd} e i_{sq} .

Os resultados exibidos demonstram a robustez dos métodos M²PCC e M³PCC e ilustram que a proposta da estratégia de controle preditivo se mostra eficaz perante diferentes referenciais, condições de carga, variações paramétricas e se apresenta como uma importante alternativa para aplicações que necessitam alto desempenho dinâmico e estabilidade no controle de posição.

5.1 Trabalhos Publicados

Este trabalho foi apresentado na Conferência Anual da Sociedade de Eletrônica Industrial do IEEE - IECON 2021 sob o título "*Servo Actuators with Induction Motor using Predictive Current Control with Duty Cycle Optimization*".

5.2 Sugestões para Futuros Trabalhos

Pode-se indicar que as técnicas de controle previstas neste trabalho foram aplicadas em uma máquina de indução trifásica, utilizando um horizonte de predição, técnica FOC e método indireto de equacionamento. Sendo assim, podem ser relevadas as seguintes sugestões para futuros:

- Desenvolvimento de bancada para teste dos controladores embarcados em DSP atuando sob um MIT;
- Investigar eficiência das técnicas M²PCC e M³PCC no controle de corrente desacoplado em diferentes máquinas elétricas, tais como ímãs permanentes e de relutância;
- Comparar as técnicas M²PCC e M³PCC utilizando diferentes horizontes de predição, técnica DTC e/ou método direto de equacionamento;

- Aplicar diferentes controladores, utilizando por exemplo controladores heurísticos, como redes neurais, nas malhas externas de controle ao invés de controladores PI;
- Utilizar filtros e observadores de distúrbios baseados em injeção de sinal em condições de velocidade próximas a zero;
- Investigar ponderação nos termos das correntes direta i_{sd} e em quadratura i_{sq} do estator na função custo visando melhor escolha do estado do conversor.

REFERÊNCIAS

- ANDRZEJ, T. **Control of Induction Motors**. 1°. ed. [S.l.]: Academic Press, 2001. 255 p. ISBN 978-0080503080.
- ANEEL. **Plano Nacional de Eficiência Energética - Ministério de Minas e Energia**. 2019. 134 p. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/web/guest/secretarias/planejamento-e-desenvolvimento-energetico/publicacoes/plano-nacional-de-eficiencia-energetica>>.
- ARAÚJO, A. G. de; SENA, A. P. C. de; FREITAS, I. S. de. Controle vetorial de um motor de indução trifásico aplicado em sistemas de posicionamento. **Universidade Federal da Paraíba**, p. 87, 2011. Disponível em: <<http://www.swge.inf.br/anais/SBSE2012/PDFS/ARTIGOS/95774.PDFhttps://repositorio.ufpb.br/jspui/handle/tede/5315>>.
- BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. I. [S.l.]: UFSC, 1985. 234 p. ISBN 621.313.334.026.
- BEERTEN, J.; VERVECKKEN, J.; DRIESEN, J. Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, p. 404–412, 1 2010. ISSN 02780046.
- BESSOUS, N. Reliability surveys of fault distributions in rotating electrical machines : - case study of fault detections in ims - case s. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. p. 535–543. ISBN 9781728158358.
- BLASHKE, F. **A New Method for Structural Decoupling of AC Induction Machine**. [S.l.]: Dusseldorf, Germany; Record IFAC Symp., 1971. 1-15 p.
- BOSE, B. K. **Modern Power Eletronics and AC Drives**. 1°. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2002. 935 p. ISBN 978-0130167436.
- BRITTO, S. C. L. dos S. **Dispositivo Mecatrônico para Sustentação de Cargas**. 2013. 128 p. Disponível em: <<http://200.133.214.158/handle/123456789/76?show=full>>.
- CAD, M. M. **Estratégias de Modelagem Dinâmica e Simulação Computacional do Motor de Indução Trifásico**. Dissertação de Mestrado - Universidade de São Paulo EESC, 2000. 106 p. Disponível em: <<https://teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18133/tde-13032002-113426/pt-br.php>>.
- CASTOLDI, M. F. **Protótipo virtual da estratégia DTC aplicada a motores de indução usando linguagem VHDL**. Dissertação de Mestrado - Universidade de São Paulo EESC, 2006. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18133/tde-15042007-233533/>>.
- CORTÉS, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, p. 4312–4324, 2008. ISSN 02780046.
- CRISPIM, K. S.; BASTOS, R. F. **Estudo do Controle do Conversor Back-to-Back para Conversão de Frequências**. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Ouro Preto - UFOP João Monlevade, 2018. 49 p. Disponível em: <<http://www.monografias.ufop.br/handle/35400000/1359>>.

- DANTAS, A. F. O. de A. **Identificação e comparação entre controle preditivo com modelo não linear e PI sintonizados com PSO em sistema de separação gravitacional de água-óleo**. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Rio Grande do Norte - Natal RN, 2012. 84 p. Disponível em: <<https://repositorio.ufrn.br/handle/123456789/18571>>.
- 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**, v. 27, p. 1540–1551, 2012.
- FITZGERALD, A. E.; JR., C. K.; UMANS, S. D. **Electric Machinery**. 7°. ed. [S.l.]: Mc Graw Hill, 2014. 728 p. ISBN 9788580553734.
- GAO, J. et al. Servo press drive using model predictive control of motor current. **Proceedings - PRECEDE 2019: 2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 5 2019.
- GUAZZELLI, P. R. U. **Controle Preditivo de Torque do Motor de Indução com Otimização dos Fatores de Ponderação por Algoritmo Genético Multiobjetivo**. [S.l.]: Dissertação de Mestrado - Universidade de São Paulo - EESC São Carlos, 2017. 94 p.
- HABIBULLAH, M. **Simplified Finite-State Predictive Torque Control Strategies for Induction Motor Drives**. PhD Thesis - University of Sydney, 2016. Disponível em: <<https://ses.library.usyd.edu.au/handle/2123/15895>>.
- HINKKANEN, M. **Flux Estimator for Speed-Sensorless Induction Motor Drives**. PhD Thesis - Helsinki University of Technology - Department of Electrical and Communications Engineering, 2004. 101 p. Disponível em: <<http://lib.tkk.fi/Diss/2004/isbn9512271893/>>.
- HOLTZ, J.; STADTFELDT, S. A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source. **IEEE IPEC**, p. 1665–1675, 1983.
- JÚLIO Élide F. X. et al. Fuzzy controller and neural estimator applied to control a system powered by three-phase induction motor. **International Journal of Artificial Intelligence Applications (IJAIA)**, v. 6, p. 17–29, 2015.
- KANG, J. K.; SUL, S. K. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, p. 1076–1082, 9 1999.
- KENNEL, R.; LINDER, A. Predictive control of inverter supplied electrical drives. **IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference**, IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000.
- KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. [S.l.]: Wiley - IEEE Press - ISBN: 9781118024294, 2013. 680 p.
- KRISHNAN, R. **Electric motor drives: modeling, analysis, and control**. 1°. ed. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2001. 626 p. ISBN 9780130910141.

LATHI, B. P. **Sinais e Sistemas Lineares**. 2º edição. ed. [S.l.]: Bookman, 2007. 856 p. ISBN 0-19-515833-4.

LI, Q. et al. Model predictive torque control of induction motor drives with computed torque for servo press. **IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference**, p. 3063–3067, 2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=9368211>>.

LI, X. L.; PARK, J. G.; SHIN, H. B. Comparison and evaluation of anti-windup pi controllers. **Journal of Power Electronics**, Korean Institute of Power Electronics, v. 11, p. 45–50, 2011. ISSN 15982092.

LIAW, C. M.; LIN, F. J.; KUNG, Y. S. Design and implementation of a high performance induction motor servo drive. **IEE Proceedings B: Electric Power Applications**, v. 140, p. 241–248, 7 1993. ISSN 01437038.

LÓPEZ, S. M. R. **Desenvolvimento de um sistema de controle para suspensões ativas de elevadores de alto desempenho**. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre RS., 2007. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/11971>>.

NEMEC, M.; NEDELJKOVIĆ, D.; AMBROŽIČ, V. Predictive torque control of induction machines using immediate flux control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, p. 2009–2017, 8 2007. ISSN 02780046.

OLIVEIRA, C. M. R. de. **Controle Vetorial da Máquina de Indução por Modos Deslizantes Integral Utilizando Método de Anti-windup**. Dissertação de Mestrado - Universidade de São Paulo - EESC São Carlos. DOI: 10.11606/D.18.2016.tde-05042016-101231, 2016. 109 p. Disponível em: <<https://teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-05042016-101231/pt-br.php>>.

OLIVEIRA, H. A. D.; CAVALCANTE, H. E. **Simulação do controle de posição de um motor de indução trifásico utilizando controle vetorial indireto com controle de malha de corrente**. Revista Tecnologia, 29(2)., 2008. 148-156 p. Disponível em: <<https://periodicos.unifor.br/tec/article/view/29>>.

O'ROURKE, C. J. et al. A geometric interpretation of reference frames and transformations: Dq0, clarke, and park. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 34, p. 2070–2083, 12 2019. ISSN 15580059.

PEREIRA, W. C. de A. **Controle de velocidade sensorless aplicado ao controle direto de torque da máquina de indução**. Dissertação de Mestrado - Universidade de São Paulo - EESC São Carlos., 2014. 106 p. Disponível em: <<https://teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-14032014-082811/publico/William.pdf>>.

_____. **Contribuições ao controle preditivo finite control-set aplicado à máquina de indução trifásica**. Tese de Doutorado - Universidade de São Paulo - EESC São Carlos. DOI: 10.11606/T.18.2019.tde-26062019-100857, 2019. 122 p. Disponível em: <<https://teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-26062019-100857/pt-br.php>>.

PEREZ-GUZMAN, R. E.; RIVERA, M.; WHEELER, P. W. Recent advances of predictive control in power converters. **Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 2020-Febru, p. 1100–1105, 2 2020.

PINHEIRO, D. D. **Controle de Velocidade Sensorless para Motores de Indução Trifásicos**. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Pato Branco PR, 2014. 87 p. Disponível em: <<http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/5856>>.

PREINDL, M.; SCHALTZ, E.; THØGERSEN, P. Switching frequency reduction using model predictive direct current control for high-power voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, p. 2826–2835, 7 2011. ISSN 02780046.

QUANG, N.; DITTRICH, J.-A. **Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice**. 2°. ed. [S.l.]: Springer, 2015. 383 p. ISBN 978-3-540-79028-0.

RANIEL, T. **Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora usando Inversor de Frequência e Microcontrolador**. [S.l.]: Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de São Paulo - UNESP Ilha Solteira SP, 2011. 123 p.

REBOUÇAS, L. R. et al. Predictive control applied in 3-phase squirrel cage induction motor for zero speed. **XIII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente**, p. 121 – 126, 2017.

RODRÍGUEZ, J. et al. **Predictive current control of a voltage source inverter**. [S.l.]: PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355460. ISBN: 0780383990. ISSN: 02759306, 2004. 2192-2196 p.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**. [S.l.]: Wiley - IEEE. ISBN: 9781119942641, 2012. 495-503 p.

ROSA, F. C. **Contribuição ao controle de potência de um gerador de indução duplamente alimentado por controladores preditivos baseados em modelo**. Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas - Unicamp Campinas SP. DOI: <https://doi.org/10.47749/T/UNICAMP.2020.1149365>, 2020. 150 p. Disponível em: <<https://hdl.handle.net/20.500.12733/1639753>>.

SANTANA, M. P. de et al. Fault identification in doubly fed induction generator using fft and neural networks. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer New York LLC, v. 28, p. 228–237, 4 2017. ISSN 21953899.

SANTOS, S. T. C. A. dos. **Operação de motor de indução trifásico conectado à rede por meio de um conversor de nove chaves com fator de potência adiantado**. Dissertação de Mestrado - Universidade de São Paulo - EESC São Carlos, 2021. Disponível em: <<https://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-01032021-203910/>>.

SEPULCHRE, R. et al. Antiwindup design for induction motor control in the field weakening domain. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 21, p. 52–66, 2013. ISSN 10636536.

STEINDORFF, A. S. **Método Alternativo de Controle Vetorial Usando Processador Digital de Sinais**. [S.l.]: Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Goiás - UFG Goiânia. CDU: 004.383.3:621.313.333, 2003. 90 p.

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**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 31, p. 2609–2626, 3 2016. ISSN 08858993.

TAKAHASHI, I.; ITOH, S. A simple positioning servo system by breaking control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, p. 1314–1321, 1992. ISSN 19399367.

VAS, P. **Vector Control of AC Machines**. 1°. ed. [S.l.]: Clarendon, Press, 1990. 352 p. ISBN 9780198593706.

_____. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. 1°. ed. [S.l.]: Oxford University Press, 1998. 332 p. ISBN 9780198593973.

VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 64, p. 935–947, 2 2017. ISSN 02780046.

VOLVO. **Volvo Cars to be fully electric by 2030**. 2021. Disponível em: <https://www.media.volvocars.com/global/en-gb/media/pressreleases/277409/volvo-cars-to-be-fully-electric-by-2030>.

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**, IEEE Computer Society, v. 11, p. 671–681, 6 2015. ISSN 15513203.

WEINGARTNER, C. B. **Implementação de um Controle Vetorial Aplicado em um Gerador de Indução Duplamente Orientado**. [S.l.]: Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis, 2007. 83 p.

WRÓBEL, K.; SERKIES, P.; SZABAT, K. Model predictive base direct speed control of induction motor drive—continuous and finite set approaches. **Energies**, MDPI AG, v. 13, 3 2020. ISSN 19961073.

ZHANG, Y.; YANG, H. Torque ripple reduction of model predictive torque control of induction motor drives. **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013**, p. 1176–1183, 2013.

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

ZHANG, Y.; ZHU, J. A novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for dtc of permanent magnet synchronous motor drives with switching frequency reduction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, p. 3055–3067, 2011.

ZHANG, Z.; CAI, K.; KENNEL, R. Current based open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant control for two-level power converters with direct model predictive control. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2017. v. 2017-Janua, p. 3179–3184. ISBN 9781538611272.