

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
CAMPUS CORNÉLIO PROCÓPIO  
DIRETORIA DE GRADUAÇÃO E EDUCAÇÃO PROFISSIONAL  
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELÉTRICA

WALISSON FELIPE DO CARMO

**ESTIMADOR DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO  
TRIFÁSICO VIA LMIS OTIMIZADO POR PSO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO  
2020

WALISSON FELIPE DO CARMO

**ESTIMADOR DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO  
TRIFÁSICO VIA LMIS OTIMIZADO POR PSO**

Proposta de Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Favoretto Castoldi

Co-orientador: Prof. Dr. Alessandro Goedel

CORNÉLIO PROCÓPIO  
2020



**Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
Campus Cornélio Procópio  
Departamento Acadêmico de Elétrica  
Curso de Engenharia Elétrica**



## **FOLHA DE APROVAÇÃO**

**Walisson Felipe do Carmo**

### **Estimador de velocidade de um motor de indução trifásico via LMIs otimizado por PSO**

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 13:30hs do dia 30/11/2020 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

---

Prof(a). Dr(a). Marcelo Favoretto Castoldi - Presidente (Orientador)

---

Prof(a). Dr(a). Alessandro Goedtel - (Coorientador)

---

Prof(a). Dr(a). Cristiano Marcos Agulhari - (Membro)

---

Prof(a). Dr(a). Emerson Ravazzi Pires da Silva - (Membro)

A folha de aprovação assinada encontra-se na coordenação do curso.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, pela minha vida, e oportunidade de me graduar na UTFPR com os excelentes professores e amigos que tive.

Agradeço em especial ao meu orientador Prof. Dr. Marcelo Favoretto Castoldi e coorientador Prof Dr. Alessandro Goedtel pela sabedoria, incentivo e paciência com que me guiaram nesta trajetória.

Aos Professores Dr. Cristiano Marcos Agulhari e Dr. Emerson Ravazzi Pires Da Silva pelo auxílio, compartilhamento de conhecimento e amizade.

Aos meus colegas de sala, secretaria do curso, pela cooperação.

Deixo também registrado minha gratidão à minha família que esteve comigo me dando todo o apoio necessário para me formar. Sem eles dificilmente venceria esse desafio.

## RESUMO

CARMO, Walisson Felipe. **Estimador de velocidade de um motor de indução trifásico via Imi's otimizado por PSO**. 2020. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. UTFPR – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2020.

Neste trabalho é apresentada a estimação de velocidade de um motor de indução trifásico baseado em um sistema observador de estado adaptativo, sendo este obtido através da modelagem do motor em notações trifásicas e vetoriais (eixo de coordenadas bifásicas). O erro entre as simulações da saída do modelo e a planta será minimizado no sistema adaptativo por um PI para aumento da precisão da estimação de velocidade angular. O ganho utilizado na realimentação do observador será obtido através de Imi's que terão seus parâmetros encontrados de modo a melhorar o desempenho do estimador. Pela qualidade do sistema observador depender diretamente de ganhos que devem ser sintonizados, será utilizado o algoritmo *PSO (Particle Swarm Optimization)* para obtê-los de maneira a aperfeiçoar o processo de estimação.

**Palavras-chave:** Motor de Indução Trifásico. Sistema Adaptativo. Observador de Estados. PSO.

## ABSTRACT

CARMO, Walisson Felipe. **Speed estimator of a three-phase induction motor via lmi's optimized by PSO**. 2020. Work Completion of course (Graduation) – Electrical Engineering. UTFPR – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2020.

This study has the objective to estimate the speed of a three-phase induction motor based on an adaptive monitoring system, which is done by modeling the three-phase motor in three-phase and vector operations (biphasic coordinate axis). The error between model output simulations and the plant will be minimized in the adaptive system by a PI, to increasing the accuracy of the angular velocity estimation. The gain used in the observer's feedback will be obtained through lmi's that will have their parameters found in order to improve the performance of the estimator. Since the quality of the direct monitoring system depends directly on the gains to be tuned, the PSO (Partial Swarm Optimization) algorithm will be used to improve the estimation process.

**Keywords:** *Three-phase Induction Motor. Adaptive System. State Observer. PSO.*

## Lista de Figuras

Figura 1 - Motor de indução trifásico em vista explodida.....	23
Figura 2 - Representação dos enrolamentos do estator e rotor.....	25
Figura 3 - Descrição do Observador de Estados em Malha Aberta.....	37
Figura 4 - Descrição do Observador de Estados em Malha Fechada.....	39
Figura 5 - Descrição do Observador de Estados.....	42
Figura 6 - Eixo complexo de representação dos polos do observador.....	45
Figura 7 - Representação do deslocamento de uma partícula da iteração $i-1$ à iteração $i$ .....	46
Figura 8 - Estrutura do algoritmo PSO.....	48
Figura 9 - Estimador de Velocidade Adaptativo.....	49
Figura 10 - Configuração do modelo AC1 Example.....	50
Figura 11 - Fluxograma Otimização.....	53
Figura 12 - Montagem para os testes com alimentação senoidal.....	54
Figura 13 - Simulações de Velocidade.....	58
Figura 14 - Teste da Velocidade com Carga.....	59
Figura 15 - Erro da Velocidade com Carga.....	59
Figura 16 - Teste com Variação Paramétrica ITAE.....	60
Figura 17 - Teste com Variação Paramétrica ISE.....	60
Figura 18 - Erro da Velocidade Estimada com Variação Paramétrica.....	61
Figura 19 - Teste Com Variação da Referência de Velocidade.....	62
Figura 20 - Erro da Velocidade Estimada com Variação da Referência de Velocidade.....	63
Figura 21 - Teste Com Baixa Velocidade Com Entrada de Carga de 4 N.m.....	63
Figura 22 - Teste Com Baixa Velocidade Com Entrada de Carga de 0,5N.m.....	64
Figura 23 - Erro Com Baixa Velocidade e Entrada de Carga de 4N.m.....	64
Figura 24 - Teste Com Variação Paramétrica ITAE.....	65
Figura 25 - Teste Com Variação Paramétrica ISE.....	65
Figura 26 - Erro da Velocidade Estimada para Variação Paramétrica.....	66





## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros do Motor Simulado.....	50
Tabela 2 - Parâmetros da Otimização.....	52
Tabela 3 - Resultados dos métodos de otimização.....	56
Tabela 4 - Resultado otimizado da matriz $P$ .....	56
Tabela 5 - Menores custos da função objetivo.....	57
Tabela 6 - Polos do observador em malha fechada.....	57

## Lista de Símbolos

$\vec{I}_R$	- Vetor de corrente do rotor
$\vec{I}_S$	- Vetor de corrente do estator
$\vec{v}_R$	- Vetor de tensão do rotor
$\vec{\varphi}_R$	- Vetor de fluxo do rotor
$\vec{\varphi}_S$	- Vetor de fluxo do estator
$I_{S\alpha}$	- Corrente do estator projetada no eixo alfa
$I_{S\beta}$	- Corrente do estator projetada no eixo beta
$\vec{I}$	- Vetor de corrente representativo
$I_\alpha$	- Projeção da corrente na coordenada alfa
$I_\beta$	- Projeção da corrente na coordenada beta
$K_d$	- Coeficiente de atrito dinâmico
$L_R$	- Indutância dos enrolamentos do rotor
$L_{RR}$	- Matriz de indutâncias do rotor
$L_{RT}$	- Indutância trifásica total do rotor, $(L_R - M_R)$
$L_{Ri}$	- Indutância própria do enrolamento do rotor, fase $i = 1, 2$ e $3$
$L_S$	- Indutância dos enrolamentos do estator
$L_{SR}(\theta)$	- Matriz de indutâncias mutua entre rotor e estator
$L_{SS}$	- Matriz de indutâncias do estator
$L_{ST}$	- Indutância trifásica total do estator, $(L_S - M_S)$
$L_{Si}$	- Indutância própria do enrolamento do estator, fase $i = 1, 2$ e $3$
$L_m$	- Indutância de magnetização trifásica
$M_R$	- Indutância mútua do rotor
$M_{Rij}$	- Indutância mútua entre as fases do rotor, $ij=12,23,13$
$M_S$	- Indutância mútua do estator
$M_{SiRj}$	- Indutância mutua entre rotor e estator $i=1,2,3$ e $j=1,2,3$
$M_{Sij}$	- Indutância mútua entre as fases do estator, $ij=12,23,13$
$P_{mec}$	- Potência mecânica convertida
$R_R$	- Resistência dos enrolamentos do rotor
$R_{Ri}$	- Resistência do enrolamento do rotor, fase $i = 1, 2$ e $3$

$R_S$	- Resistência dos enrolamentos do estator
$R_{Si}$	- Resistência do enrolamento do estator, fase $i = 1, 2$ e $3$
$Z_p$	- Numero de par de polos do motor
$c_1$	- Parâmetro de confiança (diz o quanto a partícula confia em si)
$c_2$	- Parâmetro de confiança (diz o quanto a partícula confia no enxame)
$m_d$	- Torque eletromagnético
$m_l$	- Carga constante colocada ao motor
$r_1$	- Peso aleatório entre 0 e 1
$r_2$	- Peso aleatório entre 0 e 1
$v_{S\alpha}$	- Tensão do estator projetada no eixo alfa
$v_{S\beta}$	- Tensão do estator projetada no eixo beta
$\vec{v}$	- Vetor de tensão representativo
$v_i$	- Velocidade futura da partícula
$v_\alpha$	- Projeção da tensão na coordenada alfa
$v_\beta$	- Projeção da tensão na coordenada beta
$x_i$	- Posição atual da partícula
$\varphi_{R\alpha}$	- Fluxo do rotor projetado no eixo alfa
$\varphi_{R\beta}$	- Fluxo do rotor projetado no eixo beta
$\vec{\varphi}$	- Vetor de fluxo representativo
$\varphi_R$	- Fluxo total enlaçado pelo enrolamento do rotor
$\varphi_{Ri}$	- Fluxo enlaçado pelo enrolamento do rotor, fase $i = 1, 2$ e $3$
$\varphi_S$	- Fluxo total enlaçado pelo enrolamento do estator
$\varphi_{Si}$	- Fluxo enlaçado pelo enrolamento do estator , fase $i = 1, 2$ e $3$
$\varphi_\alpha$	- Projeção do fluxo na coordenada alfa
$\varphi_\beta$	- Projeção do fluxo na coordenada beta
$\omega_{mec}$	- Velocidade angular mecânica do eixo do rotor
$\omega_\lambda$	- Velocidade angular do referencial genérico
$\Delta A$	- Diferença entre as matrizes de estado do motor e observador
$\Delta\omega$	- Diferença entre as velocidades angulares do motor e observador
a, b, c, d, e, $v_1$	- Termos da matriz de estados do motor e observador

$A, \hat{A}$	- Matriz de estados da planta e observador
$B, \hat{B}$	- Matriz de entrada da planta e observador
$C, \hat{C}$	- Matriz de saída da planta e observador
$D, \hat{D}$	- Matriz de transição direta da planta e observador
$E$	- Vetor do erro do observador
$J$	- Momento de inércia do motor
$K_i$	- Ganho integral
$K_p$	- Ganho proporcional
$T$	- Torque mecânico
$X, \hat{X}$	- Vetor de estados do observador
$Y, \hat{Y}$	- Vetor de saída do observador
$b_{glb}$	- Melhor posição do enxame
$b_{post}$	- Melhor posição da partícula
$w$	- Inercia da partícula
$G$	- Matriz de ganhos de realimentação do observador
$\theta$	- Ângulo de deslocamento entre as fases do estator e rotor
$\mu$	- Constante positiva qualquer
$\sigma, T_1, T_2$	- Incógnitas auxiliares
$\alpha$	- Aceleração angular do rotor

## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO .....	19
1.1. JUSTIFICATIVA.....	20
1.2. OBJETIVOS .....	21
1.2.1 OBJETIVO GERAL .....	21
1.2.2. OBJETIVO ESPECIFICO.....	21
2. MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO .....	22
2.1. MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	24
2.2. TRANSFORMADA ( $\alpha\beta$ ) E MODELAGEM VETORIAL.....	31
2.3. MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS.....	33
3. O OBSERVADOR DE ESTADOS .....	37
3.1. ESTABILIDADE DO ESTIMADOR .....	40
3.2. DETERMINAÇÃO DA MATRIZ DE GANHOS DO OBSERVADOR.....	43
4. PSO.....	46
5. METODOLOGIA .....	49
6. RESULTADOS.....	56
6.1. Teste Com Alimentação Senoidal.....	59
6.2. Teste Com Alimentação Não Senoidal .....	62
8. CONCLUSÃO.....	68
REFERÊNCIAS .....	69

## 1. INTRODUÇÃO

Atualmente, o motor de indução trifásico (MIT) é o mais utilizado nas indústrias, devido principalmente ao seu baixo custo, tamanho razoavelmente pequeno, robustez, baixa manutenção (devido à não utilização de contatos elétricos) e operação com uma fonte de alimentação que possui grande disponibilidade, a rede de energia elétrica (SIDDIQUE; YADAVA; SINGH, 2018). Porém, sua utilização ganhou força somente nas últimas década, em aplicações que exigiam velocidades variáveis, que eram sua principal limitação. Tal obstáculo foi superado graças aos avanços tecnológicos no ramo dos semicondutores e da eletrônica de potência, tornando-se possível a construção de conversores estáticos de frequência controlados por microprocessadores de alto desempenho (CAD, 2000).

Com o atual desenvolvimento de técnicas de modelagem e acionamentos dos servossistemas em corrente alternada com motores de indução, em questão de desempenho, estes se igualaram aos de corrente contínua. Devido a este fator, em conjunto com o baixo custo do MIT, estes sistemas se tornam mais atraentes na área industrial (CAD, 2000). Contudo, em aplicações que necessitam de um grande desempenho dinâmico, algumas técnicas existentes podem não ser satisfatórias, e encontrar melhores alternativas continua sendo um problema abordado por vários pesquisadores ao redor do mundo (LEITE, 2004). O trabalho de Silva (2020) que faz a implementação de um estimador neural de velocidade de um motor de indução trifásico por meio de uma rede TDNN e de Santos *et al.* (2019) que faz a estimação da velocidade em um motor de indução trifásico utilizando filtro de Kalman estendido otimizado por algoritmo de enxame de vagalumes são exemplos que reforçam a afirmação da busca por melhor desempenho dos estimadores de velocidade atualmente.

Com as técnicas de acionamento e controle que vêm sendo desenvolvidas, se opta constantemente por estratégias *sensorless* para estimar a velocidade do motor utilizando medidas de tensão e corrente aplicada ao mesmo. O objetivo destas estratégias é diminuir o custo com equipamentos externos, tais como *encoders*, que diminuem a robustez mecânica da máquina, causam mudança da inércia do rotor, têm baixa resistência à influência de ruídos e, dependendo do ambiente utilizado, a integridade das medidas com o passar do tempo pode vir a ser comprometida se uma manutenção adequada não for efetuada (GOEDTEL et al., 2007).

### **1.1.JUSTIFICATIVA**

Por suas vantagens, os motores de indução são predominantemente utilizados nas indústrias de todo o mundo. De acordo com Mirzamani e Choobari (2005), estima-se que 60% das cargas nos sistemas elétricos do planeta são motores, dos quais 90% são de motores elétricos de indução trifásicos.

Com a popularidade do motor de indução surgem também algumas preocupações, sendo umas das principais a sua corrente de partida, que pode chegar segundo Franchi (2008) a até 10 vezes o seu valor nominal quando com carga. Tal comportamento pode acarretar no desarmamento dos equipamentos de proteção ou causar danos à instalação ou à rede de alimentação. Outro fato a se pensar é a necessidade de controle de velocidade para algumas aplicações. Desta forma, os métodos de acionamento e controle eletrônicos entram como solução para estes problemas, tornando assim os motores de indução trifásicos mais vantajosos para a indústria.

Diante disso, os inversores de frequência se destacam como solução, fornecendo muitas vantagens como, por exemplo, boa eficiência, economia de energia, partida suave e controle de alto desempenho em sistemas dinâmicos (URBANO, 2013).

Porém o controle dos inversores é baseado em métodos escalar ou vetorial, ambos podendo utilizar sensor de velocidade ou não (*sensorless*). Mas, quando não o utiliza exigem uma estimativa de velocidade.

Neste contexto este trabalho corrobora com o aperfeiçoamento de técnicas, que buscam a eficiência de tal estimação de maneira simples, com baixo custo e de maneira confiável. Ainda salientando que as estimativas de velocidade não se restringem apenas ao controle em inversores, sendo este apenas um exemplo da vasta gama de possibilidades de uso em uma planta industrial.

## **1.2. OBJETIVOS**

### **1.2.1. Objetivo geral**

Este trabalho tem a finalidade de aplicar a teoria de observadores de estados adaptativos e o método de otimização PSO para estimar de maneira satisfatória a velocidade de motores de indução trifásico, mediante medidas de tensão e corrente.

### **1.2.2. Objetivos específicos**

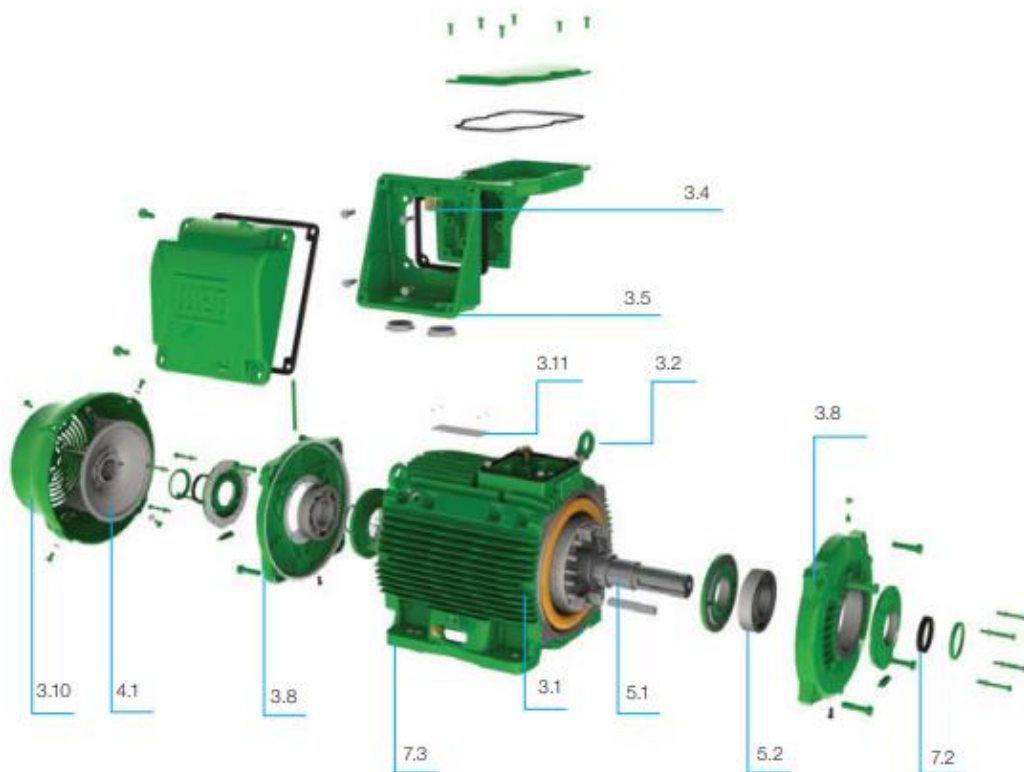
Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Estudar a modelagem do motor de indução trifásico;
- Estudar a teoria de estimadores adaptativos;
- Implementar um estimador adaptativo para estimar a velocidade de um motor de indução trifásico;
- Otimizar os ganhos do PI do sistema adaptativo para uma resposta mais precisa na estimação de velocidade;
- Encontrar o ganho de realimentação do observador através de LMI's , otimizando os parâmetros das mesmas para se ter um melhor desempenho;
- Analisar os resultados.



## 2. MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O motor de indução pode ser dividido em duas partes principais, sendo elas o estator e o rotor. O estator é a parte fixa da máquina, responsável por transformar a energia elétrica da rede em energia magnética. É constituído de enrolamentos simetricamente espaçados de  $120^\circ$ , e um núcleo ferromagnético laminado. O rotor, a parte que gira do motor de indução, tem por finalidade converter a energia do campo magnético advindo do estator em energia mecânica. Existem dois tipos de rotores: gaiola de esquilo e bobinado. Ambos são constituídos por um cilindro ferromagnético laminado (para fornecer uma menor relutância à passagem do fluxo magnético, e alta impedância à corrente de Foucault) com ranhuras, onde no caso de rotores tipo gaiola são curto circuitadas por dois anéis condutores, barras também condutoras, e para o caso do bobinado são feitos enrolamentos parecidos ao do estator (Chapman, 2013). Estes enrolamentos são postos em contato por escovas a terminais externos, onde pode-se colocar resistores variáveis em série ao enrolamento, permitindo um torque de partida mais elevado, uma diminuição da corrente de partida e um controle da velocidade do motor (Chapman, 2013). A Figura 1 mostra algumas das partes constituintes do motor, mencionadas anteriormente.



**Figura 1: Motor de indução trifásico em vista explodida**  
**Fonte: WEG S.A (2018) – Adaptado**

<b>Item</b>	<b>Componente</b>
3.1	Carcaça (estator)
3.2	Olhais
3.4	Terminais de aterramento
3.5	Caixa de aterramento
3.8	Tampas
3.10	Tampas defletoras
3.11	Placa de Identificação
4.1	Sistema de ventilação
5.1	Eixo (rotor)
5.2	Rolamentos
7.2	Vedação
7.3	Base

O princípio de funcionamento do motor de indução se baseia na interação entre o campo magnético girante produzido no estator, quando energizado, com o campo do rotor originado pela corrente advinda da força eletromotriz induzida do campo girante (OLIVEIRA, 2018). Assim um torque é gerado no eixo do motor fazendo-o girar.

## **2.1. MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO**

O desenvolvimento do modelo do MIT se baseia na teoria generalizada estudada em máquinas elétricas, fundamentada em métodos físicos e matemáticos que descrevem as grandezas em equações matriciais diferenciais, sendo estas equações dinâmicas descrevendo tanto o regime transitório quanto permanente (GUEDES, 1993).

Antes de se dar início à modelagem matemática devem ser feitas as seguintes considerações simplificadoras (BARBI, 1985):

- Entreferro de tamanho uniforme;
- Enrolamentos do rotor e estator simétricos e balanceados;
- Saturação e mudanças de parâmetros são desprezadas;
- Circuito magnético ideal e perdas magnéticas nulas;
- Distribuição da densidade de fluxo magnética radial e senoidal no entreferro;
- Máquina bipolar.

Diante das suposições anteriores, a Figura 2 representa as disposições dos enrolamentos do estator e rotor do motor de indução.

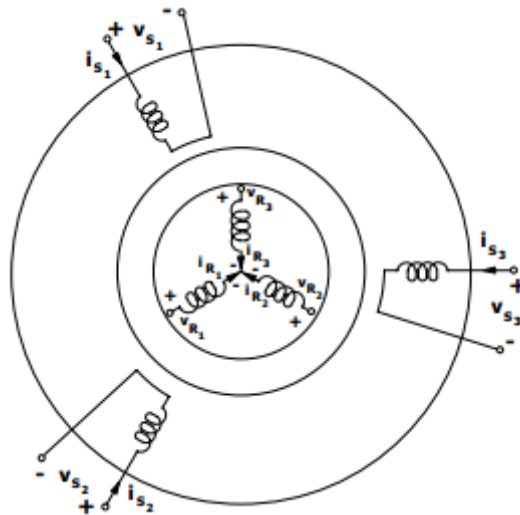


Figura 2: Representação dos enrolamentos do estator e rotor.  
 Fonte: BARBI ( P. 25) – Adaptado.

Adotando o índice subscripto ‘S’ para as grandezas referentes ao estator e ‘R’ para o rotor, as equações que descrevem o MIT de (1) a (76) são expressas de acordo com Barbi (1985), como:

$$\varphi_{total} = \sum_{i=1}^3 (\varphi_{Si} + \varphi_{Ri}) \quad (1)$$

Pelo fato da suposição dos enrolamentos serem iguais tanto do estator quanto rotor, as seguintes igualdades são válidas.

$$L_{Si} = L_S, \text{ para } i = 1, 2, 3 \quad (2)$$

$$L_{Ri} = L_R, \text{ para } i = 1, 2, 3 \quad (3)$$

$$R_{Si} = R_S, \text{ para } i = 1, 2, 3 \quad (4)$$

$$R_{Ri} = R_R, \text{ para } i = 1, 2, 3 \quad (5)$$

$$M_{S12} = M_{S23} = M_{S13} = M_S \quad (6)$$

$$M_{R12} = M_{R23} = M_{R13} = M_R \quad (7)$$

$$M_{S1R1} = M_{S2R2} = M_{S3R3} = M_{SR} \cos(\theta) \quad (8)$$

$$M_{S1R2} = M_{S2R3} = M_{S3R1} = M_{SR} \cos(\theta + 2\pi/3) \quad (9)$$

$$M_{S1R3} = M_{S2R1} = M_{S3R2} = M_{SR} \cos(\theta - 2\pi/3) \quad (10)$$

sendo:

- $R_{Si}$  - Resistência do enrolamento do estator, fase  $i = 1, 2$  e  $3$ ;
- $R_S$  - Resistência dos enrolamentos do estator;
- $R_{Ri}$  - Resistência do enrolamento do rotor, fase  $i = 1, 2$  e  $3$ ;
- $R_R$  - Resistência dos enrolamentos do rotor;
- $L_{Si}$  - Indutância própria do enrolamento do estator, fase  $i = 1, 2$  e  $3$ ;
- $L_{Ri}$  - Indutância própria do enrolamento do rotor, fase  $i = 1, 2$  e  $3$ ;
- $L_S$  - Indutância dos enrolamentos do estator;
- $L_R$  - Indutância dos enrolamentos do rotor;
- $M_{Sij}$  - Indutância mútua entre as fases do estator,  $ij=12,23,13$ ;
- $M_S$  - Indutância mútua do estator;
- $M_{Rij}$  - Indutância mútua entre as fases do rotor,  $ij=12,23,13$ ;
- $M_R$  - Indutância mútua do rotor;
- $M_{SiRj}$  - Indutância mútua entre rotor e estator  $i=1,2,3$  e  $j=1,2,3$ ;
- $\varphi_{Si}$  - Fluxo enlaçado pelo enrolamento do estator, fase  $i = 1, 2$  e  $3$ ;
- $\varphi_{Ri}$  - Fluxo enlaçado pelo enrolamento do rotor, fase  $i = 1, 2$  e  $3$ ;
- $\theta$  - Ângulo de deslocamento entre as fases do estator e rotor;

O fluxo concatenado por cada fase pode ser representado por superposição, como:

$$\varphi_{S1} = L_S I_{S1} + M_S I_{S2} + M_S I_{S3} + M_{S1R1} I_{R1} + M_{S1R2} I_{R2} + M_{S1R3} I_{R3} \quad (11)$$

$$\varphi_{S2} = L_S I_{S2} + M_S I_{S1} + M_S I_{S3} + M_{S2R1} I_{R1} + M_{S2R2} I_{R2} + M_{S2R3} I_{R3} \quad (12)$$

$$\varphi_{S3} = L_S I_{S3} + M_S I_{S1} + M_S I_{S2} + M_{S3R1} I_{R1} + M_{S3R2} I_{R2} + M_{S3R3} I_{R3} \quad (13)$$

onde:

$I_{Si}$  - Corrente que circula no enrolamento  $i = 1, 2$  e  $3$ , do estator;

$I_{Ri}$  - Corrente que circula no enrolamento  $i = 1, 2$  e  $3$ , do rotor;

As equações (11), (12) e (13), escritas de forma matricial, são apresentadas em (14), e de forma compacta expressa em (15), e igualmente para o rotor em (16).

$$\begin{bmatrix} \varphi_{S1} \\ \varphi_{S2} \\ \varphi_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_{S3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{S1R1} & M_{S1R2} & M_{S1R3} \\ M_{S2R1} & M_{S2R2} & M_{S2R3} \\ M_{S3R1} & M_{S3R2} & M_{S3R3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{R1} \\ I_{R2} \\ I_{R3} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\varphi_S = L_{SS} I_S + L_{SR}(\theta) I_R \quad (15)$$

$$\varphi_R = L_{RS}(\theta) I_S + L_{RR} I_R \quad (16)$$

sendo:

$$L_{SS} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$L_{RR} = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$L_{SR}(\theta) = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$L_{SR}(\theta) = [L_{RS}(\theta)]^T \quad (20)$$

onde:

$L_{SS}$  - Matriz de indutâncias do estator;

$L_{RR}$  - Matriz de indutâncias do rotor;

- $L_{SR}(\theta)$  - Matriz de indutâncias mutua entre rotor e estator;  
 $\varphi_S$  - Fluxo total enlaçado pelo enrolamento do estator;  
 $\varphi_R$  - Fluxo total enlaçado pelo enrolamento do rotor.

Partindo dos princípios físicos da construção do motor e pelas expressões desenvolvidas até então, as tensões na máquina podem ser encontradas como:

$$v_S = \bar{R}_S I_S + \frac{d\varphi_S}{dt} \quad (21)$$

$$v_R = \bar{R}_R I_R + \frac{d\varphi_R}{dt} \quad (22)$$

onde:

$$\bar{R}_S = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\bar{R}_R = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \quad (24)$$

Substituindo (15), (16) em (21) e (22):

$$v_S = \bar{R}_S I_S + L_{SS} \frac{dI_S}{dt} + L_{SR}(\theta) \frac{dI_R}{dt} + \frac{dL_{SR}(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} I_R \quad (25)$$

$$v_R = \bar{R}_R I_R + L_{RR} \frac{dI_R}{dt} + L_{RS}(\theta) \frac{dI_S}{dt} + \frac{dL_{RS}(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} I_S \quad (26)$$

sendo:

- $\bar{R}_S$  - Matriz de resistências do estator;  
 $\bar{R}_R$  - Matriz de resistências do rotor;

- $v_S$  - Vetor de tensão nas fases do estator;  
 $v_R$  - Vetor de tensão nas fases do rotor.

Pela análise do último termo de (25) e (26) em comparação com a potência elétrica convertida em mecânica, o torque mecânico da máquina pode ser representado por:

$$P_{mec} = T \frac{d\theta}{dt} = I_S I_R \frac{dM_{SR}(\theta)}{dt} = I_S I_R \frac{M_{SR}(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (27)$$

$$T = I_S I_R \frac{dM_{SR}(\theta)}{d\theta} \quad (28)$$

onde:

- $P_{mec}$  - Potência mecânica convertida ;  
 $T$  - Torque mecânico;

Como (28) deve ser uma equação matricial trifásica, sua correta representação é dada por:

$$T = I_S^T \frac{dL_{SR}(\theta)}{d\theta} I_R + I_R^T \frac{dL_{RS}(\theta)}{d\theta} I_S \quad (29)$$

As expressões de tensão e torque podem ser obtidas também em função das correntes e dos fluxos de enlace dos enrolamentos do estator e rotor, tomando de forma generalizada um referencial arbitrário ' $\lambda$ ', segundo (VAS, 1998), como:

$$v_S = \bar{R}_S I_S + \frac{d}{dt} \varphi_S + \omega_\lambda \tilde{K} \varphi_S \quad (30)$$

$$v_R = \bar{R}_R I_R + \frac{d}{dt} \varphi_R + \omega_2 \tilde{K} \varphi_R \quad (31)$$



$$\omega_2 = \omega_\lambda - Z_p \omega_{mec} \quad (32)$$

$$\varphi_S = L_{ST} I_S + L_m I_R \quad (33)$$

$$\varphi_R = L_m I_S + L_{RT} I_R \quad (34)$$

$$m_d = -Z_p (\varphi_S)^T \tilde{K} I_S = Z_p (\varphi_R)^T \tilde{K} I_R \quad (35)$$

$$\alpha = \frac{d}{dt} \omega_{mec} = \frac{m_d - K_d \omega_{mec} - m_l}{J} \quad (36)$$

$$\tilde{K} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

onde  $\omega_\lambda$  advém da velocidade de um eixo de coordenadas referencial 'λ', qualquer, como por exemplo no estator  $\omega_\lambda = 0$ , no rotor  $\omega_\lambda = \omega_m$  ou na velocidade síncrona  $\omega_\lambda = \omega_e = Z_p \omega_{mec}$  e sendo:

- $L_{ST}$  - Indutância trifásica total do estator,  $(L_S - M_S)$ ;
- $L_{RT}$  - Indutância trifásica total do rotor,  $(L_R - M_R)$ ;
- $L_m$  - Indutância de magnetização trifásica;
- $T$  - Torque mecânico;
- $\omega_{mec}$  - Velocidade angular mecânica do eixo do rotor;
- $Z_p$  - Número de par de polos do motor;
- $m_d$  - Torque eletromagnético;
- $m_l$  - Carga constante colocada ao motor;
- $J$  - Momento de inércia do motor;
- $K_d$  - Coeficiente de atrito dinâmico;
- $\alpha$  - Aceleração angular do rotor;

## 2.2. TRANSFORMADA ( $\alpha\beta 0$ ) E MODELAGEM VETORIAL

A transformada ( $\alpha\beta 0$ ), consiste na transformação linear do modelo da máquina representada em três eixos de coordenadas trifásicos defasados de  $120^\circ$ , para eixos ortogonais defasados de  $90^\circ$  (CAD, 2000), mantendo constante entre os eixos a potência mecânica, torque, velocidade e número de polos. Na prática, a transformação converte a máquina trifásica em uma bifásica equivalente, sendo também conhecida como transformação trifásica-bifásica (BARBI, 1985).

A máquina bifásica é representada em um sistema de coordenadas complexa, com isso, as grandezas do motor também serão denotadas por componentes complexas (BUZANELLI, 2015), como se segue:

$$\vec{v} = v_\alpha + jv_\beta = \frac{2}{3}(v_{S1} + av_{S2} + a^2v_{S3}) \quad (38)$$

$$\vec{I} = I_\alpha + jI_\beta = \frac{2}{3}(I_{S1} + aI_{S2} + a^2I_{S3}) \quad (39)$$

$$\vec{\varphi} = \varphi_\alpha + j\varphi_\beta = \frac{2}{3}(\varphi_{S1} + a\varphi_{S2} + a^2\varphi_{S3}) \quad (40)$$

com 'a', sendo igual a  $e^{\frac{j2\pi}{3}}$  e as demais incógnitas referentes à:

- $\vec{v}$  - Vetor de tensão representativo;
- $v_\alpha$  - Projeção da tensão na coordenada  $\alpha$ ;
- $v_\beta$  - Projeção da tensão na coordenada  $\beta$ ;
- $\vec{I}$  - Vetor de corrente representativo;
- $I_\alpha$  - Projeção da corrente na coordenada  $\alpha$ ;
- $I_\beta$  - Projeção da corrente na coordenada  $\beta$ ;
- $\vec{\varphi}$  - Vetor de fluxo representativo;
- $\varphi_\alpha$  - Projeção do fluxo na coordenada  $\alpha$ ;
- $\varphi_\beta$  - Projeção do fluxo na coordenada  $\beta$ ;

O modelo vetorial é obtido, substituindo (38), (39) e (40), nas expressões (30) a (36), como:

$$\vec{v}_R = \bar{R}_S \vec{I}_S + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_S + j\omega_\lambda \tilde{K} \vec{\varphi}_S \quad (41)$$

$$0 = \bar{R}_R \vec{I}_R + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_R + j\omega_2 \tilde{K} \vec{\varphi}_R \quad (42)$$

$$\omega_2 = \omega_\lambda - Z_p \omega_{mec} \quad (43)$$

$$\vec{\varphi}_S = L_{ST} \vec{I}_S + L_m \vec{I}_R \quad (44)$$

$$\vec{\varphi}_R = L_m \vec{I}_S + L_{RT} \vec{I}_R \quad (45)$$

$$m_d = \frac{3}{2} Z_p \text{Im}\{ \vec{I}_S (\vec{\varphi}_S)^* \} = -\frac{3}{2} Z_p \text{Im}\{ \vec{I}_R (\vec{\varphi}_R)^* \} \quad (46)$$

$$\alpha = \frac{d}{dt} \omega_{mec} = \frac{m_d - K_d \omega_{mec} - m_l}{J} \quad (47)$$

onde:

- $\vec{v}_R$  - Vetor de tensão do rotor;
- $\vec{I}_S$  - Vetor de corrente do estator;
- $\vec{\varphi}_S$  - Vetor de fluxo do estator;
- $\vec{\varphi}_R$  - Vetor de fluxo do rotor;
- $\vec{I}_R$  - Vetor de corrente do rotor.

Devido às medidas das tensões e correntes serem efetuadas externamente ao estator, o referencial genérico propício é o estacionário. Desta forma, (30) e (31) podem ser reescritas como:

$$\vec{v}_R = \bar{R}_S \vec{I}_S + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_S \quad (48)$$

$$0 = \bar{R}_R \vec{I}_R + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_R - jZp\omega_{mec} \tilde{K} \vec{\varphi}_R \quad (49)$$

### 2.3. MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS

Para obtenção de equações que descrevem o motor em espaço de estados, as expressões (41), (42), (44) e (45), devem separadamente ser diferenciadas e desenvolvidas as coordenadas complexas em parte real e imaginária em função das correntes e fluxo do estator e rotor (os estados escolhidos), desta forma as equações de (50) a (71) são expressas, de acordo com FORGERINI (2006), como:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{S\alpha} &= \frac{1}{L_{ST}\sigma} v_{S\alpha} - \left( \frac{1}{T_1\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_2\sigma} \right) I_{S\alpha} \\ &+ \frac{L_m}{L_{ST}L_{RT}\sigma} \frac{1}{T_2} \varphi_{R\alpha} - \omega_2 \frac{L_m}{L_{ST}L_{RT}\sigma} \varphi_{R\beta} \end{aligned} \quad (50)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{S\beta} &= \frac{1}{L_{ST}\sigma} v_{S\beta} - \left( \frac{1}{T_1\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_2\sigma} \right) I_{S\beta} \\ &+ \frac{L_m}{L_{ST}L_{RT}\sigma} \frac{1}{T_2} \varphi_{R\beta} + \omega_2 \frac{L_m}{L_{ST}L_{RT}\sigma} \varphi_{R\alpha} \end{aligned} \quad (51)$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{R\alpha} = -\frac{1}{T_2} \varphi_{R\alpha} + \frac{L_m}{T_2} I_{S\alpha} + \omega_2 \varphi_{R\beta} \quad (52)$$

$$\frac{d}{dt}\varphi_{R\beta} = -\frac{1}{T_2}\varphi_{R\beta} + \frac{L_m}{T_2}I_{S\beta} - \omega_2\varphi_{R\alpha} \quad (53)$$

com as incógnitas correspondendo a:

$$\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_{ST}L_{RT}}\right) \quad (54)$$

$$T_1 = \frac{L_{ST}}{R_S} \quad (55)$$

$$T_2 = \frac{L_{RT}}{R_R} \quad (56)$$

sendo:

- $I_{S\beta}$  - Corrente do estator projetada no eixo beta;
- $I_{S\alpha}$  - Corrente do estator projetada no eixo alfa;
- $v_{S\alpha}$  - Tensão do estator projetada no eixo alfa;
- $v_{S\beta}$  - Tensão do estator projetada no eixo beta;
- $\varphi_{R\beta}$  - Fluxo do rotor projetado no eixo beta;
- $\varphi_{R\alpha}$  - Fluxo do rotor projetado no eixo alfa.

O torque eletromagnético em função das variáveis de estado é obtido da seguinte forma.

$$m_d = \frac{3}{2L_{RT}}L_mZ_p(\varphi_{R\alpha}I_{S\beta} - \varphi_{R\beta}I_{S\alpha}) \quad (57)$$

Assim, o sistema de equações que descreve o modelo vetorial estacionário, isto é, para  $\omega_\lambda = 0$  e  $\omega_2 = -Zp\omega_{mec}$  é retratado da seguinte forma:

$$\frac{d}{dt}X(t) = AX(t) + BU(t) \quad (58)$$

$$Y(t) = CX(t) \quad (59)$$

onde:

$$X = \begin{bmatrix} I_{S_\alpha} \\ I_{S_\beta} \\ \varphi_{R_\alpha} \\ \varphi_{R_\beta} \end{bmatrix} \quad (60)$$

$$Y = \begin{bmatrix} I_{S_\alpha} \\ I_{S_\beta} \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$U = \begin{bmatrix} v_{S_\alpha} \\ v_{S_\beta} \end{bmatrix} \quad (62)$$

$$A = \begin{bmatrix} -a & 0 & b & c\omega_{mec} \\ 0 & -a & -c\omega_{mec} & b \\ d & 0 & -e & -Zp\omega_{mec} \\ 0 & d & Zp\omega_{mec} & -e \end{bmatrix} \quad (63)$$

$$B = \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (64)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (65)$$

$$a = \left( \frac{1}{T_1 \sigma} + \frac{1 - \sigma}{T_2 \sigma} \right) \quad (66)$$

$$b = \frac{L_m}{L_{ST} L_{RT} \sigma} \frac{1}{T_2} \quad (67)$$

$$c = Z_p \frac{L_m}{L_{ST} L_{RT} \sigma} \quad (68)$$

$$d = \frac{L_m}{T_2} \quad (69)$$

$$e = \frac{1}{T_2} \quad (70)$$

$$v_1 = \frac{1}{L_{ST} \sigma} \quad (71)$$

Tendo em vista que a matriz  $A$  da equação (63) é dependente da velocidade angular do MIT, esta deve ser atualizada a cada iteração em que  $\omega_{\text{mec}}$  é estimada.

### 3. O OBSERVADOR DE ESTADOS

O observador de estados foi introduzido inicialmente por D. Luenberger, que demonstrou que para qualquer sistema linear observável se pode projetar um observador no qual é possível garantir que o erro (diferenças entre as saídas dos sistemas) tende a zero com taxa de convergência arbitrária (RODRIGUES JUNIOR, 1997). Os observadores de estados foram desenvolvidos como alternativa para solucionar problemas empíricos de controle e filtragem dinâmicos, impossibilitados ou limitados pelos métodos existentes anteriormente (RODRIGUES JUNIOR, 1997).

Seu princípio de funcionamento se baseia em um sistema de equações de estados que descreve a dinâmica da planta, trabalhando de forma paralela ao processo real, com as mesmas entradas, de modo a estimar os estados não acessíveis do mesmo. A estrutura básica é mostrada na Figura 3.

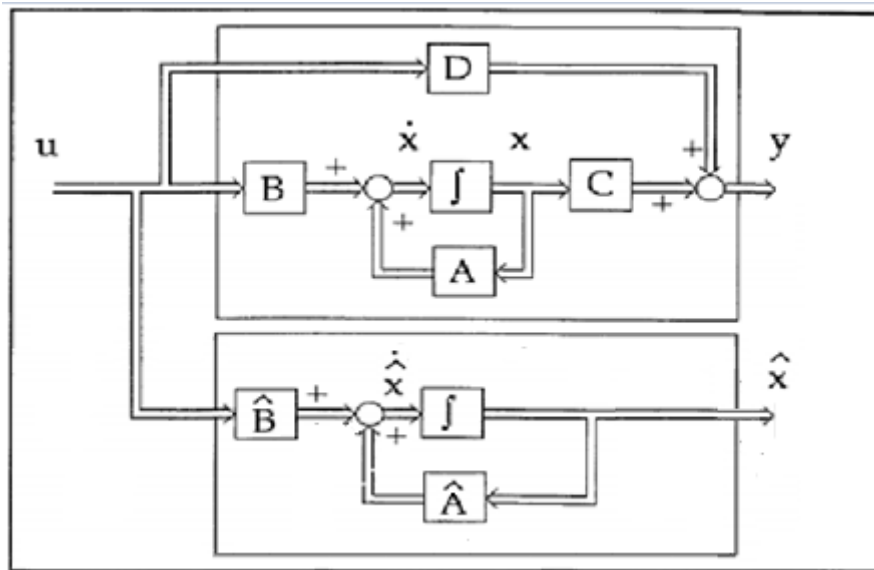


Figura 3: Descrição do Observador de Estados em Malha Aberta.  
Fonte: Rodrigues Junior (1997)-Adaptado

Seja um sistema dinâmico, expresso pelas seguintes equações de estado:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (72)$$

$$Y(t) = CX(t) + DU(t) \quad (73)$$



e um sistema observador, por:

$$\dot{\hat{X}}(t) = \hat{A}\hat{X}(t) + \hat{B}U(t) \quad (74)$$

$$\hat{Y}(t) = \hat{C}\hat{X}(t) + \hat{D}U(t) \quad (75)$$

onde  $X$  e  $\hat{X} \in R^n$ ,  $U \in R^m$  e  $Y \in R^q$ , com as matrizes  $A, B, C$  e  $D$  (nas suas respectivas dimensões correspondentes) conhecidas. De acordo com Rodrigues Junior (1997), é possível aferir os estados da planta (desconhecidos), se os estados iniciais  $X(0)$ , também estiverem disponíveis ao sistema observador, isto é, se  $\hat{A} = A$ ,  $\hat{B} = B$ ,  $\hat{C} = C$ ,  $\hat{D} = D$  e  $\hat{X}(0) = X(0)$ , então  $\hat{X}(t) = X(t)$ , para  $t \rightarrow \infty$ .

O conhecimento do estado inicial da planta pelo observador nem sempre é possível, por essa desvantagem o observador em malha aberta não é adequado em geral. Entretanto fazendo uso da informação de saída do observador e da planta é possível fechar uma malha como na estrutura da Figura 4, assim a estabilidade passa a ser dependente da nova matriz de estados em malha fechada  $(A - GC)$ , que por sua vez, possibilita através da matriz ganho ' $G$ ', a alocação dos polos para qualquer valor desejado, solucionando os problemas em malha aberta. Dada as vantagens citadas a estimação de velocidade do MIT será fundamentada neste último.

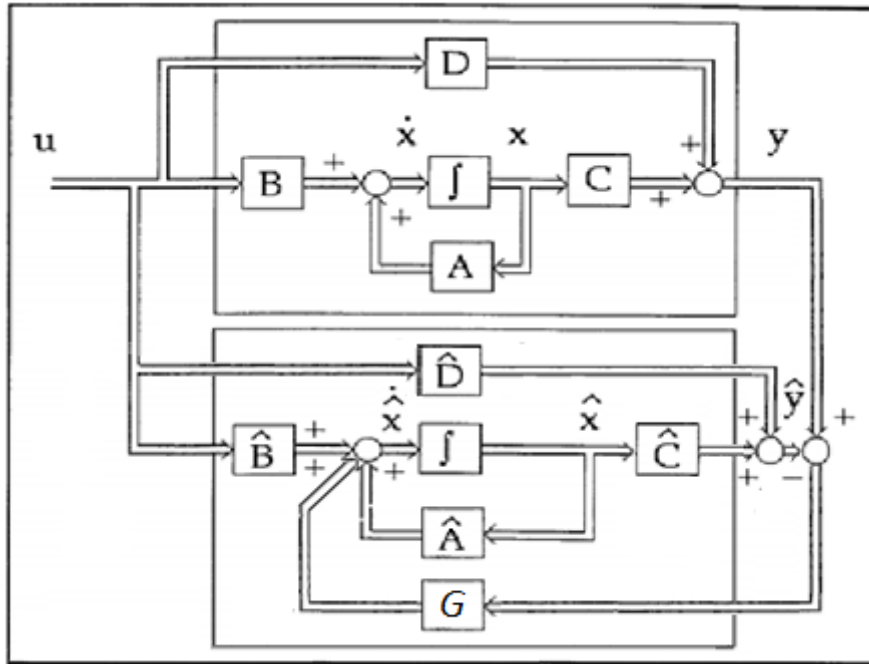


Figura 4: Descrição do Observador de Estados em Malha Fechada.  
 Fonte: Rodrigues Junior (1997)-Adaptado

O sistema em malha fechada representado nas expressões (76), (77) e (78) a seguir, faz uso da saída do processo, para gerar um erro, posteriormente aplicado por realimentação no sistema, com o propósito de melhorar o desempenho.

$$\dot{\hat{X}}(t) = \hat{A}\hat{X}(t) + \hat{B}U(t) + G(Y(t) - \hat{Y}(t)) \quad (76)$$

$$\hat{Y}(t) = \hat{C}\hat{X}(t) + \hat{D}U(t) \quad (77)$$

$$E(t) = X(t) - \hat{X}(t) \quad (78)$$

Através das equações do modelo do MIT em espaços de estados, pode-se desenvolver a equação (78), substituindo (77) e (73), desconsiderando 'D' (sistema simplificado) e levando em consideração que a matriz  $\hat{A}$  do observador é dependente da velocidade estimada, isto é, a matriz é influenciada pelos erros na estimação por  $\Delta A(\Delta\omega) = \hat{A}(\hat{\omega}) - A(\omega)$ . Também assumindo que os elementos da matriz de estados do observador sejam próximos o suficiente da matriz de estados da planta para que a diferença destes possa ser desprezada, o erro de estimação é a própria diferença de velocidade  $\Delta\omega$  multiplicada por uma matriz constante. Assim o erro dinâmico é então obtido, como:

$$\dot{E}(t) = (A - GC)E - \Delta A\hat{X} \quad (79)$$

$$\Delta A(\Delta\omega) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & c\Delta\omega \\ 0 & 0 & -c\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -Zp\Delta\omega \\ 0 & 0 & Zp\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} = \Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & c \\ 0 & 0 & -c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -Zp \\ 0 & 0 & Zp & 0 \end{bmatrix} \quad (80)$$

### 3.1. ESTABILIDADE DO ESTIMADOR

Para garantir a estabilidade do observador adaptativo o segundo método de Lyapunov fornece as condições suficientes e essenciais para que o erro dinâmico em (79) tenda a zero (FORGERINI, 2006), pelo teorema se existir uma função definida positiva  $V$  do erro, cuja derivada seja negativa semi-definida o sistema será estável.

A função candidata que satisfaz o teorema é determinada em Farhani, Zaafouri e Chaari (2014), por:

$$V = E^T P E + (\omega_{mec} - \hat{\omega}_{mec})^2 / \mu \quad (81)$$

Sendo  $\mu$ , uma constante qualquer positiva e  $P$  uma matriz simétrica positiva definida, desta forma a derivada de (81) deve ser negativa definida, isto é,  $\dot{V} \leq 0$ .

$$\dot{V} = E^T P E + E^T P \dot{E} + \frac{2\Delta\omega}{\mu} (\dot{\omega}_{mec} - \dot{\hat{\omega}}_{mec}) \quad (82)$$

Substituindo (79) em (82), fazendo as devidas manipulações a seguinte expressão é encontrada:

$$\begin{aligned} \dot{V} = E^T [(A - GC)^T P + P(A - GC)] - \\ (\hat{X}^T \Delta A (\Delta\omega)^T P E + E^T P \Delta A (\Delta\omega) \hat{X}) + \frac{2\Delta\omega}{\mu} (\dot{\omega}_{mec} - \dot{\hat{\omega}}_{mec}) \end{aligned} \quad (83)$$

Para (83) satisfazer o teorema, 'P' deve ser positiva definida, fazer o primeiro termo da equação ser negativo definida e também o segundo e terceiro termo devem se anular, ou seja:

$$P > 0 \quad (84)$$

$$(A - GC)^T P + P(A - GC) < 0 \quad (85)$$

$$\frac{2\Delta\omega}{\mu} (\dot{\omega}_{mec} - \dot{\hat{\omega}}_{mec}) = (\hat{X}^T \Delta A (\Delta\omega)^T P E + E^T P \Delta A (\Delta\omega) \hat{X}) \quad (86)$$

Substituindo (80) em (86), desconsiderando a velocidade  $\omega_{mec}$  do motor que deve ser estimada (FORGERINI, 2006), somando os termos do lado direito de (86) por ser um escalar e fazendo algumas manipulações algébricas, a expressão para a estimativa de velocidade é finalmente encontrada, como sendo:

$$\frac{d\hat{\omega}_{mec}}{dt} = \mu \hat{X}^T \Delta A^T P E \quad (87)$$

$$\hat{\omega}_{mec} = \mu \int (\hat{X}^T \Delta A^T P E) dt \quad (88)$$

A equação (88) fornece o princípio que faz o sistema adaptativo operar, porém, com o intuito de melhorar a dinâmica do sistema, a integral é substituída por um controlador PI (FORGERINI, 2006), como em (89):

$$\hat{\omega}_{mec} = \left( kp + \frac{ki}{s} \right) (\hat{X}^T \Delta A^T P E) \quad (89)$$

Os erros do fluxo serão desconsiderados, pois não serão realizadas medidas dos mesmos para o presente trabalho assim como em FORGERINI (2006).

$$E = \begin{bmatrix} e_{I_{S\alpha}} \\ e_{I_{S\beta}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (90)$$

Através das equações o observador com o sistema adaptativo pode ser representado como na Figura 5. Onde o bloco Sist. Adap. faz a estimação da velocidade pelo PI descrito em (89).

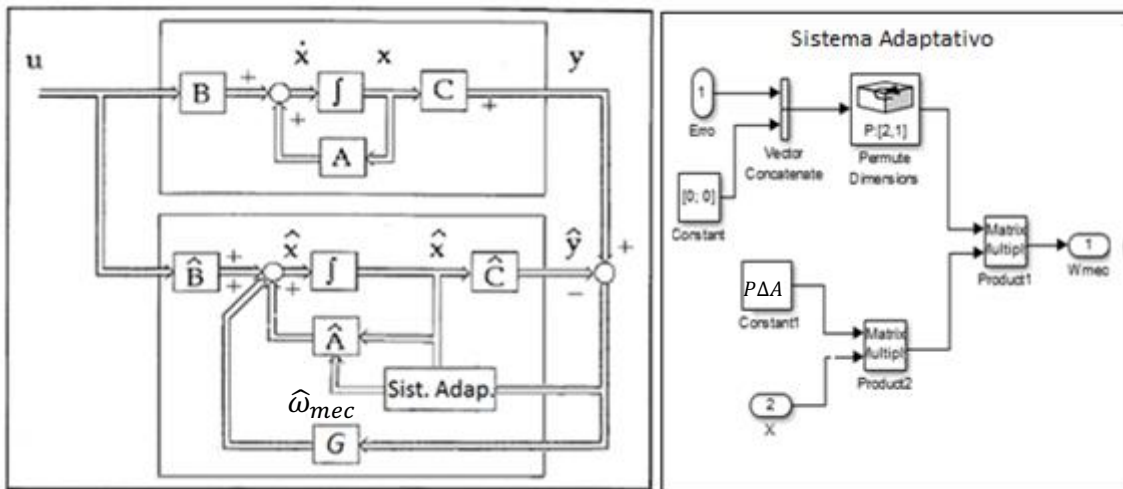


Figura 5: Descrição do Observador de Estados adaptativo.  
Fonte: Rodrigues Junior (1997)-Adaptado

No entanto, resta encontrar uma matriz 'P' que satisfaça as equações (84), (85) e (86), sendo isto desenvolvido no próximo capítulo.

### 3.2. DETERMINAÇÃO DA MATRIZ DE GANHOS DO OBSERVADOR

Dada a equação do erro dinâmico de estimação dos estados em (79), o primeiro termo desta equação ( $A - GC$ ), representa a matriz de malha fechada do observador sendo, possível então, escolher uma matriz de ganho 'G' que desloque os polos do mesmo, de modo a convergir o erro a zero se o sistema for observável. Assim a inequação (91) descreve o sistema, onde o ganho 'G' pode ser encontrado de modo a deslocar os polos de malha fechada do observador a um valor menor que a da linha  $h$ .

$$A - GC < -hI \quad (91)$$

A matriz  $I$  representa a matriz identidade.

Multiplicando a inequação (91) pela matriz  $P$  e somando-a com sua transposta obtemos a inequação (92), que é mais restritiva que a (85).

$$(A^T P - C^T G^T P) + (PA - PGC) < -2hP \quad (92)$$

Desta forma, o sistema adaptativo requer para estabilidade, o atendimento das restrições dadas pelas desigualdades matriciais (84) e (92). Em Farhani, Zaafour e Chaari (2014), os autores resolvem as inequações matriciais e encontra a matriz de ganho 'G' por LMI's e interpolação linear. As LMI's são obtidas de (84) e (92) por mudança de variável  $Y = PG$ , para a velocidade  $\hat{\omega}_{mec} \in [\hat{\omega}_1, \hat{\omega}_2]$  (Farhani, Zaafour e Chaari, 2014), da seguinte forma:

$$P > 0 \quad (93)$$

$$(A_1^T P - C^T Y_1^T) + (PA_1 - Y_1 C) < -2hP \quad (94)$$

$$(A_2^T P - C^T Y_2^T) + (P A_2 - Y_2 C) < -2hP \quad (95)$$

onde  $A_1$  é a matriz de estados para  $\hat{\omega}_1 = 0$  e  $A_2$  para  $\hat{\omega}_2 = \frac{2\pi f}{z_p}$  velocidades mínima e máxima do motor considerando sua operação até 60 Hz .

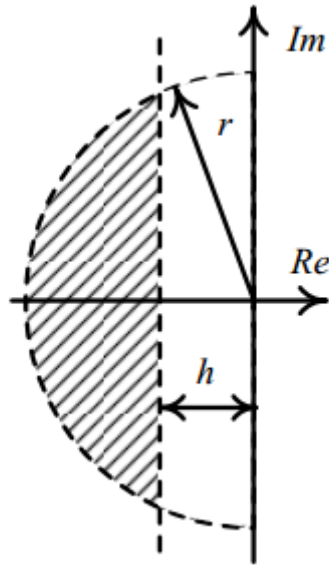
No trabalho de Farhani, Zaafour e Chaari (2014), os autores acrescentam mais uma LMI, que limita os polos do observador em malha fechada para o raio  $r$ . Esta também é considerada neste trabalho, pois tem grande influência no desempenho do estimador.

$$\begin{bmatrix} -Pr & P A_1^T - Y_1^T C \\ A_1 P - C Y_1 & -Pr \end{bmatrix} < 0 \quad (96)$$

$$\begin{bmatrix} -Pr & P A_2^T - Y_2^T C \\ A_2 P - C Y_2 & -Pr \end{bmatrix} < 0 \quad (97)$$

$$P = P^T \quad (98)$$

A Figura 6 representa as restrições pelas LMI's aos polos do observador em malha fechada no eixo complexo.



**Figura 6: Eixo complexo de representação dos polos do observador**  
**Fonte: Farhani, Zaafour e Chaari (2014) - Adaptado**

A matriz ganho ‘ $G$ ’ é obtida caso haja uma matriz ‘ $P$ ’ que satisfaça as LMI’s (93) a (98), como uma interpolação dos ganhos ‘ $G1$ ’ e ‘ $G2$ ’ para  $\hat{\omega}_{mec} \in [\hat{\omega}_1 \hat{\omega}_2]$  (Farhani, Zaafour e Chaari, 2014).

$$G1 = P^{-1}Y1 \quad (99)$$

$$G2 = P^{-1}Y2 \quad (100)$$

$$G = \frac{(G1(\hat{\omega}_2 - \hat{\omega}_{mec}) + G2(\hat{\omega}_{mec} - \hat{\omega}_1))}{(\hat{\omega}_2 - \hat{\omega}_1)} \quad (101)$$

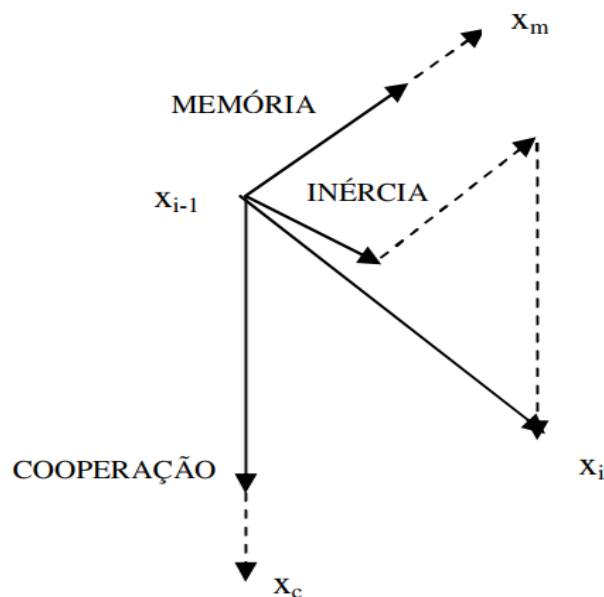
Na determinação do ganho de realimentação  $G$  adaptativo por variara com  $\hat{\omega}_{mec}$  em (101), os parâmetros  $h$  e  $r$  influenciam diretamente na estabilidade e performance do estimador de velocidade, desta forma estes parâmetros serão otimizados juntos com  $kp$  e  $ki$  do sistema adaptativo na equação (89) através do algoritmo PSO apresentado no próximo capítulo.



## 4. PSO

Criado por James Kennedy e Russel Eberhard em 1995, o PSO é um algoritmo embasado no comportamento geral de um grupo de animais (como cardumes de peixes, enxame de abelhas e bandos de pássaros), que se comunica entre si, de modo a alcançar um propósito em comum (ROCHA et al., 2017). Logo após seu desenvolvimento, o PSO rapidamente foi difundido, graças à eficiência e custo computacional relativamente baixo em proporcionar soluções para casos N-dimensionais (AYALA; COELHO, 2007).

A ideia por trás do algoritmo é que, a partir inicialmente de um enxame gerado aleatoriamente em um espaço de busca, a cada iteração a posição de cada partícula do enxame (que descreve uma possível solução) é atualizada de acordo com três vetores, inércia (incentiva a partícula a seguir a mesma direção), memória (influencia no rumo da melhor posição encontrada anteriormente) e cooperação (direciona na melhor posição encontrada pelo enxame), de modo que a atuação das partículas umas as outras proporciona uma varredura do espaço de busca em direção a um objetivo (minimização de uma função custo) (SICILIANO, 2007). A Figura 7 ilustra a trajetória de uma partícula através da soma dos três vetores.



**Figura 7: Representação do deslocamento de uma partícula da iteração i-1 à iteração i**  
Fonte: Siciliano (2007)-Adaptado

A equação que descreve as atualizações de posição do enxame é descrita em Siciliano (2007), como:

$$x_{(i+1)} = x_i + v_{(i+1)} \quad (102)$$

$$v_{(i+1)} = wv_i + c_1r_1(b.post - x_i) + c_2r_2(b.glb - x_i) \quad (103)$$

sendo:

$x_i$  – Posição atual da partícula;

$w$  – Inercia da partícula;

$v_i$  – Velocidade futura da partícula;

$c_1$  – Parâmetro de confiança (diz o quanto a partícula confia em si);

$c_2$  – Parâmetro de confiança (diz o quanto a partícula confia no enxame);

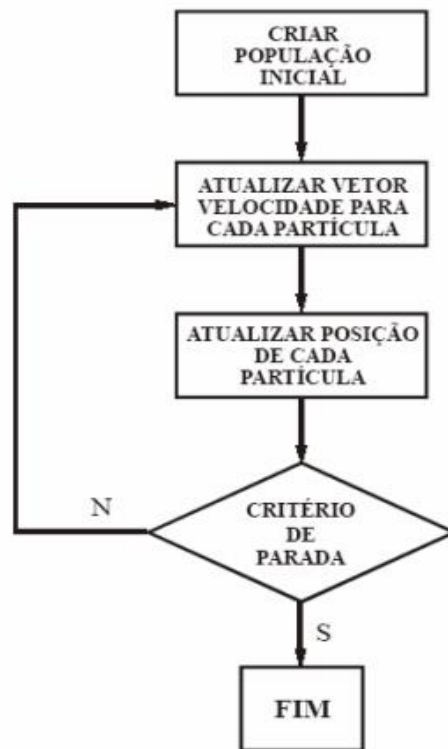
$r_1$  – Peso aleatório entre 0 e 1;

$r_2$  – Peso aleatório entre 0 e 1;

$b.post$  – Melhor posição da partícula;

$b.glb$  – Melhor posição do enxame.

A estrutura do algoritmo por sua vez é descrita pelo fluxograma na Figura 8.



**Figura 8: Estrutura do algoritmo PSO.**  
**Fonte: Siciliano (2007)-Adaptado**

No princípio, são geradas aleatoriamente as posições iniciais  $x_0$  para cada partícula no espaço de busca. Logo após, o algoritmo entra em um loop, em que, se as posições atuais  $x_{(i+1)}$  proporcionarem menor custo que as anteriores, de acordo com uma função objetivo então as anteriores são atualizadas, como ilustra o pseudo código a seguir:

$$\text{Se } f\{x_{(i+1)}\} < f\{b.post_i\}$$

$$b.post_i = x_{(i+1)}$$

$$\text{Se } f\{b.post_{(i+1)}\} < f\{b.glb_i\}$$

$$b.glb_i = b.post_{(i+1)}$$

$$x_i = x_{(i+1)}$$

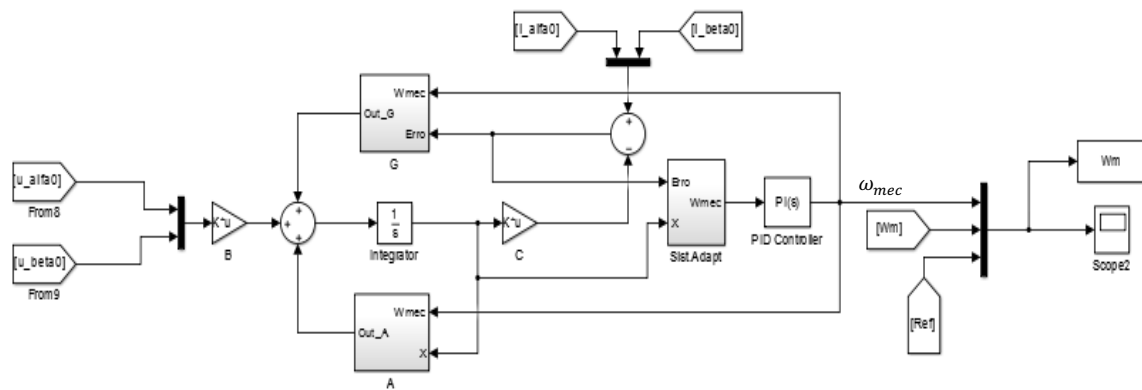
Note que cada partícula segue a direção do menor custo local e global, até o critério de parada ser atingido.

Para este trabalho o algoritmo PSO teve por finalidade minimizar o erro entre a velocidade do estimador e a do motor simulado, através da otimização dos ganhos de realimentação do observador e do PI do sistema adaptativo.

## 5. METODOLOGIA

Neste capítulo é apresentada a metodologia utilizada no desenvolvimento deste trabalho para obtenção, otimização e validação do estimador de velocidade.

Primeiramente se implementou o observador de estados adaptativo da Figura 5, através das equações do observador (76) e suas matrizes (63), (64), (65) e (101), e do sistema adaptativo (89) no software Matlab/Simulink, como exibido na Figura 9. A tensão e corrente do motor são transformadas para as coordenadas  $\alpha\beta 0$  e alimentadas no observador, este então, por meio do sistema adaptativo e do controlador PI, estima a velocidade.



**Figura 9: Estimador de Velocidade Adaptativo.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

O controle da velocidade do motor foi feito pelo modelo AC1 do Matlab/Simulink que emprega o controle escalar V/Hz em malha aberta. A velocidade do motor de indução é alterada com a frequência de alimentação, porém a mudança na frequência também modifica o fluxo magnético no entreferro o que pode causar problemas de saturação ou enfraquecimento de intensidade das linhas de campo. Assim o controle escalar corrige este problema alterando junto com a frequência a amplitude de alimentação do motor, mantendo constante a relação V/Hz e, conseqüentemente, o fluxo magnético no entreferro. A Figura 10 mostra o emprego e configurações deste bloco para o motor e observador.



Momento de Inércia	0,017 Kg/m <sup>2</sup>
Coefficiente de Atrito Viscoso	0,0001 N.m.s
Carga Nominal	4 N.m

Fonte: FORGERINI, 2006.

Após a implementação se iniciou a etapa de otimização através do algoritmo PSO, com o objetivo de encontrar o ganho de realimentação  $G$  e os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do PI do sistema adaptativo que proporcionasse o melhor desempenho dentro do espaço de busca e dos parâmetros do PSO utilizados na otimização obedecendo também às condições de estabilidade do método de Lyapunov apresentado no Capítulo 3.1 para o estimador. Desta forma, além de encontrar os melhores ganhos, a otimização deve garantir que a solução encontrada obedeça às restrições impostas pelas LMI's (93) à (98) do Capítulo 3.2.

Para se medir o resultado das soluções no processo de otimização, o algoritmo PSO necessita de uma função custo para minimizá-la. Com isso, foram utilizados dois índices de desempenho, o ISE (*Integral Square Error*) e o ITAE (*Integral of Time Multiplied by the Absolute Value of Error*). A escolha destes índices deu-se pelo fato de o ISE considerar os erros acumulados de forma igual, tanto no período transitório quanto no permanente, e o ITAE ponderar o valor absoluto do erro pelo tempo, assim dando preferência para soluções que melhor minimizam o erro em regime permanente. Assim, as duas funções custo foram utilizadas, com o intuito de verificar se essas diferenças podem retornar melhores resultados para o estimador. Na equação (104) é apresentada a função custo ISE, e na equação (105) a função custo ITAE.

$$ISE = \int_0^T e(t)^2 dt \quad (104)$$

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt \quad (105)$$

O erro acumulado nas equações é a diferença entre a velocidade real do motor e a estimada.

Dando sequência aos métodos utilizados, foi feita a configuração da simulação do estimador no Simulink para os testes das soluções no processo de otimização, foram elas:

- Tempo de simulação 3s;
- Entrada de carga de 4N.m em 1,5s;
- Referência de velocidade constante em 180rad/s.

O tempo de simulação escolhido foi de 3s, pois neste valor a velocidade do motor já atingiu o regime permanente e é um período de tempo relativamente curto, acelerando o processo de otimização. A entrada de carga foi feita em 1,5s, pois neste tempo a velocidade do motor já atingiu a referência.

Ainda, para se ter melhores resultados na operação do estimador foram empregadas na otimização as tensões e correntes advindas do bloco AC1, que tem a presença de harmônicos do processo de chaveamento, o que, na prática, viria de um conversor CC-CA, assim aproximando o trabalho de aplicações reais.

Após a implementação do estimador no Simulink e da função custo no script do PSO, foram configurados os parâmetros expressos na Tabela 2.

**Tabela 2: Parâmetros da Otimização**

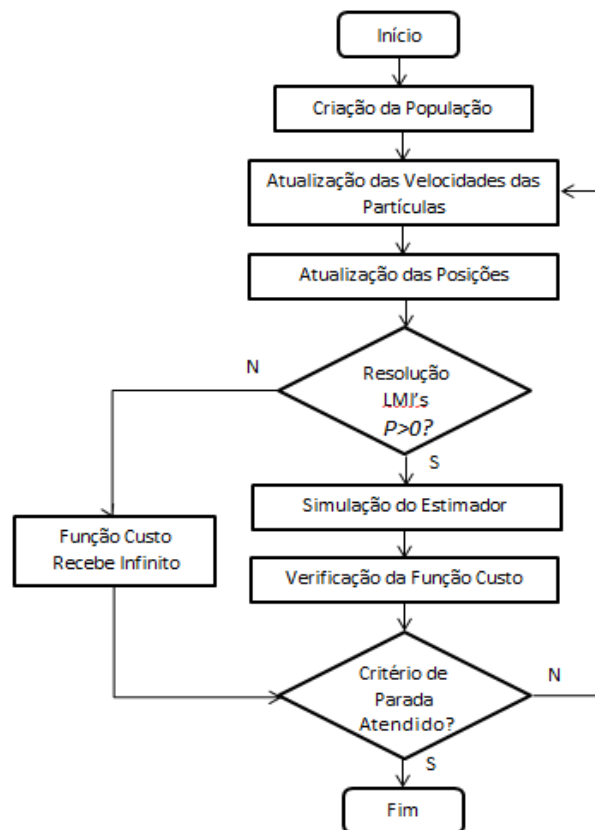
<b>Parâmetros</b>	
Limite Inferior do Espaço de Busca $[r \ h \ kp \ ki]$	[320 4 70 120000]
Limite Superior do Espaço de Busca $[r \ h \ kp \ ki]$	[390 6 125 265000]
Critério de Parada	10 gerações
Tamanho da População	30
Inércia da partícula $w$	1
Parâmetro de confiança $c_1$	2
Parâmetro de confiança $c_2$	2

Fonte: Autoria Própria.

Os parâmetros  $r$  e  $h$  são referentes às LMIs (93) a (98). Como para a estabilidade do sistema adaptativo essas restrições devem ser atendidas e o ganho  $G$  é obtido da solução destas inequações, as variáveis que permitem alterar o ganho de realimentação mantendo a estabilidade, são justamente o

raio  $r$  e a linha  $h$ . Com isso essas variáveis também foram otimizadas juntas com os ganhos do controlador PI do sistema adaptativo.

O processo de otimização foi feito em uma sequência de passos exemplificados no fluxograma da Figura 11.



**Figura 11: Fluxograma Otimização.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

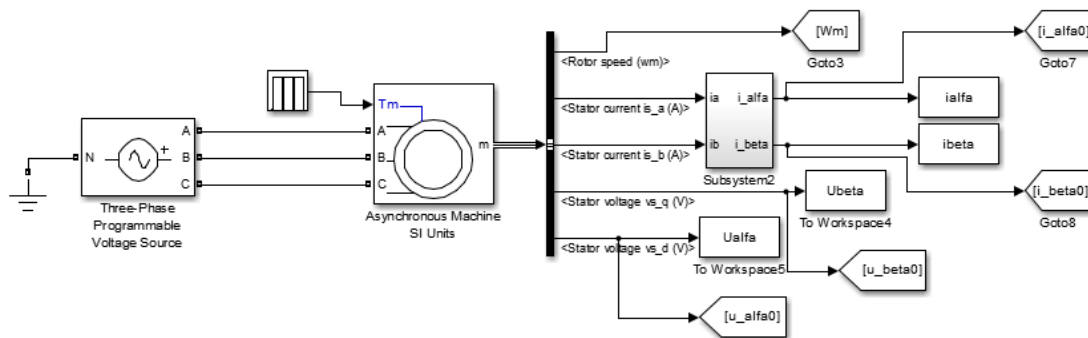
Primeiramente é criada uma população inicial, sendo que para cada partícula são atribuído 4 valores aleatórios referentes a cada incógnita  $r$ ,  $h$ ,  $k_p$  e  $k_i$  a ser otimizada. Logo após são atualizadas as velocidades e posições para cada partícula de acordo com as equações (102) e (103). Em seguida, com as soluções para cada partícula, é feita a resolução das LMI's (93) a (98). no Matlab, encontrando se possível uma matriz simétrica  $P$  que satisfaça as restrições impostas para os parâmetros da partícula. Caso seja possível encontrar a  $P$ , é procedida à simulação do estimador através dos ganhos obtidos das equações (99) a (101) para o ganho de realimentação e (89) para o PI, verificação da função custo, do critério de parada e voltando à atualização da velocidade das partículas em loop. Caso não seja possível encontrar a



matriz, a função custo recebe infinito, é verificado o critério de parada e novamente atualizada as velocidades das partículas em loop. Assim que o critério de parada é atingido, o algoritmo PSO retorna o menor custo minimizado e os parâmetros que tiveram este custo, novamente solucionando as LMI's com estes parâmetros, são os ganhos otimizados.

Para validação do estimador com os ganhos otimizados foram feitos testes com alimentação senoidal e não senoidal. Com a primeira alimentação o bloco AC1 foi substituído pelo *Asynchronous Machine SI Units* que reproduz o motor de indução trifásico alimentado por uma fonte trifásica de 220 Vrms fase-fase como na Figura 12 e em seguida realizados:

- Testes com entrada de carga;
- Testes com variação paramétrica.



**Figura 12: Montagem para os testes com alimentação senoidal.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

No primeiro teste a entrada de carga 4N.m se deu em 1,5s e para a variação paramétrica aumentou-se as resistência do estator e rotor em 10%, 20% e 50% respectivamente. Os resultados nestes testes revelam como se comporta o estimador para alimentação diferente da utilizada na otimização.

Para a alimentação não senoidal a estrutura simulada foi como da Figura 10, com o bloco AC1 que faz o controle da velocidade. Nesta alimentação realizou-se três testes para verificação do desempenho do estimador, sendo eles:

- Variação da referência de velocidade;
- Testes em baixa velocidade;
- Testes com variação paramétrica.

No primeiro teste desta alimentação a referência do controle V/Hz foi modificada através do bloco *repeating sequence* para as velocidades de 180rad/s de 0s a 1,5s, alterando para 75rad/s de 1,501s a 3s, novamente alterando para 120rad/s de 3.001s a 4,5s e, por fim, para 20rad/s de 4,501s até o final da simulação. Este tem por objetivo a verificação se as velocidades do motor e velocidade estimada consegue acompanhar as variações bruscas da referência para diferentes valores de velocidade.

No segundo, a velocidade foi mantida constante em 20rad/s e foi adicionada uma carga de 4N.m e 0,5N.m em 1,5s. Este teste teve por objetivo analisar o desempenho das estimativas para baixas velocidades e com entrada de carga.

No terceiro e último teste foram variadas as resistências do estator e rotor de 10%, 20% e 50%, reproduzindo a influência da temperatura no motor e uma entrada de carga em 1,5s de 4N.m com referência de 150rad/s. Este teste é importante para averiguar quão dependente dos parâmetros do motor o estimador é. No próximo capítulo são apresentados os resultados para os testes.

## 6. RESULTADOS

Os resultados apresentados neste capítulo foram obtidos com os ganhos da Tabela 3 e com as matrizes  $P$  da Tabela 4 que satisfizeram as LMI's e que retornaram os menores custos das funções objetivo de várias otimizações realizadas pelo algoritmo. As simulações tiveram 6s para determinação do regime permanente, e um passo constante no tempo de 0,1ms.

A apresentação dos resultados está dividida em duas seções, sendo a primeira relacionada aos testes com a alimentação senoidal e a segunda à alimentação não senoidal.

**Tabela 3: Resultados dos métodos de otimização**

ITAE	ISE
$kp = 70,0186 \quad ki = 236900$	$kp = 130,3217 \quad Ki = 259798$
$G1 = \begin{bmatrix} -183,7306 & -1,8280 \\ 1,8280 & -183,7306 \\ 1,1272 & -1,0590 \\ 1,0590 & 1,1272 \end{bmatrix}$	$G1 = \begin{bmatrix} -168,5392 & -2,0176 \\ 2,0176 & -168,5392 \\ 0,7698 & -1,2539 \\ 1,2539 & 0,7698 \end{bmatrix}$
$G2 = \begin{bmatrix} -188,6699 & -273,6533 \\ 273,6533 & -188,6699 \\ 0,5785 & 2,3260 \\ -2,3260 & 0,5785 \end{bmatrix}$	$G2 = \begin{bmatrix} -180,4610 & -282,3158 \\ 282,3158 & -180,4610 \\ 0,3138 & 1,5520 \\ -1,5520 & 0,3138 \end{bmatrix}$

Fonte: Autoria Própria.

**Tabela 4: Resultado otimizado da matriz  $P$**

ITAE	$P = \begin{bmatrix} 0,0013 & 0,0000 & 0,0275 & -0,0107 \\ 0,0000 & 0,0013 & 0,0107 & 0,0275 \\ 0,0276 & 0,0107 & 1,9928 & -0,0000 \\ -0,0107 & 0,0276 & -0,0000 & 1,9928 \end{bmatrix}$
ISE	$P = \begin{bmatrix} 0,0012 & 0,0000 & 0,0231 & -0,0093 \\ 0,0000 & 0,0012 & 0,0093 & 0,0231 \\ 0,0231 & 0,0093 & 1,5733 & 0,0000 \\ -0,0093 & 0,0231 & 0,0000 & 1,5733 \end{bmatrix}$

Fonte: Autoria Própria.

O processo de otimização foi encerrado pelo critério de parada (número de gerações) com os custos apresentados na Tabela 5.

**Tabela 5: Menores custos da função objetivo e melhores posições do PSO**

<b>ITAE</b>	<b>Menor custo</b>	3,2671
	<b>Melhor posição</b> [ <i>r h kp ki</i> ]	[359,6836 4,9142 70,0186 236900]
<b>ISE</b>	<b>Menor custo</b>	1,9142
	<b>Melhor posição</b> [ <i>r h kp ki</i> ]	[385,2265 4,2779 130,3217 259798]

Fonte: Autoria Própria.

A diferença dos custos da função objetivo não está relacionada com a qualidade do índice de desempenho. O custo da função ISE teve seu valor mais elevado porque a equação acumula os valores dos erros ao quadrado, enquanto que a ITAE, por ter o erro absoluto ponderado pelo tempo, diminui o custo total acumulado. A maior diferença entre as velocidades se encontra no começo até o rastreamento dos estados pelo observador, onde o tempo é uma fração de segundo.

Outro ponto que pode ser verificado na Tabela 6 são os polos do observador em malha fechada que ficaram dentro da área delimitada por *r* e *h* da Tabela 5.

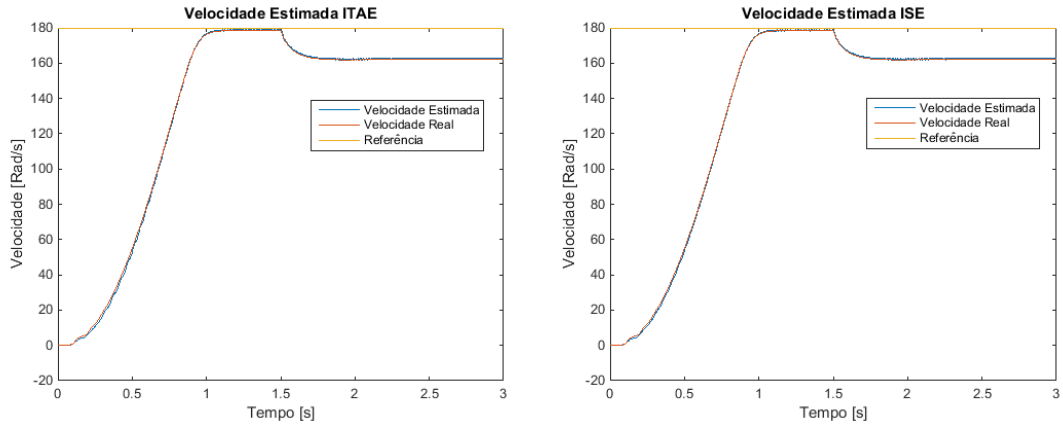
**Tabela 6: Polos do observador em malha fechada**

	<b>ITAE</b>	<b>ISE</b>
Polos em malha fechada em $\omega_1$	$\begin{bmatrix} -6,18 + 1,97i \\ -6,18 - 1,97i \\ -206,14 + 0,14i \\ -206,14 - 0,14i \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -5,91 + 2,17i \\ -5,91 - 2,17i \\ -221,60 + 0,15i \\ -221,60 - 0,15i \end{bmatrix}$
Polos em malha fechada em $\omega_2$	$\begin{bmatrix} -146,20 + 210,48i \\ -146,20 - 210,48i \\ -61,19 + 313,82i \\ -61,19 - 313,82i \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -146,99 + 235,73i \\ -146,99 - 235,73i \\ -68,60 + 330,40i \\ -68,60 - 330,40i \end{bmatrix}$

Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 13 são exibidos os resultados da estimação de velocidade simulada para as funções custo ITAE e ISE com uma carga de 4N.m.

. **Figura 13: Simulações de Velocidade**



**Fonte: Autoria própria.**

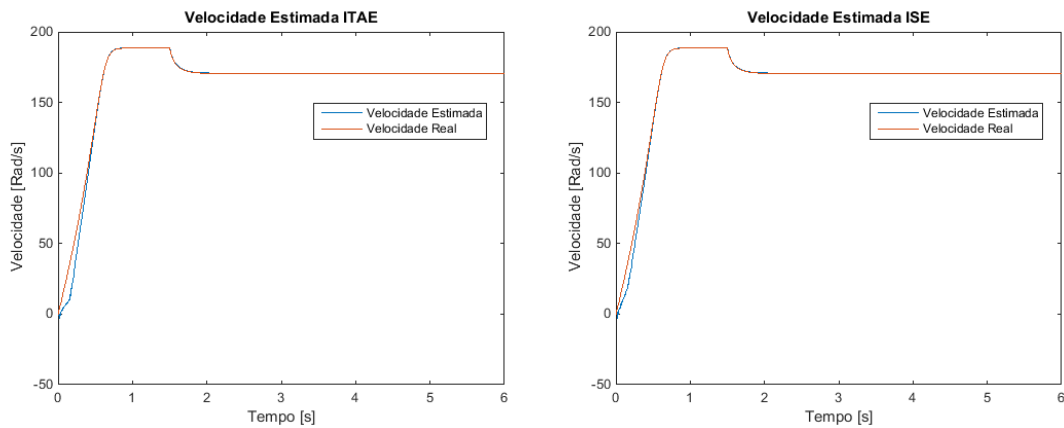
Estas figuras são referências para os demais resultados, pois foram simuladas nas mesmas condições utilizadas para otimização, isto é, referência de velocidade constante em 180rad/s e com entrada de carga em 1,5s.

## 6.1. Teste Com Alimentação Senoidal

Nesta seção são exibidos os resultados para os testes de velocidade com carga, Figura 14, e com variação paramétrica das resistências do motor, Figuras 15 e 16, para alimentação diferente da otimizada.

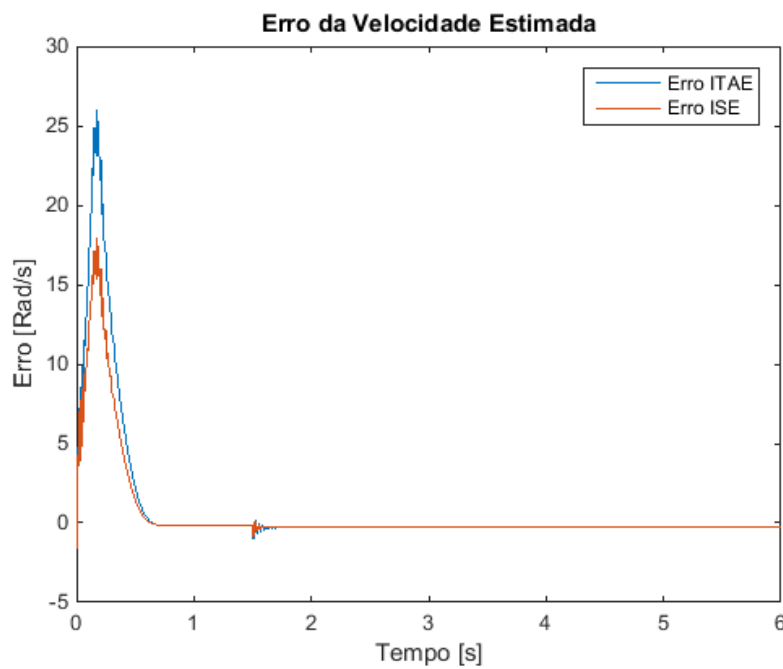
Teste da Estimativa de Velocidade Com Entrada de Carga

**Figura 14: Teste da Velocidade com Carga**



Fonte: Autoria própria.

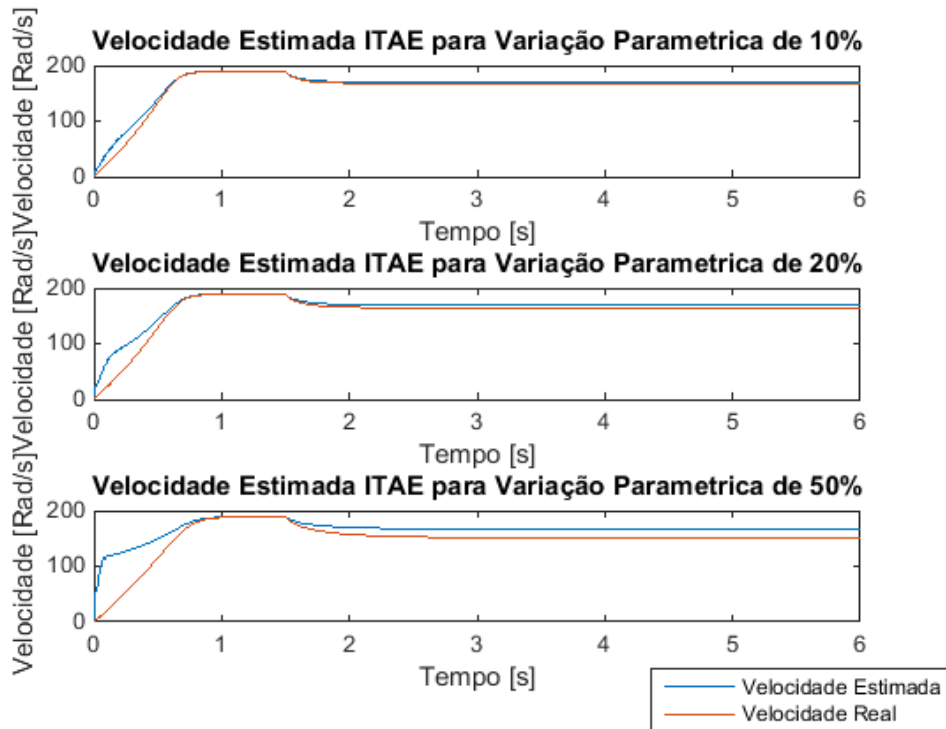
**Figura 15: Erro da Velocidade com Carga**



Fonte: Autoria própria.

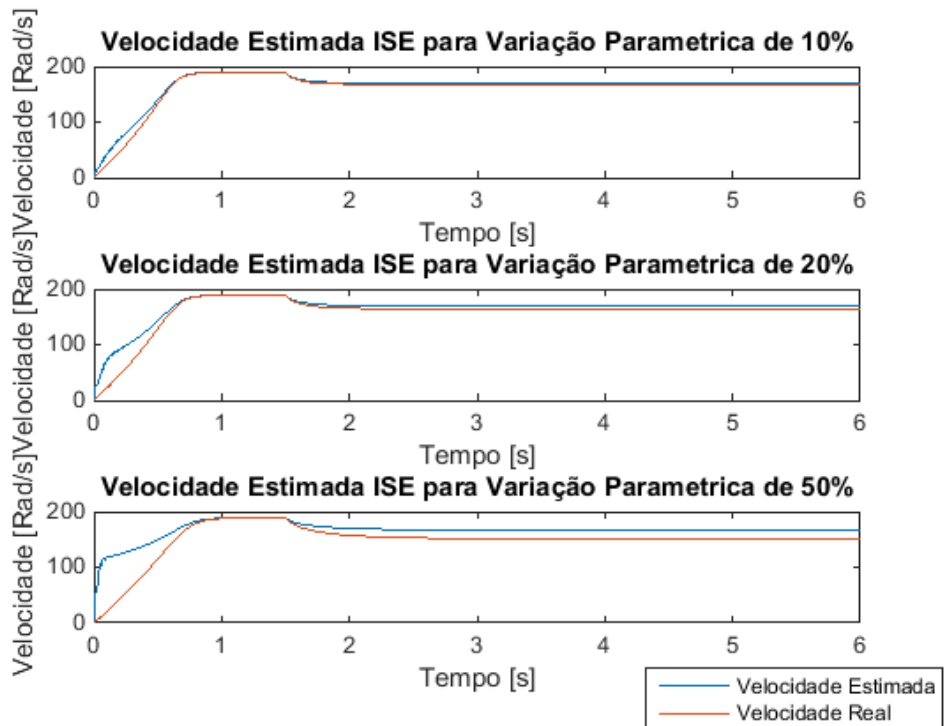
## Teste Com Variação Paramétrica

Figura 16: Teste com Variação Paramétrica ITAE



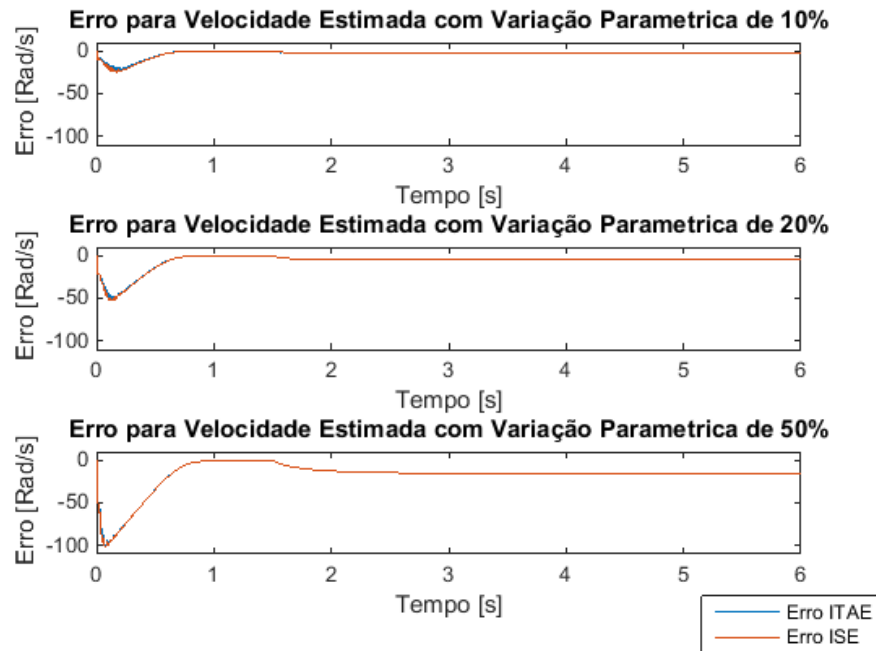
Fonte: Autoria própria.

Figura 17: Teste com Variação Paramétrica ISE



Fonte: Autoria própria.

**Figura 18: Erro da Velocidade Estimada com Variação Paramétrica**



**Fonte: Autoria própria.**

Observando a Figura 14 pode-se notar um desvio da velocidade estimada em relação à do motor no regime transitório, que com a variação das resistências nas Figuras 16 e 17 ficou mais acentuado. Contudo já era esperada uma perda da qualidade da estimação em relação ao padrão da Figura 13, pois como já mencionado a alimentação para estes testes não é a que produz um melhor desempenho. Outra observação referente às Figuras 16 e 17 foi a diferença constante em regime permanente que as variações das resistências causaram. Isto se deve à dependência do observador aos parâmetros do motor que não se modificou para o observador. Sobre a diferença das velocidades em relação a referência quando se entra a carga, vale ressaltar que o controle foi feito em malha aberta, assim não havendo a correção da velocidade neste caso. Em relação às funções custo utilizadas, nos testes anteriores se observou que a ISE forneceu melhores resultados no período transitório como fica evidente na Figura 15, devido que esta função concede maior importância a esse período em relação a ITAE.

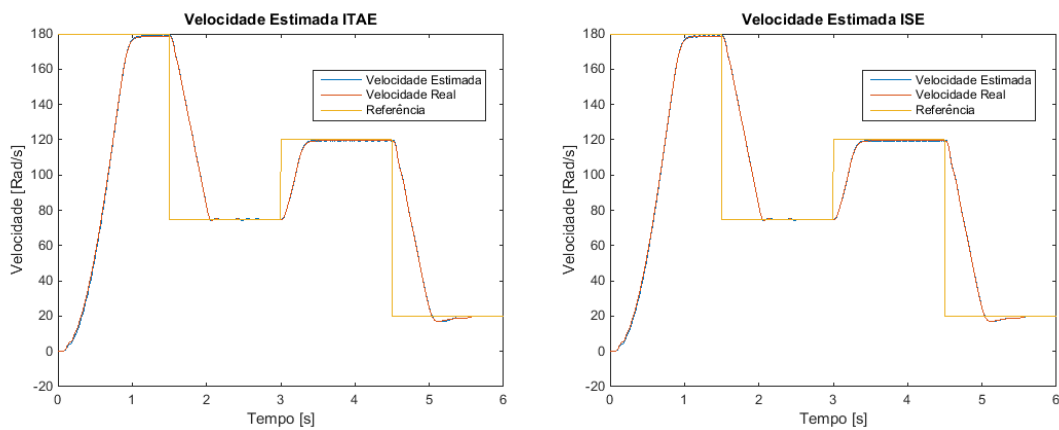


## 6.2. Teste Com Alimentação Não Senoidal

Para a alimentação não senoidal são exibidos, a seguir, os resultados para os testes de variação da referência de velocidade, Figura 19, de baixa velocidade, Figuras 21 e 22, e com variação paramétrica das resistências do motor, Figuras 24 e 25.

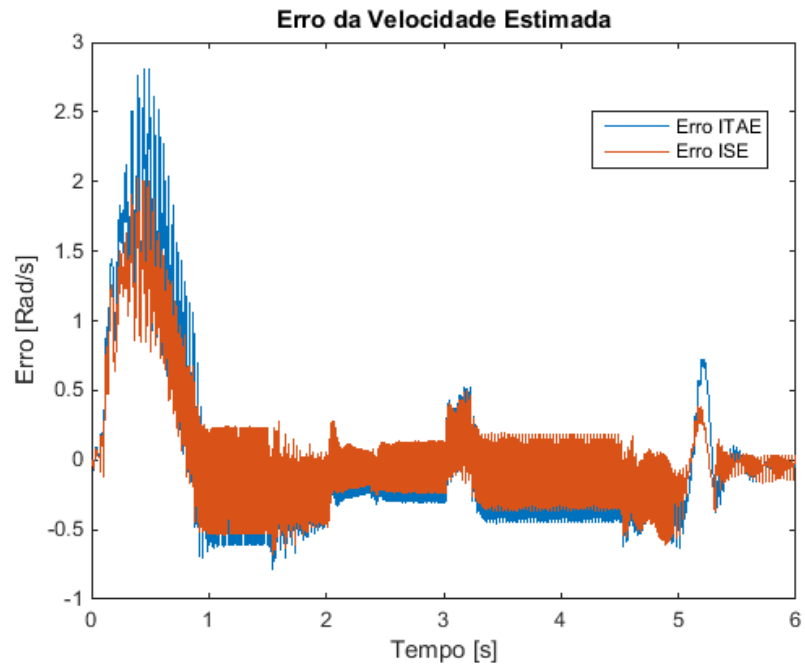
Teste Com a Variação da Referência de Velocidade

Figura 19: Teste Com Variação da Referência de Velocidade



Fonte: Autoria própria.

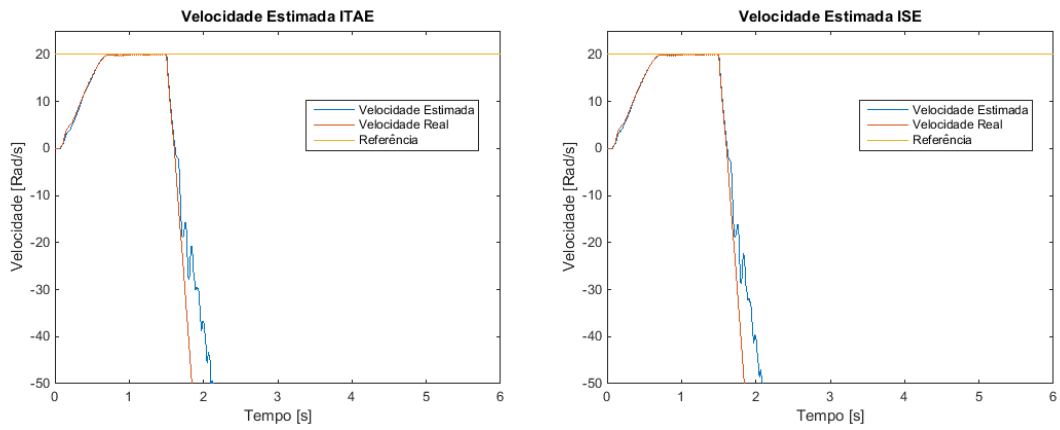
**Figura 20: Erro da Velocidade Estimada com Variação da Referência de Velocidade**



Fonte: Autoria própria.

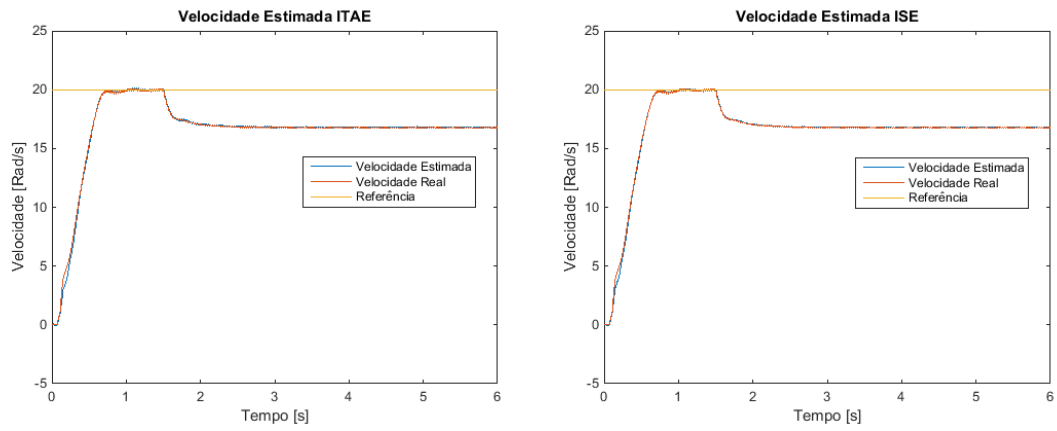
### Teste Com Baixa Velocidade

**Figura 21: Teste Com Baixa Velocidade Com Entrada de Carga de 4N.m**



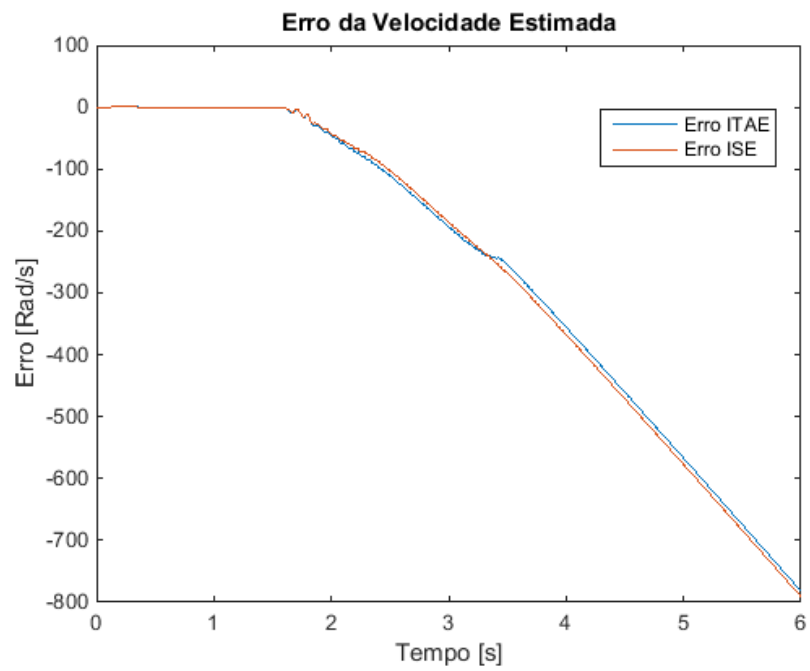
Fonte: Autoria própria.

**Figura 22: Teste Com Baixa Velocidade Com Entrada de Carga de 0,5N.m**



Fonte: Autoria própria.

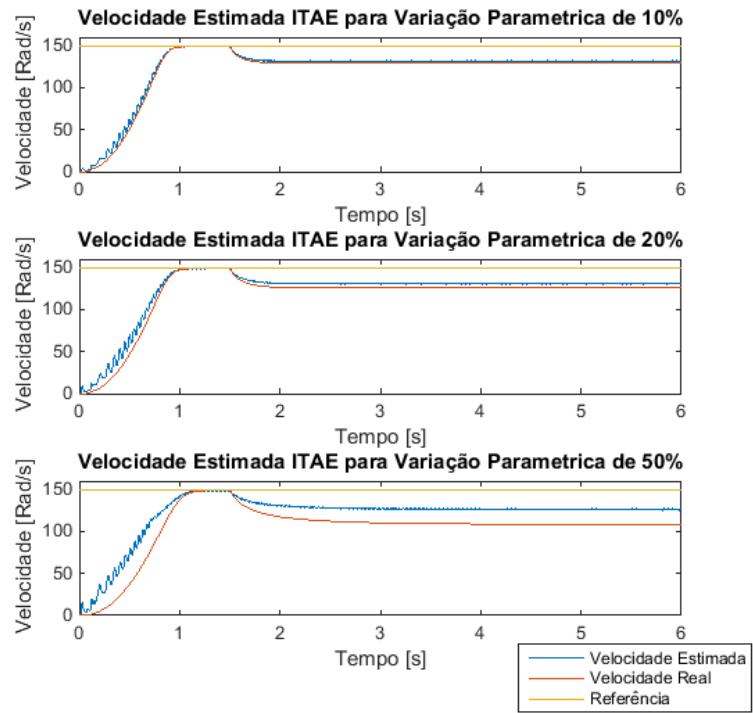
**Figura 23: Erro Com Baixa Velocidade e Entrada de Carga de 4N.m**



Fonte: Autoria própria.

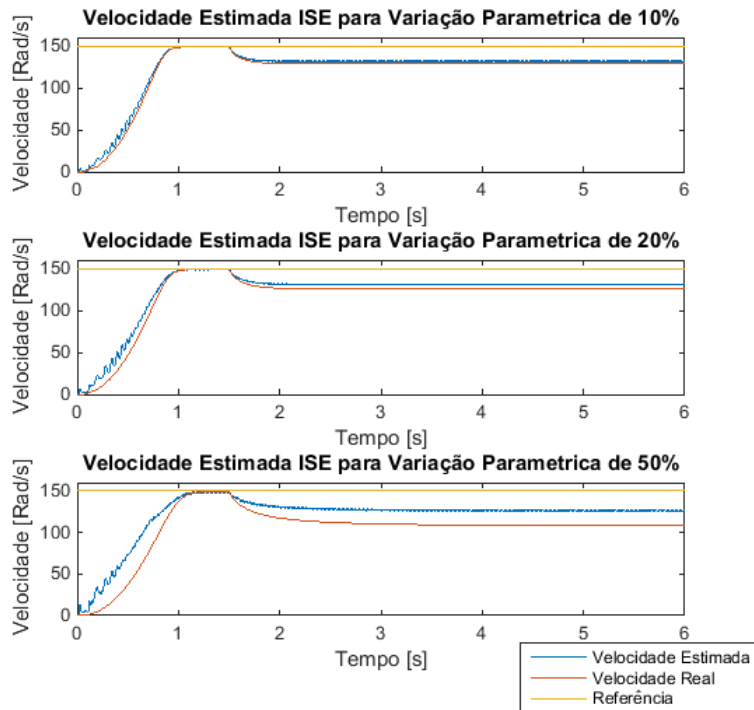
Teste Com Variação Paramétrica

**Figura 24: Teste Com Variação Paramétrica ITAE**



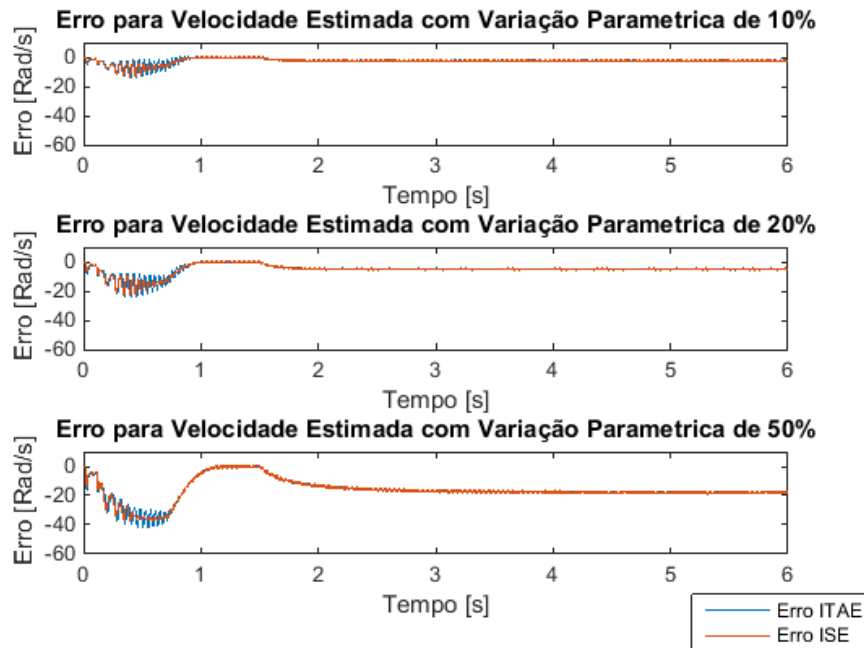
Fonte: Autoria própria.

**Figura 25: Teste Com Variação Paramétrica ISE**



Fonte: Autoria própria.

**Figura 26: Erro da Velocidade Estimada para Variação Paramétrica**



**Fonte: Autoria própria.**

No gráfico da Figura 19, verifica-se que as velocidades do motor e velocidade estimada acompanharam sempre a referência, sendo que as divergências quando havia mudança brusca da referência se deve à dinâmica do motor utilizado que é lenta. Sobre o desempenho da estimação, como se observa nas Figuras 21 a 22, as velocidades real e estimada ficaram sempre próximas, similar ao padrão da Figura 13. Em baixas velocidades, o torque máximo do motor tende a diminuir, e isto pode ser observado na Figura 21. A simulação no Simulink calcula o torque inserido no eixo da máquina como uma força que rotaciona o eixo ao contrário, motivo pelo qual o motor fica com a velocidade negativa. Mesmo nesta condição a velocidade real e estimada não divergiram completamente. Na Figura 22, ainda no teste de baixa velocidade e com carga de 0,5 N.m, o desempenho do estimador voltou a ser bom como o do padrão, comprovando um bom desempenho para baixas velocidades, o que teve como principal motivo a otimização do ganho de realimentação do observador que satisfaz as LMI's que garantiam a estabilidade do observador para velocidades baixas.

Já para as Figuras 24 e 25 observa-se que como nas Figuras 16 e 17 para alimentação senoidal, houve uma perda da qualidade da estimativa em

regime transitório e diferença constante em regime permanente pelas mesmas razões apresentadas anteriormente na seção 6.1. Uma alternativa a se diminuir a dependência do observador aos parâmetros do motor seria a criação de um sistema adaptativo também para as resistências do motor assim como feito no trabalho de Farhani, Zaafouri e Chaari (2014).

Para os testes não senoidais, embora a função custo ISE tenha proporcionado melhores resultados as diferenças entre as funções custo não foram tão significativas. Nota-se na Figura 23 que os erros crescem negativamente, pois quando a velocidade ultrapassa 2s as velocidades se tornam negativas e a velocidade estimada começa a ter uma divergência crescente em relação a real. De forma geral, diante dos resultados, pode-se concluir que o índice de desempenho ISE oferece melhor qualidade das estimativas, ficando evidente em condições diferentes das utilizadas nas simulações de otimização.

## CONCLUSÃO

A proposta deste trabalho foi aplicar a teoria de observadores de estados adaptativos e o método de otimização PSO para se ter uma melhor estimativa da velocidade de motores de indução trifásicos. Devido ao fato de que a grande maioria das cargas das indústrias são motores de indução, que por sua vez necessitam de uma forma de controle de velocidade, os estudos na área, como o apresentado, corrobora para que os acionamentos e controle destes tipos de motores sejam aprimorados em sua robustez, diminuição de custo e em desempenho.

Primeiramente com os estudos da modelagem do motor de indução trifásico, da teoria de estimadores adaptativos e LMI's foi possível implementar um estimador adaptativo de velocidade que posteriormente foi otimizado através do algoritmo PSO, assim obtendo-se melhores resultados para diferentes condições de operação do motor.

Sobre o objetivo deste trabalho conclui-se que os resultados foram satisfatórios, pois a estimativa de velocidade sempre acompanhou a velocidade real com o mínimo de erro, inclusive em baixas velocidades, onde o controle V/Hz tem suas limitações. Entretanto, da análise dos resultados referentes às variações paramétricas, pode-se notar que o observador é dependente dos parâmetros do motor utilizado na otimização, tendo assim um desempenho comprometido em casos em que há a variação paramétrica do motor. Uma possível forma de contornar essa limitação seria a implementação de um sistema que considerasse o aumento da resistência devido à temperatura, com isso podendo-se aumentar a robustez do estimador para diferentes condições de utilização do motor.

## REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Teoria fundamental do motor de indução**. Florianópolis: Ed. da UFSC; Eletrobrás, 1985.

BAUMEL, Rafael Schmidt. **CONTROLE PI ADAPTATIVO FUZZY APLICADO A UM MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES**. 2018. 108 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2018. Disponível em: [https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/3349/1/PG\\_PPGEE\\_M\\_Baumel%2C%20Rafael%20Schmidt\\_2018.pdf](https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/3349/1/PG_PPGEE_M_Baumel%2C%20Rafael%20Schmidt_2018.pdf). Acesso em: 20 out. 2020.

BUZANELLI, Julio Henrique. **ESTIMADOR DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO FILTRO DE KALMAN**. 2015. 30 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2015.

CAD, Marcelo Machado. **Estratégias de Modelagem Dinâmica e Simulação Computacional do Motor de indução Trifásico**. 2000. 171 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2000.

CHAPMAN, Stephen J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5. ed. Porto Alegre, RS: AMGH, 2013.

DAIHA, Helder Richardson. **Modelo e Observadores de Estados para Dinâmica de Veículos Terrestres**. 2016. 176 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2016. Disponível em: <[taurus.unicamp.br/bitstream/REPOSIP/305448/1/Daiha\\_HelderRichardison\\_M.pdf](http://taurus.unicamp.br/bitstream/REPOSIP/305448/1/Daiha_HelderRichardison_M.pdf)>. Acesso em: 02 maio 2018.

FARHANI, Fethi; ZAAFOURI, Abderrahmen; CHAARI, Abdelkader. Gain-scheduled Adaptive Observer for Induction Motors: An LMI Approach. **Acta Polytechnica Hungarica**, v. 11, n. 1, p. 49-61, 2014. Disponível em: [http://acta.uni-obuda.hu/Farhani\\_Zaafouri\\_Chaari\\_47.pdf](http://acta.uni-obuda.hu/Farhani_Zaafouri_Chaari_47.pdf). Acesso em: 01 mar. 2020.

FORGERINI, Karinna Aiello. **Estudo de Estimadores de Velocidade de Motor de Indução com Observadores de Estado e Filtro de Kalman**. 2006. 98 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.

FRANCHI, Claiton Moro. **Acionamentos Elétricos**. 4. ed. São Paulo: Érica Ltda, 2008. 240 p



GOEDEL, Alessandro et al. Estrutura Neural para Estimativa de Velocidade em Motores de Indução Trifásicos Baseada em Dados Experimentais e Simulados. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE AUTOMAÇÃO INTELIGENTE, 8., 2007. **Anais...** . 2007. p. 1 - 6. Disponível em: <[http://fei.edu.br/sbai/SBAI2007/docs/30916\\_1.pdf](http://fei.edu.br/sbai/SBAI2007/docs/30916_1.pdf)>. Acesso em: 01 maio 2018.

GUEDES, Manuel Vaz. **O Motor de Indução Trifásico: modelização**. Porto, 1993.p.1-65.Disponível em: <[https://paginas.fe.up.pt/maquel/AD/MI\\_model.pdf](https://paginas.fe.up.pt/maquel/AD/MI_model.pdf)>. Acesso em: 10 maio 2018.

ISHIKAWA, M.; SAMPEI, M.. **State estimation of non-holonomic mobile robots using nonlinear observers**. Ieee International Conference On Robotics And Automation, Nagoya, v. 2, n. 0, p.1379-1384, 21 maio 1995. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=525470&isnumber=11430>>. Acesso em: 02 maio 2018.

LEITE, Américo Vicente Teixeira. **Estimação de Estados, Parâmetros e Velocidade do Motor de Indução Trifásico com Metodologias de Identificação em Tempo Real**. 2004. 383 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Feup, 2004. Disponível em: <[https://repositorio-aberto.up.pt/bitstream/10216/12060/2/Texto integral.pdf](https://repositorio-aberto.up.pt/bitstream/10216/12060/2/Texto%20integral.pdf)>. Acesso em: 01 maio 2018.

LEMO, Gilson Ferreira de. **DETECÇÃO DE FALHAS VIA OBSERVADORES DE ESTADO EM SISTEMAS ROTATIVOS, CONSIDERANDO-SE SUAS FUNDAÇÕES**. 2004. 145 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2004. Disponível em: <[http://200.145.6.238/bitstream/handle/11449/94554/lemos\\_gf\\_me\\_ilha.pdf?sequence=1&isAllowed=y](http://200.145.6.238/bitstream/handle/11449/94554/lemos_gf_me_ilha.pdf?sequence=1&isAllowed=y)>. Acesso em: 02 maio 2018.

MICITI, 3., 2015, Santa Rosa do Sul. **ESTUDO SOBRE CONTROLE DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**. Luzerna: Instituto Federal Catarinense, 2015. 5 p. Disponível em: <<http://eventos.ifc.edu.br/micti/wp-content/uploads/sites/5/2015/10/ESTUDO-SOBRE-CONTROLE-DE-MOTORES-DE-INDU%C3%87%C3%83O-TRIF%C3%81SICOS.pdf>>. Acesso em: 18 nov. 2020.

MIRZAMANI, Hashem Oraee; CHOOBARI, Azim Lotfjou. **Study of Harmonics Effects on Performance of Induction Motors**. In: WSEAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON APPLICATIONS OF ELECTRICAL ENGINEERING, 4., 2005, Tehran. **Anais...** . Praga: Acm, 2005. p. 389 - 394. Disponível em: <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.556.3733&rep=rep1&type=pdf>>. Acesso em: 05 maio 2018.

OLIVEIRA, Clareana Rangel de. **Análise Energética e Econômica referente a Aquisição ou Recondicionamento de Motor Elétrico de Indução**. 2018. 54 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2018. Disponível em: <http://www.abcobre.org.br/uploads/conteudo/conteudo/2019/12/dS7SW/tcc-motores-eletricos.pdf>. Acesso em: 01 dez. 2020.

RODRIGUES JUNIOR, Dirceu do Rosário. **Parametrização e Síntese de Observadores de Estado para Sistemas Lineares sujeitos a Perturbações**. 1997. 140 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1997.

SANTOS, Heloisa Oliveira dos *et al.* ESTIMADOR DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO FILTRO DE KALMAN ESTENDIDO OTIMIZADO POR ALGORITMO DE ENXAME DE VAGALUMES. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA, 1., 2019, S.L. **ESTIMADOR DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO FILTRO DE KALMAN ESTENDIDO OTIMIZADO POR ALGORITMO DE ENXAME DE VAGALUMES**. [S.L.]: Sociedade Brasileira de Automática, 2019. p. 1-8. Disponível em: [https://www.sba.org.br/open\\_journal\\_systems/index.php/sba/article/view/365/329](https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/sba/article/view/365/329). Acesso em: 03 dez. 2020.

SICILIANO, Alexandre de Vasconcelos. **Algoritmos Genéticos e Particle Swarm Optimization e suas aplicações problemas de Guerra Eletrônica**. In: SIMPÓSIO DE GUERRA ELETRÔNICA, 9., 2007, Rio de Janeiro. Anais... . p. 1 - 5. Disponível em: [http://www.sige.ita.br/anais/IXSIGE/Artigos/GE\\_56.pdf](http://www.sige.ita.br/anais/IXSIGE/Artigos/GE_56.pdf). Acesso em: 05 maio 2018.

SIDDIQUE, A.; YADAVA, G. S.; SINGH, B. **A review of stator fault monitoring techniques of induction motors**. Ieee Transactions On Energy Conversion, v. 20, n. 1, p.106-114, 01 mar. 2018. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1396088&isnumber=30370>. Acesso em: 01 março 2018.

SILVA, Carlos Yuri Ferreira. **Implementação de um Estimador Neural de Velocidade em um Motor de Indução Trifásico**. 2019. 97 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2019. Disponível em: [file:///C:/Users/walisson/Downloads/Implementacaoestimadorneural\\_Silva\\_2019.pdf](file:///C:/Users/walisson/Downloads/Implementacaoestimadorneural_Silva_2019.pdf). Acesso em: 03 dez. 2020.

URBANO, Carlos. **Benefícios das especificações de inversores de frequência**. 2013. Disponível em: <https://blog-br.schneider-electric.com/gestao-de-energia-eficiencia-energetica/2013/01/09/beneficios-das-especificacoes-de-inversores-de-frequencia/>. Acesso em: 10 maio 2018.

VAS, Peter. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. 1998. 176 f. Monografia (Especialização) - Curso de Engenharia Elétrica e Eletrônica, University Oxford Press, New York, 1998. Disponível em: <[http://een.iust.ac.ir/profs/Arabkhabouri/Electrical Drives/Books/\(Monographs in Electrical and Electronic Engineering\) Peter Vas-Sensorless Vector and Direct Torque Control-Oxford University Press, USA \(1998\).pdf](http://een.iust.ac.ir/profs/Arabkhabouri/Electrical%20Drives/Books/(Monographs%20in%20Electrical%20and%20Electronic%20Engineering)%20Peter%20Vas-Sensorless%20Vector%20and%20Direct%20Torque%20Control-Oxford%20University%20Press,%20USA%20(1998).pdf)>. Acesso em: 10 maio 2018.

WEG S.A. **Motor Elétrico Trifásico**. 2018. 52 p. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-w22-motor-trifasico-tecnico-mercado-brasil-50023622-catalogo-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 17 maio 2018.