



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JUCELINO TALEIRES FILHO

**ESTUDO DE OBSERVADORES DE ESTADO COMBINADOS PARA
ACIONAMENTO *SENSORLESS* DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

FORTALEZA

2021

JUCELINO TALEIRES FILHO

ESTUDO DE OBSERVADORES DE ESTADO COMBINADOS PARA ACIONAMENTO
SENSORLESS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia

Orientador: Prof. Dr. Wilkley Bezerra
Correia

FORTALEZA

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

T148e Taleires Filho, Jucelino.

Estudo de observadores de estado combinados para acionamento sensorless de motores de indução trifásicos / Jucelino Taleires Filho. – 2021.

121 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Transportes, Fortaleza, 2021.

Orientação: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.

1. Motor de indução. 2. Controle vetorial orientado pelo campo. 3. Observadores de fluxo. 4. Controle sem sensor. I. Título.

CDD 388

JUCELINO TALEIRES FILHO

ESTUDO DE OBSERVADORES DE ESTADO COMBINADOS PARA ACIONAMENTO
SENSORLESS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Domenico Sgrò
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Francisco Kleber Araújo Lima
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ricardo Silva Thé Pontes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Otacílio da Mota Almeida
Universidade Federal do Piauí (UFPI)

Dedico este trabalho à minha mãe Jomábia (*in
memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela infinita e inalcançável misericórdia.

À minha amada esposa Juliane por todo amor, carinho e suporte nesses anos de batalha dentro e fora da universidade. Você é uma fonte de força, inspiração e amor.

Às minhas irmãs Samara e Kelly e ao meu sobrinho Samuel pelos momentos alegres compartilhados.

Aos meus padrinhos João e Liduína pela presença e preocupação com meu bem-estar.

Aos meus amigos e amigas do curso de engenharia em especial aos gabirus alados Allanzin, Filipe, Hallison, Jack, Mateus, Rafael e Vinícius.

Aos meus amigos e colegas de laboratório Leonardo, Davi, Iuri, Felipe, Eduardo e Rubem por toda ajuda e momentos de descontração.

Aos meus amigos e amigas da vida Alan, Joyce, Nicolás e Sara.

Ao meu orientador Prof. Wilkley Bezerra Correia pelo grande e fundamental suporte, contribuição, atenção e conselhos a mim dispostos em todo este trabalho.

Aos professores Sérgio Daher, Fabrício Gonzalez, Kleber Lima, Demercil Oliveira, pela experiência compartilhada em sala de aula e pela disponibilidade fora da sala.

Agradeço também aos membros da banca prof. Otacílio da Mota Almeida, prof. Domenico Sgrò, prof. Francisco Kleber Araújo Lima e prof. Ricardo Silva Thé Pontes pelas contribuições para a melhoria da versão final deste documento.

Agradeço novamente aos meus companheiros de batalha Rafael e Rubem pelo suporte técnico oferecido e momentos compartilhados. O trabalho aqui apresentado não teria a mesma qualidade sem a inestimável contribuição de vocês.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo financiamento da pesquisa de mestrado via bolsa de estudos. Faço votos para que os governantes jamais sejam capazes de extinguir esse importante órgão. Viva a pesquisa, viva a ciência!

Por fim, mas não menos importante, meu profundo e sincero agradecimento ao povo brasileiro, sobretudo à parcela mais carente de recursos financeiros, que financiou todo meu trajeto profissional e acadêmico. Vejo como obrigação retribuir para a sociedade a ajuda fornecida, exercendo a profissão de maneira justa e honesta. Parafraseando Sir Isaac Newton: se cheguei mais longe, foi por estar sobre ombros de gigantes.

“A natureza é um enorme jogo de xadrez disputado por deuses, e que temos o privilégio de observar. As regras do jogo são o que chamamos de física fundamental, e compreender essas regras é a nossa meta.”

(Richard Feynman)

RESUMO

Os observadores de estados são modelos dinâmicos cujas variáveis de estado são estimativas das variáveis de um sistema. Em um sistema dinâmico nem todos os estados podem estar disponíveis para medição. O custo pela adição de sensores necessários pode inviabilizar o projeto ou, ainda, pode ser fisicamente impossível medir todas as variáveis de estado. Nessa perspectiva, este trabalho trata do estudo e da implementação de observadores de velocidade e de fluxo magnético aplicados a um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo (MIT) de potência nominal 0,25 cv, visando ao controle de velocidade sem a utilização de sensor mecânico *sensorless*. O MIT é acionado utilizando-se da técnica de controle vetorial indiretamente orientado pelo campo (*IFOC*). Os controladores são do tipo proporcional-integral (PI) projetados por alocação de polos. São implementados seis observadores distintos, três dos quais são observadores clássicos da literatura, a saber: *MRAS*; *SMO*; e *EKF*. Os outros três observadores são obtidos por meio de combinações entre os observadores clássicos citados. A primeira das combinações consiste na utilização de um observador *SMO* como modelo de referência para um observador *MRAS* clássico. Para a segunda combinação, propõe-se a utilização de um observador *EKF* combinado com um observador *MRAS*. Tal combinação resulta em excelentes respostas de fluxo e de velocidade mecânica, além da simplificação e eliminação de um mecanismo de adaptação comumente encontrado em topologias *MRAS*. Para a terceira combinação, propõe-se a utilização de um observador *EKF* combinado com um observador *SMO*, a qual compartilha das mesmas vantagens da combinação anterior. Os resultados de simulação são auspiciosos, tendo em conta que a estimativa decorrente da aplicação dos observadores propostos apresenta erro percentual desprezível. A análise da qualidade do sinal de saída dos seis observadores é feita mediante decomposição dos sinais em suas componentes de frequência (Transformada de Fourier). Os observadores propostos neste trabalho apresentam baixo conteúdo de frequência na variável velocidade. Como consequência, a robustez do sistema torna-se elevada, possibilitando a utilização de controladores mais simples. Os resultados experimentais corroboram as análises dos resultados simulados. Os observadores propostos (*EKF* combinado com *MRAS* e *EKF* combinado com *SMO*) apresentam resposta de velocidade fidedigna à do sistema identificado, além de melhores estimativas de fluxo magnético. O sensor de tensão, necessário para implementação dos observadores, é substituído pelas tensões reconstruídas por meio do sinal de chaveamento enviado ao inversor de frequência, logrando assim, a eliminação do sensor de velocidade (*encoder*) e do sensor de tensão.

Palavras-chave: Motor de indução. Controle vetorial orientado pelo campo. Observadores de fluxo. Controle sem sensor.

ABSTRACT

State observers are dynamic models whose state variables are estimates of variables in a system. In a dynamic system not all states may be available for measurement. The cost of adding the necessary sensors may make the project unfeasible or it may be physically impossible to measure all the state variables. In this perspective, this work deals with the study and implementation of speed and flux observers applied to a three-phase induction motor with a 0.25 hp squirrel cage rotor (IM), aiming at speed sensorless control. The IM is driven by using the Indirect Field Oriented Control (IFOC) technique. Controllers are proportional-integral (PI) type tuned by pole allocation. Six distinct observers are implemented, three of which are classical observers in the literature, namely: MRAS; SMO; and EKF. The other three observers are obtained through combinations between the classical observers mentioned. The first of the combinations consists of using an SMO as a reference model for a classic MRAS observer. For the second combination, it is proposed to use an EKF observer combined with an MRAS observer. This combination results in excellent flux and speed responses, in addition to the simplification and elimination of an adaptation mechanism commonly found in MRAS topologies. For the third combination, it is proposed to use an EKF observer combined with an SMO, which shares the same advantages of the previous combination. The simulation results are auspicious, taking into account that the estimate resulting from the application of the proposed observers presents a negligible percentage error. The analysis of the quality of the output signal of the six observers is carried out by decomposing the signals into their frequency components (Fourier Transform). The observers proposed in this work have a low frequency content in the velocity variable. As a result, the robustness of the system becomes high, enabling the use of simpler controllers. The experimental results corroborate the analysis of the simulated results. The proposed observers (EKF combined with MRAS and EKF combined with SMO) present a reliable speed response to the identified system, in addition to better estimates of magnetic flux. The voltage sensor, necessary for the observers implementation, is replaced by the reconstructed voltages through the switching signal sent to the frequency inverter, thus achieving the elimination of the encoder and the voltage sensor.

Keywords: Induction motor. Field oriented control. Flux observers. Sensorless control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação de um motor de indução trifásico.	30
Figura 2 – Circuito equivalente do motor de indução nas coordenadas abc.	32
Figura 3 – Circuito equivalente do motor de indução nas coordenadas $\alpha\beta$	37
Figura 4 – Circuito equivalente do motor de indução nas coordenadas dq	38
Figura 5 – Orientação do vetor fluxo magnético rotórico.	40
Figura 6 – Esquema básico de <i>DFOC</i> aplicado em um motor de indução trifásico.	44
Figura 7 – Esquema básico de <i>IFOC</i> aplicado em um motor de indução trifásico.	46
Figura 8 – Esquema básico um observador de ordem completa.	49
Figura 9 – Controle por modelo de referência.	50
Figura 10 – Observador por modelo de referência.	51
Figura 11 – Modelo da tensão.	52
Figura 12 – Modelo da corrente.	53
Figura 13 – Observador <i>MRAS</i> para controle <i>sensorless</i>	53
Figura 14 – Modo deslizante.	56
Figura 15 – Diagrama de blocos do observador por modos deslizantes.	65
Figura 16 – Diagrama de blocos do filtro de Kalman estendido.	69
Figura 17 – Observador <i>MRAS</i> com <i>SMC</i> como mecanismo de adaptação.	70
Figura 18 – Observador <i>MRAS</i> com <i>SMO</i> como modelo de referência para fluxo do estator.	70
Figura 19 – Observador <i>MRAS</i> com <i>SMO</i> como modelo de referência para fluxo do rotor.	71
Figura 20 – Observador <i>EKF</i> combinado com <i>MRAS</i>	72
Figura 21 – Observador <i>EKF</i> combinado com <i>SMO</i>	73
Figura 22 – Circuito de desacoplamento entre as tensões para controle de corrente.	76
Figura 23 – Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente no referencial dq síncrono.	77
Figura 24 – Dinâmica da função de transferência de velocidade.	77
Figura 25 – Diagrama de blocos do controle de velocidade.	79
Figura 26 – Diagrama de blocos do sistema de controle aplicado.	79
Figura 27 – Resultado de simulação com degrau de velocidade.	80
Figura 28 – Resultado de simulação com degrau de carga.	81
Figura 29 – Resultados dos fluxos magnéticos nas coordenadas $\alpha\beta$	82
Figura 30 – Módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor.	83

Figura 31 – Resultado das correntes do estator em abc	83
Figura 32 – Resultado das correntes do estator em dq	84
Figura 33 – Resultado da análise espectral antes da carga.	85
Figura 34 – Resultado da análise espectral após a carga.	85
Figura 35 – Resultado da análise espectral para o observador SMO	86
Figura 36 – Resultado experimental de velocidade para observador $MRAS$	87
Figura 37 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador $MRAS$	88
Figura 38 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador $MRAS$	88
Figura 39 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador $MRAS$	89
Figura 40 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador $MRAS$	90
Figura 41 – Resultado experimental de velocidade para observador SMO	90
Figura 42 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador SMO	91
Figura 43 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador SMO	91
Figura 44 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador SMO	92
Figura 45 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador SMO	93
Figura 46 – Resultado experimental de velocidade para observador EKF	93
Figura 47 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador EKF	94
Figura 48 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador EKF	95
Figura 49 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador EKF	95
Figura 50 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador EKF	96

Figura 51 – Resultado experimental de velocidade para observador <i>MRAS</i> combinado com <i>SMO</i>	97
Figura 52 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador <i>MRAS</i> combinado com <i>SMO</i>	97
Figura 53 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador <i>MRAS</i> combinado com <i>SMO</i>	98
Figura 54 – Resultado experimental das correntes no referencial <i>abc</i> para o observador <i>MRAS</i> combinado com <i>SMO</i>	99
Figura 55 – Resultado experimental das correntes no referencial <i>dq</i> síncrono para o observador <i>MRAS</i> combinado com <i>SMO</i>	99
Figura 56 – Resultado experimental de velocidade para observador <i>EKF</i> combinado com <i>MRAS</i>	100
Figura 57 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>MRAS</i>	101
Figura 58 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>MRAS</i>	101
Figura 59 – Resultado experimental das correntes no referencial <i>abc</i> para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>MRAS</i>	102
Figura 60 – Resultado experimental das correntes no referencial <i>dq</i> síncrono para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>MRAS</i>	102
Figura 61 – Resultado experimental de velocidade para observador <i>EKF</i> combinado com <i>SMO</i>	103
Figura 62 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>SMO</i>	104
Figura 63 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>SMO</i>	104
Figura 64 – Resultado experimental das correntes no referencial <i>abc</i> para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>SMO</i>	105
Figura 65 – Resultado experimental das correntes no referencial <i>dq</i> síncrono para o observador <i>EKF</i> combinado com <i>SMO</i>	105
Figura 66 – Diagrama esquemático da bancada de testes.	115
Figura 67 – Bancada experimental.	116

Figura 68 – Ligação das bobinas do sensor de corrente.	118
Figura 69 – Circuito de condicionamento de sinal.	118
Figura 70 – <i>Encoder</i> modelo Avago HEDS-5500 A11.	119
Figura 71 – Pulsos de saída do <i>encoder</i>	120
Figura 72 – Motor de indução utilizado no trabalho.	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Variáveis das Equações (2.1) à (2.4).	34
Tabela 2 – Especificações técnicas do inversor utilizado.	117
Tabela 3 – Especificação dos sensores de corrente LEM LA 25-NP.	117
Tabela 4 – Especificação dos sensores de corrente LEM LV 20-P.	118
Tabela 5 – Especificação do DSP LAUNCHXL F28379D.	120
Tabela 6 – Parâmetros elétricos e mecânicos do MIT acionado.	121

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>DFOC</i>	<i>Direct Field Oriented Control</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Torque Control</i>
<i>EKF</i>	<i>Extended Kalman Filter</i>
<i>FOC</i>	<i>Field Oriented Control</i>
<i>GPC</i>	<i>Generalized Predictive Control</i>
<i>IFOC</i>	<i>Indirect Field Oriented Control</i>
<i>LQG</i>	<i>Linear Quadratic Gaussian</i>
<i>MIMO</i>	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
<i>MRAS</i>	<i>Model Reference Adaptive Systems</i>
<i>SISO</i>	<i>Single-Input Single-Output</i>
<i>SMC</i>	<i>Sliding-Mode Control</i>
<i>SMFs</i>	<i>Sliding-Mode Functions</i>
<i>SMO</i>	<i>Sliding-Mode Observer</i>
MIT	Motor de Indução Trifásico
PI	Controlador Proporcional-Integral

LISTA DE SÍMBOLOS

Ψ_{as}	Fluxo magnético estatórico da fase a
Ψ_{bs}	Fluxo magnético estatórico da fase b
Ψ_{cs}	Fluxo magnético estatórico da fase c
Ψ_{ar}	Fluxo magnético rotórico da fase a
Ψ_{br}	Fluxo magnético rotórico da fase b
Ψ_{cr}	Fluxo magnético rotórico da fase c
Ψ_s	Vetor fluxo magnético estatórico
Ψ_r	Vetor fluxo magnético rotórico
i_{as}	Corrente elétrica estatórica da fase a
i_{bs}	Corrente elétrica estatórica da fase b
i_{cs}	Corrente elétrica estatórica da fase c
i_{ar}	Corrente elétrica rotórica da fase a
i_{br}	Corrente elétrica rotórica da fase b
i_{cr}	Corrente elétrica rotórica da fase c
\mathbf{i}_s	Vetor corrente elétrica estatórica
\mathbf{i}_r	Vetor corrente elétrica rotórica
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator
L_{lr}	Indutância de dispersão do rotor
L_{ms}	Indutância de magnetização
\mathbf{L}_s	Matriz indutância de estator
\mathbf{L}_r	Matriz indutância de rotor
$\mathbf{L}_{sr}(\theta_r)$	Matriz indutância mútua estator-rotor
$\mathbf{L}_{rs}(\theta_r)$	Matriz indutância mútua rotor-estator
R_s	Resistência do estator
R_r	Resistência do rotor
\mathbf{R}_s	Matriz resistência do estator

\mathbf{R}_r	Matriz resistência do rotor
N_s	Número de espiras efetivas em série por fase no estator
N_r	Número de espiras efetivas em série por fase no rotor
θ_r	Posição angular elétrica do rotor
θ_m	Posição angular mecânica do rotor
ω_r	Velocidade angular elétrica do rotor
ω_m	Velocidade angular mecânica do rotor
ω_s	Velocidade síncrona do motor
$\hat{\omega}_r$	Velocidade observada do motor
p	Número de pares de polos do motor
$\Psi_{s,\alpha\beta}$	Vetor fluxo magnético estatórico nas coordenadas $\alpha\beta$
$\Psi_{r,\alpha\beta}$	Vetor fluxo magnético rotórico nas coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{v}_{s,\alpha\beta}$	Vetor tensão do estator nas coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{v}_{r,\alpha\beta}$	Vetor tensão do rotor nas coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{i}_{s,\alpha\beta}$	Vetor corrente do estator nas coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{i}_{r,\alpha\beta}$	Vetor corrente do rotor nas coordenadas $\alpha\beta$
L_m	Indutância de magnetização trifásica
L_s	Indutância própria do estator
L'_r	Indutância própria do rotor referida ao lado do estator
$\Psi_{s,dq}$	Vetor fluxo magnético estatórico nas coordenadas dq
$\Psi_{r,dq}$	Vetor fluxo magnético rotórico nas coordenadas dq
$\mathbf{v}_{s,dq}$	Vetor tensão do estator nas coordenadas dq
$\mathbf{v}_{r,dq}$	Vetor tensão do rotor nas coordenadas dq
$\mathbf{i}_{s,dq}$	Vetor corrente do estator nas coordenadas dq
$\mathbf{i}_{r,dq}$	Vetor corrente do rotor nas coordenadas dq
ω_{Ψ_r}	Frequência angular do vetor fluxo magnético rotórico
σ	Fator de dispersão total
\mathbf{j}	Unidade imaginária

T_{em}	Conjugado eletromagnético
T_{carga}	Conjugado da carga
τ_r	Constante de tempo do rotor
J	Momento de inércia
B	Atrito viscoso
K_t	Constante de conjugado
\mathbf{x}	Vetor de estados do sistema
$\hat{\mathbf{x}}$	Vetor de estados estimados
$\tilde{\mathbf{x}}$	Erro de estimativa dos estados
\mathbf{y}	Saída do sistema
\mathbf{A}	Matriz do sistema
\mathbf{B}	Matriz das entradas do sistema
\mathbf{C}	Matriz das saídas do sistema
\mathbf{D}	Termo de transmissão direta do sistema
\mathbf{L}	Vetor de ganhos de Luenberger
ε	Resíduo do vetor fluxo magnético
$\Psi_{r,\alpha\beta}^s$	Vetor fluxo magnético obtido pelo modelo de referência
$\Psi_{r,\alpha\beta}^r$	Vetor fluxo magnético obtido pelo modelo adaptativo
K_p	Ganho proporcional do controlador PI
K_i	Ganho integral do controlador PI
$s(t)$	Superfície deslizante
x_d	Referência de posição
$V(\mathbf{x})$	Função candidata de Lyapunov
\mathbf{T}_c	Matriz de transformação de similaridade
\mathbf{N}_c	Submatriz que expande o espaço nulo de \mathbf{C}
χ_α	Função de modo deslizante na coordenada α
χ_β	Função de modo deslizante na coordenada β
$\chi_{\alpha_{eq}}$	Função de modo deslizante equivalente na coordenada α

$\chi_{\beta_{eq}}$	Função de modo deslizante equivalente na coordenada β
w	Ruído do processo
v	Ruído de medição
$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-$	Estados estimados <i>a priori</i>
$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+$	Estados estimados <i>a posteriori</i>
\mathbf{P}_{k+1}^-	Matriz de covariância do erro de estimativa <i>a priori</i>
\mathbf{P}_{k+1}^+	Matriz de covariância do erro de estimativa <i>a posteriori</i>
\mathbf{K}_{k+1}	Vetor de ganhos de Kalman
\mathbf{G}_{k+1}	Matriz jacobiana do modelo do motor com relação aos estados
$\xrightarrow{\mathcal{L}\{\cdot\}}$	Transformada de Laplace

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	Motivação	23
1.2	Revisão bibliográfica	24
1.3	Objetivos	28
1.4	Organização do trabalho	28
2	MODELAGEM E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	30
2.1	Modelagem do Motor de Indução Trifásico	31
2.1.1	<i>Modelo no referencial abc</i>	32
2.1.2	<i>Modelo no referencial estacionário</i>	35
2.1.3	<i>Modelo no referencial girante</i>	36
2.2	Controle vetorial orientado pelo campo	39
2.2.1	<i>DFOC</i>	44
2.2.2	<i>IFOC</i>	45
2.3	Conclusões do capítulo	46
3	OBSERVADORES DE FLUXO MAGNÉTICO E DE VELOCIDADE PARA CONTROLE <i>SENSORLESS</i>	47
3.1	Observadores de estado	47
3.1.1	<i>Observador de ordem completa</i>	48
3.2	Observadores de fluxo magnético e de velocidade clássicos	49
3.2.1	<i>Observador MRAS</i>	50
3.2.2	<i>Observador por modos deslizantes</i>	54
3.2.3	<i>Observador baseado em filtro de Kalman estendido</i>	65
3.3	Observadores combinados para motores de indução trifásicos	68
3.3.1	<i>Observador SMO combinado com MRAS</i>	69
3.3.2	<i>Observador EKF combinado com MRAS</i>	71
3.3.3	<i>Observador EKF combinado com SMO</i>	73
3.4	Conclusões do capítulo	73
4	RESULTADOS	75
4.1	Controladores PI	75

4.1.1	<i>Controlador PI de corrente</i>	76
4.1.2	<i>Controlador PI de velocidade</i>	77
4.2	Resultados de Simulação	78
4.3	Resultado Experimentais	86
4.3.1	<i>Resultados experimentais com aplicação do observador MRAS</i>	87
4.3.2	<i>Resultados experimentais com aplicação do observador SMO</i>	89
4.3.3	<i>Resultados experimentais com aplicação do observador EKF</i>	92
4.3.4	<i>Resultados experimentais com aplicação do observador MRAS com SMO como modelo de referência</i>	96
4.3.5	<i>Resultados experimentais com aplicação do observador EKF combinado com MRAS</i>	98
4.3.6	<i>Resultados experimentais com aplicação do observador EKF combinado com SMO</i>	103
4.4	Conclusões do capítulo	106
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	108
5.1	Conclusões	108
5.2	Trabalhos futuros	109
	REFERÊNCIAS	111
	APÊNDICES	115
	APÊNDICE A – Descrição da bancada	115
A.1	Descrição física da bancada	115
A.2	Conversor eletrônico trifásico	116
A.3	Sensores de corrente e de tensão	117
A.4	Sensor de velocidade	118
A.5	O processador digital de sinais (DSP) Texas TMS320F28379D	119
A.6	Motor de indução trifásico	120

1 INTRODUÇÃO

"O começo de todas as ciências é o espanto
de as coisas serem o que são."

(Aristóteles)

As máquinas de indução trifásicas apresentam vantagens comparativas em relação às máquinas de corrente contínua e às máquinas síncronas, tornando seu uso em uma solução atrativa do ponto de vista de eficiência energética e, principalmente, do ponto de vista econômico. Seu baixo custo, robustez e densidade de potência se mostram diferenciais, dentre esses tipos de máquinas elétricas citados. Entretanto, com relação às máquinas de corrente contínua, as de indução apresentam maiores desafios referentes ao seu controle, tendo em vista não apenas a necessidade de manipulação da frequência de alimentação, como também a presença da não linearidade na relação conjugado *vs* velocidade e conjugado *vs* fluxo magnético de entreferro (BIM, 2012).

O desenvolvimento da teoria de controle em consonância com a evolução tecnológica dos microcontroladores digitais e da eletrônica de potência aumentou a eficiência no acionamento de motores de indução nas mais variadas aplicações industriais. O elevado desempenho dinâmico desses motores, dado o avanço tecnológico, resultou em sua hegemonia frente aos motores de corrente contínua. A teoria de controle vetorial orientado pelo campo, proposta por Blaschke (1972), consolidou o uso do motor de indução nas aplicações de velocidade variável.

A comunidade científica vem empregando esforços para o desenvolvimento de técnicas, visando contornar as dificuldades e implementar melhorias no controle do motor de indução trifásico para acionamento em ampla faixa de velocidade (VAS, 1998); (BIMAL, 2001); (KRAUSE *et al.*, 1995). Inicialmente, os melhores resultados foram alcançados com uso do *Field Oriented Control (FOC)*, por meio do qual é possível controlar, de maneira independente, conjugado e fluxo. Com um adequado projeto de controladores e com o uso de um circuito de desacoplamento, essa técnica permite controlar, precisamente, a velocidade e a posição do Motor de Indução Trifásico (MIT) em malha fechada.

Um dos objetivos no estudo de acionamento de motores de indução é a eliminação dos sensores mecânicos, sejam sensores de velocidade (ou posição) ou sensores de conjugado, sem que tal substituição degrade o desempenho do sistema. Eliminando os sensores mecânicos, reduz-se a quantidade de componentes do sistema e, principalmente, o custo. Além disso, reduz-

se a necessidade de manutenção, gerando aumento de confiabilidade do sistema. Aplicações em ambiente hostil, muitas vezes, impossibilitam a utilização de sensores mecânicos (HOLTZ, 2002). Posto isso, o desenvolvimento de técnicas de controle *sensorless* capazes de rejeitar (ou compensar) distúrbios é valioso, sobretudo, em acionamentos em baixas velocidades de rotação.

1.1 Motivação

Como apresentado na introdução deste trabalho, devido à ampla gama de aplicações do MIT, há o interesse no estudo e no desenvolvimento de suas técnicas de acionamento. Em face do exposto, o Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará vem produzindo teses e dissertações, tendo como objeto de estudo esta máquina.

Dentre esses trabalhos, pode-se citar Schmidlin Júnior (2006), em que o motor de indução trifásico foi aplicado em um sistema de bomba centrífuga, e em que foi avaliada a eficiência energética do sistema sob as seguintes condições: ligado diretamente à rede elétrica, tendo como variável de controle a vazão (por meio de válvula proporcional); e acionado por inversor de frequência comercial, sendo a vazão controlada pela velocidade de rotação do motor.

Em Souza Júnior (2014), foi realizado o controle de posição do motor baseado em uma estratégia híbrida entre um controlador proporcional e um controlador *Generalized Predictive Control (GPC)* com sintonia baseada em Controlador Proporcional-Integral (PI). A estrutura híbrida é ponderada por lógica *fuzzy*. Para maiores valores de erro de posição o controlador proporcional domina a resposta da estrutura híbrida. Para fazer o ajuste fino, isto é, menores valores de erro de posição, o controlador GPC domina o sistema de controle.

Na mesma linha de controle de posição para MIT, em Honório (2013), foi proposta a utilização de um controlador baseado na técnica *Sliding-Mode Control (SMC)* para a malha de corrente. Além disso, foi feita uma análise comparativa entre o sistema com controlador SMC e o sistema com controlador PI. O sistema de controle foi desenvolvido para aplicação em um manipulador robótico acionado por três motores de indução.

Com o intuito de investigar técnicas de controle de motores de indução sem o sensor mecânico (*sensorless*), em Barroso (2017), foi proposta uma estratégia *sensorless* para controle de conjugado mecânico baseada na injeção de um sinal de tensão de alta frequência, isto é, técnica baseada nas saliências magnéticas do motor. O método consiste em usar os efeitos da saturação do núcleo ferromagnético da máquina para determinar o ângulo do fluxo magnético. O trabalho apresentou resultados satisfatórios para aplicações nas quais se necessita de controle de

conjugado e a posição do atuador é mantida mecanicamente, tais como prensas e guilhotinas.

Propondo-se a emular perfis de carga para testes em motores de indução, em Taleires Filho *et al.* (2019), foi implementado um controlador *Linear Quadratic Gaussian (LQG)* para controle de conjugado. Os perfis emulados foram inspirados nos perfis de carga clássicos relacionados com aplicações tais como: plainas elétricas, serras elétricas, guindastes, elevadores, furadeiras e veículos de transporte. Foi utilizado um inversor comercial, o qual não permitia acesso às chaves de potência. Desse modo, optou-se pela identificação do sistema envolvendo os elementos de eletrônica de potência e a máquina. Os resultados foram satisfatórios, e o seguimento de referência alcançado, mesmo quando submetido a uma alta variação no conjugado de carga.

Acionamentos em motores de indução também se mostram valiosos para os estudos de sistemas de energia renovável, como o desenvolvido em Sombra (2020), em que um MIT foi utilizado para emular a dinâmica de uma turbina eólica por meio do controle vetorial diretamente orientado pelo campo. A modelagem e o controle aplicado consideraram algumas características aerodinâmicas do aerogerador, tais como: o efeito de sombra da torre e o efeito de cisalhamento do vento. Nesse trabalho, utilizou-se um observador de fluxo clássico apresentado em Lascu *et al.* (1998), no qual o modelo de referência unifica as respostas do modelo das tensões e do modelo das correntes através de um controlador PI. Desse modo, possibilitou-se a retirada do sensoriamento de tensão para aplicação do observador.

Em face do exposto, este trabalho propõe contribuir no estudo de acionamento de motores de indução trifásicos, sobretudo, no que diz respeito à implementação de observadores de fluxo magnético e velocidade para utilização de controle orientado pelo campo sem sensor mecânico. O intuito é levar adiante as pesquisas na área de acionamento de máquinas, propondo novas topologias de observadores de velocidade e de fluxo magnético para aumento de eficiência e robustez nos sistemas de controle propostos, além da simplificação dos controladores primários utilizados.

1.2 Revisão bibliográfica

Embora em Hasse (1969) seja apresentado o acionamento de velocidade aplicado em motores de indução alimentados por conversor, apenas em Blaschke (1972) se introduz o conceito de controle orientado pelo campo. O objetivo principal dessa técnica é tornar o projeto do sistema de controle de uma máquina de indução trifásica tão simples quanto o de uma

máquina de corrente contínua. O objetivo é alcançado por meio da manipulação matemática das variáveis elétricas, o que resulta no desacoplamento virtual¹ entre as variáveis fluxo magnético e conjugado eletromagnético.

Com o avanço dos estudos em acionamento de máquinas, foram iniciadas pesquisas com o intuito de eliminar o sensor de velocidade no eixo da máquina sem deteriorar o desempenho dinâmico do sistema de controle. As vantagens de se eliminar o sensor de velocidade são: a redução na complexidade de *hardware*, a redução do custo, a eliminação do cabo do sensor, o aumento da confiabilidade do sistema e a redução de um elemento passível de manutenção (a saber, o sensor mecânico). Vale ressaltar que operações em ambientes hostis podem requerer especialmente um motor sem sensor de velocidade (HOLTZ, 2002).

Em Beck e Naunin (1985), foi apresentado um método para o cálculo do escorregamento, visando acionamentos *sensorless* no qual se utiliza apenas a medição das correntes do estator e as equações dinâmicas da máquina. Os resultados foram promissores, não obstante a limitação no processamento dos microcomputadores da época, bem como o espaço físico exigido pelos elementos de processamento de dados.

Baseado na técnica de controle orientado pelo campo, em Nakano e Takahashi (1988), foi proposto um controle de conjugado *sensorless* com acionamento através de um inversor fonte de corrente. Foi estimada a frequência de escorregamento instantânea pelas medidas de tensão e corrente do estator da máquina, semelhante ao controle indiretamente orientado pelo campo. Em Ohtani *et al.* (1992), foi utilizado o controle vetorial indiretamente orientado pelo fluxo magnético do rotor para acionamento em velocidade por meio de um inversor fonte de corrente e proposto um observador de fluxo rotórico pelo modelo do estator com compensação do atraso causado pela substituição do integrador puro por um filtro passa-baixas, além de mitigar os efeitos de degradação da estimativa do fluxo devido a influência da resistência do estator.

O estudo apresentado em Schauder (1989) foi um dos pioneiros no acionamento *sensorless* de motores com a utilização de observadores de fluxo e de velocidade baseados no modelo da máquina. Nesse trabalho, utilizou-se o observador *Model Reference Adaptive Systems* (MRAS) para a estimativa de velocidade. Os problemas relativos à integração pura presentes no modelo de referência foram contornados pela utilização de um filtro passa-baixas. Além disso, o artigo demonstra a dinâmica do observador de velocidade através da análise para pequenas variações, fornecendo uma função de transferência para a sintonia do mecanismo de adaptação.

¹ A máquina de corrente contínua possui um desacoplamento físico entre as variáveis conjugado eletromagnético e fluxo magnético. O controle vetorial permite um desacoplamento matemático entre essas variáveis.

Um grande avanço nas pesquisas de observadores de velocidade para controle *sensorless* de motores de indução foi apresentado em Griva *et al.* (1996). Nesse trabalho, foi apresentada uma abordagem unificada, no que diz respeito ao mecanismo de adaptação, para diferentes esquemas baseados em *MRAS* aplicados em controle de velocidade de motores de indução sem sensor. O mecanismo proposto foi baseado na teoria da hiperestabilidade de Popov e se mostrou válido para qualquer sistema adaptativo, não importando sua configuração. Além disso, o artigo traz uma comparação entre duas estruturas adaptativas, sendo um observador de Luenberger estendido e um *MRAS* clássico composto por dois observadores de malha aberta baseados nas equações do motor.

Além dos observadores baseados em *MRAS*, outra técnica bastante utilizada para estimar velocidade em acionamentos *sensorless* de motores é a *Sliding-Mode Observer (SMO)*. Em Hren e Jezernik (1998), é apresentado um esquema de observador por modos deslizantes modificado a fim de obter uma estimativa robusta do fluxo magnético do rotor e da velocidade de rotação do motor em que o acionamento é proposto em um inversor fonte de tensão. Em aplicações práticas do observador (ou controlador) por modos deslizante, é comum a adição de vibração² nos sinais a serem tratados (devido a característica não linear desta técnica). A vibração é indesejável e pode desgastar componentes do sistema, sobretudo, partes mecânicas, além de ocasionar perdas nos circuitos elétricos por dissipação de calor. Isso posto, os esforços nos estudos desse tipo de observador são direcionados para eliminar o efeito das vibrações. Na mesma linha de pesquisa, em Derdiyok (2005), é apresentada uma abordagem contínua do observador *SMO*. Além disso, o algoritmo desenvolvido engloba observadores de fluxo e resistência rotórica. Nesse trabalho, foi aplicado o controle vetorial indiretamente orientado pelo campo. Os resultados foram satisfatórios: o observador possibilitou controle de velocidade *sensorless* para ampla faixa de velocidades; e verificou-se a remoção dos efeitos da variação da resistência do rotor nas estimativas de velocidade e fluxo magnético.

Os observadores baseados em filtro de Kalman também se mostram úteis em aplicações *sensorless*. O filtro de Kalman para sistemas não lineares, *Extended Kalman Filter (EKF)*, foi utilizado em Kim *et al.* (1994) para acionamento de motores de indução sem sensor de velocidade. Nesse trabalho, o *EKF* foi aplicado para identificar a velocidade de um motor de indução e o fluxo magnético do rotor baseado nas medições de correntes do estator e a tensão do barramento de corrente contínua. A velocidade observada foi utilizada na realimentação

² Este fenômeno também é conhecido como *chattering*.

para o controle vetorial indiretamente orientado pelo campo. Os resultados foram satisfatórios, apresentando baixo erro na estimativa (mesmo para baixas velocidades de rotação).

No estudo apresentado em Zerdali (2020), o autor faz uma comparação entre o filtro de Kalman estendido clássico com suas variações adaptativas quando aplicados em um motor de indução como observadores de estados e estimadores de parâmetros do sistema. As versões adaptativas do *EKF* objetivam atualizar matrizes de covariância de ruído de medição automaticamente, de acordo com as condições de operação. O autor conclui que a sintonia da matriz de covariância de ruído de medição causa substancial melhoria nas estimativas do observador *EKF* adaptativo. No entanto, a custo do aumento na carga computacional devido a complexidade dos algoritmos propostos. Além disso, somente a sintonia dessa matriz não se mostrou capaz de reduzir os efeitos de variações paramétricas causados por efeito térmico.

Em Jayaramu *et al.* (2021), investigou-se o desempenho de um filtro de Kalman estendido melhorado, o qual utiliza algoritmo genético para a sintonia das matrizes de covariância do erro e covariância do ruído de medição, diferente do apresentado em Zerdali (2020), o qual sintoniza apenas uma das matrizes. Os resultados experimentais mostraram a eficácia da proposta para diferentes pontos de operação de velocidade e variações no conjugado de carga. Mesmo quando inserida uma variação de 50% da resistência do estator, o observador proposto foi capaz de rastrear a velocidade.

O observador baseado em *MRAS* para acionamentos de motores é bastante utilizado em pesquisas nessa área. Há muitas propostas de modificação em seu mecanismo de adaptação. Por exemplo, em Comanescu e Xu (2006), um controlador por modos deslizantes foi utilizado como mecanismo de adaptação de uma estrutura *MRAS*. Os resultados obtidos foram satisfatórios, sobretudo na aplicação prática do observador, tendo em vista a capacidade de contornar os efeitos adversos de fase não-mínima ocasionalmente adicionados pelo mecanismo de adaptação convencional, a saber, o controlador PI.

Além da aplicação de observadores clássicos e suas variações, há estudos que fazem uso da combinação de observadores individuais no esforço de gerar melhores estimativas de velocidade e fluxo magnético. Em Ammar *et al.* (2020), foi proposta uma estrutura de observador *MRAS* para estimativa de fluxo magnético do estator, sendo o modelo de referência substituído por um observador por modos deslizantes. Desse modo, foi possível contornar os efeitos adversos causados pelo integrador puro pertencente ao modelo de referência baseado nas equações do estator da máquina. Os resultados foram excelentes e apresentaram boa acurácia mesmo para

operação em baixas velocidade.

Em Khadar *et al.* (2021), é proposta a aplicação de um observador de velocidade e de fluxo magnético *MRAS* combinado com *SFO* tal como apresentado em Ammar *et al.* (2020). No entanto, são utilizados os modelos referentes ao fluxo do rotor, e a aplicação se deu em um motor de indução pentafásico. O mecanismo de adaptação utilizado foi um controlador PI, além disso, foi inserido um estimador de parâmetros para corrigir os erros causados pela variação de temperatura. O sistema foi testado para variações de carga e para uma ampla faixa de velocidades, mantendo a estabilidade e acurácia nas medidas estimadas.

1.3 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é apresentar uma análise comparativa de observadores de estado para aplicação em motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo, propondo uma nova topologia de observador baseada na combinação de observadores primários. Além disso, propõe-se ressaltar nesta análise o desempenho dos observadores, bem como suas vantagens e desvantagens na aplicação em microcontroladores de baixo custo.

Os objetivos específicos consistem em:

1. Elaborar simulações de motores de indução controlados mediante controle vetorial orientado pelo campo;
2. Aplicar observadores de estado conhecidos da literatura para substituir o sensor mecânico (*encoder*), fazendo as vezes do sensor de velocidade usado para a realimentação;
3. Desenvolver um observador, baseado na combinação de respostas de observadores distintos, para obter melhorias nas estimativas de fluxo e de velocidade;
4. Programar o algoritmo dos observadores em um *Digital Signal Processor (DSP)* (Processador Digital de Sinais) de baixo custo;
5. Avaliar a qualidade do sinal de saída dos observadores e compara-lá com a qualidade do sinal medido pelo *encoder*.

1.4 Organização do trabalho

O texto está organizado em capítulos, permitindo uma abordagem sequencial lógica dos temas, conforme a seguinte estrutura:

- **Capítulo 1:** este capítulo introduz o trabalho, abordando os temas de forma sucinta e apresentando a motivação de sua realização. Além disso, consta no capítulo uma revisão bibliográfica sobre o tema estudado, seus objetivos e sua estruturação;
- **Capítulo 2:** este capítulo apresenta o modelo dinâmico do motor de indução trifásico nas coordenadas de referência abc , $\alpha\beta$ e dq síncrona. Além disso, é apresentada a estratégia de controle vetorial orientado pelo vetor fluxo magnético do rotor tanto na versão direta, quanto na versão indireta.
- **Capítulo 3:** este capítulo aborda a teoria dos observadores de fluxo magnético e de velocidade estudados. Inicialmente, são apresentados os observadores clássicos (Luenberger, *MRAS*, *SMO* e *EKF*) tanto de uma perspectiva geral, quanto aplicados ao sistema estudado. Por fim, são apresentados os observadores combinados, a saber: *MRAS*, tendo como modelo de referência o observador *SMO*; e os propostos *EKF* combinado com *MRAS* e *EKF* combinado com *SMO*.
- **Capítulo 4:** este capítulo apresenta a bancada de testes experimentais, seus elementos de sensoriamento, elementos de processamento de dados e elementos de potência. Além disso, são apresentadas as funções de transferência dos controladores utilizados no sistema e, por fim, os resultados de simulação e os resultados experimentais.
- **Capítulo 5:** este capítulo trata das conclusões sobre as respostas obtidas pelos seis observadores implementados e suas vantagens comparativas, bem como traz sugestões de trabalhos futuros para a linha de pesquisa de acionamentos *sensorless* de motores de indução trifásicos.

2 MODELAGEM E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

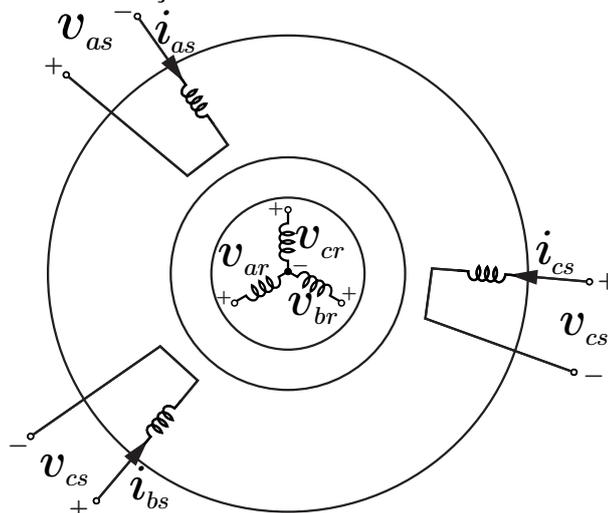
"Não há prazer mais complexo que o do pensamento."

(Jorge Luis Borges)

As máquinas de indução trifásicas podem operar tanto como motor quanto como gerador. No entanto, são pouco utilizadas como gerador, isso é, fornecendo energia elétrica para uma carga. As características de desempenho na operação como gerador não são satisfatórias para a maioria dos casos, exceto para algumas aplicações em aerogeradores (SEN, 2007). Por outro lado, na operação como motor, a máquina de indução é utilizada em uma ampla variedade de aplicações. Sem dúvida, é o carro-chefe da indústria de energia elétrica. Esse tipo de máquina é usado nas aplicações: Bombas, acionamento de guindastes, acionamento controlado em veículos, sistemas de ar condicionado, usinas siderúrgicas e turbinas eólicas (KRAUSE *et al.*, 1995).

Conforme sua construção, o motor de indução possui uma parte fixa, chamada de estator e uma parte móvel, chamada de rotor. A Figura 1 mostra uma representação dos enrolamentos estatóricos e rotóricos em um motor de indução trifásico genérico. O rotor de

Figura 1 – Representação de um motor de indução trifásico.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 1985).

uma máquina de indução pode ser do tipo gaiola de esquilo ou bobinado. Os enrolamentos do rotor bobinado têm a mesma forma que os enrolamentos do estator, sendo seus terminais conectados a três anéis coletores por meio de escovas de carvão estacionárias, pressionando os anéis coletores. Os terminais do rotor bobinado podem, então, ser conectados a um circuito externo. Por outro lado, o enrolamento em gaiola de esquilo consiste em barras de alumínio

(ou cobre) embutidas nas ranhuras do rotor, sendo curto-circuitadas em ambas as extremidades por anéis de alumínio (ou cobre). Os rotores em gaiola de esquilo são mais comuns, devido sua maior robustez com relação aos rotores bobinados. Além disso, ainda em comparação aos motores com rotor bobinado, os motores com rotor em gaiola apresentam maior densidade de potência, visto seu tamanho reduzido e sua maior eficiência (dada a ausência dos anéis coletores) (BOLDEA; TUTELEA, 2009).

A modelagem pelas equações em regime permanente do MIT não se mostra suficiente, quando se deseja utilizar controle vetorial orientado pelo campo. Para isso, faz-se necessária a utilização das equações dinâmicas da máquina em questão.

Neste capítulo serão apresentados os modelos de um motor de indução trifásico nos referenciais $\alpha\beta$ e dq síncrono. Para isso, são utilizadas as matrizes de transformação de Clarke e de Park. O objetivo principal desse artifício matemático é, por um lado, transformar a máquina simétrica trifásica numa máquina simétrica bifásica de mesma potência mecânica, conjugado, velocidade e número de polos; e, por outro lado, transformar a máquina bifásica com enrolamentos estáticos fixos e enrolamentos rotóricos girantes em uma máquina bifásica com enrolamentos estáticos fixos e enrolamentos rotóricos pseudo-estacionários (BARBI, 1985).

Como mostrado em Krause *et al.* (1995), para fins de simplificação na modelagem da máquina em estudo, é prudente fazer as seguintes considerações:

- a máquina apresenta entreferro uniforme;
- os enrolamentos do rotor e do estator são idênticos entre si e dispostos com defasamento de 120° ;
- a componente homopolar é nula, visto que o motor é conectado em estrela com neutro isolado;
- as perdas no circuito magnético (circuito magnético ideal) e perdas mecânicas são desprezadas ;
- a distribuição espacial de densidade de fluxo magnético no entreferro é senoidal.

2.1 Modelagem do Motor de Indução Trifásico

Nos tópicos a seguir, serão demonstradas, em sequência, as modelagens matemáticas do MIT nos referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq síncrono.

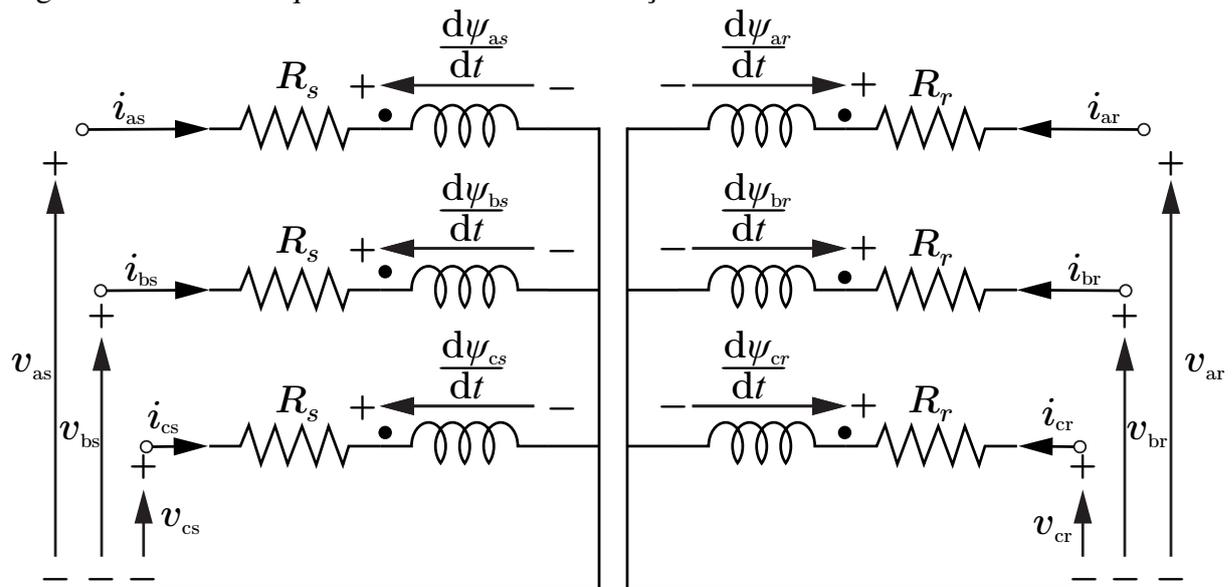
2.1.1 Modelo no referencial abc

Como consequência direta das considerações feitas na introdução deste capítulo, pode-se estabelecer que:

1. o fluxo magnético total é dado pela superposição dos fluxos magnéticos do estator e do rotor: $\psi_{\text{total}}(t) = \sum_{i=1}^3 \psi_{s_i}(t) + \sum_{i=1}^3 \psi_{r_i}(t)$;
2. os enrolamentos do estator e do rotor possuem indutâncias próprias constantes;
3. as resistências e indutâncias próprias estatóricas são iguais entre si, bem como as resistências e indutâncias rotóricas;
4. as indutâncias mútuas estatóricas e rotóricas são iguais entre si, pelo defasamento uniforme entre os enrolamentos.

A Figura 2 mostra o circuito equivalente de um motor de indução genérico em abc.

Figura 2 – Circuito equivalente do motor de indução nas coordenadas abc.



Fonte: Autoria própria.

Desse modo, as equações dos fluxos magnéticos estatóricos e rotóricos no referencial abc são dadas, respectivamente, por (2.1) e (2.2).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{as}(t) \\ \psi_{bs}(t) \\ \psi_{cs}(t) \end{bmatrix}}_{\psi_s(t)} = [\mathbf{L}_s] \underbrace{\begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_s(t)} + [\mathbf{L}_{sr}] \underbrace{\begin{bmatrix} i_{ar}(t) \\ i_{br}(t) \\ i_{cr}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_r(t)} \quad (2.1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{ar}(t) \\ \psi_{br}(t) \\ \psi_{cr}(t) \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\psi}_r(t)} = \underbrace{[\mathbf{L}_r]}_{\mathbf{L}_r} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{ar}(t) \\ i_{br}(t) \\ i_{cr}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_r(t)} + \underbrace{[\mathbf{L}_{rs}]}_{\mathbf{L}_{rs}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_s(t)} \quad (2.2)$$

em que:

$$[\mathbf{L}_s] = \underbrace{\begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}}_{\text{Matriz indutância de estator}} ;$$

$$[\mathbf{L}_r] = \underbrace{\begin{bmatrix} L_{lr} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{lr} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}}_{\text{Matriz indutância de rotor}} ;$$

$$[\mathbf{L}_{sr}(\theta_e)] = \underbrace{\frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}}_{\text{Matriz indutância mútua estator-rotor}} ;$$

$$[\mathbf{L}_{rs}(\theta_r)] = [\mathbf{L}_{sr}(\theta_r)]^T .$$

De modo análogo ao feito para os fluxos magnéticos estáticos e rotóricos, pode-se descrever as tensões do motor por equações em forma de matriz como em (2.3) e em (2.4). Logo, têm-se.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{as}(t) \\ v_{bs}(t) \\ v_{cs}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}_s(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_s} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_s(t)} + \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{as}(t) \\ \psi_{bs}(t) \\ \psi_{cs}(t) \end{bmatrix}}_{\frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s(t)} \quad (2.3)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{ar}(t) \\ v_{br}(t) \\ v_{cr}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}_r(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_r} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{ar}(t) \\ i_{br}(t) \\ i_{cr}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_r(t)} + \underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ar}(t) \\ \psi_{br}(t) \\ \psi_{cr}(t) \end{bmatrix}}_{\frac{d}{dt} \psi_r(t)}. \quad (2.4)$$

Em virtude dos aspectos construtivos do motor com rotor em gaiola de esquilo, as tensões rotóricas dessa máquina são todas nulas.

As variáveis das equações (2.1) à (2.4) são descritas na Tabela 1.

Tabela 1 – Variáveis das Equações (2.1) à (2.4).

Variável	Descrição	Unidade
ψ_{xs}	fluxo magnético estatórico das fases a, b e c	wb
ψ_{xr}	fluxo magnético rotórico das fases a, b e c	wb
v_{xs}	tensão estatórica das fases a, b e c	V
v_{xr}	tensão rotórica das fases a, b e c	V
i_{xs}	corrente estatórica das fases a, b e c	A
i_{xr}	corrente rotórica das fases a, b e c	A
R_s	resistência elétrica do estator	Ω
R_r	resistência elétrica do rotor referida ao estator	Ω
L_{ls}	indutância de dispersão estatórica	H
L_{lr}	indutância de dispersão rotórica referida ao estator	H
L_{ms}	indutância de magnetização	H
N_s	número de espiras efetivas em série por fase no estator	-
N_r	número de espiras efetivas em série por fase no rotor	-
θ_r	posição angular elétrica do rotor	rad

Fonte: Autoria própria.

O cálculo da posição angular do rotor do motor é dado por (2.5)

$$\theta_r(t) = \int \omega_r(t) dt, \quad (2.5)$$

em que ω_r é a velocidade angular elétrica do rotor. Os valores de posição angular e de velocidade angular elétricas estão relacionados com suas correspondentes mecânicas por meio do número de pares de polos (p) do motor, como mostram (2.6) e (2.7).

$$\theta_r(t) = p\theta_m(t); \quad (2.6)$$

$$\omega_r(t) = p\omega_m(t). \quad (2.7)$$

A expressão do conjugado eletromagnético é dada por (2.8) (BARBI, 1985).

$$T_{em} = \frac{1}{2} \left\{ \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(t)^T & \mathbf{i}_r(t)^T \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}(t)^T} \frac{\partial}{\partial \theta_e} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \mathbf{L}_{sr}(\theta_e) \\ \mathbf{L}_{rs}(\theta_e) & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}(\theta_e)} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(t) \\ \mathbf{i}_r(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}(t)} \right\}. \quad (2.8)$$

Pela análise das equações (2.1) à (2.8), percebe-se que o modelo do motor de indução é composto por um conjunto de equações não lineares e de difícil manipulação, devido ao acoplamento entre os eixos. Nas subseções seguintes, serão apresentados os modelos obtidos por intermédio de transformações de coordenadas, cujo intuito é simplificar o modelo, bem como desacoplar as variáveis das fases.

2.1.2 Modelo no referencial estacionário

O primeiro passo em direção de se obter modelos simplificados para a análise do motor de indução é a aplicação da transformação $\alpha\beta 0$, também conhecida como Transformada de Clarke¹. Essa consiste em uma transformação linear e sua aplicação tem por objetivo a diagonalização das matrizes simétricas que aparecem na formulação dos modelos da máquina trifásica simétrica. Fisicamente, esse processo converte o motor simétrico trifásico em um motor simétrico bifásico equivalente, isto é, de mesma potência mecânica, conjugado, velocidade e número de polos. A transformação $\alpha\beta 0$ foi inicialmente utilizada para análise de sistemas de potência e componentes simétricas (CLARKE, 1938), (DUESTERHOEFT *et al.*, 1951). Entretanto, se mostra bastante útil para aplicação em máquinas elétricas de corrente alternada.

Para converter um sistema trifásico genérico em coordenadas abc para um sistema equivalente no referencial $\alpha\beta 0$, faz-se necessária a utilização da matriz de transformação \mathbf{A}^{-1} apresentada em (2.9)

$$\begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = K \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}^{-1}} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

em que a constante K pode assumir valores distintos, sendo estes $\sqrt{2/3}$ para uma transformação invariante em potência e $2/3$ para uma transformação invariante em amplitude.

Aplicando a transformação invariante em potência nas equações (2.1) à (2.4) e em (2.8), obtém-se o modelo da máquina nas coordenadas de referência $\alpha\beta 0$ como mostrado em (2.10) à (2.14)².

$$\Psi_{s,\alpha\beta} = L_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} + L_m \mathbf{i}'_{r,\alpha\beta}; \quad (2.10)$$

¹ Edith Clarke (1883 — 1959), desenvolvedora do método em Clarke (1937), foi a primeira engenheira eletricista e a primeira professora de engenharia elétrica da Universidade do Texas.

² Embora todos os vetores sejam funções do tempo, o argumento será omitido para fins de simplificação. Além disso, também serão omitidas as componentes homopolares.

$$\Psi_{r,\alpha\beta} = L_m \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} + L'_r \mathbf{i}'_{r,\alpha\beta}; \quad (2.11)$$

$$\mathbf{v}_{s,\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{s,\alpha\beta}}{dt}; \quad (2.12)$$

$$\mathbf{v}_{r,\alpha\beta} = R_r \mathbf{i}'_{r,\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{r,\alpha\beta}}{dt} - j\omega_r \Psi_{r,\alpha\beta}; \quad (2.13)$$

$$T_{em} = \frac{3p}{2} L_m \Im \left(\mathbf{i}_{s,\alpha\beta} - \mathbf{i}'_{r,\alpha\beta} \right); \quad (2.14)$$

em que:

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ms};$$

$$L_s = L_{ls} + L_m;$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_m;$$

$$\Psi_{s,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s} & \Psi_{\beta s} \end{bmatrix}^T;$$

$$\Psi_{r,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} & \Psi_{\beta r} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{v}_{s,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} & v_{\beta s} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{v}_{r,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha r} & v_{\beta r} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{i}_{s,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{i}'_{r,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i'_{\alpha r} & i'_{\beta r} \end{bmatrix}^T.$$

A Figura 3 mostra os circuitos elétricos equivalentes que modelam o motor de indução nas coordenadas $\alpha\beta$.

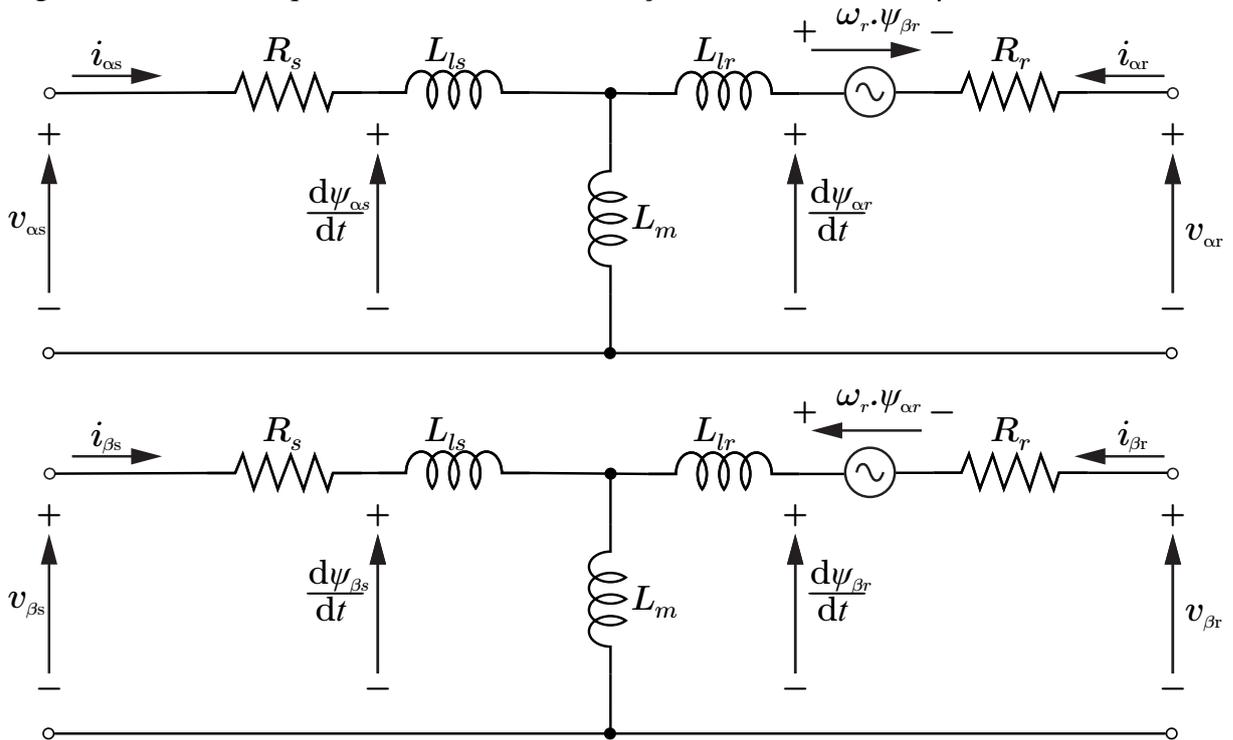
2.1.3 Modelo no referencial girante

A transformação linear $\alpha\beta 0$ converte as equações da máquina para o que é chamado referencial nas coordenadas do estator ou referencial estacionário. Em outras palavras, o eixo de referência está fixo. A Transformada de Park³ consiste em uma transformação linear que simplifica as equações da máquina, fisicamente transformando-a em uma máquina bifásica com enrolamentos estatóricos fixos e enrolamentos rotóricos pseudo-estacionários (BARBI, 1985) (tendo em vista que o eixo de referência gira em uma velocidade angular escolhida). O referencial síncrono⁴ é bastante atrativo, sobretudo, no que diz respeito a projeto de controladores, uma vez

³ Robert H. Park (1902 – 1994) foi um engenheiro eletricitista estadunidense. Seu artigo (PARK, 1929) foi considerado o segundo mais impactante do século XX na área de sistemas de potência (BALIJEPALLI, 2000).

⁴ O referencial é síncrono com relação à tensão de alimentação da máquina.

Figura 3 – Circuito equivalente do motor de indução nas coordenadas $\alpha\beta$.



Fonte: Autoria própria.

que, em coordenadas síncronas, as tensões, as correntes e os fluxos magnéticos do motor são convertidos em grandezas contínuas (LEONHARD, 2001);(KRAUSE *et al.*, 1995).

Para converter um sistema trifásico genérico de coordenadas abc para um sistema equivalente $dq0$, faz-se necessária a utilização da matriz de transformação apresentada em (2.15)⁵.

$$\begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = K \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}}_{M^{-1}} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Em 2.15, o ângulo θ_a é a posição angular relativa entre os eixos α e d ⁶.

Aplicando a transformação invariante em potência nas equações (2.1) à (2.4) e em (2.8), obtém-se o modelo da máquina nas coordenadas de referência dq , como mostrado em (2.16) à (2.20).

$$\Psi_{s,dq} = L_s \dot{\mathbf{i}}_{s,dq} + L_m \dot{\mathbf{i}}'_{r,dq}; \quad (2.16)$$

⁵ A constante K pode assumir valores distintos, sendo estes $\sqrt{2/3}$ para uma transformação invariante em potência e $2/3$ para uma transformação invariante em amplitude.

⁶ A Figura 5 mostra o caso particular em que $\theta_a = \theta_\psi$, em que θ_ψ é a posição angular do vetor fluxo magnético do rotor.

$$\Psi_{r,dq} = L_m \mathbf{i}_{s,dq} + L'_r \mathbf{i}'_{r,dq}; \quad (2.17)$$

$$\mathbf{v}_{s,dq} = R_s \mathbf{i}_{s,dq} + \frac{d\Psi_{s,dq}}{dt} + j\omega_{\psi_r} \Psi_{s,dq}; \quad (2.18)$$

$$\mathbf{v}_{r,dq} = R_r \mathbf{i}'_{r,dq} + \frac{d\Psi_{r,dq}}{dt} - j(\omega_{\psi_r} - \omega_r) \Psi_{r,dq}; \quad (2.19)$$

$$T_{em} = \frac{3p}{2} L_m \Im (\mathbf{i}_{s,dq} - \mathbf{i}'_{r,dq}); \quad (2.20)$$

em que:

$$\Psi_{s,dq} = \begin{bmatrix} \Psi_{ds} & \Psi_{qs} \end{bmatrix}^T;$$

$$\Psi_{r,dq} = \begin{bmatrix} \Psi_{dr} & \Psi_{qr} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{v}_{s,dq} = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} \end{bmatrix}^T;$$

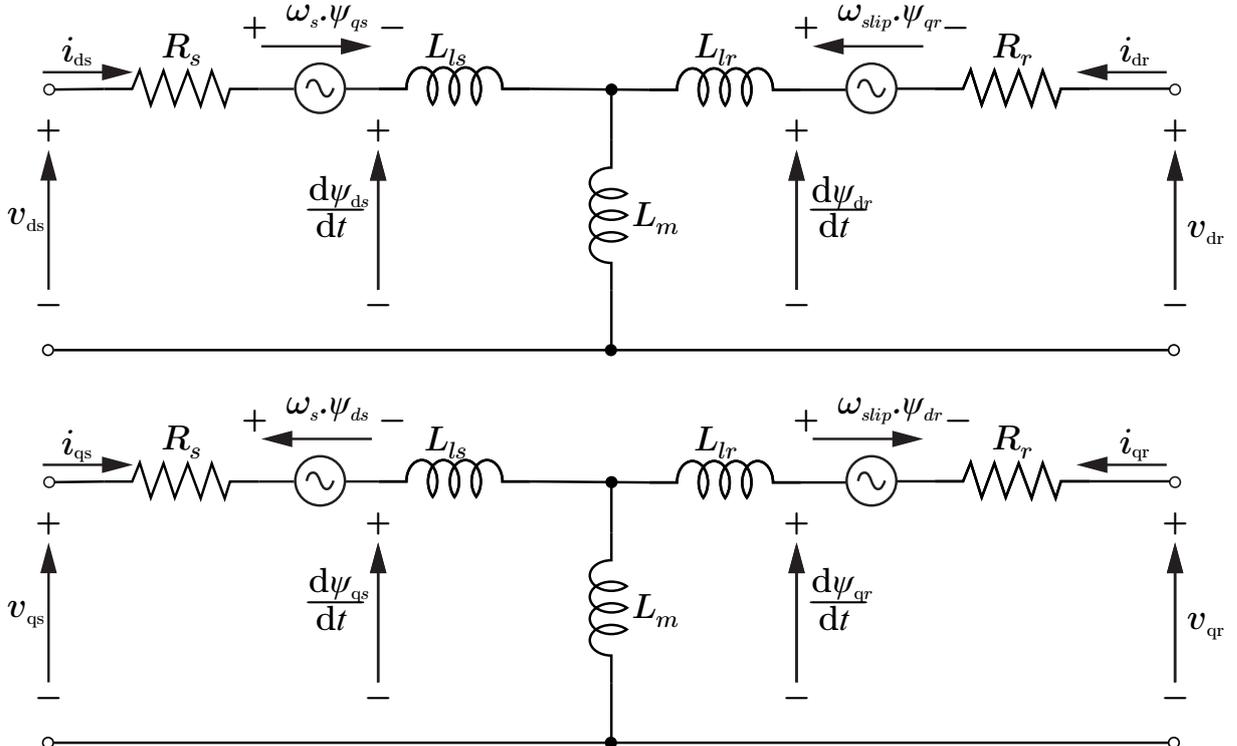
$$\mathbf{v}_{r,dq} = \begin{bmatrix} v_{dr} & v_{qr} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{i}_{s,dq} = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{i}_{r,dq} = \begin{bmatrix} i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T.$$

A Figura 4 mostra o circuito elétrico equivalente do motor de indução genérico nas coordenadas dq .

Figura 4 – Circuito equivalente do motor de indução nas coordenadas dq .



Fonte: Autoria própria.

2.2 Controle vetorial orientado pelo campo

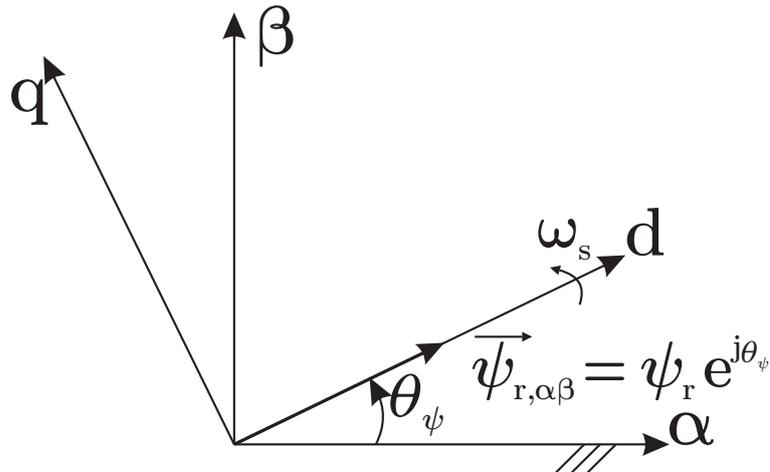
Os motores de corrente contínua apresentam uma estrutura de controle naturalmente mais simples, devido aos seus aspectos construtivos. Nesse tipo de motor, o conjugado eletromagnético é controlado pela corrente de armadura, ao passo que o fluxo magnético é controlado pela corrente de excitação. Ambos os circuitos são eletricamente desacoplados, o que facilita no projeto do sistema de controle (BIM, 2012). No caso do motor de indução trifásico, não se verifica a mesma situação. O motor possui forte acoplamento entre as variáveis elétricas, dificultando o controle independente das variáveis conjugado e fluxo magnético. Desse modo, justifica-se a modelagem matemática apresentada nas Seções 2.1.2 e 2.1.3, que têm como objetivo simplificar a representação das variáveis elétricas e mecânicas do motor de indução trifásico, visando ao controle. A técnica que viabiliza o controle das grandezas conjugado eletromagnético e fluxo magnético do rotor de forma independente é conhecida como controle vetorial orientado pelo campo.

O controle vetorial orientado pelo campo (*Field Oriented Control - FOC*) foi introduzido em Blaschke (1972), com o objetivo de tornar o acionamento em máquinas de corrente alternada tão simples quanto o acionamento em máquinas de corrente contínua. Assim, mediante a manipulação das equações apresentadas na Seção 2.1.3, a técnica possibilita o controle desacoplado e independente das variáveis conjugado eletromagnético e fluxo magnético. Assim, o conjugado eletromagnético é relacionado à corrente i_{qs} , enquanto o fluxo magnético do rotor é relacionado à corrente i_{ds} .

Na prática, o controle aplicado neste trabalho será orientado pela posição angular do vetor fluxo magnético rotórico. Sendo assim, uma vez obtida a posição angular desse vetor, essa é aplicada em (2.15). A Figura 5 mostra a orientação do vetor fluxo magnético rotórico quando alinhado ao eixo direto no referencial dq síncrono.

Na Equação (2.19), nota-se a presença da grandeza ω_{ψ_r} , a qual representa a frequência angular do vetor fluxo magnético rotórico. A diferença entre ω_{ψ_r} e ω_r é definida como frequência de escorregamento (ω_{slip}). Após a aplicação da Transformada de Park, fazendo $\theta_a = \theta_{\psi_r}$, tem-se o modelo do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo representado no referencial dq síncrono, de modo que o vetor fluxo magnético do rotor está alinhado ao eixo

Figura 5 – Orientação do vetor fluxo magnético rotórico.



Fonte: Autoria própria.

direto (eixo d). Portanto, a componente ψ_{qr} é nula. Logo:

$$\begin{cases} \psi_{dr} = |\psi_r|; \\ \psi_{qr} = 0. \end{cases} \quad (2.21)$$

Posto isso, a partir de (2.17), utilizando unicamente a parcela referente ao fluxo magnético rotórico no eixo q , tem-se:

$$0 = L_m i_{qs} + L'_r i_{qr}$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L'_r} i_{qs}. \quad (2.22)$$

Nota-se que (2.22) relaciona a corrente rotórica no eixo q com a corrente estática no mesmo eixo. De modo análogo, utilizando unicamente a parcela referente ao fluxo magnético rotórico no eixo d em (2.17), para isolar a corrente i_{dr} , tem-se:

$$i_{dr} = \frac{\psi_{dr}}{L'_r} - \frac{L_m}{L'_r} i_{ds}. \quad (2.23)$$

Substituindo (2.22) na parcela referente ao fluxo magnético rotórico de eixo direto em (2.17), tem-se:

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L'_r} \psi_{dr} - \frac{L_m^2}{L'_r} i_{ds} \implies \psi_{ds} = L_s i_{ds} \underbrace{\left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r}\right)}_{\sigma} + \frac{L_m}{L'_r} \psi_{dr} \\ \psi_{ds} &= \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L'_r} \psi_{dr}, \end{aligned} \quad (2.24)$$

em que σ é definido como fator de dispersão total.

Substituindo (2.22) na parcela referente ao fluxo magnético rotórico de eixo em quadratura em (2.17), tem-se:

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m \left(-\frac{L_m}{L'_r} i_{qs} \right) \implies \Psi_{qs} = L_s i_{qs} \underbrace{\left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right)}_{\sigma}$$

$$\Psi_{qs} = \sigma L_s i_{qs}. \quad (2.25)$$

Para eliminar o operador complexo \mathbf{j} de (2.18) e (2.19), utiliza-se o seguinte artifício⁷:

$$\begin{cases} \mathbf{j}\Psi_{ds} = -\Psi_{qs}; \\ \mathbf{j}\Psi_{qs} = \Psi_{ds}; \\ \mathbf{j}\Psi_{dr} = -\Psi_{qr}; \\ \mathbf{j}\Psi_{qr} = \Psi_{dr}. \end{cases} \quad (2.26)$$

Substituindo (2.26) em (2.16) e (2.17), tem-se:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_{\psi_r} \Psi_{qs} \quad (2.27)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_{\psi_r} \Psi_{ds} \quad (2.28)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \omega_{slip} \Psi_{qr} \quad (2.29)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \omega_{slip} \Psi_{dr}. \quad (2.30)$$

Substituindo (2.24) e (2.25) em (2.27), tem-se:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L'_r} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \omega_{\psi_r} \sigma L_s i_{qs}.$$

Considerando que o fluxo magnético rotórico será controlado e que a malha de controle de corrente é muito mais rápida do que a malha de controle do fluxo, este estará sempre em regime permanente sob o ponto de vista da corrente. Consequentemente, pode-se considerar a derivada do fluxo magnético rotórico nula. Portanto:

$$v_{ds} = \left(R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right) - \omega_{\psi_r} \sigma L_s i_{qs}. \quad (2.31)$$

De modo análogo, substituindo (2.24) e (2.25) em (2.28), tem-se:

$$v_{qs} = \left(R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right) + \omega_{\psi_r} \sigma L_s i_{ds} + \omega_{\psi_r} \frac{L_m}{L'_r} \Psi_{dr}. \quad (2.32)$$

⁷ Trata-se de uma rotação de 90° no sentido positivo em um sistema dextrogiro.

Tendo em conta que a máquina em questão é um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo, as tensões rotóricas são nulas. Desse modo, a equação (2.29) é modificada:

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_{slip} \psi_{qr}$$

$$i_{dr} = -\frac{1}{R_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt}. \quad (2.33)$$

Por fim, substituindo (2.33) na parcela referente a ψ_{dr} em (2.17), tem-se

$$\psi_{dr} + \frac{L'_r}{R_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} = L_m i_{ds}. \quad (2.34)$$

A equação (2.20) pode ser definida como função dos fluxos magnéticos do estator e do rotor, como mostrado em (2.35).

$$T_{em} = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L'_r} (\psi_{qs} \psi_{dr} - \psi_{ds} \psi_{qr}). \quad (2.35)$$

Aplicando a condição $\psi_{qr} = 0$ e substituindo (2.25) em (2.35), tem-se:

$$T_{em} = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L'_r} (\sigma L_s \psi_{dr} i_{qs} - \psi_{ds} \psi_{qr})$$

$$T_{em} = \underbrace{\frac{3p}{2} K_r}_{K} \psi_{dr} i_{qs}, \quad (2.36)$$

em que:

$$K_r = \frac{L_m}{L'_r}.$$

Por (2.36), nota-se que a orientação pelo ângulo do vetor fluxo magnético do rotor da máquina possibilitou uma relação de proporcionalidade direta entre o conjugado eletromagnético e a corrente i_{qs} , tendo em vista que, uma vez controlado, ψ_{dr} também se tornará uma constante. Desse modo, define-se a constante de conjugado K .

Para o projeto de controladores no domínio da frequência, faz-se necessária a obtenção das funções de transferência que representam o sistema a ser controlado. Os termos fora dos parêntesis nas equações (2.31) e (2.32) são interpretados como distúrbios. Assim sendo, eles serão compensados após o projeto do sistema de controle. Por conseguinte, partindo das equações (2.31), (2.32) e (2.34) e, aplicando a transformada de Laplace⁸, obtém-se as funções de

⁸ Pierre-Simon Laplace (1749 – 1827) foi um matemático e físico famoso por suas contribuições em astronomia, eletromagnetismo e mecânica dos fluidos.

transferência das correntes $i_{s,dq}$ e do fluxo magnético ψ_{dr} .

$$\frac{I_{ds}}{V_{ds}} = \frac{1}{\sigma L_s s + R_s}; \quad (2.37)$$

$$\frac{I_{qs}}{V_{qs}} = \frac{1}{\sigma L_s s + R_s}; \quad (2.38)$$

$$\frac{\Psi_{dr}}{I_{ds}} = \frac{L_m}{\tau_r s + 1}; \quad (2.39)$$

em que:

$$\tau_r = \frac{L'_r}{R_r}.$$

Uma expressão para a função de transferência que relaciona a velocidade angular ω_r com a corrente i_{qs} é obtida segundo a combinação entre (2.36) e (2.40).

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = p(T_{em} - T_{carga}) \quad (2.40)$$

em que:

T_{carga} : conjugado da carga acoplada ao eixo [Nm];

J: momento de inércia do motor [Kgm²];

B: coeficiente de atrito do rotor [Kgm²/s].

Considerando o conjugado de carga como perturbação e substituindo (2.36) em (2.40), tem-se:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = pK i_{qs} \xrightarrow{\mathcal{L}\{\cdot\}} Js\Omega_r + B\Omega_r = pKI_{qs}.$$

Portanto:

$$\frac{\Omega_r}{I_{qs}} = \frac{K_t}{Js + B} \quad (2.41)$$

em que:

$$K_t = pK = \frac{3p^2}{2} K_r \Psi_{dr}.$$

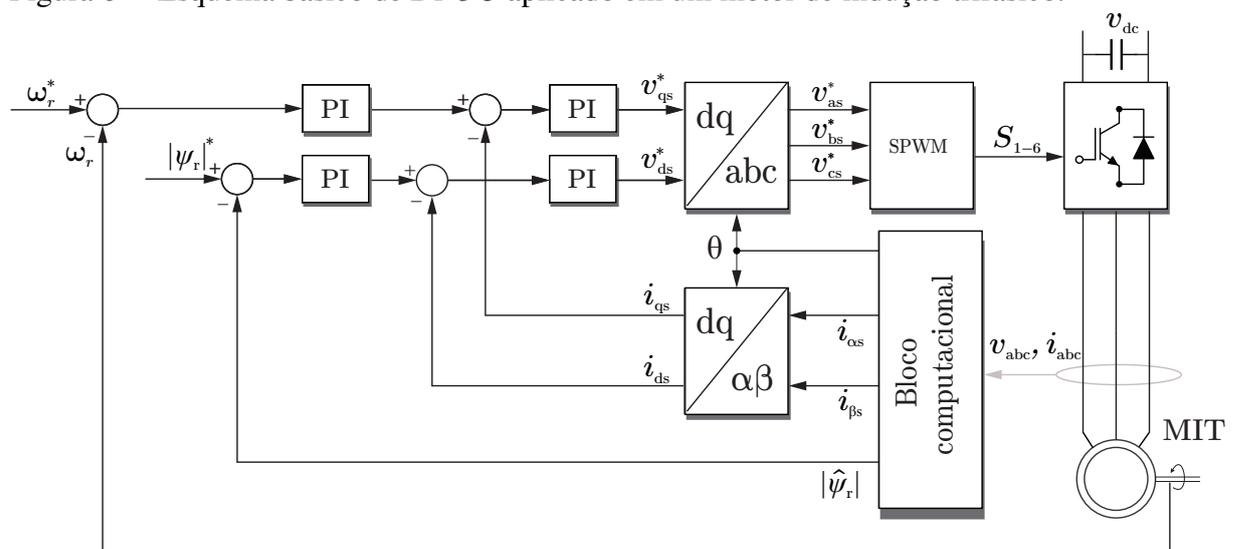
Dessa maneira, pelas equações (2.39) e (2.41), está demonstrada a relação direta entre o conjugado eletromagnético e corrente do eixo em quadratura, assim como a relação direta entre o fluxo magnético do rotor e a corrente do eixo direto. Como resultado, tem-se o desacoplamento entre as variáveis, semelhante ao que ocorre naturalmente em um motor de corrente contínua.

2.2.1 DFOC

A estratégia de controle *FOC* é dividida em duas categorias: o controle diretamente orientado pelo campo, *Direct Field Oriented Control (DFOC)*; e o controle indiretamente orientado pelo campo, *Indirect Field Oriented Control (IFOC)*. Para realizar a primeira, faz-se necessário o controle da magnitude do vetor fluxo magnético rotórico, assim como a utilização da posição angular desse vetor (sendo ele diretamente medido ou estimado). Para o controle indiretamente orientado, utiliza-se a velocidade de escorregamento da máquina para estimar o ângulo do vetor fluxo magnético rotórico, não havendo controle da magnitude do fluxo. Como consequência, o *FOC* não garante o desacoplamento completo entre os controles das variáveis conjugado eletromagnético e fluxo magnético rotórico, tendo em vista que a magnitude do fluxo magnético é livre para variar (estando sob controle somente a corrente i_{ds}).

Atentando à necessidade de controle do fluxo magnético para a estratégia *FOC*, é indispensável o uso de um sensor de fluxo magnético ou a inclusão de um algoritmo observador dessa variável. A primeira opção, no caso de um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo, é inviável. Sendo assim, recorre-se aos diversos observadores (ou estimadores) de fluxo presentes na literatura. Dentre os estimadores clássicos, destaca-se o baseado em modelo de referência (*Model Reference Adaptive System – MRAS*). A Figura 6 mostra o esquema básico do controle vetorial diretamente orientado pelo campo aplicado em um motor de indução trifásico.

Figura 6 – Esquema básico de *DFOC* aplicado em um motor de indução trifásico.



Fonte: Autoria própria.

A fim de garantir conjugado máximo, bem como evitar a saturação do núcleo

ferromagnético, o valor nominal do fluxo magnético deve ser estabelecido como referência (ABU-RUB *et al.*, 2012). Por vezes, a referência de fluxo é substituída por uma curva limite de operação. Tal curva, relaciona o valor do fluxo magnético à velocidade da máquina. Caso $0 \leq \omega_r \leq \omega_s^9$ o fluxo deve ser mantido em seu valor nominal. Se $\omega_r \geq \omega_s$, e for mantido o valor de fluxo como sendo nominal, a potência nominal da máquina será ultrapassada. Para evitar esse fato, o valor da referência de fluxo deve guardar relação inversamente proporcional à velocidade de rotação.

2.2.2 IFOC

O diagrama de controle para a estratégia *IFOC* é semelhante ao mostrado na Figura 6, a menos da ausência do controlador de fluxo magnético. A principal diferença entre as duas estratégias consiste no meio utilizado para se obter a posição angular do vetor fluxo magnético do rotor.

No método indireto é necessário o cálculo da frequência de escorregamento. Para isso, substitui-se (2.22) em (2.30) e considera-se a operação em regime permanente. Isso posto:

$$0 = -\frac{R_r L_m}{L'_r} i_{qs} + \frac{d\psi_{dr}^0}{dt} + \omega_{slip} \psi_{dr} \implies \omega_{slip} = \frac{R_r L_m i_{qs}}{L'_r \psi_{dr}}. \quad (2.42)$$

Em regime permanente, a Equação (2.34) é dada por:

$$\psi_{dr} = L_m i_{ds}. \quad (2.43)$$

Logo, substituindo (2.43) em (2.42) e assumindo que os valores das correntes i_{ds} e i_{qs} , quando em regime permanente, são estatisticamente iguais às suas respectivas referências i_{ds}^* e i_{qs}^* , tem-se:

$$\omega_{slip} = \frac{R_r i_{qs}^*}{L'_r i_{ds}^*}. \quad (2.44)$$

A partir de (2.44) e do conhecimento de θ_m por intermédio de um sensor mecânico (*encoder*), é possível derivar a expressão que define a posição angular do vetor fluxo magnético do rotor θ_{ψ_r} . Portanto:

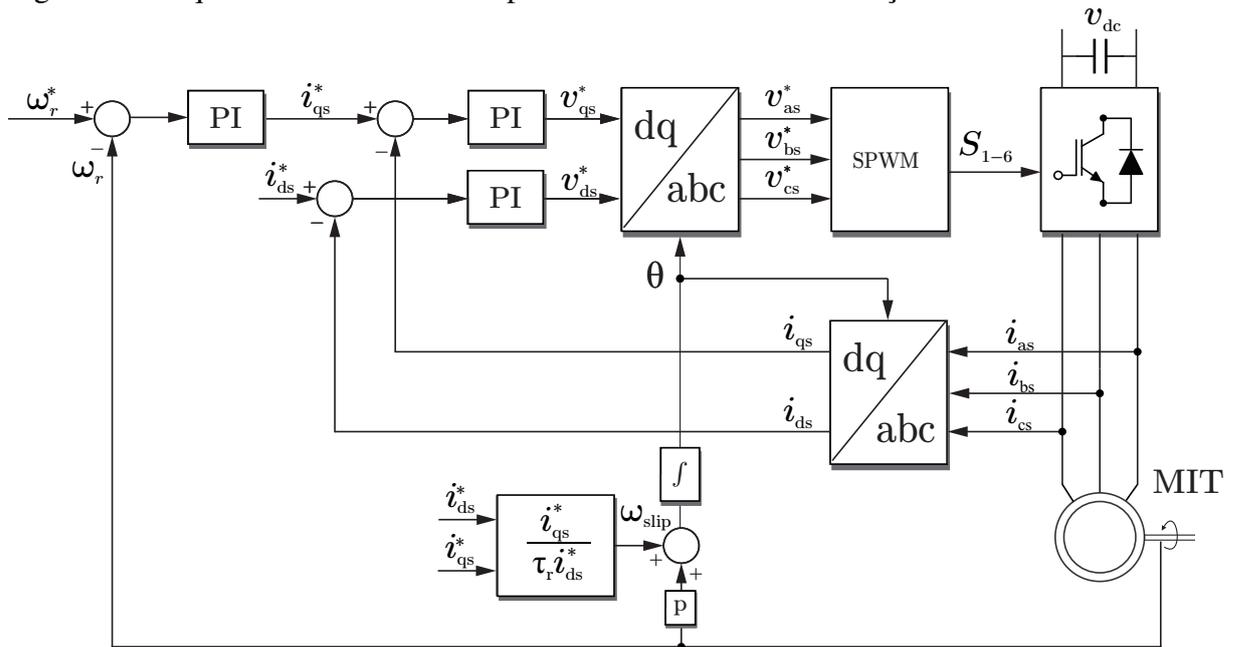
$$\theta_{\psi_r} = p\theta_m + \int \omega_{slip} dt. \quad (2.45)$$

O ângulo deduzido por (2.45) é utilizado para o cálculo da Transformada de Park.

A Figura 7 mostra o diagrama esquemático do *IFOC*.

⁹ A variável ω_s corresponde a velocidade síncrona da máquina em sua frequência nominal.

Figura 7 – Esquema básico de *IFOC* aplicado em um motor de indução trifásico.



Fonte: Autoria própria.

2.3 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os modelos do motor de indução trifásico nos referenciais *abc*, $\alpha\beta$ e *dq* síncrono. Foi visto que as equações que modelam a máquina no referencial *abc* apresentam forte acoplamento entre as variáveis elétricas, o que dificulta no projeto e no desenvolvimento de estratégias de controle. Contudo, tal contratempo é superado, principalmente, com o uso do modelo no referencial *dq* síncrono, sobretudo, quando alinhado ao vetor fluxo magnético rotórico da máquina. Essa escolha leva a uma substancial simplificação das equações de modelo.

Ademais, foi apresentada a estratégia de controle e acionamento denominada controle vetorial orientado pelo campo. O *FOC* é dividido em dois métodos: o método direto (*DFOC*) e o método indireto (*IFOC*). Essa estratégia permite o desacoplamento entre as variáveis conjugado eletromagnético e fluxo magnético rotórico. Desse modo, o motor de indução com rotor em gaiola de esquilo pode ser acionado como um motor de corrente contínua com excitação separado, mantendo a robustez, a simplicidade e a densidade de potência do sistema eletromecânico.

3 OBSERVADORES DE FLUXO MAGNÉTICO E DE VELOCIDADE PARA CONTROLE *SENSORLESS*

"É a teoria que decide o que podemos observar."

(Albet Einstein)

Neste capítulo são apresentados três tipos de observadores de fluxo magnético clássicos da literatura muito utilizados nas estratégias de controle vetorial orientado pelo campo. Além disso, é proposta uma nova topologia de observador de fluxo magnético e de velocidade, baseada nesses três observadores clássicos.

Primeiramente é feita uma breve introdução, apresentando o tema observadores de estado. Nesse subtópico é abordado o observador de ordem completa, por vezes chamado de observador de Luenberger.

Em seguida, são demonstrados os observadores de fluxo mais utilizados na literatura, a saber: o observador baseado em modelo de referência (*MRAS*); o observador por modos deslizantes (*SMO*); e o observador filtro de Kalman estendido (*EKF*).

Por fim, é proposta uma nova estrutura de observador de fluxo e de velocidade, visando ao controle orientado pelo campo, bem como à eliminação do sensor mecânico de velocidade (*encoder*).

3.1 Observadores de estado

Os observadores de estado são sistemas dinâmicos cujas variáveis de estado são as estimativas de outro sistema desejado (FRIEDLAND, 1986). Em um sistema dinâmico, por vezes, nem todos os estados estão disponíveis para medição. O custo pela adição de sensores necessários, em alguns casos, pode ser proibitivo ou pode ser fisicamente impossível medir todas as variáveis de estado. Um exemplo de caso são as plantas de usina de energia nuclear (FRANKLIN *et al.*, 2015). Em outros casos, é preferível a não utilização de sensores, tendo em vista que os erros introduzidos pelos instrumentos de medição podem ser maiores dos que os erros obtidos pelas estimativas.

O termo observador de estados foi introduzido na literatura por Luenberger¹ em Luenberger (1964), no qual ele demonstrou que, para sistemas lineares observáveis, pode-se

¹ David G. Luenberger é um engenheiro eletricista estadunidense que é conhecido por suas pesquisas em otimização matemática.

projetar um observador que conduz o erro de estimativa a zero com uma dinâmica desejada (técnica análoga à alocação de polos no projeto de controladores).

Por volta de quatro anos antes do primeiro artigo de Luenberger, Rudolf Kalman² publicou dois artigos famosos, sendo o primeiro sozinho, em Kalman (1960), e o segundo em parceria com Richard Bucy³, em Kalman e Bucy (1961), sobre filtragem linear e previsão. Os artigos apresentam um observador otimizado com relação às variáveis ruído de medição e ruído do processo. O estimador de estados ficou conhecido como filtro de Kalman e tem a estrutura de um observador linear, porém otimizado. Assim, o observador linear de Luenberger pode ser considerado como sendo subótimo, ao passo que o filtro de Kalman é um observador ótimo.

3.1.1 Observador de ordem completa

Um sistema com entrada única e saída única, também denominado *Single-Input Single-Output (SISO)*, em espaço de estados é representado genericamente pela equação (3.1) a seguir:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u; \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} + Du, \end{cases} \quad (3.1)$$

em que \mathbf{A} é a matriz do sistema $n \times n$, \mathbf{B} é a matriz das entradas $n \times 1$, \mathbf{C} é a matriz de saída $1 \times n$, D é um escalar chamado de termo de transmissão direta⁴, \mathbf{x} é o vetor de variáveis de estados do sistema $n \times 1$ e u é a entrada do sistema. O observador de ordem completa consiste em construir um modelo do sistema tal qual:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u, \quad (3.2)$$

em que $\hat{\mathbf{x}}$ é a estimativa do estado real \mathbf{x} . Portanto, define-se o erro de estimativa como sendo:

$$\tilde{\mathbf{x}} \triangleq \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}. \quad (3.3)$$

Consequentemente, a dinâmica do erro é dada substituindo (3.2) em (3.3).

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} \implies \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}. \quad (3.4)$$

Caso não haja realimentação, o erro convergirá a zero para sistemas estáveis e nos quais não haja divergência entre o modelo do observador e o sistema real. No entanto, a tendência é o erro

² É um engenheiro eletricitista húngaro conhecido pelo desenvolvimento do filtro de Kalman.

³ R. S. Bucy (1935 – 2019) foi um engenheiro aeroespacial estadunidense coautor do filtro de Kalman.

⁴ Na maioria dos sistemas D é nula.

seguir a dinâmica do sistema, que está concentrada na matriz \mathbf{A} . Ao realimentar o resíduo entre a saída real do sistema e a saída do observador, pode-se corrigir o modelo continuamente. Desse modo, a equação que define o observador de estados é dada por:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}), \quad (3.5)$$

em que \mathbf{L} é um vetor de ganhos definido como:

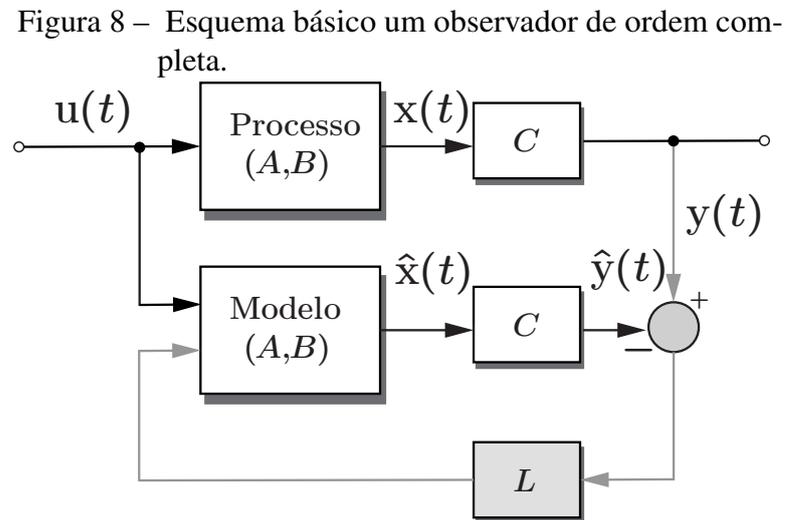
$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 & \cdots & l_n \end{bmatrix}^T \quad (3.6)$$

e é escolhido para modificar a dinâmica do erro $\tilde{\mathbf{x}}$, tendo em vista que a nova equação que define a dinâmica do erro é dada por:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}}. \quad (3.7)$$

Sendo assim, basta que se defina \mathbf{L} como sendo um conjunto de ganhos os quais induzam $(\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})$ a ter autovalores estáveis e com uma taxa de decaimento adequada. Desse modo, o erro convergirá para zero e permanecerá nulo.

A Figura 8 mostra o diagrama esquemático de um observador de ordem completa em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

3.2 Observadores de fluxo magnético e de velocidade clássicos

Nesta seção serão apresentados os observadores de fluxo magnético e de velocidade mais utilizados na literatura. Dentre esses, destacam-se: o sistema adaptativo baseado em modelo

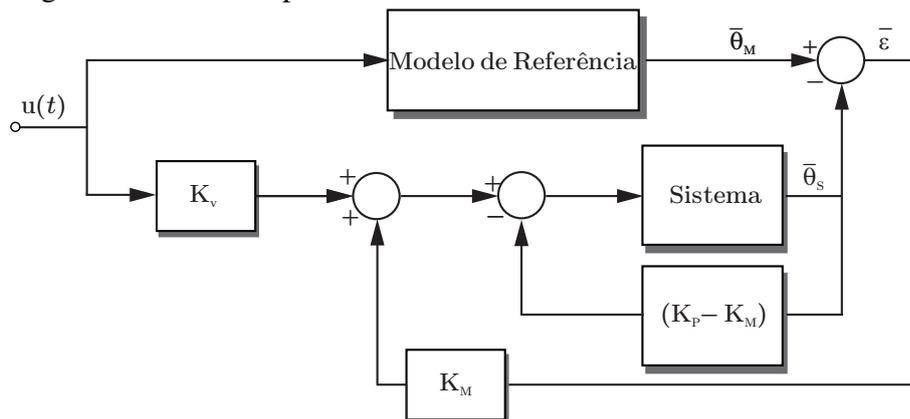
de referência (*MRAS*); o observador por modos deslizantes (*SMO*); e o filtro de Kalman estendido (*EKF*). Cada subseção trata individualmente de uma das topologias de observadores, mostrando seu desenvolvimento matemático e considerações práticas quando necessárias.

3.2.1 Observador MRAS

A estrutura mais utilizada como observador de fluxo e em estratégias *sensorless* aplicadas a motores de indução trifásicos é o sistema adaptativo por modelo de referência (*Model Reference Adaptive System – MRAS*). No entanto, os primeiros estudos foram dirigidos ao controle e não aos observadores.

O primeiro exemplo (e mais antigo) é o sistema baseado no seguimento de um modelo de referência, cujo esquema é mostrado na Figura 9. A saída do sistema adaptativo tende

Figura 9 – Controle por modelo de referência.



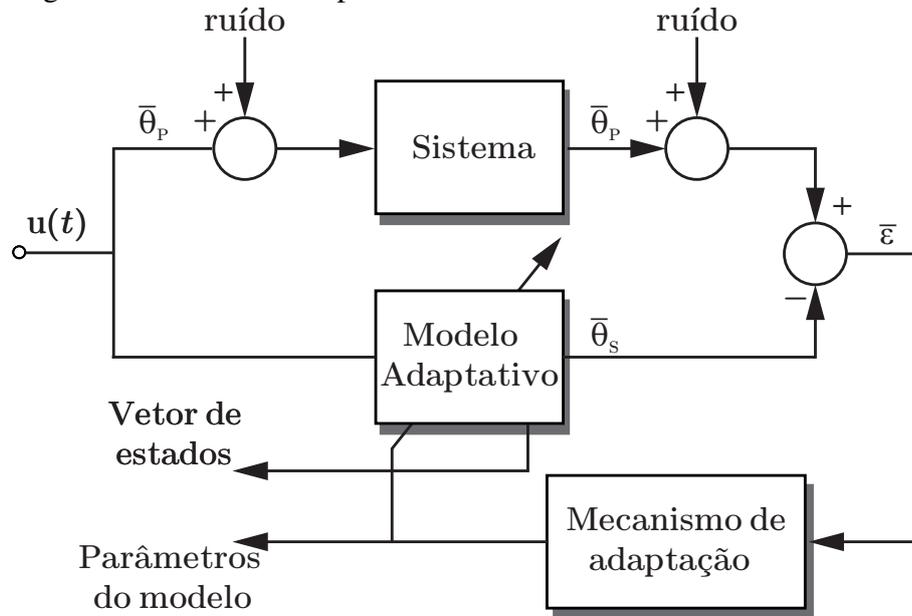
Fonte: Adaptado de (LANDAU, 1972).

à saída do modelo de referência mesmo sob a presença de variações paramétricas ou de distúrbios na entrada (LANDAU, 1972). O mecanismo de adaptação modifica os parâmetros do controlador a fim de garantir o seguimento do modelo. Esse esquema é denominado controle adaptativo por modelo de referência (*Model Reference Adaptive Control – MRAC*). Em aplicações nas quais os parâmetros do sistema a ser controlado e os do modelo são bem conhecidos, para uma dada entrada de referência, uma abordagem linear pode ser utilizada para projetar os controladores lineares ideais que garantam a minimização do erro entre a saída do modelo e a saída da planta.

O próximo exemplo é complementar ao primeiro. Nesse caso, deseja-se descobrir os parâmetros que modelam um sistema com uma estrutura conhecida e o sistema adaptativo é substituído por um modelo ajustável da planta. Mediante um mecanismo de adaptação, os parâmetros do modelo adaptativo rastreiam os parâmetros da planta. Sendo assim, tem-se um

sistema de identificação. Embora haja a impressão de uma estrutura de aprendizagem, não é o que ocorre. Trata-se sim de um sistema adaptativo e o termo mais apropriado, segundo Cuenod e Sage (1968), é: esquema de identificação adaptativo por modelo de referência. A Figura 10 mostra a estrutura básica de um observador *MRAS* genérico.

Figura 10 – Observador por modelo de referência.



Fonte: Adaptado de (LANDAU, 1972).

Sabendo que, para aplicar a teoria *MRAS*, faz-se necessário o uso de um modelo de referência e de um modelo adaptativo, esses devem ser derivados das equações que modelam o sistema estudado (que no caso é o motor de indução trifásico). Isso posto, primeiramente, é determinado o modelo de referência, que, nesse caso, também é chamado de modelo da tensão ou modelo do estator. Posto que se deseja observar o fluxo magnético rotórico, partindo de (2.11), é possível obter uma equação para $\dot{\mathbf{i}}'_{r,\alpha\beta}$ como:

$$\dot{\mathbf{i}}'_{r,\alpha\beta} = \frac{1}{L'_r} (\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta} - L_m \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}). \quad (3.8)$$

Substituindo (3.8) em (2.10), tem-se:

$$\boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta} = L_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{L_m}{L'_r} (\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta} - L_m \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}) \implies \boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta} = \frac{L_m}{L'_r} \boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta} + \underbrace{\left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r}\right)}_{\sigma} L_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}.$$

Isolando $\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta}$, tem-se:

$$\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta} = \frac{L'_r}{L_m} (\boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta} - \sigma L_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}). \quad (3.9)$$

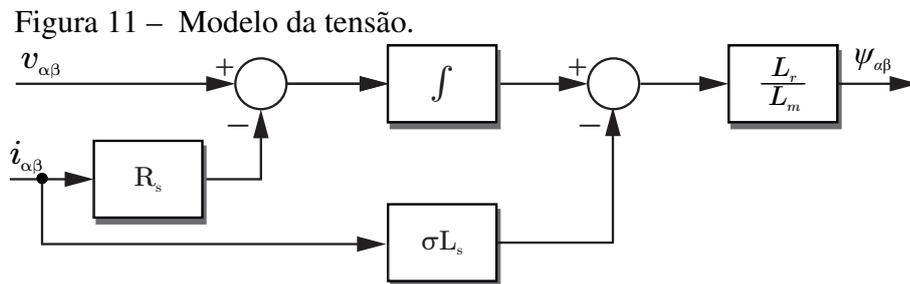
Manipulando algebricamente (2.12), obtém-se:

$$\frac{d\psi_{s,\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} \implies \psi_{s,\alpha\beta} = \int (\mathbf{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}) dt. \quad (3.10)$$

Por fim, substituindo (3.10) em (3.9), tem-se:

$$\psi_{r,\alpha\beta} = \frac{L'_r}{L_m} \left[\int (\mathbf{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}) dt - \sigma L_s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} \right], \quad (3.11)$$

que é o modelo de referência e pode ser traduzido no diagrama de blocos da Figura 11.



Fonte: Autoria própria.

Para a obtenção do modelo adaptativo⁵ ou modelo do rotor, parte-se de (2.13):

$$0 = R_r \mathbf{i}'_{r,\alpha\beta} + \frac{d\psi_{r,\alpha\beta}}{dt} - j\omega_r \psi_{r,\alpha\beta} \implies \frac{d\psi_{r,\alpha\beta}}{dt} = j\omega_r \psi_{r,\alpha\beta} - R_r \mathbf{i}'_{r,\alpha\beta} \quad (3.12)$$

e substituindo-se (3.8) em (3.12)

$$\frac{d\psi_{r,\alpha\beta}}{dt} = j\omega_r \psi_{r,\alpha\beta} - \frac{R_r}{L'_r} (\psi_{r,\alpha\beta} - L_m \mathbf{i}_{s,\alpha\beta}). \quad (3.13)$$

Integrando (3.13), tem-se

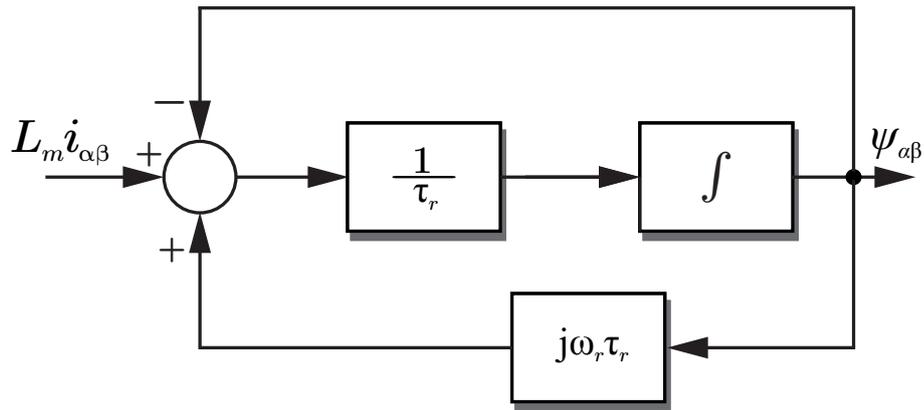
$$\psi_{r,\alpha\beta} = \frac{1}{\tau_r} \int [j\tau_r \omega_r \psi_{r,\alpha\beta} + (L_m \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} - \psi_{r,\alpha\beta})] dt. \quad (3.14)$$

A equação (3.14)⁶ é o modelo para obtenção do fluxo magnético rotórico pelas equações do rotor e será utilizado como modelo adaptativo, no qual a variável de adaptação é a velocidade ω_r e cujo diagrama é mostrado na Figura 12. Isso posto, utilizando as equações (3.11) e (3.14) respectivamente como modelo de referência e modelo adaptativo no diagrama da Figura 10, tem-se o observador de fluxo rotórico e de velocidade MRAS, capaz de fornecer uma estimativa de velocidade que pode (e deve) ser utilizada para eliminação do sensor mecânico de velocidade. A Figura 13 mostra o diagrama de blocos do observador MRAS.

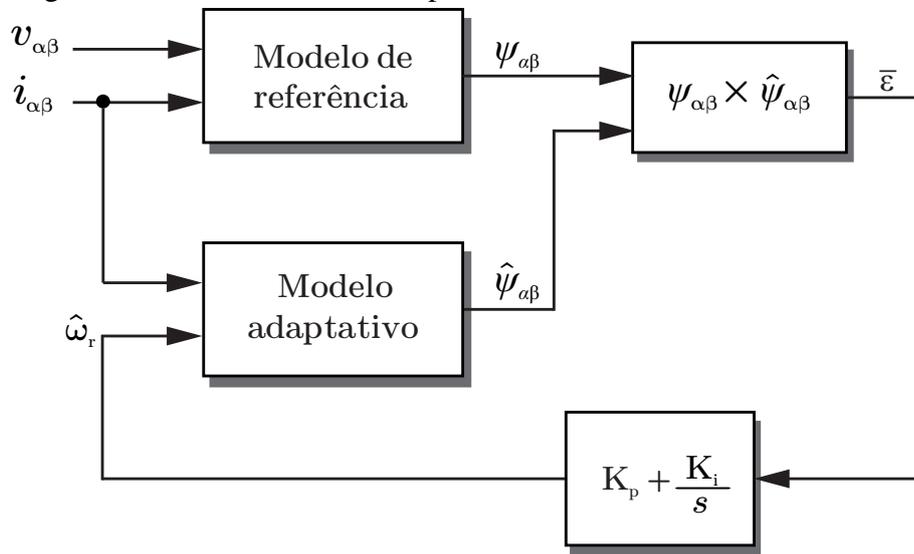
⁵ também chamado de modelo ajustável.

⁶ o operador j aqui também representa uma rotação de 90° no sentido positivo em um sistema dextrogiro.

Figura 12 – Modelo da corrente.



Fonte: Autoria própria.

Figura 13 – Observador MRAS para controle *sensorless*.

Fonte: Autoria própria.

O sinal de erro é calculado por meio de um produto vetorial entre $\psi_{r,\alpha\beta}$ obtido pelo modelo de referência com o obtido pelo modelo adaptativo. Desse modo, supondo que o vetor de saída do modelo de referência é o mais próximo ao fluxo rotórico real produzido pelo motor de indução, quanto mais o erro se aproximar de zero, mais a saída do modelo adaptativo se aproxima da saída do modelo de referência e, conseqüentemente, mais a velocidade estimada tende à velocidade real da máquina. Assim, o resíduo é calculado como segue:

$$\varepsilon = \psi_{r,\alpha\beta}^s \times \psi_{r,\alpha\beta}^r = \psi_{\beta}^s \psi_{\alpha}^r - \psi_{\alpha}^s \psi_{\beta}^r, \quad (3.15)$$

em que $\psi_{r,\alpha\beta}^s$ é a saída do modelo de referência e $\psi_{r,\alpha\beta}^r$ é a saída do modelo adaptativo.

O erro produzido deve passar por um mecanismo de adaptação antes de corrigir o modelo adaptativo. O mecanismo de adaptação escolhido para o caso de um motor de indução, pelo teorema de hiperestabilidade de Popov (VAS, 1998), (GRIVA *et al.*, 1996), é um controlador

do tipo proporcional-integral (PI). Portanto

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon + K_i \int \varepsilon dt \quad (3.16)$$

em que K_p e K_i são, respectivamente, as constantes proporcional e integral do controlador e $\hat{\omega}_r$ é a velocidade estimada pelo observador.

3.2.2 Observador por modos deslizantes

Para o entendimento do observador por modos deslizantes, pode-se partir da teoria sob o ponto de vista do controle e então aplicar os conceitos analogamente ao caso dos observadores. Mediante um exemplo simples, primeiramente, será abordado o tema do controle e, por fim, os conceitos introduzidos serão aplicados em um sistema genérico sob o ponto de vista dos observadores de estado.

O controle de estruturas variáveis (*Variable Structure Control – VSC*) com estratégias de controle por modos deslizantes (*Sliding Mode Control – SMC*) foi proposto no início dos anos 1950 na União Soviética por Emel’yanov e colaboradores como Utkins e Itkis. Desde então, o *SMC* tem gerado interesse significativo na comunidade de pesquisa em controle de sistemas. É possível sua aplicação: em sistemas não lineares; sistemas de grande escala e dimensão infinita; e sistemas estocásticos (sendo estes SISO ou MIMO⁷). A grande vantagem dessa estratégia de controle reside na sua insensibilidade à incertezas paramétricas e rejeição à perturbações enquanto o sistema estiver em modo deslizante (HUNG *et al.*, 1993).

Na estratégia *SMC*, utiliza-se uma lei de controle que dispõe de uma componente em alta frequência a qual tem a finalidade de conduzir a trajetória do plano de fases de um sistema até uma superfície determinada pelo projetista denominada de superfície deslizante ou de comutação. A superfície escolhida determina o comportamento dinâmico do erro e, conseqüentemente, dos estados. Sendo assim, uma vez que o sistema permaneça sob a superfície deslizante, a resposta em malha fechada estará insensível a uma classe determinada de incertezas.

O projeto de um controlador *SMC* pode ser dividido em duas etapas. Primeiramente, deve-se projetar a superfície deslizante, de modo que a planta, quando em modo deslizante, tenha uma resposta desejada. Conseqüentemente, a dinâmica dos estados da planta é restringida para satisfazer outro conjunto de equações, que é a lei de alcance a ser utilizada. Feito isso, deve-se determinar os ganhos de realimentação necessários para conduzir a trajetória dos estado

⁷ *Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO)*.

do sistema para a superfície deslizante. Os ganhos são determinados com base na teoria de estabilidade de Lyapunov (UTKIN, 1992). Um exemplo de projeto de um controlador por modos deslizantes para um sistema SISO genérico é descrito a seguir.

Considerando um sistema genérico dado por (3.17)

$$\ddot{x} = f(x, t) + bu(t) + d(t), \quad (3.17)$$

em que f e b são conhecidos, $b \geq 0$, $u(t)$ é a entrada de controle e $d(t)$ é uma perturbação limitada tal que $|d(t)| \leq D$, sendo D uma constante positiva. É comum que se tenha a superfície deslizante dada por uma combinação linear do erro $e(t)$ e da derivada do erro $\dot{e}(t)$, sendo dada por:

$$s(t) = ce(t) + \dot{e}(t); \quad (3.18)$$

$$\dot{s}(t) = c\dot{e}(t) + \ddot{e}(t); \quad (3.19)$$

em que c deve satisfazer a condição de estabilidade de Hurwitz, $c \geq 0$.

O erro de rastreamento e sua derivada são dados por:

$$e(t) = x_d(t) - x(t); \quad (3.20)$$

$$\dot{e}(t) = \dot{x}_d(t) - \dot{x}(t); \quad (3.21)$$

em que $x_d(t)$ é a referência de posição. Após o transitório de alcance, os estados do sistema devem "deslizar" ao longo da superfície $s = 0$. Essa superfície em particular é escolhida por conduzir o sistema a uma dinâmica de ordem reduzida desejável quando o este está restrito a ela, isto é, em modo deslizante.

Nesse caso, fazendo $s(t) = 0$ em (3.18), tem-se:

$$ce(t) + \dot{e}(t) = 0 \implies e(t) = e(0)e^{-ct}.$$

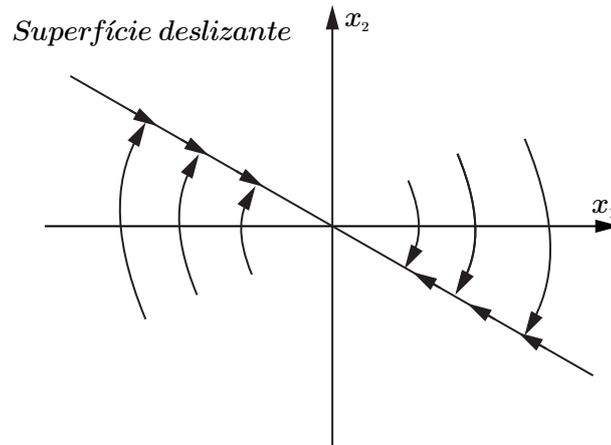
Desse modo, enquanto $t \rightarrow \infty$, o erro $e(t) \rightarrow 0$ exponencialmente com c .

Após a determinação da superfície deslizante, deve-se projetar a lei de alcance que será utilizada para conduzir os estados do sistema para tal superfície. A ideia de modo deslizante é ilustrada na Figura 14. Em Weibing Gao e Hung (1993) são citadas quatro das leis de alcance clássicas, das quais duas são mostradas a seguir:

1. Lei de alcance com taxa constante

$$\dot{s}(t) = -\delta \cdot \text{sgn}(s(t)), \quad \delta > 0, \quad (3.22)$$

Figura 14 – Modo deslizante.



2. Lei de alcance exponencial

$$\dot{s}(t) = -\delta \cdot \text{sgn}(s(t)) - ks(t), \quad \delta > 0, k > 0, \quad (3.23)$$

em que $\text{sgn}(s(t))$ é a função sinal, cujo comportamento é dado por:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1, & \text{se } x < 0; \\ 0, & \text{se } x = 0; \\ 1, & \text{se } x > 0. \end{cases} \quad (3.24)$$

Substituindo (3.21) e sua derivada em (3.19), tem-se:

$$\dot{s}(t) = c(\dot{x}_d(t) - \dot{x}(t)) + (\ddot{x}_d(t) - \ddot{x}(t)), \quad (3.25)$$

e substituindo (3.17) em (3.25), tem-se:

$$\dot{s}(t) = c(\dot{x}_d(t) - \dot{x}(t)) + (\ddot{x}_d(t) - f(x,t) - bu(t) - d(t)). \quad (3.26)$$

Adotando a lei de alcance exponencial dada por (3.23) e aplicando-a em (3.26), determina-se:

$$c(\dot{x}_d(t) - \dot{x}(t)) + (\ddot{x}_d(t) - f(x,t) - bu(t) - d(t)) = -\delta \text{sgn}(s(t)) - ks(t).$$

Isolando $u(t)$ e substituindo o distúrbio desconhecido $d(t)$ por $D\text{sgn}(s(t))$, obtém-se a lei de controle como sendo:

$$u(t) = \frac{1}{b} (\delta \text{sgn}(s(t)) + ks(t) + c(\dot{x}_d(t) - \dot{x}(t)) + \ddot{x}_d(t) - f(x,t) - D\text{sgn}(s(t))). \quad (3.27)$$

Por fim, substituindo (3.27) em (3.26), tem-se:

$$\dot{s}(t) = -\delta \text{sgn}(s(t)) - ks(t) - D\text{sgn}(s(t)) - d(t). \quad (3.28)$$

Pelo critério de estabilidade de Lyapunov, se for possível encontrar uma função candidata $V(\mathbf{x})$ que apresente as seguintes propriedades

1. $V(\mathbf{0}) = 0$;
2. $V(\mathbf{x}) > 0$, $\|\mathbf{x}\| \neq 0$;
3. V é contínua e possui derivadas contínuas em relação a todos os componentes de \mathbf{x} ;
4. $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$;

então o sistema será assintoticamente estável (FRANKLIN *et al.*, 2015).

Definindo a função candidata de Lyapunov como sendo:

$$V(t) = \frac{1}{2}s^2(t), \quad (3.29)$$

sua derivada é dada por:

$$\dot{V}(t) = s(t)\dot{s}(t). \quad (3.30)$$

Substituindo (3.28) em (3.30), tem-se:

$$\dot{V}(t) = \underbrace{-ks^2(t)}_{-2kV(t)} - \delta|s(t)| - D|s(t)| - d(t)s(t). \quad (3.31)$$

Portanto:

$$\dot{V}(t) \leq -2kV(t) \implies V(t) \leq V(0) \cdot e^{-2kt}, \quad (3.32)$$

demonstrando, assim, que a função $s(t)$ tende a zero exponencialmente com o valor de k .

O objetivo de um observador, como mencionado na seção 3.1, é, a partir das entradas e saídas medidas de um sistema, estimar os estados não mensuráveis. No observador de Luenberger apresentado na subseção 3.1.1, a diferença entre a saída da planta e do observador é realimentada linearmente ao observador. No entanto, na presença de sinais desconhecidos ou incerteza, um observador desse tipo pode não ser capaz de forçar o erro de estimativa de saída para zero e os estados do observador podem não convergir para os estados reais do sistema. Por sua vez, um observador por modos deslizantes, que realimenta o erro de estimativa de saída por meio de um termo de comutação não linear, fornece uma solução atraente para esse problema (SHTESSEL *et al.*, 2014). Desde que haja um limite conhecido na magnitude dos distúrbios, o observador por modos deslizantes pode levar o erro de estimativa de saída a convergir para zero em tempo finito, enquanto os estados do observador convergem assintoticamente para os estados reais do sistema.

Considerando um sistema linear genérico semelhante ao mostrado em (3.1):

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t); \quad (3.33)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t); \quad (3.34)$$

em que $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times n}$. Sem perda de generalidade, a matriz \mathbf{C} tem posto completo. A noção de observabilidade do par (\mathbf{A}, \mathbf{C}) é proposta como condição necessária e suficiente para a estimativa dos estados. e para simplificação tal condição será assumida como válida, embora alguns dos desenvolvimentos requeiram apenas detectabilidade do par (\mathbf{A}, \mathbf{C}) (TURNER; BATES, 2007).

Considerando a transformação de similaridade $x \mapsto \mathbf{T}_c x$ associada com a matriz inversível:

$$\mathbf{T}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{N}_c^T \\ \mathbf{C} \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

em que a submatriz $\mathbf{N}_c \in \mathbb{R}^{n \times (n-p)}$ expande o espaço nulo de \mathbf{C} . Substituindo (3.35) em (3.33) e (3.34), tem-se:

$$\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{T}_c \mathbf{A} \mathbf{T}_c^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix}; \quad (3.36)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \mathbf{T}_c \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix}; \quad (3.37)$$

$$\bar{\mathbf{C}} = \mathbf{C} \mathbf{T}_c^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_p \end{bmatrix}; \quad (3.38)$$

em que a submatriz $\mathbf{A}_{11} \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (n-p)}$ e $\mathbf{B}_1 \in \mathbb{R}^{(n-p) \times m}$.

Em Utkin (1992) foi proposto um observador na forma:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{G}_n \mathbf{v}; \quad (3.39)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}(t); \quad (3.40)$$

em que $(\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}})$ são as estimativas de (\mathbf{x}, \mathbf{y}) e \mathbf{v} é o termo descontínuo. Definindo o erro de estimativa dos estados e da saída, respectivamente, tem-se:

$$\mathbf{e}(t) := \hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{x}(t); \quad (3.41)$$

$$\mathbf{e}_y(t) := \hat{\mathbf{y}}(t) - \mathbf{y}(t). \quad (3.42)$$

O termo \mathbf{v} é definido como:

$$v_i = \rho \operatorname{sgn}(e_{y,i}), \quad i = 1, 2, \dots, p; \quad (3.43)$$

em que ρ é um escalar positivo e $e_{y,i}$ representa o i -ésimo elemento de $\mathbf{e}_y(t)$. Desse modo, v é projetado para ser descontínuo com respeito à superfície deslizante $\mathcal{S} = \{e : \mathbf{C}e = 0\}$ e conduzir o erro $\mathbf{e}_y(t)$ para a superfície deslizante em um tempo finito. Em outras palavras, o termo v representa a lei de alcance definida em (3.22).

Por fim, o termo \mathbf{G}_n é definido como:

$$\mathbf{G}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{L} \\ -\mathbf{I}_p \end{bmatrix}; \quad (3.44)$$

em que $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{(n-p) \times p}$ representa o vetor de ganhos capazes de alterar a dinâmica do observador. Deste modo, aplicando as definições de (3.41), tem-se:

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{e}(t) + \mathbf{G}_n v. \quad (3.45)$$

Pela característica da matriz $\tilde{\mathbf{C}}$, a matriz de erros $\mathbf{e}(t)$ pode ser particionada como $\mathbf{e}(t) = [\mathbf{e}_1(t) \ \mathbf{e}_y(t)]^T$, em que $\mathbf{e}_1 \in \mathbb{R}^{n-p}$. Isso posto, a equação (3.45) pode ser reescrita como:

$$\dot{\mathbf{e}}_1(t) = \mathbf{A}_{11}\mathbf{e}_1(t) + \mathbf{A}_{12}\mathbf{e}_y(t) + \mathbf{L}v; \quad (3.46)$$

$$\dot{\mathbf{e}}_y(t) = \mathbf{A}_{21}\mathbf{e}_1(t) + \mathbf{A}_{22}\mathbf{e}_y(t) - v. \quad (3.47)$$

Separando (3.47) por linhas, tem-se:

$$e_{y,i}(t) = \mathbf{A}_{21,i}\mathbf{e}_1(t) + \mathbf{A}_{22,i}\mathbf{e}_y(t) - \rho \operatorname{sgn}(e_{y,i}); \quad (3.48)$$

em que $\mathbf{A}_{21,i}$ e $\mathbf{A}_{22,i}$ representam, respectivamente, a i -ésima linha das matrizes \mathbf{A}_{21} e \mathbf{A}_{22} . Para desenvolver as condições sob as quais o deslizamento ocorrerá, a condição de alcançabilidade, isto é, a função candidata de Lyapunov apresentada em (3.29) deve ser testada. Sendo assim, aplicando (3.30), tem-se:

$$\begin{aligned} e_{y,i}\dot{e}_{y,i} &= e_{y,i}(\mathbf{A}_{21,i}\mathbf{e}_1(t) + \mathbf{A}_{22,i}\mathbf{e}_y(t)) - \rho |e_{y,i}| \\ &< -|e_{y,i}|(\rho - |\mathbf{A}_{21,i}\mathbf{e}_1(t) + \mathbf{A}_{22,i}\mathbf{e}_y(t)|). \end{aligned}$$

Escolhendo ρ grande o suficiente para atender a condição:

$$\rho > |\mathbf{A}_{21,i}\mathbf{e}_1(t) + \mathbf{A}_{22,i}\mathbf{e}_y(t)| + \xi, \quad (3.49)$$

em que ξ é uma constante positiva. Assumindo a condição de (3.49), tem-se:

$$e_{y,i}\dot{e}_{y,i} < \xi |e_{y,i}|, \quad (3.50)$$

demonstrando, assim, que a função $e_{y,i}$ tende a zero exponencialmente com o valor de η .

Durante a fase de deslizamento, $e_y(t) = \dot{e}_y(t) = 0$. Isso posto, aplicando esta condição em (3.46) e (3.47), tem-se:

$$\dot{\mathbf{e}}_1(t) = \mathbf{A}_{11}\mathbf{e}_1(t) + \mathbf{L}v_{eq}; \quad (3.51)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}_{21}\mathbf{e}_1(t) - v_{eq}; \quad (3.52)$$

em que v_{eq} é chamado de injeção do erro de saída equivalente. Tal termo é o análogo ao sinal de controle para o *SMC*. Substituindo (3.52) em (3.51), tem-se:

$$\dot{\mathbf{e}}_1(t) = (\mathbf{A}_{11} + \mathbf{L}\mathbf{A}_{21})\mathbf{e}_1(t), \quad (3.53)$$

que é um resultado análogo ao obtido em (3.7).

De modo análogo ao demonstrado na Subseção 3.2.1, para o desenvolvimento de um observador de fluxo magnético rotórico de um motor de indução, deve-se aplicar a teoria ao sistema em questão. Sendo assim, optou-se por seguir a base proposta por (DERDIYOK, 2005).

O observador proposto em Derdiyok (2005) é semelhante ao apresentado em Rehman *et al.* (2002), no qual o problema de integração de fluxo foi contornado com uso de um integrador e um filtro passa-baixas com intuito de solucionar o caráter descontínuo do observador de corrente em modo deslizante. Nesse estudo, um tipo contínuo de observador de corrente em modos deslizantes é desenvolvido e a ideia apresentada supera problemas de integração do fluxo. O observador é projetado combinando sistemas de estrutura variável e abordagem de Lyapunov. Nas equações de corrente e de fluxo, as partes semelhantes são equiparadas às funções de modo deslizante, *Sliding-Mode Functions (SMFs)*, que são usadas para desenvolver a estimativa de fluxo e determinar a velocidade e a resistência do rotor de um motor de indução, assumindo que a velocidade e a resistência do rotor são parâmetros constantes desconhecidos. O algoritmo introduzido não apresenta problemas de integração e utiliza apenas medições das correntes e tensões do estator para estimar a velocidade e a resistência do rotor.

O modelo dinâmico para um motor de indução no eixo de referência estacionário, escolhendo as correntes do estator ($i_{\alpha_s}, i_{\beta_s}$) e os fluxos do rotor ($\psi_{\alpha_r}, \psi_{\beta_r}$) como variáveis de

estado, é dado por:

$$\frac{di_{\alpha s}}{dt} = \gamma(\eta\psi_{\alpha r} + \omega_r\psi_{\beta r} - \eta L_m i_{\alpha s}) - k_1 i_{\alpha s} + k_2 v_{\alpha s}; \quad (3.54)$$

$$\frac{di_{\beta s}}{dt} = \gamma(\eta\psi_{\beta r} - \omega_r\psi_{\alpha r} - \eta L_m i_{\beta s}) - k_1 i_{\beta s} + k_2 v_{\beta s}; \quad (3.55)$$

$$\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} = -(\eta\psi_{\alpha r} + \omega_r\psi_{\beta r} - \eta L_m i_{\alpha s}); \quad (3.56)$$

$$\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = -(\eta\psi_{\beta r} - \omega_r\psi_{\alpha r} - \eta L_m i_{\beta s}); \quad (3.57)$$

em que:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{1}{T_r}; \\ k_1 &= \frac{k_2}{R_s}; \\ k_2 &= \frac{1}{\sigma L_s}; \\ \gamma &= k_2 \frac{L_m}{L_r}. \end{aligned}$$

Um observador de corrente, no qual as funções de modo deslizante, as correntes e as tensões do estator são definidas como entradas, é projetado como:

$$\frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} = \chi_{\alpha} - k_1 \hat{i}_{\alpha s} + k_2 v_{\alpha s}; \quad (3.58)$$

$$\frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} = \chi_{\beta} - k_1 \hat{i}_{\beta s} + k_2 v_{\beta s}; \quad (3.59)$$

em que, $\hat{i}_{\alpha s}$ e $\hat{i}_{\beta s}$ são as correntes estimadas do estator no referencial $\alpha\beta$, e χ_{α} e χ_{β} são funções do erro de corrente como seguem:

$$\chi_{\alpha} = f(s_{\alpha}), \quad s_{\alpha} = \hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}; \quad (3.60)$$

$$\chi_{\beta} = f(s_{\beta}), \quad s_{\beta} = \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}. \quad (3.61)$$

Substituindo (3.54) e (3.58) em (3.60), bem como (3.55) e (3.59) em (3.61), ao tomar sua derivada, tem-se as equações do observador em modos deslizantes com relação aos erros de estimativa atuais:

$$\dot{s}_{\alpha} = \chi_{\alpha} - \gamma(\eta\psi_{\alpha r} + \omega_r\psi_{\beta r} - \eta L_m i_{\alpha s}) - k_1 s_{\alpha}; \quad (3.62)$$

$$\dot{s}_{\beta} = \chi_{\beta} - \gamma(\eta\psi_{\beta r} - \omega_r\psi_{\alpha r} - \eta L_m i_{\beta s}) - k_1 s_{\beta}. \quad (3.63)$$

A função candidata Lyapunov para fazer com que $s_{\alpha} = 0$ e $s_{\beta} = 0$ é selecionada como:

$$V = \frac{1}{2} s_n^T s_n, \quad s_n = [s_{\alpha} \ s_{\beta}]^T; \quad V = \frac{1}{2} (s_{\alpha}^2 + s_{\beta}^2). \quad (3.64)$$

A derivada com relação ao tempo das trajetórias de estado (3.62) e (3.63) pode ser escrita como:

$$\dot{V} = s_n^T \dot{s}_n. \quad (3.65)$$

Se a derivada da função candidata Lyapunov for menor que zero ($\dot{V} < 0$), o modo deslizante ocorrerá na interseção entre superfícies $s_\alpha = 0$ e $s_\beta = 0$. Portanto, as correntes estimadas i_α e i_β convergem para as reais, quando os modos deslizantes ocorrerem. Para definir a ação de controle é utilizado um conceito de controle equivalente ao de Utkin (1992). As equações do modo deslizante podem ser derivadas substituindo as funções χ_α e χ_β por seus componentes de controle equivalentes, obtidos fazendo com que s_α , \dot{s}_α , s_β e \dot{s}_β sejam zero.

$$\chi_{\alpha eq}(t) = \gamma(\eta \psi_{\alpha r} + \omega_r \psi_{\beta r} - \eta L_m i_{\alpha s}); \quad (3.66)$$

$$\chi_{\beta eq}(t) = \gamma(\eta \psi_{\beta r} - \omega_r \psi_{\alpha r} - \eta L_m i_{\beta s}). \quad (3.67)$$

A seguir, duas abordagens são apresentadas para definir as funções de modo deslizante. Na primeira abordagem, após de substituir (3.66) e (3.67), respectivamente, em (3.62) e (3.63), é obtido um conjunto de funções como:

$$\chi_\alpha(t) = \chi_{\alpha eq}(t) + k_1 s_\alpha + \dot{s}_\alpha; \quad (3.68)$$

$$\chi_\beta(t) = \chi_{\beta eq}(t) + k_1 s_\beta + \dot{s}_\beta. \quad (3.69)$$

A segunda abordagem é definir uma função para a derivada da função candidata de Lyapunov. A solução será estável se \dot{V} puder ser expressa como:

$$\dot{V} = -s_n^T \Gamma s_n, \quad (3.70)$$

em que Γ é uma matriz definida positiva. Assim, \dot{V} será definida negativa, e isso garantirá estabilidade. As equações (3.65) e (3.70) levam a:

$$s_n^T (\Gamma s_n + \dot{s}_n) = 0. \quad (3.71)$$

Deste modo, a solução para (3.71) é:

$$(\Gamma s_n + \dot{s}_n) = 0. \quad (3.72)$$

Substituindo (3.62) e (3.63) em (3.72), obtém-se:

$$\chi_\alpha(t) = \gamma(\eta \psi_{\alpha r} + \omega_r \psi_{\beta r} - \eta L_m i_{\alpha s}) + k_1 s_\alpha - \Gamma_1 s_\alpha; \quad (3.73)$$

$$\chi_\beta(t) = \gamma(\eta \psi_{\beta r} - \omega_r \psi_{\alpha r} - \eta L_m i_{\beta s}) + k_1 s_\beta - \Gamma_2 s_\beta. \quad (3.74)$$

Em seguida, usando novamente a definição de $\chi_{\alpha\beta eq}$ de (3.66) e (3.67), as equações (3.73) e (3.74) podem ser reescritas como⁸:

$$\chi_{\alpha}(t) = \chi_{\alpha eq}(t) + k_1 s_{\alpha} - \Gamma_1 s_{\alpha}; \quad (3.75)$$

$$\chi_{\beta}(t) = \chi_{\beta eq}(t) + k_1 s_{\beta} - \Gamma_2 s_{\beta}. \quad (3.76)$$

Agora, tem-se dois conjuntos de modos deslizantes [(3.68) e (3.69), (3.75) e (3.76)] que incluem termos de controle equivalentes $\chi_{\alpha\beta}$. No entanto, são necessárias informações sobre o sistema para o cálculo de $\chi_{\alpha\beta eq}$. Se os parâmetros do sistema não forem conhecidos exatamente, esta solução deverá ser modificada. Considerando que $\chi_{\alpha eq}$ e $\chi_{\beta eq}$ são funções suaves e usando manipulações simples, as equações (3.68) e (3.69) podem ser escritas de outra forma, mais prática para implementação, especialmente nos sistemas de tempo discreto. Então, de (3.68) e (3.69):

$$\chi_{\alpha eq}(t) = \chi_{\alpha}(t^-) - k_1 s_{\alpha} - \dot{s}_{\alpha}; \quad (3.77)$$

$$\chi_{\beta eq}(t) = \chi_{\beta}(t^-) - k_1 s_{\beta} - \dot{s}_{\beta}; \quad (3.78)$$

em que $t^- = t - \Delta$, $\Delta \rightarrow 0$. Substituindo (3.77) e (3.78) em (3.75) e (3.76), obtém-se:

$$\chi_{\alpha}(t) = \chi_{\alpha}(t^-) - (\Gamma_1 s_{\alpha} + \dot{s}_{\alpha}); \quad (3.79)$$

$$\chi_{\beta}(t) = \chi_{\beta}(t^-) - (\Gamma_2 s_{\beta} + \dot{s}_{\beta}). \quad (3.80)$$

Discretizando (3.79) e (3.80) com período de amostragem T , tem-se:

$$\chi_{\alpha}(kT) = \chi_{\alpha}(kT - T) - (\Gamma_1 s_{\alpha}(sT) + \dot{s}_{\alpha}(kT)); \quad (3.81)$$

$$\chi_{\beta}(kT) = \chi_{\beta}(kT - T) - (\Gamma_2 s_{\beta}(sT) + \dot{s}_{\beta}(kT)). \quad (3.82)$$

Introduzindo aproximações de primeira ordem, pode-se substituir \dot{s}_{α} e \dot{s}_{β} por:

$$\dot{s}_{\alpha} = \frac{(s_{\alpha}(kT) - s_{\alpha}(kT - T))}{T}; \quad (3.83)$$

$$\dot{s}_{\beta} = \frac{(s_{\beta}(kT) - s_{\beta}(kT - T))}{T}. \quad (3.84)$$

Por fim, substituindo (3.83) e (3.84) em (3.81) e (3.82)

$$\chi_{\alpha}(kT) = \chi_{\alpha}(kT - T) - \left(\frac{1}{T}\right) ((1 + T\Gamma_1)s_{\alpha}(kT) - s_{\alpha}(kT - T)); \quad (3.85)$$

$$\chi_{\beta}(kT) = \chi_{\beta}(kT - T) - \left(\frac{1}{T}\right) ((1 + T\Gamma_2)s_{\beta}(kT) - s_{\beta}(kT - T)). \quad (3.86)$$

⁸ Os termos Γ_1 e Γ_2 são matrizes definidas positivas.

O próximo passo é o projeto do observador de fluxo. Quando as trajetórias do sistema atingem as superfícies deslizantes significa que as correntes observadas correspondem às reais. Como as funções de modo deslizante ($\chi_{\alpha\beta}$) em (3.58) e (3.59) convergem para o termo entre parêntesis em (3.54) e (3.55), e os mesmos termos são vistos no fluxo em (3.56) e (3.57), as seguintes equações podem ser escritas para o observador de fluxo:

$$\frac{d\hat{\psi}_{\alpha r}}{dt} = -\frac{\chi_{\alpha}}{\gamma}; \quad (3.87)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{\beta r}}{dt} = -\frac{\chi_{\beta}}{\gamma}. \quad (3.88)$$

Levando em consideração que ω_r e η são variáveis mais lentas do que as variáveis elétricas do estator e do rotor, é razoável considerar que $\dot{\omega}_r = 0$ e $\dot{\eta} = 0$. Sendo assim, a derivadas das equações (3.66) e (3.67) são dadas por:

$$\frac{d\chi_{\alpha}}{dt} = \gamma \left(\eta \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \eta L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} \right); \quad (3.89)$$

$$\frac{d\chi_{\beta}}{dt} = \gamma \left(\eta \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} - \eta L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} \right). \quad (3.90)$$

Escrevendo (3.89) e (3.90) em forma matricial, tem-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \chi_{\alpha} \\ \chi_{\beta} \end{bmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} & \left(\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} - L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} \right) \\ -\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} & \left(\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ \eta \end{bmatrix}. \quad (3.91)$$

Para a obtenção da velocidade e da resistência rotórica, é necessário rearranjar (3.91) como segue:

$$\begin{bmatrix} \omega_r \\ \eta \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma D} \begin{bmatrix} \left(\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} \right) & -\left(\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} - L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} \right) \\ \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} & \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\chi_{\alpha}}{dt} \\ \frac{d\chi_{\beta}}{dt} \end{bmatrix}; \quad (3.92)$$

$$D = \left(\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt}^2 + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt}^2 \right) - L_m \left(\frac{di_{\alpha s}}{dt} \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \frac{di_{\beta s}}{dt} \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} \right).$$

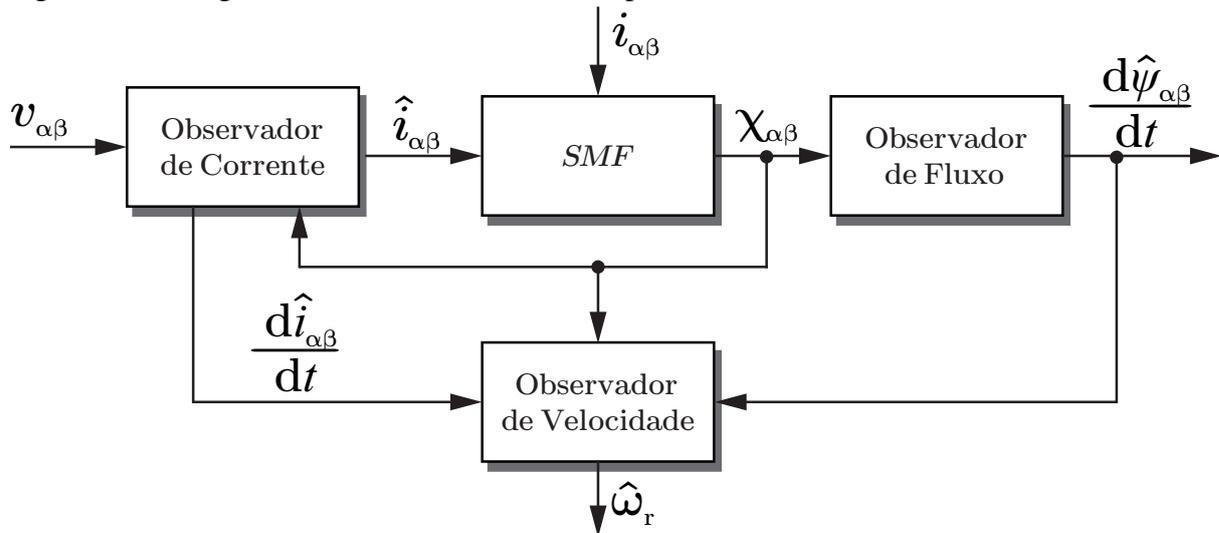
Em (3.92), substituindo as variáveis $\psi_{\alpha\beta}$ e $i_{\alpha\beta}$ pelos respectivos valores estimados $\hat{\psi}_{\alpha\beta}$ e $\hat{i}_{\alpha\beta}$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega}_r \\ \hat{R}_r \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma D} \begin{bmatrix} \left(-\frac{\chi_{\beta}}{\gamma} - L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} \right) & \left(\frac{\chi_{\alpha}}{\gamma} + L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} \right) \\ -\frac{L_r \chi_{\alpha}}{\gamma} & -\frac{L_r \chi_{\beta}}{\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\chi_{\alpha}}{dt} \\ \frac{d\chi_{\beta}}{dt} \end{bmatrix}; \quad (3.93)$$

$$D = \frac{1}{\gamma^2} \left(\chi_{\alpha}^2 + \chi_{\beta}^2 \right) + \frac{L_m}{\gamma} \left(\chi_{\alpha} \frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} + \chi_{\beta} \frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} \right).$$

A Figura 15 apresenta o diagrama de blocos do observador por modos deslizante.

Figura 15 – Diagrama de blocos do observador por modos deslizantes.



Fonte: Adaptada de (DERDIYOK, 2005)

3.2.3 Observador baseado em filtro de Kalman estendido

Como citado na Subseção 3.1, em Kalman (1960) o autor propõe um filtro ótimo capaz de lidar com incertezas causadas pela presença de sinais estocásticos, sejam estes inerentes ao processo ou à medição. No entanto, o algoritmo originalmente proposto por Kalman só se aplica a sistemas lineares. Para tratar de sistemas não lineares, faz-se necessária a utilização do filtro de Kalman estendido (*Extended Kalman Filter – EKF*), inicialmente apresentado em Jazwinski (1970).

Considerando um sistema não linear semelhante ao sistema linear apresentado em (3.33) e (3.34), discretizando-o e adicionado as variáveis estocásticas, tem-se:

$$\mathbf{x}_{k+1} = f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k, \mathbf{w}_k); \quad (3.94)$$

$$\mathbf{y}_{k+1} = h(\mathbf{x}_{k+1}) + \mathbf{v}_{k+1}; \quad (3.95)$$

em que f e h são, respectivamente, as funções não lineares do sistema e de observação. As variáveis \mathbf{w} e \mathbf{v} ⁹ são definidas como ruído branco gaussiano de média nula e devem satisfazer as seguintes relações de covariâncias:

$$E[\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T] = \mathbf{Q}_k; \quad (3.96)$$

$$E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T] = \mathbf{R}_k; \quad (3.97)$$

$$E[\mathbf{v}_k \mathbf{w}_k^T] = 0. \quad (3.98)$$

⁹ O termo \mathbf{w} é chamado de ruído do processo e o termo \mathbf{v} é chamado de ruído de medição.

Desse modo, em essência, o filtro de Kalman estendido é o mesmo filtro de Kalman linear dinâmico, porém, utilizando as matrizes jacobianas das funções f e h (AGUIRRE, 2014). Em outras palavras, o sistema não linear deve ser linearizado, utilizando os primeiros termos da expansão em série de Taylor de cada função individualmente. A matriz jacobiana de f com relação aos estados é dada por:

$$\mathbf{D}f(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}. \quad (3.99)$$

A matriz jacobiana da f com relação ao ruído de processo é dada por:

$$\mathbf{D}f(\mathbf{w}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial w_1} & \frac{\partial f_1}{\partial w_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial w_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial w_1} & \frac{\partial f_2}{\partial w_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial w_n} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial w_1} & \frac{\partial f_n}{\partial w_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial w_n} \end{bmatrix}. \quad (3.100)$$

A matriz jacobiana de h com respeito aos estados é definida análoga à (3.99).

Isso posto, o filtro de Kalman estendido pode ser descrito, de modo análogo ao filtro de Kalman linear, por dois conjuntos de equações, a saber, as equações que descrevem a etapa de predição e as equações que descrevem a etapa de correção.

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- &= f(\hat{\mathbf{x}}_k^+, \mathbf{u}_k); \\ \mathbf{P}_{k+1}^- &= \mathbf{D}f(\hat{\mathbf{x}}_k^+) \mathbf{P}_k^+ \mathbf{D}f(\hat{\mathbf{x}}_k^+)^T + \mathbf{D}f(\mathbf{w}_k) \mathbf{Q}_k \mathbf{D}f(\mathbf{w}_k); \end{aligned} \right\} \text{Etapa de predição} \quad (3.101)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{K}_{k+1} &= \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{D}h(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+)^T [\mathbf{D}h(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+) \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{D}h(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+)^T + \cdots \\ &\quad \cdots + \mathbf{D}h(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+) \mathbf{R}_k \mathbf{D}h(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+)^T]^{-1}; \\ \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+ &= \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} [\mathbf{y}_{k+1} - h(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-)]; \\ \mathbf{P}_{k+1}^+ &= \mathbf{P}_{k+1}^- - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{D}h(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+) \mathbf{P}_{k+1}^- \end{aligned} \right\} \text{Etapa de correção} \quad (3.102)$$

Concatenando as equações que definem o sistema em espaço de estados definido por

(3.54) à (3.57), tem-se:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \\ \omega_r \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{\alpha s} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Psi_{\alpha r} + \frac{L_m \omega_e}{\sigma L_s L_r} \Psi_{\beta r} + \frac{u_{\alpha s}}{\sigma L_s} \\ -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{\beta s} - \frac{L_m \omega_e}{\sigma L_s L_r} \Psi_{\alpha r} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Psi_{\beta r} + \frac{u_{\beta s}}{\sigma L_s} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} i_{\alpha s} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{\alpha r} - \omega_r \Psi_{\beta r} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} i_{\beta s} + \omega_e \Psi_{\alpha r} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{\beta r} \\ 0 \end{bmatrix}}_{f(\mathbf{x}, \mathbf{u})}. \quad (3.103)$$

Para a implementação digital, o sistema deve ser descrito em tempo discreto. Sendo assim, seguindo o procedimento abordado em Yin *et al.* (2017), tem-se:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{A}' \mathbf{x}_k + \mathbf{B}' \mathbf{u}_k + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{y}}_k); \quad (3.104)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{k+1} = \mathbf{C}_{k+1} \mathbf{x}_{k+1}; \quad (3.105)$$

em que:

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T'_{sr}} & 0 & \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \omega_r \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T}{T'_{sr}} & -\omega_r \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r T_r} & 0 \\ \frac{TL_m}{T_r} & 0 & 1 - \frac{T}{T_r} & -T \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{TL_m}{T_r} & T \omega_r & 1 - \frac{T}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}' = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{u}_k = \begin{bmatrix} u_{\alpha s} & u_{\beta s} \end{bmatrix}^T;$$

$$T'_{sr} = \sigma L_s / R_{sr};$$

$$T_r = L_r / R_r;$$

$$R_{sr} = R_s + (L_m / L_r)^2 R_r.$$

Ainda seguindo a metodologia aplicada em Yin *et al.* (2014) e Yin *et al.* (2017), o filtro de Kalman estendido é obtido seguindo os passos a seguir:

1. Predição das variáveis de estado

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- = \mathbf{A}'\hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{B}'\mathbf{u}_k. \quad (3.106)$$

2. Predição da matriz de covariância dos erros de estimativa

$$\mathbf{P}_{k+1}^- = \mathbf{G}_{k+1}\mathbf{P}_k^+\mathbf{G}_{k+1}^T + \mathbf{Q}_k. \quad (3.107)$$

3. Cálculo do ganho de Kalman

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{C}_k^T (\mathbf{C}_k \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{C}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1}. \quad (3.108)$$

4. Atualização da estimativa dos estados

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+ = \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{C}_k \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-). \quad (3.109)$$

5. Atualização da matriz de covariância dos erros de estimativa

$$\mathbf{P}_{k+1}^+ = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{C}_k) \mathbf{P}_{k+1}^-. \quad (3.110)$$

Nota-se que os passos 1 e 2 são equivalentes à etapa de predição, enquanto os passos de 3 a 5 são equivalentes à etapa de atualização.

Em (3.107), a matriz \mathbf{G}_{k+1} , que corresponde à matriz jacobiana da função f com respeito aos estados, é dada por:

$$\mathbf{G}_{k+1} = \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} (\mathbf{A}'\mathbf{x} + \mathbf{B}'\mathbf{u}) \right) \Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k+1}} \quad (3.111)$$

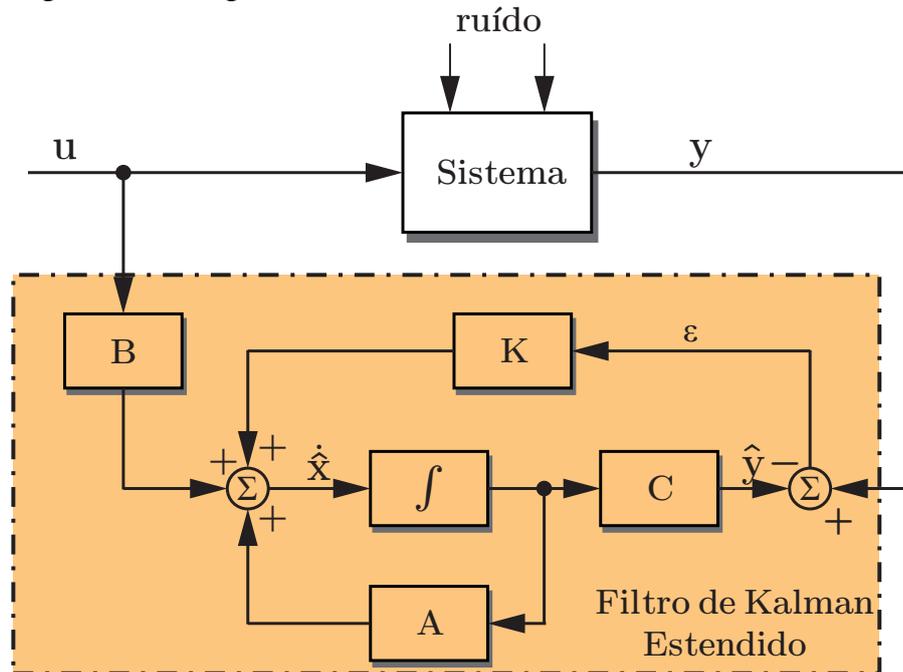
$$= \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_{sr}} & 0 & \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r' T_r} & \hat{\omega}_r \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r'} & \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r'} \hat{\psi}_{\beta r} \\ 0 & 1 - \frac{T}{T_{sr}} & -\hat{\omega}_r \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r'} & \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r' T_r} & -\frac{TL_m}{\sigma L_s L_r'} \hat{\psi}_{\alpha r} \\ \frac{TL_m}{T_r} & 0 & 1 - \frac{T}{T_r} & -T \hat{\omega}_r & -T \hat{\psi}_{\beta r} \\ 0 & \frac{TL_m}{T_r} & T \hat{\omega}_r & 1 - \frac{T}{T_r} & T \hat{\psi}_{\alpha r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.112)$$

A Figura 16 mostra o diagrama de blocos do observador filtro de Kalman estendido.

3.3 Observadores combinados para motores de indução trifásicos

Com a finalidade de se obter respostas estimadas capazes de reproduzir, com o máximo de fidelidade, as grandezas reais, por vezes, são utilizadas técnicas como: artifícios

Figura 16 – Diagrama de blocos do filtro de Kalman estendido.



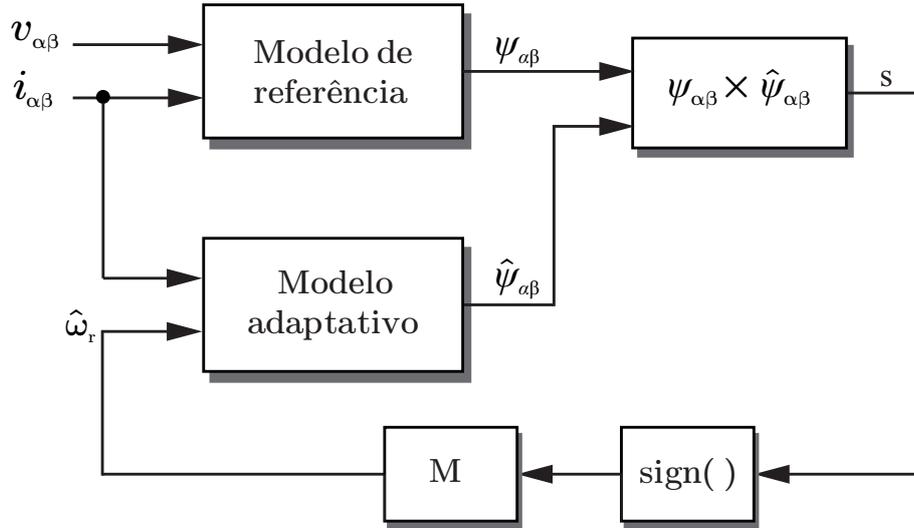
Fonte: Autoria própria.

matemático-estatísticos; redes neurais; e até combinação de observadores primários. Nesta seção, serão apresentadas combinações entre os observadores clássicos abordados nas seções anteriores, com a finalidade de lograr melhorias nas estimativas das variáveis desejadas.

3.3.1 Observador SMO combinado com MRAS

Na literatura encontram-se alguns estudos os quais fazem uso das técnicas *SM* e *MRAS* combinadas de alguma forma para obter melhorias nas estimativas desejadas. Em Comanescu e Xu (2006), utiliza-se a estrutura do observador *MRAS* tal qual apresentada na Figura 13. No entanto, o mecanismo de adaptação optado pelos autores trata-se de um controlador por modos deslizantes. A escolha está centrada em contornar contratempos que surgem em aplicações práticas do observador *MRAS*. Como este, em seu modelo de referência, apresenta integradores puros, a substituição dos integradores por filtros passa-baixas é de uso comum em sua aplicação prática. Desse modo, podem ser adicionados zeros no semiplano direito na estimativa de velocidade (o que causa o efeito de fase não-mínima). Para contornar esse efeito, são propostos dois projetos de função de modos deslizantes, sendo um baseado em (3.15), e outro baseado na diferença entre os fluxos rotóricos do modelo de referência e do modelo adaptativo em suas respectivas coordenadas (α ou β). A Figura 17 mostra o esquema básico do observador proposto.

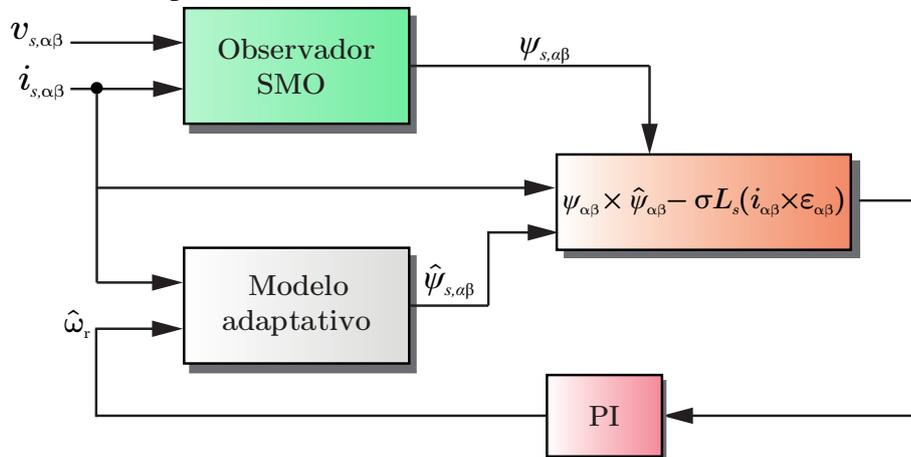
Figura 17 – Observador *MRAS* com *SMC* como mecanismo de adaptação.



Fonte: Adaptada de (COMANESCU; XU, 2006).

Em Ammar *et al.* (2020) é proposta uma modificação no modelo de referência do *MRAS* clássico. Nesse trabalho é apresentada uma estratégia de *Direct Torque Control (DTC) sensorless*, em que a orientação do controle vetorial é feita segundo o vetor fluxo magnético do estator. Em outras palavras, o observador de fluxo é aplicado às variáveis estatóricas, diferente do exposto na Subseção 3.2.1, em que o foco é obter o fluxo magnético rotórico. Isso posto, o trabalho propõe a substituição do modelo de referência clássico, dado pelas equações do estator da máquina, por um observador *SMO*. Desse modo, o obstáculo imposto pela presença de integradores puros é contornado por um observador independente. A Figura 18 mostra o esquema do observador proposto.

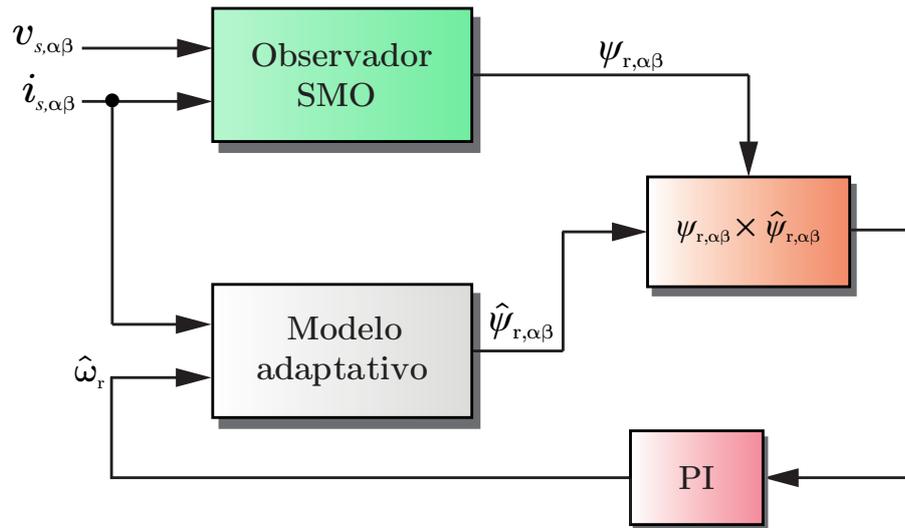
Figura 18 – Observador *MRAS* com *SMO* como modelo de referência para fluxo do estator.



Fonte: Adaptada de (AMMAR *et al.*, 2020).

Neste trabalho pretende-se utilizar a mesma estrutura básica apresentada na Figura 18, entretanto todo o equacionamento é aplicado às variáveis rotóricas. Sendo assim, a estimativa de fluxo rotórico extraída das equações (3.87) e (3.88) são utilizadas como modelo de referência para o modelo adaptativo. Além disso, mantém-se o controlador PI como mecanismo de adaptação. A Figura 19 mostra o esquema do observador proposto neste trabalho.

Figura 19 – Observador *MRAS* com *SMO* como modelo de referência para fluxo do rotor.



Fonte: Autoria própria.

3.3.2 Observador *EKF* combinado com *MRAS*

Motivado pela união das vantagens de dois observadores distintos apresentados em Ammar *et al.* (2020), optou-se por investigar o ganho ao substituir um dos observadores, a saber, *SMO* ou *MRAS*, por um filtro de Kalman estendido. Nessa perspectiva, optou-se por utilizar o observador filtro de Kalman estendido combinado individual e separadamente com os observadores apresentados nas Subseções 3.2.1 e 3.2.2. Desse modo, busca-se unificar as vantagens de cada um dos observadores e produzir uma resposta tanto de fluxo magnético rotórico, quanto de velocidade de rotação, satisfatórias nos aspectos de acurácia e baixo conteúdo de frequência. Além disso, propõem-se a substituição das medições das tensões estatóricas pelas tensões reconstruídas, visando a eliminação dos sensores de tensão. Nota-se que, do ponto de vista do controle, quanto mais suave a medida ou estimativa de uma variável a ser realimentada, mais simples pode ser o controlador implementado, isto é, uma boa medida ou estimativa gera um ganho na robustez do sistema de controle.

As modificações mais comuns em observadores *MRAS* dizem respeito ao mecanismo de adaptação. Neste trabalho, optou-se por utilizar a estimativa de fluxo do observador *MRAS* para gerar o resíduo cujo observador filtro de Kalman estendido deve tornar nulo. Por (3.109), nota-se a característica do filtro de Kalman de atuar no sentido de reduzir o resíduo provocado entre a comparação da saída medida e a saída estimada pelo filtro.

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+ = \mathbf{x}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} \underbrace{(\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{C}_k \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-)}_{\text{resíduo}}.$$

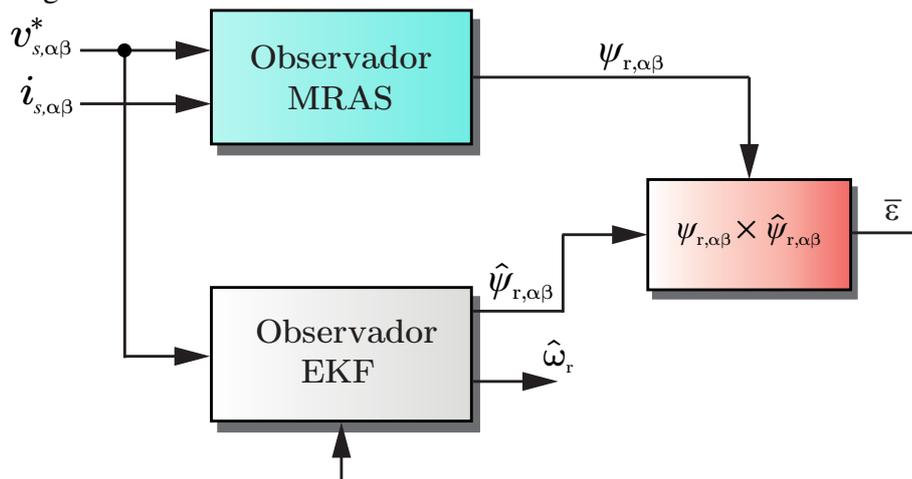
A ideia do observador combinado reside em substituir o resíduo supracitado pelo termo apresentado em (3.15), em que serão comparados os vetores de fluxo magnético rotórico estimados pelo observador *MRAS* e o estimado pelo filtro de Kalman estendido. Desse modo, altera-se (3.109) para obter:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+ = \mathbf{x}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} \underbrace{(\psi_{r,\alpha\beta}^{\text{MRAS}} \times \psi_{r,\alpha\beta}^{\text{EKF}})}_{\varepsilon}. \quad (3.113)$$

Sendo assim, o algoritmo do *EKF* atua para reduzir ε a zero, ponderando as respostas obtidas entre os dois observadores distintos.

A Figura 20 mostra o esquema do observador combinado proposto. Nota-se que o

Figura 20 – Observador *EKF* combinado com *MRAS*.



Fonte: Autoria própria.

observador a ser combinado com o filtro de Kalman estendido pode ser tanto o *MRAS* clássico, quanto o *MRAS* com *SMO* como modelo de referência apresentado na Subseção 3.3.1.

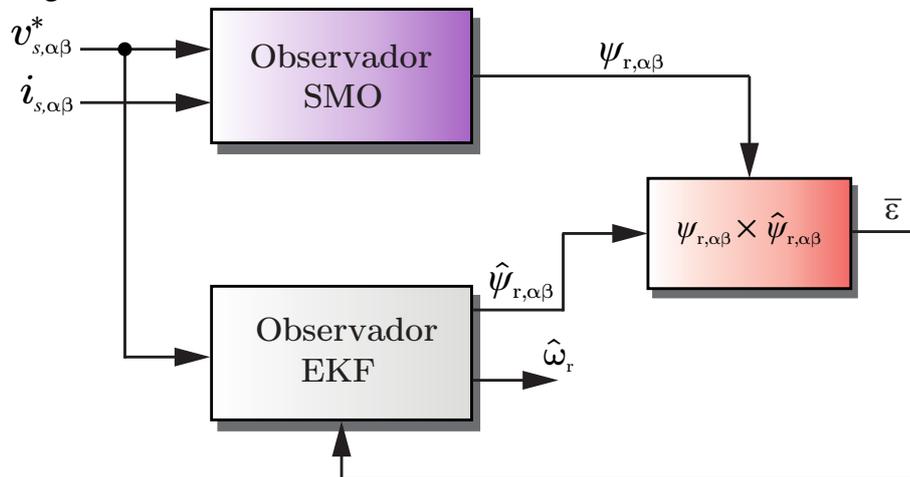
3.3.3 Observador EKF combinado com SMO

Devido a presença de termos não lineares e o efeito de comutação (*chattering*), optou-se por combinar as respostas dos observadores *SMO* e *EKF* de modo análogo ao demonstrado na Subseção 3.3.2. A característica de filtro do *EKF* tende a suavizar a estimativa de velocidade fornecida pelo algoritmo *SMO*. O modo de integrar os observadores segue a mesma estrutura de (3.113).

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+ = \mathbf{x}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} \underbrace{\left(\psi_{r,\alpha\beta}^{\text{SMO}} \times \psi_{r,\alpha\beta}^{\text{EKF}} \right)}_{\varepsilon}. \quad (3.114)$$

A Figura 21 mostra o esquema do observador proposto.

Figura 21 – Observador *EKF* combinado com *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

3.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram apresentados três dos mais comuns tipos de observadores de fluxo magnético rotórico e velocidade mecânica aplicados em motores de indução trifásicos encontrados na literatura. Também foi demonstrado o desenvolvimento matemático para a obtenção desses três algoritmos clássicos a serem implementados em microcontroladores, a saber: o *MRAS*; o *SMO*; e o *EKF*. Além disso, foi apresentada uma modificação no observador *MRAS*, a qual insere um observador por modos deslizantes como modelo de referência, visando contornar os problemas de integração pura do observador clássico. Por fim, foi demonstrada a modificação inserida no algoritmo filtro de Kalman estendido para combinar as respostas de observadores distintos e produzir respostas de fluxo rotórico e velocidade mecânica ponderadas

e mais próximas da realidade. Portanto, foram propostas três topologias de observadores combinados, que visa a melhorias nas estimativas de fluxo magnético rotórico e nas estimativas de velocidade mecânica.

4 RESULTADOS

"A ciência será sempre uma busca e jamais uma descoberta. É uma viagem, nunca uma chegada."

(Karl Popper)

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação e os resultados experimentais de bancada.

Os resultados de simulação expõem uma comparação entre o fluxo magnético rotórico fornecido pelo modelo matemático do simulador e o valor obtido pelo observador combinado proposto (*EKF* com *MRAS*). Além disso, são comparadas a velocidade obtida pelo modelo com as velocidades oriundas dos seis observadores estudados. Ademais, será apresentada uma análise espectral das velocidades estimadas, a fim de comparar o desempenho com relação à presença de componentes com frequência não nula na variável a ser realimentada.

Os resultados experimentais mostram a comparação entre a velocidade medida por meio de um *encoder* com as velocidades obtidas pela implementação prática dos observadores: *MRAS*; *SMO*; *EKF*; *MRAS* com *SMO* como modelo de referência; *EKF* combinado com *MRAS*; e *EKF* combinado com *SMO*. Além disso, expõe-se as formas de onda do fluxo magnético no referencial $\alpha\beta$, das correntes do estator no referencial *abc* e das correntes do estator no referencial *dq* síncrono.

4.1 Controladores PI

Como apresentado na Subseção 2.2.1, na Figura 6, para o acionamento do motor com uso da técnica *FOC* (direto ou indireto), utiliza-se, em geral, uma estratégia denominada controle em cascata, em que há duas ou mais malhas de controle umas internas às outras. Tal estratégia se vale da diferença entre as dinâmicas das malhas de controle, possibilitando a independência no projeto dos controladores. No sistema estudado, para o controle de velocidade, duas malhas são necessárias, sendo a malha de corrente a mais interna e a malha de velocidade a mais externa.

Tendo em vista que o foco principal deste trabalho é o estudo dos observadores clássicos e a proposta de uma nova topologia baseada nesses, optou-se por utilizar controladores simples e evidenciar a influência das estimativas de velocidade e de fluxo para o desempenho do sistema controlado.

Nesta seção são expostas as funções de transferência utilizadas (no tempo contínuo e no tempo discreto) para o projeto dos controladores PI, bem como os controladores projetados.

4.1.1 Controlador PI de corrente

Como demonstrado na Seção 2.2, as funções de transferência a serem utilizadas no projeto dos controladores de corrente no referencial dq síncrono são dadas por (2.37) e (2.38). Isso posto, substituindo os valores dos parâmetros mostrados na Tabela 6 do Apêndice A, tem-se:

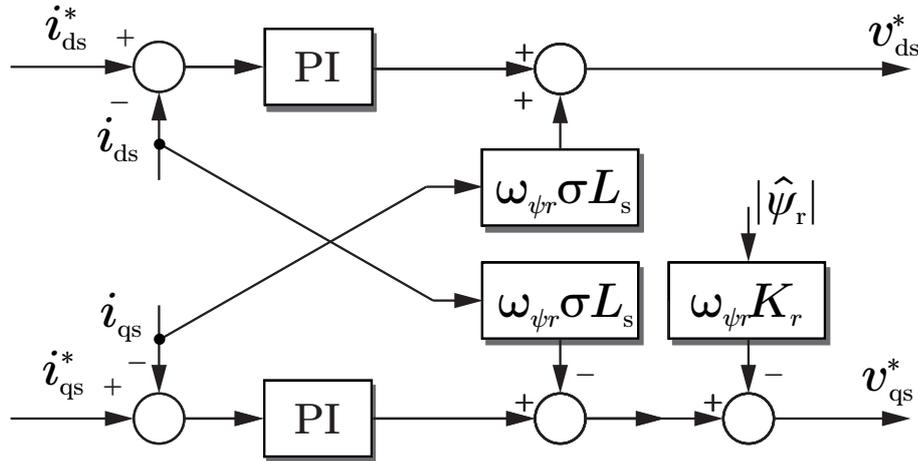
$$\frac{I_{ds}}{V_{ds}} = \frac{I_{qs}}{V_{qs}} = \frac{1}{0,2955 s + 35,58}. \quad (4.1)$$

De posse das funções de transferência em tempo contínuo, discretizando-as com período de amostragem de $160 \mu s$, tem-se:

$$\frac{I_{ds}(z^{-1})}{V_{ds}(z^{-1})} = \frac{I_{qs}(z^{-1})}{V_{qs}(z^{-1})} = \frac{0,0005363z^{-1}}{1 - 0,9809z^{-1}}. \quad (4.2)$$

Para utilizar a função de transferência dada por (4.2) é necessário compensar os distúrbios apresentados em (2.31) e (2.32). A Figura 22 mostra o circuito de desacoplamento entre as tensões no referencial dq síncrono.

Figura 22 – Circuito de desacoplamento entre as tensões para controle de corrente.



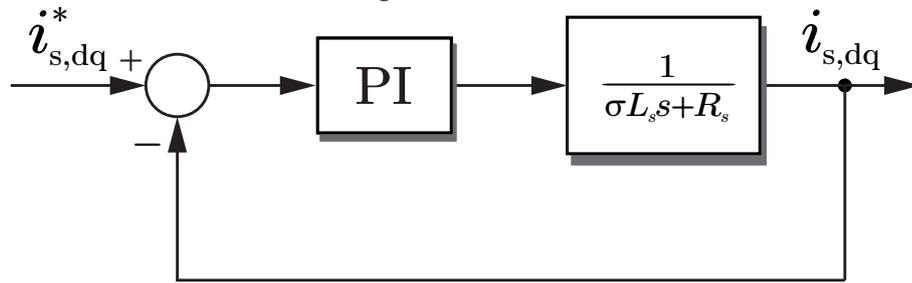
Fonte: Autoria própria.

Para garantir uma dinâmica rápida e de primeira ordem, por alocação de polos, foi projetado o controlador em tempo discreto apresentado em (4.3).

$$C_i(z^{-1}) = \frac{123,6 - 120,3z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (4.3)$$

A Figura 23 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle das correntes no referencial dq síncrono.

Figura 23 – Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente no referencial dq síncrono.

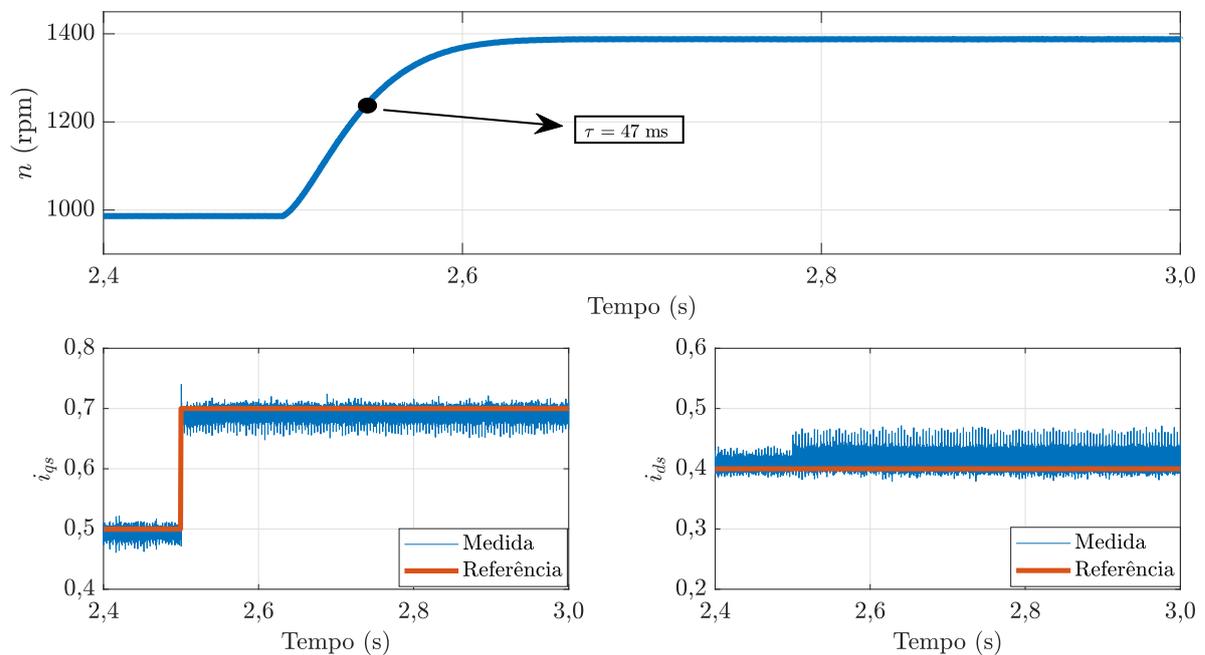


Fonte: Autoria própria.

4.1.2 Controlador PI de velocidade

De modo análogo ao demonstrado na Subseção 4.1.1, a função de transferência para projetar o controlador de velocidade também foi demonstrada na Seção 2.2, e é dada por (2.41). Entretanto, para os resultados de simulação, optou-se por utilizar a identificação por meio da aplicação de um degrau na corrente i_{qs} (de 0,5 A para 0,7 A), enquanto a corrente i_{ds} foi mantida constante (0,4 A). A Figura 24 mostra a resposta de velocidade ao degrau de corrente i_{qs} .

Figura 24 – Dinâmica da função de transferência de velocidade.



Fonte: Autoria própria.

Desse modo, a função de transferência da malha mecânica identificada é dada por:

$$\frac{\Omega_r}{I_{qs}} = \frac{1978}{0,047s + 1}. \quad (4.4)$$

Discretizando (4.7) com período de amostragem de 5 ms, tem-se:

$$\frac{\Omega_r(z^{-1})}{I_{qs}(z^{-1})} = \frac{160,8z^{-1}}{1 - 0,9187z^{-1}}. \quad (4.5)$$

O controlador de velocidade foi projetado mantendo o compromisso de obter uma dinâmica rápida e de primeira ordem para a malha de velocidade, sem que esta influencie a dinâmica da malha interna de corrente, isto é, a dinâmica da malha externa foi projetada para se manter mais lenta do que a dinâmica da malha interna (como o indicado para a estratégia de controle em cascata (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995)). Desse modo, a função de transferência do controlador em tempo discreto é apresentada em (4.6).

$$C_\omega(z^{-1}) = 0,001 \frac{0,1875 - 0,1725z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (4.6)$$

Para a obtenção dos resultados experimentais, optou-se por utilizar a identificação realizada em Milfont (2019). Desse modo, a função de transferência da malha mecânica identificada é dada por:

$$\frac{\Omega_r}{I_{qs}} = \frac{1935}{1,96s + 1}. \quad (4.7)$$

Discretizando (4.7) com período de amostragem de 0,196 s, tem-se:

$$\frac{\Omega_r(z^{-1})}{I_{qs}(z^{-1})} = \frac{184,1z^{-1}}{1 - 0,9048z^{-1}}, \quad (4.8)$$

e a função de transferência do controlador de velocidade é dada por:

$$C_\omega(z^{-1}) = 6,67 \cdot 10^{-5} \frac{1 - 0,995z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (4.9)$$

A Figura 25 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade (malha externa), contemplando o diagrama de blocos do controle de corrente (malha interna).

A técnica de controle aplicada para obtenção dos resultados de simulação e resultados experimentais foi a *IFOC*. Logo, o diagrama de controle completo, com a inserção do observador proposto, é mostrado na Figura 26.

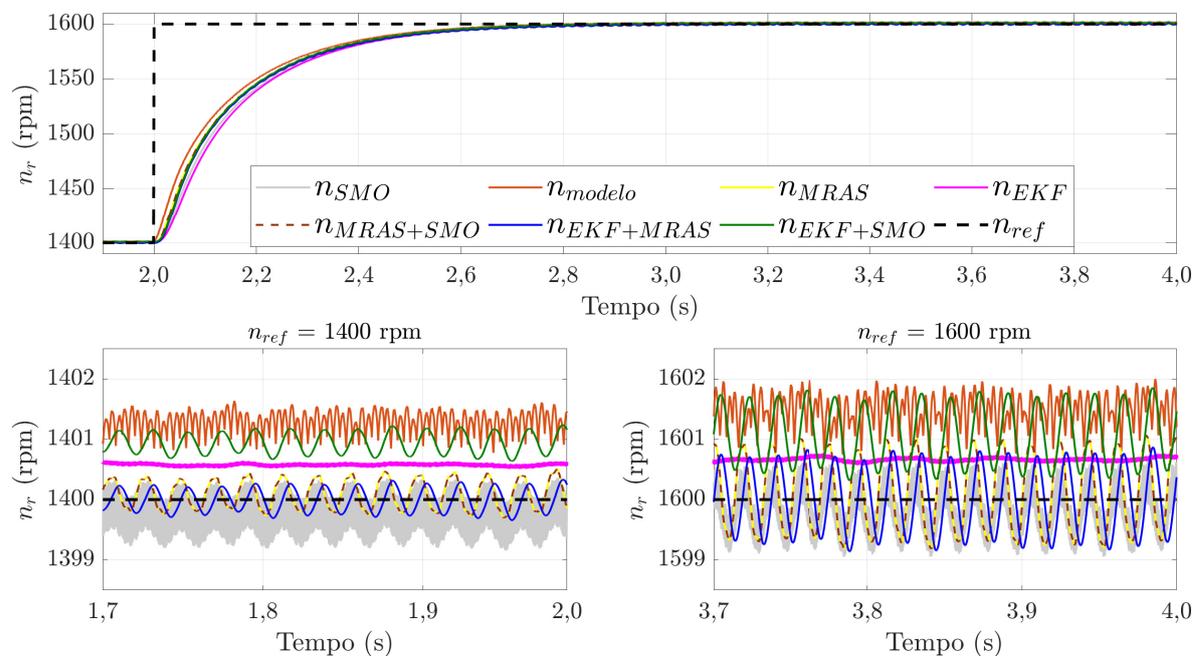
4.2 Resultados de Simulação

Para obter os resultados de simulação foi utilizado um pacote computacional de matemática, o qual dispõe de modelos de motores de indução genéricos para preenchimento

apresentado na Figura 26, em que não há utilização da medição de velocidade pelo *encoder*. Em substituição à medida de velocidade, utiliza-se a estimativa proveniente do observador proposto *EKF* combinado com *MRAS*.

Dois ensaios foram realizados. Primeiramente, com a máquina operando em vazio, a velocidade de referência foi variada de 1400 rpm para 1600 rpm. A dinâmica de velocidade é mostrada na Figura 27. No segundo ensaio, com a máquina operando com velocidade de 1600 rpm, no tempo $t = 2$ s, foi inserido um degrau de carga mecânica ao eixo do motor com valor de $0,3$ Nm. A Figura 28 mostra as velocidades observadas e a velocidade fornecida pelo modelo da máquina. Nota-se que, na Figura 27, foram extraídas duas aproximações, sendo uma

Figura 27 – Resultado de simulação com degrau de velocidade.



Fonte: Autoria própria.

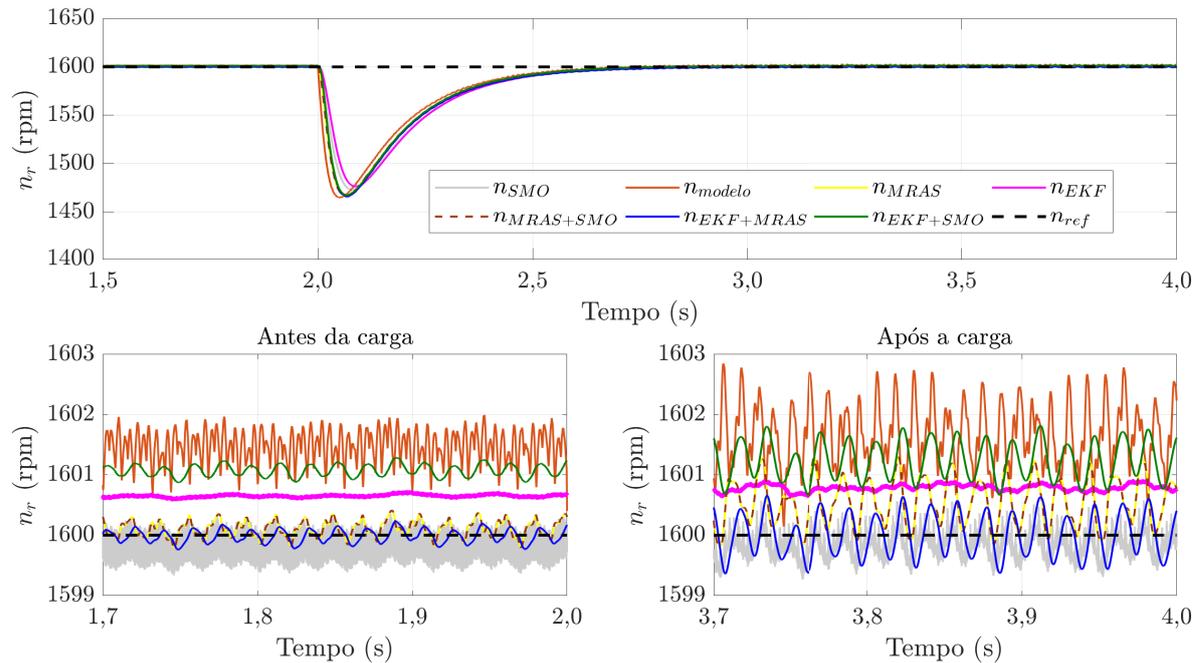
antes do degrau de velocidade e outra após o degrau de velocidade.

Para a análise das respostas apresentadas na Figura 28, também foram extraídas duas aproximações, sendo uma antes do degrau de carga e outra após o degrau de carga. No momento anterior ao degrau, percebe-se que a variável realimentada, a saber, a velocidade estimada pelo observador combinado *EKF* com *MRAS*, segue a referência como o esperado. No entanto, existe uma pequena variação (*offset*) entre esta e as outras variáveis apresentadas.

As análises a seguir são referentes à Figura 28.

O valor fornecido pelo modelo da máquina apresenta um erro percentual de $0,081\%$ com relação à estimativa realimentada, o qual pode ser considerado desprezível em aplicações que

Figura 28 – Resultado de simulação com degrau de carga.



Fonte: Autoria própria.

não requeiram extrema precisão de velocidade. Observa-se que, dentre as respostas oscilatórias, o observador *EKF* combinado com *MRAS* apresentou menor amplitude pico a pico. Como o esperado, o observador *SMO* forneceu a resposta com maior presença de ruído, no entanto, quando combinado com o observador *EKF*, devido a característica de filtro deste, a resposta combinada apresenta significativa redução de componentes de alta frequência.

Os observadores *MRAS* e *MRAS* com *SMO* como modelo de referência, para efeitos de simulação, resultaram em respostas sobrepostas. As vantagens do observador combinado se tornam evidentes na aplicação prática do algoritmo.

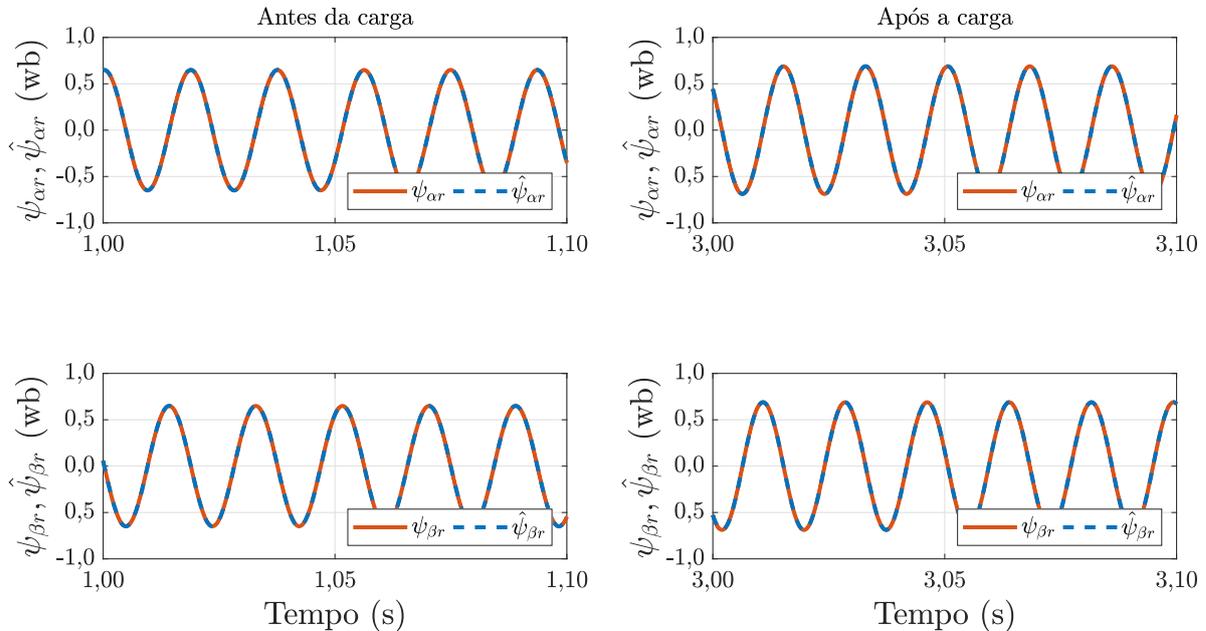
Por fim, o observador *EKF* apresentou menores oscilações. Por outro lado, foi o observador cuja resposta se mostrou mais lenta. Inserindo-se um atraso entre a variável real e a observada, o controlador pode não apresentar robustez o suficiente para contornar a variação. Conseqüentemente, o sistema pode ser levado à instabilidade.

No segundo momento, isto é, após inserida a carga, nota-se um aumento na amplitude das oscilações em todos os observadores (inclusive na medida fornecida pelo modelo), bem como há o surgimento de uma sobremodulação em baixa frequência. Mesmo diante desses fenômenos, são mantidas as características citadas e o sistema se mantém estável.

O modelo matemático da máquina dispõe de uma medida dos fluxos magnéticos do rotor no referencial estacionário. Isso posto, como validação do observador de fluxo, a Figura 29

mostra o fluxo magnético fornecido pelo modelo comparado com o fluxo magnético resultante da aplicação do observador combinado *EKF* com *MRAS* – nas coordenadas α e β – antes e após a carga.

Figura 29 – Resultados dos fluxos magnéticos nas coordenadas $\alpha\beta$.



Fonte: Autoria própria.

Além disso, compara-se o módulo e ângulo do fluxo fornecidos pelo modelo da máquina com os obtidos pelo observador combinado *EKF* com *MRAS*. O Resultado é apresentado na Figura 30.

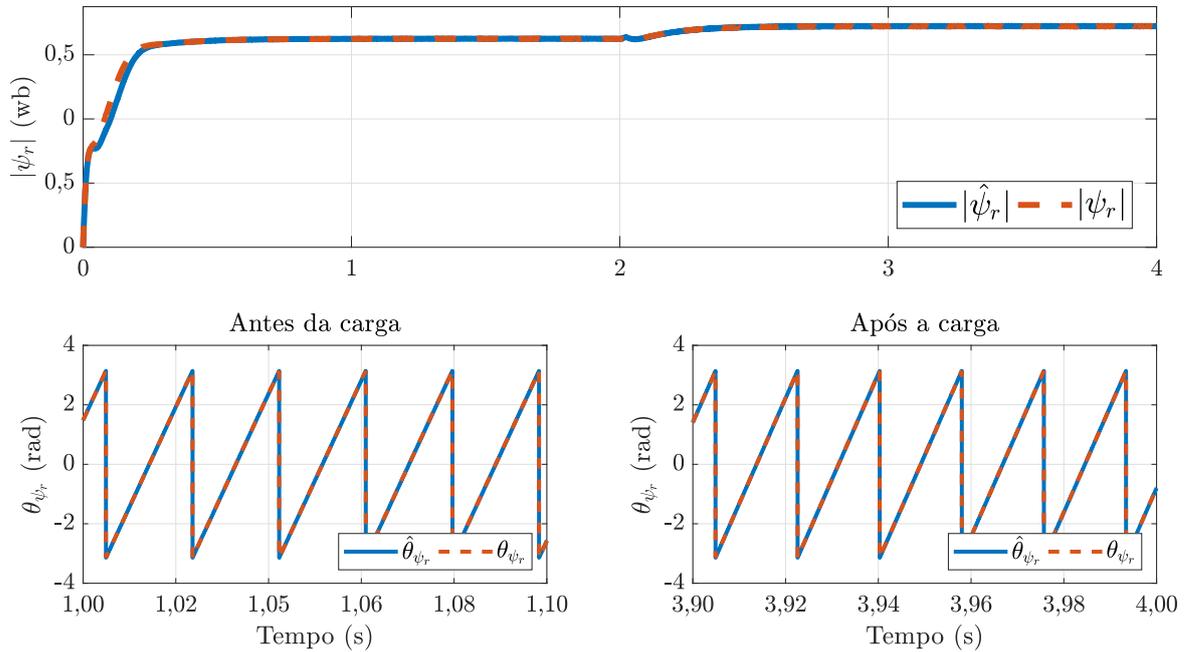
Como o esperado, há uma divergência entre os valores em regime transitório, inclusive no momento do degrau de carga. Como o motor de indução é um sistema não linear e, como visto nas teorias do Capítulo 3, os observadores são aproximações linearizadas (inclusive o *EKF*), portanto, é aceitável a divergência em regime transitório. Apesar disso, nota-se que, em regime permanente as estimativas de módulo e ângulo de fluxo apresentam erro desprezível.

A Figura 31 mostra as correntes do estator da máquina no referencial *abc*. Seguindo o procedimento adotado nas figura anteriores, uma aproximação foi destacada no momento anterior ao degrau de carga e outra no momento posterior. Nesse caso, observa-se que após o acréscimo de carga, a amplitude das correntes do estator aumenta, ao passo que a frequência permanece a mesma.

Por fim, a Figura 32 mostra as correntes do estator no referencial *dq* síncrono.

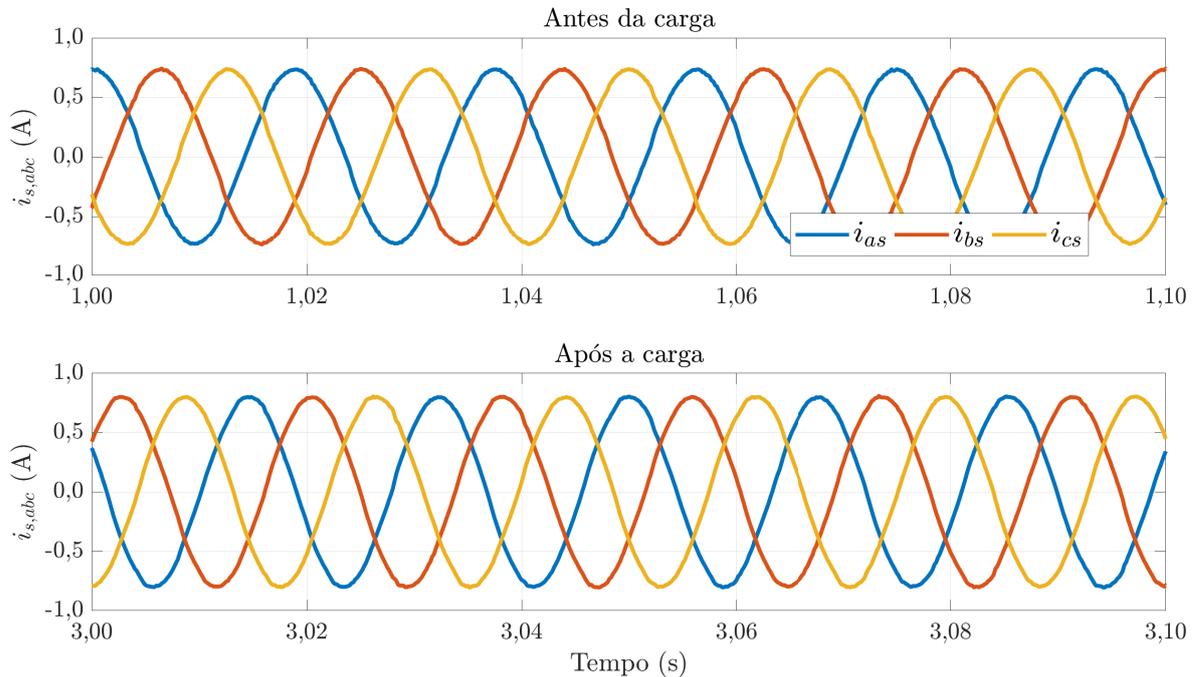
Como a técnica aplicada foi a *IFOC*, o valor de referência da corrente no eixo direto

Figura 30 – Módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor.



Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Resultado das correntes do estator em abc .

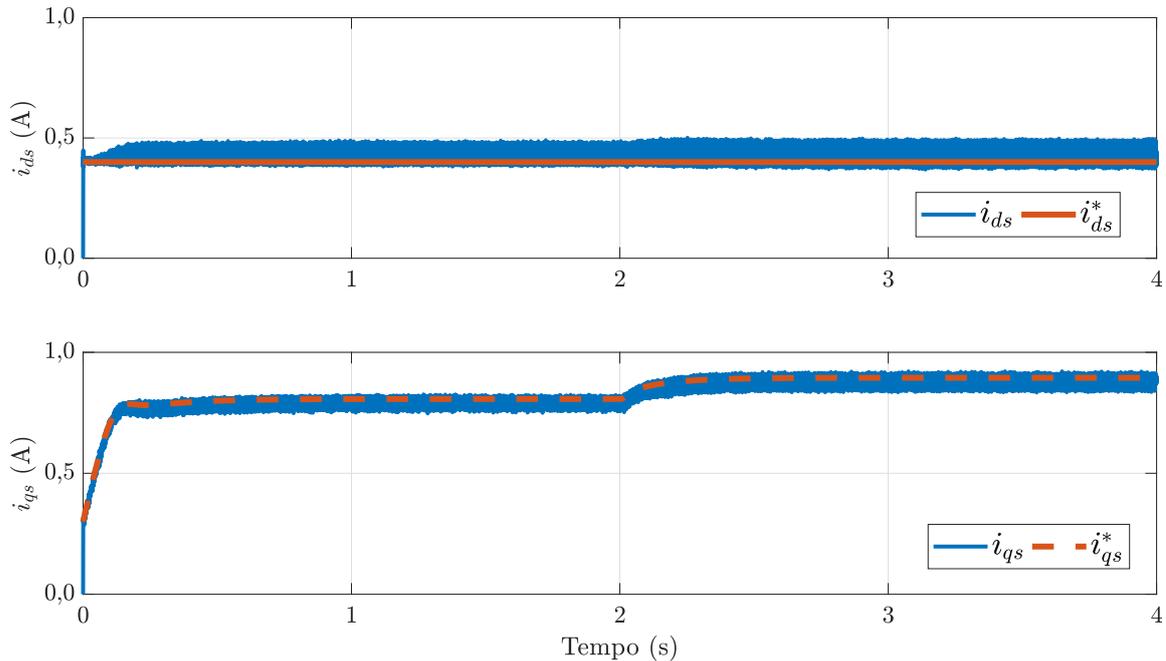


Fonte: Autoria própria.

foi mantido constante, ao passo que a referência de corrente no eixo em quadratura é o sinal de controle do controlador de velocidade. Após o acréscimo de carga, nota-se uma perturbação no eixo direto, devido ao acoplamento entre as variáveis. No entanto, o sistema se mantém estável e controlado.

Para a análise espectral das estimativas de velocidade, calcula-se a densidade es-

Figura 32 – Resultado das correntes do estator em dq .



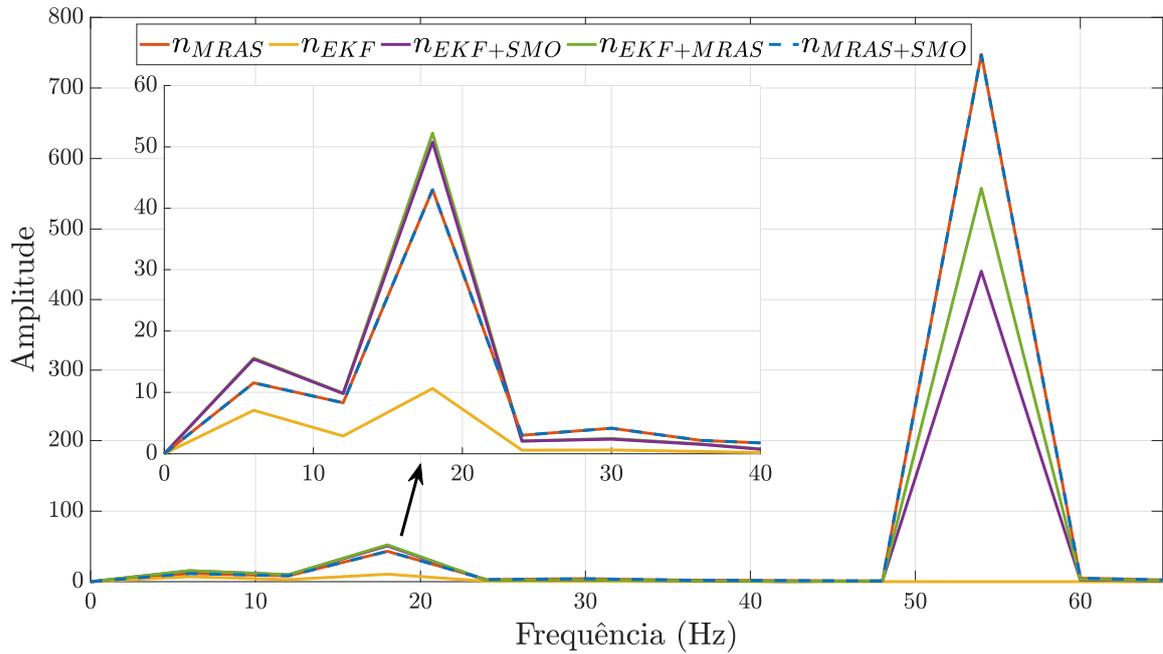
Fonte: Autoria própria.

pectral de potência para os instantes destacados na Figura 27. Devido a maior presença de componentes com frequência não nula na resposta do observador *SMO* puro, optou-se por mostrar o resultado desse separado dos demais. A Figura 33 mostra a análise dos sinais antes do distúrbio de carga, a Figura 34 mostra a análise dos sinais após o distúrbio de carga e, por fim, a Figura 35 mostra a análise dos sinais do observador *SMO* antes e após o distúrbio de carga.

Na Figura 33, nota-se duas componentes de frequência dominantes, sendo uma em torno de 18 Hz e a outra próxima a 54 Hz. Como mostrado no destaque, os observadores *MRAS* e *MRAS* com *SMO* como modelo de referência apresentaram resultados praticamente sobrepostos, isto é, não houve mitigação nem adição de componentes de frequência no sinal obtido. Percebe-se, também, que as respostas dos observadores *EKF* combinado com *MRAS* e *EKF* combinado com *SMO* estão praticamente sobrepostas em torno da frequência 18 Hz, no entanto, para a frequência de 54 Hz, o observador *EKF* combinado com *SMO* apresentou mitigação nesta componente com relação ao observador *EKF* combinado com *MRAS*. Por fim, o observador *EKF* puro, como já constatado pela Figura 27, apresentou o menor conteúdo de frequência entre todos.

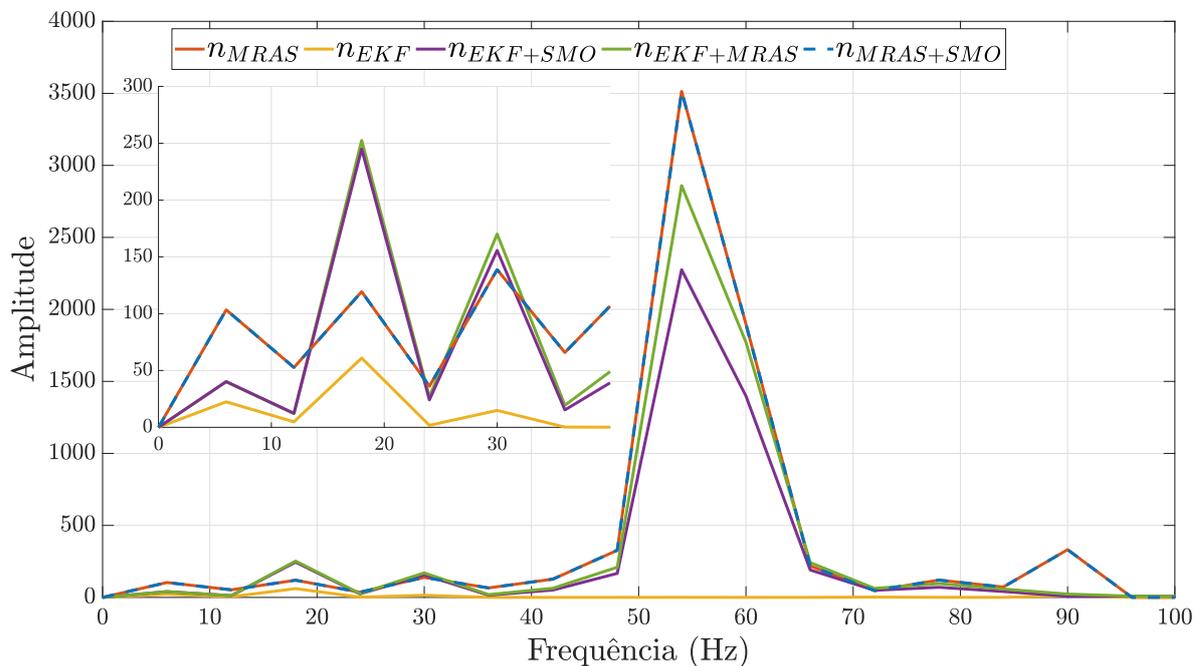
Na Figura 34, permanecem as duas componentes de frequência dominantes, sendo uma em torno de 18 Hz e a outra próxima a 55 Hz. Novamente, os observadores *MRAS* e *MRAS* com *SMO* como modelo de referência apresentaram resultados sobrepostos, no entanto

Figura 33 – Resultado da análise espectral antes da carga.



Fonte: Autoria própria.

Figura 34 – Resultado da análise espectral após a carga.

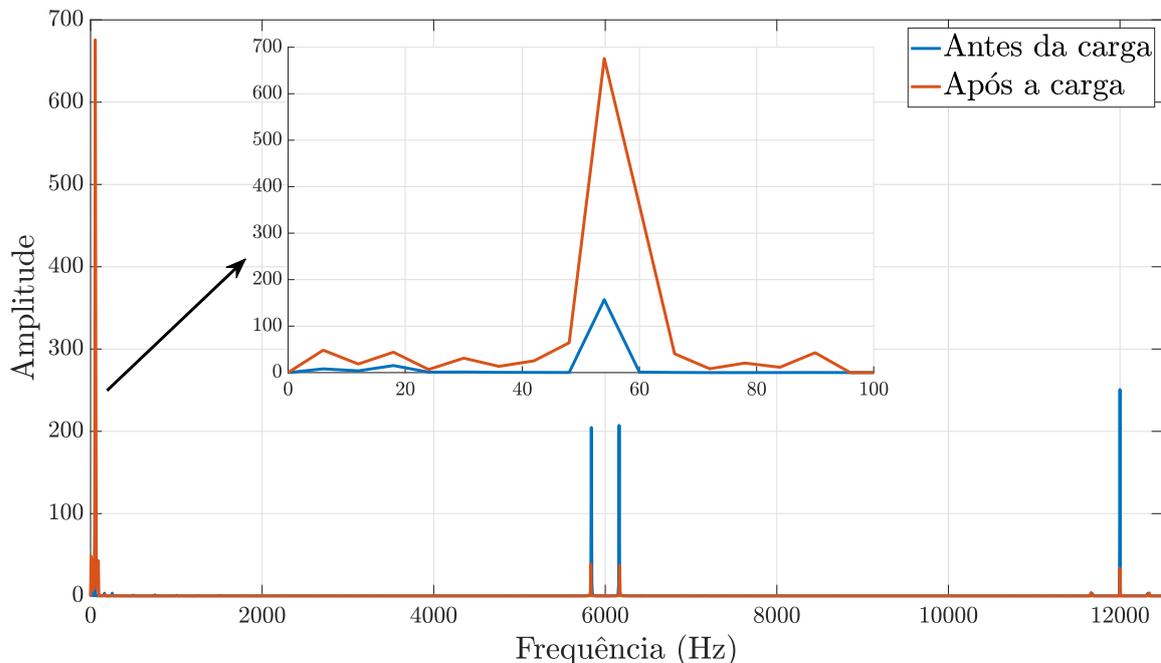


Fonte: Autoria própria.

a amplitude do sinal na frequência 5 Hz aumentou cerca de 5 vezes. Além disso, destaca-se o surgimento de uma componente na frequência de 90 Hz na respostas desses observadores. As respostas dos observadores *EKF* combinado com *MRAS* e *EKF* combinado com *SMO* mantiveram a mesma relação expressa no momento antes do distúrbio e também apresentaram aumento de 5 vezes na componente em torno de 55 Hz, quando comparada ao momento anterior ao distúrbio

de carga. O observador *EKF* puro, mais uma vez, apresentou o menor conteúdo de componentes de frequência entre todos, no entanto com aumento na componente de 18 Hz em torno de 5 vezes em relação ao momento antes do distúrbio de carga.

Figura 35 – Resultado da análise espectral para o observador *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

Na análise feita para o observador *SMO* puro mostrada na Figura 35, são destacados três valores principais de frequência. O primeiro momento, evidenciado pelo destaque, mostra situação similar aos outros observadores, mantendo amplitudes equivalentes. No entanto, o observador apresentou componentes harmônicas em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos, o que deve ser responsável pelo aspecto ruidoso da resposta apresentada na Figura 28. Vale destacar que, o acréscimo de carga, para o observador *SMO*, atua no sentido de mitigar os efeitos das componentes harmônicas de alta frequência, como pode ser visto na componente em torno da frequência de 12 kHz que, após a adição de carga, tem sua amplitude reduzida.

4.3 Resultado Experimentais

Em bancada experimental, de modo análogo à simulação, foi aplicado o controle vetorial indiretamente orientado pelo fluxo magnético do rotor. O diagrama esquemático do sistema de controle é o apresentado na Figura 26, em que não há utilização da medição de velocidade pelo *encoder*.

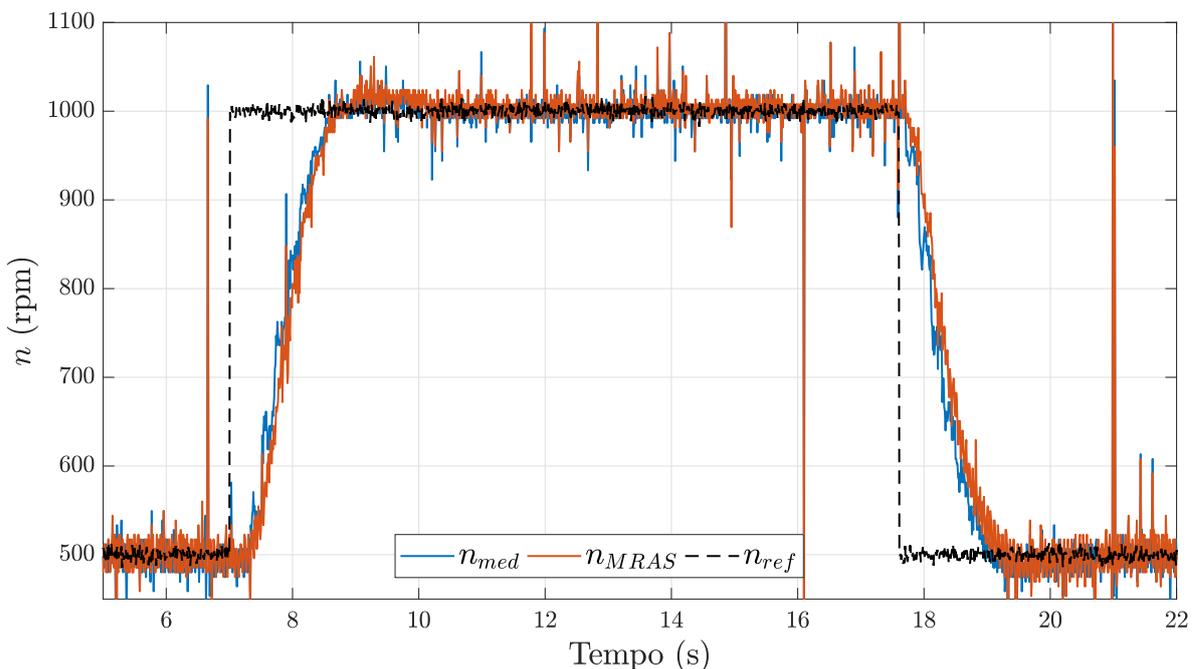
Para a obtenção de todos os resultados experimentais é seguido o seguinte procedimento: a máquina é acionada em vazio com velocidade de 500 rpm. Em determinado instante, a velocidade de referência passa de 500 para 1000 rpm. A referência de corrente i_{ds} foi mantida em 0,4 A.

4.3.1 Resultados experimentais com aplicação do observador MRAS

Os resultados obtidos mediante a aplicação em bancada do observador MRAS são apresentados nas Figuras 36, 37, 38, 39 e 40.

A Figura 36 mostra a dinâmica de velocidade do sistema, quando realimentado pelo observador MRAS. O sistema apresenta sobressinal, pois o controlador utilizado foi projetado para a dinâmica identificada, a qual foi obtida por meio do *encoder*. Ademais, o controlador PI demonstrou robustez o suficiente para contornar a variação no modelo do sistema.

Figura 36 – Resultado experimental de velocidade para observador MRAS.

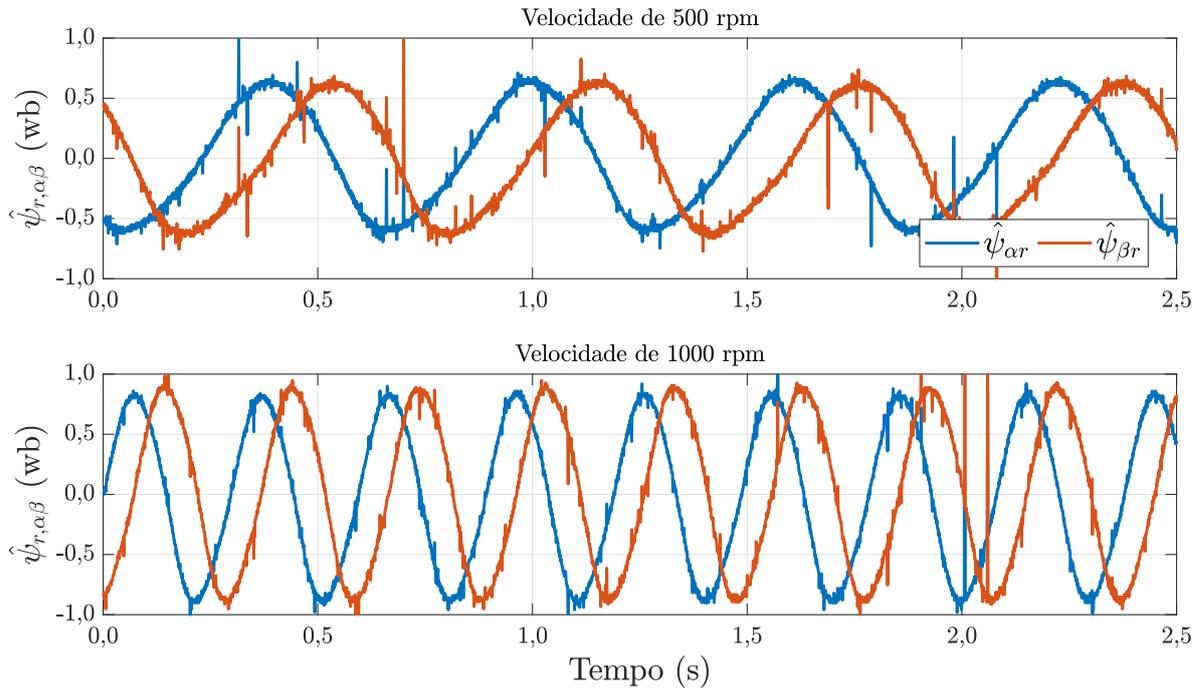


Fonte: Autoria própria.

A Figura 37 mostra os fluxos magnéticos do rotor no referencial $\alpha\beta$. Dois momentos foram destacados, sendo estes: motor operando em 500 rpm; e motor operando em 1000 rpm. Os fluxos apresentam defasagem de 90° e percebe-se a elevação em seu valor de pico e na frequência do sinal quando a máquina opera na velocidade de 1000 rpm.

A Figura 38 mostra o módulo e o ângulo do fluxo magnético do rotor para os dois

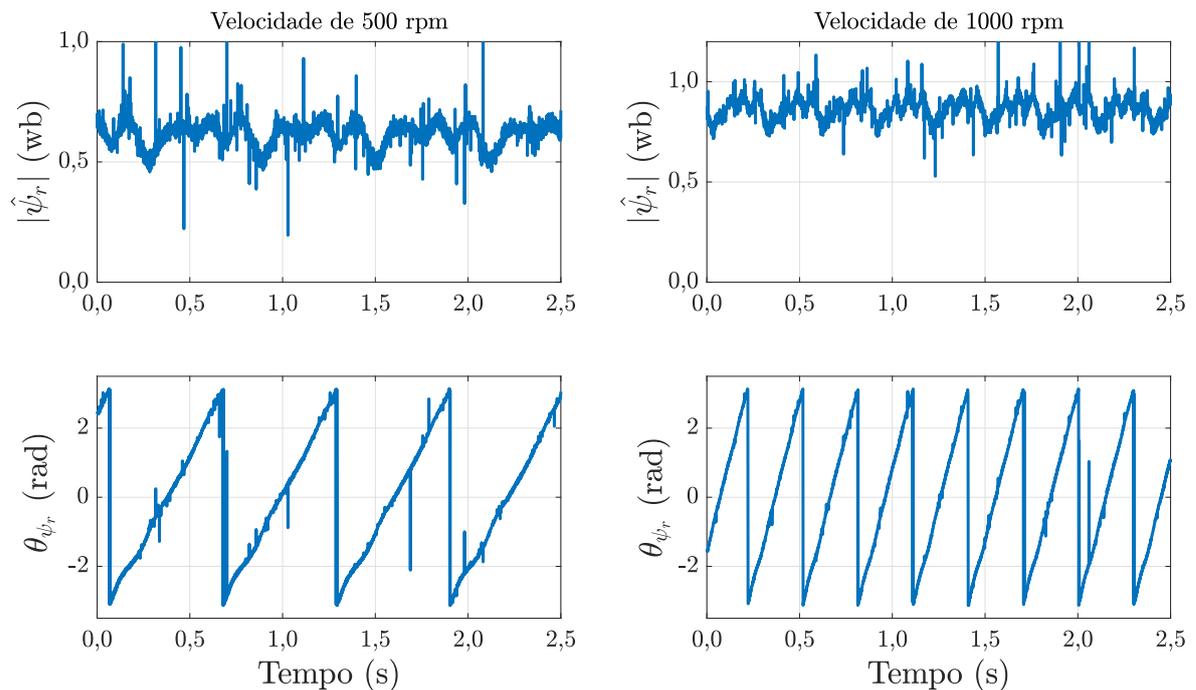
Figura 37 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador *MRAS*.



Fonte: Autoria própria.

níveis de velocidade de referência. Esse resultado é consequência da resposta apresentada na Figura 37 e é equivalente à aplicação da Transformada de Park nas formas de onda dessa figura, tendo como ângulo de entrada θ_{ψ_r} .

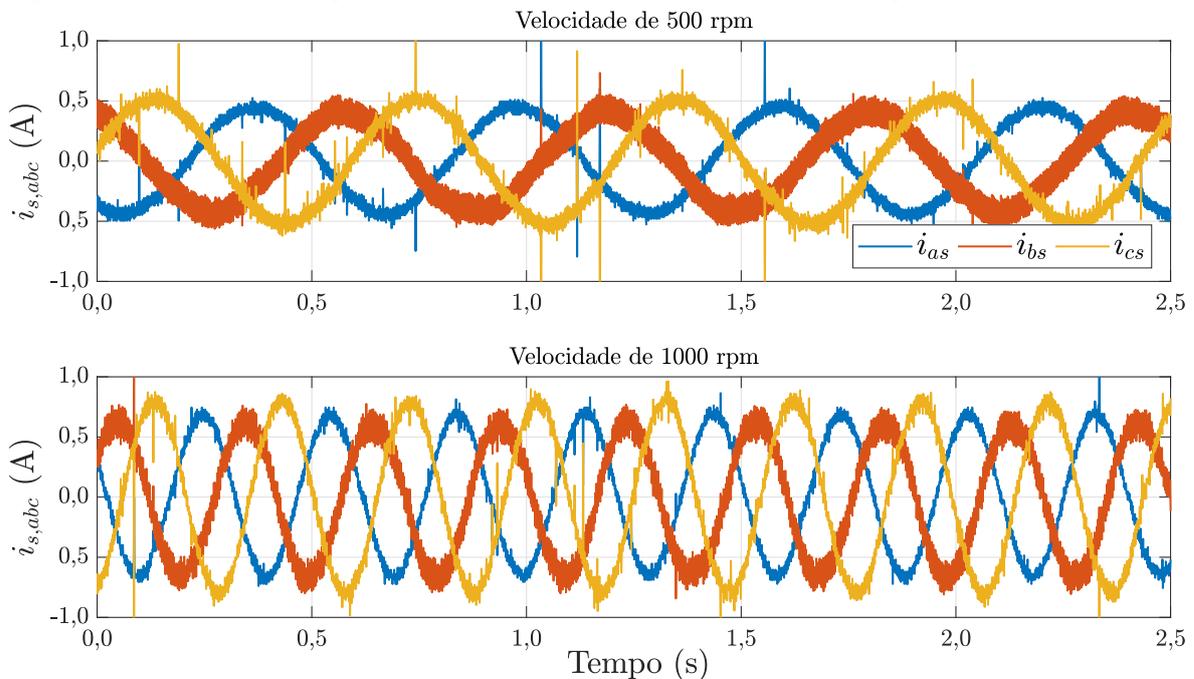
Figura 38 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador *MRAS*.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 39 mostra as correntes do estator do motor de indução para a operação em 500 rpm e para a operação em 1000 rpm. O nível de ruído diferente nas correntes em cada eixo é devido aos sensores de corrente utilizados.

Figura 39 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador $MRAS$.



Fonte: Autoria própria.

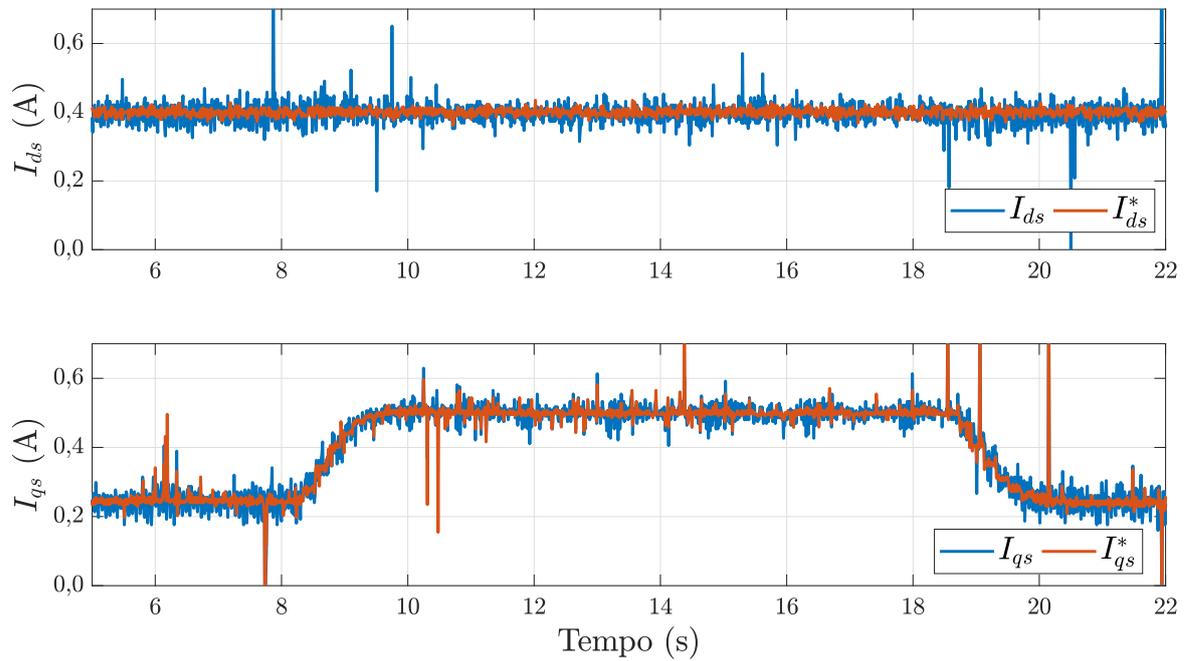
Por fim, a Figura 40 apresenta as respostas das correntes do estator no referencial dq síncrono. Como mencionado, a corrente i_{ds} foi mantida no valor de referência 0,4 A e a corrente i_{qs} seguiu o sinal de controle oriundo do controlador da malha de velocidade. Ambas as correntes seguem satisfatoriamente as referências as quais são submetidas e não se observa, em bancada, a influência do acoplamento entre as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura.

4.3.2 Resultados experimentais com aplicação do observador SMO

Os resultados obtidos pela aplicação em bancada do observador SMO são apresentados nas Figuras 41, 42, 43, 44 e 45.

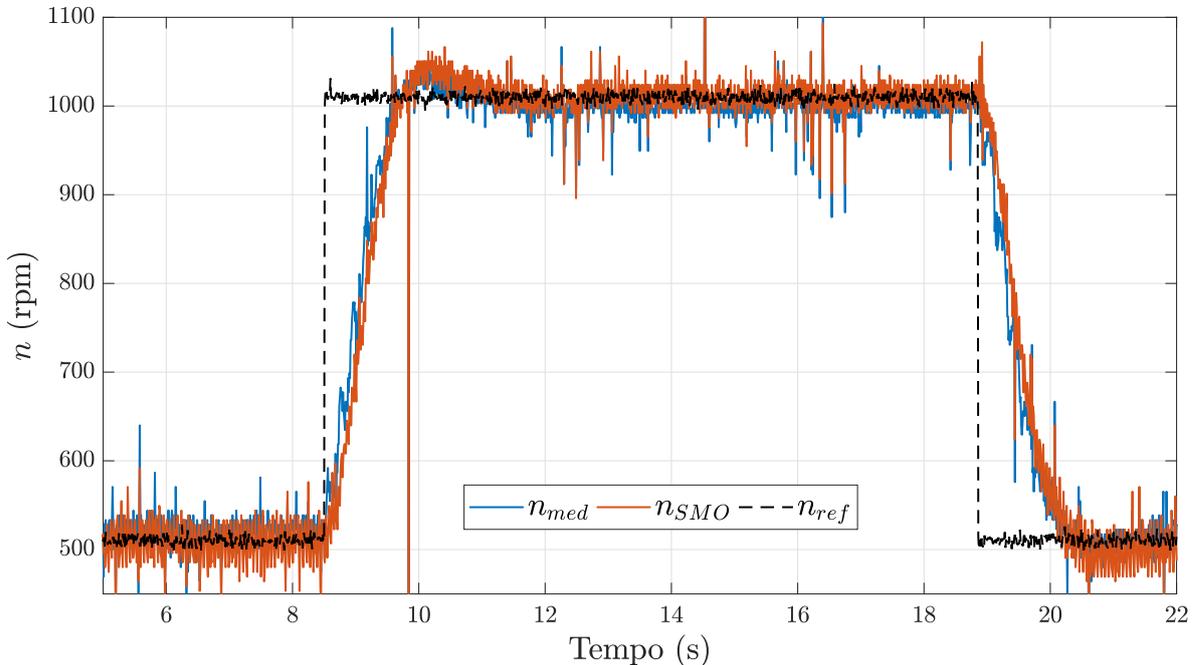
A Figura 41 mostra a dinâmica de velocidade do sistema, quando realimentado pelo observador SMO . De modo análogo ao apresentado na Figura 36, o sistema apresenta sobressinal. Apesar disso, o controlador PI, novamente, demonstrou robustez o suficiente para contornar a variação no modelo do sistema. Vale notar que o observador SMO apresenta uma resposta de velocidade excelente, substituindo perfeitamente o *encoder* para a situação em questão.

Figura 40 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador *MRAS*.



Fonte: Autoria própria.

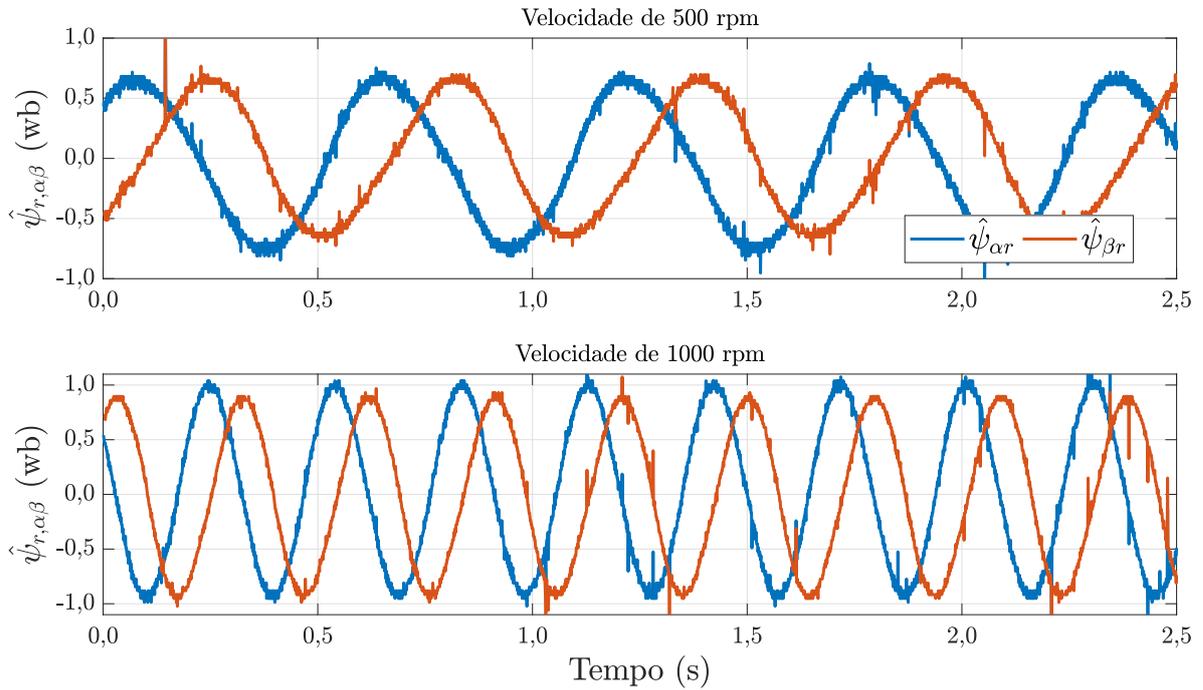
Figura 41 – Resultado experimental de velocidade para observador *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 42 mostra os fluxos magnéticos do rotor no referencial $\alpha\beta$. Embora as formas de onda do fluxo apresentem forma senoidal, o fluxo no eixo β apresenta valor de pico inferior ao fluxo no eixo α . Apesar disso, a velocidade estimada pelo observador *SMO* não foi prejudicada.

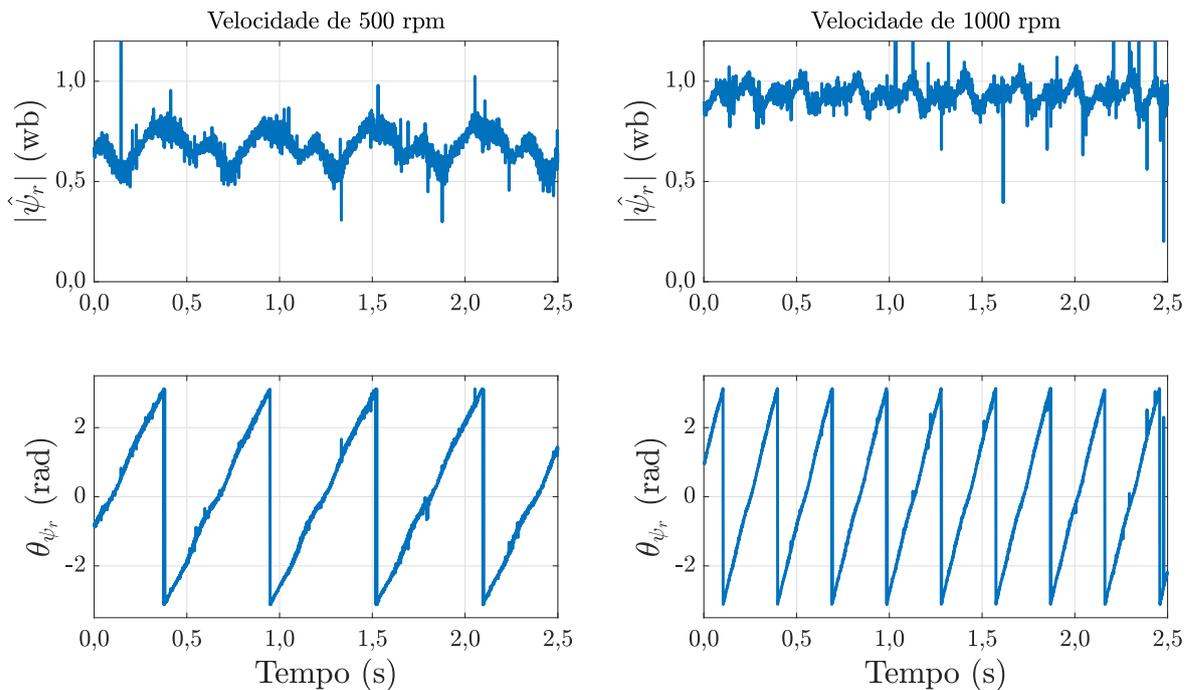
Figura 42 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 43 mostra o módulo e o ângulo do fluxo magnético do rotor para os dois níveis de velocidade de referência.

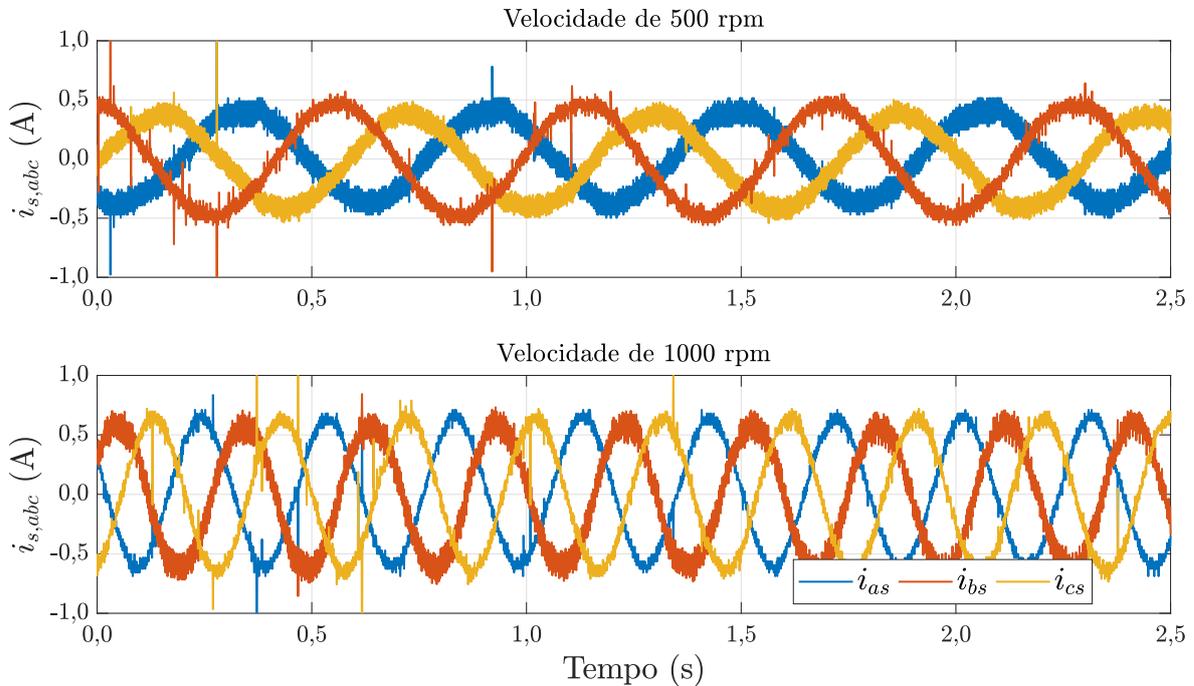
Figura 43 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 44 mostra as correntes do estator do motor de indução, em abc , para a operação em 500 rpm e para a operação em 1000 rpm.

Figura 44 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador SMO .



Fonte: Autoria própria.

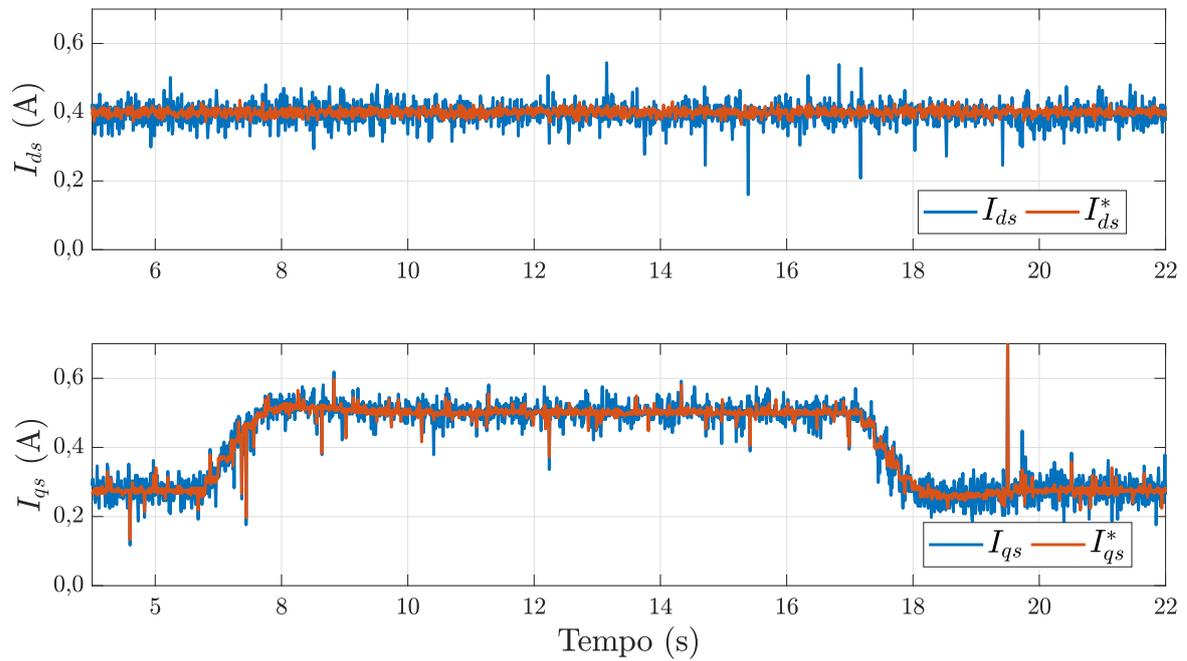
Por fim, a Figura 45 apresenta as respostas das correntes do estator no referencial dq síncrono. Novamente, a corrente i_{ds} foi mantida no valor de referência 0,4 A e a corrente i_{qs} seguiu o sinal de controle oriundo do controlador da malha de velocidade. Ambas seguem satisfatoriamente as referências as quais são submetidas e não se observa, semelhante aos resultados do $MRAS$, a influência do acoplamento entre as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura.

4.3.3 Resultados experimentais com aplicação do observador EKF

Os resultados obtidos pela aplicação em bancada do observador EKF são apresentados nas Figuras 46, 47, 48, 49 e 50.

A Figura 46 mostra a dinâmica de velocidade do sistema, quando realimentado pelo observador EKF . Diferente ao apresentado nas Figuras 36 e 41, o sistema não apresenta sobressinal, o que é um indicativo da melhor estimativa do observador EKF . Assim, o controlador PI não teve de lidar com a variação no modelo do sistema. Logo, ressalta-se que o observador EKF apresenta uma boa resposta de velocidade, sendo adequado para aplicações de acionamento

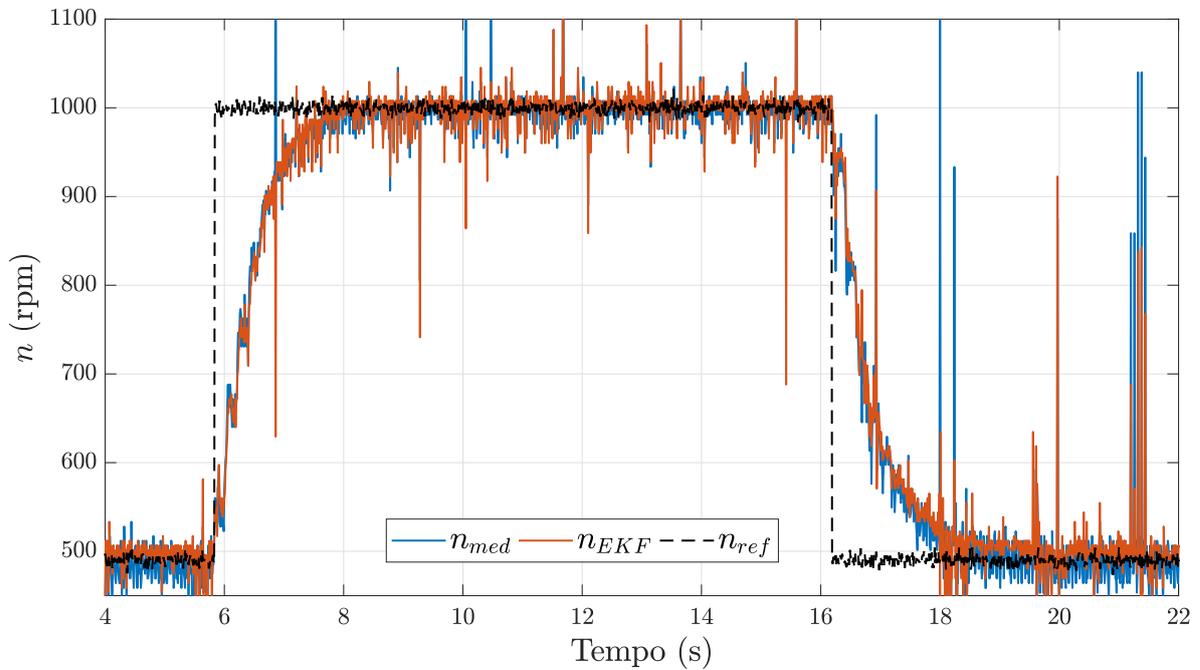
Figura 45 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

sensorless.

Figura 46 – Resultado experimental de velocidade para observador *EKF*.

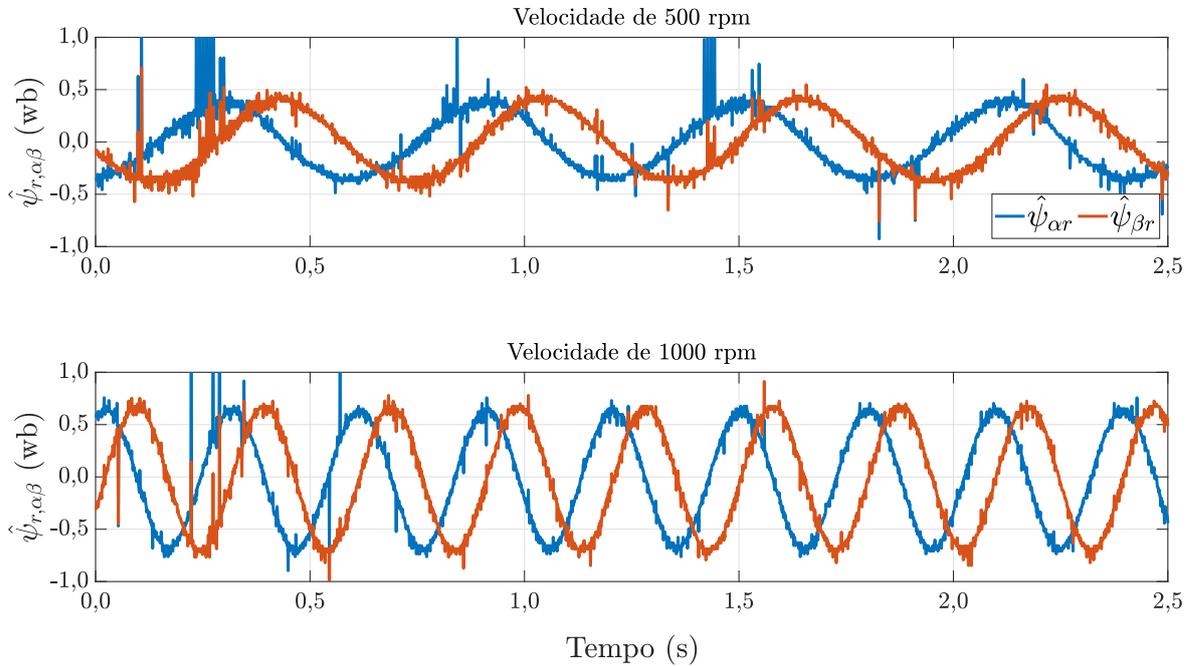


Fonte: Autoria própria.

A Figura 47 mostra os fluxos magnéticos do rotor no referencial $\alpha\beta$. Para o *EKF*, diferente do mostrado na Figura 42, as formas de onda do fluxo apresentam forma senoidal e os

fluxos nos eixos α e β apresenta amplitudes iguais (para ambas referências de velocidade).

Figura 47 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador *EKF*.



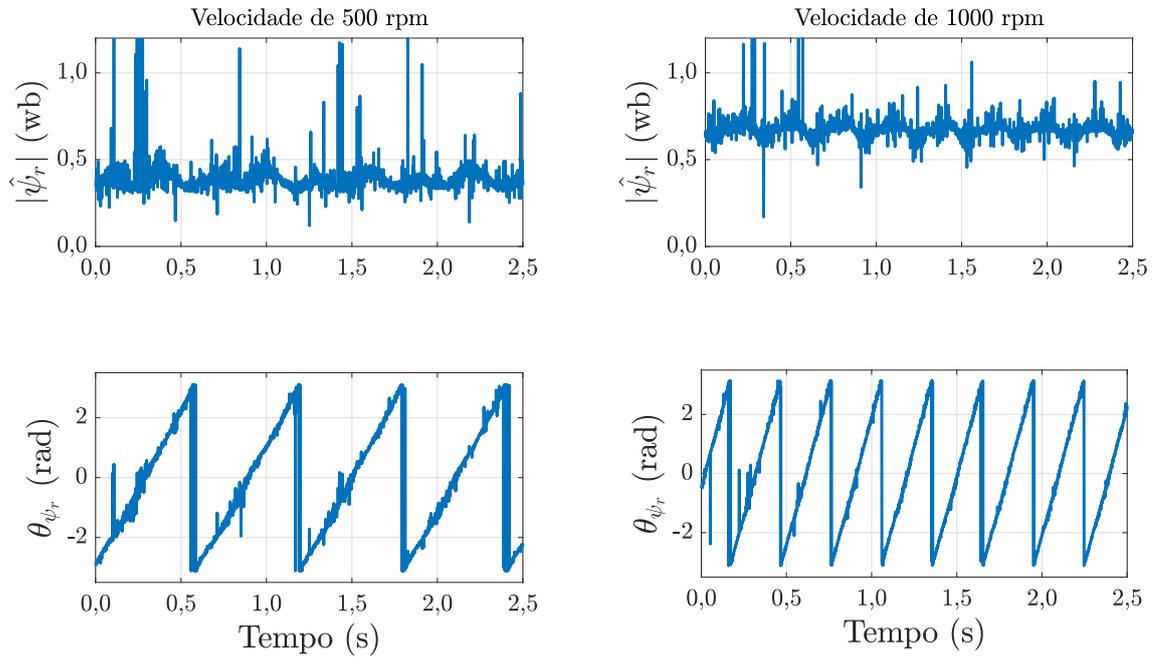
Fonte: Autoria própria.

A Figura 48 mostra o módulo e o ângulo do fluxo magnético do rotor para os dois níveis de velocidade de referência.

A Figura 49 mostra as correntes do estator do motor de indução, em *abc*, para a operação em 500 rpm e operação em 1000 rpm. Embora as correntes se apresentem com baixo conteúdo de ruído, as formas de onda das correntes estão distorcidas. Esse fenômeno pode ser creditado a um ajuste não otimizado das matrizes **R** e **Q**. Em outras palavras, o observador *EKF* é dependente de um apropriado ajuste das matrizes de covariância. A segunda hipótese diz respeito à mudança no modelo identificado da planta, o que acabou por degradar o desempenho dos controladores de corrente, tendo em conta que comportamento semelhante foi detectado em outros observadores aplicados.

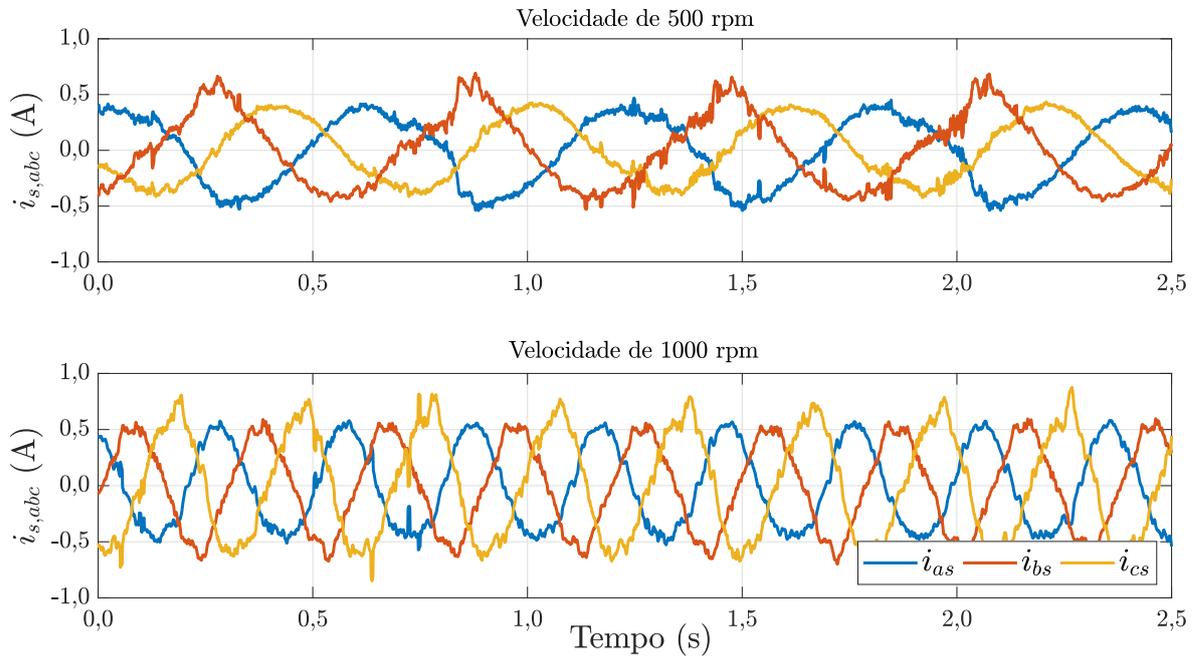
Por fim, a Figura 50 apresenta as respostas das correntes do estator no referencial *dq* síncrono. A corrente i_{ds} é mantida no valor de referência 0,4 A e a corrente i_{qs} segue o sinal de controle proveniente do controlador da malha externa de velocidade. Ambas as correntes seguem perfeitamente as referências as quais são submetidas e não se observa, igualmente aos resultados dos observadores *MRAS* e *SMO*, a influência do acoplamento entre as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura.

Figura 48 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador *EKF*.



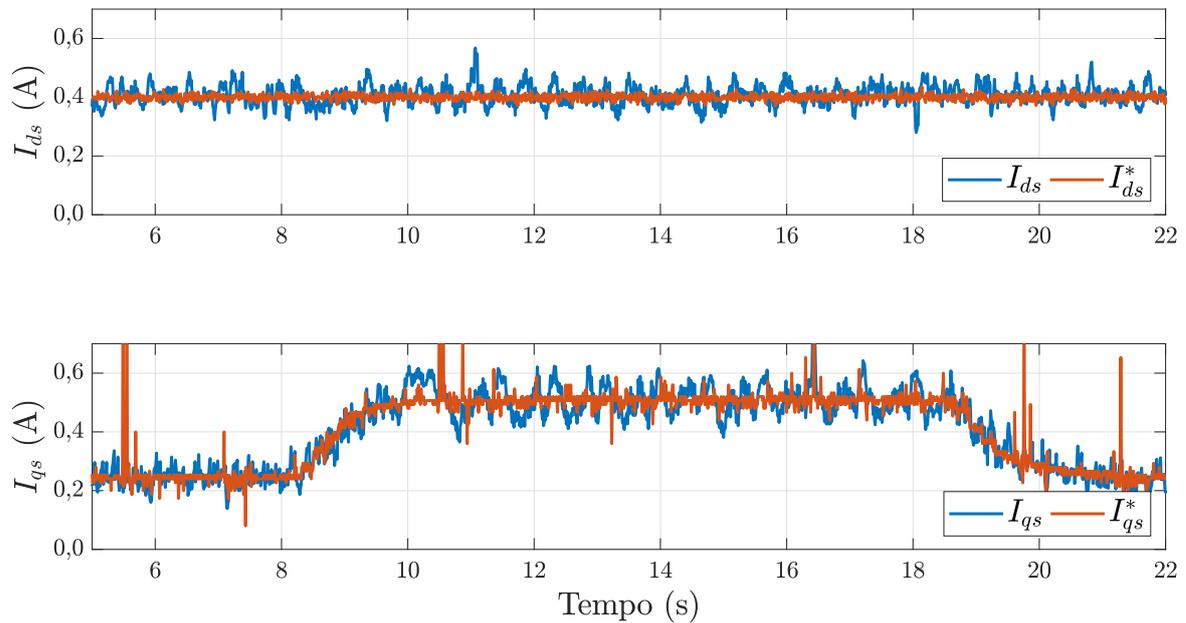
Fonte: Autoria própria.

Figura 49 – Resultado experimental das correntes no referencial *abc* para o observador *EKF*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 50 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador EKF .



Fonte: Autoria própria.

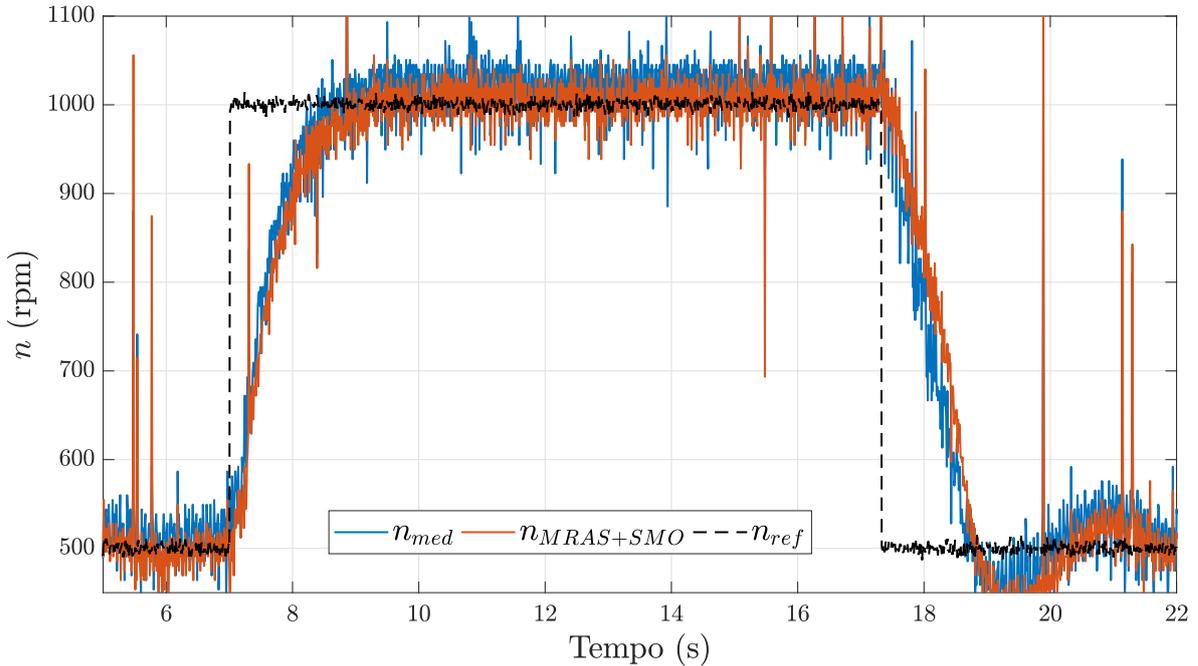
4.3.4 Resultados experimentais com aplicação do observador MRAS com SMO como modelo de referência

Os resultados obtidos pela aplicação em bancada do observador $MRAS$ com SMO como modelo de referência são apresentados nas Figuras 51, 52, 53, 54 e 55.

A Figura 51 mostra a dinâmica de velocidade do sistema, quando realimentado pelo observador $MRAS$ combinado com SMO . Diferente do apresentado nas Figuras 36 e 41, o sistema não apresenta sobressinal, o que é um indicativo da melhor estimativa do observador $MRAS$ combinado com SMO . No entanto, percebe-se que a dinâmica do degrau de descida apresentou comportamento oscilatório. Estima-se que a quantidade e a intensidade dos testes aos quais a máquina foi submetida, acabaram por modificar o modelo dinâmico identificado. Como evidência cabal do ocorrido, foram realizados novos testes com os observadores apresentados nas Seções 4.3.1 à 4.3.3 e, os resultados que antes não apresentavam comportamento oscilatório no degrau de descida, passaram a apresentar. Contudo, o controlador ainda é capaz de manter a estabilidade de operação do sistema. Logo, ressalta-se que o observador $MRAS$ combinado com SMO apresenta uma boa resposta de velocidade, mesmo quando submetido a variações paramétricas, sendo adequado para aplicações de acionamento *sensorless*.

A Figura 52 mostra os fluxos magnéticos do rotor no referencial $\alpha\beta$. Dois momentos

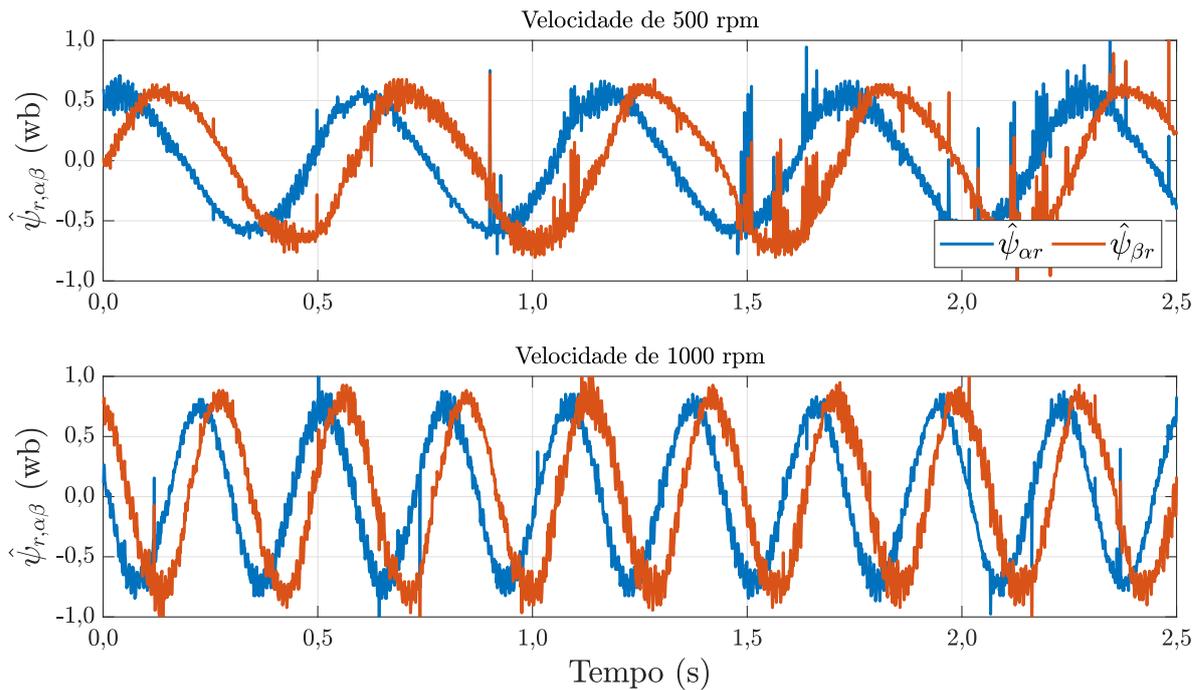
Figura 51 – Resultado experimental de velocidade para observador *MRAS* combinado com *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

foram destacados, sendo estes: motor operando em 500 rpm; e motor operando em 1000 rpm. Os fluxos apresentam defasagem de 90° e percebe-se a elevação em seu valor de pico e da frequência do sinal quando a máquina é acionada na velocidade de 1000 rpm.

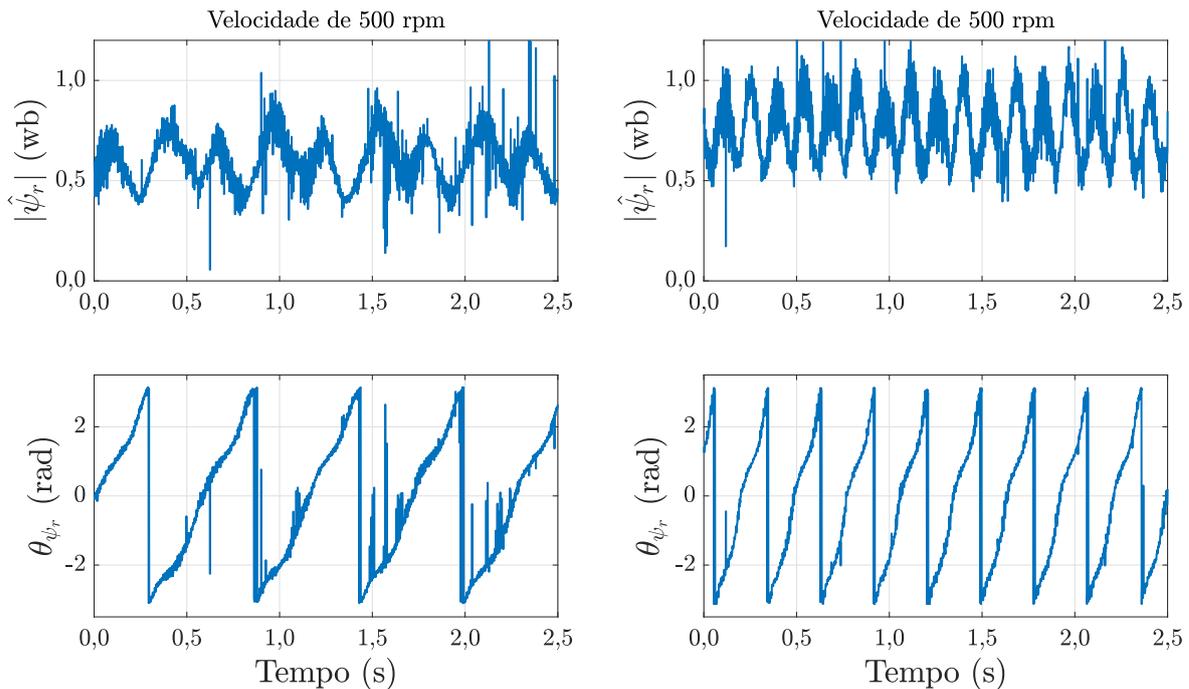
Figura 52 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador *MRAS* combinado com *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 53 mostra o módulo e o ângulo do fluxo magnético do rotor para os dois níveis de velocidade de referência. Esse resultado é consequência da resposta apresentada na Figura 52 e é equivalente à aplicação da Transformada de Park nas formas de onda dessa figura, tendo como ângulo de entrada θ_{ψ_r} .

Figura 53 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador *MRAS* combinado com *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

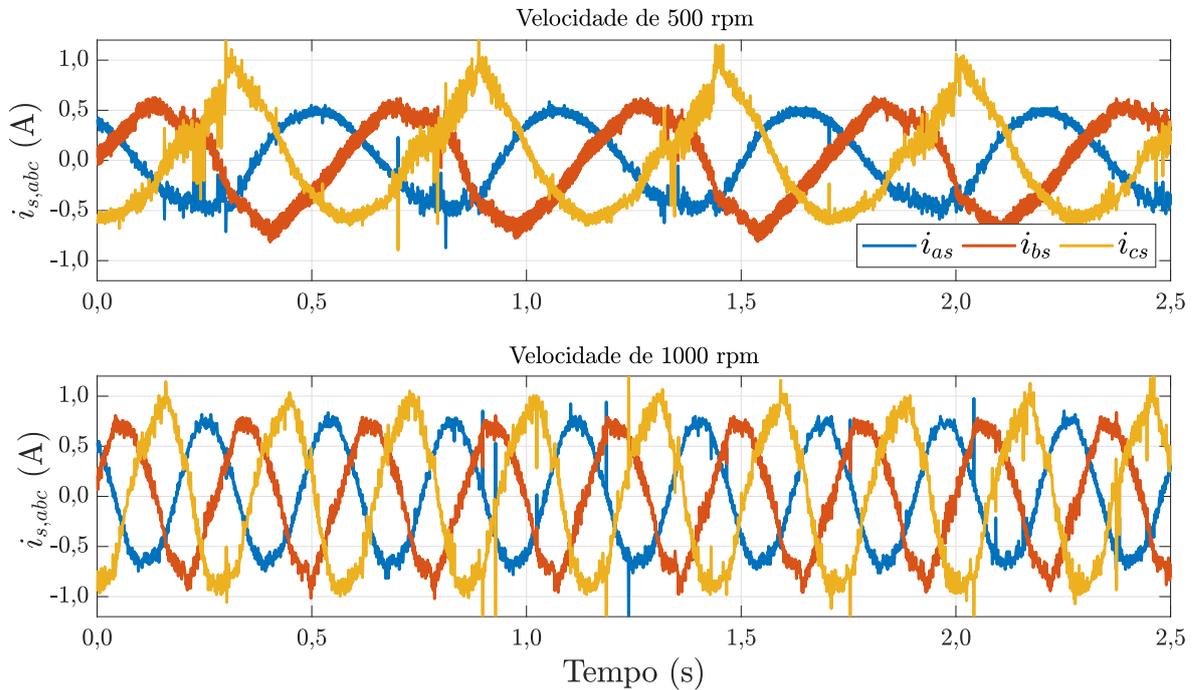
A Figura 54 mostra as correntes do estator do motor de indução, em *abc*, para a operação em 500 rpm e para a operação em 1000 rpm.

Por fim, a Figura 55 apresenta as respostas das correntes do estator no referencial *dq* síncrono. Como mencionado, a corrente i_{ds} foi mantida no valor de referência 0,4 A e a corrente i_{qs} seguiu o sinal de controle proveniente do controlador da malha de velocidade. Ambas as correntes seguem satisfatoriamente as referências as quais são submetidas e não se observa, em bancada, a influência do acoplamento entre as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura. No entanto, observa-se a oscilação no degrau de descida, a qual foi refletida para a resposta de velocidade da Figura 51.

4.3.5 Resultados experimentais com aplicação do observador *EKF* combinado com *MRAS*

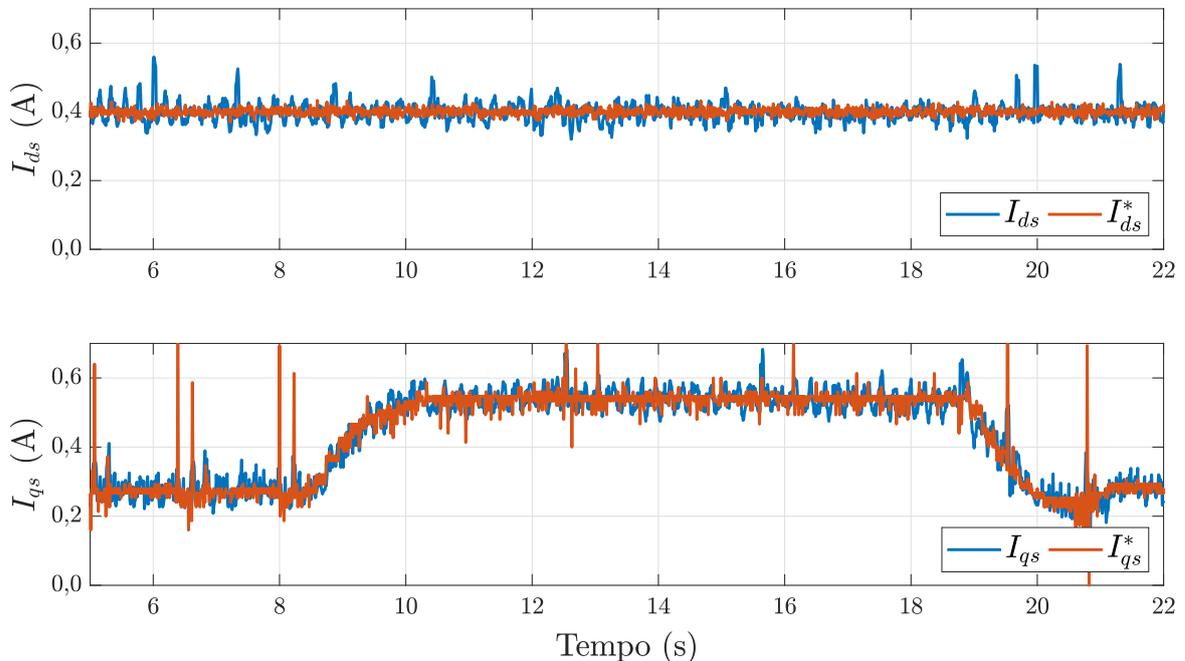
Os resultados obtidos pela aplicação em bancada do observador *EKF* combinado com *MRAS* são apresentados nas Figuras 56, 57, 58, 59 e 60.

Figura 54 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador $MRAS$ combinado com SMO .



Fonte: Autoria própria.

Figura 55 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador $MRAS$ combinado com SMO .

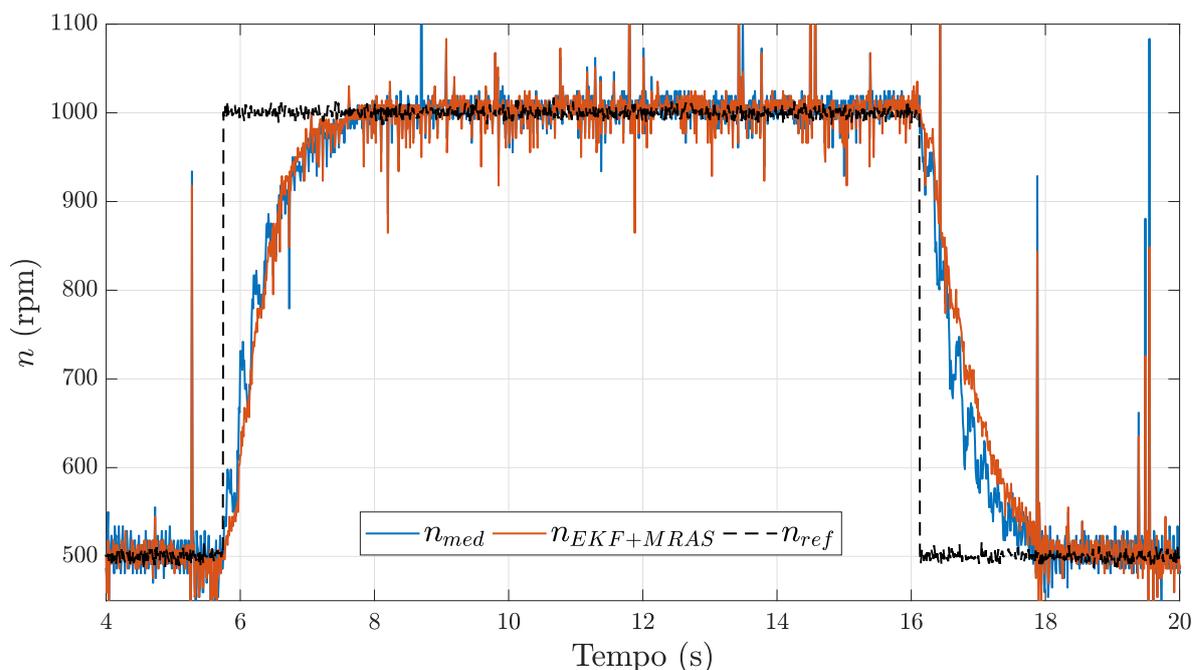


Fonte: Autoria própria.

A Figura 56 mostra a dinâmica de velocidade do sistema, quando realimentado pelo observador EKF combinado com $MRAS$. De modo análogo ao apresentado na Figura 46, o sistema não apresenta sobressinal, o que reforça o indicativo da melhor estimativa do observador

combinado, devido à contribuição do *EKF* para a resposta. Assim, o controlador PI não teve de lidar com a variação no modelo do sistema. Logo, ressalta-se que o observador combinado *EKF* com *MRAS* apresenta uma boa resposta de velocidade, sendo adequado para aplicações de acionamento *sensorless*.

Figura 56 – Resultado experimental de velocidade para observador *EKF* combinado com *MRAS*.



Fonte: Autoria própria.

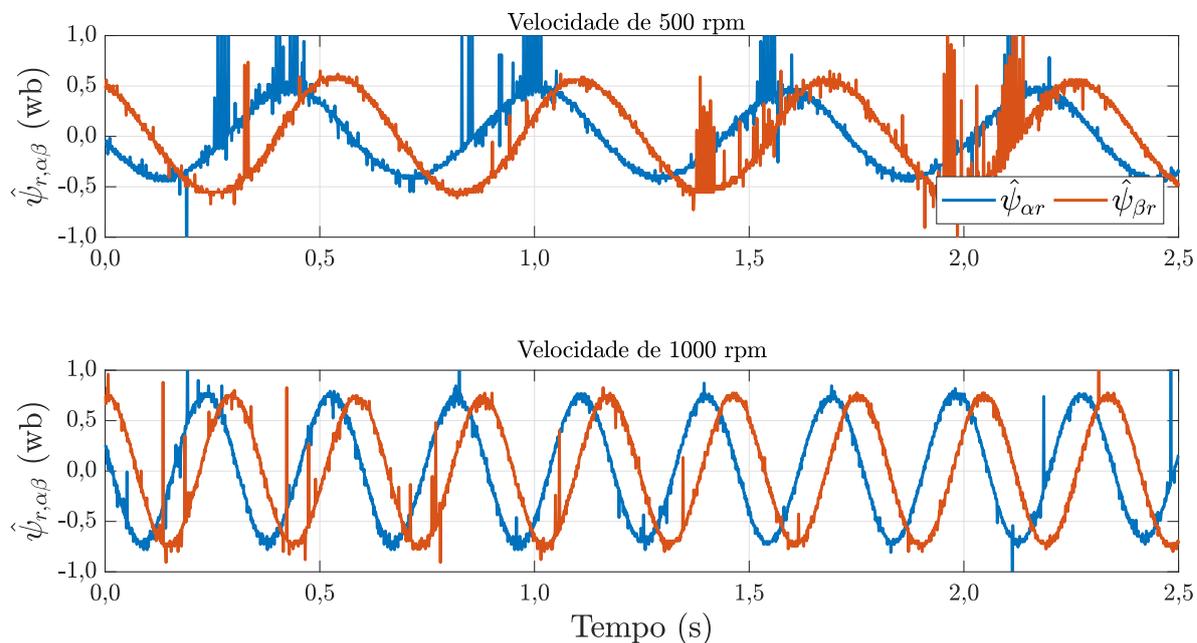
A Figura 57 mostra os fluxos magnéticos do rotor no referencial $\alpha\beta$. A contribuição de fluxo do observador *MRAS* degrada a resposta de fluxo do observador combinado com *EKF* para a velocidade de 500 rpm. No entanto, para a velocidade de 1000 rpm a resposta de fluxo do observador *EKF* combinado com *MRAS* é ideal.

Figura 58 mostra o módulo e o ângulo do fluxo magnético do rotor para os dois níveis de velocidade de referência.

A Figura 59 mostra as correntes do estator do motor de indução, em *abc*, para a operação em 500 rpm e para a operação em 1000 rpm. Embora as correntes se apresentem com baixo conteúdo de ruído, a forma de onda das correntes estão distorcidas. Entretanto, ao comparar a Figura 59 com a Figura 49, percebe-se uma sutil redução na distorção das correntes. Ao combinar os observadores *EKF* com *MRAS*, obtém-se uma menor sensibilidade à variação das matrizes **R** e **Q**. Em outras palavras, para o observador *EKF* combinado com *MRAS*, as matrizes de covariância atuam como ajuste fino.

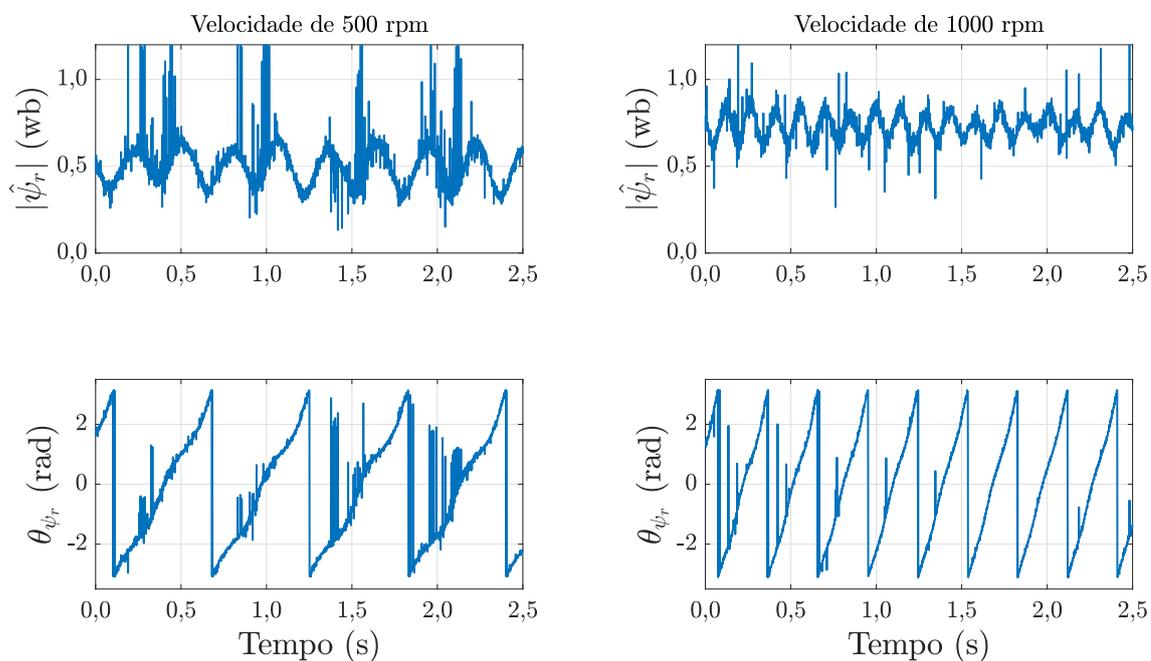
Por fim, a Figura 60 apresenta as respostas das correntes do estator no referencial *dq*

Figura 57 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador EKF combinado com $MRAS$.



Fonte: Autoria própria.

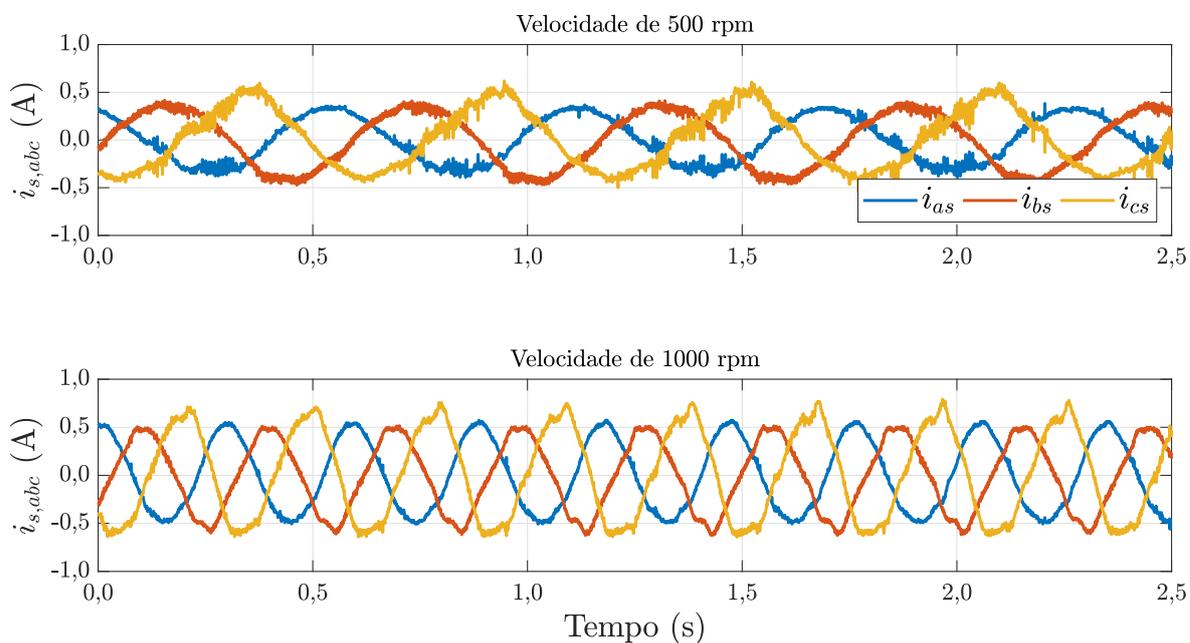
Figura 58 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador EKF combinado com $MRAS$.



Fonte: Autoria própria.

síncrono. A corrente i_{ds} é mantida no valor de referência 0,4 A e a corrente i_{qs} segue o sinal de controle proveniente do controlador da malha externa de velocidade. Ambas as correntes seguem precisamente as referências as quais são submetidas e não se observa, igualmente aos resultados

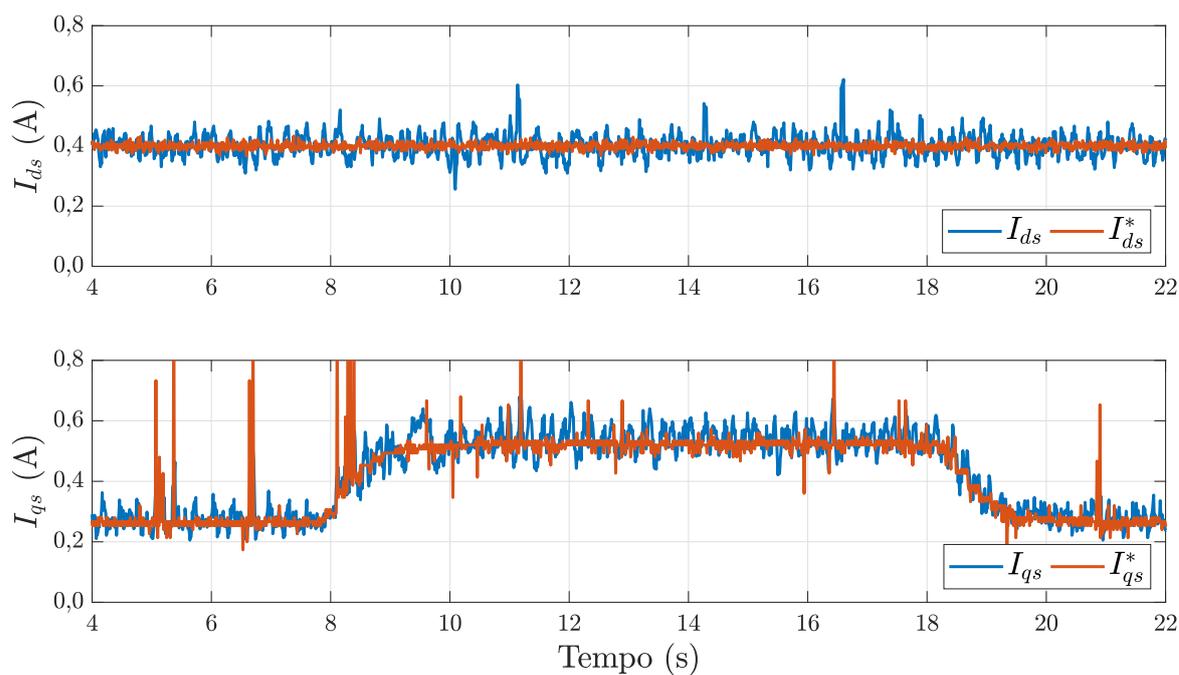
Figura 59 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador EKF combinado com $MRAS$.



Fonte: Autoria própria.

dos observadores $MRAS$, SMO e EKF , a influência do acoplamento entre as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura.

Figura 60 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador EKF combinado com $MRAS$.



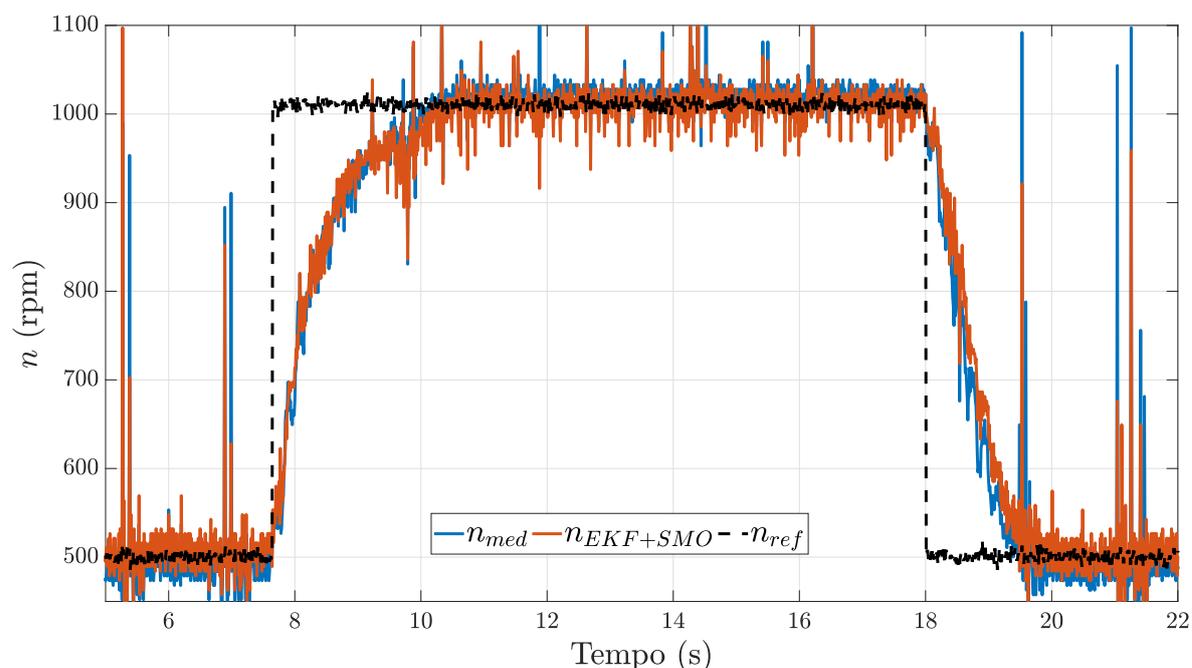
Fonte: Autoria própria.

4.3.6 Resultados experimentais com aplicação do observador *EKF* combinado com *SMO*

Os resultados obtidos pela aplicação em bancada do observador *EKF* combinado com *SMO* são apresentados nas Figuras 61, 62, 63, 64 e 65.

A Figura 61 mostra a dinâmica de velocidade do sistema, quando realimentado pelo observador *EKF* combinado com *SMO*. De modo análogo ao apresentado nas Figuras 46 e 56, o sistema não apresenta sobressinal, o que reforça o indicativo da melhor estimativa do observador combinado, devido à contribuição do *EKF* para a resposta. Assim, o controlador PI não teve de lidar com a variação no modelo do sistema. Logo, ressalta-se que o observador combinado *EKF* com *MRAS* apresenta uma boa resposta de velocidade, sendo adequado para aplicações de acionamento *sensorless*.

Figura 61 – Resultado experimental de velocidade para observador *EKF* combinado com *SMO*.



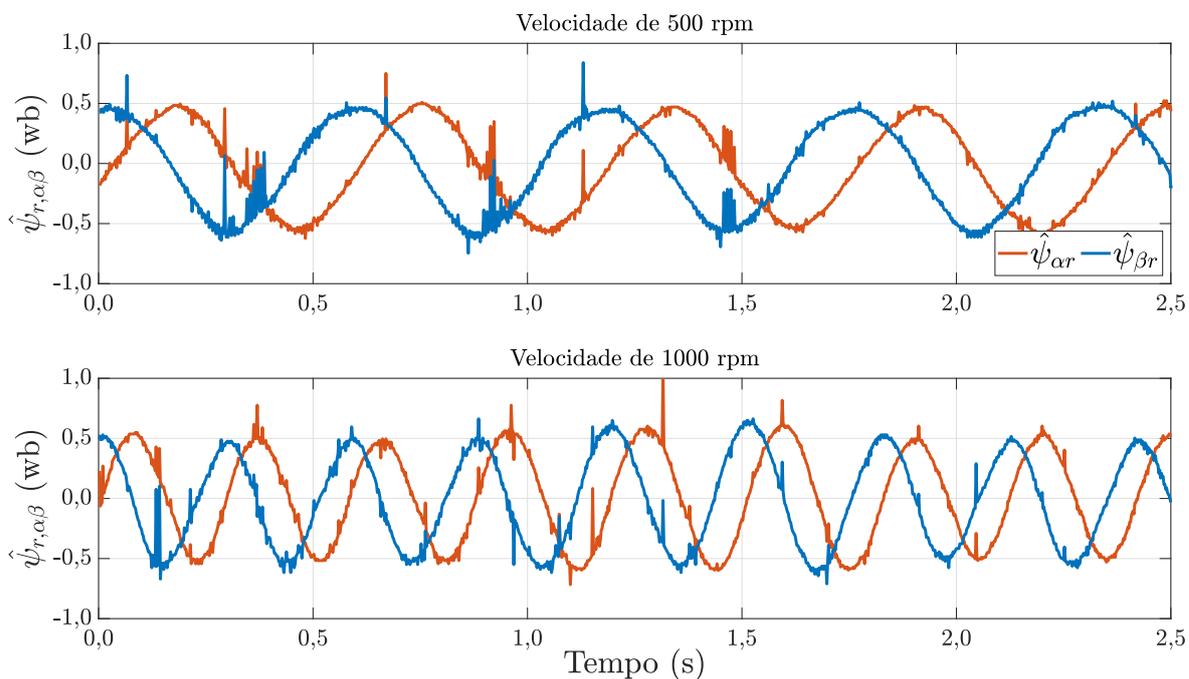
Fonte: Autoria própria.

A Figura 57 mostra os fluxos magnéticos do rotor no referencial $\alpha\beta$. A contribuição de fluxo do observador *SMO*, diferente do exposto na Figura 57, não degrada a resposta de fluxo do observador combinado com *EKF* para a velocidade de 500 rpm.

Figura 63 mostra o módulo e o ângulo do fluxo magnético do rotor para os dois níveis de velocidade de referência.

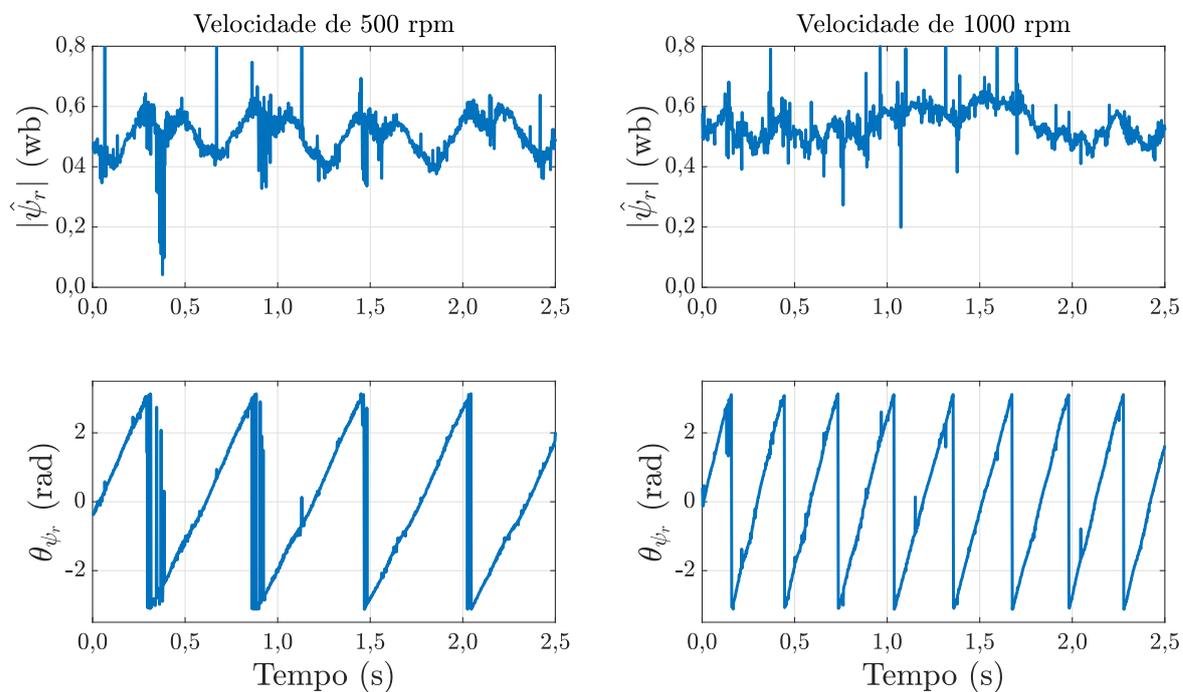
A Figura 64 mostra as correntes do estator do motor de indução, em *abc*, para a operação em 500 rpm e operação em 1000 rpm. Nesse ensaio, percebeu-se que a mudança

Figura 62 – Resultado experimental dos fluxos do rotor no referencial $\alpha\beta$ para o observador *EKF* combinado com *SMO*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 63 – Resultado experimental do módulo e ângulo do vetor fluxo magnético do rotor para o observador *EKF* combinado com *SMO*.

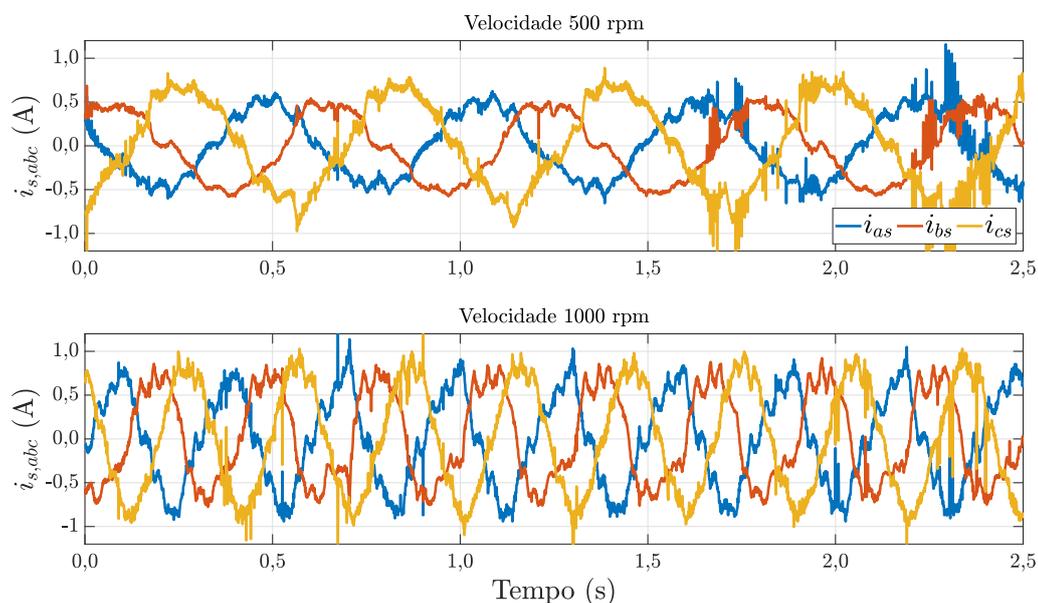


Fonte: Autoria própria.

no modelo identificado do sistema degradou o desempenho dos controladores de corrente. Conseqüentemente, nota-se a presença de distorção nas correntes do estator da máquina.

Por fim, a Figura 65 apresenta as respostas das correntes do estator no referencial dq

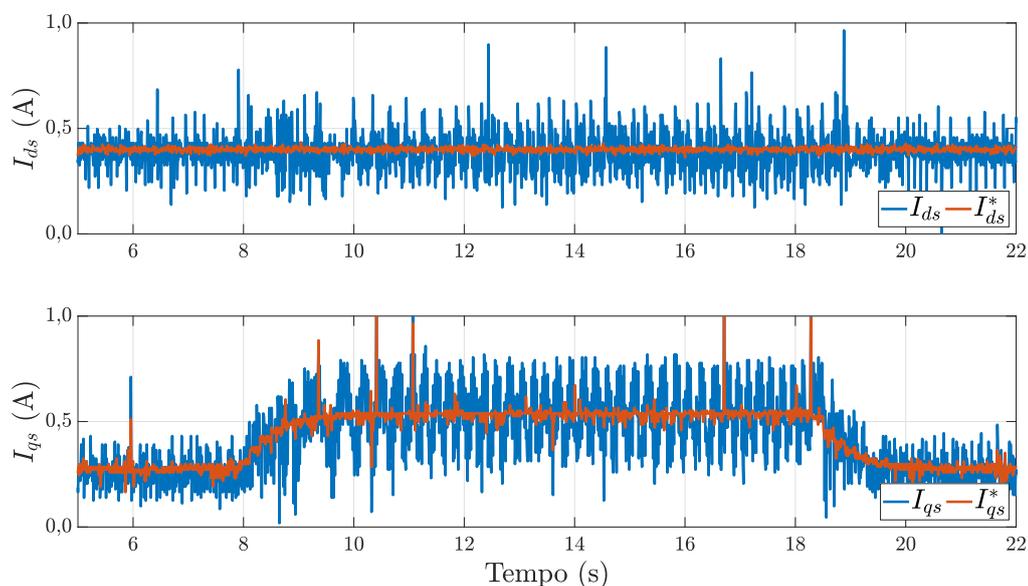
Figura 64 – Resultado experimental das correntes no referencial abc para o observador EKF combinado com SMO .



Fonte: Autoria própria.

síncrono. A corrente i_{ds} é mantida no valor de referência $0,4 A$ e a corrente i_{qs} segue o sinal de controle proveniente do controlador da malha externa de velocidade. Ambas as correntes seguem precisamente as referências as quais são submetidas e não se observa, igualmente aos resultados dos observadores $MRAS$, SMO e EKF , a influência do acoplamento entre as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura. Entretanto, fica evidente a perda de desempenho do controlador de corrente, a qual se reflete no resultado da Figura 64.

Figura 65 – Resultado experimental das correntes no referencial dq síncrono para o observador EKF combinado com SMO .



Fonte: Autoria própria.

4.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e os resultados experimentais para o controle de velocidade *sensorless* de um motor de indução com rotor em gaiola de esquilo.

Os resultados de simulação foram obtidos mediante simulação em um pacote computacional de matemática. Foram utilizados os mesmos parâmetros de máquina e componentes eletrônicos de potência que os elementos da bancada real, visando a aproximação entre os resultados simulados e experimentais. Os resultados do controle de velocidade apresentados nas Figuras 27 e 28 mostraram a vantagem comparativa de se ter as respostas de dois observadores integradas para gerar uma nova e melhor estimativa. O menor conteúdo de componentes de frequências, bem como o menor valor pico a pico apresentado pelo observador combinado, em comparação com os demais, explicita sua vantagem. Além disso, a combinação entre observador *EKF* e *SMO* mostrou significativa melhora com relação ao observador *SMO* puro, tendo em vista a redução do ruído apresentado. As Figuras 33 à 35 corroboram a melhoria incrementada pela combinação de um observador *EKF* com os observadores *MRAS* e *SMO*.

Por fim, foram apresentados os resultados experimentais para cada um dos observadores implementados em bancada. Os observadores clássicos (*MRAS*, *SMO* e *EKF*) apresentaram respostas satisfatórias e se mostraram eficazes para o ponto de operação ao qual foram submetidos. Dentre esses, o observador *EKF* apresentou leve vantagem com respeito à qualidade da resposta de velocidade, tendo em conta que esse conseguiu reproduzir bem a velocidade para a qual o sistema de controle da máquina foi originalmente projetado. Os observadores *MRAS* e *SMO* apresentaram sobressinal na resposta de velocidade. No entanto, a qualidade das correntes de alimentação da máquina apresentaram menor distorção, quando da aplicação dos observadores *MRAS* e *SMO* do que quando utilizado o observador *EKF*. Nas demais variáveis apresentadas, todos os observadores clássicos mantiveram equivalência.

O observador *EKF* combinado com *MRAS* mantém uma resposta de velocidade sem sobressinal, semelhante ao apresentado pelo observador *EKF*. Embora seja apresentada uma resposta de fluxo magnético com qualidade inferior à resposta do *EKF*, o primeiro dos observadores propostos ostenta maior qualidade nas correntes estatóricas e menor presença de ruídos no controle das correntes nos eixos *dq*. O segundo observador combinado implementado em bancada, *EKF* combinado com *SMO*, teve de lidar com mudanças repentinas no sistema estudado. Percebe-se que, mesmo mantendo-se os mesmos controladores aplicados anteriormente, e,

mesmo com a realimentação efetuada por meio do *encoder* (sistema para o qual foram projetados os controladores), o desempenho do controlador de velocidade foi degradado (sobretudo na variação de 1000 rpm para 500 rpm). A mudança no sistema torna-se evidente ao se analisar as respostas de corrente no referencial *abc*. No entanto, a qualidade da resposta de velocidade para o degrau positivo (500 rpm para 1000 rpm) foi mantida. O último dos observadores combinados implementados, o *MRAS* com *SFO* como modelo de referência, teve de lidar com o mesmo contratempo. Sendo assim, a resposta de velocidade para aplicação do degrau de descida (1000 rpm para 500 rpm) foi prejudicada. Estima-se que a gama de testes aos quais a máquina foi submetida causou avarias no sistema implementado em bancada.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

"Não há assunto tão velho que não possa ser dito algo de novo sobre ele."

(Fiódor Dostoiévski)

Neste capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho baseadas em todo o conteúdo abordado nesta dissertação, sobretudo, no capítulo de resultados, em que se analisa a atuação dos observadores propostos. Por fim, tendo em vista que a pesquisa científica não se esgota, ao final do capítulo, sugere-se trabalhos futuros a serem desenvolvidos tomando como ponto de partida o estudo aqui exposto.

5.1 Conclusões

Este trabalho propõe o estudo de observadores de fluxo magnético e de velocidade em motores de indução com rotor gaiola de esquilo para aplicação *sensorless* de controle vetorial orientado pelo campo.

Para atingir o objetivo, foram estudados observadores clássicos da literatura, como o baseado em modelo de referência (*MRAS*), o observador por modos deslizantes (*SMO*) e o filtro de Kalman em sua versão estendida (*EKF*). Além disso, foram estudadas configurações nas quais observadores são combinados entre si, visando extrair as vantagens individuais de cada um. Isso posto, nesta dissertação, propõe-se uma configuração de observador capaz de integrar as respostas fornecidas entre os observadores *MRAS*, *SMO* e *EKF*.

A solução é aplicada em ambiente de simulação mediante pacote computacional de matemática, e os resultados obtidos são satisfatórios. Na simulação, opta-se por realimentar a estimativa de velocidade decorrente da aplicação do observador *EKF* combinado com *MRAS*. Além disso, para avaliar a robustez do sistema sob efeito de distúrbios, insere-se um degrau de carga em tempo determinado. O sinal estimado, quando em comparação com a medida propiciada pelo modelo da máquina, apresenta erro percentual abaixo de 0,1%. A utilização do observador *SMO* como modelo de referência da estrutura *MRAS*, em simulação, não apresenta grandes vantagens.

O observador *SMO* puro, apesar de garantir, na média, uma boa estimativa de velocidade, tal sinal apresenta componentes harmônicas consideráveis, como evidenciado pela análise espectral da Figura 35. No entanto, nota-se que, ao combinar o observador *SMO* com o

EKF, o conteúdo harmônico é substancialmente reduzido, sobretudo as componentes múltiplas da frequência de chaveamento do inversor, evidenciando a vantagem da utilização do observador combinado.

Após o distúrbio de carga, são mantidas as relações supracitadas, embora as componentes harmônicas em torno de 55 Hz sejam acentuadas para todos os observadores estudados. Contudo, conclui-se que, a utilização de observadores combinados proporciona vantagens para aplicação de controle *sensorless* de motores de indução, pois é possível obter respostas de velocidade precisas e com baixa oscilação. Quanto maior a qualidade do sinal realimentado, maior simplicidade é permitida ao projeto dos controladores, tendo em vista que estes são poupados de lidar com grandes variações no modelo do sistema.

Os resultados experimentais corroboram as análises aplicadas na simulação. Os observadores combinados *EKF* com *MRAS* e *EKF* com *SMO* apresentaram excelentes respostas de velocidade e de fluxo magnético. Ao combinar os observadores, obtém-se uma resposta que integra o melhor de cada um desses. Percebeu-se que, em bancada, ao combinar os observadores citados em uma estrutura adaptativa, elimina-se a necessidade de um mecanismo de adaptação (função agora desempenhada pelo algoritmo *EKF*) e reduz-se a sensibilidade do observador com respeito às matrizes **R** e **Q**. Além disso, utilizando uma lógica de programação e aproveitando o acesso às chaves do inversor, foi possível a eliminação do sensor de tensão como entrada dos observadores. Desse modo, este trabalho permite eliminar, sem prejuízo para o sistema de acionamento, dois sensores, a saber: o sensor de velocidade (*encoder*); e o sensor de tensão.

5.2 Trabalhos futuros

Para dar continuidade às pesquisas iniciadas neste trabalho, sugere-se os seguintes incrementos:

1. Análise espectral das respostas de velocidade de todos os observadores implementados em bancada;
2. Repetir todos os ensaios inserindo degrau de carga mecânica;
3. Testar os observadores para aplicações extremas, tais como baixas velocidades e velocidades acima da nominal da máquina;
4. Submeter os observadores à operação com perfis de velocidade diversos (trapezoidal; senoidal);
5. Aplicar a técnica *DFOC* e modulação vetorial;

6. Implementar a eliminação do sensor de tensão por meio da reconstrução das tensões via modulação vetorial;
7. Implementar um algoritmo para sintonia das matrizes \mathbf{R} e \mathbf{Q} ;
8. Identificar o modelo não linear ou linear a parâmetros variantes do sistema;
9. Implementar um identificador de parâmetros da máquina, visando a aplicação em um motor genérico;
10. Aplicar os observadores desenvolvidos em máquinas de potência superior a 1/4 de cv.

REFERÊNCIAS

- ABU-RUB, H.; IQBAL, A.; GUZINSKI, J. **High performance control of AC drives with Matlab/Simulink models**. 2012. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas – Técnicas lineares e não lineares: Teoria e aplicação**. Belo Horizonte, MG: Editora UFMG, 2014.
- AMMAR, A.; KHELDOUN, A.; METIDJI, B.; AMEID, T.; AZZOUG, Y. Feedback linearization based sensorless direct torque control using stator flux mras-sliding mode observer for induction motor drive. **ISA transactions**, Elsevier, v. 98, p. 382–392, 2020.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID controllers: theory, design, and tuning**. [S.l.]: Instrument society of America Research Triangle Park, NC, 1995. v. 2.
- AVAGO. **HEDM-55xx/560x HEDS-55xx/56xx Quick Assembly Two and Three Channel Optical Encoders**. [S.l.], 2012.
- BALIJEPAI, G. H. S. V. N. High impact papers in power engineering, 1900 -1999. 2000.
- BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. [S.l.]: Editora da UFSC Florianópolis, 1985.
- BARROSO, R. A. d. N. Controle de torque sensorless de um motor de indução com injeção de sinal de alta frequência no eixo de quadratura. 2017.
- BECK, M.; NAUNIN, D. A new method for the calculation of the slip frequency for a sensorless speed control of a squirrel-cage induction motor. In: IEEE. **1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 1985. p. 678–683.
- BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento**. [S.l.]: Elsevier, 2012. v. 3.
- BIMAL, K. **Modern power electronics and AC drives**. [S.l.]: Prentice-Hall, 2001.
- BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. **Siemens review**, v. 34, n. 5, p. 217–220, 1972.
- BOLDEA, I.; TUTELEA, L. N. **Electric machines: steady state, transients, and design with MATLAB**. [S.l.]: CRC press, 2009.
- CLARKE, E. Determination of voltage and currents during unbalanced faults. **General Electric Review**, 1937.
- CLARKE, E. Problems solved by modified symmetrical components. **General Electric Review**, v. 41, n. 11-12, p. 488–494, 1938.
- COMANESCU, M.; XU, L. Sliding-mode mras speed estimators for sensorless vector control of induction machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 53, n. 1, p. 146–153, 2006.
- CUENOD, M.; SAGE, A. P. Comparison of some methods used for process identification. **Automatica**, Elsevier, v. 4, n. 4, p. 235–269, 1968.

- DERDIYOK, A. Speed-sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding-mode and flux observer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 4, p. 1170–1176, 2005.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Feedback control of dynamic systems**. [S.l.]: Pearson London, 2015.
- FRIEDLAND, B. **Control system design: an introduction to state-space methods**. Mineola, N.Y.: McGraw-Hill, 1986.
- GRIVA, C.; PROFUMO, F.; ILAS, C.; MAGUREANU, R.; VRANKA, P. A unitary approach to speed sensorless induction motor field oriented drives based on various model reference schemes. In: IEEE. **IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting**. [S.l.], 1996. v. 3, p. 1594–1599.
- HASSE, K. Zur dynamik drehzahleregelter antriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-maschinen. **Dissertation TH. Darmstadt**, 1969.
- HOLTZ, J. Sensorless control of induction motor drives. **Proceedings of the IEEE**, v. 90, n. 8, p. 1359–1394, 2002.
- HONÓRIO, D. d. A. Controle de posição do motor de indução por modos deslizantes: uma análise comparativa. 2013.
- HREN, A.; JEZERNIK, K. Robust sliding mode control of induction motor (im) drive without speed sensor. In: IEEE. **Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications (Cat. No. 98CH36104)**. [S.l.], 1998. v. 2, p. 1021–1025.
- HUNG, J. Y.; GAO, W.; HUNG, J. C. Variable structure control: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 40, n. 1, p. 2–22, 1993.
- JAYARAMU, M. L.; SURESH, H. N.; BHASKAR, M. S.; ALMAKHLES, D.; PADMANABAN, S.; SUBRAMANIAM, U. Real-time implementation of extended kalman filter observer with improved speed estimation for sensorless control. **IEEE Access**, v. 9, p. 50452–50465, 2021.
- JAZWINSKI, A. H. **Stochastic processes and filtering theory**. [S.l.]: Academic Press, 1970.
- KALMAN, R. E. A new approach to linear filtering and prediction problems. 1960.
- KALMAN, R. E.; BUCY, R. S. New results in linear filtering and prediction theory. 1961.
- KHADAR, S.; ABU-RUB, H.; KOUZOU, A. Sensorless field-oriented control for open-end winding five-phase induction motor with parameters estimation. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, v. 2, p. 266–279, 2021.
- KIM, Y.-R.; SUL, S.-K.; PARK, M.-H. Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 30, n. 5, p. 1225–1233, 1994.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1995. v. 2nd. ed.

LANDAU, I. Model reference adaptive systems—a survey (mras)—what is possible and why? 1972.

Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg, F. The torque vector controlled (tvc) universal ac drive, implementation aspects. In: **Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 369–374.

LEM. **Current Transducer LA 25-NP**. [S.l.], 2011.

LEM. **Voltage Transducer LV 20-P**. [S.l.], 2021.

LEONHARD, W. **Control of electrical drives**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2001.

LUENBERGER, D. G. Observing the state of a linear system. **IEEE transactions on military electronics**, IEEE, v. 8, n. 2, p. 74–80, 1964.

MILFONT, L. D. Controlador gpc aplicado à malha de velocidade de um motor de indução trifásico. 2019.

NAKANO, H.; TAKAHASHI, I. Sensor less field oriented control of an induction motor using an instantaneous slip frequency estimation method. In: IEEE. **PESC'88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 1988. p. 847–854.

OHTANI, T.; TAKADA, N.; TANAKA, K. Vector control of induction motor without shaft encoder. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 28, n. 1, p. 157–164, 1992.

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

REHMAN, H.; DERDIYOK, A.; GUVEN, M. K.; XU, L. A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 6, p. 1041–1048, Nov 2002. ISSN 1941-0107.

SCHAUDER, C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. In: IEEE. **Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.], 1989. p. 493–499.

Schmidlin Júnior, C. R. Operação do conjunto bomba centrífuga, motor de indução trifásico e conversor de frequência visando a eficiência no uso da energia elétrica. 2006.

SEMIKRON. **Semistack - IGBT - SKS 18G B6CI 11 V12**. [S.l.], 2012.

SEN, P. C. **Principles of electric machines and power electronics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007.

SHTESSEL, Y.; EDWARDS, C.; FRIDMAN, L.; LEVANT, A. **Sliding mode control and observation**. [S.l.]: Springer, 2014. v. 10.

SOMBRA, A. K. R. Emulação dinâmica de uma turbina eólica utilizando um mit com controle vetorial de velocidade. 2020.

- Souza Júnior, A. B. d. Estratégia híbrida aplicada no controle de posição de um sistema de acionamento com motor de indução usando controle de campo orientado. 2014.
- Taleires Filho, J.; CORREIA, W. B.; AGUIAR, V. d. P. B.; PONTES, R. S. T. Motor test bench control for load profile emulation. In: IEEE. **IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.], 2019. v. 1, p. 6663–6668.
- TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320F2837xDDual-CoreDelfino™ Microcontrollers**. [S.l.], 2018.
- TURNER, M. C.; BATES, D. **Mathematical Methods for Robust and Nonlinear Control: Applications of robust and nonlinear control**. [S.l.]: Springer, 2007.
- UTKIN, V. I. **Sliding modes in control and optimization**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 1992.
- VAS, P. **Sensorless vector and direct torque control**. [S.l.]: Oxford Univ. Press, 1998.
- Weibing Gao; Hung, J. C. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 40, n. 1, p. 45–55, 1993.
- YIN, Z.; LI, G.; ZHANG, Y.; LIU, J.; SUN, X.; Zhong, Y. A speed and flux observer of induction motor based on extended kalman filter and markov chain. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 9, p. 7096–7117, 2017.
- YIN, Z.; ZHAO, C.; ZHONG, Y.; LIU, J. Research on robust performance of speed-sensorless vector control for the induction motor using an interfacing multiple-model extended kalman filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 3011–3019, 2014.
- ZERDALI, E. A comparative study on adaptive ekf observers for state and parameter estimation of induction motor. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 35, n. 3, p. 1443–1452, 2020.

APÊNDICE A – DESCRIÇÃO DA BANCADA

"Não existe grandeza onde não há simplicidade, bondade e verdade."

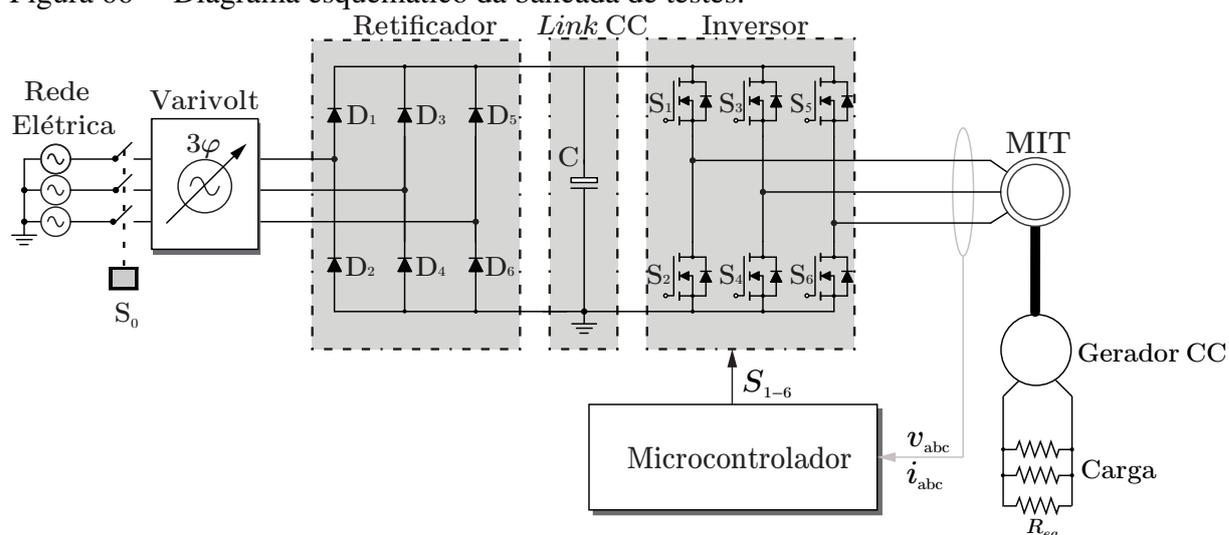
(Liev Tolstói)

Neste apêndice são descritos os equipamentos utilizados na bancada experimental para obtenção dos resultados apresentados neste trabalho. É feita a descrição geral da bancada e, em seguida, os componentes são individualmente descritos.

A.1 Descrição física da bancada

A planta para realização dos testes foi implementada no Laboratório de Sistemas Motrizes (LAMOTRIZ) na Universidade Federal do Ceará e é constituída por um motor de indução trifásico de 1/4 de cv, um inversor de frequência, um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor – DSP*), um microcomputador e três fontes de alimentação. Além disso, a bancada experimental dispõe de um gerador de corrente contínua e um banco de resistores para atuar como carga mecânica. O diagrama esquemático da bancada de testes pode ser visto na Figura 66.

Figura 66 – Diagrama esquemático da bancada de testes.



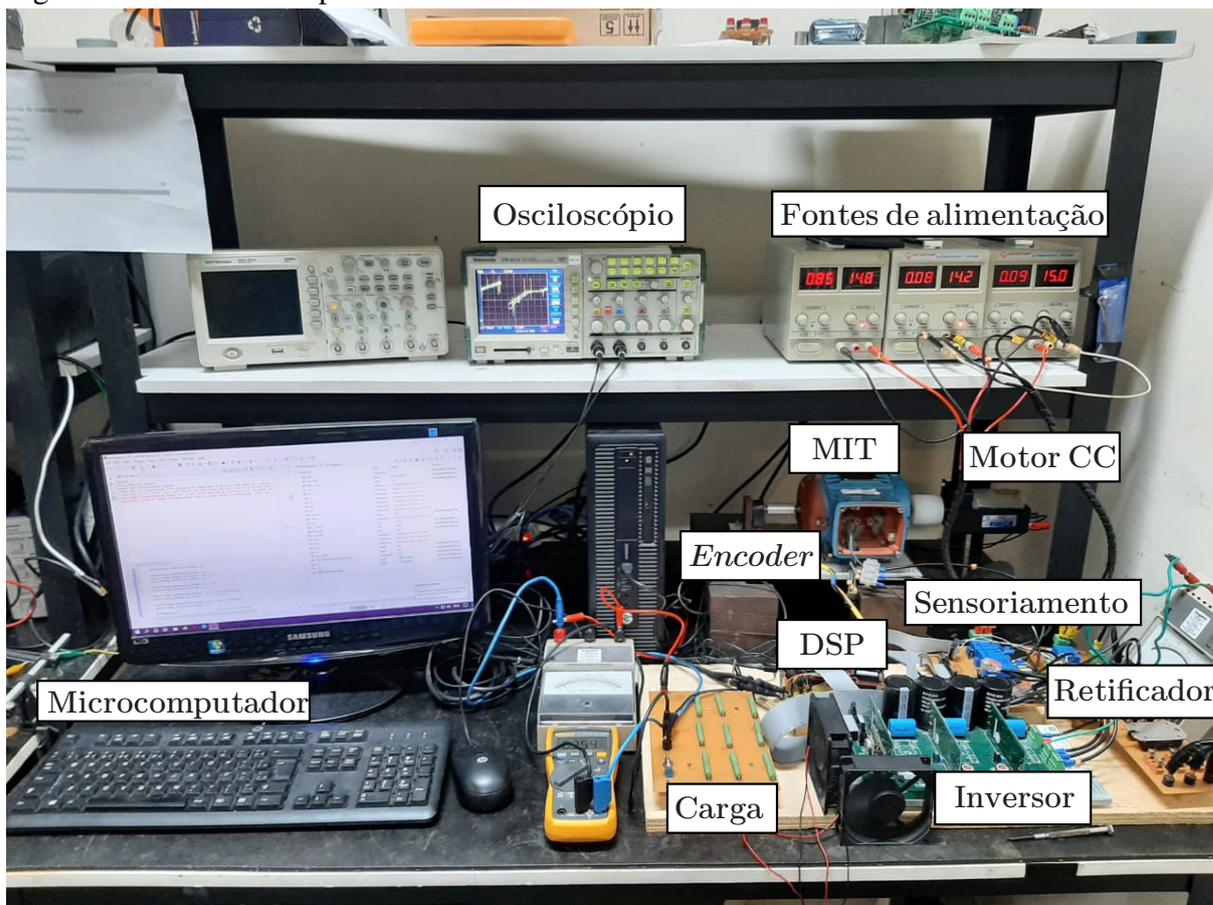
Fonte: Autoria própria.

Da Figura 66, nota-se que o conversor eletrônico que alimenta o motor é composto por um retificador trifásico não controlado interligado a um inversor trifásico por intermédio de um elo de corrente contínua. Além disso, a bancada possui sensoriamento de tensões e de

correntes elétricas, bem como dispõe de um sensor mecânico para medir a velocidade de rotação do eixo do motor. As medidas são todas processadas no *DSP* e este envia os sinais de controle necessários para o acionamento da máquina.

A Figura 67 mostra a bancada física da qual foram obtidos os resultados experimentais.

Figura 67 – Bancada experimental.



Fonte: Autoria própria.

A.2 Conversor eletrônico trifásico

O inversor trifásico que compõe a bancada é um *Semikron SKS 18G B6CI 11 V12*, cujas especificações técnicas são apresentadas na Tabela 2. Utilizou-se, para o acionamento do inversor, um índice de modulação em amplitude de 0,8 e uma frequência de chaveamento de 6250 *Hz*.

O elo de corrente contínua não dispõe de controle automático. Ao invés disso, utiliza-se um transformador variável (varivolt) e o valor de tensão do barramento de corrente

Tabela 2 – Especificações técnicas do inversor utilizado.

Variável	Valor de operação
Corrente eficaz máxima	18 A
Tensão coletor-emissor máxima	1200 V
Frequência máxima de operação	15 kHz
Capacitância equivalente	680 μ F
Tensão CC máxima	750 V
Temperatura da junção para operação contínua	-40°C a 125°C

Fonte: (SEMIKRON, 2012)

contínua é manualmente ajustado. O valor escolhido para realizar os ensaios neste trabalho foi de 500 V_{cc} . O elo cc permite o desacoplamento entre o estator da máquina acionada e a rede elétrica.

A.3 Sensores de corrente e de tensão

Foram utilizados três sensores de corrente de efeito Hall modelo LEM LA 25-NP para medição das correntes do estator do motor, variável essencial tanto para o controlador, quanto para o observador. A Tabela 3 mostra as características do sensor em questão.

Tabela 3 – Especificação dos sensores de corrente LEM LA 25-NP.

Variável	Valor de operação
Corrente eficaz nominal na bobina primária	25 A
Resistência com alimentação ± 15 V e corrente eficaz de 25 A	$R_{min} = 100 \Omega / R_{max} = 320 \Omega$
Corrente nominal na bobina secundária	25 mA
Fatores de conversão	1/2/3/4/5:1000
Tensão de alimentação	± 15 V

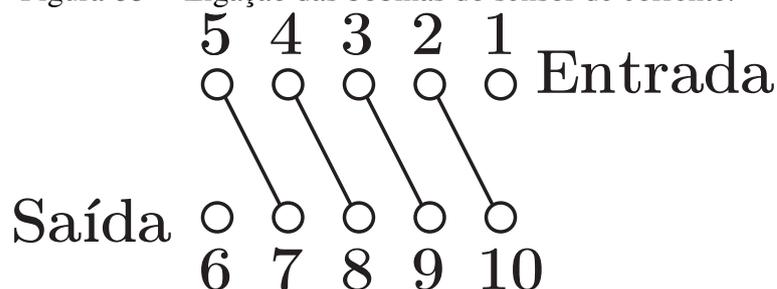
Fonte: (LEM, 2021)

Para este trabalho, determinou-se a relação de espiras 5/1000. Assim, a corrente nominal primária é de 5 A, a corrente primária máxima permitida é de 7 A e a corrente secundária nominal é 25 mA. Segundo o *datasheet* da fabricante, o diagrama de ligação entre seus pinos, para atender a relação de espiras desejada, deve ser realizada conforme a Figura 68.

Vale destacar a necessidade de um circuito adicional para condicionamento sinal medido pelo sensor de corrente. A saída do sensor deve ser conectada ao *DSP* por meio de um potenciômetro para ajuste no valor de ganho da medição (no máximo 3,3 V). Além disso, deve ser inserido um *offset* a fim de evitar valores negativos na entrada do microcontrolador. A Figura 69 mostra o circuito de condicionamento utilizado.

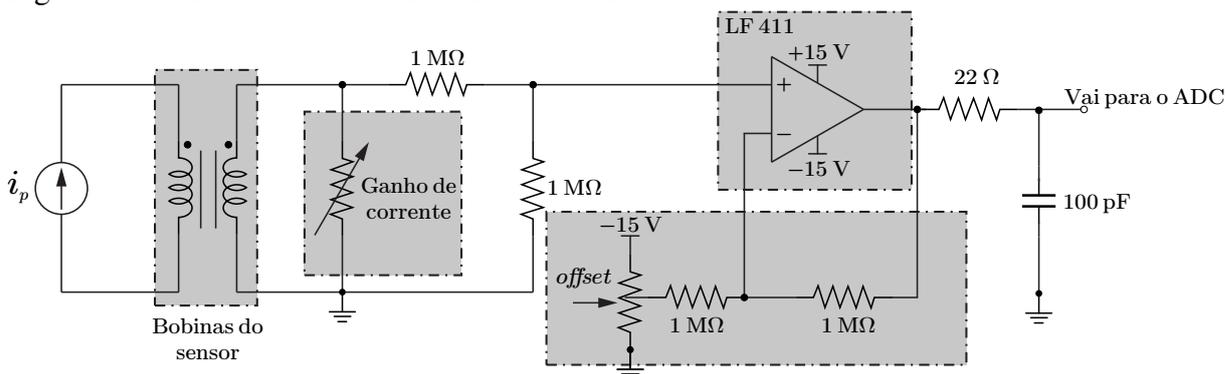
Para a medição de tensão foram utilizados três sensores modelo LEM LV 20-P.

Figura 68 – Ligação das bobinas do sensor de corrente.



Fonte: Adaptado de (LEM, 2011).

Figura 69 – Circuito de condicionamento de sinal.



Fonte: Autoria própria.

Sabendo que as tensões de saída do inversor trifásicos possuem valor entre 0 e $500 V_{cc}^1$, não é necessário o circuito de condicionamento de sinais, e segue-se apenas as instruções apresentadas no *datasheet* (LEM, 2021). A Tabela 4 mostra as características elétricas dos sensores de tensão.

Tabela 4 – Especificação dos sensores de corrente LEM LV 20-P.

Variável	Valor de operação
Corrente eficaz nominal na bobina primária	10 mA
Resistência com alimentação ± 15 V e corrente eficaz de ± 10 mA	$R_{min} = 100 \Omega / R_{max} = 350 \Omega$
Corrente nominal na bobina secundária	25 mA
Fatores de conversão	2500:1000
Tensão de alimentação	± 15 V

Fonte: (LEM, 2021)

A.4 Sensor de velocidade

O sensor utilizado para medição da velocidade de rotação do motor foi um *encoder* incremental do fabricante Avago e modelo HEDS-5500 A11. Trata-se de um sensor com 500 pulsos por rotação, resolução suficiente para a aplicação em questão. A Figura 70 mostra o

¹ Pois trata-se da tensão no elo de corrente contínua.

modelo em questão.

Figura 70 – *Encoder* modelo Avago HEDS-5500 A11.

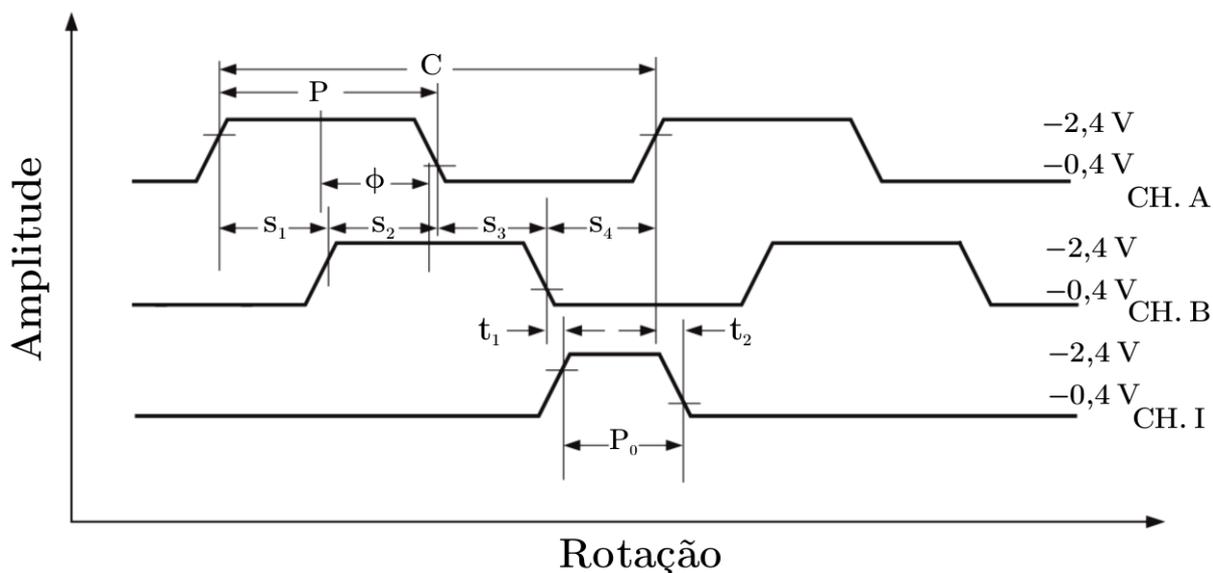


Fonte: (AVAGO, 2012).

O sensor possui 5 terminais de ligação, sendo dois para alimentação (deve ser alimentado com 5 V_{cc} , os quais podem ser alimentados diretamente pelo módulo EQEP do *DSP*). Os 3 pinos restantes são responsáveis pelos sinais de medição de posição e velocidade. A resolução do *encoder* está relacionada com seu número de pulsos. Os canais A e B consistem em pulsos gerados pela rotação do disco interno ao sensor. Tais pulsos apresentam defasagem de 90° entre si. Dessa forma, é possível verificar o sentido de rotação do eixo da máquina, além de aumentar a precisão da medida. O canal I consiste em um pulso que é gerado a cada 360° de rotação. Assim a frequência disposta nesse canal corresponde à velocidade de rotação da máquina. A Figura 71 mostra como são os sinais vistos nos terminais do *DSP*.

A.5 O processador digital de sinais (DSP) Texas TMS320F28379D

Para a realização de todo o processamento dos controladores, optou-se pelo KIT de desenvolvimento da *Texas Instruments* LAUNCHXL F28379D. A Tabela 5 mostra algumas características do microprocessador. A frequência de amostragem foi escolhida igual à frequência de chaveamento. Sendo assim, o tempo de amostragem é $160 \mu s$.

Figura 71 – Pulsos de saída do *encoder*.

Fonte: Adaptada de (AVAGO, 2012).

Tabela 5 – Especificação do DSP LAUNCHXL F28379D.

Especificação
Arquitetura Dual-Core
Clock de 200 MHz
512KB (256KW) ou 1MB (512KW) de memória Flash
172KB (86KW) ou 204KB (102KW) de memória RAM
2 osciladores internos de frequência 10 MHz
Portas de I/O de 3,3 V
Comunicação USB 2.0 (MAC+ PHY)
Suporte para interface de porta paralela universal (UPP), 12 pinos, 3,3 V
Duas portas seriais buffer multicanal (McBSPs)
Quatro interfaces de comunicação serial (SCI / UART) (inicializável por pinos)
ADC de 16 bits
DAC de 12 bits
Alta resolução nos canais A e B de 8 módulos PWM

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2018)

A.6 Motor de indução trifásico

O motor de indução acionado é um MIT com rotor em gaiola de esquilo modelo W21 *Standard* do fabricante WEG[®] de quatro polos, com fechamento em estrela e potência nominal de 1/4 cv. Os parâmetros do motor em questão são indicados na Tabela 6.

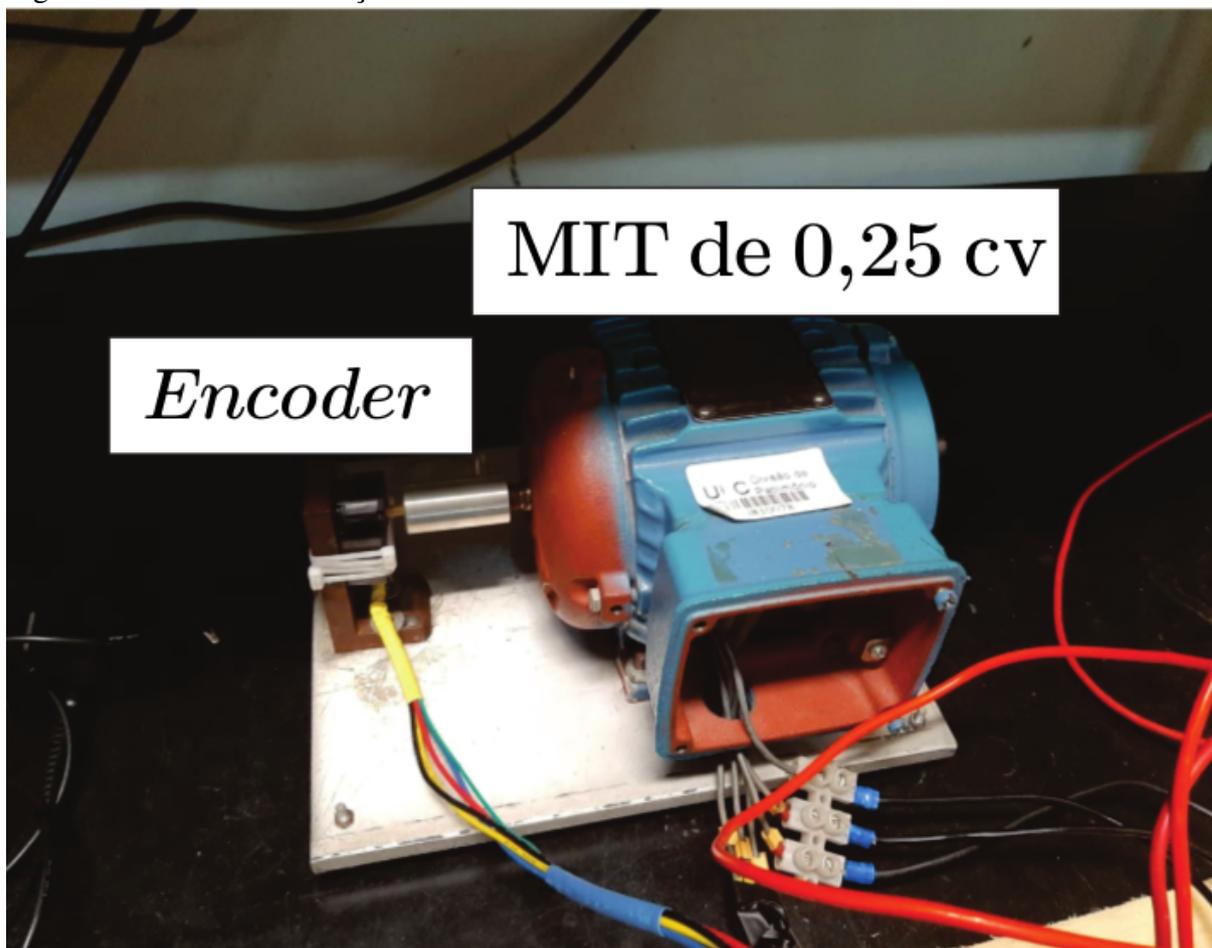
A Figura 72 mostra o motor de indução trifásico utilizado neste trabalho.

Tabela 6 – Parâmetros elétricos e mecânicos do MIT acionado.

Parâmetro	Descrição	Valor
P_n	Potência nominal	0,25 cv
I_n	Corrente nominal	0,66 A
V_n	Tensão nominal	380 V
R_s	Resistência do estator	35,58 Ω
R_r	Resistência do rotor	87,44 Ω
L'_{ls}	Indutância de dispersão do estator	0,16 H
L'_{lr}	Indutância de dispersão do rotor	0,16 H
L_m	Indutância mútua	0,884 H
p	Número de pares de polo	2
J	Momento de inércia	0,00045 $kg.m^2$
B	Coefficiente de atrito viscoso	0,0001 N.m.s

Fonte: Autoria própria.

Figura 72 – Motor de indução utilizado no trabalho.



Fonte: Autoria própria.