



Latin American Journal of Energy Research – Lajer (2024) v. 11, n. 1, pp. 57–71
<https://doi.org/10.21712/lajer.2024.v11.n1.p57-71>

Uso de técnicas de modulação e de estimadores de estados no controle da velocidade de motores elétricos

Use of modulation techniques and state estimators to control the speed of electric motors

Marcelo Esposito^{1,*}, Gabriela Mesquita Bruel², Karine Da Silva Dummer³; Eduardo Franke Knebel³; Gabriel Iepsen Westphal³; Pedro Tauã Lopes Pereira⁴

¹ Professor do Curso de Engenharia Ambiental e Sanitária, Universidade Federal da Fronteira Sul Campus Erechim, RS, Brasil.

² Engenheira Química, Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões, RS, Brasil.

³ Engenheira(o) de Controle e Automação, Universidade Federal de Pelotas, RS, Brasil.

⁴ Doutorando, Programa de Pós-Graduação em Microeletrônica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, RS, Brasil.

*Autor para correspondência, E-mail: marcelo.esposito@uffrs.edu.br

Received: 18 May 2024 | Accepted: 27 May 2024 | Published online: 5 June 2024

Resumo: Este trabalho apresenta um estudo sobre a modelagem de um motor de indução trifásico (MIT) e os procedimentos necessários para a implementação de um algoritmo para o estimador Filtro de Kalman Estendido (FKE) utilizando dados reais. A aquisição de dados foi realizada utilizando transdutores para a medição de valores instantâneos de sinais em corrente contínua, alternada e pulsada, entre outras formas de onda. Foi utilizado um MIT de 1/3 CV e um inversor de frequência trifásico de uso industrial. Com uma frequência de amostragem de 10 kHz, as medições foram realizadas no circuito elétrico entre o MIT e o inversor. O tempo de partida do motor foi alterado entre um ensaio e outro, assim como a frequência de chaveamento empregada no circuito de potência do inversor. Os dois modos de controle de velocidade disponibilizados pelo fabricante do inversor foram testados. Foram realizados, também, ensaios com o motor de quatro polos energizado sem carga no eixo e a plena carga com o uso de um freio eletromagnético. Por meio do ajuste das matrizes de covariância, foi possível obter um conjunto de valores que satisfizesse com boa concordância a estimativa de velocidade do motor e para todos os ensaios realizados.

Palavras-chave: trifásico, Kalman, filtro, velocidade, inversor.

Abstract: This study presents an investigation into the modeling of a three-phase induction motor (TIM) and the procedures required for implementing an algorithm for the Extended Kalman Filter (EKF) estimator using real data. Data acquisition was carried out using transducers to measure instantaneous values of signals in direct current, alternating current, pulsed, among other waveforms. A 1/3 HP TIM and an industrial three-phase frequency inverter were used. With a sampling frequency of 10 kHz, the measurements were performed in the electrical circuit between the TIM and the inverter. The motor's starting time was changed between tests, as was the switching frequency used in the inverter's power circuit. The two speed control modes provided by the inverter manufacturer were tested. Tests were also carried out with the four-pole motor energized without load on the shaft and at full load with the use of an electromagnetic brake. Through the adjustment of the covariance matrices, it was possible to obtain a set of values that satisfied with good agreement the estimation of the motor speed for all tests performed.

Keywords: three-phase, Kalman, filter, speed, inverter.

1 Introdução

Para aplicações que necessitam de alto desempenho, o controle da velocidade dos motores de indução trifásico (MIT) requer técnicas de controle sofisticadas, tais como o controle por campo orientado direto (DFOC), o controle por campo orientado indireto (IFOC) e o controle direto de torque (DTC). Dentre as principais dificuldades para executar tal tarefa, destacam-se a necessidade do fornecimento de uma tensão e frequência variável e a complexidade não linear do modelo analítico do MIT, evidenciado pela incerteza de seus parâmetros (Chikhi et al., 2010; Mohanraj et al., 2022; Puma, 2010).

O motor de indução tem torque igual a zero à velocidade síncrona. À medida que a carga vai aumentando, a rotação do motor vai caindo gradativamente, até um ponto em que o torque atinge o valor máximo. Se o torque da carga aumentar mais, a rotação do motor cai bruscamente, podendo chegar a travar o rotor (WEG, 2024).

O torque mínimo é o menor torque desenvolvido pelo motor ao acelerar desde a velocidade zero até a velocidade correspondente ao torque máximo. Na prática, este valor não deve ser muito baixo, isto é, a curva torque x velocidade não deve apresentar uma depressão acentuada na aceleração, para que a partida não seja muito demorada, sobreaquecendo o motor, especialmente nos casos de alta inércia ou partida com tensão reduzida (WEG, 2024).

O torque máximo é o maior torque desenvolvido pelo motor, sob tensão e frequência nominais, sem queda brusca de velocidade. Na prática, o torque máximo deve ser o mais alto possível, por duas razões principais: o motor deve ser capaz de vencer, sem grandes dificuldades, eventuais picos de carga como pode acontecer em certas aplicações, como em britadores, calandras, misturadores e outras. Além disso, o motor não deve perder bruscamente a velocidade, quando ocorrem quedas de tensão momentâneas (Mekahlia et al., 2020; WEG, 2024).

A partir do desenvolvimento do modelo matemático da máquina assíncrona, demonstra-se que o torque de partida não é afetado pela natureza da carga aplicada, desde que para um dado motor de indução tipo gaiola a resistência efetiva do rotor e a reatância de rotor bloqueado sejam constantes, ou seja, o torque de partida é apenas função da tensão aplicada ao enrolamento do estator. Ao reduzir a tensão nominal, também se reduzirá a corrente secundária e a primária. Este processo de diminuição da corrente de partida é bastante utilizado nos médios e grandes motores do tipo gaiola, nos casos onde a acentuada redução do torque de partida não compromete o acionamento da carga (Lindenmeyer et al., 2001; WEG, 2024).

Na grande maioria das aplicações industriais, os MITs são acionados por conversores eletrônicos, chamados de inversores de frequência. Estes fornecem uma tensão variável à máquina girante. A tensão da rede de alimentação é retificada e a partir de um nível de tensão em corrente contínua (CC), os comutadores eletrônicos são chaveados a fim de fornecer a forma de onda desejada ao MIT. Segundo Barbi (1985), desde que a máquina seja simétrica, a alimentação pode ser não simétrica e não senoidal, ou seja, desde que a máquina possua uma distribuição espacial uniforme dos seus componentes e propriedades, ela pode ser operada com correntes ou tensões assimétricas e não senoidais sem afetar seu funcionamento geral.

Diferentes métodos de estimativa da velocidade do rotor têm sido desenvolvidos, porém muitos se aplicam somente ao regime permanente. Considerando os sistemas como dinâmicos os estimadores podem ser divididos em dois grupos: o primeiro grupo, baseado em saliência do rotor (motores de relutância ou de ímãs permanentes os quais têm polos bem definidos no rotor) e na injeção de sinais; e o segundo grupo baseado na medição da componente fundamental da corrente e da tensão do estator nos terminais do motor de indução trifásico (Maschio, 2006).

A correta determinação dos parâmetros do motor é essencial para que se defina com exatidão a resposta do sistema modelado. Porém, a aplicação em sistemas reais, onde os parâmetros são influenciados pelas mudanças de temperatura, a estimação passa a apresentar erros, pois não possui realimentação. Assim sendo, os métodos de estimação em malha aberta baseados no modelo do motor, tornam-se inviáveis para aplicações que exigem alto desempenho, sendo necessária a utilização de métodos de estimação em malha fechada (Maschio, 2006).

O Filtro de Kalman é um algoritmo de equações matemáticas que fornece uma solução recursiva para o problema de estimação de estados de determinado processo (Dantas, 2011). Em tempo discreto, o Filtro de Kalman, é um algoritmo que computa a estimativa ótima e o erro de covariância para um sistema linear dinâmico discreto estocástico (Castellanos, 2004; Zhang et al., 2017).

A partir do modelo matemático analítico que representa as grandezas relacionadas ao motor de indução trifásico em condições transitórias e de regime permanente, o objetivo do presente trabalho foi realizar a estimação de estados com o uso da técnica de Filtro de Kalman, visando à determinação da velocidade e do torque, a fim de se obter a potência útil.

A modelagem de um motor de indução trifásico é complexa devido ao fato de que as três fases do circuito rotórico se movem em relação às três fases do circuito estatórico (Dantas, 2011). A transformação $\alpha\beta 0$ possibilita que um sistema trifásico de três eixos defasados em 120° seja representado por um sistema ortogonal e estacionário de dois eixos defasados em 90° . Fisicamente isto consiste em transformar uma máquina simétrica trifásica em uma máquina simétrica bifásica, de mesma potência mecânica, torque, velocidade e número de polos. Este tipo de representação do motor também é denominado como transformação de Clarke (Barbi, 1985; O'Rourke et al., 2019).

A Transformada de Clarke possui seu referencial de transformação estacionário, ou seja, fixo no estator onde a velocidade angular é igual a zero. O referencial fixo no estator é ideal para a estimativa da velocidade de motores com rotor tipo gaiola, pois a medição da tensão é realizada no estator.

1.1 Filtro de Kalman

A definição matemática do Filtro de Kalman é dada por duas equações matriciais, a de “observação” e a de “estado”. A equação de observação é conhecida também por equação de medida ou de sinal. A equação de estado é conhecida como equação diferencial estocástica linear e tem como função permitir que as variáveis de estado se alterem no tempo (Welch and Bishop, 2006).

As variáveis A e B são matrizes da representação no espaço de estados do motor de indução. Os distúrbios aleatórios são conhecidos como “erros de medição” e “ruídos do processo” e são representados por v e w , respectivamente. Estes distúrbios são do tipo branco e possuem distribuições de probabilidade normais (Welch and Bishop, 2006).

As matrizes de covariância Q e R se referem aos ruídos oriundos da equação de “estado” e de “observação”, respectivamente. Estas matrizes e a matriz C da representação no espaço de estados podem mudar a cada passo de tempo ou medida, no entanto neste trabalho essas matrizes foram consideradas com coeficientes constantes.

As etapas de atualização do tempo e da medida tornam o algoritmo de Filtro de Kalman semelhante a um algoritmo de predição e correção (Dantas, 2011). Na etapa de predição as atualizações de tempo projetam o estimador do estado atual para um instante à frente do seu tempo, já na etapa de correção a atualização de medida ajusta o estimador de acordo com a medida atual do sensor naquele momento.

As equações de atualização de tempo são responsáveis pela obtenção de projeções avançadas no tempo, ou seja, os próximos valores a serem estimados são obtidos pelo uso do modelo e pelos valores dos estados estimados anteriormente. Essas projeções dão origem a estimativa a priori que é a etapa de predição do filtro. Na etapa de predição, além da estimação dos estados a priori, também é encontrada a covariância do erro dessa estimação (Xavier, 2015).

A realimentação do filtro é realizada pelas equações de atualização de medidas, onde é incorporada uma nova medida na estimação que foi feita na etapa de predição. Esta nova medida é acompanhada por um termo de correção denominado ganho de Kalman (K), que tem como objetivo minimizar os erros de estimação dos estados. Essas estimativas são conhecidas como estimativas a posteriori e fazem parte da etapa de correção do filtro, nesta etapa também é encontrada a covariância do erro de estimação a posteriori (matriz de covariância P) (Xavier, 2015).

1.2 Filtro de Kalman Estendido

O Filtro de Kalman é utilizado na estimação de estados em sistemas lineares, porém o sistema escolhido neste trabalho, o MIT, possui características não lineares. Para que o Filtro de Kalman não tenha seu desempenho afetado ao ser aplicado em sistemas não lineares é necessário utilizar sua versão estendida denominada de Filtro de Kalman Estendido (Maschio, 2006).

O Filtro de Kalman Estendido (FKE) possui as mesmas propriedades do Filtro de Kalman linear, pois é feita uma aproximação linearizada no ponto de operação a cada amostragem. O filtro lineariza as funções de acordo com a estimação vigente, utilizando derivadas parciais do processo e das funções de medição para calcular as estimativas, mesmo quando estas não forem lineares. Neste contexto, o sistema deve ser discretizado e linearizado utilizando a série de Taylor, após este processo novas matrizes serão geradas, A_d e B_d . As matrizes de covariância Q e R , após a linearização do sistema permanecem com as mesmas características (Dantas, 2011; Urrea and Agramonte, 2021).

Sendo assim, o objetivo do trabalho foi realizar a estimação de estados com o uso da técnica de Filtro de Kalman, visando à determinação da velocidade e do torque.

1.3 Definições das matrizes de covariância

A implementação do Filtro de Kalman para sistemas lineares ou não lineares depende da definição, com antecedência, das matrizes de covariância Q , P e R . Esta definição é o ponto crítico da implementação do algoritmo, pois estas matrizes influenciam na estabilidade e no tempo de convergência do filtro.

A matriz de covariância de ruído Q representa o ruído incluso nas medições de tensão do motor trifásico. Já a matriz de covariância de ruído R representa o ruído nas medições de corrente, e a matriz de

covariância P representa a covariância do erro associada à estimativa do próprio filtro (Gliga et al., 2019; Maschio, 2006).

Neste trabalho as matrizes de covariância foram definidas utilizando-se uma análise de sensibilidade do sistema, baseada na comparação entre a velocidade medida experimentalmente e a estimada.

2 Metodologia

2.1 Modelo da Máquina de Indução Trifásica (MIT) e implementação do algoritmo do FKE

Neste estudo foi utilizado a Máquina de Indução Trifásica com rotor em gaiola de esquilo (WEG, modelo W22 IR3 Premium). As características elétricas e demais dados estão descritos da Tabela 1 do item 2.2.

Para a utilização do modelo do FKE é necessário que este seja discretizado e linearizado, sendo acrescentada a velocidade como variável de estado para que possa ser estimada. A representação no espaço de estados foi utilizada conforme Gonzáles et al. (2004).

2.2 Parâmetros do MIT

A Figura 1 mostra os dados da placa de identificação do motor utilizado nos ensaios de bancada e a posição de montagem do motor além do redutor mecânico de velocidade.

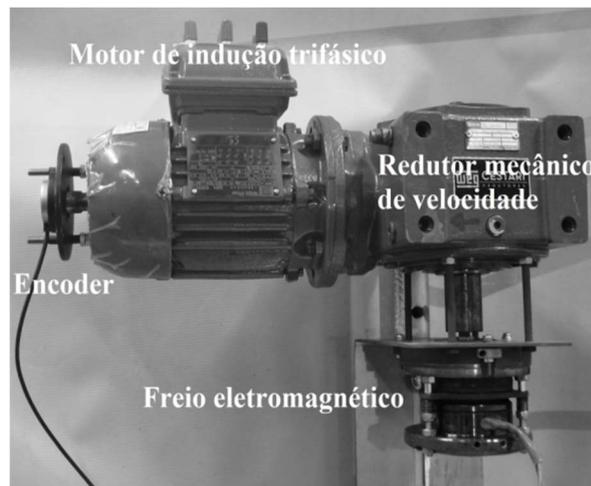


Figura 1. Placa de identificação do motor e do redutor apresentando a posição de montagem do conjunto.

A placa de identificação do motor assim como a placa de identificação do redutor estão apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1. Placa de identificação do motor e do redutor apresentando a posição de montagem do conjunto. Fonte: WEG (2024).

Placa de identificação do motor	Placa de identificação do redutor
WEG/W22 Plus	WEG Cestari / MAGMA Série M
Motor indução gaiola ~3	Cód: M0511802N0BAW6
kW (HP – cv): 0,25(0,33)	Tipo: 2
V: 220V/380V	FS: 8
rpm: 1720	N1: 1750 rpm
Hz: 60	N2: 218,75 rpm
F. P.: 0,64	
Carcaça: 63	
Número de polos: 4	

Os parâmetros do circuito equivalente do motor foram fornecidos pelo fabricante e são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2. Dados do circuito equivalente do MIT. Fonte: WEG (2024).

Parâmetros	
Indutância própria do rotor	0,0849 H
Indutância própria do estator	0,0547 H
Indutância mútua entre enrolamentos de estator e rotor	0,7994 H
Resistência do rotor	12,6793 Ω
Resistência do estator	29,9431 Ω

A Figura 2 mostra o freio eletromagnético utilizado nos ensaios nos quais foi aplicada carga no eixo de saída do redutor mecânico de velocidade. Um acoplamento rígido foi usado entre os eixos do freio e do redutor (N2). Trata-se de um freio normalmente fechado. Com a interrupção da corrente da bobina do eletroímã, este deixa de atuar. Com isso, as molas de pressão empurram o platô na direção do motor e o disco de frenagem é comprimido entre o platô e a tampa traseira do motor, que neste trabalho foi usada como base de fixação do freio. As lonas de freio recebem pressão contra as duas superfícies de atrito, do platô e da tampa traseira, freando o motor (reductor) até que ele pare. Em uma nova partida, o controle liga a bobina do eletroímã, formando um campo magnético que atua axialmente, vencendo a força das molas e atraindo o platô contra o flange. O disco de freio é liberado cessando a ação de frenagem e permitindo que o motor parta livremente.



Figura 2. Placa de identificação do freio eletromagnético.

A Tabela 3 apresenta a placa de identificação do freio.

Tabela 3. Placa de identificação do freio.

Placa de identificação do freio
VOGES CE Motores Elétricos Trifásicos Tipo
Motofreio
Freio tipo: MFC 63
V: 220V
A: 0,08A
Freio Isol CL F

2.3 Considerações sobre a aplicação de motores com controle de velocidade realizado por inversores de frequência

Na operação em rotações abaixo da rotação obtida com a frequência nominal, geralmente até 50% deste valor, utiliza-se um fator de redução de potência ou pode-se utilizar o fator de serviço e/ou o aumento da classe de isolamento para manter o torque constante. Abaixo de 50% da frequência nominal, para manter o torque constante, geralmente deve-se aumentar a relação tensão/frequência do inversor. Na operação em rotações acima da rotação obtida com a frequência nominal o motor funcionará com enfraquecimento de campo, desta forma a máxima velocidade estará limitada ao torque máximo do motor e pela máxima velocidade periférica das partes girantes do motor (ventilador, rotor, mancais). Como a tensão de alimentação não é senoidal aparecerão harmônicas de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordens, que provocarão maiores perdas e conseqüente redução do rendimento. O ruído varia sensivelmente em função da frequência e do conteúdo de harmônicas do inversor (WEG, 2024).

É neste contexto que o uso de redutores mecânicos de velocidade em conjunto com inversores de frequência se faz necessário, principalmente em sistemas que necessitem de agitação mecânica em baixa rotação e em ambiente com atmosfera não explosiva. Trata-se de uma solução de menor custo financeiro e maior flexibilidade, uma vez que um motor de indução trifásico com rotação nominal de 200 ou 400 rpm possui um peso e dimensões consideravelmente maiores do que a de um MIT de 4 polos com rotação nominal de 1720 rpm acoplado a um redutor de 200 rpm de saída.

A Tabela 4 mostra as especificações técnicas do inversor de frequência utilizado na realização dos ensaios.

Tabela 4. Especificações do inversor de frequência utilizado.

Placa de identificação do inversor de frequência
Código: 70-AC3L00044W02A141BM25-00006965
Tipo: VACON0020-3L-0004-4
Entrada (U _{in}): 3 ~ AC, 380 - 480V, 50/60 Hz, 4.0 A
Saída: 3 ~ AC, 0 - U _{in} , 0 - 320 Hz, 3.3 A
Potência: 1.1 kW:400 V / 1.5 HP:480 V

Para o comando remoto do inversor de frequência foi empregado o sistema supervisorio fornecido pelo fabricante o VACON LIVE 1.1.11.0. O parâmetro P1.8 do supervisorio referente ao modo de controle do motor, foi definido com valor igual a zero, ou seja, a frequência de referência foi a frequência de saída, sem a compensação do escorregamento. Neste caso, a velocidade real do motor é estabelecida pela carga no motor. Outra opção foi o controle em malha aberta de velocidade, com compensação do escorregamento e manutenção da velocidade independentemente da carga no motor, neste caso P1.8 = 1.

O parâmetro P1.9 define a relação V/F. Foi usada a opção linear (P1.9 = 0) na qual a tensão do motor muda linearmente com a frequência na região de fluxo constante, de 0 Hz até o ponto de enfraquecimento de campo. A relação V/F (Tensão/Frequência) linear deve ser utilizada em aplicações de torque constante.

2.4 Aquisição de dados

O tempo de amostragem utilizado foi de 0,1 ms (frequência de amostragem de 10 kHz) e as variáveis medidas foram: tensão de fase A (V_{sa}); tensão de fase B (V_{sb}); tensão de fase C (V_{sc}); corrente de linha A (I_{sa}); corrente de linha B (I_{sb}); corrente de linha C (I_{sc}).

Para fins de comparação com os dados estimados foi medida a velocidade do rotor. De forma a minimizar a alteração do padrão de fábrica do MIT utilizado nos ensaios, foi adotada a solução apresentada pela Siemens para a instalação do seu encoder modelo 1XP8001. Peças foram projetadas e fabricadas para a instalação do *encoder* BMB6202/032S2/UA002A da SKF. Como o objetivo neste trabalho era o de medir a velocidade no eixo do motor, apenas um dos canais do *encoder* foi aplicado a um conversor de frequência em tensão (0-10 VCC e de 0-5 kHz).

O sistema de aquisição de dados foi baseado no trabalho desenvolvido por Esposito et al. (2023). O autor desenvolveu um aplicativo denominado *AquiDtoolCaloriMetry* (ferramenta de aquisição de dados e calorimetria). Com algumas modificações este sistema supervisorio permitiu a criação do banco de dados utilizado neste trabalho. O código do aplicativo foi escrito em ambiente computacional MATLAB. Um módulo de aquisição de dados da marca *Data Translation*, modelo DT9812A, conectado via porta USB a um microcomputador portátil foi utilizado para a aquisição e processamento dos dados.

3 Resultados e discussões

3.1 Definição das matrizes de covariância

Neste trabalho as matrizes de covariância Q , R e P foram definidas por meio de testes de sensibilidade, verificando de que forma as matrizes escolhidas afetariam a capacidade de estimação do filtro. A matriz $\hat{P}(0)_{5 \times 5}$ é dada pela Eq. 1. Após a realização de vários testes, os valores utilizados em todos os ensaios com rampas de aceleração e desaceleração, com controle de velocidade efetuado pelo inversor de frequência estão representados pela Eq. 2 e pela Eq. 3.

$$\hat{P}(0) = \begin{bmatrix} 10^{-7} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-7} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-7} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-7} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 220 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.000004 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.001 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 0.002 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Em todos os ensaios onde o inversor não foi utilizado, denominados como partida direta, quando o motor foi energizado pela rede trifásica alternada de 380 Vrms as matrizes de covariância foram:

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 500 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$R = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

3.2 Análise dos dados de tensão e de corrente com e sem o uso de inversor de frequência

A Figura 3 mostra que no caso de partida direta as tensões e correntes tem formatos senoidais com um nível reduzido de ruído. Na Figura 3, a qual se refere à tensão (Vcn) e à corrente Ic é possível perceber que no tempo inicial da Figura (t = 9,54s), a tensão está em fase com a corrente.

A Figura 4 mostra o grande erro que ocorre na comparação entre a velocidade estimada pelo FKE e a velocidade medida com o *encoder* na partida direta do motor. Tal erro decorre da escolha realizada pelos autores para os coeficientes das matrizes de covariância. Como mostra, a Figura 4 optou-se pela identificação não somente da energização do motor, mas também o desligamento deste. Com diferentes ajustes nos valores das covariâncias é possível melhorar a estimativa da velocidade na partida. O coeficiente de correlação entre as velocidades mostradas na Figura 4 é de 46,534 %.

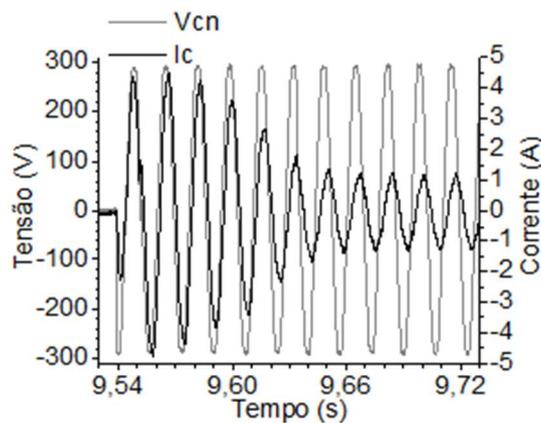


Figura 3. Tensão entre fase e neutro e corrente elétrica da fase C do instante da partida direta do motor.

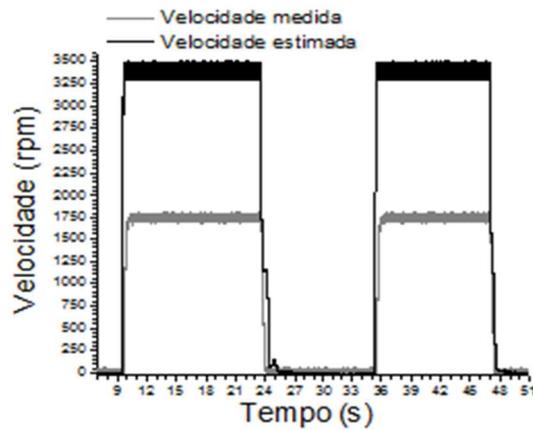


Figura 4. Velocidades obtidas com o FKE com *enconder* ao se ligar e desligar o motor por duas vezes em partida direta.

Análise similar à partida direta foi realizada utilizando-se os valores padrões de comissionamento do inversor de frequência. Percebe-se na Figura 5, pelo comportamento dinâmico da tensão, o uso de modulação vetorial e, pela Figura 6, o nível de ruído da corrente causado pelo chaveamento da tensão. Percebe-se, ainda, a suave redução no valor de pico das mesmas. O coeficiente de correlação entre as velocidades mostradas na Figura 7 é de 89,042 %.

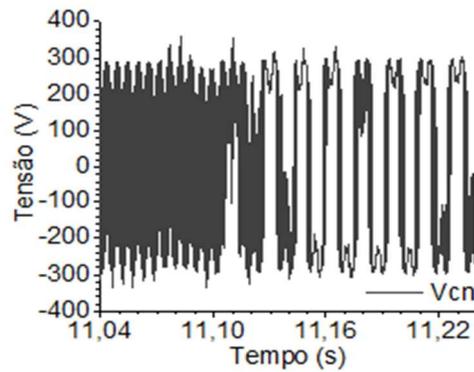


Figura 5. Tensão elétrica entre a fase C e o neutro no instante da partida com controle de velocidade realizado pelo inversor. Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 4 kHz.

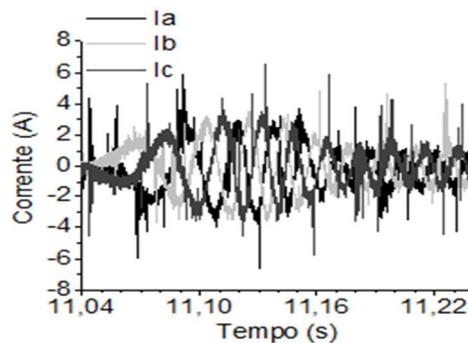


Figura 6. Corrente elétrica trifásica no instante da partida com controle de velocidade realizado pelo inversor. Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 4 kHz.

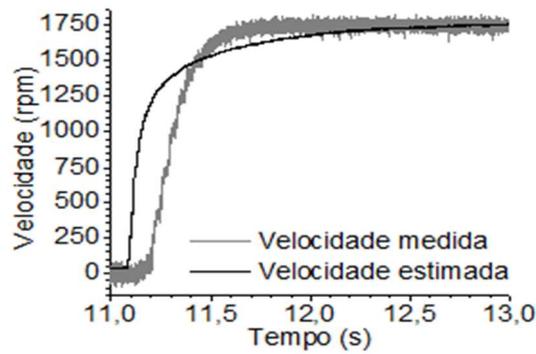


Figura 7. Comparação entre a velocidade estimada pelo FKE e a velocidade medida com o *encoder* na partida com controle de velocidade realizado pelo inversor. Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 4 kHz.

3.3 Estimativa da velocidade em diferentes frequências de chaveamento do circuito de potência do inversor

Neste tópico, apresentam-se estimações com diferentes tempos de aceleração em diferentes frequências de chaveamento (parâmetro de configuração número P1.16 *Switching frequency*, no supervisor VACON LIVE 1.1.11.0) de 1,5 kHz, 4 kHz, 5 kHz e 16 kHz. Motor operando sem carga no eixo, apenas conectado ao redutor mecânico de velocidade. Inicialmente, a velocidade no eixo é zero e a velocidade final é a nominal (0,0 e 60,0 Hz). As Figuras de 8 a 12 mostram o controle de velocidade realizado pelo inversor com diferentes tempos de aceleração (0,1 e 10s) e diferentes frequências de chaveamento (1,5 kHz, 4 kHz, 5 kHz e 16 kHz).

Percebe-se pela Tabela 5 que a melhor estimativa dentre os comportamentos dinâmicos mostrados nas Figuras 8 a 12, foi o mostrado na Figura 10, com controle de velocidade realizado pelo inversor com tempo de aceleração 10 s e frequência de chaveamento de 4 kHz. Observa-se nesta figura o elevado nível de ruído no sinal da velocidade medida. É possível eliminar este ruído na medição da velocidade utilizando-se um filtro analógico baseado em um capacitor de 0,1 uF e aprimorando-se as fontes de corrente contínua usadas na alimentação do sistema de aquisição de dados.

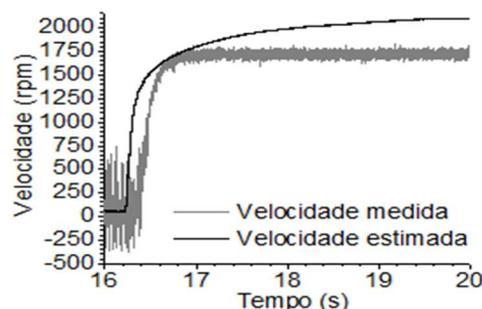


Figura 8. Controle de velocidade realizado pelo inversor com tempo de aceleração 0,1 s e frequência de chaveamento de 1,5 kHz.

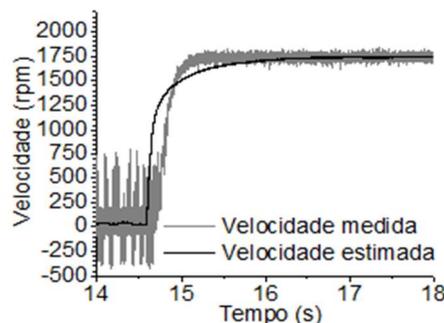


Figura 9. Controle de velocidade realizado pelo inversor com tempo de aceleração 0,1 s e frequência de chaveamento de 4 kHz.

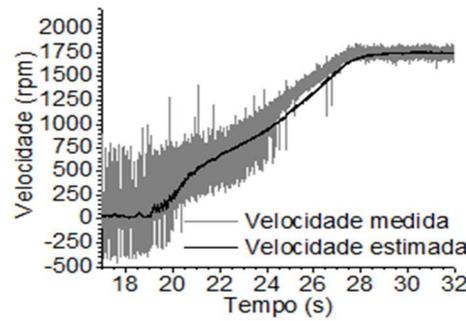


Figura 10. Controle de velocidade realizado pelo inversor com tempo de aceleração 10 s e frequência de chaveamento de 4 kHz.

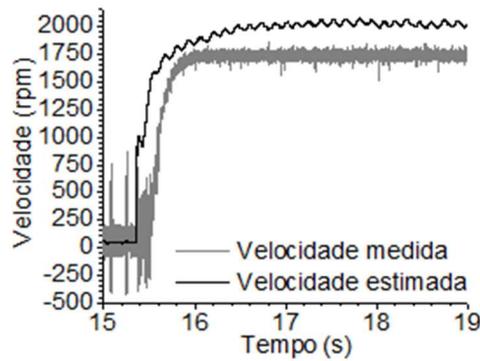


Figura 11. Controle de velocidade realizado pelo inversor com tempo de aceleração 0,1 s e frequência de chaveamento de 6 kHz.

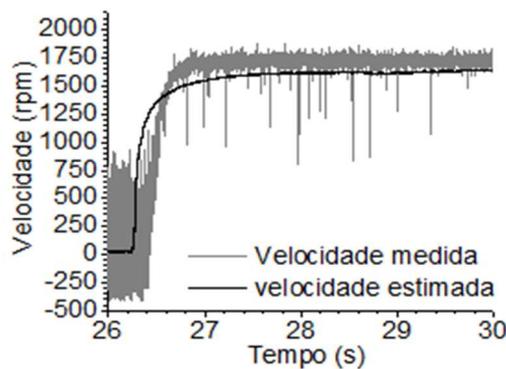


Figura 12. Controle de velocidade realizado pelo inversor com tempo de aceleração 0,1 s e frequência de chaveamento de 16 kHz.

Tabela 5. Coeficiente de correlação para determinar a relação entre a velocidade estimada e a medida.

Ensaio	r^2 (%)*
Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 1,5 kHz	92,900
Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 4 kHz	95,438
Tempo de aceleração 10 s e frequência de chaveamento de 4 kHz	99,128
Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 5 kHz	93,360
Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 16 kHz	90,630

*Função CORREL do Excel aplicada nos dados de acordo com o intervalo de tempo mostrado.

3.4 Estimativa da velocidade com carga aplicada no eixo do motor

A vazio (MIT energizado sem carga no eixo ou carga igual a zero), o escorregamento é muito pequeno, portanto, no rotor sua reatância e sua força eletromotriz induzida são todas muito pequenas. Assim, a corrente do rotor é reduzida, apenas o suficiente para produzir o torque necessário a vazio. O fator de potência é extremamente baixo e em atraso, com $\cos \varphi < 0,3$, pois a corrente que circula pelo motor é utilizada apenas para a sua magnetização, como mostrado na Figura 13. Quando uma carga mecânica é aplicada ao rotor, a velocidade decresce um pouco. O pequeno decréscimo na velocidade causa um aumento no escorregamento, na frequência da corrente rotórica, na sua reatância e na sua força eletromotriz induzida. O aumento da corrente induzida no rotor reflete-se num aumento da corrente primária do estator (componente esta que produz potência). Uma corrente maior será produzida no estator, com um melhor

fator de potência, tendendo a produzir mais potência mecânica e a solicitar mais potência da linha. À plena carga, o motor de indução irá girar a um escorregamento que promove o equilíbrio entre o torque desenvolvido pelo motor e o torque resistente da carga (WEG, 2024).

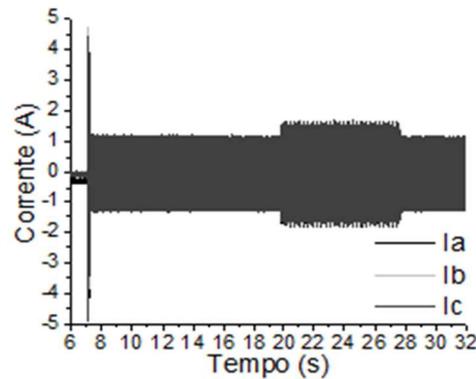


Figura 13. Corrente elétrica trifásica no instante da partida direta do motor. Após a partida foi aplicado um freio eletromagnético.

Ao aplicar uma nova carga no eixo do motor, além do redutor mecânico de velocidade, percebeu-se que somente com os dados de tensão no estator não era possível identificar as variações de velocidade causadas pela carga adicional. É possível estimar a velocidade com o FKE inicializando as correntes com valor inicial igual a zero, ou seja, usando somente dados de tensão no estator. No entanto, a adição de dados reais da corrente no estator (I_{sa} , I_{sb} e I_{sc}) torna o estimador mais fiel ao comportamento dinâmico do motor, como podemos perceber pelas Figuras 14 e 15 e pela Tabela 6.

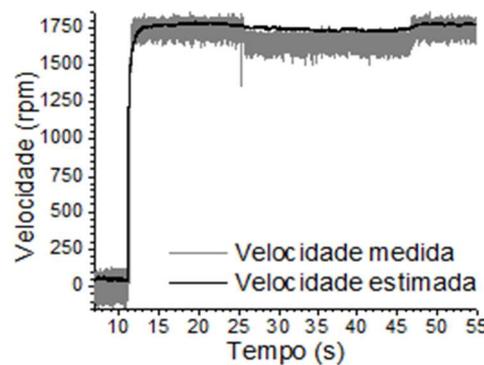


Figura 14. Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento 4 kHz. Após a partida foi aplicado um freio eletromagnético.

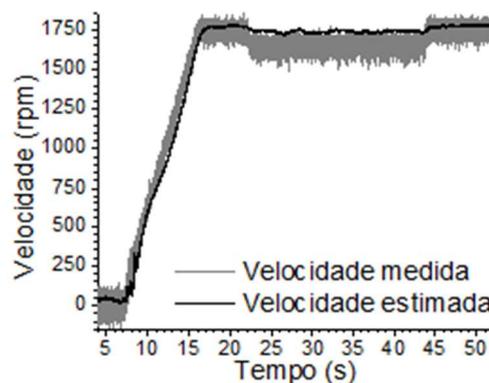


Figura 15. Tempo de aceleração 10s e frequência de chaveamento 4 kHz. Após a partida foi aplicado um freio eletromagnético.

Tabela 6. Coeficiente de correlação para determinar a relação entre a velocidade estimada e a medida.

Ensaio	r^2 (%)*
Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 4 kHz	99,043
Tempo de aceleração 10 s e frequência de chaveamento de 4 kHz	99,245

*Função CORREL do Excel aplicada nos dados de acordo com o intervalo de tempo mostrado.

Os ensaios com partida à plena carga, ou seja, com o freio eletromagnético aplicando uma carga adicional no redutor mecânico de velocidade comprovaram o efeito inverso. O pico de corrente na partida

direta não se alterou drasticamente, mas até o momento da liberação da carga as correntes permaneceram elevadas, o que está representado pela Figura 16. Na Figura 17, observa-se um comportamento dinâmico análogo ao caso da partida a vazio.

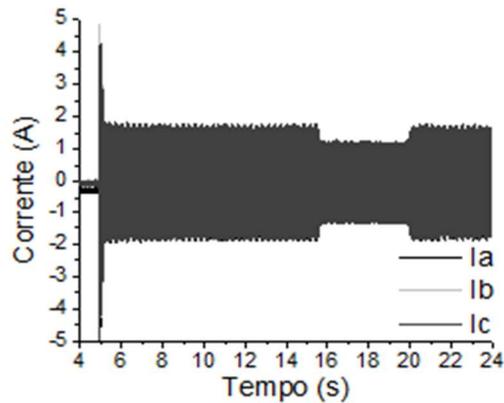


Figura 16. Corrente elétrica trifásica no instante da partida direta do motor. Partida a plena carga e após liberação do freio eletromagnético.

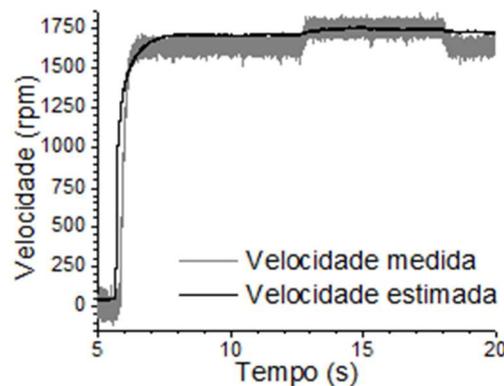


Figura 17. Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento 4 kHz. Partida à plena carga e após liberação do freio eletromagnético.

Os coeficientes de correlação apresentados na Tabela 7 foram próximos aos obtidos anteriormente no caso da partida a vazio.

Tabela 7. Coeficiente de correlação para determinar a relação entre a velocidade estimada e a medida.

Ensaio	r^2 (%)*
Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 4 kHz	95,439
Tempo de aceleração 10 s e frequência de chaveamento de 4 kHz	97,857

*Função CORREL do Excel aplicada nos dados de acordo com o intervalo de tempo mostrado.

3.5 Estimativa da velocidade em diferentes modos de controle do inversor de frequência

O parâmetro P1.8 do sistema supervisório (VACON LIVE 1.1.11.0), referente ao modo de controle do motor, foi usado com valor igual a zero em todos os ensaios realizados até esta etapa do trabalho. A frequência de referência foi a frequência de saída, sem a compensação do escorregamento. Neste caso, a velocidade real do motor foi estabelecida pela carga no motor. De acordo com este fato, agora serão apresentados resultados com o “controle em malha aberta de velocidade”, com compensação do escorregamento e manutenção da velocidade, independentemente da carga no motor ($P1.8 = 1$).

Com as mesmas condições já utilizadas como: limite de corrente de 6 A, frequência de chaveamento de 4 kHz, frequência de referência mínima igual a 0 Hz e máxima igual a 60 Hz, aplicação de carga na forma de pulso e diferentes tempos de aceleração e desaceleração foram obtidas as Figuras 19 e 20. Percebe-se que o efeito descrito pelo fabricante no manual do equipamento não foi detectado, ou seja, a velocidade medida decresceu durante o período de aplicação da carga.

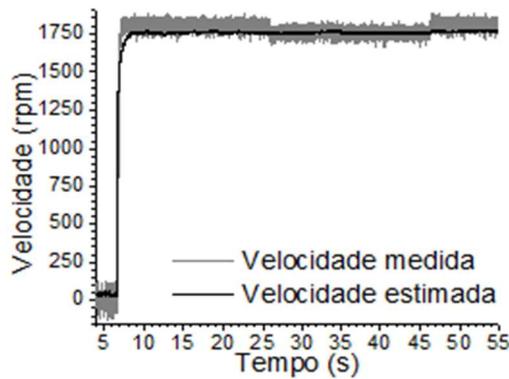


Figura 19. Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento 4 kHz. Com aplicação de freio eletromagnético após a partida. Com compensação do escorregamento e manutenção da velocidade independente da carga.

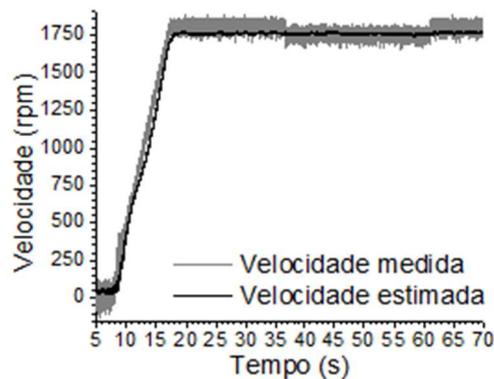


Figura 20. Tempo de aceleração 10s e frequência de chaveamento 4 kHz. Com aplicação de freio eletromagnético após a partida. Com compensação do escorregamento e manutenção da velocidade independente da carga.

Pela Tabela 8 identifica-se que no geral a correlação entre os dados estimados e medidos foi próxima de um.

Tabela 8. Coeficiente de correlação para determinar a relação entre a velocidade estimada e a medida.

Ensaio	r^2 (%)*
Tempo de aceleração 0,1s e frequência de chaveamento de 4 kHz	98,794
Tempo de aceleração 10 s e frequência de chaveamento de 4 kHz	99,759

*Função CORREL do Excel aplicada nos dados de acordo com o intervalo de tempo mostrado.

3.5 Estimativa do torque

O torque com rotor bloqueado ou torque de partida ou, ainda, torque de arranque é o torque mínimo desenvolvido pelo motor bloqueado para todas as posições angulares do rotor, em tensão e frequência nominais. Na prática, o torque de rotor bloqueado deve ser o mais alto possível para que o rotor possa vencer a inércia inicial da carga e possa acelerá-la rapidamente (McCoy and Douglass, 2014; WEG, 2024).

Como forma de comparação entre o comportamento dinâmico do torque estimado via FKE e o estimado pelo fabricante do inversor, os dados de torque obtidos a partir da função monitor do supervisão VACON LIVE 1.1.11.0 são mostrados na Figura 21. Após atingir o estado estacionário, na rotação nominal, foi aplicada uma carga na forma de pulso usando o freio eletromagnético.

Pode-se observar na Figura 21, que, independente do modo de controle a resposta, à frenagem foi a mesma. A grande diferença ocorreu no instante da partida com tempo de aceleração de 0,1 s, conforme indicado pelo símbolo (<<<). Com $P1.8 = 0$, o pico foi de 297% e com $P1.8 = 1$, o pico foi de 141% vezes o torque nominal do motor. Com o parâmetro P1.8 igual a zero, a frequência de referência foi a frequência de saída, sem a compensação do escorregamento. Com $P1.8 = 1$, tem-se o controle em malha aberta de velocidade, com compensação do escorregamento e manutenção da velocidade independentemente da carga no motor.

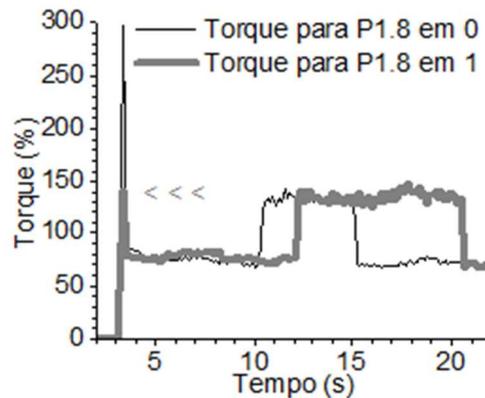


Figura 21. Comportamento dinâmico do torque com controle de velocidade realizado pelo inversor com tempo de aceleração 0,1s. Dados provenientes do VACON LIVE 1.1.11.0.

4 Conclusões

Os resultados apresentados comprovam que é possível estimar a potência mecânica entregue ao sistema a ser acoplado no eixo de saída.

Outro importante resultado deste trabalho foi à estimativa da velocidade que juntamente com o comportamento dinâmico do torque torna possível identificar as mudanças de carga no eixo do motor e com isso o operador pode definir regras e hipóteses para a proteção do motor ou garantir a qualidade do produto final após a agitação, evitando incrustações e/ou coágulos.

Detectou-se, ainda, a importância do projeto ou da especificação do MIT, casos de superdimensionamento podem mascarar os resultados de velocidade e torque.

Agradecimentos

O(s) autor(es) agradecem ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo apoio financeiro.

Referências bibliográficas

- Barbi, I (1985). *Teoria fundamental do motor de indução*. Florianópolis: Editora UFSC.
- Castellanos, JAG (2004). *Estimação de velocidade do motor com controle vetorial sem sensor, utilizando filtro estendido de Kalman com estimação de covariância dos ruídos*. Tese Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro.
- Chikhi, A, Djarallah, M, Chikhi, K (2010). ‘A comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors using an adaptive flux observer’. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, v. 7, n. 1, pp. 41–55. <https://doi.org/10.2298/SJEE1001041C>
- Dantas, FG (2011). *Controle vetorial para velocidade de um motor de indução trifásico utilizando estimador filtro de Kalman*. Dissertação Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal.
- Esposito, M, Sales, RM, Farias, TRA, Souza, TRC, Claumann, CA (2023). ‘Temperature control adjustment in a batch polymerization reactor depending on the operating mode and the cooling fluid flow rate - Internal model control and exothermic reactions’. *Revista Mundi Engenharia, Tecnologia e Gestão*, v. 08, n. 2, pp. 1-25
- Gliga, LI, Chafouk, H, Popescu, D, Lupu, C (2019). ‘A method to estimate the process noise covariance for a certain class of nonlinear systems’. *Mechanical Systems and Signal Processing*. v. 131, pp. 381–393. <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2019.05.054>
- González, JA, Silveira, MA and Pacheco, EJ (2004). Comparación de la Red Neuronal y del Filtro de Kalman en la Estimación de Velocidad del Motor de Inducción. In: *IER Congreso Iberoamericano De Estudiantes De Ingeniería Eléctrica (I CIBELEC 2004)*, 2004, pp.1-7.
- Lindenmeyer, D, Dommel, HW, Moshref, A, Kundur, P (2001). ‘An induction motor parameter estimation method’. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 23, n. 4, pp. 251–262.

[https://doi.org/10.1016/S0142-0615\(00\)00060-0](https://doi.org/10.1016/S0142-0615(00)00060-0)

Maschio, KAF (2006). *Estudo de estimadores de velocidade de motor de indução com observadores de estado e filtro de Kalman*. Dissertação Mestrado, Universidade de São Paulo, São Carlos.

McCoy, GA and Douglass, JG (2014). *Premium Efficiency Motor Selection and Application Guide A Handbook for Industry*. United States. Disponível: https://www.energy.gov/sites/prod/files/2014/04/f15/amo_motors_handbook_web.pdf

Mekahlia, A, Semail, E, Scuiller, F, Zahr, H (2020). Torque-Speed Characteristic Improvement in Nineteen-phase Induction Machine with Special Phase Connection. In: *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Gothenburg, Sweden, 2020, pp. 2159-2165. <https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9271052>

Mohanraj, D, Gopalakrishnan, J, Chokkalingam, B, Mihet-Popa, L (2022). ‘Critical aspects of electric motor drive controllers and mitigation of torque ripple’. *IEEE Access*, v. 10, pp. 73635–73674. <https://doi.org/10.1109/access.2022.3187515>

O’Rourke, CJ, Qasim, MM, Overlin, MR, Kirtley, JL (2019). ‘A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park’. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 34, pp. 2070-2083. <https://doi.org/10.1109/TEC.2019.2941175>

Puma, JLA (2010). *Controle direto de torque do motor de indução trifásico usando controlador Fuzzy tipo PI autoajustável*. Dissertação Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

Urrea, C, Agramonte, R (2021). ‘Kalman filter: historical overview and review of its use in robotics 60 years after its creation’. *Journal of Sensors*, v. 2021, pp. 1–21. <https://doi.org/10.1155/2021/9674015>

WEG, 2024. *Specification Guide Eletric Motors* [online]. Disponível: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/ha0/h5f/WEG-motors-specification-of-electric-motors-50039409-brochure-english-web.pdf> [Acessado 20 junho 2024].

Welch, G and Bishop, G (2006). *An introduction to the Kalman filter*. University of North Carolina: Chapel Hill

Xavier, NC (2015). *Estimação da velocidade de um motor de indução trifásico utilizando dados reais de tensão e corrente com filtro de Kalman estendido*. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Pelotas, Pelotas.

Zhang, H, Ayoub, R, Sundaram, S (2017). ‘Sensor selection for Kalman filtering of linear dynamical systems: Complexity, limitations and greedy algorithms’. *Automatica*, v. 78, pp. 202–210. <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2016.12.025>