

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CLECIO JUNG

**MELHORIA DA ROBUSTEZ E EFICIÊNCIA EM ACIONAMENTOS
DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS COMBINANDO AS
TÉCNICAS IFOC, LMC E MRAC**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2020

CLECIO JUNG

**MELHORIA DA ROBUSTEZ E EFICIÊNCIA EM ACIONAMENTOS
DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS COMBINANDO AS
TÉCNICAS IFOC, LMC E MRAC**

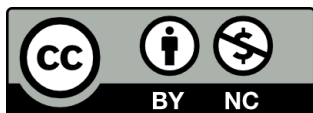
**IMPROVEMENT OF ROBUSTNESS AND EFFICIENCY IN THREE-PHASE
INDUCTION MOTORS DRIVES COMBINING IFOC, LMC AND MRAC
TECHNIQUES**

Dissertação apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador(a): Prof. Dr. Emerson Giovani Carati
Coorientador(a): Prof. Dr. César Rafael Claire Torrico

PATO BRANCO

2020



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

Esta licença permite que outros remixem, adaptem e criem a partir do seu trabalho para fins não comerciais e, embora os novos trabalhos tenham de lhe atribuir o devido crédito e não possam ser usados para fins comerciais, os usuários não têm de licenciar esses trabalhos derivados sob os mesmos termos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Pato Branco



CLECIO JUNG

**MELHORIA DA ROBUSTEZ E EFICIÊNCIA EM ACIONAMENTOS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
COMBINANDO AS TÉCNICAS IFOC, LMC E MRAC**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Sistemas E Processamento De Energia.

Data de aprovação: 11 de Dezembro de 2020

Prof Emerson Giovani Carati, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Helder Tavares Camara, Doutorado - Danfoss Power Solutions

Prof Kleiton De Moraes Sousa, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 11/12/2020.

RESUMO

JUNG, Clecio. **Melhoria da robustez e eficiência em acionamentos de motores de indução trifásicos combinando as técnicas IFOC, LMC e MRAC**. 2020. 96 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2020.

O Controle por orientação indireta do campo (IFOC) fornece uma resposta dinâmica satisfatória para inversores PWM acionando motores de indução trifásicos, e é uma solução amplamente utilizada na indústria. Como grande parte da energia elétrica é destinada a motores, a preocupação com a eficiência energética originou pesquisas visando reduzir o consumo de energia desse sistema de acionamento. Neste trabalho, um método de controle baseado em modelo de perdas (LMC) foi implementado, e observou-se experimentalmente uma redução no consumo de potência do sistema de acionamento de 41% em comparação com controlador IFOC convencional, ambos operando em velocidade nominal e sem carga mecânica externa. No entanto, a técnica LMC é sensível à variação dos parâmetros do motor, e visando minimizar este efeito, um algoritmo MRAC baseado em potência ativa e reativa é usado para estimar em tempo real os parâmetros de largura de banda do estator e do rotor (γ e η), coeficientes que variam largamente com a temperatura, e assim corrigir seus valores em tempo real na operação do sistema LMC. Esta nova estratégia proposta foi denominada Adaptive LMC (ALMC) e experimentalmente foi observada uma economia de até 12,5% de energia em comparação com o método LMC convencional, para um aumento na temperatura do motor de aproximadamente 23°C. São também incluídas algumas modificações no controlador IFOC como o uso de um pré-filtro de referência e termo derivativo no controlador de velocidade, visando melhorar a resposta dinâmica e diminuir o desvio máximo quando ocorre entrada de carga. Além disso, observando que o controlador IFOC é sensível a variações no coeficiente η , seu valor estimado é utilizado para compensar possíveis variações na determinação do referencial do fluxo rotórico, e assim aumentar a robustez geral do sistema de controle.

Palavras-chave: motor de indução trifásico (MIT). eficiência energética. IFOC. MRAC. LMC.

ABSTRACT

JUNG, Clecio. **Improvement of robustness and efficiency in three-phase induction motors drives combining IFOC, LMC and MRAC techniques**. 2020. 96 p. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineering) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2020.

Indirect Field Oriented Control (IFOC) provides a satisfactory dynamic response for PWM inverters driving three-phase induction motors, and this is a solution widely used in the industry. As a large part of the electric energy is destined to drive motors, the concern with energy efficiency has led to research aiming to reduce the energy consumption of this kind of drive system. In this work, a Loss Model-based Control (LMC) was implemented, and 41% reduction in power consumption of the drive system was observed experimentally in comparison with conventional IFOC controller, both operating at nominal speed and without external mechanical load. However, the LMC technique is sensitive to the variation of the motor parameters, and to minimize this effect, an MRAC algorithm based on active and reactive power is used to estimate in real-time the parameters of the stator and rotor bandwidth (γ and η), coefficients that vary widely with temperature, and thus correct their values in real-time in the operation of the LMC system. This proposed new strategy was called Adaptive LMC (ALMC) and experimentally was observed energy savings of up to 12.5% compared to the conventional LMC method, for an increase in engine temperature of approximately 23°C. Some modifications are also included in the IFOC controller, such as the use of a reference pre-filter and derivative term in the speed controller, to improve the dynamic response and decrease the maximum deviation when load input occurs. Also, observing that the IFOC controller is sensitive to variations in the η coefficient, its estimated value is used to compensate for possible variations in the determination of the rotational flow reference, and thus increase the overall robustness of the control system.

Keywords: three-phase induction motor (TIM). energy efficiency. IFOC. MRAC. LMC.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Motor de indução em vista explodida, indicando suas partes componentes. . .	22
Figura 2 – Diagrama representativo de motor de indução com 2 polos.	24
Figura 3 – Circuito equivalente de motor de indução conectado em estrela (Y).	25
Figura 4 – Circuito equivalente para o motor de indução em referencial arbitrário. . . .	30
Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema de acionamento de motores de indução usando <i>Indirect Field Oriented Control</i> ou, em português, Controle por Orientação Indireta de Fluxo (IFOC).	37
Figura 6 – Diagrama do controlador para corrente de eixo direto (i_{ds}).	38
Figura 7 – Diagrama do controlador para velocidade e corrente de eixo em quadratura (i_{qs}).	38
Figura 8 – Diagrama para projeto do controlador de corrente.	39
Figura 9 – Diagrama para projeto do controlador de velocidade.	41
Figura 10 – Resposta de um sistema de segunda ordem subamortecido.	42
Figura 11 – Curva de velocidade em simulação de Motor de Indução Trifásico (MIT) controlado por sistema IFOC.	45
Figura 12 – Curva de torque em simulação de MIT controlado por sistema IFOC.	45
Figura 13 – Curvas das correntes em simulação de MIT controlado por sistema IFOC, em coordenadas qd	46
Figura 14 – Curvas das tensões em simulação de MIT controlado por sistema IFOC, em coordenadas qd	46
Figura 15 – Curva comparativa da velocidade ao usar controladores Controlador Proporcional Integral (PI) e Controlador Proporcional Integral com ação Derivativa na realimentação (PI-D).	48
Figura 16 – Curva comparativa de torque ao usar controladores PI e PI-D.	48
Figura 17 – Curva de velocidade em simulação de MIT controlado por sistema IFOC, considerando incoerência no parâmetro η utilizado para determinação do referencial.	49
Figura 18 – Diagrama de perdas em motor de indução.	52
Figura 19 – Diagrama de implementação do controle de perdas baseado em modelo (<i>Loss Model Control</i> ou, em português, Controle Baseado em Modelo de Perdas (LMC)).	54
Figura 20 – Curva comparativa da resposta de velocidade para controladores IFOC e IFOC-LMC.	55
Figura 21 – Curvas das correntes em simulação de MIT controlado por sistema IFOC-LMC, em coordenadas qd	56
Figura 22 – Curva comparativa da potência consumida para controladores IFOC e IFOC-LMC.	56
Figura 23 – Curva comparativa da eficiência para controladores IFOC e IFOC-LMC. . .	57
Figura 24 – Curva comparativa da energia consumida para controladores IFOC e IFOC-LMC.	58
Figura 25 – Corrente de magnetização e torque eletromagnético de estado estacionário para diferentes estimativas de largura de banda do rotor ($\hat{\eta}$), em função do escorregamento do motor.	60

Figura 26 – Estratégia <i>Model Reference Adaptive Control</i> ou, em português, Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC) baseada em potência reativa para estimar o valor da largura de banda do rotor (η).	62
Figura 27 – Estratégia MRAC baseada em potência ativa para estimar o valor da largura de banda do estator (γ).	63
Figura 28 – Diagrama da estrutura de controle proposta.	64
Figura 29 – Diagrama de controle adaptativo de perdas baseado em modelo (<i>Adaptive Loss Model Control</i> ou, em português, Controle Adaptativo Baseado em Modelo de Perdas (ALMC)).	65
Figura 30 – Curva de potência reativa medida (Q) e determinada por modelo (Q^*), e largura de banda do rotor estimada ($\hat{\eta}$).	66
Figura 31 – Curva de potência ativa medida (P) e determinada por modelo (P^*), e largura de banda do estator estimada ($\hat{\gamma}$).	67
Figura 32 – Curva comparativa dos parâmetros estimados para os controladores IFOC-MRAC e IFOC-MRAC-ALMC.	68
Figura 33 – Curva comparativa da potência consumida para os controladores IFOC, IFOC-LMC com parâmetros incorretos, e IFOC-ALMC.	69
Figura 34 – Curva comparativa da eficiência para os controladores IFOC, IFOC-LMC com parâmetros incorretos, e IFOC-ALMC.	69
Figura 35 – Diagrama construtivo da plataforma de ensaios.	71
Figura 36 – Plataforma de ensaios desenvolvida.	73
Figura 37 – Software desenvolvido para comunicar com a plataforma de ensaios.	74
Figura 38 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd	75
Figura 39 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC, mostrando velocidade e corrente do estator i_{as}	76
Figura 40 – Resposta experimental à entrada de carga para controlador IFOC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd	77
Figura 41 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC-LMC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd	78
Figura 42 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC-LMC, mostrando velocidade e corrente do estator i_{as}	78
Figura 43 – Resposta experimental à entrada de carga para controlador IFOC-LMC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd	79
Figura 44 – Resposta experimental IFOC com corrente de eixo direto e curvas de potência instantânea para a temperatura de $24^{\circ}C$	80
Figura 45 – Resposta experimental IFOC-LMC com corrente de eixo direto e curvas de potência instantânea para a temperatura de $24^{\circ}C$	80
Figura 46 – Comparação da potência consumida para estratégias IFOC e IFOC-LMC.	81
Figura 47 – Resposta experimental para controle IFOC-MRAC, mostrando as curvas de estimação $\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$ para temperatura de $23^{\circ}C$	82
Figura 48 – Linha do tempo explicativa para o procedimento empregado durante o ensaio de aquecimento.	83
Figura 49 – Ensaio de aquecimento mostrando a variação das variáveis medidas e estimadas ao longo do tempo.	83
Figura 50 – Ensaio de aquecimento mostrando a variação das variáveis medidas e estimadas pela temperatura.	84
Figura 51 – Distribuição térmica do motor ao final do experimento de aquecimento.	84

Figura 52 – Potência consumida por sistema IFOC para duas situações térmicas distintas.	86
Figura 53 – Redução no consumo de potência para as estratégias propostas em duas situações térmicas distintas.	88
Figura 54 – Resposta experimental para controle IFOC-MRAC-ALMC, mostrando as curvas de estimação $\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$ para temperatura de 23°C.	89
Figura 55 – Resposta experimental para controle IFOC-MRAC-ALMC, mostrando as curvas de estimação $\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$ para temperatura de 47°C.	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dados de placa do motor de indução (para conexão Δ).	43
Tabela 2 – Parâmetros do motor de indução, obtidos por ensaios de rotor bloqueado e à vazio.	43
Tabela 3 – Parâmetros utilizados durante simulação do controlador IFOC.	44
Tabela 4 – Parâmetros utilizados durante simulação comparativa entre controladores PI e PI-D para a malha de velocidade.	47
Tabela 5 – Parâmetros utilizados durante simulações dos algoritmos MRAC.	65
Tabela 6 – Comparação da potência consumida e eficiência em regime permanente para os controladores IFOC, IFOC-LMC com parâmetros incorretos, e IFOC-ALMC.	70
Tabela 7 – Comparação da potência consumida para estratégias IFOC e IFOC-LMC.	81
Tabela 8 – Parâmetros estimados durante o ensaio de aquecimento.	85
Tabela 9 – Potência consumida por sistema IFOC para duas situações térmicas distintas.	86
Tabela 10 – Consumo de potência para as estratégias propostas na faixa térmica 23 – 25°C.	87
Tabela 11 – Consumo de potência para as estratégias propostas na faixa térmica 46 – 48°C.	87
Tabela 12 – Parâmetros estimados no ensaio de consumo de potência em duas situações térmicas distintas.	87

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

ABREVIATURAS

ALMC	<i>Adaptive Loss Model Control</i> ou, em português, Controle Adaptativo Baseado em Modelo de Perdas
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DFOC	<i>Direct Field Oriented Control</i> ou, em português, Controle por Orientação Direta de Fluxo
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> ou, em português, Processador Digital de Sinais
DTC	<i>Direct Torque Control</i> ou, em português, Controle Direto de Torque
FOC	<i>Field Oriented Control</i> ou, em português, Controle por Orientação de Fluxo
FT	Função de Transferência
IFOC	<i>Indirect Field Oriented Control</i> ou, em português, Controle por Orientação Indireta de Fluxo
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ou, em português, Transistor Bipolar de Porta Isolada
LMC	<i>Loss Model Control</i> ou, em português, Controle Baseado em Modelo de Perdas
MA	Malha Aberta
MF	Malha Fechada
MI	Motor de Indução
MIT	Motor de Indução Trifásico
MRAC	<i>Model Reference Adaptive Control</i> ou, em português, Controle Adaptativo por Modelo de Referência
P-MRAC	Algoritmo MRAC baseado no modelo de potência ativa
PF	Pré-Filtro de referência
PI	Controlador Proporcional Integral
PI-D	Controlador Proporcional Integral com ação Derivativa na realimentação
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> ou, em português, Modulação por Largura de Pulso
Q-MRAC	Algoritmo MRAC baseado no modelo de potência reativa
RL	Circuito Resistor Indutor
SC	<i>Search Control</i> ou, em português, Controle Baseado em Mecanismos de Busca
SI	Sistema Internacional de Unidades
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> ou, em português, Modulação por Largura de Pulso Senoidal
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> ou, em português, Modulação por Largura de Pulso Vetorial

LISTA DE SÍMBOLOS

PARÂMETROS

Δt	Passo de integração	[s]
T_s	Intervalo de amostragem	[s]
f_s	Frequência de amostragem e/ou chaveamento	[Hz]
r_s	Resistência dos enrolamentos do estator	[Ω]
r'_r	Resistência dos enrolamentos do rotor, referido ao estator	[Ω]
L_{ms}	Indutância de magnetização dos enrolamentos do estator	[H]
L_{ls}	Indutância de dispersão dos enrolamentos do estator	[H]
L'_{lr}	Indutância de dispersão dos enrolamentos do rotor, referida ao estator	[H]
L_M	Indutância de magnetização ($\frac{3}{2}L_{ms}$)	[H]
L_{ss}	Indutância própria do estator ($L_M + L_{ls}$)	[H]
L'_{rr}	Indutância própria do rotor, referida ao estator ($L_M + L'_{lr}$)	[H]
σ	Fator de dispersão ($1 - L_M^2/L_{ss}L'_{rr}$)	
R_{es}	Resistência equivalente do estator ($r_s + r'_r (L_M/L'_{rr})^2$)	[Ω]
$L_{\sigma s}$	Indutância transiente do estator (σL_{ss})	[H]
δ	Fator de acoplamento ($(1 - \sigma)/\sigma$)	
η	Largura de banda do rotor (r'_r/L'_{rr})	[rad/s]
γ	Largura de banda do estator ($R_{es}/L_{\sigma s}$)	[rad/s]
p	Número de polos	
J	Momento de inércia do motor	[kg m ²]
D	Ganho proporcional do controlador das correntes	[Ns]
K_i	Ganho proporcional do controlador das correntes	[Ω]
T_i	Constante de tempo integral do controlador das correntes	[s]
ω_i	Banda de passagem desejada para o controlador das correntes	[rad/s]
K_ω	Ganho proporcional do controlador de velocidade	[Ns]
$T_{i\omega}$	Constante de tempo integral do controlador de velocidade	[s]
$T_{d\omega}$	Constante de tempo derivativa do controlador de velocidade	[s]
N_d	Constante para limitação do ganho em altas frequências para o controlador de velocidade	
$M_p(\%)$	Sobressinal percentual para a resposta ao degrau em malha fechada	
$t_{2\%}$	Tempo de assentamento para a resposta ao degrau em malha fechada	[s]
ζ	Fator de amortecimento para a resposta ao degrau em malha fechada	

ω_n	Frequência natural para a resposta ao degrau em malha fechada	[rad/s]
z	Zero da função de transferência para a resposta ao degrau em malha fechada	[rad/s]
$T_{1\omega}$	Constante de tempo do numerador do pré-filtro	[s]
$T_{2\omega}$	Constante de tempo do denominador do pré-filtro	[s]

VARIÁVEIS CONTÍNUAS

t	Tempo	[s]
v_{as}	Tensão do estator para a fase a	[V]
v_{bs}	Tensão do estator para a fase b	[V]
v_{cs}	Tensão do estator para a fase c	[V]
v'_{ar}	Tensão do rotor para a fase a , referida ao estator	[V]
v'_{br}	Tensão do rotor para a fase b , referida ao estator	[V]
v'_{cr}	Tensão do rotor para a fase c , referida ao estator	[V]
v_{qs}	Tensão do estator de eixo em quadratura	[V]
v_{ds}	Tensão do estator de eixo direto	[V]
v_{0s}	Tensão homopolar do estator	[V]
v'_{qr}	Tensão do rotor de eixo em quadratura, referida ao estator	[V]
v'_{dr}	Tensão do rotor de eixo direto, referida ao estator	[V]
v'_{0r}	Tensão homopolar do rotor, referida ao estator	[V]
i_{as}	Corrente do estator para a fase a	[A]
i_{bs}	Corrente do estator para a fase b	[A]
i_{cs}	Corrente do estator para a fase c	[A]
i'_{ar}	Corrente do rotor para a fase a , referida ao estator	[A]
i'_{br}	Corrente do rotor para a fase b , referida ao estator	[A]
i'_{cr}	Corrente do rotor para a fase c , referida ao estator	[A]
i_{qs}	Corrente do estator de eixo em quadratura	[A]
i_{ds}	Corrente do estator de eixo direto	[A]
i_{0s}	Corrente homopolar do estator	[A]
i'_{qr}	Corrente do rotor de eixo em quadratura, referida ao estator	[A]
i'_{dr}	Corrente do rotor de eixo direto, referida ao estator	[A]
i_{0r}	Corrente homopolar do rotor, referida ao estator	[A]
i_{qm}	Corrente de magnetização de eixo em quadratura	[A]
i_{dm}	Corrente de magnetização de eixo direto	[A]
\hat{i}_{dm}	Valor observado da corrente de magnetização de eixo direto	[A]
λ'_{ar}	Fluxo do rotor para a fase a , referido ao estator	[Wb]
λ'_{br}	Fluxo do rotor para a fase b , referido ao estator	[Wb]
λ'_{cr}	Fluxo do rotor para a fase c , referido ao estator	[Wb]
λ_{as}	Fluxo do estator para a fase a	[Wb]
λ_{bs}	Fluxo do estator para a fase b	[Wb]

λ_{cs}	Fluxo do estator para a fase c	[Wb]
λ_{qs}	Fluxo do estator de eixo em quadratura	[Wb]
λ_{ds}	Fluxo do estator de eixo direto	[Wb]
λ_{0s}	Fluxo homopolar do estator	[Wb]
λ'_{qr}	Fluxo do rotor de eixo em quadratura, referido ao estator	[Wb]
λ'_{dr}	Fluxo do rotor de eixo direto, referido ao estator	[Wb]
λ'_{0r}	Fluxo homopolar do rotor, referido ao estator	[Wb]
T_e	Torque eletromagnético	[Nm]
T_L	Torque de carga	[Nm]
ω_m	Velocidade angular do motor	[rad/s]
ω_r	Velocidade angular elétrica do motor	[rad/s]
ω	Velocidade do referencial	[rad/s]
N	Velocidade do motor em RPM	[RPM]
θ_m	Ângulo mecânico do rotor	[rad]
θ_r	Ângulo elétrico do rotor	[rad]
θ	Ângulo do referencial	[rad]
P	Potência ativa	[W]
Q	Potência reativa	[VAr]
P_{cu}	Perdas no cobre	[W]
η_m	Eficiência energética	
\vec{v}_{abcs}	Vetor tensões do estator	[V]
\vec{v}'_{abcr}	Vetor tensões do rotor, referido ao estator	[V]
\vec{i}_{abcs}	Vetor correntes do estator	[A]
\vec{i}'_{abcr}	Vetor correntes do rotor, referido ao estator	[A]
$\vec{\lambda}_{abcs}$	Vetor fluxos do estator	[Wb]
$\vec{\lambda}'_{abcr}$	Vetor fluxos do rotor, referido ao estator	[Wb]
\mathbf{r}_s	Matriz diagonal das resistências do estator	[Ω]
\mathbf{r}'_r	Matriz diagonal das resistências do rotor	[Ω]
\mathbf{L}_{ss}	Matriz das indutâncias do estator	[H]
\mathbf{L}'_{rr}	Matriz das indutâncias do rotor	[H]
$\mathbf{L}'_{sr}(\theta_r)$	Matriz das indutâncias mútuas entre o estator e rotor	[H]
$\mathbf{L}'_{rs}(\theta_r)$	Matriz das indutâncias mútuas entre o rotor e estator	[H]
$\mathbf{K}_s(\theta)$	Matriz de transformação de referencial para o estator	
$\mathbf{K}_r(\vartheta)$	Matriz de transformação de referencial para o rotor	

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	OBJETIVOS	19
1.1.1	Objetivo geral	19
1.1.2	Objetivos específicos	19
1.2	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	19
1.3	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO	20
2	MODELAGEM E CONTROLE DE MOTORES DE INDUÇÃO	21
2.1	INTRODUÇÃO	21
2.2	MODELAGEM DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS	22
2.2.1	Modelo de MITs em referencial arbitrário	27
2.3	POTÊNCIA CONSUMIDA POR MOTORES DE INDUÇÃO	31
2.4	CONTROLE POR ORIENTAÇÃO DE FLUXO (FOC)	32
2.4.1	Controle por orientação indireta do fluxo rotórico (IFOC)	35
2.4.1.1	Estrutura do controlador	36
2.4.1.2	Sintonia dos controladores	39
2.5	SIMULAÇÃO	43
2.5.1	Resposta dinâmica para controlador IFOC	44
2.5.2	Comparação entre controladores PI e PI-D	46
2.5.3	Robustez do controlador em relação a variações paramétricas	49
2.6	RESUMO DO CAPÍTULO	50
3	OTIMIZAÇÃO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM MITs	51
3.1	INTRODUÇÃO	51
3.2	CONTROLE BASEADO EM MODELO DE PERDAS (LMC)	53
3.3	SIMULAÇÃO	55
3.4	RESUMO DO CAPÍTULO	57
4	CONTROLE IFOC ADAPTATIVO	59
4.1	INTRODUÇÃO	59
4.2	VARIAÇÃO PARAMÉTRICA EM MOTORES DE INDUÇÃO	59
4.3	ESTIMADOR Q-MRAC	61
4.4	ESTIMADOR P-MRAC	63
4.5	COMBINAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS MRAC E LMC	64
4.6	SIMULAÇÃO	65
4.6.1	Dinâmica dos estimadores MRAC	65
4.6.2	Dinâmica dos estimadores MRAC em conjunto com a técnica ALMC	67
4.6.3	Comparação do consumo de potencia para as metodologias estudadas	68
4.7	RESUMO DO CAPÍTULO	70
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	71
5.1	INTRODUÇÃO	71
5.2	PLATAFORMA DE ENSAIOS	71
5.3	ANÁLISE EXPERIMENTAL DO CONTROLADOR IFOC	74
5.3.1	Resposta dinâmica	75

5.3.2	Rejeição à perturbação	76
5.4	ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MÉTODO LMC	76
5.4.1	Resposta dinâmica	76
5.4.2	Rejeição à perturbação	78
5.4.3	Consumo de potência	79
5.5	ANÁLISE EXPERIMENTAL DO ALGORITMO MRAC	82
5.5.1	Resposta dinâmica	82
5.5.2	Ensaio de aquecimento	82
5.6	ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MÉTODO LMC ADAPTATIVO (ALMC)	85
5.7	RESUMO DO CAPÍTULO	89
6	CONCLUSÕES	91
6.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	92
	REFERÊNCIAS	93

1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é uma das formas de energia mais utilizadas mundialmente, sendo que em 2016 correspondeu a 18,8% do consumo mundial de energia. No âmbito nacional, no mesmo ano a eletricidade foi responsável por 17,6% do consumo total de energia. No entanto, estima-se que em 2004 apenas 68,8% da energia consumida era convertida em trabalho útil, sendo o restante dissipado em perdas tanto no sistema de transmissão como no consumidor final. Assim, justificam-se as pesquisas em eficiência energética, contexto no qual se desenvolve o presente trabalho, cujo objetivo consiste em desenvolver uma estratégia de controle para motores de indução com elevada eficiência (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA – EPE, 2019).

Segundo Ferreira (2016, p. 8), cerca de 60% do total de energia elétrica consumida no Brasil é destinada ao uso em motores elétricos, que podem ser encontrados em diversas aplicações nas quais se requer movimento rotativo ou linear, citando-se aqui como exemplos: bombas hidráulicas, elevadores, prensas, exaustores, bobinadeiras, compressores, ventiladores, robôs industriais, entre outros. Dos motores elétricos empregados na indústria, o mais utilizado é o motor de indução trifásico, que possui menor custo, volume, peso, momento de inércia do rotor, índice de manutenção e maior robustez, quando comparado a motores de corrente contínua e outros (HO; SEN, 1988; BOCKER; MATHAPATI, 2007).

Para iniciar o movimento do motor, existem vários métodos de acionamentos, cuja escolha é baseada nas características de operação e da carga a ser acoplada. Fatores como velocidade, torque e intermitência são decisivos e específicos no dimensionamento tanto do sistema de partida como do motor a ser utilizado (BIM, 2015; FRANCHI, 2018). Dentre esses sistemas de acionamento, destacam-se: partida direta, partida estrela-triângulo, soft-starter e inversor PWM. A primeira, mais simples e barata, utilizada em locais que não requerem controle de velocidade, sofre com as elevadas correntes de partida (para motores de uso geral, entre 5 e 8 vezes a nominal (BIM, 2015, p. 286)). A partida estrela-triângulo permite a redução desta corrente de partida, empregando um sistema pouco mais complexo. Para esses dois tipos de partidas, a velocidade do motor não sofre variações muito significativas devido ao baixo escorregamento dos motores de indução - menor que 5% em motores de aplicação geral (BIM, 2015, p. 293) - sendo, portanto, adequadas para utilização em britadores e esteiras carregadoras, por exemplo. Em aplicações nas quais não se pode ter variações bruscas de torque e/ou elevadas correntes de partida, porém sem necessidade de controle da velocidade, como é o caso do uso de

motores em acionamento de bombas hidráulicas, comumente emprega-se *soft-starters*. Esses, são equipamentos eletroeletrônicos capazes de controlar a tensão fornecida ao motor durante a partida, garantindo-se assim menores variações de torque e correntes de partida reduzidas. Possuem ainda diversas funções incorporadas, como proteções do motor, comunicação, entre outros.

Quando se requer controle de velocidade, a alternativa mais empregada são os inversores PWM, equipamentos eletrônicos que utilizando de algoritmos de controle podem manipular tanto a amplitude quanto a frequência da forma de onda da tensão aplicada ao motor. Comumente, esses equipamentos disponibilizam duas escolhas de controlador de velocidade: controle escalar, e controle por orientação de campo (mais comumente referido apenas por controle vetorial). Desses, o primeiro é caracterizado pela simplicidade, aplicado em misturadores e ventiladores por exemplo (BOCKER; MATHAPATI, 2007). Caso seja requerida uma resposta dinâmica rápida e/ou precisão no movimento, como em robôs industriais, máquinas-ferramenta e máquinas de papel, recorre-se a inversores PWM operando com *Indirect Field Oriented Control* ou, em português, Controle por Orientação Indireta de Fluxo (IFOC). Esse algoritmo, baseado no modelo do motor, permite controlar independentemente o torque e o fluxo magnético, o que proporciona excelente controle de velocidade (BOCKER; MATHAPATI, 2007).

Para sua correta operação, o controlador IFOC requer o conhecimento de alguns parâmetros do modelo do motor, em especial a resistência do rotor (r'_r), que é altamente dependente em relação a variações térmicas. Segundo Krishnan e Doran (1987), Quang e Dittrich (2008), variações de até 50% nesse coeficiente são esperadas durante a operação do motor. De maneira a superar essa sensibilidade paramétrica, pesquisadores utilizaram algoritmos de estimação online para atualizar o valor desse parâmetro em tempo real. Quang e Dittrich (2008) classifica as abordagens empregadas para resolver esse problema em: (1) métodos de adaptação online usando injeção de sinais, onde sinais senoidais ou ruidosos são impostos sobre a corrente, ou fluxo do motor, observando as consequências disso, o parâmetro de interesse pode ser adaptado; (2) *Model Reference Adaptive Control* ou, em português, Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC), onde a medição de certa grandeza é comparada com o valor determinado por um modelo, e o erro determinado permite ajustar o parâmetro estimado em tempo real; (3) observadores não lineares como filtro de Kalman ou filtro de Kalman estendido podem ser usados para observar algumas grandezas não medidas, como por exemplo o fluxo magnético, e ainda estimar parâmetros em tempo real, requerendo porém, grande esforço computacional; (4) demais

métodos que não se encaixam nos grupos anteriores, e que não receberam grande enfoque na literatura técnica. Nesse trabalho será empregada a metodologia MRAC, principalmente devido a sua simplicidade e não requerer a injeção de sinais adicionais (KRISHNAN; BHARADWAJ, 1991; REGINATTO; RICO, 1993; TOLIYAT *et al.*, 2003; QUANG; DITTRICH, 2008).

Devido a preocupações com o consumo mais eficiente da energia elétrica, percebeu-se que em baixas velocidades ou acionando cargas muito inferiores a nominal, a eficiência do conjunto motor de indução e inversor PWM se reduz (SAIDUR, 2010; PIRES *et al.*, 2011). Isso se deve aos controladores IFOC comumente manterem o fluxo magnético constante no seu valor nominal. Assim, desenvolveram-se métodos para ajuste do valor de fluxo durante a execução do controlador, visando a operação do motor no seu ponto de máxima eficiência. Com essa ideia em mente, surgiram diversas estratégias, podendo ser classificadas em três grupos: *Loss Model Control* ou, em português, Controle Baseado em Modelo de Perdas (LMC), *Search Control* ou, em português, Controle Baseado em Mecanismos de Busca (SC) e métodos híbridos baseados na junção das técnicas supracitadas (LIM; NAM, 2004; UDDIN; NAM, 2008; SCARMIN *et al.*, 2010; PELEGRIN *et al.*, 2016).

Nos métodos LMCs, o valor de fluxo ótimo é obtido matematicamente a partir de um modelo de perdas da máquina. Assim, garante-se o rápido ajuste do fluxo quando o ponto de operação do motor se alterar. No entanto, o sistema torna-se sensível a variações paramétricas. Por outro lado, os controladores SCs baseiam-se em uma estratégia na qual introduz-se pequenas variações sobre a referência de fluxo e observando a mudança da potência consumida, o fluxo é direcionado para um ponto que resulte na máxima eficiência. Esses métodos, ao contrário dos anteriores, requerem medição da potência consumida pelo inversor, e apesar de serem insensíveis à variações paramétricas, possuem convergência mais lenta que os métodos LMCs, demorando muito tempo para obter novo valor de fluxo a partir de uma mudança no ponto de operação do sistema (LIM; NAM, 2004; UDDIN; NAM, 2008). Naturalmente, diversos autores propuseram métodos híbridos combinando assim as vantagens das estratégias supracitadas, onde normalmente o ponto de operação é definido por um método LMC, e posteriormente esse valor é refinado por uma técnica SC (CHAKRABORTY; HORI, 2003; BAZZI; KREIN, 2010).

Segundo Sen (1990), Bocker e Mathapati (2007) que revisaram a literatura da área de controle de motores de indução, dentre as principais áreas de pesquisa sendo desenvolvidas nesse assunto pode-se citar os estudos para desenvolver um sistema de auto comissionamento confiável, reduzir o erro de estimação de velocidade em controles *sensorless*, desenvolvimento de técnicas

de *autotuning* para que o inversor sintonize o controlador em tempo real, aumento da eficiência energética do conjunto motor mais conversor ao empregar controle IFOC. Nesse contexto, o presente trabalho combina a estratégia de controle IFOC com a técnica MRAC para adaptação de parâmetros em tempo real, e o método de otimização da eficiência LMC. Assim, se torna possível reduzir a sensibilidade paramétrica dos algoritmos IFOC e LMC, principalmente em relação a variações térmicas no motor. Ainda, dessa maneira, aumenta-se a robustez do método LMC e mantêm-se a sua rápida velocidade de convergência, ao contrário dos métodos híbridos para otimização da eficiência já propostos na literatura. Ao novo método de otimização da eficiência originado passa a nomear-se *Adaptive Loss Model Control* ou, em português, Controle Adaptativo Baseado em Modelo de Perdas (ALMC).

Apesar de as estratégias IFOC, MRAC, e LMC já serem conhecidas e exploradas na literatura, a combinação das mesmas é pouco abordada, sendo essa a principal contribuição deste trabalho. Em Mino-Aguilar *et al.* (2006), Mino-Aguilar *et al.* (2008) é proposto a combinação dessas estratégias, no entanto, o algoritmo MRAC proposto apenas estima o valor da resistência do rotor (r_r'), ignorando quaisquer variações sobre a resistência do estator (r_s), que são significativas principalmente com o aquecimento do motor. Nesse sentido, o método LMC proposto pelos autores não é inteiramente robusto a variações térmicas. Este trabalho propõe resolver esse problema empregando dois estimadores MRAC para os parâmetros: largura de banda do estator (γ) e do rotor (η), coeficientes dependentes dos valores das resistências (r_s e r_r') na notação empregada neste trabalho. Consequentemente, espera-se compensar as variações térmicas sobre todos os parâmetros que sofrem sua influência ao calcular o ponto de operação que garante a máxima eficiência pelo método LMC.

Através de uma bancada de ensaios experimental, um método de controle baseado em modelo de perdas (LMC) é implementado, e observa-se redução no consumo de potência do motor de 41% em comparação com controlador IFOC convencional, ambos operando em velocidade nominal e sem carga mecânica externa. O método ALMC também é testado na mesma bancada, onde seu consumo de potência foi comparado ao método LMC convencional, para duas faixas térmicas distintas (23 – 25°C e 46 – 48°C), sendo observado redução no consumo de até 7,2% para a maior faixa. Assim, o método desenvolvido mostra-se eficaz garantindo redução das perdas elétricas do motor, além de ser robusto em relação às variações paramétricas, com enfoque especial para a dependência dos parâmetros do modelo do motor com a temperatura dos enrolamentos. Para melhor compreender esse cenário, a seguir são apresentados os objetivos

deste trabalho.

1.1 OBJETIVOS

A seguir são apresentados o objetivo geral e os objetivos específicos que nortearão o trabalho desenvolvido.

1.1.1 Objetivo geral

Desenvolver um algoritmo robusto para maximização da eficiência energética de motores de indução trifásicos acionados por inversores PWM operando com controlador IFOC, combinando um método baseado em modelo de perdas (LMC) com estimadores MRAC.

1.1.2 Objetivos específicos

- Obter modelos matemáticos que representem corretamente o comportamento do motor de indução para efetuar o projeto dos controladores e fazer análises via simulações;
- Propor modificações em estratégias de controle e métodos de otimização da eficiência voltados a acionamentos com motores de indução, visando obter um sistema de controle de alto desempenho com robustez a variações paramétricas e alta eficiência energética;
- Montar plataforma de ensaios para validação experimental das estratégias propostas;
- Avaliar por simulação e ensaios experimentais a eficácia dos métodos propostos;

1.2 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

As principais contribuições deste trabalho para a comunidade científica são:

- Proposta das seguintes modificações sobre a estrutura do controlador IFOC:
 - Inclusão de um pré-filtro na referência de velocidade de maneira reduzir efeitos indesejados dos zeros dominantes em malha fechada e suavizar resposta dinâmica;
 - Adição de termo derivativo no controlador de velocidade visando melhorar a resposta dinâmica e diminuir o desvio máximo quando ocorre entrada de carga;

- Normalização do sinal de saída do controlador de velocidade, a fim de linearizar a dinâmica de resposta, observando a dependência do torque em relação à corrente de magnetização do motor;
- Apresentação de nova abordagem para métodos MRAC baseados em potência ativa e reativa, para estimação dos parâmetros de largura de banda do estator e rotor;
- Junção das estratégias IFOC, LMC e MRAC;
- Avaliação por simulações e experimentos das metodologias propostas;

1.3 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

A seguir é apresentada resumidamente a organização deste trabalho. No capítulo atual introduziu-se o tema, provendo breve contextualização, motivação e justificativa.

No Capítulo 2 são apresentadas a modelagem matemática do motor de indução e os conceitos envolvidos no controlador por orientação de fluxo (IFOC), a ser empregado neste trabalho. Os assuntos abordados nesse capítulo servem de fundamentação teórica para o restante do trabalho.

No Capítulo 3 é apresentada breve revisão do estado da arte sobre métodos de otimização da eficiência energética atualmente disponíveis na literatura voltados a motores de indução trifásicos acionados por inversores PWM operando com controladores IFOC. Na sequência um método LMC é derivado a partir do modelo de perdas do motor.

No Capítulo 4 são introduzidos os algoritmos de estimação de parâmetros utilizados neste trabalho: Q-MRAC e P-MRAC. Posteriormente essas estratégias são combinadas com o método LMC derivado no capítulo anterior para obter um novo método para otimização da eficiência mais robusto em relação a variações paramétricas.

No Capítulo 5 é apresentada a bancada de ensaios experimentais desenvolvida para avaliar o desempenho da abordagem proposta em situações práticas. Na sequência os experimentos realizados são apresentados mostrando desempenho dinâmico dos controladores, e comparando a economia de consumo obtida pelo método aqui proposto e ao empregar um método LMC convencional.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões.

2 MODELAGEM E CONTROLE DE MOTORES DE INDUÇÃO

2.1 INTRODUÇÃO

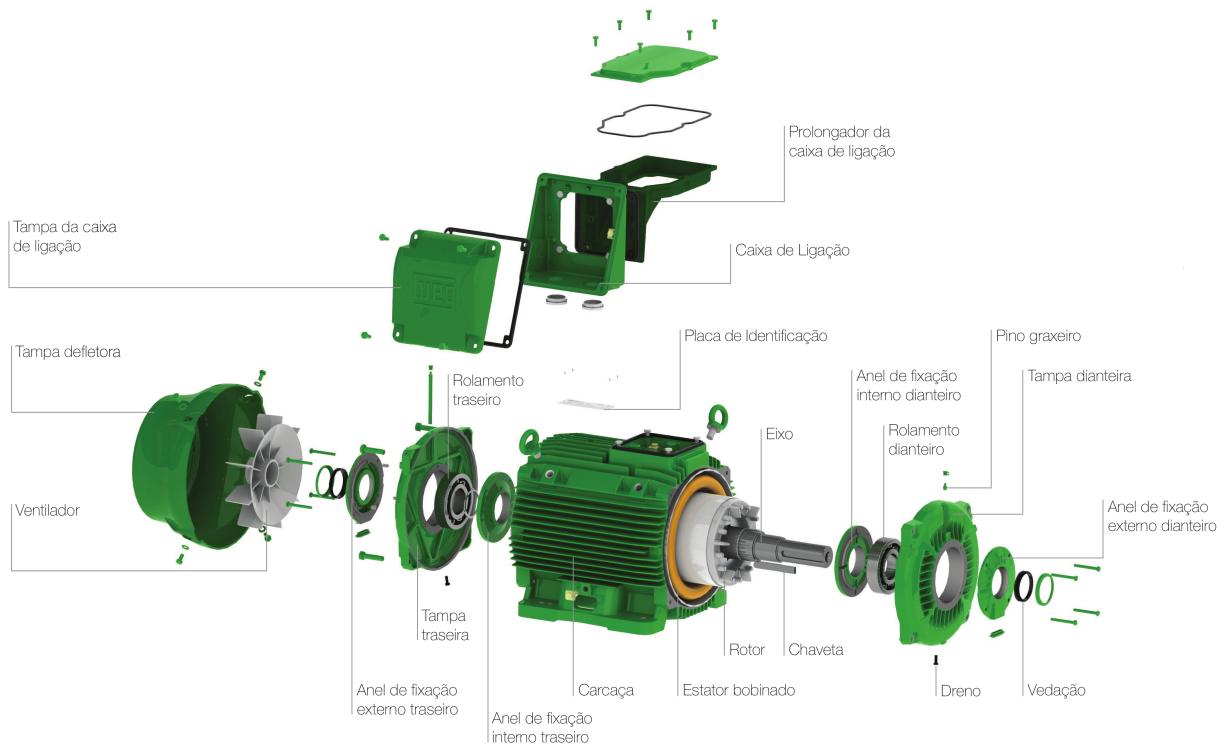
Visando familiarizar o leitor aos conceitos requeridos pelo restante deste trabalho, no presente capítulo serão apresentados a modelagem matemática do motor de indução, bem como o controlador utilizado como base nos estudos desenvolvidos. Tais conceitos serão apresentados resumidamente, por não ser o foco do presente trabalho, no entanto, para o leitor interessado serão fornecidas referências nas quais os assuntos podem ser aprofundados.

Motor de Induções (MIs) são máquinas elétricas utilizadas para converter energia elétrica em movimento linear, ou mais comumente, rotacional. Essas máquinas podem ser classificadas quanto à sua alimentação, destacando-se principalmente os motores monofásicos e trifásicos. Os últimos encontram diversas aplicações na indústria, como por exemplo misturadores, britadores, bombas hidráulicas, elevadores, prensas, exaustores, bobinadeiras, compressores, ventiladores, robôs, etc. Enquanto que os motores monofásicos são encontrados em situações onde requer-se menor potência, como por exemplo máquinas de lavar roupas, compressores de refrigeradores, etc. (BIM, 2015, p. 306). Este trabalho terá seu enfoque voltado a Motor de Indução Trifásicos (MITs) que operam gerando movimento rotacional.

Os motores são compostos por uma parte estática denominada estator, e uma parte rotacional, nomeada rotor. Comumente, no estator estão posicionados os enrolamentos, aos quais ao aplicar tensões senoidais resultam em campos magnéticos rotacionais. O rotor pode se apresentar em duas configurações distintas: rotor bobinado ou do tipo gaiola de esquilo. O primeiro, não muito comum na indústria, é composto de enrolamentos ligados em estrela e cujas conexões são fornecidas ao usuário através de um sistema composto de anéis e escovas, similar ao encontrado em motores de Corrente Contínua (CC). Por outro lado, em motores do tipo gaiola de esquilo, o rotor possui barras feitas de cobre ou alumínio, que se encontram curto-circuitadas, e não se têm acesso a esses circuitos. Um diagrama construtivo do motor mostrando o rotor e estator, bem como as demais partes componentes podem ser visualizadas na Figura 1.

Visando compreender melhor a operação desses motores e aplicar técnicas de controle sobre os mesmos, é necessário um modelo matemático capaz de analisar seu comportamento. Nesse sentido, a próxima seção é apresenta as expressões normalmente empregadas a esse fim, e que serão utilizadas posteriormente na seção 2.4 para deduzir as equações que compõem o

Figura 1 – Motor de indução em vista explodida, indicando suas partes componentes.



Fonte: WEG S.A. (2015).

controlador por orientação de campo (IFOC).

2.2 MODELAGEM DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Nessa seção será apresentado o modelo matemático do motor de indução trifásico utilizado neste trabalho durante simulações e projeto de controladores. A referência base empregada nessa seção é Krause *et al.* (2013), e cujo modelo é obtido empregando-se as seguintes considerações:

- A máquina possui três enrolamentos estáticos idênticos e igualmente espaçados entre si;
- O circuito do rotor é modelado como três enrolamentos equivalentes, idênticos, igualmente espaçados entre si, e curto-circuitados;
- A máquina é considerada perfeitamente cilíndrica, com entreferro constante;
- A distribuição espacial da força magnetomotriz gerada pelos enrolamentos possui perfil senoidal;
- Efeitos de saturação, histerese e perdas magnéticas são desconsiderados;

- Variação das características dos enrolamentos com temperatura e frequência (efeito pelicular) são desconsiderados.

Apesar dessas limitações, o modelo a ser apresentado é atualmente utilizado pela comunidade científica, como pode ser comprovado pela observação de diversos periódicos e livros no assunto, sendo aqui citado como exemplo Quang e Dittrich (2008), Sul (2011), Krause *et al.* (2013) e Bim (2015), onde observa-se a equivalência entre os modelos a menos de uma mudança de notação.

A seguir, é apresentada a notação empregada neste trabalho. As grandezas de interesse em circuitos elétricos, como é o caso, são as tensões elétricas aplicadas e as correntes resultantes, denotadas neste trabalho pelas letras v e i , respectivamente. Como existe um total de três circuitos no estator, esses serão diferenciados um do outro pelos subíndices a , b e c (indicando suas respectivas fases). Para os circuitos do rotor serão empregados os mesmos subíndices, distinguindo as variáveis relacionadas aos enrolamentos do estator pelo segundo subíndice s (do inglês *stator*), ao passo que para o rotor, será empregada a letra r . Ainda, têm-se interesse no fluxo magnético que envolve cada enrolamento, e para referenciar essa grandeza emprega-se a letra grega *lambda* (λ), em conjunto com os subíndices já explicados anteriormente. A título de esclarecimento, exemplifica-se a notação para a tensão, corrente e fluxo para a fase a do estator: v_{as} , i_{as} e λ_{as} , respectivamente, onde por simplicidade a dependência dessas variáveis com o tempo (t) é deixada implícita.

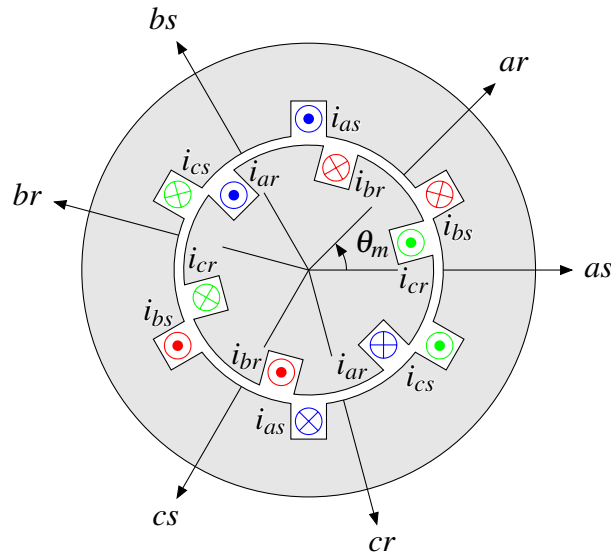
Devido a quantidade de variáveis envolvidas, prefere-se empregar a notação vetorial, indicando vetores por uma seta e matrizes em negrito. Como exemplo, apresenta-se o vetor de tensões dos enrolamentos do estator

$$\vec{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Analogamente, define-se os vetores corrente do estator, fluxo do estator, tensão do rotor, corrente do rotor e fluxo do rotor, representados por \vec{i}_{abc} , $\vec{\lambda}_{abc}$, \vec{v}'_{abc} , \vec{i}'_{abc} e $\vec{\lambda}'_{abc}$, respectivamente. Manteve-se o subíndice abc por motivos que ficarão mais claros na próxima subseção, ao serem aplicadas transformações de mudança de referencial. Ainda, as variáveis referentes ao rotor são empregadas juntamente com um apóstrofo ($'$) visando lembrar ao leitor que estão referidas ao estator.

A seguir, alguns princípios construtivos do motor são apresentados, utilizando como exemplo o motor de indução trifásico com dois polos, por simplicidade. Construtivamente, o motor compreende três enrolamentos no estator defasados em 120° mecanicamente. Analogamente, o rotor pode ser modelado através de três enrolamentos equivalentes, também espaçados em 120° . Tais conceitos podem ser mais facilmente compreendidos ao observar o diagrama construtivo do motor de dois polos apresentado na Figura 2. Observa-se que o deslocamento do eixo do motor, é quantizado pelo ângulo formado entre os enrolamentos do estator com seu equivalente no rotor, e nomeado θ_m .

Figura 2 – Diagrama representativo de motor de indução com 2 polos.



Fonte: adaptado de Krause *et al.* (2013, p. 217).

Na sequência, introduz-se o modelo para o motor de indução apresentado por Krause *et al.* (2013), com o auxílio do diagrama presente na Figura 3, no qual os enrolamentos do motor estão conectados em estrela (Y).

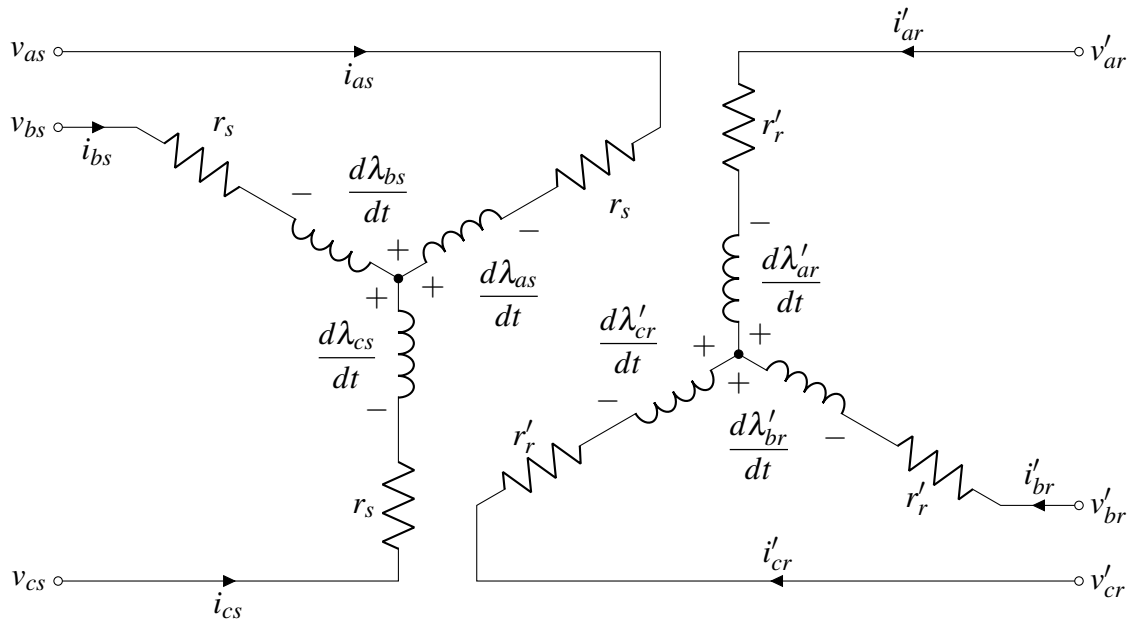
Com base nesse diagrama, deduz-se as expressões abaixo, considerando que cada enrolamento possui uma resistência própria e está envolto em fluxo magnético próprio

$$\vec{v}_{abcs} = \mathbf{r}_s \vec{i}_{abcs} + \frac{d\vec{\lambda}_{abcs}}{dt}, \quad (2)$$

$$\vec{v}'_{abcr} = \mathbf{r}'_r \vec{i}'_{abcr} + \frac{d\vec{\lambda}'_{abcr}}{dt}. \quad (3)$$

Essas equações dizem que a tensão aplicada ao motor, deve se igualar a queda de tensão nas resistências somadas a tensão induzida devido ao fluxo que atravessa o enrolamento, de

Figura 3 – Circuito equivalente de motor de indução conectado em estrela (Y).



Fonte: adaptado de Krause *et al.* (2013, p. 217).

acordo com a lei de Faraday (HAYT; BUCK, 2013, p. 277). Nessas equações, \mathbf{r}_s e \mathbf{r}'_r são matrizes diagonais

$$\mathbf{r}_s = r_s \mathbf{I}_3, \quad (4)$$

$$\mathbf{r}'_r = r'_r \mathbf{I}_3 \quad (5)$$

em que \mathbf{I}_3 é a matriz identidade em três dimensões, e as constantes empregadas são:

- r_s - Resistência dos enrolamentos do estator;
- r'_r - Resistência dos enrolamentos do rotor, referido ao estator.

A relação entre os fluxos e correntes é assim expressa por Krause *et al.* (2013, p. 216)

$$\vec{\lambda}_{abcs} = \mathbf{L}_{ss} \vec{i}_{abcs} + \mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) \vec{i}'_{abcr}, \quad (6)$$

$$\vec{\lambda}'_{abcr} = \mathbf{L}'_{rs}(\theta_r) \vec{i}_{abcs} + \mathbf{L}'_{rr} \vec{i}'_{abcr} \quad (7)$$

onde \mathbf{L}_{ss} , $\mathbf{L}'_{sr}(\theta_r)$, $\mathbf{L}'_{rs}(\theta_r)$ e \mathbf{L}'_{rr} são matrizes 3×3 que representam os valores de indutâncias entre os enrolamentos. Nessa notação deixa-se claro a dependência das matrizes de indutâncias

ao valor de θ_r , nomeado ângulo elétrico do rotor. Essa grandeza se relaciona com a diferença angular entre os enrolamentos de mesma fase do estator e do rotor, nomeado ângulo mecânico e denotado por θ_m , da seguinte maneira

$$\theta_r = \frac{p}{2} \theta_m \quad (8)$$

onde p é o número de polos do motor. As matrizes de indutâncias são assim expressas por Krause *et al.* (2013, p. 217–218)

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\mathbf{L}'_{rr} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{L}'_{sr}(\theta_r) = \mathbf{L}'_{rs}{}^T(\theta_r) = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (11)$$

onde o sobrescrito T indica a matriz transposta. Os parâmetros presentes nessas matrizes são a seguir resumidos:

- L_{ms} - Indutância de magnetização dos enrolamentos do estator;
- L_{ls} - Indutância de dispersão dos enrolamentos do estator;
- L'_{lr} - Indutância de dispersão dos enrolamentos do rotor, referida ao estator.

O torque eletromagnético gerado pelo motor é dado por (KRAUSE *et al.*, 2013, p. 221)

$$T_e = \frac{p-2}{2} l_{abcs}{}^T \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr}{}^T}{\partial \theta_r} l_{abcr}. \quad (12)$$

A partir das equações anteriores, torna-se possível a descrição matemática do comportamento das grandezas elétricas do motor de indução: tensões, correntes e fluxos. Para a descrição

da velocidade angular, emprega-se a segunda lei de Newton para rotações (KRAUSE *et al.*, 2013, p. 222)

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m = T_e - T_L \quad (13)$$

onde T_L é o torque da carga, que pode ser interpretado como uma perturbação em sistemas de controle de velocidade, como é o caso. Ainda, ω_m representa a velocidade angular do eixo, taxa de variação ou derivada de θ_m . As constantes envolvidas são:

- J - Momento de inércia do motor;
- D - Coeficiente de atrito viscoso.

Visando simplificar as equações, é interessante expressar essa relação em termos de θ_r e sua derivada ω_r , pois as matrizes de indutâncias estão expressas nesses termos. Para atingir tal objetivo, emprega-se a Equação 8

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{p}{2} \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{p}{2} \omega_m, \quad (14)$$

e conseqüentemente a Equação 13 pode ser reescrita

$$\frac{d\omega_r}{dt} + \frac{D}{J} \omega_r = \frac{p}{2J} (T_e - T_L). \quad (15)$$

As Equações 2, 3, 6, 7, 12 e 15 compõem o modelo do motor de indução trifásico, onde prefere-se por utilizar as unidades do Sistema Internacional de Unidades (SI). Percebe-se que esse modelo pode ser empregado tanto para motores de rotor bobinado quanto motores gaiola de esquilo, bastando para esse último caso assumir $\vec{v}'_{abcr} = \vec{0}$, pois seu circuito do rotor encontra-se em curto-circuito.

Observa-se que esse sistema de equações possui 8ª ordem e é não linear, sendo trabalhoso seu estudo. Nesse sentido, normalmente emprega-se transformações lineares visando a simplificação do mesmo, sendo esse o assunto da próxima seção.

2.2.1 Modelo de MITs em referencial arbitrário

Observando a complexidade do modelo apresentado anteriormente, Park (1929) propôs uma transformação linear com o objetivo de realizar uma mudança de variáveis sobre o motor,

e conseqüentemente simplificar o seu modelo matemático. Essa transformação é conhecida na literatura como transformação de referencial arbitrário, e é dada por

$$\begin{cases} \vec{v}_{qd0s} = \mathbf{K}_s(\theta)\vec{v}_{abcs} \\ \vec{v}'_{qd0r} = \mathbf{K}_r(\vartheta)\vec{v}'_{abcr} \end{cases} \quad (16)$$

onde identifica-se as variáveis transformadas pelos subíndices q (eixo em quadratura), d (eixo direto) e 0 (componente homopolar). Observa-se ainda, que a notação do apóstrofo (') foi mantida, de maneira a deixar claro que as variáveis do rotor estão referidas ao estator. As relações acima são aplicadas de maneira equivalente às correntes e fluxos, e por esse motivo não foram reescritas. As matrizes de transformação $\mathbf{K}_s(\theta)$ e $\mathbf{K}_r(\vartheta)$ são dadas por

$$\mathbf{K}_s(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$\mathbf{K}_r(\vartheta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta - 2\pi/3) & \cos(\vartheta + 2\pi/3) \\ \sin(\vartheta) & \sin(\vartheta - 2\pi/3) & \sin(\vartheta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

onde $\vartheta = (\theta - \theta_r)$, e θ é o ângulo para o eixo de referência, que pode ser escolhido de maneira arbitrária, justificando assim o nome dessa transformação. No entanto, existem alguns referenciais que são de especial interesse do ponto de vista do controlador, conforme será esclarecido mais adiante no texto. A velocidade do eixo de referência, já citada anteriormente, é denotada por ω e obedece a seguinte relação

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}. \quad (19)$$

Ao aplicar essa transformação ao modelo apresentado na subseção anterior, obtêm-se

as seguintes equações

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\ v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d\lambda_{0s}}{dt} \\ v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + \frac{d\lambda'_{qr}}{dt} \\ v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} \\ v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + \frac{d\lambda'_{0r}}{dt} \end{array} \right. , \quad (20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{qs} = L_{ss} i_{qs} + L_M i'_{qr} \\ \lambda_{ds} = L_{ss} i_{ds} + L_M i'_{dr} \\ \lambda_{0s} = L_{ls} i_{0s} \\ \lambda'_{qr} = L_M i_{qs} + L'_{rr} i'_{qr} \\ \lambda'_{dr} = L_M i_{ds} + L'_{rr} i'_{dr} \\ \lambda'_{0r} = L'_{lr} i'_{0r} \end{array} \right. \quad (21)$$

de onde vê-se nitidamente a simplificação permitida pela transformação. Observa-se que as componentes homopolares estão desacopladas das demais, e caso o sistema de alimentação estiver balanceado, essas componentes serão nulas, de forma que podem ser desprezadas, simplificando ainda mais esse modelo. Esse modelo pode ser representado por um circuito elétrico equivalente, como mostra a Figura 4. Passou-se a aplicar os seguintes novos parâmetros:

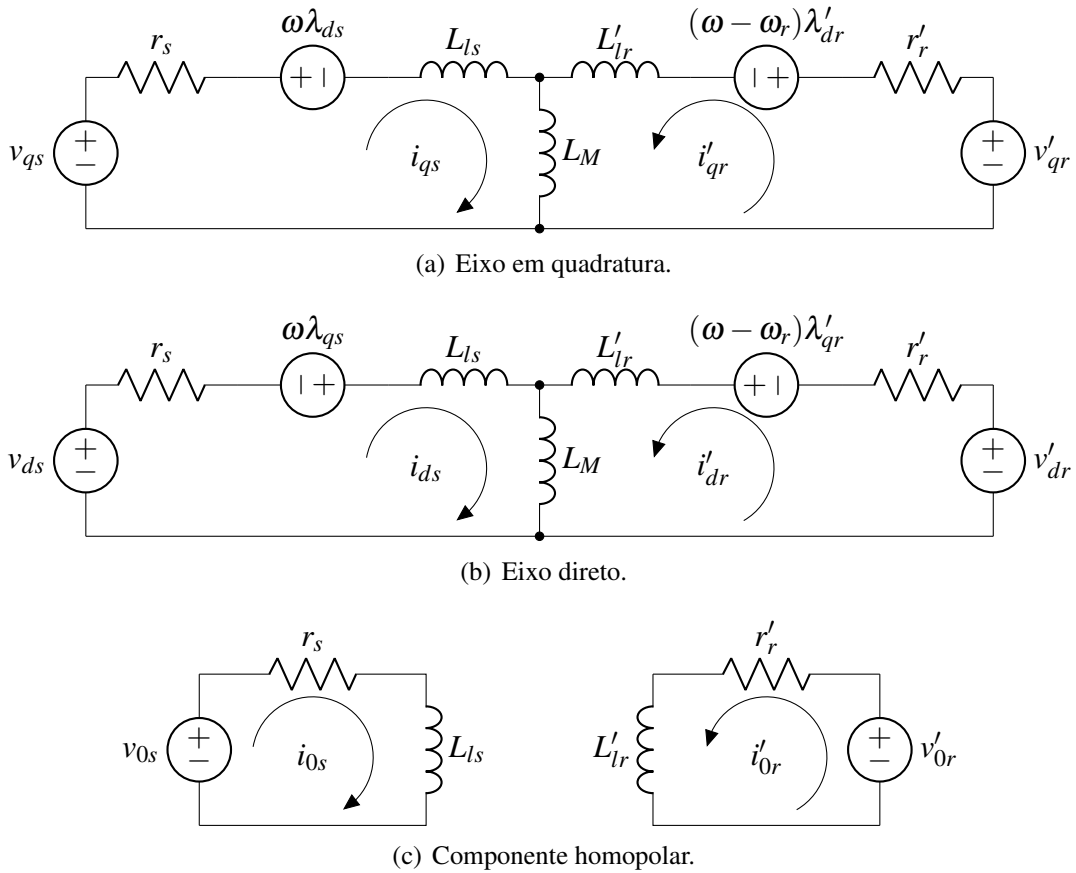
- $L_M = \frac{3}{2} L_m$ - Indutância de magnetização;
- $L_{ss} = L_M + L_{ls}$ - Indutância própria do estator;
- $L'_{rr} = L_M + L'_{lr}$ - Indutância própria do rotor, referida ao estator.

O torque no sistema de coordenadas transformado pode ser assim determinado

$$T_e = \frac{3p}{4} L_M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) . \quad (22)$$

Nessa expressão, observa-se que as componentes homopolares não geram torque, causando apenas aquecimento dos cabos e enrolamentos do motor por efeito Joule, assim essa parcela

Figura 4 – Circuito equivalente para o motor de indução em referencial arbitrário.



Fonte: adaptado de Krause *et al.* (2013, p. 226).

de tensão e corrente é indesejada. Observa-se ainda que a Equação 15 permanece invariante pela transformação.

Introduz-se a seguir as seguintes constantes, visando simplificar a notação:

- $\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_{ss}L'_{rr}}$ - Fator de dispersão;
- $R_{es} = r_s + r'_r \left(\frac{L_M}{L'_{rr}} \right)^2$ - Resistência equivalente do estator;
- $L_{\sigma s} = \sigma L_{ss} = L_{ss} - \frac{L_M^2}{L'_{rr}}$ - Indutância transiente do estator;
- $\delta = \frac{1 - \sigma}{\sigma} = \frac{L_M^2}{L_{ss}L'_{rr} - L_M^2}$ - Fator de acoplamento;
- $\eta = \frac{r'_r}{L'_{rr}}$ - Largura de banda do rotor;
- $\gamma = \frac{R_{es}}{L_{\sigma s}}$ - Largura de banda do estator.

A seguir, o modelo apresentado será reescrito em espaço de estados, facilitando sua análise e sua implementação em simulações numéricas. A partir de agora, a alimentação fornecida ao motor será considerada balanceada, de maneira que as componentes homopolares podem ser desprezadas. Neste trabalho será utilizada a representação em espaço de estados utilizando como variáveis de estado as correntes do estator e de magnetização do rotor, sendo essas últimas assim definidas:

- $i_{qm} = \lambda'_{qr}/L_M$ - Corrente de magnetização de eixo em quadratura;
- $i_{dm} = \lambda'_{dr}/L_M$ - Corrente de magnetização de eixo direto.

Considerando ainda que o motor é do tipo gaiola de esquilo ($v'_{qr} = v'_{dr} = 0$), o modelo do motor de indução passa a ser descrito pelas seguintes equações no espaço de estados

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qm} \\ i_{dm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & -\omega & \delta\eta & -\delta\omega_r \\ \omega & -\gamma & \delta\omega_r & \delta\eta \\ \eta & 0 & -\eta & -(\omega - \omega_r) \\ 0 & \eta & (\omega - \omega_r) & -\eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qm} \\ i_{dm} \end{bmatrix} + \frac{1}{L\sigma_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Para esse sistema, o torque eletromecânico pode ser assim determinado

$$T_e = \frac{3p}{4} \delta L_{\sigma_s} (i_{qs} i_{dm} - i_{ds} i_{qm}). \quad (24)$$

Para avaliar a velocidade (ω_r) e o ângulo do eixo (θ_r), emprega-se as Equações 15 e 14, que podem ser reescritas no espaço de estados como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta_r \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_r \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{p}{2J} & -\frac{p}{2J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_e \\ T_L \end{bmatrix}. \quad (25)$$

O modelo apresentado nessa seção possui enorme importância teórica, sendo empregados neste trabalho para analisar o comportamento dinâmico do motor de indução, bem como para efetuar o projeto de seus controladores, conforme será apresentado nas próximas seções e capítulos.

2.3 POTÊNCIA CONSUMIDA POR MOTORES DE INDUÇÃO

Nesta seção, introduz-se conceitos como potência ativa, reativa e perdas em motores de indução trifásicos, empregando os modelos matemáticos apresentados na seção anterior.

De acordo com Akagi *et al.* (2017), para sistemas trifásicos a potência ativa (P) e reativa (Q) instantâneas totais consumidas podem assim ser determinadas

$$P = \frac{3}{2} (v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds}) , \quad (26)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) . \quad (27)$$

Usando o modelo para o motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo (Equação 23), obtêm-se expressões para a potência ativa e reativa totais consumidas, em função das correntes e parâmetros do modelo, conforme abaixo

$$P = \frac{3}{2}L_{\sigma s} \left\{ \gamma (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) + \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) - \delta \eta (i_{qs}i_{qm} + i_{ds}i_{dm}) + \delta \omega_r (i_{qs}i_{dm} - i_{ds}i_{qm}) \right\} , \quad (28)$$

$$Q = \frac{3}{2}L_{\sigma s} \left\{ \omega (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) + \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) + \delta \omega_r (i_{qs}i_{qm} + i_{ds}i_{dm}) + \delta \eta (i_{qs}i_{dm} - i_{ds}i_{qm}) \right\} . \quad (29)$$

As perdas no cobre do motor de indução podem ser determinadas a partir da seguinte definição

$$\begin{aligned} P_{cu} &= \frac{3}{2} \{ r_s (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) + r'_r (i_{qr}^2 + i_{dr}^2) \} \\ &= \frac{3}{2}L_{\sigma s} \{ \gamma (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) - \delta \eta (i_{qs}i_{qm} + i_{ds}i_{dm}) \} . \end{aligned} \quad (30)$$

Os modelos e conceitos apresentados nessa seção serão utilizados nos próximos capítulos para definir modelos de adaptação para as técnicas MRAC e para equacionar um método de minimização das perdas em acionamentos de motores de indução. Na seção a seguir o controlador por orientação do fluxo rotórico a ser empregado neste trabalho é apresentado.

2.4 CONTROLE POR ORIENTAÇÃO DE FLUXO (FOC)

Na sequência serão introduzidos os detalhes da implementação e sintonia do controlador empregado para obter regulação de velocidade. Visando fornecer um breve esclarecimento sobre os principais métodos de controle disponíveis, suas vantagens e desvantagens, e consequentemente compreender os motivos da escolha dessa estratégia de controle, a seguir é apresentada

uma breve revisão histórica sobre os principais métodos de controle de velocidade empregados em acionamentos com motores elétricos.

Motores de indução possuem diversas vantagens em relação aos motores de corrente contínua, dentre as quais se destacam o menor custo, menor volume, menor peso, maior velocidade máxima, menor momento de inércia, bem como maior robustez (HO; SEN, 1988). Ainda, motores de corrente contínua possuem como desvantagem sua frequente necessidade de manutenção, devido as escovas de carvão necessárias para seu funcionamento. No entanto, o controle dos motores de corrente contínua é muito simples em comparação com seu equivalente em corrente alternada, tendo como característica principal menor tempo de resposta, bem como comportamento praticamente linear. Essa propriedade se deve à maneira construtiva dessa máquina, possuindo dois enrolamentos com funções independentes: o enrolamento de campo, responsável pelo fluxo magnético e o enrolamento de armadura cuja corrente é proporcional ao torque no eixo do motor. Variando as correntes nesses enrolamentos utilizando reostatos, por exemplo, é possível controlar ambas as variáveis torque e fluxo magnético, e conseqüentemente a velocidade (BIM, 2015). Isso não ocorre em motores de indução, onde os enrolamentos possuem ambas as funções de gerar fluxo magnético e torque. Dessa maneira, o modelo matemático do motor é não linear e o controle de velocidade não apresenta resposta dinâmica satisfatória sem o uso de técnicas específicas.

No início do século XX, os motores CC eram empregados quando havia a necessidade de controle de velocidade, utilizando da solução com reostatos comentada acima, enquanto motores de Corrente Alternada (CA) eram empregados com cargas que requeriam velocidade constante (SEN, 1990). Com o advento da eletrônica em meados da década de 50, passou-se a empregar conversores CC-CC e CA-CC para acionar motores de corrente contínua. Com essa nova tecnologia se tornou possível ainda o controle de velocidade de tais motores em malha fechada, o que apresentou um avanço significativo para os processos industriais (SEN, 1990).

O advento da eletrônica permitiu também o desenvolvimento de conversores CA-CA como ciclo conversores e inversores PWM, muito empregados atualmente. Tais equipamentos permitem a geração de um sistema em corrente alternada com frequência e tensão ajustáveis. A partir dessa tecnologia, se tornou possível ajustar a velocidade dos motores de indução empregando uma técnica conhecida como Controle escalar (SEN, 1990). Tal técnica consiste em manter a relação tensão por frequência constante visando manter a amplitude do fluxo magnético fixa, e ao ajustar a frequência, manipular a velocidade no eixo do motor. No entanto, essa

estratégia apresenta resposta dinâmica insatisfatória para algumas aplicações e por esse motivo os motores CC continuaram a ser empregados nos casos em que tal característica era necessária.

Esse paradigma mudou com o surgimento do controle vetorial, que consiste, de maneira resumida, em controlar independentemente o fluxo e o torque do motor de indução. Isso é possível através da transformação de referencial arbitrário apresentada na subseção 2.2.1, que permite fazer uma mudança de variáveis deixando o referencial alinhado com o fluxo rotórico, e conseqüentemente o motor de indução passa a se comportar como seu equivalente CC, possuindo dois enrolamentos: o de eixo direto, responsável pela geração do fluxo magnético e o de eixo em quadratura cuja corrente é proporcional ao torque eletromecânico.

Diversas variantes de controle vetorial surgiram, cada uma com vantagens e desvantagens sobre as demais, sendo as principais, *Direct Torque Control* ou, em português, Controle Direto de Torque (DTC) (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986), e *Field Oriented Control* ou, em português, Controle por Orientação de Fluxo (FOC) (HASSE, 1969; BLASCHKE, 1972). Essa última técnica apresenta várias subdivisões, sendo as mais conhecidas o *Indirect Field Oriented Control* ou, em português, Controle por Orientação Indireta de Fluxo (IFOC) e *Direct Field Oriented Control* ou, em português, Controle por Orientação Direta de Fluxo (DFOC).

A técnica DTC destaca-se por sua simplicidade, empregando controle por histerese, no entanto apresenta oscilação nas correntes e frequência de chaveamento variável. Na estratégia DFOC, a posição angular do fluxo rotórico é identificada através de observadores, ou medição do fluxo magnético no entreferro. Diante disso, a corrente do estator é decomposta em componentes responsáveis pelo fluxo e torque, conseqüentemente, essas duas grandezas podem ser controladas diretamente. Como a medição ou observação do vetor fluxo apresenta dificuldades, sendo imprecisa principalmente para baixas velocidades, normalmente utiliza-se da estratégia IFOC. Para esse método de controle, impõe-se a frequência de escorregamento e a amplitude da corrente do estator, sendo ajustado conseqüentemente os valores de torque e fluxo do rotor. Nesse método de controle não é necessário identificar a posição angular do fluxo do rotor, porém requer-se medição de velocidade (SUL, 2011, p. 236–245).

Se tornou possível empregar essas técnicas apenas a partir do surgimento da tecnologia dos processadores digitais na década de 80, onde a matemática complexa exigida pode ser programada e executada por esses dispositivos (BIM, 2015). Nesse novo sistema, o controlador manipula ambas as correntes de eixo direto e quadratura, através de um circuito inversor PWM, de maneira a controlar a velocidade no eixo do motor. Assim, motores de indução passaram

a apresentar resposta dinâmica tão satisfatória quanto motores de corrente contínua. E ainda, somando as demais vantagens do motor de indução apresentadas anteriormente, o uso do conjunto inversor PWM mais motor de indução se tornou mais empregado nos tempos atuais, do que seu equivalente em corrente contínua (BOCKER; MATHAPATI, 2007).

Através da revisão histórica acima apresentada, introduziu-se as características das técnicas de acionamento disponíveis, bem como as aplicações encontradas na indústria para cada uma. Nesse contexto, visando alcançar um maior número de aplicações, e também devido as suas vantagens previamente citadas, o método de controle escolhido para ser utilizado neste trabalho é o controle por orientação indireta do fluxo rotórico (IFOC). Assim, a seguir é resumida essa estratégia, visando fornecer embasamento teórico para que o leitor possa acompanhar o restante do trabalho.

2.4.1 Controle por orientação indireta do fluxo rotórico (IFOC)

O controlador IFOC baseia-se na transformação de referencial arbitrário apresentada na subseção 2.2.1, escolhendo como referencial o ângulo do fluxo magnético do rotor, e por isso é nomeado de controle por orientação de fluxo. Nesse referencial, deseja-se que o fluxo rotórico esteja alinhado única e exclusivamente na direção do eixo direto, ou seja, o fluxo rotórico de eixo em quadratura seja sempre nulo ($\lambda'_{qr} = 0$ ou $i_{qm} = 0$). Essa orientação pode ser obtida mantendo a corrente de eixo direto (i_{ds}) constante e aplicando a seguinte expressão (SUL, 2011, p. 244)

$$\omega = \omega_r + \eta \frac{i_{qs}}{i_{dm}} . \quad (31)$$

Para esse referencial, em regime permanente a velocidade ω se iguala a frequência angular síncrona, tornando as tensões, correntes e fluxos constantes. O ângulo θ pode ser determinado integrando a velocidade do referencial

$$\theta = \int \omega dt . \quad (32)$$

Além disso, se a corrente de eixo direto (i_{ds}) for mantida aproximadamente constante, a orientação de fluxo rotórico será bem sucedida (QUANG; DITTRICH, 2008, p. 131), e consequentemente pode-se eliminar i_{qm} dos estados do modelo do MIT, simplificando o projeto

do controlador. Usando essa consideração, a Equação 23 se torna

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{dm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & -\omega & -\delta\omega_r \\ \omega & -\gamma & \delta\eta \\ 0 & \eta & -\eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{dm} \end{bmatrix} + \frac{1}{L\sigma_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Nessas condições, a Equação 24 pode ser simplificada também, resultando em

$$T_e = \frac{3p}{4} \delta L \sigma_s i_{dm} i_{qs}. \quad (34)$$

Essas expressões, em conjunto com a Equação 25 representam o modelo a ser utilizado durante o projeto dos compensadores. Os sensores de corrente empregados devem medir as correntes no referencial abc , na sequência o processador deve convertê-las para o referencial $qd0$, pois o controlador IFOC recebe como sinais as correntes i_{qs} e i_{ds} . Além disso, utilizando-se de um encoder, a velocidade ω_m deve ser medida e convertida para ω_r , empregando a Equação 14. O controlador fornecerá como sinais de saída as tensões v_{qs} , v_{ds} , e pela técnica de alinhamento com o fluxo rotórico se obtêm o ângulo θ do referencial. Através de uma transformação de referencial inversa é então possível determinar as tensões em coordenadas abc , e usando de um método de modulação como *Sinusoidal Pulse Width Modulation* ou, em português, Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM) ou *Space Vector Pulse Width Modulation* ou, em português, Modulação por Largura de Pulso Vetorial (SVPWM), determinar os sinais a serem aplicados às chaves do inversor (s_a , s_b e s_c), que por sua vez, acionará o motor. Essas relações estão apresentadas de maneira ilustrativa na Figura 5.

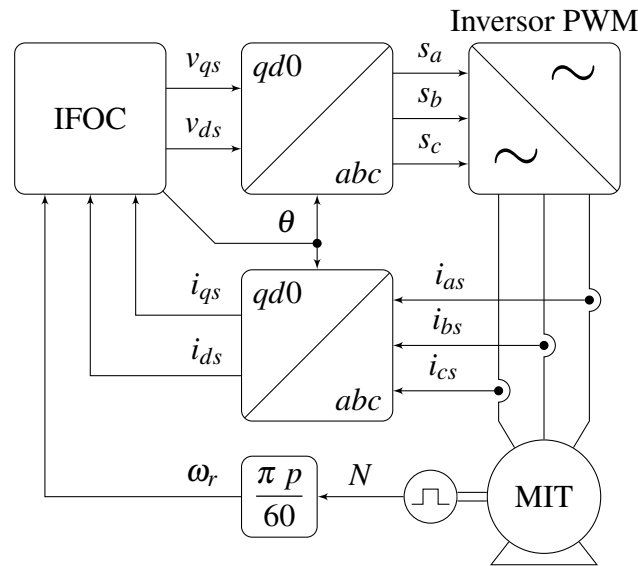
A partir do diagrama e das equações anteriormente apresentadas, na subseção a seguir serão introduzidas as malhas de controle empregadas visando regulação de velocidade do motor.

2.4.1.1 Estrutura do controlador

Para controlar a velocidade ou torque do motor de indução através da orientação indireta do fluxo rotórico (IFOC), emprega-se duas malhas de controle, uma para o eixo direto e outra para o eixo em quadratura, de maneira que ambos estejam desacoplados, não interferindo um no outro. Assim, essa subseção é reservada para apresentar ao leitor as malhas de controle usadas neste trabalho.

Como a corrente de magnetização (i_{dm}) não é medida e seu valor é necessário para determinar o referencial (Equação 31), seu valor deve ser obtido por meio de um observador.

Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema de acionamento de motores de indução usando IFOC.



Fonte: adaptado de Bim (2015, p. 476).

Dentre as diversas opções (SUL, 2011, p. 245–249), pode-se empregar a terceira linha da Equação 33, ou seja

$$\frac{d\hat{i}_{dm}}{dt} + \hat{\eta}i_{dm} = \eta i_{ds}. \quad (35)$$

Neste trabalho, diferencia-se o valor real da corrente de magnetização pelo seu valor observado através da notação: i_{dm} e \hat{i}_{dm} , respectivamente.

De maneira a realizar o projeto do controlador IFOC, utiliza-se o modelo apresentado na Equação 33, onde percebe-se a dependência entre eixos direto e em quadratura. De maneira a melhor esclarecer essa dependência, observa-se que as equações que determinam o comportamento para as correntes e tensões do estator podem ser assim reescritas

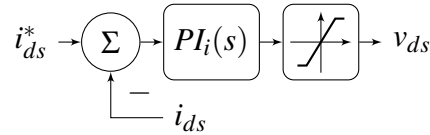
$$v_{qs} = R_{es}i_{qs} + L_{\sigma s}\frac{di_{qs}}{dt} + \underbrace{L_{\sigma s}(\omega i_{ds} + \delta\omega_r i_{dm})}_{e_{qs}}, \quad (36)$$

$$v_{ds} = R_{es}i_{ds} + L_{\sigma s}\frac{di_{ds}}{dt} - \underbrace{L_{\sigma s}(\omega i_{qs} + \delta\eta i_{dm})}_{e_{ds}} \quad (37)$$

onde e_{qs} e e_{ds} podem ser interpretados como tensões induzidas nos eixos de quadratura e direto, respectivamente. Para o eixo direto, será empregado um Controlador Proporcional Integral (PI) devido a sua simplicidade e robustez. Um saturador é utilizado também, visando evitar que a tensão aplicada ao motor ultrapasse os limites do inversor. A malha de controle sugerida é

apresentada na Figura 6, onde a notação $PI_i(s)$ é usada para indicar o controlador da corrente de eixo direto (i_{ds}).

Figura 6 – Diagrama do controlador para corrente de eixo direto (i_{ds}).



Fonte: próprio autor (2020).

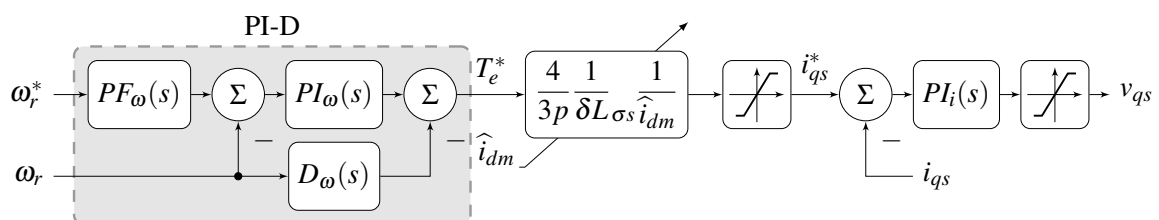
Nota-se que passou-se a empregar a notação de Laplace para os controladores (no domínio s), devido à simplicidade de projeto permitida pela mesma. Nessa figura, v_{ds} representa a tensão a ser aplicada ao motor, i_{ds} representa a corrente mensurada e i_{ds}^* é a referência para esse controlador, normalmente sendo mantida em um valor constante. Ainda, a tensão induzida e_{ds} comporta-se como uma perturbação.

No subsistema do eixo em quadratura, utiliza-se controle em cascata, onde a malha interna regula a corrente i_{qs} , enquanto que a malha externa controla a velocidade ω_r (JUNG *et al.*, 2020). Nesse caso, o torque da carga T_L e a tensão induzida e_{qs} comportam-se como perturbações. Como o torque eletromagnético também depende do valor da corrente de magnetização (i_{dm}), visando manter a linearidade no diagrama de controle, um termo de compensação é incluído para o cálculo da referência da corrente do eixo de quadratura (i_{qs}^*), sendo derivado da Equação 34

$$i_{qs}^* = \frac{4}{3p} \frac{1}{\delta L_{\sigma s}} \frac{1}{\widehat{i}_{dm}} T_e^* . \quad (38)$$

Junto com o controle PI para a corrente de quadratura ($PI_i(s)$), um Controlador Proporcional Integral com ação Derivativa na realimentação (PI-D) com um Pré-Filtro de referência (PF) é aplicado para controlar a velocidade do rotor, representados pelos blocos $PI_{\omega}(s)$, $D_{\omega}(s)$ e $PF_{\omega}(s)$ no diagrama da Figura 7. Novamente, foram incluídos saturadores para evitar sobretensão e sobrecorrente no motor.

Figura 7 – Diagrama do controlador para velocidade e corrente de eixo em quadratura (i_{qs}).



Fonte: próprio autor (2020).

O pré-filtro de referência permite modificar a posição dos zeros da função de transferência de malha fechada (utilizando cancelamento polo-zero), de maneira que a resposta resultante seja aceitável (OGATA, 2009, p. 630). Nota-se que como o filtro está externo à malha, ele não afeta a estabilidade do sistema em malha fechada (OGATA, 2009, p. 630). Além disso, segundo os estudos realizados em Pinheiro *et al.* (2016), a inclusão de filtros na referência de velocidade ajuda a aumentar a eficiência do sistema.

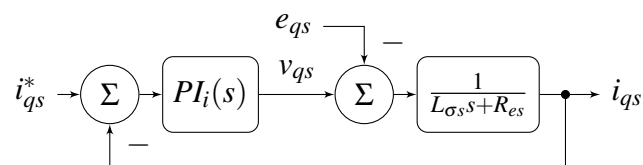
Segundo Fadali e Visioli (2012, p. 153) a inclusão da parcela derivativa ajuda a aprimorar a resposta transiente do sistema em malha fechada. Incluir o termo derivativo apenas na realimentação, reduz as variações bruscas no sinal de controle quando a referência tem seu valor modificado rapidamente (OGATA, 2009, p. 590). Essa metodologia de controle é empregada neste trabalho devido ao seu maior grau de liberdade oferecido, permitindo projetar o controlador para obter uma resposta satisfatória em malha fechada, e rejeitar os distúrbios de torque com pequeno desvio de velocidade.

No diagrama da Figura 7 utilizou-se a notação T_e^* para representar a saída do controle de velocidade, sendo que esse sinal pode ser interpretado como referência de torque. Na subseção a seguir serão introduzidos os métodos de sintonia empregados para cada controlador.

2.4.1.2 Sintonia dos controladores

A notação empregada para ambos os controladores de corrente apresentados na subseção anterior são iguais ($PI_i(s)$), e isso se deve aos coeficientes desses algoritmos serem os mesmos, pois a Função de Transferência (FT) para ambos os eixos é um Circuito Resistor Indutor (RL) composto por R_{es} e $L_{\sigma s}$ (Equação 36). Devido a essa simetria, efetua-se o projeto apenas do controlador de corrente para o eixo q , conforme a representação da Figura 8, e admite-se os mesmos coeficientes para o controlador de corrente do eixo d .

Figura 8 – Diagrama para projeto do controlador de corrente.



Fonte: próprio autor (2020).

Assim, as considerações para o projeto do regulador de corrente são:

- As variações em i_{dm} , ω_r e ω são lentas o suficiente para serem imperceptíveis pelo

controlador;

- A perturbação e_{qs} causa pequenos efeitos sobre o sistema, podendo ser considerado que os eixos estão desacoplados;
- O sistema é representado por um circuito RL com parâmetros R_{es} e $L_{\sigma s}$.

A estratégia de controle PI consiste em um zero, e um polo na origem. Optou-se neste trabalho pela representação acadêmica

$$PI_i(s) = K_i \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_i \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right). \quad (39)$$

Para o projeto desse controlador, Sul (2011, p. 168) sugere efetuar cancelamento polo-zero, através da seguinte escolha

$$\begin{cases} K_i = \omega_i L_{\sigma s} \\ T_i = \frac{1}{\gamma} = \frac{L_{\sigma s}}{R_{es}} \end{cases} \quad (40)$$

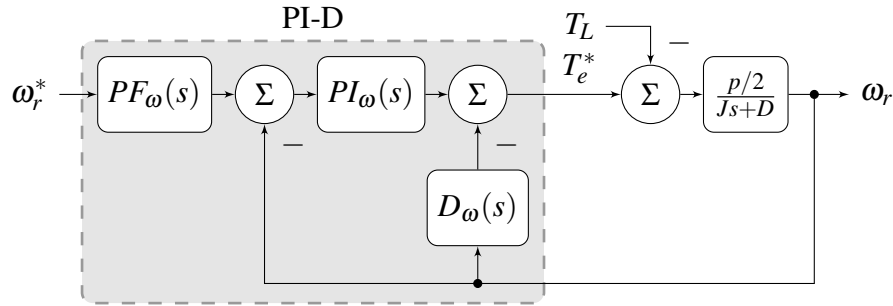
em que ω_i é a banda de passagem de malha fechada desejada. Portanto, para o projeto desse controlador, basta escolher ω_i , onde Sul (2011, p. 166) sugere que a frequência da banda de passagem seja no mínimo a décima parte da frequência de chaveamento do inversor (f_s), ou seja

$$\omega_i < \frac{2\pi}{10} f_s. \quad (41)$$

Na sequência, projeta-se o controlador de velocidade utilizando o diagrama apresentado na Figura 9. Para atingir tal objetivo, fazem-se as seguintes suposições:

- A corrente de eixo em quadratura (i_{qs}) varia rapidamente, em comparação com os transitórios de velocidade, podendo ser considerado instantaneamente para o projeto desse controlador;
- A linearização feita pela Equação 38 é bem sucedida e o a saída do controle de velocidade (T_e^*) é igual ao torque eletromagnético do motor (T_e);
- O sistema a ser controlado pode ser determinado pela segunda lei de Newton, conforme resume a Equação 15, onde T_L é considerado uma perturbação.

Figura 9 – Diagrama para projeto do controlador de velocidade.



Fonte: próprio autor (2020).

As FTs atreladas a esse controlador são definidas como

$$PI_{\omega}(s) = K_{\omega} \left(1 + \frac{1}{T_{i\omega}s} \right) = K_{\omega} \left(\frac{T_{i\omega}s + 1}{T_{i\omega}s} \right), \quad (42)$$

$$D_{\omega}(s) = \frac{T_d \omega s}{1 + \frac{T_d \omega s}{N_d}}, \quad (43)$$

$$PF_{\omega}(s) = \frac{1 + T_1 \omega s}{1 + T_2 \omega s}. \quad (44)$$

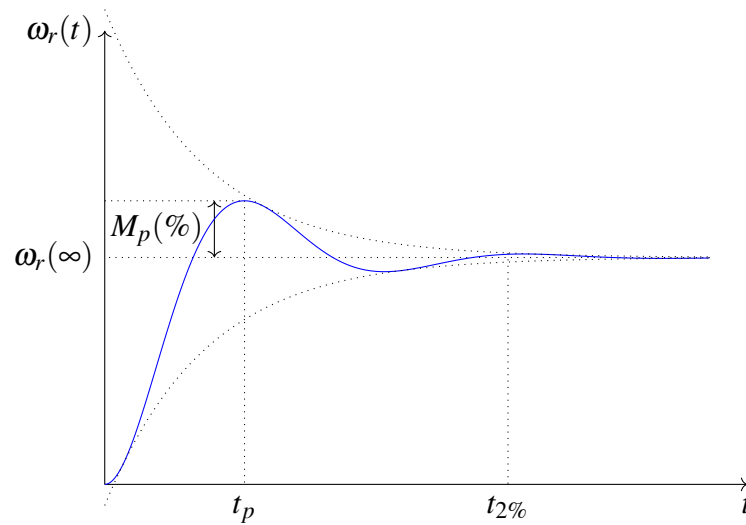
A especificação desejada para a resposta do controle de velocidade em Malha Fechada (MF) é dada em termos do sobressinal presente na resposta ao degrau, indicado em porcentagem do valor de regime permanente e denotado por $M_p(\%)$, e tempo de assentamento denotado por $t_{2\%}$. Esse parâmetro é caracterizado pelo tempo necessário para que o efeito transitório seja reduzido a 2% de sua amplitude máxima, contando a partir do momento em que o degrau foi aplicado. Tais parâmetros podem ser melhor compreendidos visualizando a Figura 10.

Onde os parâmetros ζ e ω_n se relacionam com os dados de especificação $M_p(\%)$ e $t_{2\%}$ por (CASTRUCCI *et al.*, 2011, p. 76–79)

$$\begin{cases} \zeta = \frac{\left| \ln \left(\frac{M_p(\%)}{100} \right) \right|}{\sqrt{\ln \left(\frac{M_p(\%)}{100} \right)^2 + \pi^2}} \\ \omega_n = \frac{4}{\zeta t_{2\%}} \end{cases}. \quad (45)$$

Usando imposição algébrica de polos (CASTRUCCI *et al.*, 2011, p. 302), os coeficientes do controlador podem ser determinados de acordo com a especificação supracitada e com o valor do zero de MF desejado (z). Observa-se que a especificação de controle afeta não somente a resposta ao degrau mas também a resposta a perturbação (T_L), logo essas características devem ser

Figura 10 – Resposta de um sistema de segunda ordem subamortecido.



Fonte: adaptado de Castrucci *et al.* (2011, p. 76).

levadas em consideração durante o projeto. A partir da especificação, os ganhos do controlador podem assim ser calculados

$$\begin{cases} K_{\omega} = \frac{2D}{p} \frac{\omega_n}{2\zeta z - \omega_n} \\ T_{i\omega} = \frac{1}{z} \\ T_{d\omega} = \frac{Dz - 2\zeta\omega_n Jz + J\omega_n^2}{\omega_n^2 D} \end{cases} \quad (46)$$

Nas expressões acima, deve-se garantir que os parâmetros do controlador sejam sempre positivos, por questões de estabilidade. Nesse sentido, a escolha do zero da função de transferência em malha fechada fica limitada ao seguinte intervalo

$$0 < \frac{\omega_n}{2\zeta} < z < \frac{J\omega_n^2}{2\zeta J\omega_n - D} \quad (47)$$

Neste trabalho, visando assegurar a estabilidade do controlador, escolheu-se o zero através da média geométrica dos limites descritos acima

$$z = \sqrt{\frac{\omega_n}{2\zeta} \cdot \frac{J\omega_n^2}{2\zeta J\omega_n - D}} \quad (48)$$

Ogata (2009, p. 590) recomenda que a constante para limitação do ganho do controlador em altas frequências devido ao termo derivativo (N_d) seja definida na ordem de uma dezena. O pré-filtro pode ser aplicado caso a posição do zero de MF esteja muito próxima dos polos, influenciando significativamente a resposta do sistema. Nesse caso, projeta-se o filtro de maneira

que o zero seja movido para longe da origem, de preferência deve ser escolhido ao mínimo dez vezes maior que a parte real dos polos de MF, ou seja

$$\begin{cases} T_{1\omega} = \frac{1}{10\zeta\omega_n} \\ T_{2\omega} = T_{i\omega} = \frac{1}{z} \end{cases} \quad (49)$$

O controlador de velocidade sugerido apresenta seguimento de referência e elimina os efeitos da perturbação em regime permanente, além disso permite ajuste satisfatório da resposta à referência, e também a resposta à perturbações, resultando apenas pequenos desvios de velocidade frente à distúrbios de carga (T_L). Essas afirmações serão melhor ilustradas a partir de resultados de simulação apresentadas ao final da seção a seguir.

2.5 SIMULAÇÃO

Na sequência alguns resultados provenientes de simulação serão apresentados, visando fornecer ao leitor melhor compreensão sobre o funcionamento do controlador IFOC. O motor empregado tanto nos experimentos quanto nas simulações possui os dados de placa apresentados na Tabela 1. Os demais parâmetros do motor utilizados na simulação foram obtidos por ensaios experimentais conforme normatizado em IEEE... (2018), e os valores obtidos são resumidos na Tabela 2.

Tabela 1 – Dados de placa do motor de indução (para conexão Δ).

Parâmetro	Valor
Potência nominal	4cv/3kW
Tensão nominal	220V _{rms}
Corrente nominal	12,7A _{rms}
Frequência nominal	60Hz
Velocidade nominal	860RPM
Quantidade de polos	8
Torque nominal	33,34Nm
Momento de inércia (J)	0,2066kgm ²

Fonte: adaptado de WEG S.A. (2019).

Tabela 2 – Parâmetros do motor de indução, obtidos por ensaios de rotor bloqueado e à vazio.

Parâmetro	Valor
r_s	0,467 Ω
r_r'	0,355 Ω
L_{ss}	42,97mH
L_{rr}'	42,97mH
L_M	39,67mH

Fonte: próprio autor (2020).

2.5.1 Resposta dinâmica para controlador IFOC

Para realizar as simulações apresentadas a seguir, utilizou-se o software MATLAB® empregando-se do método de Runge-Kutta 4ª ordem, com passo de integração $\Delta t = 10\mu s$. Ainda, por questões de simplicidade, a tensão calculada pelo controlador foi aplicada diretamente aos terminais do motor (não considerou-se a modulação PWM). Os controladores foram sintonizados usando os procedimentos descritos na subseção anterior, sendo os coeficientes dos controladores apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros utilizados durante simulação do controlador IFOC.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
T_s	$100\mu s$	z	$2,94rad/s$
ω_i	$730,04rad/s$	K_ω	$0,82Nms$
K_i	$4,03V/A$	$T_{i\omega}$	$339,64ms$
T_i	$6,84\mu s$	$T_{d\omega}$	$62,64ms$
$M_p(\%)$	1%	N_d	10
$t_{2\%}$	1s	$T_{1\omega}$	25ms
ζ	0,82	$T_{2\omega}$	339,64ms
ω_n	$4,84rad/s$		

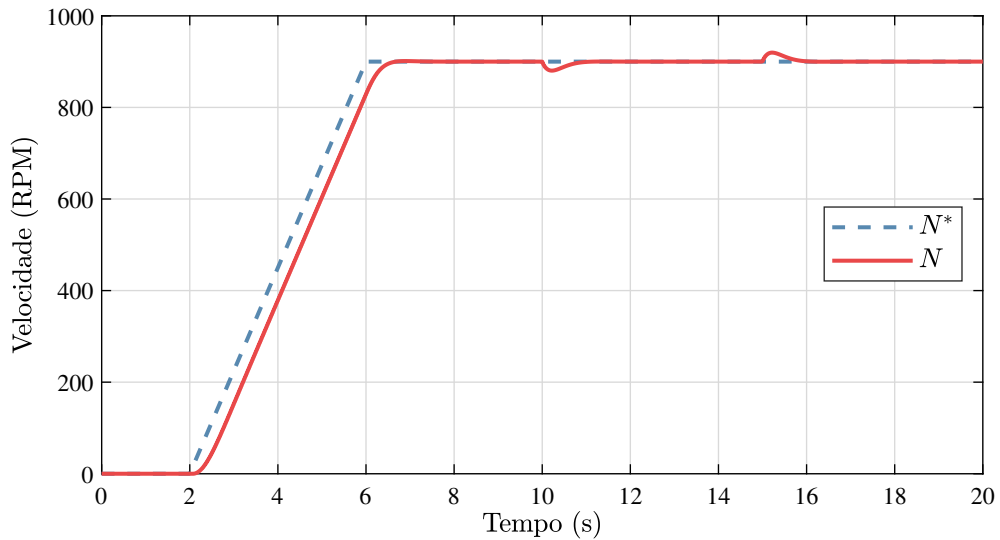
Fonte: próprio autor (2020).

Visando mostrar o funcionamento do controlador IFOC em MF, resultados de simulação serão apresentados, considerando as seguintes condições: a referência para a corrente de eixo direto (i_{ds}^*) é acionada em degrau a partir de 1s no valor 6A e mantida constante até o final da simulação, de maneira a magnetizar o eixo do motor. A referência de velocidade é acionada em rampa entre 2s e 6s até atingir seu valor nominal ($N^* = 900RPM$), que é mantido até o fim da simulação. Ainda, entre os instantes 10s e 15s torque de carga de amplitude $10Nm$ é aplicado ao motor visando observar o comportamento do controlador na presença de perturbações. Na Figura 11 a curva de velocidade para estas condições é apresentada. Nesse gráfico, observa-se rápida resposta dinâmica para a velocidade e percebe-se o seguimento de referência em regime permanente, mesmo na presença de perturbações.

As curvas de torque eletromagnético (T_e), torque de carga (T_L) e saída do controle de velocidade (T_e^*) podem ser visualizadas na Figura 12. Observa-se nesse gráfico que maior torque eletromagnético é requerido para partir o motor, bem como para vencer o torque de carga quando na presença de perturbações. Observa-se ainda que o torque eletromagnético do motor (T_e) segue muito próximo à saída do controle de velocidade (T_e^*).

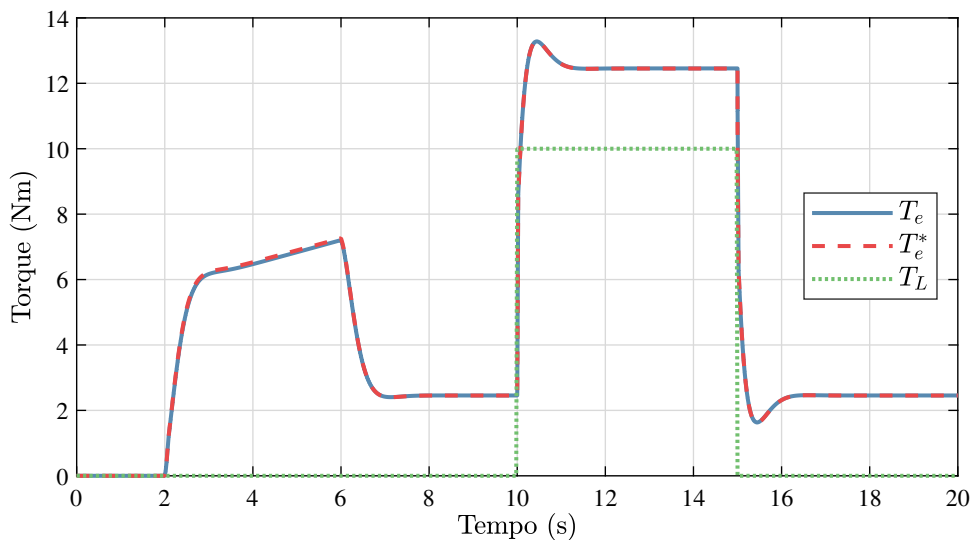
A curvas de corrente em coordenadas qd para essa mesma simulação podem ser visualizadas na Figura 13. A corrente de eixo direto (i_{ds}) permanece aproximadamente constante

Figura 11 – Curva de velocidade em simulação de MIT controlado por sistema IFOC.



Fonte: próprio autor (2020).

Figura 12 – Curva de torque em simulação de MIT controlado por sistema IFOC.

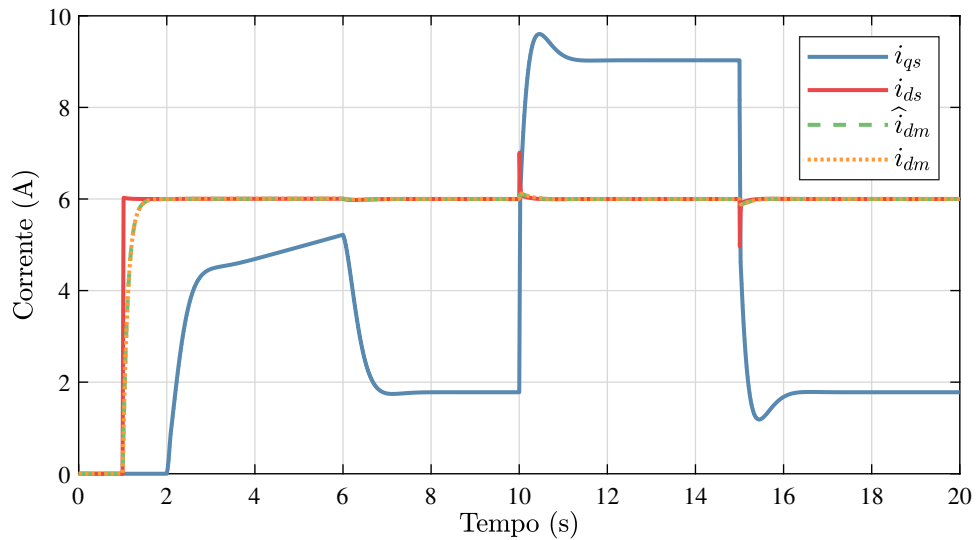


Fonte: próprio autor (2020).

em 6A após 1s, conforme esperado. A corrente de eixo em quadratura i_{qs} , por outro lado, se comporta proporcionalmente ao torque eletromagnético T_e requerido pelo controle de velocidade. Destaca-se ainda que o valor observado da corrente de magnetização é preciso (\hat{i}_{dm}), pois o valor do coeficiente η usado pelo observador é conhecido com precisão.

Para essa mesma simulação, os sinais de tensão aplicados ao motor podem ser observados na Figura 14. Nessas curvas pode-se visualizar que apesar de as correntes em coordenadas qd estarem aproximadamente desacopladas, de maneira que a corrente de eixo direto i_{ds} é responsável por magnetizar o motor, e a corrente de eixo em quadratura i_{qs} estar relacionada com o torque eletromagnético (T_e), o mesmo não é válido para as tensões (v_{qs} e v_{ds}), conforme Figura 14.

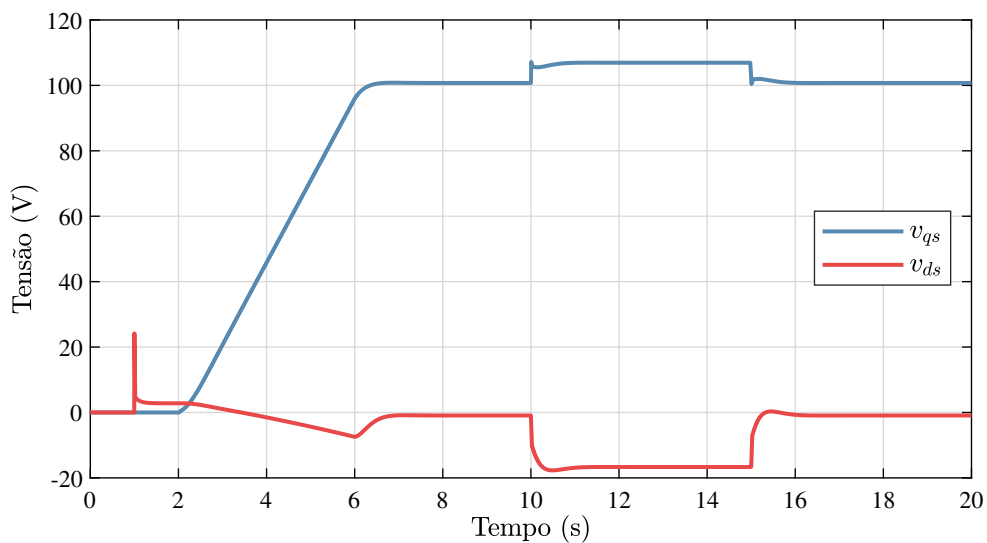
Figura 13 – Curvas das correntes em simulação de MIT controlado por sistema IFOC, em coordenadas qd .



Fonte: próprio autor (2020).

Assim sendo, é responsabilidade dos controladores de corrente garantir o desacoplamento dos eixos do motor, conforme já apresentado nas seções anteriores.

Figura 14 – Curvas das tensões em simulação de MIT controlado por sistema IFOC, em coordenadas qd .



Fonte: próprio autor (2020).

2.5.2 Comparação entre controladores PI e PI-D

Visando justificar a escolha do compensador PI-D ao invés do PI para controlar a velocidade, alguns resultados de simulação serão fornecidos na sequência, comparando ambas as estratégias citadas. Nesse sentido, dois controladores IFOC foram projetados, um utilizando controlador de velocidade PI e outro usando PI-D, para a mesma especificação de resposta ao

degrau. A Tabela 4 apresenta os parâmetros empregados nessa simulação.

Tabela 4 – Parâmetros utilizados durante simulação comparativa entre controladores PI e PI-D para a malha de velocidade.

Parâmetro	Valor (PI)	Valor (PI-D)
$M_p(\%)$	1%	1%
$t_{2\%}$	4s	4s
ζ	0,82	0,82
ω_n	1,21rad/s	1,21rad/s
z	2,95rad/s	2,94rad/s
K_ω	0,09Nms	0,20Nms
$T_{i\omega}$	1,31s	1,33s
$T_{d\omega}$	0s	0,25s
N_d	10	10
$T_{1\omega}$	0,10s	0,50s
$T_{2\omega}$	1,31s	1,33s

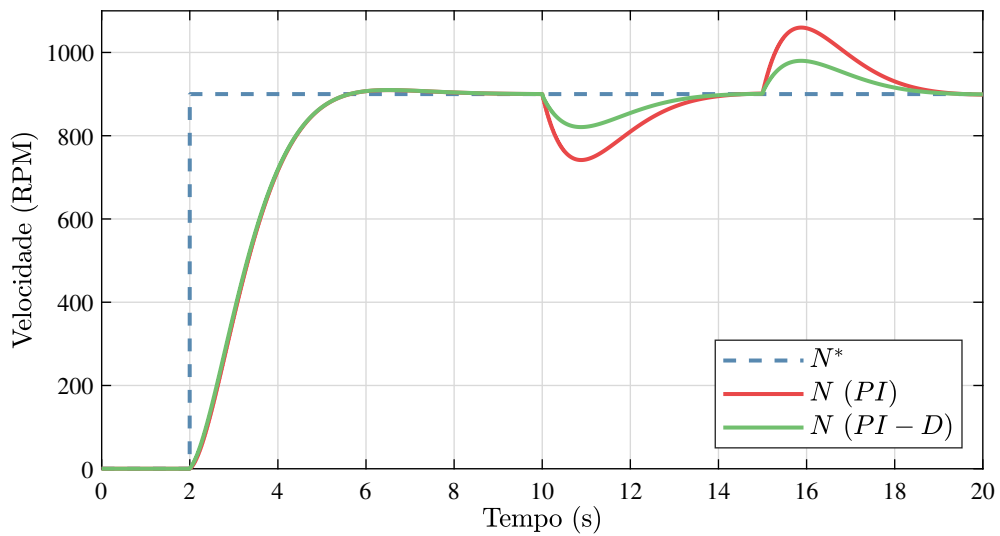
Fonte: próprio autor (2020).

Observa-se na Tabela 4 que o tempo integral ($T_{i\omega}$) e o zero da função de transferência de malha fechada (z) são aproximadamente os mesmos para ambos os controladores PI e PI-D. No entanto, para a estratégia com compensador PI-D elevou-se o ganho proporcional (K_ω) e conseqüentemente também o ganho de malha aberta do sistema, o que reduz significativamente os efeitos da perturbação sobre a velocidade. Mesmo assim, devido ao maior grau de liberdade permitido pela inserção do termo derivativo, pode-se garantir os mesmos polos em malha fechada e mesma resposta dinâmica em relação a referência.

A resposta de velocidade para ambas as estratégias de controle é apresentada na Figura 15. Nessa simulação utilizou-se condições similares aos resultados anteriores: corrente de eixo direto (i_{ds}) é nula até 1s, depois é mantida no valor 6A. A referência de velocidade é acionada em degrau a partir de 2s, e entre 10s e 15s um torque de carga de 10Nm foi imposto visando observar a resposta à perturbação para ambos os controladores. Percebe-se que a resposta ao degrau para ambos os controladores é similar, conforme esperado, pois ambos foram projetadas usando a mesma especificação de controle. No entanto, a resposta à perturbação possui menor amplitude para o controlador PI-D, pois esse possui um grau de liberdade a mais que o compensador PI, o que permite reduzir o ganho da FT de resposta ao torque de carga (T_L).

Analisando os resultados da Figura 15, nota-se o sobressinal na resposta à referência de aproximadamente 1% e tempo de assentamento (2%) de aproximadamente 4s, conforme desejado. Ainda, nota-se que o desvio máximo ocasionado pelo torque de carga sobre a perturbação é de 180RPM para a estratégia com controle PI-D, menor que 50% que o compensador PI, que apresentou 79,2RPM de desvio máximo na mesma situação (torque de carga de 10Nm).

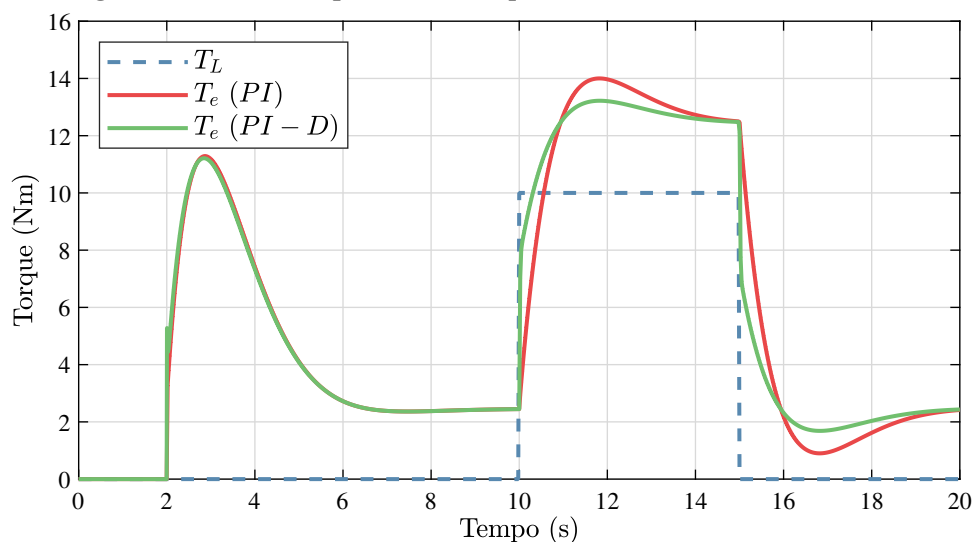
Figura 15 – Curva comparativa da velocidade ao usar controladores PI e PI-D.



Fonte: próprio autor (2020).

Na Figura 16, as curvas de torque eletromagnético (T_e) e da carga (T_L) para essa simulação são apresentadas. Observa-se que durante a partida o torque requerido ao motor é similar para ambos os controladores, mas quando na presença de perturbação, o controle PI-D atua sobre o torque eletromagnético quase instantaneamente compensando mais rapidamente os efeitos da carga. Além disso, observa-se menor torque máximo para essa estratégia, sendo por esses motivos justificada a escolha do compensador PI-D para o controle de velocidade.

Figura 16 – Curva comparativa de torque ao usar controladores PI e PI-D.



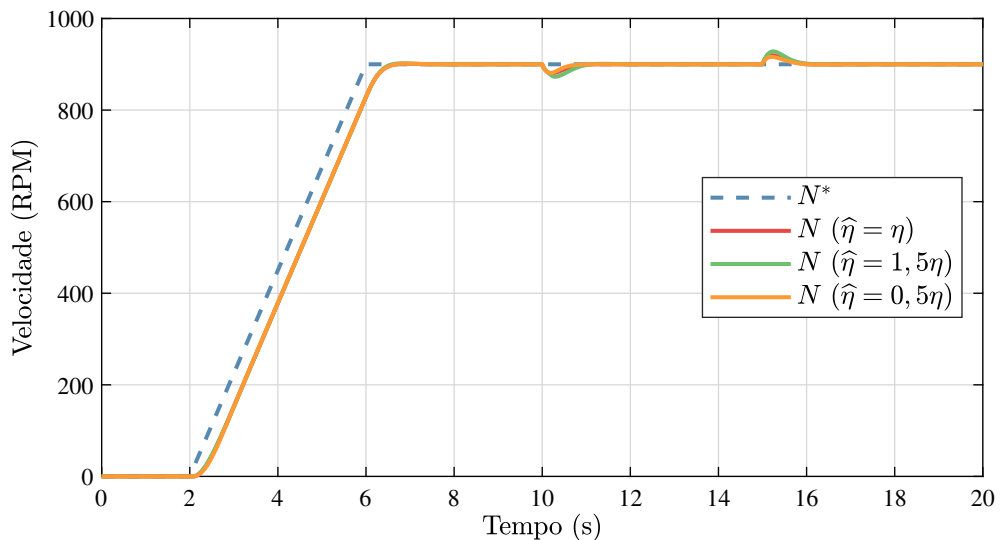
Fonte: próprio autor (2020).

2.5.3 Robustez do controlador em relação a variações paramétricas

Sabe-se que a resistência do rotor (r_r') pode apresentar até 50% de variação durante a operação do motor devido a mudanças térmicas (KRISHNAN; DORAN, 1987; QUANG; DITTRICH, 2008). Na notação empregada neste trabalho, a largura de banda do rotor (η) depende dessa resistência, logo, seu valor também deve variar largamente com a temperatura. Somando-se a isso, a orientação do campo efetuada pelo controlador IFOC, descrita no subseção 2.4.1, é dependente do valor de η , assim, faz sentido avaliar a robustez do mesmo em relação a variações desse parâmetro. Nessa seção alguns resultados de simulação são apresentados, almejando avaliar se a estrutura de controle usada é robusta em relação a essa variação paramétrica.

Visando avaliar a robustez do controlador IFOC, foram realizadas três simulações para MITs acionados por controladores IFOC, cada uma empregando diferentes estimativas para η na orientação do fluxo, utilizando as mesmas considerações que na simulação apresentada na subseção 2.5.1, e empregando os mesmos parâmetros da Tabela 3. Na Figura 17, são apresentadas as curvas de velocidade para os três casos citados, onde utilizou-se as seguintes estimativas: (1) $\hat{\eta} = \eta$, (2) $\hat{\eta} = 1,5\eta$ e (3) $\hat{\eta} = 0,5\eta$. Percebe-se na figura pequenos desvios na resposta de velocidade do motor em comparação à estimativa correta ($\hat{\eta} = \eta$). Portanto, a estrutura de controle é considerada robusta em relação às variações em η .

Figura 17 – Curva de velocidade em simulação de MIT controlado por sistema IFOC, considerando incoerência no parâmetro η utilizado para determinação do referencial.



Fonte: próprio autor (2020).

2.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Esse capítulo apresentou o modelo matemático do motor de indução trifásico, descreveu o funcionamento e projeto do controlador IFOC, bem como apresentou alguns resultados de simulação. Neste trabalho empregou-se uma estratégia de controle usando pré-filtro e termo derivativo na realimentação de velocidade, o que permitiu obter uma resposta a referência com sobressinal baixo (1%) e ainda reduzir o desvio máximo ocasionado por entradas de carga, a menos da metade em comparação com a estratégia empregando o controlador PI convencional. No Capítulo 5 alguns resultados experimentais da estratégia IFOC serão apresentados ao leitor. Nos próximos capítulos, modificações serão sugeridas para o controlador apresentado, visando melhorar sua robustez e a eficiência do acionamento.

3 OTIMIZAÇÃO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM MITS

3.1 INTRODUÇÃO

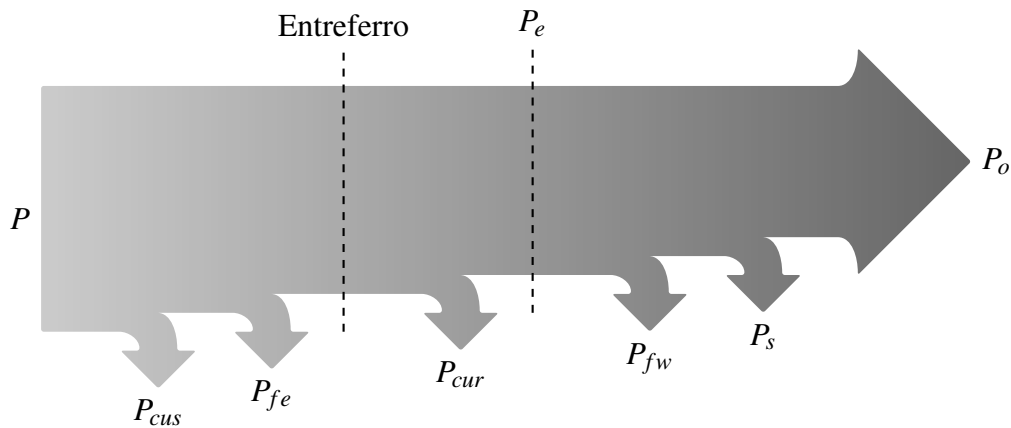
O presente capítulo possui como objetivo apresentar os conceitos e alguns resultados a respeito da técnica de minimização de perdas em MIT, acionados por controladores IFOC, utilizada neste trabalho. Para esse fim, na sequência uma breve revisão bibliográfica sobre melhoria da eficiência energética em motores de indução é apresentada conjuntamente com alguns conceitos sobre perdas elétricas.

Com o objetivo de obter um método de minimização das perdas em acionamentos com motores de indução, inicialmente é necessário analisar como ocorre o consumo de energia nessas máquinas. Nesse sentido, Chapman (2005, p. 418–419) classifica as perdas em motores de indução como (Figura 18):

- Perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator, também denominadas perdas no cobre (P_{cus});
- Perdas por efeito Joule nos enrolamentos do rotor (P_{cur});
- Perdas por histerese e correntes parasitas de Foucault no núcleo, sendo normalmente referidas como perdas no ferro (P_{fe});
- Perdas rotacionais ou mecânicas, e que englobam efeitos como atrito e ventilação (P_{fw});
- Demais perdas não contabilizadas nos itens anteriores (P_s).

As parcelas de maior interesse neste trabalho são as perdas no cobre e no ferro, pois são as únicas perdas controláveis (LI *et al.*, 2016), tendo em vista que em sistemas em malha fechada normalmente o torque e velocidade da máquina são predefinidos pela carga mecânica a ser acionada. Ainda, segundo Pires *et al.* (2011) as perdas controláveis em motores de indução tendem a se manter aproximadamente constantes com variações na velocidade. No entanto, como a potência convertida em trabalho depende diretamente da velocidade, observa-se grandes variações na eficiência ao reduzir a velocidade do motor. Analogamente, quando a carga requer torque inferior ao nominal do motor, a eficiência e fator de potência do motor passam a assumir valores pequenos, o que é indesejado.

Figura 18 – Diagrama de perdas em motor de indução.



Fonte: adaptado de Chapman (2005, p. 418).

Como a maioria dos motores de indução comerciais são auto ventilados, quando operam com velocidade reduzida, a elevação de temperatura devido às perdas não é dissipada eficientemente, resultando em sobreaquecimento da máquina (PIRES *et al.*, 2011). De maneira a impedir a queima do motor, a maioria dos fabricantes comerciais de inversores PWM limitam o torque solicitado em baixas velocidades. Pelos motivos acima expostos, torna-se interessante a pesquisa de métodos de redução das perdas em motores de indução operando com velocidade reduzida e torque constante, obtendo dessa maneira, economia de energia e redução do sobreaquecimento devido à ventilação reduzida. Idealmente, deseja-se obter um método capaz de garantir operação do motor com torque nominal mesmo em baixas rotações.

Segundo Dong e Ojo (2006), normalmente ao aumentar as perdas do ferro, reduz-se as perdas no cobre e vice-versa. No entanto, para operação com torque constante, existe um valor de fluxo eletromagnético para o qual as perdas totais são minimizadas. Assim sendo, é desejável encontrar métodos que permitam obter a referência para a corrente de eixo direto (i_{ds}^*) que garanta a máxima eficiência do sistema controlado, sem modificar o torque e/ou velocidade da carga. Nesse sentido, pesquisadores desenvolveram diversas soluções, que podem ser classificadas em três grupos distintos:

- *Loss Model Control* ou, em português, Controle Baseado em Modelo de Perdas (LMC): são algoritmos que empregam equações e/ou tabela dependente dos parâmetros e/ou característica do motor, para determinar a referência para a corrente de eixo direto, que resulta na máxima eficiência para cada ponto de operação. Tais métodos podem ser obtidos como resultado de curvas ajustadas experimentalmente, ou derivados a partir de modelos matemáticos do MI. A principal vantagem desses métodos consiste em sua rápida

convergência, porém sua desvantagem é a alta sensibilidade paramétrica (LIM; NAM, 2004; UDDIN; NAM, 2008);

- *Search Control* ou, em português, Controle Baseado em Mecanismos de Busca (SC): baseiam-se em algoritmos de busca, onde o controlador ajusta o valor da referência com base na potência consumida usando alguma lei heurística ou adaptativa. Esses métodos normalmente requerem medição da potência consumida pelo inversor PWM e possuem como desvantagem o seu elevado tempo de convergência e o *ripple* de torque, em comparação com os métodos baseados em modelo (LMC). Por outro lado, sua vantagem consiste na sua independência paramétrica e das características do motor, tornando-os mais robustos, em comparação (LIM; NAM, 2004; UDDIN; NAM, 2008);
- Métodos híbridos: visando minimizar as desvantagens das estratégias supracitadas, alguns autores decidiram combinar os métodos LMC e SC, criando assim métodos híbridos (CHAKRABORTY; HORI, 2003; SCARMIN *et al.*, 2010). Estes algoritmos apresentam como características uma combinação das vantagens e desvantagens dos métodos usados sem sua formulação, sendo que normalmente o ponto de operação é definido por um método LMC e posteriormente esse valor é refinado por uma técnica SC;

Este trabalho utiliza um método LMC para minimizar as perdas de um motor de indução acionado por inversor PWM operando com controle IFOC. Ainda, visando reduzir a sensibilidade paramétrica dos métodos LMC, algoritmos de estimação de parâmetros são aplicados em tempo real, compensando assim mudanças nos mesmos devido a efeitos não modelados como variações na temperatura, saturação magnética, entre outros (MINO-AGUILAR *et al.*, 2006; MINO-AGUILAR *et al.*, 2008; JUNG *et al.*, 2020). Na seção a seguir o método LMC empregado neste trabalho é apresentado, enquanto que os métodos de estimação paramétricas usados são introduzidos no Capítulo 4, juntamente com a combinação dessas estratégias.

3.2 CONTROLE BASEADO EM MODELO DE PERDAS (LMC)

Nessa seção um método de minimização das perdas baseado em modelo (LMC) é derivado, utilizando-se do modelo de perdas introduzido na seção 2.3. Assim, o objetivo é derivar uma expressão para a referência de corrente do eixo direto (i_{ds}^*) de maneira que as perdas do motor sejam minimizadas. As perdas no motor de indução são dadas pela Equação 30, repetida

aqui por conveniência

$$P_{cu} = \frac{3}{2} L_{\sigma s} \{ \gamma (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) - \delta \eta (i_{qs} i_{qm} + i_{ds} i_{dm}) \} . \quad (50)$$

Considerando que o controle IFOC é bem sucedido em referenciar o fluxo com o eixo direto ($\lambda_{qr}' = 0$ e $i_{qm} = 0$) e assumindo regime permanente ($i_{dm} = i_{ds}$), a expressão acima se simplifica, resultando em

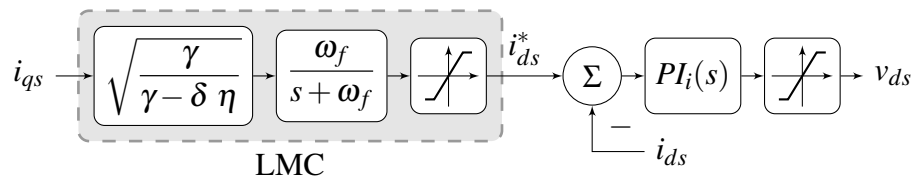
$$P_{cu} = \frac{3}{2} L_{\sigma s} \{ \gamma i_{qs}^2 + (\gamma - \delta \eta) i_{ds}^2 \} . \quad (51)$$

Visando encontrar o valor da corrente de eixo direto (i_{ds}) que minimiza as perdas dadas pela expressão acima, utiliza-se do procedimento descrito em Chang e Kim (1997), de onde conclui-se que a referência de corrente de eixo direto para máxima eficiência é dada por

$$i_{ds}^* = \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma - \delta \eta}} i_{qs} . \quad (52)$$

Como o referencial acima foi deduzido considerando regime permanente, durante transitórios não se pode garantir minimização da potência consumida. Além disso, Stumper *et al.* (2013), Pelegrin *et al.* (2016) sugerem aplicar um filtro sobre o sinal de referência, de maneira que transições rápidas sobre a referência não interfiram significativamente sobre o controlador. Assim sendo, a malha de controle do eixo direto mostrada na Figura 6, pode ser modificada incluindo a otimização da referência, resultando no diagrama mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Diagrama de implementação do controle de perdas baseado em modelo (LMC).



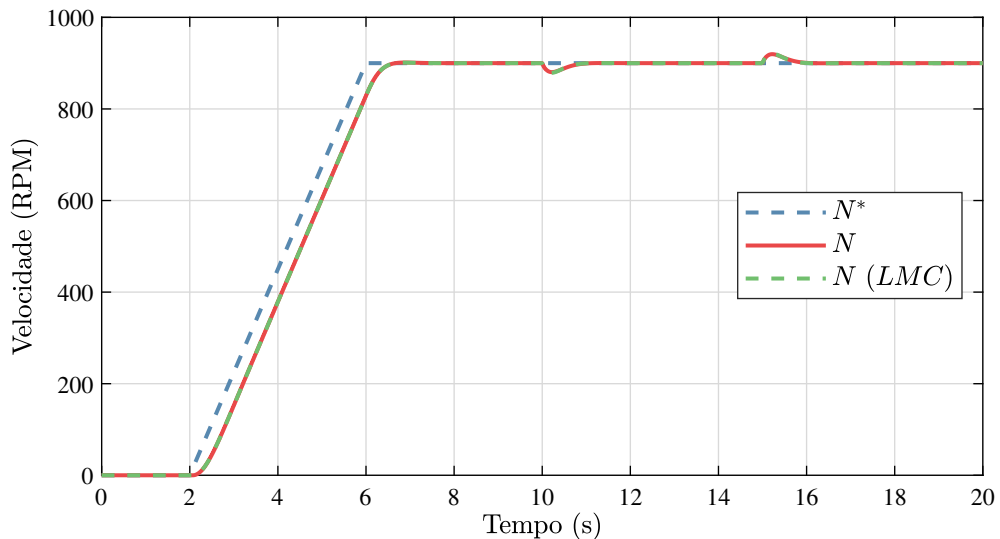
Fonte: próprio autor (2020).

No diagrama da Figura 19, ω_f representa a banda de passagem do filtro, considerado de primeira ordem. Observando essa figura, fica claro que essa implementação possui a natureza de um controle em Malha Aberta (MA), ou *feedforward*, ou seja, a realimentação ou medição da potência consumida e/ou perdas não é necessária. Na seção a seguir alguns resultados de simulação serão apresentados, visando mostrar o funcionamento da estratégia LMC proposta em conjunto com o controlador IFOC.

3.3 SIMULAÇÃO

Na sequência são apresentados resultados de simulação para MIT acionado por controlador IFOC operando com a técnica LMC, considerando os mesmos parâmetros mostrados na Tabela 3, a frequência de corte usada para o filtro LMC é $\omega_f = 3\text{rad/s}$. São consideradas as seguintes condições: a referência de velocidade é acionada em rampa entre 2s e 6s até atingir seu valor nominal ($N^* = 900\text{RPM}$), que é mantido até o fim da simulação. Ainda, entre os instantes 10s e 15s torque de carga de amplitude 10Nm (30% do valor nominal) é aplicado ao motor visando observar o comportamento do controlador na presença de perturbações. Na Figura 20 a curva de velocidade para essas condições é apresentada, comparando com a resposta para controlador IFOC convencional, onde observa-se resposta dinâmica similar é apresentada pela estratégia IFOC-LMC.

Figura 20 – Curva comparativa da resposta de velocidade para controladores IFOC e IFOC-LMC.

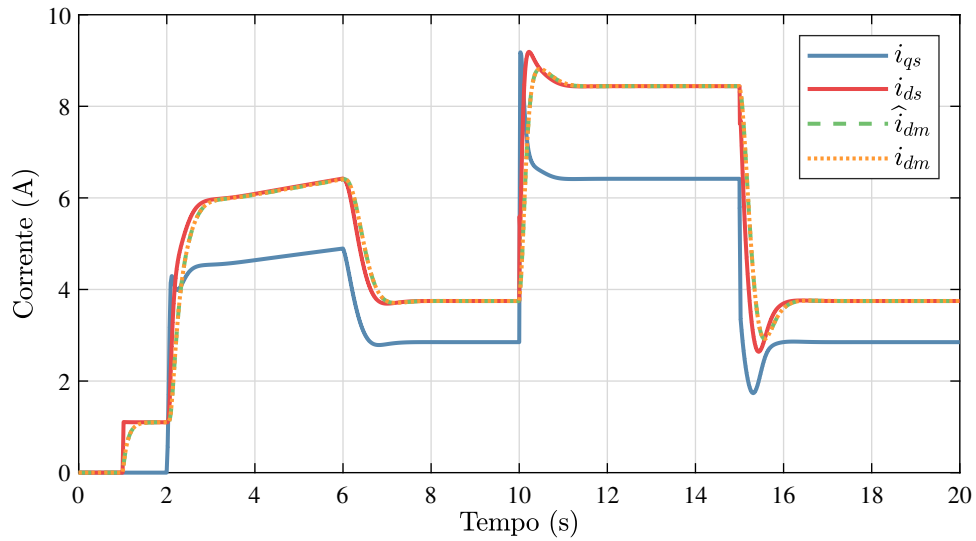


Fonte: próprio autor (2020).

Enquanto que o controlador IFOC convencional mantém a corrente de eixo direto (i_{ds}) constante, o uso do método LMC faz com que ela varie em conjunto com a corrente de eixo em quadratura (i_{qs}) e conseqüentemente com a carga, conforme já explicado anteriormente. Percebe-se ainda que em regime permanente i_{ds} é sempre maior que i_{qs} . Esses fenômenos podem ser observados na Figura 21.

Utilizou-se 1A e 6A como limites inferior e superior, respectivamente, para o saturador do método LMC (i_{ds}^*). Assim, observa-se pela Figura 21 que no instante entre 1s e 2s enquanto o eixo está magnetizado e a velocidade é nula, a referência de corrente de eixo direto é mantida no seu valor mínimo, ou seja $i_{ds}^* = 1\text{A}$.

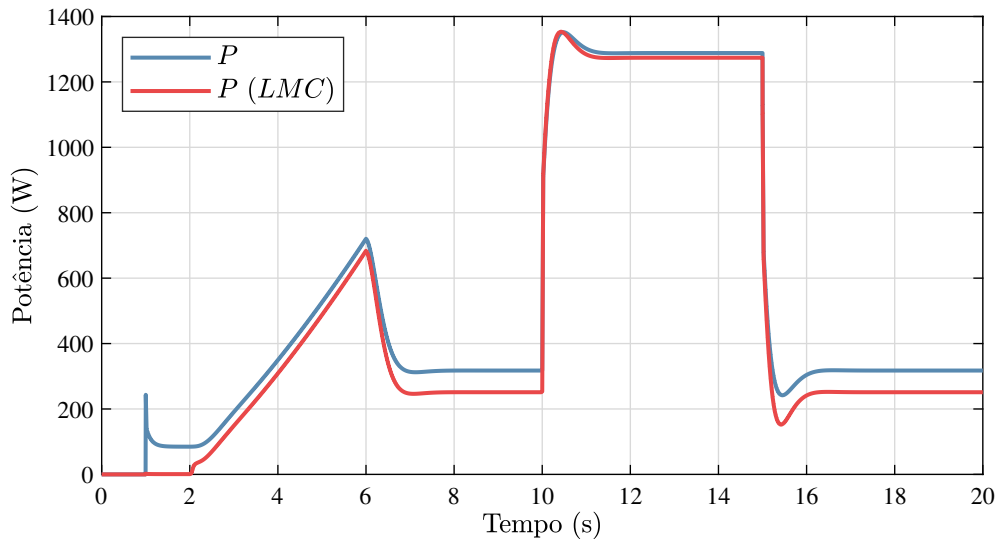
Figura 21 – Curvas das correntes em simulação de MIT controlado por sistema IFOC-LMC, em coordenadas qd .



Fonte: próprio autor (2020).

Comparando a potência consumida pelo controlador IFOC com a consumida pela estratégia IFOC-LMC, percebe-se a economia permitida pelo método LMC proposto (observe a Figura 22). Percebe-se também que quanto maior o torque de carga que o motor está submetido, menor a economia no consumo, conforme esperado.

Figura 22 – Curva comparativa da potência consumida para controladores IFOC e IFOC-LMC.



Fonte: próprio autor (2020).

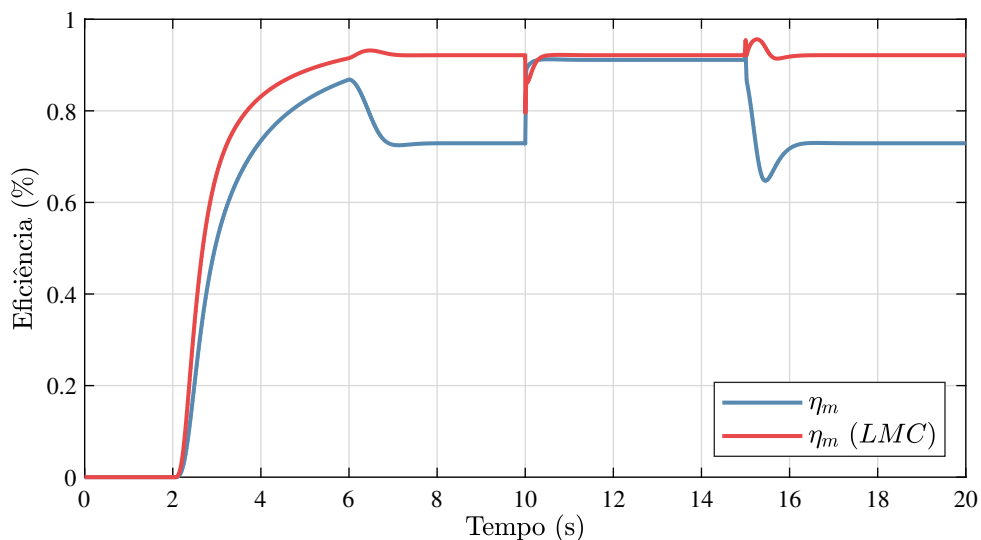
Tendo em vista que para a economia de energia em MITs têm-se interesse apenas nas perdas controláveis, pelos motivos discutidos anteriormente, define-se a eficiência da seguinte

maneira

$$\eta_m = \frac{P_e}{P} = 1 - \frac{P_{cu}}{P} . \quad (53)$$

Utilizando-se dessa definição, as curvas de eficiência para os controladores IFOC e IFOC-LMC são apresentadas na Figura 23. Nesse gráfico observa-se que a estratégia LMC garante maior eficiência em todas as situações, resultando em consumo mais responsável da energia elétrica. Nota-se que quando aplica-se carga maior ao motor (entre 10s e 15s) a eficiência de ambas as metodologias se torna muito próxima, enquanto que no restante da operação (sem carga) o aumento da eficiência possibilitado pela estratégia LMC é maior, conforme esperado.

Figura 23 – Curva comparativa da eficiência para controladores IFOC e IFOC-LMC.



Fonte: próprio autor (2020).

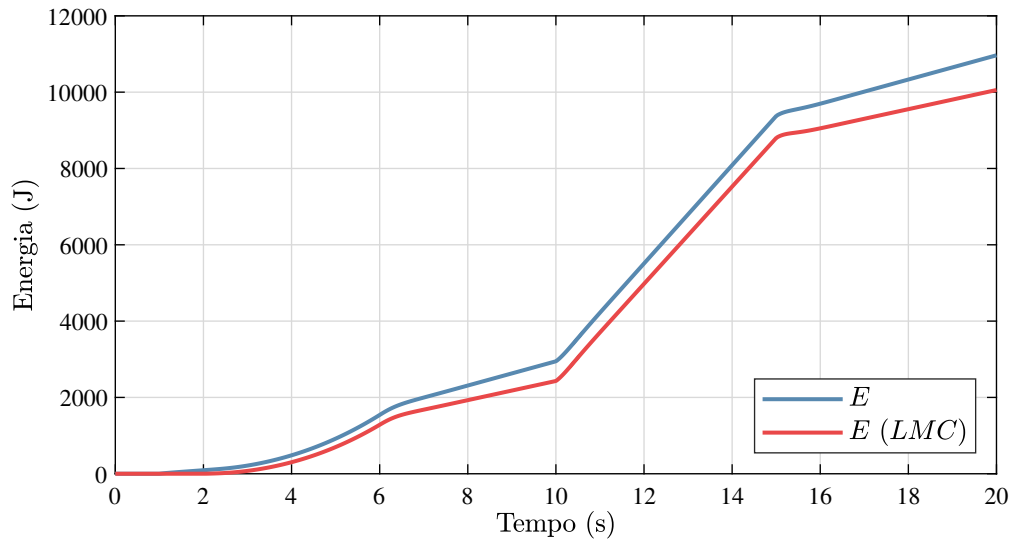
A economia de consumo possibilitada pelo método LMC se torna mais visível em operações a longo prazo, conforme mostra o gráfico comparativo da energia consumida para os controladores IFOC e IFOC-LMC, mostrado na Figura 24. Ao final dessa simulação a economia de energia foi de 909,96J.

Pelos resultados apresentados percebe-se que a eficiência do sistema se reduz significativamente quanto mais longe das condições nominais (velocidade e torque) o motor está operando. A técnica LMC permite aumentar a eficiência nessas situações.

3.4 RESUMO DO CAPÍTULO

Iniciou-se esse capítulo apresentando breve revisão bibliográfica sobre minimização de perdas em acionamentos com controladores IFOC. Nesse contexto, vários métodos são

Figura 24 – Curva comparativa da energia consumida para controladores IFOC e IFOC-LMC.



Fonte: próprio autor (2020).

disponibilizados na literatura técnica, sendo divididos em três grupos: métodos baseados em modelo, mecanismos de busca, e híbridos. Na sequência um método baseado em modelo (LMC) é derivado e sugerido como melhoria para o controlador IFOC apresentado no capítulo anterior. As vantagens do método proposto são mostradas via simulação, sendo observada maior eficiência e redução significativa do consumo de energia, principalmente quando o motor está operando com cargas inferiores à nominal.

4 CONTROLE IFOC ADAPTATIVO

4.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo os algoritmos de estimação de parâmetros que compõem a proposta deste trabalho são discutidos e avaliados por simulação. Além disso, o método LMC apresentado no capítulo anterior é combinado com esses estimadores, resultando em um controlador mais robusto e eficiente, sendo essa a principal contribuição deste trabalho.

4.2 VARIAÇÃO PARAMÉTRICA EM MOTORES DE INDUÇÃO

As resistências r_s e r'_r são altamente dependentes da temperatura, com até 50% de variação esperada durante a operação do motor (KRISHNAN; DORAN, 1987; QUANG; DITTRICH, 2008). Observando que a largura de banda do rotor (η) e do estator (γ) são ambas dependentes dessas resistências, a variação nesses coeficientes também é significativa. Além da influência desses coeficientes na técnica LMC como foi apresentado no capítulo anterior (vide Figura 19), a largura de banda do rotor η também é aplicada à determinação do referencial do fluxo rotórico em controladores IFOC, conforme apresentado na subseção 2.4.1. Assim sendo, variações nesse coeficiente trazem efeitos indesejados sobre o controlador, tais como (REGINATTO; RICO, 1993; QUANG; DITTRICH, 2008):

- Capacidade de geração de torque reduzida;
- O comportamento entre i_{qs} e T_e torna-se não linear;
- Funcionamento indesejado do motor nas regiões de saturação ou subexcitação com consequente aumento das perdas de ferro e cobre;
- Degradação da resposta dinâmica do controle;
- Redução da eficiência do acionamento.

A largura de banda do rotor (η) também afeta os valores da corrente de magnetização (i_{dm}) e do torque eletromagnético (T_e) em estado estacionário. Dependendo da estimativa impre-

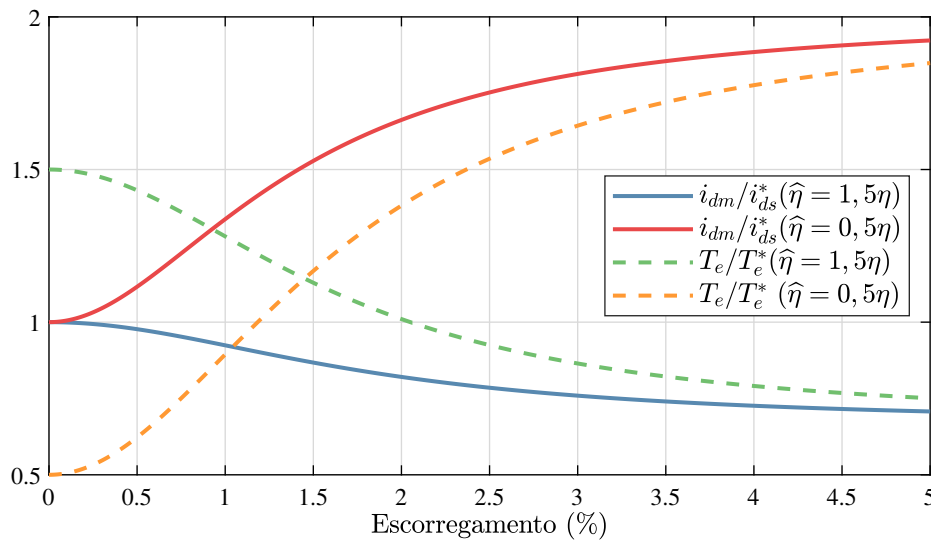
cisa desse coeficiente, os valores de i_{dm} e T_e diferem do desejado de acordo com as seguintes relações (GARCES, 1980; REGINATTO; RICO, 1993; QUANG; DITTRICH, 2008)

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \frac{\eta}{\widehat{\eta}} \left(\frac{\widehat{\eta}^2 + (s\omega)^2}{\eta^2 + (s\omega)^2} \right), \quad (54)$$

$$\frac{i_{dm}}{i_{ds}^*} = \frac{\eta}{\widehat{\eta}} \sqrt{\frac{\widehat{\eta}^2 + (s\omega)^2}{\eta^2 + (s\omega)^2}} \quad (55)$$

onde $s = (\omega - \omega_r)/\omega$ é o escorregamento. Considerando que o valor da largura de banda do rotor ($\widehat{\eta}$) utilizado pelo controlador é incorreto, os valores de torque e da corrente de magnetização serão dependentes do escorregamento. O efeito da variação da largura de banda do rotor no valor de estado estacionário de torque e corrente de magnetização pode ser melhor compreendido avaliando as curvas apresentadas na Figura 25.

Figura 25 – Corrente de magnetização e torque eletromagnético de estado estacionário para diferentes estimativas de largura de banda do rotor ($\widehat{\eta}$), em função do escorregamento do motor.



Fonte: próprio autor (2020).

Observando a Figura 25, se o valor da largura de banda do rotor ($\widehat{\eta}$) utilizado pelo algoritmo IFOC estiver incorreto, o controlador pode exigir mais torque do que o necessário para o acionamento do motor. Da mesma forma, a corrente de magnetização pode estar acima do valor nominal, o que pode levar à saturação e maiores perdas de ferro. Todos esses efeitos são indesejados, principalmente para acionamentos de alto desempenho. Para evitar esses problemas, diversos algoritmos foram propostos para estimar a largura de banda do rotor (η) em tempo real (KRISHNAN; BHARADWAJ, 1991; REGINATTO; RICO, 1993; TOLIYAT *et al.*, 2003; QUANG; DITTRICH, 2008). Dentre essas abordagens, o *Model Reference Adaptive Control* ou,

em português, Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC) é um dos algoritmos mais aplicados. As vantagens dessa abordagem são sua simplicidade e recursos não intrusivos, em comparação com outros métodos. Esta técnica compara o valor medido de uma variável com seu valor estimado por um modelo matemático, e de acordo com o erro dessa estimativa o parâmetro de interesse é ajustado.

Para estimar η usando MRAC, muitos modelos de referência podem ser usados, por exemplo, tensões do estator em coordenadas qd (v_{qs} e v_{ds}), torque (T_e), fluxo de magnetização (λ'_{dr}), potência reativa (Q), entre outros (REGINATTO; RICO, 1993; TOLIYAT *et al.*, 2003). Neste trabalho, a potência reativa consumida pelo motor é utilizada como modelo adaptativo para estimar o valor de η em tempo real. Além disso, um segundo modelo baseado na potência ativa é derivado, para obter estimativas do coeficiente γ . Essas estimativas são usadas para compensar possíveis variações no algoritmo LMC e também para corrigir o valor η usado na determinação do referencial pelo controlador IFOC. Na seção a seguir o algoritmo MRAC utilizado para estimar η usando como modelo a potência reativa do motor é derivado.

4.3 ESTIMADOR Q-MRAC

Conforme previamente apresentado na seção 2.3, a potência reativa do motor (Q) pode ser determinada a partir das correntes e tensões do estator aplicando a seguinte expressão (AKAGI *et al.*, 2017)

$$Q = \frac{3}{2} (v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) . \quad (56)$$

Um modelo para a potência reativa consumida pelo motor já foi derivado e é dado pela Equação 29, no entanto essa expressão é um tanto complexa e deve ser simplificada. Assumindo o estado estacionário nesse modelo (pois as variações em η são lentas em comparação com as variações na potência reativa) e considerando que a orientação do campo feita pelo controle IFOC é bem sucedida ($\lambda'_{qr} = 0$ e $i_{qm} = 0$), o modelo para a potência reativa do motor de indução operando sob controle IFOC pode ser calculada a partir de

$$Q^* = \frac{3}{2} \omega L_{\sigma s} (i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + \delta i_{ds} \hat{i}_{dm}) . \quad (57)$$

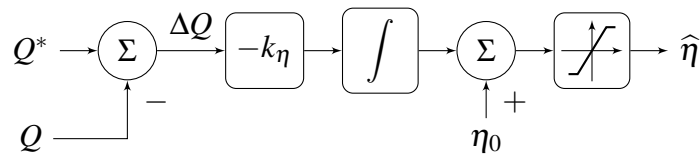
Se os valores de δ e $L_{\sigma s}$ são conhecidos com precisão suficiente, pode-se mostrar que o erro de potência reativa ($\Delta Q = Q^* - Q$) em estado estacionário é proporcional ao erro de largura

de banda do rotor ($\Delta\eta = \eta - \hat{\eta}$) (GARCES, 1980)

$$\Delta Q = -\frac{3}{2}\delta L_{\sigma s}\omega i_{ds}^*{}^2 \left(1 + \frac{\eta}{\hat{\eta}}\right) \frac{(s\omega)^2}{\eta^2 + (s\omega)^2} \frac{\Delta\eta}{\hat{\eta}}. \quad (58)$$

A partir dessa expressão, pode-se concluir que, integrando o erro da potência reativa o valor da largura de banda do rotor pode ser estimado, conforme diagrama apresentado na Figura 26.

Figura 26 – Estratégia MRAC baseada em potência reativa para estimar o valor da largura de banda do rotor (η).



Fonte: próprio autor (2020).

Na Figura 26, η_0 representa a estimativa inicial da largura de banda do rotor. O ganho k_η pode ser ajustado empiricamente para obter uma convergência em tempo satisfatório, mantendo a estabilidade geral do sistema. O sinal negativo no ganho é aplicado para compensar a relação negativa entre ΔQ e $\Delta\eta$ (Equação 58). Para cada atualização de $\hat{\eta}$, o processador deve reprojeter o observador da corrente de magnetização, descrito pela Equação 35 e a velocidade da orientação do campo deve ser determinada novamente usando a Equação 31, sendo ambas essas relações reescritas abaixo considerando agora as estimativas da largura de banda do rotor ($\hat{\eta}$)

$$\frac{d\hat{i}_{dm}}{dt} + \hat{\eta} \hat{i}_{dm} = \hat{\eta} i_{ds}, \quad (59)$$

$$\omega = \omega_r + \hat{\eta} \frac{i_{qs}}{\hat{i}_{dm}}. \quad (60)$$

É interessante notar que quando $\omega = 0$ na Equação 58 implica $\Delta Q = 0$, o que significa que para velocidade do referencial nula o mecanismo de adaptação não é capaz de atualizar o valor estimado de η . Na seção a seguir o estimador para a largura de banda do estator (γ) é apresentado, onde várias similaridades com aos conceitos introduzidos nessa seção serão percebidas.

4.4 ESTIMADOR P-MRAC

Com base na metodologia empregada na seção anterior, e procedendo de maneira análoga para a potência ativa, essa grandeza pode ser determinada usando os valores das correntes e tensões do estator através da seguinte equação

$$P = \frac{3}{2} (v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds}) . \quad (61)$$

O modelo de potência ativa assumindo as mesmas considerações da seção anterior, é dado por

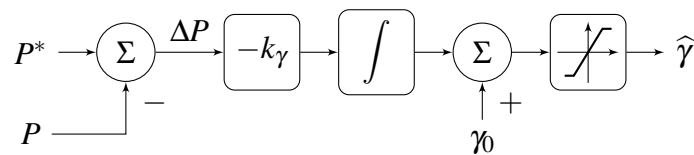
$$P^* = \frac{3}{2} L_{\sigma s} \left\{ \hat{\gamma} (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \delta \hat{i}_{dm} (\omega_r i_{qs} - \hat{\eta} i_{ds}) \right\} . \quad (62)$$

O erro de potência ativa ($\Delta P = P^* - P$) é dado por dois termos: um proporcional ao erro de largura de banda do estator ($\Delta \gamma = \gamma - \hat{\gamma}$) e outro proporcional ao erro de largura de banda do rotor ($\Delta \eta = \eta - \hat{\eta}$), como é mostrado abaixo

$$\Delta P = \frac{3}{2} \delta L_{\sigma s} i_{ds}^{*2} \left\{ \delta \Delta \eta - \left(\frac{\eta^2 + (s\omega)^2}{\eta^2} \right) \Delta \gamma \right\} . \quad (63)$$

No entanto, considerando que o algoritmo MRAC para a potência reativa estime corretamente a constante η , a integração do erro de potência ativa permite estimar o valor de γ também, conforme diagrama mostrado na Figura 27.

Figura 27 – Estratégia MRAC baseada em potência ativa para estimar o valor da largura de banda do estator (γ).



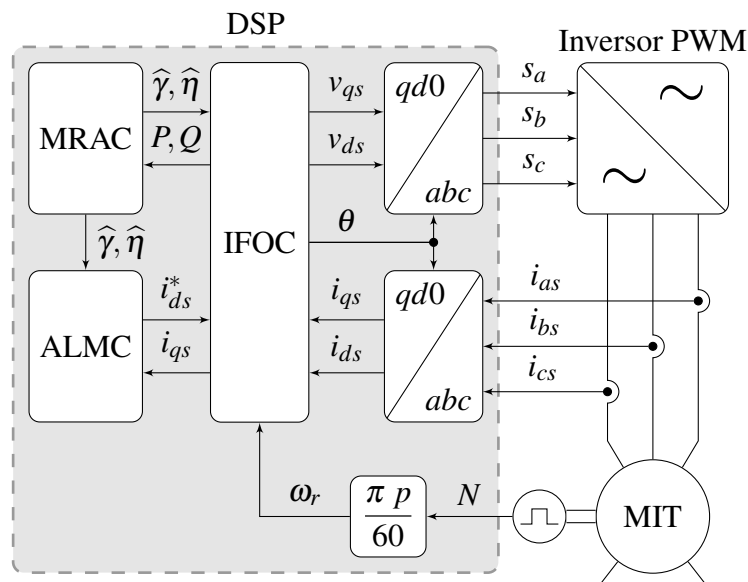
Fonte: próprio autor (2020).

Na Figura 27, γ_0 representa a estimativa inicial da largura de banda do estator. O ganho k_γ pode ser ajustado para obter uma convergência rápida, mantendo a estabilidade geral do sistema. O sinal negativo no ganho é aplicado para compensar a relação negativa entre ΔP e $\Delta \gamma$ (Equação 63). Na seção a seguir os estimadores Q-MRAC e P-MRAC são combinados com o algoritmo LMC apresentado no capítulo anterior visando reduzir a sensibilidade paramétrica do mesmo, principalmente em relação a variações térmicas do motor.

4.5 COMBINAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS MRAC E LMC

Conforme comentado anteriormente, a principal contribuição deste trabalho consiste na combinação das técnicas IFOC, LMC e MRAC, visando obter um sistema de controle para motores de indução mais robusto e eficiente (observe a Figura 28). Nesse sentido, o estimador Q-MRAC para a largura de banda do rotor (η) pode ser utilizado para atualizar o observador da corrente de magnetização (\hat{i}_{dm}) e a determinação da velocidade do referencial (ω), conforme comentado na seção 4.3. Além disso, os valores estimados de η e γ podem ser usados para compensar variações térmicas no ganho do método LMC introduzido no capítulo anterior, assunto a ser tratado seguir.

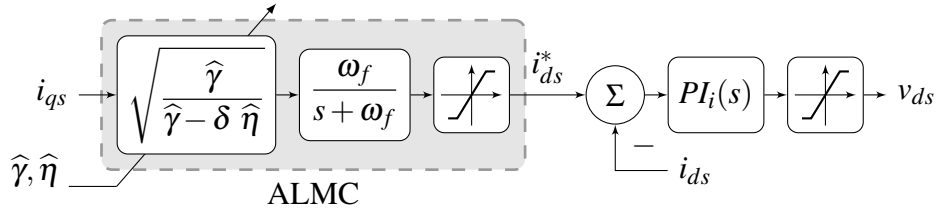
Figura 28 – Diagrama da estrutura de controle proposta.



Conforme mencionado anteriormente, as resistências r_s e r'_r possuem seus valores variantes com a temperatura a que os enrolamentos do motor estão submetidos. Na notação empregada por este trabalho, os coeficientes γ e η são dependentes dessas resistências, sendo portanto natural que variações sejam observadas nos mesmos em função da temperatura. Dessa maneira, como o algoritmo LMC apresentado no capítulo anterior depende dos valores desses parâmetros, seu desempenho também deve ser afetado pela temperatura do motor. Visando reduzir a sensibilidade paramétrica do método LMC, as estimativas de η e γ serão utilizadas para corrigir variações no ganho do mesmo. Esse novo algoritmo será denotado por *Adaptive Loss Model Control* ou, em português, Controle Adaptativo Baseado em Modelo de Perdas (ALMC), e a malha de controle para o eixo direto passa a ser representada pela Figura 29. Observa-se que no cálculo do ganho do método LMC o valor do parâmetro δ também é necessário, no entanto,

observando que esse é dependente apenas das indutâncias do motor, seu valor não se altera com a temperatura, e portanto não é compensado por essa estratégia.

Figura 29 – Diagrama de controle adaptativo de perdas baseado em modelo (ALMC).



Fonte: próprio autor (2020).

Na seção a seguir resultados de simulação são apresentados visando demonstrar o funcionamento das técnicas MRAC e ALMC. Implementação em um protótipo e resultados experimentais das estratégias sugeridas são mostradas no Capítulo 5.

4.6 SIMULAÇÃO

4.6.1 Dinâmica dos estimadores MRAC

Nessa seção, resultados de simulação são apresentados visando mostrar as vantagens das estratégias MRAC e ALMC sobre o acionamento de MITs acionados por controlador IFOC. Inicialmente apresenta-se simulação da estratégia IFOC-MRAC considerando os mesmos parâmetros apresentados na Tabela 3. As condições dos ensaios são as seguintes: a referência de velocidade é acionada em rampa entre 2s e 6s até atingir seu valor nominal ($N^* = 900RPM$), que é mantido até o fim da simulação. Ainda, entre os instantes 50s e 150s torque de carga de amplitude 10Nm é aplicado ao motor visando observar o comportamento do controlador na presença de perturbações. De maneira a observar se os estimadores conseguem acompanhar variações paramétricas, entre 100s e 200s o valor de η e γ é linearmente incrementado até um total de 50%, que é mantido até o fim da simulação. Os valores iniciais e finais de η e γ , bem como os parâmetros dos estimadores são resumidos na Tabela 5.

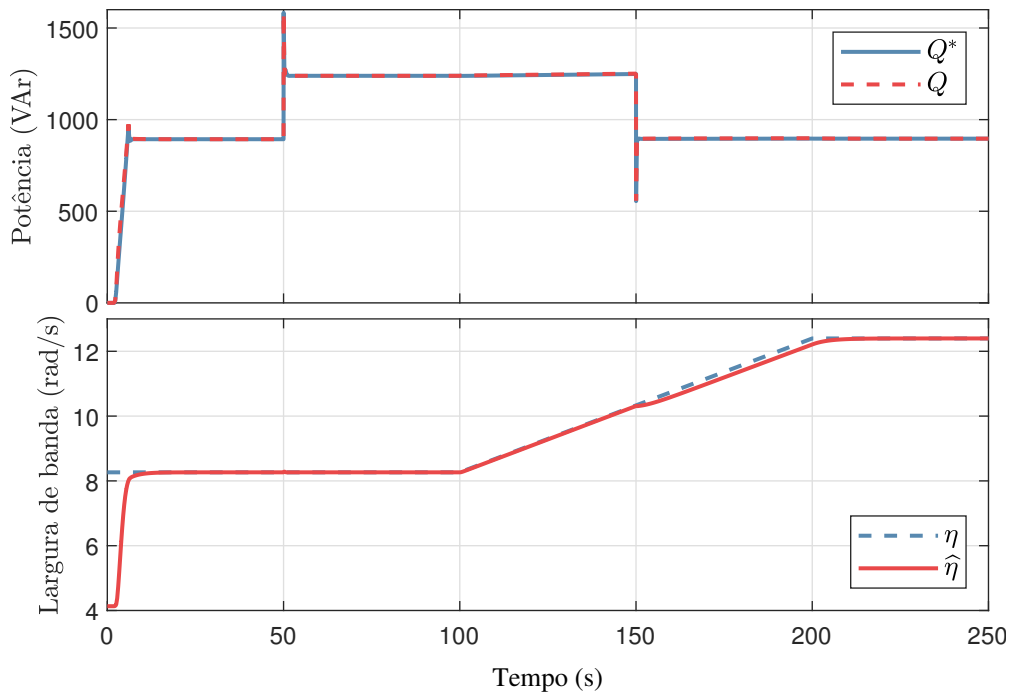
Tabela 5 – Parâmetros utilizados durante simulações dos algoritmos MRAC.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
η (inicial)	8,26rad/s	γ (inicial)	121,26rad/s
η (final)	12,39rad/s	γ (final)	181,89rad/s
η_0	4,13rad/s	γ_0	60,63rad/s
k_η	$2 \cdot 10^{-2} (VArs)^{-1}$	k_γ	$25 \cdot 10^{-2} (W s)^{-1}$

Fonte: próprio autor (2020).

As curvas de potência reativa medida (Q) e determinada pelo modelo (Q^*) são apresentadas na Figura 30. O estimador Q-MRAC ajusta o valor da constante estimada ($\hat{\eta}$) de maneira a manter a potência reativa obtida pelo modelo próxima da medida, conforme pode ser visualizado na figura citada. Percebe-se ainda que quando o torque de carga é aplicado (entre 50s e 150s), maior consumo de potência reativa é registrado.

Figura 30 – Curva de potência reativa medida (Q) e determinada por modelo (Q^*), e largura de banda do rotor estimada ($\hat{\eta}$).



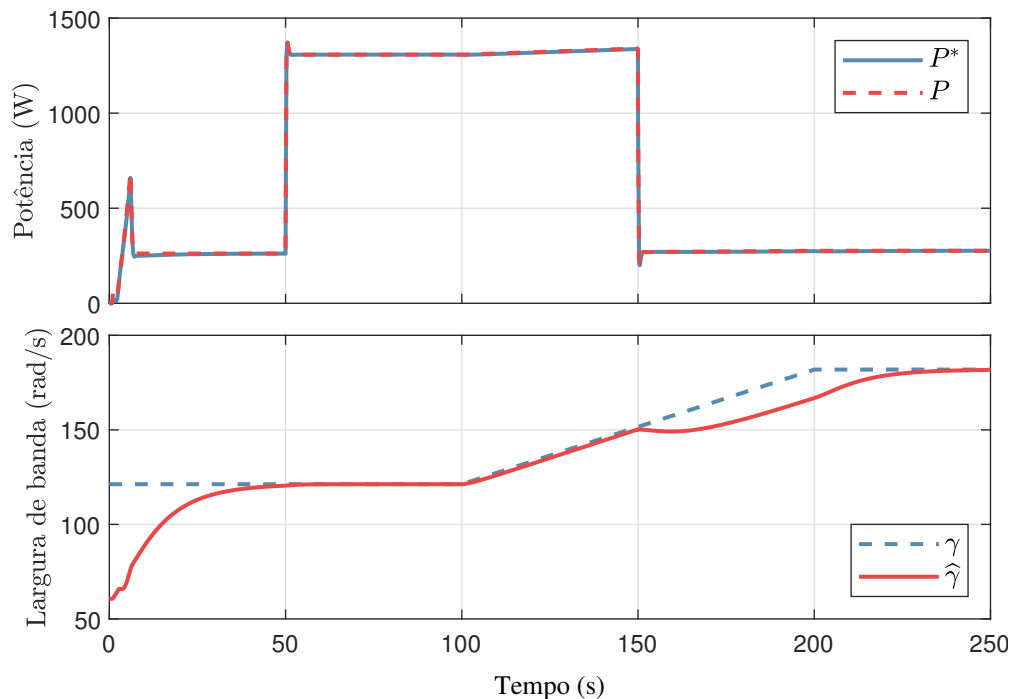
Fonte: próprio autor (2020).

Na Figura 30 também é apresentada a curva da largura de banda do rotor estimada ($\hat{\eta}$) em comparação com o seu valor real ao longo do tempo. Observa-se que a estimativa segue próxima ao valor real do parâmetro, mesmo durante variações do parâmetro real e na presença de perturbações (torque de carga). Os ganhos dos estimadores (k_η e k_γ) foram ajustados empiricamente visando obter uma resposta dinâmica satisfatória para os estimadores (os ganhos utilizados estão resumidos na Tabela 5). Como os parâmetros em questão (η e γ) são dependentes com a temperatura, que é uma grandeza que varia lentamente em comparação com grandezas elétricas (tensões e correntes) e mecânicas (velocidade e torque), os ganhos podem ser reduzidos a ponto de obter tempos de resposta longos, conforme pode ser visualizado na Figura 30.

Analogamente ao caso anterior, na Figura 31 as curvas de potência ativa medida (P) e determinada pelo modelo (P^*) são apresentadas, onde nota-se que o modelo acompanha bem próximo a medição. Novamente, percebe-se que o consumo de potência ativa se eleva na

presença de torque de carga (entre 50s e 150s). Na mesma figura, a curva da largura de banda do estator real e estimada ($\hat{\gamma}$) são apresentadas, sendo percebido que o modelo consegue estimar corretamente o parâmetro real após transitório inicial. Como mencionado na seção 4.4, o modelo de potência ativa é dependente de $\hat{\eta}$, logo, é natural que o valor estimado da largura de banda do estator ($\hat{\gamma}$) apresenta dinâmica mais lenta em comparação com o estimador da largura de banda do rotor ($\hat{\eta}$). Percebe-se ainda, que quando torque de carga é aplicado, por resultar em potência ativa consumida maior, e conseqüentemente um erro maior, o parâmetro estimado converge mais rapidamente.

Figura 31 – Curva de potência ativa medida (P) e determinada por modelo (P^*), e largura de banda do estator estimada ($\hat{\gamma}$).



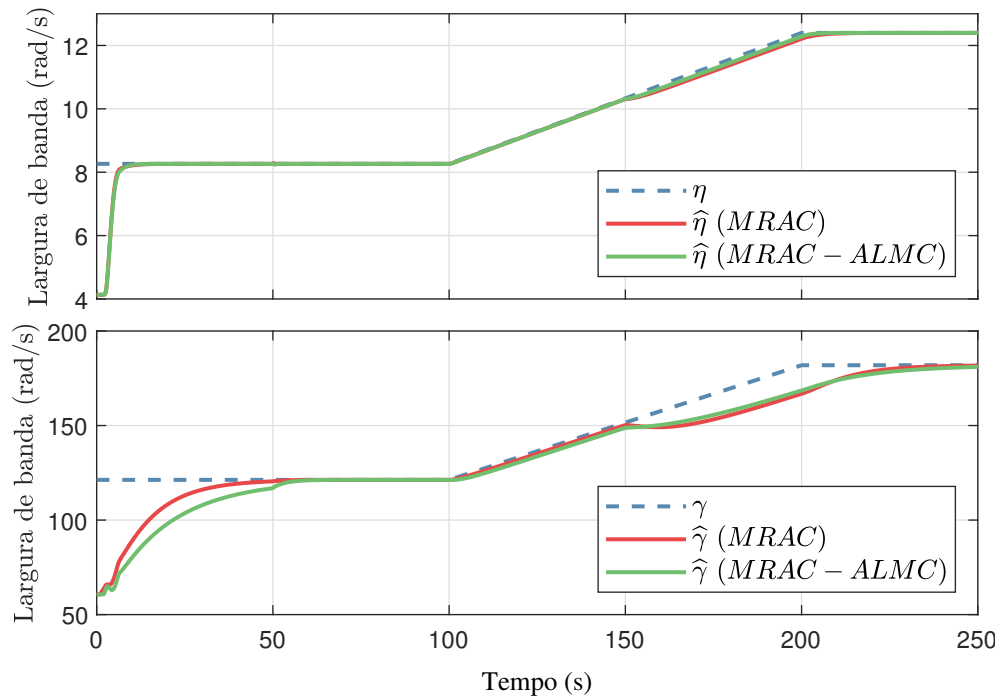
Fonte: próprio autor (2020).

4.6.2 Dinâmica dos estimadores MRAC em conjunto com a técnica ALMC

Na Figura 32 são apresentadas as curvas de estimação para a estratégia IFOC-MRAC em comparação com as curvas de estimação para a combinação de todos os algoritmos citados neste trabalho: IFOC-MRAC-ALMC, conforme introduzido na seção 4.5. Condições iguais às apresentadas na subseção anterior são impostas sobre ambos os controladores durante a simulação. No entanto, mudança nas curvas de estimação são observadas, pois o método ALMC aumenta o escorregamento de operação do motor, conseqüentemente afetando a dinâmica dos

estimadores (observe as Equações 58 e 63).

Figura 32 – Curva comparativa dos parâmetros estimados para os controladores IFOC-MRAC e IFOC-MRAC-ALMC.



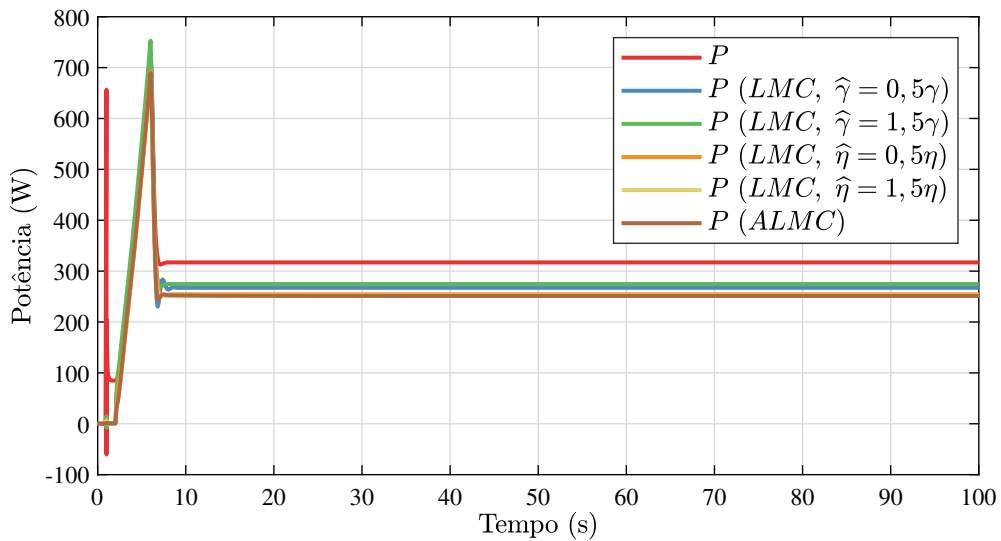
Fonte: próprio autor (2020).

4.6.3 Comparação do consumo de potencia para as metodologias estudadas

Visando observar as vantagens permitidas pela metodologia ALMC proposta, na Figura 33 são apresentadas as curvas comparativas do consumo de potência para os seguintes controladores: IFOC com corrente de magnetização constante, quatro implementações IFOC-LMC com estimação incorreta das larguras de banda do estator e rotor ($\hat{\gamma} = 0,5\gamma$, $\hat{\gamma} = 1,5\gamma$, $\hat{\eta} = 0,5\eta$ e $\hat{\eta} = 1,5\eta$), e IFOC combinado com a técnica ALMC. Nessa simulação são feitas as seguintes considerações: a referência de velocidade é acionada em rampa entre 2s e 6s até atingir seu valor nominal ($N^* = 900RPM$), que é mantido até o fim da simulação. Não é aplicado torque de carga visando observar a redução do consumo nas situações onde maior economia é possível. Além disso não são consideradas variações nos parâmetros do motor, como foi feito nos ensaios das seções anteriores. Pela Figura 33 observa-se que o consumo de potência é acentuado quando operando com estimativas incorretas dos parâmetros, nesse sentido o estimador MRAC compensa esse efeito indesejado, reduzindo o consumo em regime permanente para a metodologia ALMC.

Para a mesma simulação, na Figura 34 são apresentadas as curvas de eficiência para os

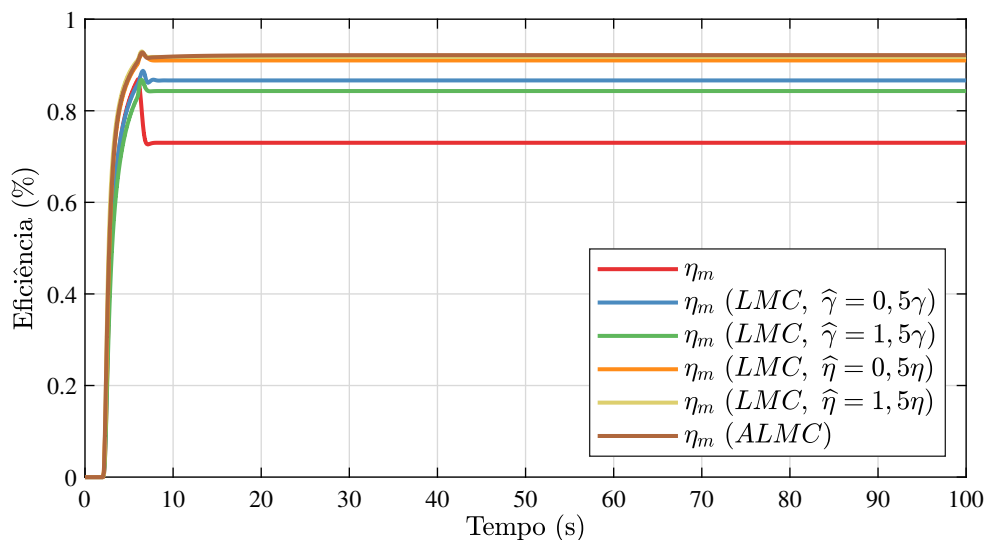
Figura 33 – Curva comparativa da potência consumida para os controladores IFOC, IFOC-LMC com parâmetros incorretos, e IFOC-ALMC.



Fonte: próprio autor (2020).

controladores IFOC, IFOC-LMC com parâmetros incorretos, e IFOC-ALMC, onde percebe-se a redução significativa na eficiência caso o método LMC esteja operando com estimativas incorretas para os parâmetros $\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$. Nota-se ainda que a metodologia ALMC por empregar estimativas em tempo real desses parâmetros compensa esses erros aumentando a eficiência em regime permanente.

Figura 34 – Curva comparativa da eficiência para os controladores IFOC, IFOC-LMC com parâmetros incorretos, e IFOC-ALMC.



Fonte: próprio autor (2020).

Na Tabela 6 são apresentados os valores de potência consumida e eficiência em regime permanente para a simulação apresentada nas Figuras 33 e 34, de maneira a permitir comparação

numérica dos resultados. Nota-se na tabela, que incoerências em $\hat{\gamma}$ resultam em maior consumo de potência e conseqüentemente redução mais significativa na eficiência, em comparação com erros em $\hat{\eta}$. A eficiência do controlador IFOC com corrente de magnetização constante é 73,01%, e no pior dos casos simulados de controlador IFOC-LMC com parâmetros incorretos têm-se eficiência 84,31% ($\hat{\gamma} = 1,5\gamma$). A metodologia ALMC permite a compensação de erros nas estimativas dos parâmetros e conseqüentemente elevar essa eficiência a 92,15%.

Tabela 6 – Comparação da potência consumida e eficiência em regime permanente para os controladores IFOC, IFOC-LMC com parâmetros incorretos, e IFOC-ALMC.

Controlador	Potência consumida (P)	Eficiência (η_m)
IFOC	317,1W	73,01%
IFOC-LMC ($\hat{\gamma} = 0,5\gamma$)	267,2W	86,63%
IFOC-LMC ($\hat{\gamma} = 1,5\gamma$)	274,6W	84,31%
IFOC-LMC ($\hat{\eta} = 0,5\eta$)	254,4W	90,99%
IFOC-LMC ($\hat{\eta} = 1,5\eta$)	252,3W	91,75%
IFOC-ALMC	251,2W	92,15%

Fonte: próprio autor (2020).

4.7 RESUMO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo as metodologias de estimação paramétrica Q-MRAC e P-MRAC são apresentados em detalhes conjuntamente com resultados de simulação. Essa metodologia permite estimar os parâmetros η e γ , ambos variantes com a temperatura de operação do motor. As estimativas desses parâmetros podem ser combinadas com o método LMC apresentado no capítulo anterior, compensando variações paramétricas, dando origem ao método ALMC. Ainda, como a orientação do fluxo rotórico é dependente do parâmetro η , a estimativa do mesmo pode ser utilizada para aumentar a robustez do controlador IFOC (GARCES, 1980; REGINATTO; RICO, 1993; TOLIYAT *et al.*, 2003; QUANG; DITTRICH, 2008). No capítulo a seguir é apresentada a plataforma de ensaios reprojetaada visando avaliar o funcionamento dos algoritmos propostos neste trabalho, fornecendo ao leitor alguns resultados experimentais.

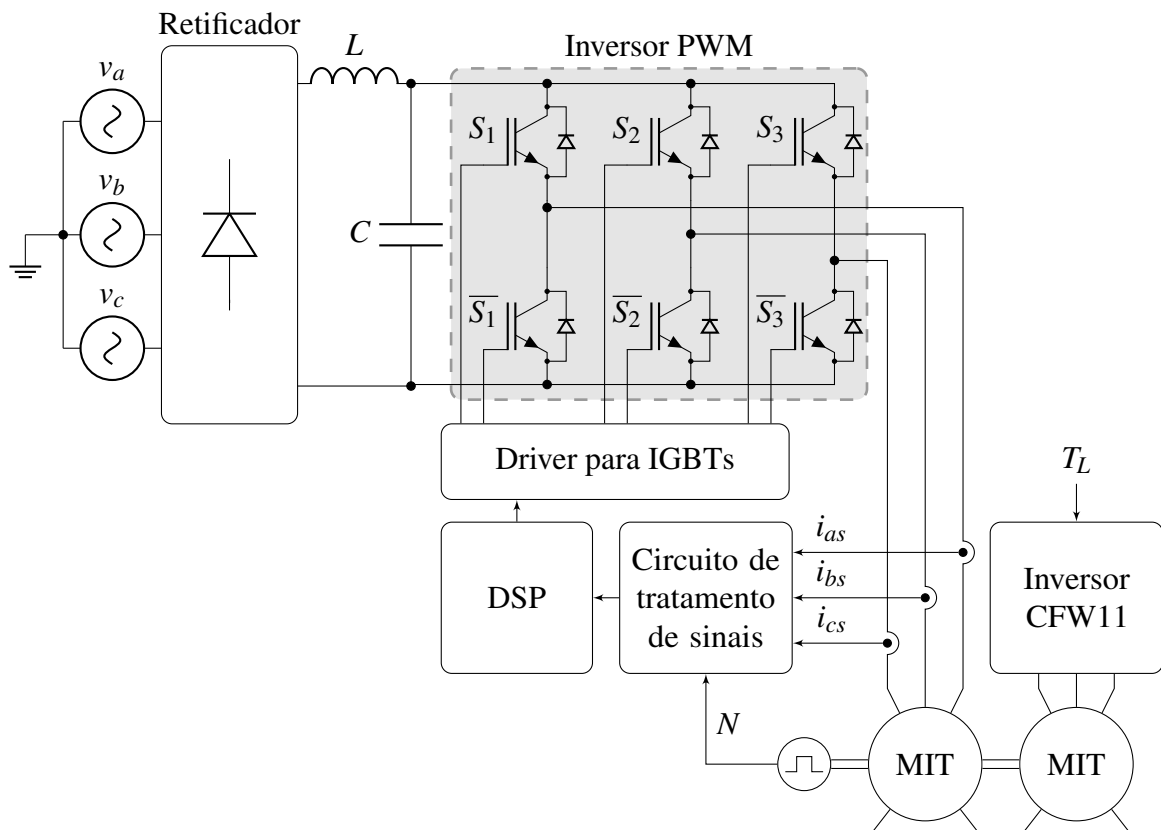
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Visando avaliar o funcionamento da metodologia proposta neste trabalho em situações reais, alguns experimentos práticos foram conduzidos, sendo descritos nesse capítulo. Para realizar esses ensaios, uma plataforma de testes foi desenvolvida, sendo descrita na seção a seguir.

5.2 PLATAFORMA DE ENSAIOS

Figura 35 – Diagrama construtivo da plataforma de ensaios.



Fonte: próprio autor (2020).

O diagrama construtivo da plataforma de ensaios é apresentado na Figura 35, onde observa-se que o circuito de potência é composto basicamente por uma alimentação trifásica, um retificador, filtro passa-baixas, inversor PWM e o motor de indução trifásico (MIT) empregado nos ensaios. São empregados módulos *drivers* para efetuar o acionamento dos IGBTs. As

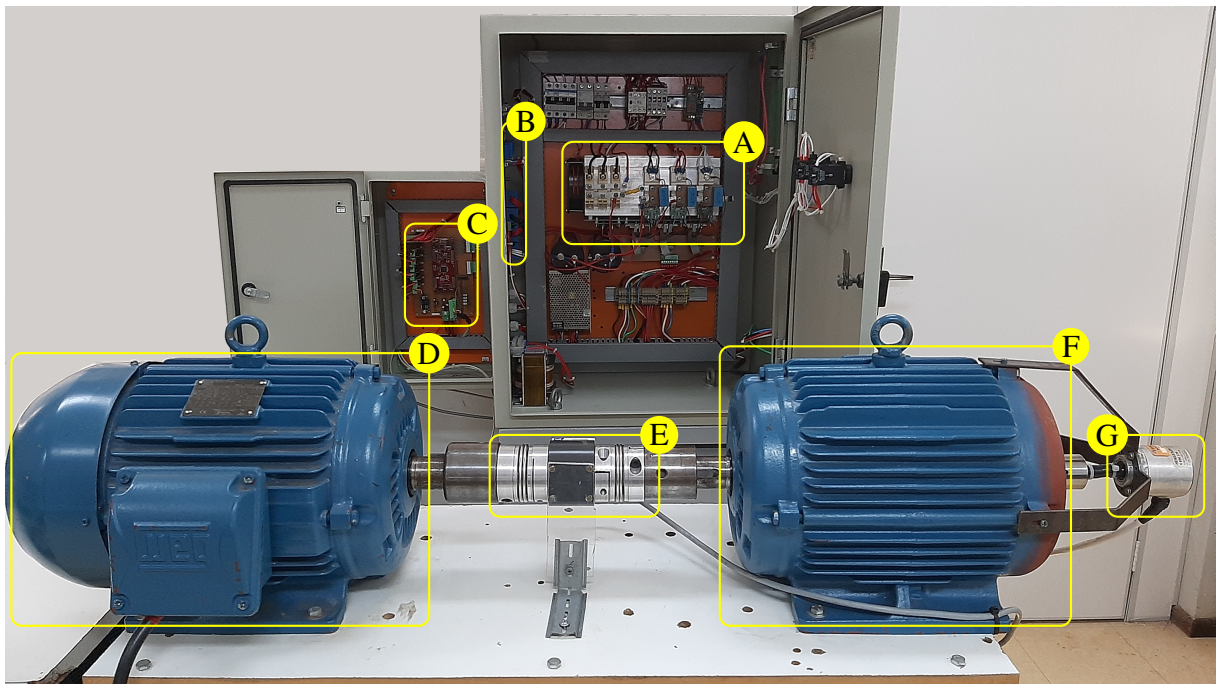
correntes fornecidas ao motor são medidas utilizando-se de sensores de efeito Hall, enquanto que a velocidade é mensurada através de um encoder. Todos esses sinais são condicionados a partir de circuitos eletrônicos desenvolvidos para este fim, e depois transmitidos ao DSP, responsável por executar os algoritmos de controle propostos neste trabalho. Conectado mecanicamente ao motor principal encontra-se outro motor de mesma especificação, utilizado para aplicar torque de carga ao primeiro, e assim avaliar a capacidade dos controladores de rejeitar a perturbação. Os parâmetros dos motores de indução utilizados foram apresentados previamente na Tabela 2.

A plataforma de ensaios desenvolvida é apresentada na Figura 36, e suas partes são descritas a seguir, fornecendo os detalhes de especificação:

- A Conversor CA-CA trifásico alimentado em $220V_{rms}/60Hz$, com barramento CC aproximadamente 311V. Sendo composto por:
- Retificador trifásico utilizando três módulos SEMIKRON SKKD46/08;
 - Filtro passa baixas com indutor $2mH/30A$ e capacitor $2350\mu F/900V$;
 - Inversor PWM composto por três módulos IGBT SEMIKRON SKM50GB063D operando na frequência de chaveamento $10kHz$;
 - Três módulos *driver* para IGBT SEMIKRON SKHI21B, cujo tempo morto é $1,3\mu s$;
- B Três sensores de efeito Hall LEM LA-55P para medição de corrente;
- C Processador digital de sinais (DSP) TMS320F28069M;
- D Motor de indução trifásico 8 polos 4 cv;
- E Torquímetro HBM T22 100 Nm;
- F Motor 4 cv acionado por inversor comercial WEG CFW11 em modo de controle de torque, para aplicar carga mecânica ao sistema, e assim avaliar o efeito de perturbações sobre o sistema de controle;
- G Encoder absoluto 12 bits utilizado em modo incremental 2048 PPR, utilizado para a medição de velocidade do motor.

Além disso, um *software* supervisor foi desenvolvido visando a comunicação com a plataforma, possibilitando envio de comandos e visualização das variáveis internas do processador em gráficos de tempo real. A interface gráfica desse *software* pode ser observada na Figura 37.

Figura 36 – Plataforma de ensaios desenvolvida.



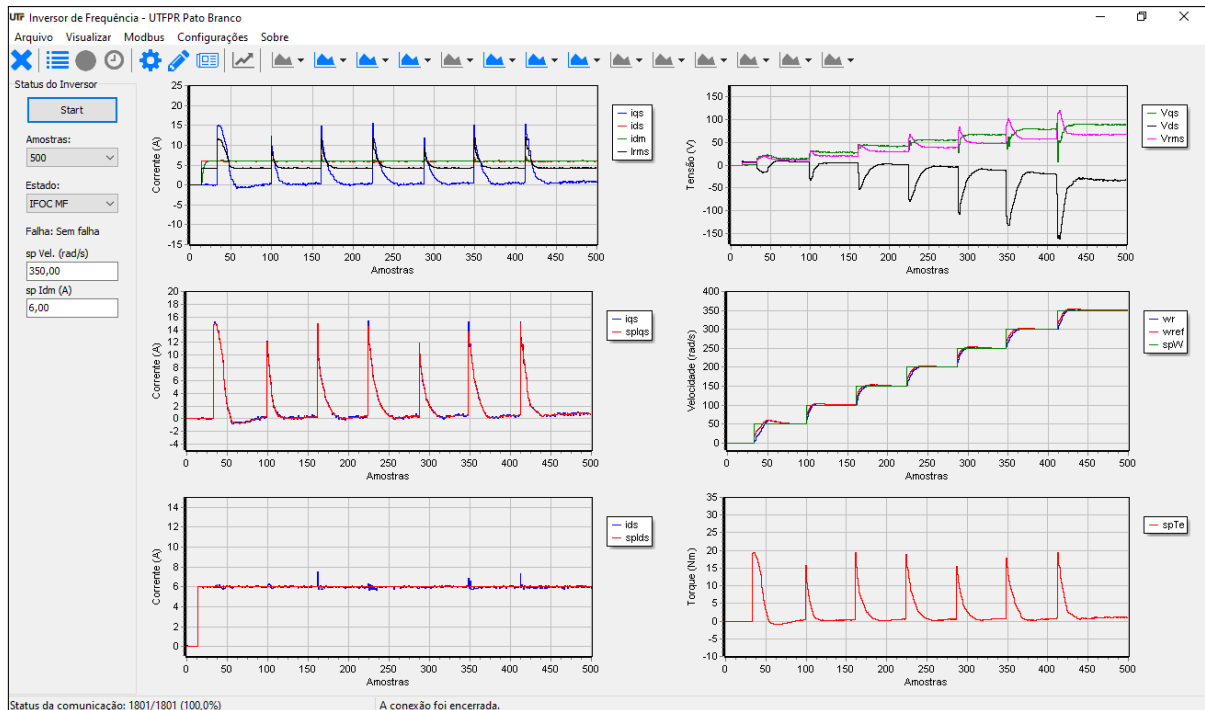
Fonte: próprio autor (2020).

Utilizou-se o protocolo de comunicação MODBUS para trocar informações entre o DSP e o computador. Na programação do processador, foi atribuída prioridade para o processamento dos algoritmos de controle, deixando a comunicação em segundo plano. Dessa maneira, não há atrasos nas rotinas de controle, sendo executadas em períodos regulares e iguais ao intervalo de amostragem. Nesse sentido, os gráficos mostrados na tela do *software* apesar de serem em tempo real podem não conter todas as amostras de valores do processador. Por esse motivo, os resultados apresentados nas seções a seguir são obtidos através de um osciloscópio conectado às saídas analógicas do processador, conforme descrito em detalhes na sequência.

Nos experimentos conduzidos, a metodologia adotada para visualizar as variáveis internas do DSP consistiu na programação do processador para que algumas de suas saídas analógicas apresentassem tensão proporcional às variáveis de interesse de cada experimento, mensuradas pelo osciloscópio, como já citado. Essa sistemática não foi empregada para mensurar a corrente do motor, na qual foi utilizada uma ponta de prova, realizando assim a medição diretamente. As telas do osciloscópio são salvas para cada experimento e apresentadas nas seções a seguir.

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando os seguintes instrumentos de medição:

Figura 37 – Software desenvolvido para comunicar com a plataforma de ensaios.



Fonte: próprio autor (2020).

- Osciloscópio Tektronix DPO4104B 1GHz 5GS/s;
- Ponta de prova de corrente CA/CC N2783B 100MHz 30Arms;
- Multímetro Minipa ET-2940 True RMS;
- Câmera térmica Fluke Ti25;

Nas seções a seguir são descritos os experimentos conduzidos visando avaliar o funcionamento dos algoritmos propostos neste trabalho, e os respectivos resultados obtidos.

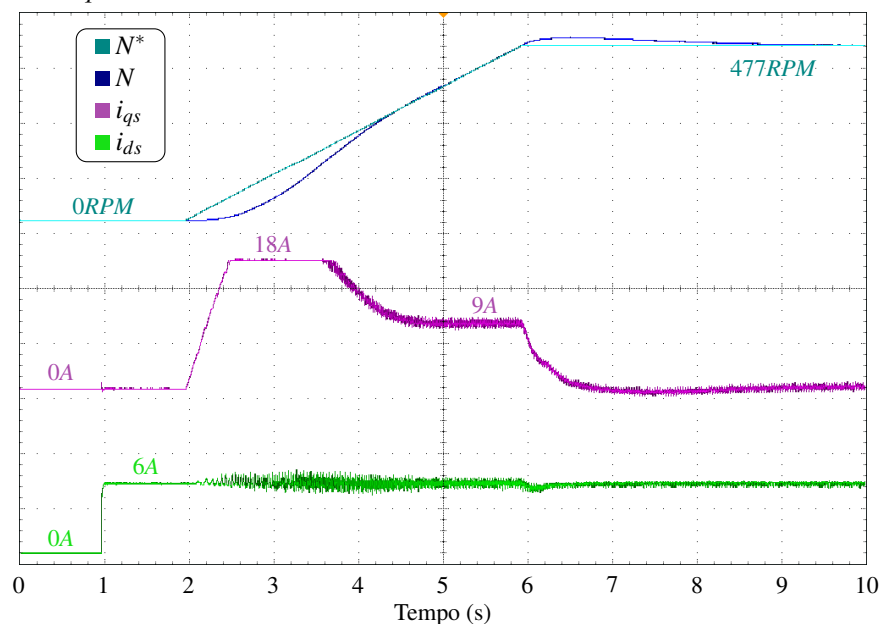
5.3 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO CONTROLADOR IFOC

A presente seção tem como objetivo apresentar o funcionamento e características do controlador IFOC convencional, antes das modificações sugeridas por este trabalho serem avaliadas experimentalmente. Assim pode-se conferir o funcionamento de cada algoritmo independentemente e nas próximas seções são feitas comparações quanto ao desempenho e eficiência de cada estratégia de controle. Esse controlador emprega os mesmos parâmetros apresentados anteriormente na Tabela 3.

5.3.1 Resposta dinâmica

A Figura 38 mostra o resultado de um experimento demonstrando o funcionamento da técnica IFOC durante uma partida do motor operando à vazio. Pode-se observar que a corrente de eixo direto (i_{ds}) é mantida constante próximo a 6A após 1s. A partir do instante 2s a referência de velocidade aumenta em rampa até atingir 477RPM em 6s, e é mantida constante nesse valor até o termino do experimento (a duração da rampa é definida considerando a corrente requerida pelo motor e a capacidade de corrente da instrumentação aplicada, cujo máximo é de vinte amperes). A corrente do eixo de quadratura é comandada pelo controlador de velocidade, de acordo com o torque necessário. Para vencer a inércia do eixo do motor, o controlador requer uma elevada corrente de quadratura (i_{qs}) na partida do motor, sendo limitado ao valor 18A imposto pelo saturador de corrente do eixo de quadratura incluído na malha de controle (conforme Figura 7).

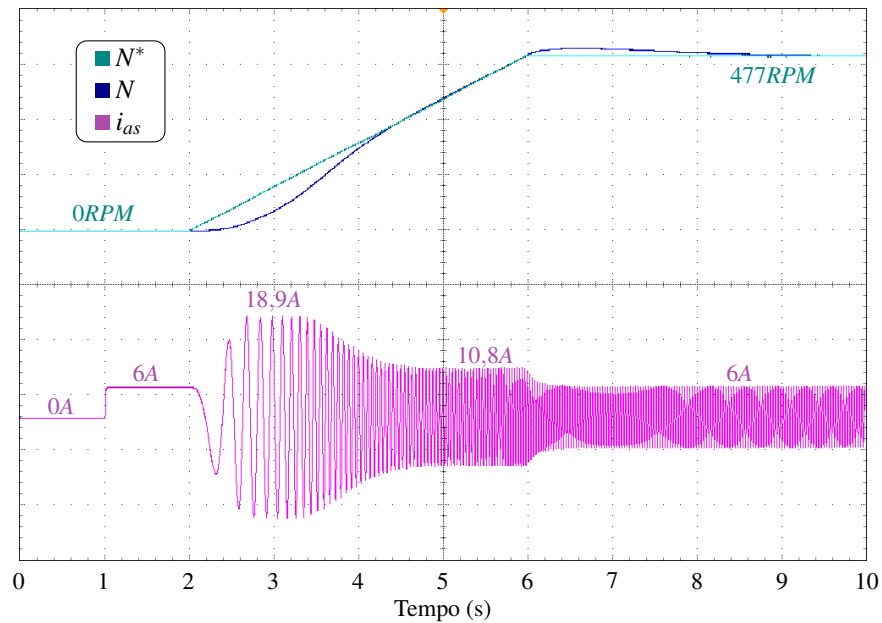
Figura 38 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd .



Fonte: próprio autor (2020).

A Figura 39 apresenta um segundo experimento em condições iguais ao ensaio anterior, mas mostrando também a corrente do estator i_{as} . Para efetuar esse ensaio utilizou-se a ponteira para medições de corrente citada anteriormente, assim pode-se observar a corrente sendo fornecida ao motor. Observa-se nessa imagem que a frequência da forma de onda da corrente aumenta conforme a velocidade é incrementada.

Figura 39 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC, mostrando velocidade e corrente do estator i_{as} .



Fonte: próprio autor (2020).

5.3.2 Rejeição à perturbação

Para verificar se o controlador IFOC é capaz de rejeitar perturbações, a Figura 40 mostra um experimento onde o motor inicialmente operando à vazio, é submetido a um torque de carga de $4Nm$ foi aplicado entre $2s$ e $6,4s$ ao sistema, usando o motor secundário, como descrito anteriormente na seção 5.2. Nessa figura, pode-se observar que o controle rejeita a perturbação de carga e mantém a velocidade no valor de referência ($477RPM$) após um pequeno tempo de transição. Para tanto, o controle aumenta o valor da corrente i_{qs} e, conseqüentemente, o torque eletromagnético T_e , mantendo i_{ds} constante.

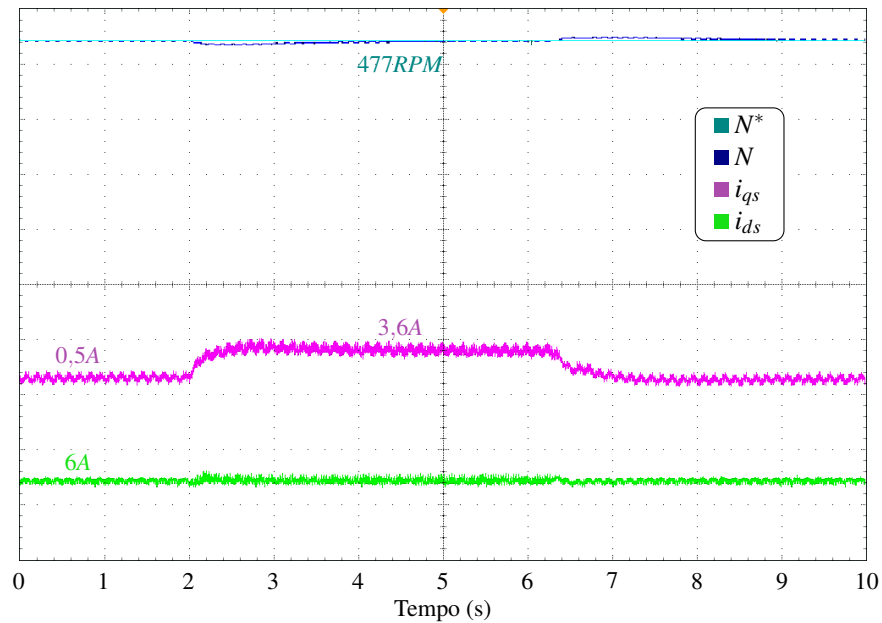
Através das curvas apresentadas nessa seção comprovou-se o funcionamento do controlador IFOC. Na seção a seguir essa estratégia será combinada com o método LMC apresentado na Capítulo 3 visando reduzir as perdas elétricas do acionamento.

5.4 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MÉTODO LMC

5.4.1 Resposta dinâmica

A fim de fornecer resultados experimentais mostrando o funcionamento da técnica LMC, a Figura 41 mostra a resposta do controlador IFOC-LMC (novamente utilizou-se de referência de

Figura 40 – Resposta experimental à entrada de carga para controlador IFOC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd .



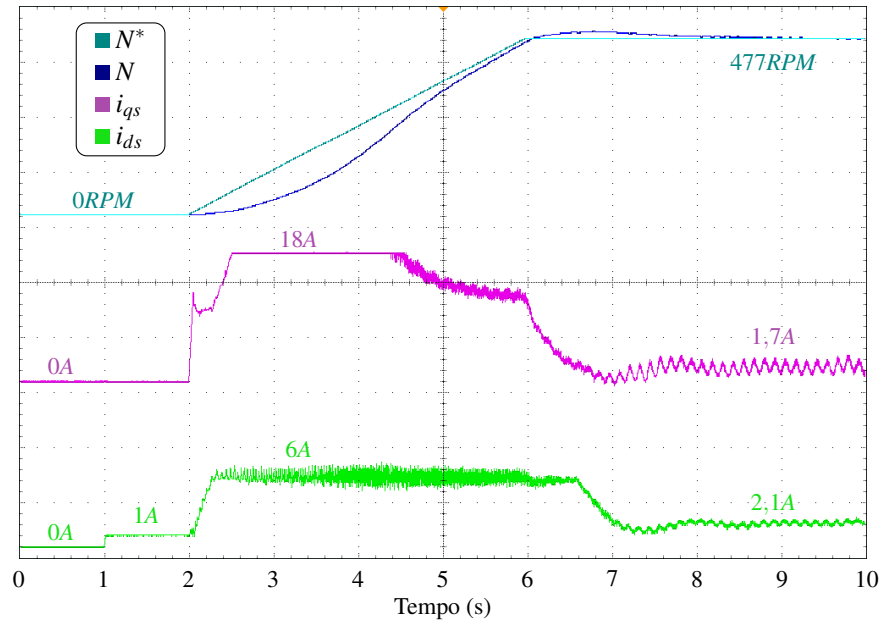
Fonte: próprio autor (2020).

velocidade em rampa). Os limites superior e inferior para o saturador da referência de corrente do eixo direto (i_{ds}^*) foram definidos em 6A e 1A, respectivamente, enquanto a frequência do filtro de corte LMC foi ajustada para $\omega_f = 3\text{rad/s}$. Nota-se que no intervalo entre 1s e 2s, enquanto o eixo está magnetizado e a velocidade é nula, a referência de corrente de eixo direto é mantida no seu valor mínimo, ou seja $i_{ds}^* = 1\text{A}$.

Avaliando o resultado mostrado na Figura 41, pode-se observar que a corrente i_{ds} permanece em valores menores que o sistema IFOC convencional, e varia junto com o valor da corrente de eixo em quadratura (i_{qs}). Ainda, percebe-se que em regime permanente a corrente i_{qs} é maior que para o controlador IFOC convencional (Figura 38), isso ocorre para manter o mesmo valor de torque, tendo em vista que a corrente de magnetização é menor quando emprega-se a técnica LMC. Devido às menores correntes no início do experimento, a motor requer um tempo ligeiramente maior para partir nessa situação.

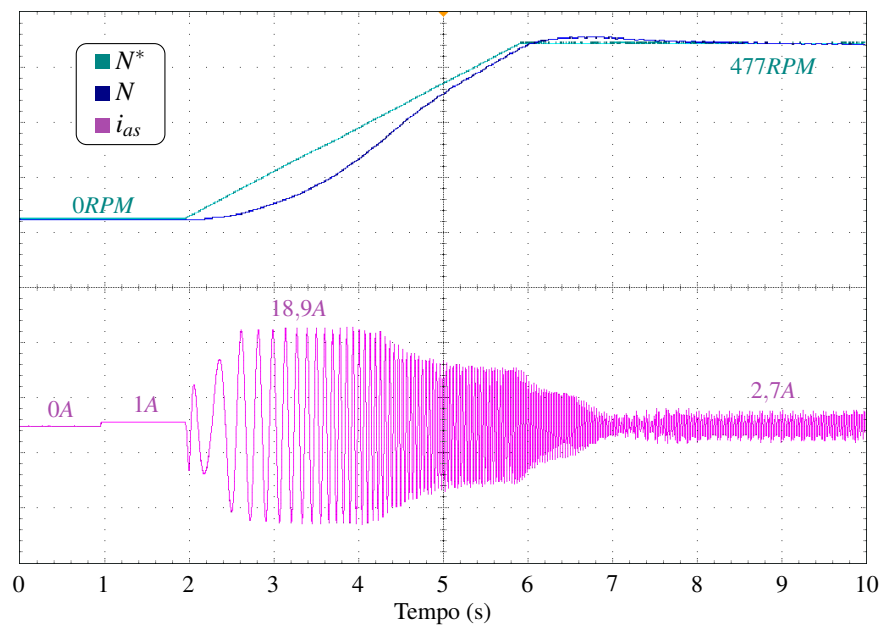
Na Figura 42 experimento semelhante é mostrado, mas exibindo também a corrente do estator i_{as} , assim como foi feito para o controlador IFOC anteriormente. Observa-se como diferença ao ensaio anterior (Figura 39) que a amplitude da corrente fornecida ao motor é significativamente menor (em regime permanente reduziu de aproximadamente 6A para 2,7A), conseqüentemente as perdas elétricas são diminuídas e a eficiência do sistema aumenta-se.

Figura 41 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC-LMC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd .



Fonte: próprio autor (2020).

Figura 42 – Resposta experimental à rampa para controlador IFOC-LMC, mostrando velocidade e corrente do estator i_{as} .



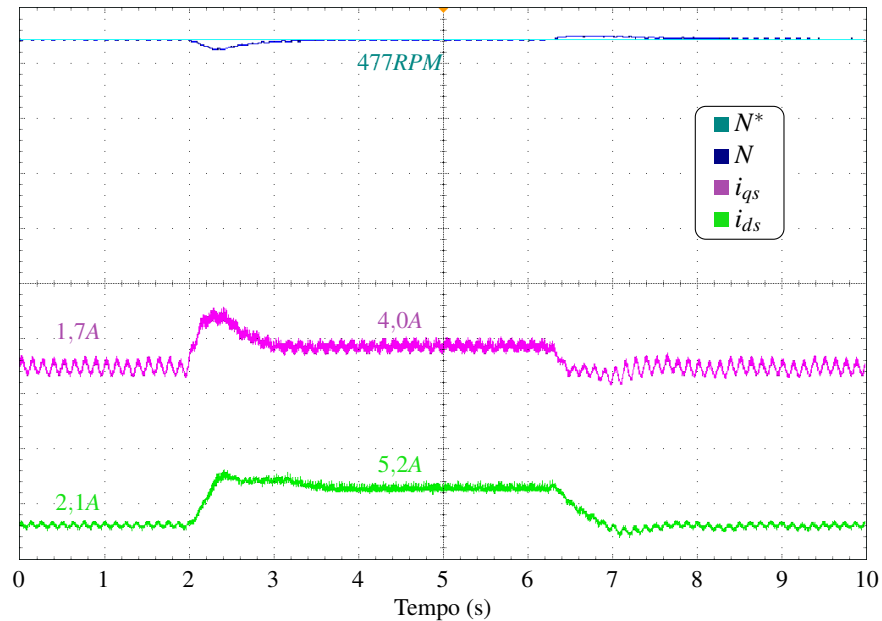
Fonte: próprio autor (2020).

5.4.2 Rejeição à perturbação

Na Figura 43 um experimento de rejeição à perturbação é realizado sobre o controlador IFOC-LMC, onde um torque de carga com amplitude de $4Nm$ é aplicado ao motor entre $2s$ e $6,4s$. Observa-se que o sistema rejeita a perturbação, assim como o controle IFOC convencional,

no entanto há variações em ambas as correntes de eixo direto e quadratura (i_{ds} e i_{qs}).

Figura 43 – Resposta experimental à entrada de carga para controlador IFOC-LMC, mostrando velocidade e correntes no domínio qd .



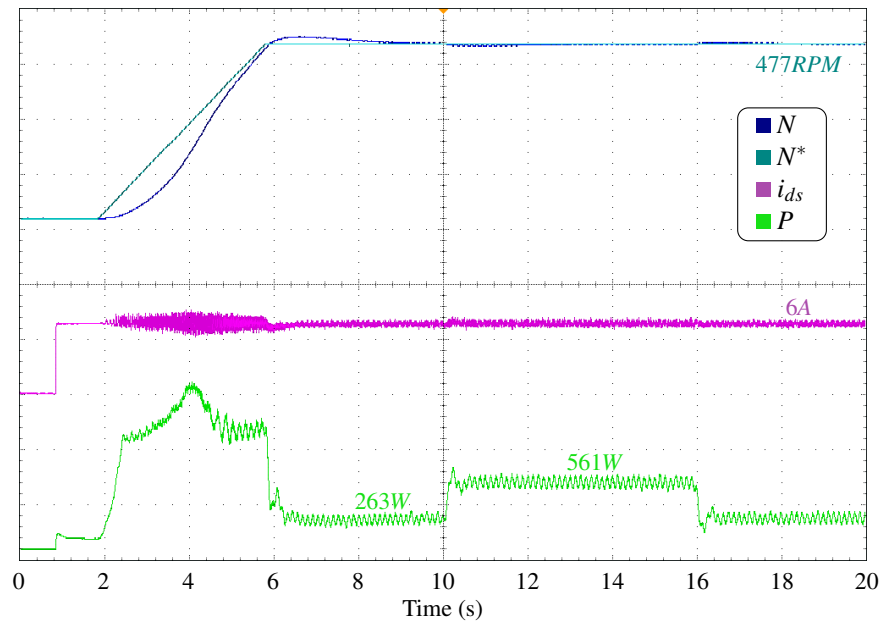
Fonte: próprio autor (2020).

5.4.3 Consumo de potência

Com o objetivo de comparar a potência instantânea consumida pelo motor controlado pela técnica IFOC e a abordagem combinada IFOC-LMC, a Figura 44 mostra o resultado de um ensaio de resposta à rampa de velocidade para o controlador IFOC, incluindo as curvas de corrente de eixo direto e de potência consumida instantânea. A referência de velocidade é aumentada em rampa entre 2s e 4s até 477RPM, e entre 10s e 16s, um torque de carga de aproximadamente 4Nm é aplicado ao eixo do motor. Este resultado pode ser comparado com a Figura 45, onde as mesmas condições se aplicam, mas para a abordagem IFOC-LMC. Com o motor operando na condição sem carga, a potência consumida é reduzida de 263W para 147W ao aplicar o método LMC, o que equivale a uma redução de 44,1%. Com carga de 4Nm aplicada no eixo do motor, a redução de potência proporcionada por este método é de apenas 14,1% (a potência consumida se reduz de 561W para 482W), mostrando que a técnica LMC proporciona melhor redução de consumo ao operar com pequenas cargas, conforme já comentado anteriormente.

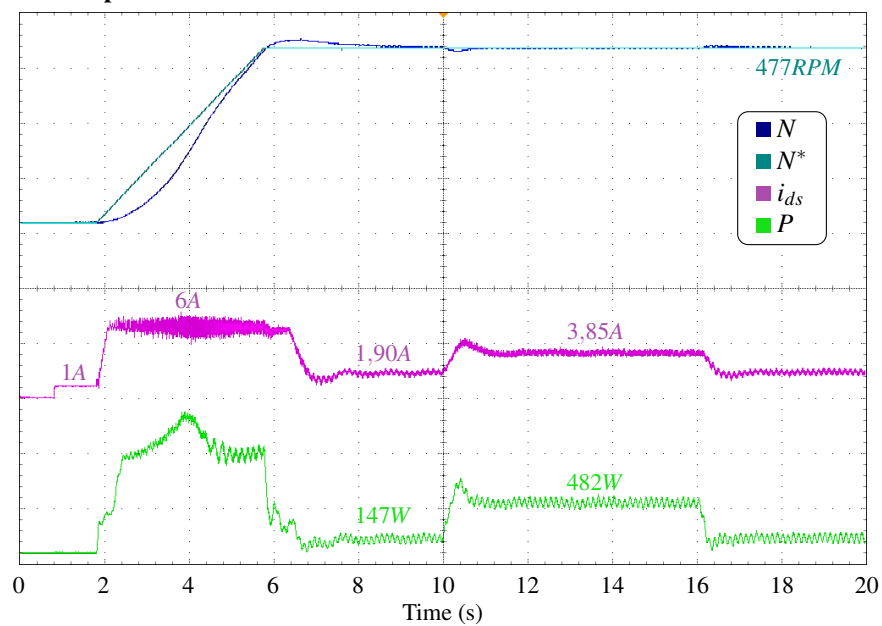
Visando mostrar a redução no consumo de potência obtido ao empregar a técnica LMC, a Tabela 7 mostra uma análise experimental comparativa do consumo para controle IFOC

Figura 44 – Resposta experimental IFOC com corrente de eixo direto e curvas de potência instantânea para a temperatura de 24°C.



Fonte: próprio autor (2020).

Figura 45 – Resposta experimental IFOC-LMC com corrente de eixo direto e curvas de potência instantânea para a temperatura de 24°C.



Fonte: próprio autor (2020).

com corrente de magnetização nominal ($i_{ds}^* = 6A$) e sistema IFOC-LMC. Esse experimento foi conduzido em temperatura ambiente (23 – 25°C), sem torque de carga aplicado ao motor principal, de maneira a mostrar a economia máxima, obtida em operação com baixa carga. Nesse caso, a técnica LMC obteve economia de 135W (39,5%) na operação com velocidade de 836RPM. Em 716RPM observou-se um percentual máximo de economia de 41%. Na Figura 46

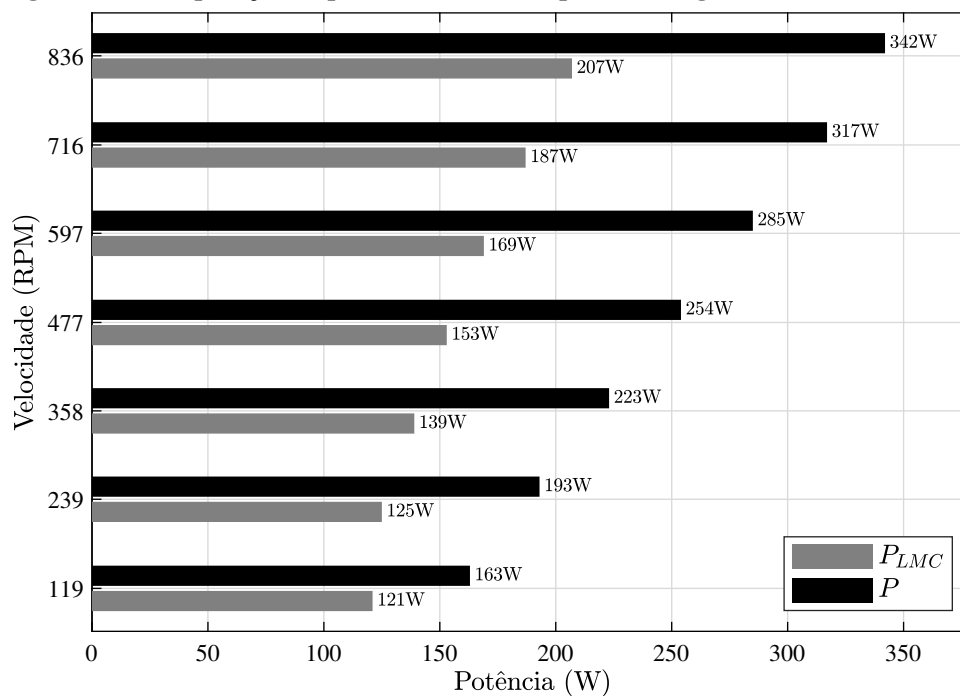
os dados da tabela citada são apresentados em gráfico de barras, visando facilitar a visualização da redução no consumo de potência.

Tabela 7 – Comparação da potência consumida para estratégias IFOC e IFOC-LMC.

Velocidade	Potência (IFOC)	Potência (IFOC-LMC)	Economia
119RPM	163W	121W	25,8%
239RPM	193W	125W	35,2%
358RPM	223W	139W	37,7%
477RPM	254W	153W	39,8%
597RPM	285W	169W	40,7%
716RPM	317W	187W	41,0%
836RPM	342W	207W	39,5%

Fonte: próprio autor (2020).

Figura 46 – Comparação da potência consumida para estratégias IFOC e IFOC-LMC.



Fonte: próprio autor (2020).

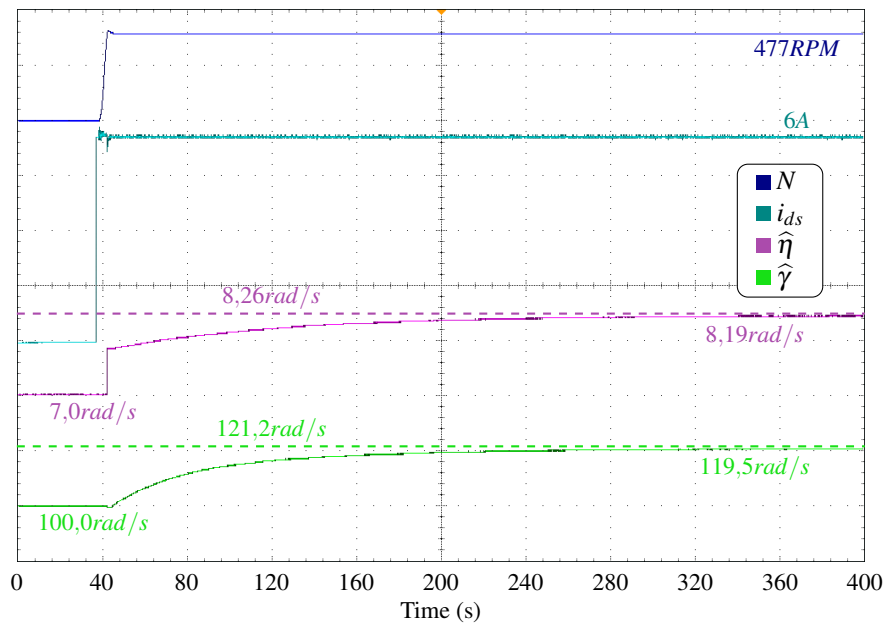
Pelos resultados apresentados nessa seção observa-se que o método LMC permite redução significativa do consumo de energia requerido pelo controle IFOC. No entanto, conforme comentado anteriormente, essa estratégia possui como desvantagem sua sensibilidade a variações paramétricas do motor. Na seção a seguir resultados experimentais são apresentados para a técnica MRAC introduzida na Capítulo 4, visando estimar os parâmetros do motor mais variantes em relação a efeitos térmicos. Por fim, na seção 5.6 as estimativas obtidas pela estratégia MRAC são usadas para compensar variações paramétricas no ganho da técnica LMC e assim obter um método de controle mais eficiente e robusto, referido neste trabalho como ALMC.

5.5 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO ALGORITMO MRAC

5.5.1 Resposta dinâmica

Visando avaliar o comportamento dinâmico da abordagem IFOC-MRAC sugerida no Capítulo 4, um ensaio experimental foi conduzido e o resultado obtido é apresentado na Figura 47. Nesse experimento, as estimativas iniciais para as larguras de banda do estator e rotor são definidas como $\gamma_0 = 100\text{rad/s}$ e $\eta_0 = 7\text{rad/s}$, e as estimativas desses parâmetros pelos algoritmos MRACs são mostrados, onde observa-se que convergem para $\hat{\eta} = 8,19\text{rad/s}$ e $\hat{\gamma} = 119,5\text{rad/s}$, valores próximos dos nominais determinados pelos ensaios a vazio e de rotor bloqueado ($\eta = 8,26\text{rad/s}$ e $\gamma = 121,2\text{rad/s}$). Esse experimento foi realizado a temperatura de 23°C (medida na carcaça do motor), e os ganhos MRAC usados nesse experimento são $k_\eta = 2 \times 10^{-2}$ e $k_\gamma = 1 \times 10^{-1}$.

Figura 47 – Resposta experimental para controle IFOC-MRAC, mostrando as curvas de estimação $\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$ para temperatura de 23°C .



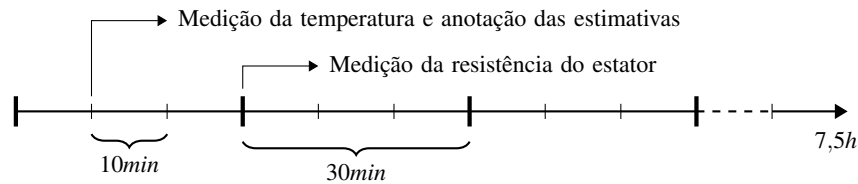
Fonte: próprio autor (2020).

5.5.2 Ensaio de aquecimento

De maneira a observar a evolução temporal dos parâmetros estimados em função de variação térmica do motor, um experimento de aquecimento também foi realizado, medindo a temperatura da carcaça do motor e anotando o valor dos parâmetros estimados a cada 10min .

Em intervalos de $30min$ o sistema é desligado por um curto período de tempo apenas para que a resistência do estator r_s possa ser medida através do uso de um multímetro. O motor opera a $477RPM$ e torque de carga com amplitude $6Nm$ é aplicado durante o experimento. Esse experimento foi conduzido por um total de $7,5h$ para atingir as condições de estado estacionário. O procedimento descrito pode ser melhor compreendido avaliando a Figura 48.

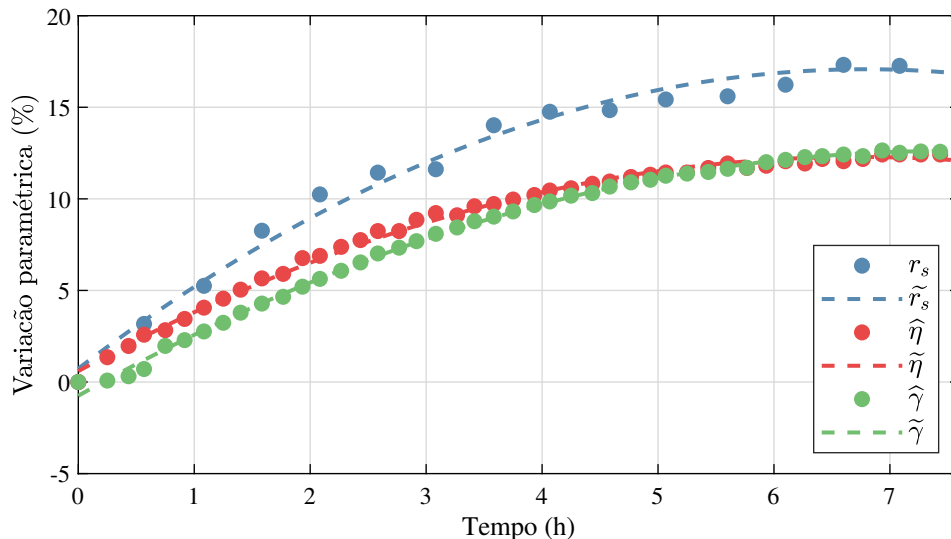
Figura 48 – Linha do tempo explicativa para o procedimento empregado durante o ensaio de aquecimento.



Fonte: próprio autor (2020).

A temperatura medida na carcaça do motor ao início desse experimento é $22,7^{\circ}C$, e ao final do procedimento registrou-se $47,3^{\circ}C$ no mesmo ponto da carcaça. A evolução das estimativas dos parâmetros e da resistência ao longo do tempo para o ensaio de aquecimento descrito podem ser visualizadas na Figura 49. Nesse gráfico as medições são indicadas por pontos, e curvas tracejadas indicam uma aproximação polinomial de segunda ordem.

Figura 49 – Ensaio de aquecimento mostrando a variação das variáveis medidas e estimadas ao longo do tempo.

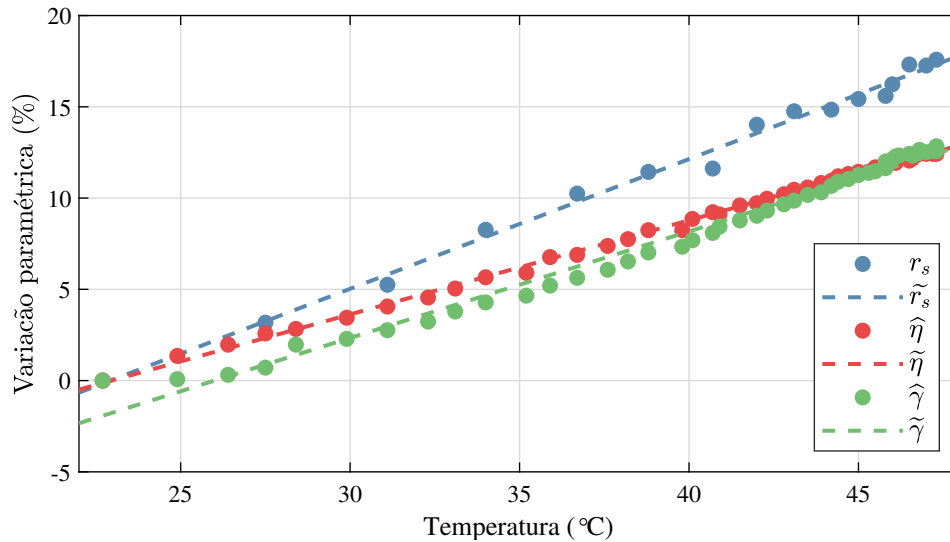


Fonte: próprio autor (2020).

As estimativas dos parâmetros e a resistência medida para esse ensaio são apresentadas em função da temperatura na Figura 50, onde novamente pontos indicam as medições enquanto que as curvas tracejadas indicam uma aproximação linear. Conclui-se pelo gráfico que os parâ-

metros mostrados apresentam correlação aproximadamente linear com a temperatura, conforme esperado.

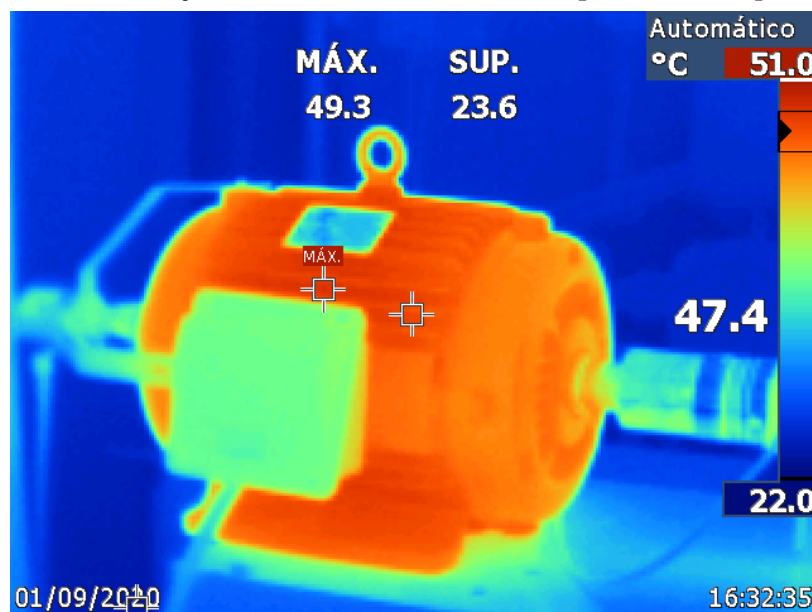
Figura 50 – Ensaio de aquecimento mostrando a variação das variáveis medidas e estimadas pela temperatura.



Fonte: próprio autor (2020).

Durante esse experimento, além da medição da temperatura na carcaça do motor utilizando um termopar e multímetro, também empregou-se uma câmera térmica para acompanhar a evolução da temperatura do motor. A Figura 51 mostra a distribuição térmica do motor ao final do experimento, onde a máxima temperatura registrada pela câmera é de 49,3°C.

Figura 51 – Distribuição térmica do motor ao final do experimento de aquecimento.



Fonte: próprio autor (2020).

Os valores dos parâmetros estimados ao início e fim do ensaio de aquecimento supracitado estão resumidos na Tabela 8 em comparação com os parâmetros nominais determinados pelos ensaios à vazio e de rotor bloqueado, efetuados em temperatura ambiente.

Tabela 8 – Parâmetros estimados durante o ensaio de aquecimento.

Parâmetro	$\hat{\eta}$ (rad/s)	$\hat{\gamma}$ (rad/s)
Temp. Inicial (22,7°C)	8,13	126,8
Temp. Final (47,3°C)	9,16	143,08
Nominal	8,84	124,6

Fonte: próprio autor (2020).

Durante o experimento de aquecimento descrito, observou-se variação de $0,5044\Omega$ a $0,5931\Omega$ para a resistência do estator (r_s), enquanto que a temperatura medida na carcaça do motor utilizando-se de termopar variou entre $22,7^\circ\text{C}$ e $47,3^\circ\text{C}$. Isso equivale a uma variação em r_s de 17,58% em um aumento de apenas $24,6^\circ\text{C}$. Devido o motor utilizado ser do tipo gaiola de esquilo, torna-se impossível mensurar a resistência do rotor utilizando-se do mesmo procedimento. Mesmo assim, esses dados demonstram experimentalmente a variação paramétrica das resistências do motor em função da temperatura, conforme alegado ao início do Capítulo 4.

Devido a dificuldade de medição dos valores reais das larguras de banda do estator e rotor (γ e η) visando compará-los com os valores estimados pelo algoritmo MRAC, de maneira a avaliar seu funcionamento experimentalmente, efetuou-se o ensaio de aquecimento descrito anteriormente, onde fica evidente a correlação da resistência do estator (r_s) com os parâmetros estimados ($\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$) e com a temperatura. Assim sendo, assume-se a correta operação dessa implementação dos estimadores MRAC, tendo em vista que maiores estudos experimentais estão disponíveis na literatura técnica avaliando essa metodologia (GARCES, 1980; REGINATTO; RICO, 1993; QUANG; DITTRICH, 2008).

5.6 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MÉTODO LMC ADAPTATIVO (ALMC)

Conforme pode ser observado no ensaio de aquecimento mostrado na seção anterior, a elevação de temperatura aumenta o valor das resistências do motor. Em consequência, espera-se que as perdas do motor também se elevem. Visando comprovar esse fenômeno experimentalmente, acionou-se o motor operando com controle IFOC em duas faixas diferentes de temperatura e mediu-se a potência consumida em função das velocidades. Os resultados desse experimento estão mostrados na Tabela 9 onde comprova-se a elevação da potência consumida com o aumento da temperatura do motor. Observa-se que o aumento de potência consumida é maior em baixas

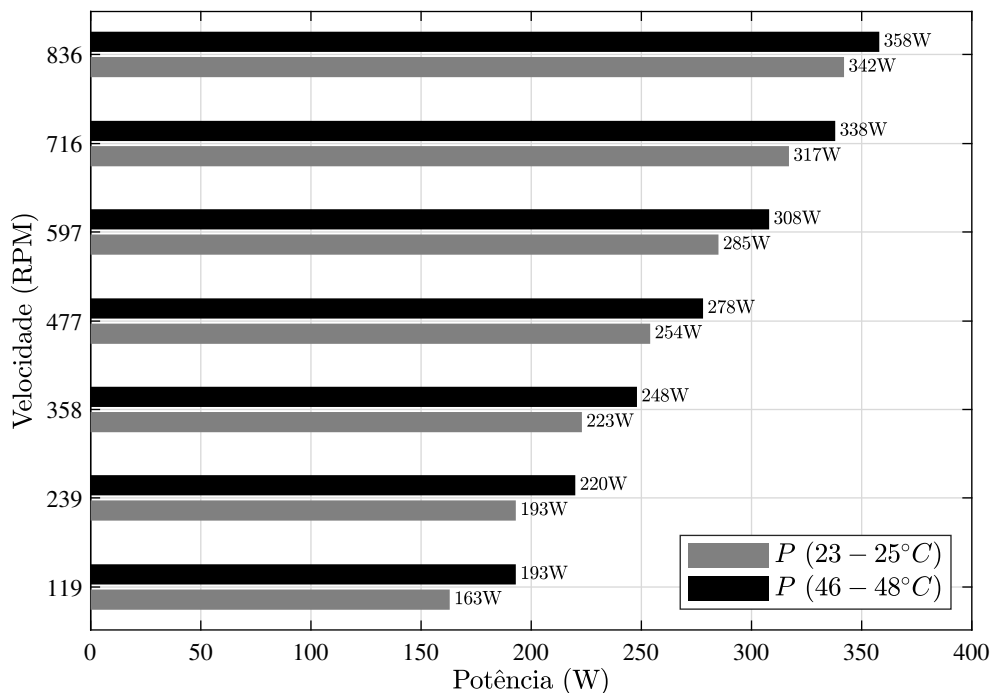
velocidades onde menor parcela da potência é convertida em trabalho mecânico. Exemplificando, em 119RPM observa-se aumento de 30W (18,4%), enquanto que em 836RPM o aumento é de 16W (4,7%) para variação térmica de aproximadamente 23°C. Esses dados são apresentados de maneira gráfica na Figura 52.

Tabela 9 – Potência consumida por sistema IFOC para duas situações térmicas distintas.

Velocidade	Potência (23 – 25°C)	Potência (46 – 48°C)	Acréscimo
119RPM	163W	193W	18,4%
239RPM	193W	220W	14,0%
358RPM	223W	248W	11,2%
477RPM	254W	278W	9,4%
597RPM	285W	308W	8,1%
716RPM	317W	338W	6,6%
836RPM	342W	358W	4,7%

Fonte: próprio autor (2020).

Figura 52 – Potência consumida por sistema IFOC para duas situações térmicas distintas.



Fonte: próprio autor (2020).

Na Tabela 10 são apresentados os dados experimentais de consumo em temperatura 23 – 25°C para as técnicas IFOC, IFOC-LMC e também para a combinação das técnicas MRAC-LMC, que é referenciada pela sigla ALMC (Adaptive LMC). Analogamente, na Tabela 11 são apresentados os mesmos dados de consumo porem para uma temperatura de operação maior (46 – 48°C). Em ambos os casos o motor esta operando a vazio sem torque de carga, e a temperatura é medida na carcaça do motor empregando-se um termopar.

Tabela 10 – Consumo de potência para as estratégias propostas na faixa térmica 23 – 25°C.

Velocidade	Potência (IFOC)	Potência (LMC)	Potência (ALMC)
119RPM	163W	121W	120W
239RPM	193W	125W	124W
358RPM	223W	139W	137W
477RPM	254W	153W	151W
597RPM	285W	169W	167W
716RPM	317W	187W	185W
836RPM	342W	207W	204W

Fonte: próprio autor (2020).

Tabela 11 – Consumo de potência para as estratégias propostas na faixa térmica 46 – 48°C.

Velocidade	Potência (IFOC)	Potência (LMC)	Potência (ALMC)
119RPM	193W	145W	135W
239RPM	220W	145W	140W
358RPM	248W	154W	147W
477RPM	278W	167W	155W
597RPM	308W	181W	170W
716RPM	338W	199W	186W
836RPM	358W	213W	205W

Fonte: próprio autor (2020).

Compilando os dados das tabelas anteriores, a Figura 53 mostra a economia de energia fornecida pelo algoritmo LMC e a técnica combinada MRAC-LMC, que é referenciada pela sigla ALMC (Adaptive LMC), em comparação com o controlador IFOC com corrente de eixo direto constante, conforme comentado anteriormente. Observa-se que o ALMC oferece economia de até 13W (em 716RPM) e em valores percentuais a maior economia em relação à estratégia LMC ocorreu em 477RPM onde registrou-se uma redução de 7,2% no consumo, tudo isso para a faixa mais elevada de temperaturas (46 – 48°C). Na operação em baixa temperatura, observa-se uma baixa redução da potência consumida (até 3W - 1,45%, em 836RPM), pois os parâmetros do motor foram determinados com o motor operando na temperatura ambiente. Nesse ensaio, os parâmetros utilizados pelo método LMC são os nominais determinados por ensaio à vazio e de rotor bloqueado, e os valores médios dos coeficientes estimados e o seu desvio padrão em relação a variações na velocidade estão resumidos na Tabela 12.

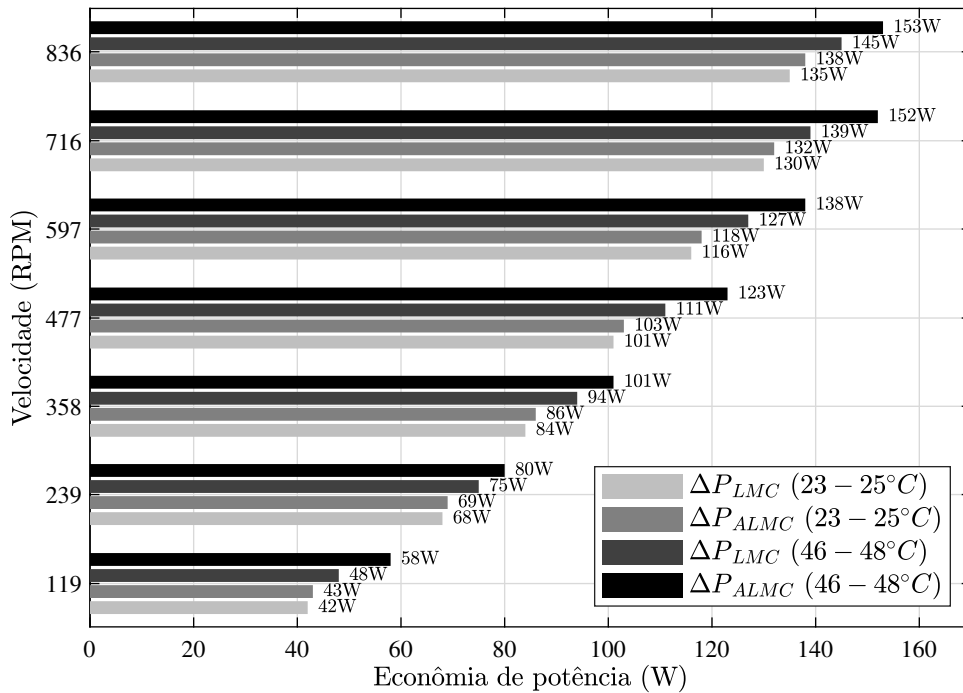
Tabela 12 – Parâmetros estimados no ensaio de consumo de potência em duas situações térmicas distintas.

Parâmetro	$\hat{\eta}$ (rad/s)	$\hat{\gamma}$ (rad/s)
Média (23 – 25°C)	8,20	122,6
Desvio Padrão (23 – 25°C)	0,35	1,67
Média (46 – 48°C)	9,02	139,4
Desvio Padrão (46 – 48°C)	0,24	1,88
Nominal	8,84	124,6

Fonte: próprio autor (2020).

As curvas dos parâmetros estimados pela técnica MRAC mostradas anteriormente na

Figura 53 – Redução no consumo de potência para as estratégias propostas em duas situações térmicas distintas.



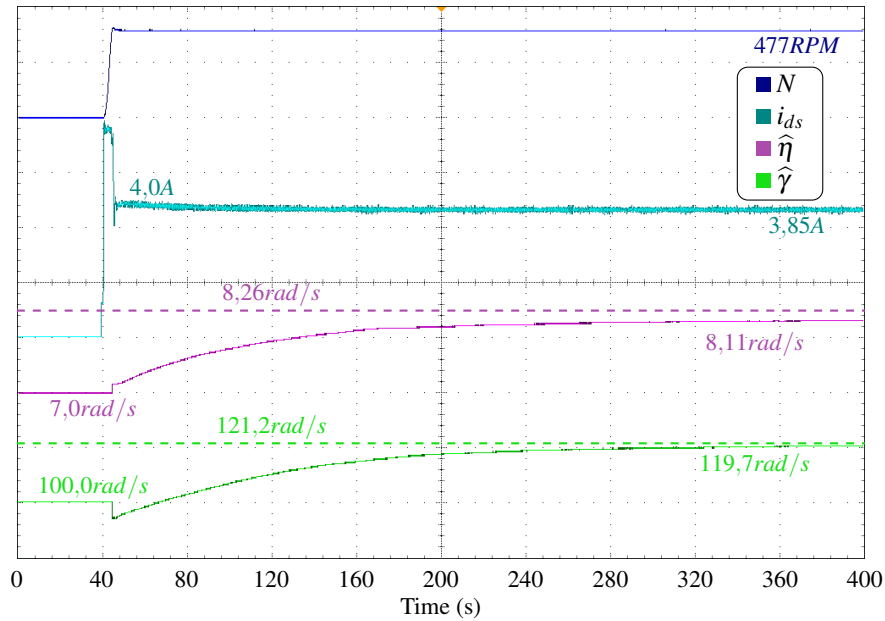
Fonte: próprio autor (2020).

Figura 47 são ligeiramente alteradas quando operando em conjunto com o método ALMC. A Figura 54 mostra esse caso, onde o ganho do estimador Q-MRAC foi reduzido para $k_{\eta} = 1 \times 10^{-3}$. Essa redução se justifica devido ao aumento do ganho observado na Equação 58 quando o motor está operando com escorregamento mais elevado, como é o caso da técnica ALMC. Este experimento foi realizado à temperatura de $23^{\circ}C$ (medido na carcaça do motor), e as estimativas convergem para $\hat{\eta} = 8,11rad/s$ e $\hat{\gamma} = 119,7rad/s$. Nesta figura também pode ser visto a técnica ALMC ajustando a corrente do eixo direto conforme as estimativas dos parâmetros são atualizadas, convergindo para $i_{ds} = 3,85A$.

Na Figura 55 o experimento anterior é repetido para temperatura mais alta da carcaça do motor ($47^{\circ}C$), usando os mesmos ganhos para os estimadores MRAC. Por causa da temperatura mais alta, os parâmetros estimados são maiores, convergindo para os valores: $\hat{\eta} = 9,13rad/s$ e $\hat{\gamma} = 141,9rad/s$. Nessa temperatura mais alta, os valores de i_{ds} também são afetados pelas estimativas, e convergem para um valor mais alto de $i_{ds} = 3,95A$.

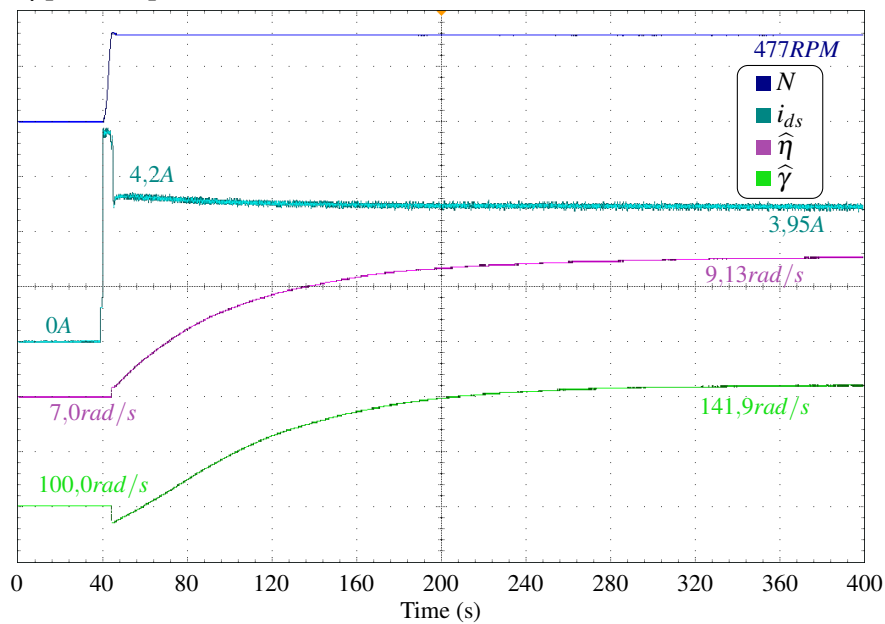
Os resultados apresentados nessa seção demonstram a operação do algoritmo ALMC, que permite a redução da potência consumida à medida que a temperatura do motor se eleva durante a operação do motor.

Figura 54 – Resposta experimental para controle IFOC-MRAC-ALMC, mostrando as curvas de estimação $\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$ para temperatura de 23°C.



Fonte: próprio autor (2020).

Figura 55 – Resposta experimental para controle IFOC-MRAC-ALMC, mostrando as curvas de estimação $\hat{\gamma}$ e $\hat{\eta}$ para temperatura de 47°C.



Fonte: próprio autor (2020).

5.7 RESUMO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi apresentada a plataforma de testes, e os ensaios experimentais empregados para comprovar o funcionamento da metodologia sugerida neste trabalho. Inicialmente apresentou-se resultados para a estratégia IFOC usada para controle de velocidade do motor

de indução, mostrando sua resposta dinâmica, capacidade de rejeição de perturbação e seguimento de referência. Para aumentar a eficiência do sistema, especialmente em operação de baixo torque e baixa velocidade, uma técnica LMC foi combinada com o controlador previamente apresentado, onde os resultados experimentais mostraram uma economia de potência de até 41%. Como esperado, a sensibilidade paramétrica dessa estratégia interfere na eficiência do sistema, e observando também que alguns desses coeficientes mudam amplamente com a temperatura, a compensação desses efeitos é útil para aumentar a precisão do ponto de operação que garante máxima eficiência determinado pelo método LMC. Para tanto, a estratégia MRAC baseada nos modelos de potência ativa e reativa foi usada para estimar em tempo real os coeficientes γ e η e assim compensar sua variação no cálculo de ganho da técnica LMC. Essa nova abordagem foi referida como Adaptive LMC (ALMC) e economias de energia de até 7,2% em comparação com a estrutura LMC convencional foram alcançadas experimentalmente. Além disso, o valor estimado de η permite o aumento da robustez do sistema de controle atualizando a determinação da velocidade referencial pelo controlador IFOC, conforme já demonstrado em outros trabalhos (GARCES, 1980; REGINATTO; RICO, 1993; QUANG; DITTRICH, 2008).

6 CONCLUSÕES

Motores de indução são largamente empregados na indústria devido a suas qualidades de robustez e baixo custo quando comparado a outros tipos de motores elétricos (HO; SEN, 1988; FERREIRA, 2016). Quando requer-se o controle de velocidade do mesmo, normalmente recorre-se a inversores PWM operando com controlador IFOC. Esta técnica garante uma resposta de alto desempenho, pois consiste no desacoplamento entre eixos direto e quadratura, permitindo assim o controle independente do fluxo de magnetização e torque (BOCKER; MATHAPATI, 2007).

Visando aumentar a eficiência dos motores de indução acionados por inversores PWM operando com controlador IFOC, desenvolveram-se diversos métodos de minimização das perdas, sendo comumente classificados em três grupos: baseados em modelo (LMC), mecanismos de busca (SC) e métodos híbridos (LIM; NAM, 2004; UDDIN; NAM, 2008). Cada um desses grupos possui vantagens e desvantagens sobre os demais, destacando-se principalmente a rápida velocidade de resposta dos métodos LMCs, e a robustez dos mecanismos de busca. Nesse sentido, objetivando conciliar estas vantagens, alguns pesquisadores combinaram estas técnicas gerando métodos híbridos, que normalmente definem um ponto de operação através de um método LMC e posteriormente esse valor é refinado por uma técnica SC (CHAKRABORTY; HORI, 2003; BAZZI; KREIN, 2010).

Este trabalho propôs uma nova abordagem para controle de motores de indução combinando as estratégias: IFOC, LMC, e MRAC, com o intuito de obter um novo algoritmo de controle de velocidade mais robusto, eficiente e com curto período de convergência. Visando reduzir a sensibilidade paramétrica do método LMC empregado, porém mantendo sua rápida velocidade, implementou-se conjuntamente dois estimadores MRAC, de maneira a determinar em tempo real as larguras de banda do estator e do rotor (γ e η), parâmetros variantes com a temperatura do motor. Assim, através das estimativas dos algoritmos MRAC pode-se compensar possíveis variações diretamente no cálculo do ponto de máxima eficiência do método LMC, garantindo assim maior precisão e robustez em relação a efeitos não modelados, dando ênfase especial a variações térmicas. O método resultante foi nomeado Adaptive LMC e referenciado pela sigla ALMC.

De maneira a avaliar a eficácia do sistema proposto, foram realizadas algumas simulações e conduzidos alguns experimentos em uma bancada de ensaios construída especificamente

para este fim. Um método de controle baseado em modelo de perdas (LMC) foi implementado, e em relação ao controlador IFOC com corrente de magnetização constante, registrou-se redução de até 41% no consumo de potência, ambos operando em velocidade nominal e sem carga mecânica externa. Ainda, comparando o consumo dos métodos LMC e ALMC para duas faixas térmicas distintas ($23 - 25^{\circ}\text{C}$ e $46 - 48^{\circ}\text{C}$), observou-se economia de até 7,2% para a maior faixa.

A abordagem proposta por este trabalho se mostrou eficaz, garantindo redução significativa do consumo de energia pelo acionamento inversor PWM e motor de indução, garantindo também operação eficiente mesmo na presença de variações térmicas, indicando assim maior robustez da técnica proposta (ALMC) em relação a variações paramétricas. Dessa maneira contribuiu-se com os estudos visando tornar mais eficiente o uso da energia elétrica, colaborando com a conservação do meio ambiente, e trazendo economias para o setor elétrico.

Assim, o presente trabalho cumpriu os objetivos propostos na introdução desse documento, sendo resumidos na obtenção um modelo matemático do motor de indução, propor modificações sobre estratégias de controle e métodos de otimização da eficiência, desenvolvimento de plataforma de ensaios experimental, e a avaliação das propostas via simulação e ensaios experimentais. Como conclusão, as principais contribuições deste trabalho para a comunidade científica são: a inclusão de modificações sobre a estrutura do controlador IFOC, como pré-filtro de referência, termo derivativo e normalização do sinal de saída do controlador de velocidade; a apresentação de nova abordagem para métodos MRAC baseados em potência ativa e reativa, para estimação dos parâmetros de largura de banda do estator e rotor; combinação das estratégias IFOC, LMC e MRAC; avaliação por simulações e experimentos das metodologias propostas.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões a trabalhos futuros pode-se citar:

- Incluir perdas magnéticas no modelo para determinação do ponto de máxima eficiência pelo método LMC;
- Incluir compensações de acordo com condições de saturação do circuito magnético do motor, conforme proposto em Mino-Aguilar *et al.* (2006), Mino-Aguilar *et al.* (2008);
- Utilizar estratégias mais robustas para estimação dos parâmetros γ e η , ao invés da técnica MRAC convencional;

REFERÊNCIAS

AKAGI, Hirofumi; WATANABE, Edson Hirokazu; AREDES, Mauricio. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.

BAZZI, Ali M; KREIN, Philip T. Review of methods for real-time loss minimization in induction machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 46, n. 6, p. 2319–2328, 2010.

BIM, Edson. **Máquinas elétricas e acionamento**. 3. ed. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2015.

BLASCHKE, Felix. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines. **Siemens review**, v. 34, n. 3, p. 217–220, 1972.

BOCKER, Joachim; MATHAPATI, Shashidhar. State of the art of induction motor control. *In*: IEEE. **2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference**. [S.l.], 2007. v. 2, p. 1459–1464.

CASTRUCCI, P.B. De Lauro; BITTAR, A.; SALES, R.M. **Controle Automático**. [S.l.]: LTC, 2011. ISBN 9788521617860.

CHAKRABORTY, Chandan; HORI, Yoichi. Fast efficiency optimization techniques for the indirect vector-controlled induction motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 39, n. 4, p. 1070–1076, 2003.

CHANG, Jae Ho; KIM, Byung Kook. Minimum-time minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 44, n. 6, p. 809–815, 1997.

CHAPMAN, Stephen J. **Electric Machinery Fundamentals**. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2005. (Electric machinery fundamentals).

DONG, Gan; OJO, Olorunfemi. Efficiency optimizing control of induction motor using natural variables. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 53, n. 6, p. 1791–1798, 2006.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA – EPE. **Balanco energético nacional 2019 ano base 2018**. Rio de Janeiro, 2019. 503 p.

FADALI, M Sami; VISIOLI, Antonio. **Digital control engineering: analysis and design**. [S.l.]: Academic Press, 2012.

FERREIRA, Carlos Aparecido. **Motor elétrico Premium**. Rio de Janeiro, 2016. 64 p.

FRANCHI, C.M. **Acionamentos Elétricos**. [S.l.]: Saraiva Educação S.A., 2018. ISBN 9788536511535.

GARCES, Luis J. Parameter adaption for the speed-controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, n. 2, p. 173–178, 1980.

HASSE, Karl. Zur dynamik drehzahleregelter antriebe mit stromrichter-gespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-maschinen. **Dissertation TH. Darmstadt**, 1969.

HAYT, William; BUCK, John. **Eletromagnetismo**. [S.l.]: Bookman Editora, 2013.

HO, Edward YY; SEN, Paresh C. Decoupling control of induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 35, n. 2, p. 253–262, 1988.

IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. [S.l.], 2018. 1-115 p.

JUNG, Clecio; TORRICO, César Rafael Claire; CARATI, Emerson Giovani. Reactive power based mrac for robustness and efficiency improvements on a ifoc induction motor drive. *In: IEEE. 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.], 2020. p. 217–222.

KRAUSE, Paul C; WASYNCZUK, Oleg; SUDHOFF, Scott D; PEKAREK, Steven. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2013.

KRISHNAN, Ramu; BHARADWAJ, Aravind S. A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 6, n. 4, p. 695–703, 1991.

KRISHNAN, R; DORAN, Frank C. Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, IA-23, n. 4, p. 623–635, July 1987.

LI, Jie; NIE, Shao-fei; MENG, Qing-liang; REN, Hai-peng. Efficiency optimization of induction motors based on online identification of iron loss equivalent resistance via dual extended kalman filter. *In: IEEE. 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*. [S.l.], 2016. p. 3309–3312.

LIM, S; NAM, K. Loss-minimising control scheme for induction motors. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 151, n. 4, p. 385–397, 2004.

MINO-AGUILAR, Gerardo; MORENO-EGUILAZ, Juan Manuel; PRYYMAK, Bogdan; PERACAULA, Juan. A self-tuning loss-model based efficiency controller for an induction motor drive. *In: IEEE. 2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference. [S.l.]*, 2006. p. 1137–1142.

MINO-AGUILAR, Gerardo; MORENO-EGUILAZ, Juan Manuel; PRYYMAK, Bogdan; PERACAULA, Joan. An induction motor drive including a self-tuning loss-model based efficiency controller. *In: IEEE. 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. [S.l.]*, 2008. p. 1119–1125.

OGATA, Katsuhiko. **Modern control engineering. [S.l.]**: Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2009.

PARK, Robert H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, IEEE**, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929.

PELEGRIN, Jessé de; TORRICO, César Rafael Claire; CARATI, Emerson Giovani. A model-based suboptimal control to improve induction motor efficiency. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer, v. 27, n. 1, p. 69–81, 2016.

PINHEIRO, Diego D; FILHO, M Geovane; CARATI, Emerson G; CARDOSO, Rafael; STEIN, Carlos MO; COSTA, Jean P da. Input command strategies and analysis for energy optimization of induction motor drives. *In: IEEE. 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON). [S.l.]*, 2016. p. 1–7.

PIRES, Waldiberto de Lima; MELLO, Hugo Gustavo Gomez; NAU, Sebastião Lauro; SOBRINHO, Alexandre Postól. Minimization of losses in converter-fed induction motors—optimal flux solution. *In: Electric machines and drives. [S.l.]*: IntechOpen, 2011.

QUANG, Nguyen Phung; DITTRICH, Jörg-Andreas. **Vector control of three-phase AC machines. [S.l.]**: Springer, 2008.

REGINATTO, Romeu; RICO, Julio EN. A slip frequency gain adaptation method based on mras for induction motor drives. *In: IEEE. Proceedings of IECON'93-19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. [S.l.]*, 1993. p. 2166–2170.

SAIDUR, R. A review on electrical motors energy use and energy savings. **Renewable and sustainable energy reviews**, Elsevier, v. 14, n. 3, p. 877–898, 2010.

SCARMIN, Alcir; GNOATTO, Claudio L; AGUIAR, Everton L; CAMARA, Helder T; CARATI, Emerson G. Hybrid adaptive efficiency control technique for energy optimization in

induction motor drives. *In: IEEE. 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications-INDUSCON 2010. [S.l.]*, 2010. p. 1–6.

SEN, Paresh C. Electric motor drives and control-past, present, and future. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 37, n. 6, p. 562–575, 1990.

STUMPER, Jean-François; DÖTLINGER, Alexander; KENNEL, Ralph. Loss minimization of induction machines in dynamic operation. **IEEE transactions on energy conversion**, IEEE, v. 28, n. 3, p. 726–735, 2013.

SUL, Seung-Ki. **Control of electric machine drive systems. [S.l.]**: John Wiley & Sons, 2011.

TAKAHASHI, Isao; NOGUCHI, Toshihiko. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. **IEEE Transactions on Industry applications**, IEEE, n. 5, p. 820–827, 1986.

TOLIYAT, Hamid A; LEVI, Emil; RAINA, Mona. A review of rfo induction motor parameter estimation techniques. **IEEE transactions on Energy conversion**, IEEE, v. 18, n. 2, p. 271–283, 2003.

UDDIN, M Nasir; NAM, Sang Woo. New online loss-minimization-based control of an induction motor drive. **IEEE transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 23, n. 2, p. 926–933, 2008.

WEG S.A. **Motor Trifásico W22 IR3 Premium**. 2015. Disponível em: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/he2/hd3/WEG-vista-explodida-do-motor-trifasico-w22-premium-efficiency-ie3-50009253-banner-portuguese-web.pdf>. Acessado em: 15/08/2019.

WEG S.A. **W22 Motor Elétrico Trifásico**. Jaraguá do Sul, SC, 2019. 56 p.