

ESTIMADOR DE MODOS DESLIZANTES PARA CONTROLE *SENSORLESS* DE VELOCIDADE DE MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS TRIFÁSICO

Eduardo Felipe Hornburg, Arthur Garcia Bartsch

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: eduardo.hornburg@hotmail.com, arthur.bartsch@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 21/02/2025

Resumo – Os motores síncronos de ímãs permanentes apresentam um determinado sistema de controle para funcionarem, ou seja, se o sistema estiver mal projetado ou com uma incorreta estimação da velocidade, o motor não irá se comportar de forma correta. Diante desses dilemas, este trabalho consiste no estudo da aplicação do estimador de velocidade pelo método de observador de modos deslizantes para o controle de velocidade *sensorless* de um motor síncrono de ímãs permanentes internos trifásico, isto é, o objetivo principal é garantir o controle de velocidade do motor. Utiliza-se o modelo de um inversor de tensão com a estratégia de controle vetorial. Destaca-se que o controle e o estimador são simulados como controladores digitais. Para o funcionamento correto do observador em controle digital com frequência de amostragem limitada, propõe-se o uso de filtros digitais acionados por tabela em função da velocidade de referência do sistema de controle. Simulações computacionais validam o objetivo do trabalho, demonstrando o controle de velocidade do motor em uma determinada faixa de operação de velocidade, além de curvas de tensão e corrente em diferentes coordenadas, tanto valores de referência, quanto valores reais.

Palavras-chave – Motor de Ímãs Permanentes Internos, Controle de Velocidade, *Sensorless*, Observador de Modos Deslizantes Digital.

SLIDING MODE ESTIMATOR FOR SENSORLESS SPEED CONTROL OF THREE-PHASE INTERNAL PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Abstract – Permanent magnet synchronous motors require a specific control system to operate, that is, if the system is poorly designed or has an incorrect speed estimation, the motor will not behave correctly. Given these dilemmas, this work studies the application of a speed estimator using the sliding mode observer method for sensorless control of a three-phase internal permanent magnet synchronous motor, that is, the main objective is to ensure the speed control of the motor. The model of a voltage inverter with the vector

control strategy is used. It is worth noting that the control and the estimator are simulated as digital controllers. For the correct functioning of the observer in digital control with limited sampling frequency, the use of table-driven digital filters is proposed, depending on the reference speed of the control system. The work objective was validated through simulations, demonstrating the motor speed control in a certain operating speed range, in addition to voltage and current curves in different coordinates, both reference values and real values.

Keywords – Internal Permanent Magnet Motor, Speed Control, Sensorless, Digital Sliding Mode Observer.

I. INTRODUÇÃO

Os avanços em acionamentos elétricos modernos seguem impulsionados por melhorias em semicondutores de potência, controle digital e eficiência energética. Em motores segue a mesma ideia, isto é, ter um motor com a maior eficiência possível, para gerar inúmeras vantagens, como por exemplo, redução do consumo de energia e custos, sustentabilidade e impacto ambiental, maior vida útil e menos manutenção, custo-benefício a longo prazo, entre outros fatores. Técnicas de acionamento com rastreamento de velocidade são utilizadas em diversas aplicações: indústrias, residências, tração elétrica, veículos elétricos, navios, aeronaves, agricultura, entre outros [1].

Especificamente, para aplicações com a necessidade de volume reduzido e alta eficiência, a máquina síncrona de ímãs permanentes (*permanent magnet synchronous machine* – PMSM) destaca-se por possuir tais características [2].

PMSM senoidais são aqueles que possuem tensão induzida senoidal, de modo que precisam ser alimentados com correntes senoidais trifásicas. Como esta máquina é síncrona, é necessário que o rotor gire na velocidade do campo girante produzido pelo estator. Usualmente, isto é feito com o auxílio do inversor de tensão que varia a frequência da excitação de modo a acompanhar a velocidade de rotação do motor [3].

Um fator importante ao tratar desse tipo de máquina é a disposição na qual os ímãs são colocados no rotor. Dependendo do modo em que são dispostos, apresenta-se uma

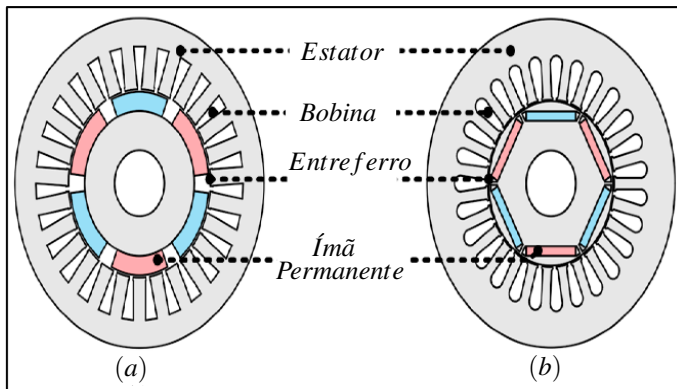


Fig. 1. Polos lisos (a) x Polos salientes (b). Adaptado de [5].

diferença entre os valores de indutância dos eixos direto e em quadratura. Há rotores com ímãs posicionados dentro do rotor, o que caracteriza um comportamento similar ao de uma máquina síncrona convencional de polos salientes e rotores com ímãs posicionados na superfície do rotor, que apresentam comportamento equivalente ao de uma máquina síncrona convencional de polos lisos. Esta diferenciação conduz a modelos equivalentes diferentes, mas não altera em nada o princípio de funcionamento, que permanece idêntico para ambos. Destaca-se que muitas aplicações preferem motores com ímãs internos em função da maior segurança em relação ao descolamento do ímã do rotor, especialmente em aplicações de alta velocidade, apesar do aumento na complexidade do controle [4]. A Fig. 1 apresenta um esquema de disposição dos ímãs.

A estimação de velocidade (*sensorless*) de um motor síncrono de ímãs permanentes pode ser feita por diversos métodos, como por exemplo, observador de modos deslizantes (*Sliding Mode Observer - SMO*), filtro de Kalman estendido (*Extended Kalman Filter - EKF*), sistema adaptativo com modelo de referência (*Model Reference Adaptive System - MRAS*), métodos de alta frequência, entre outros [6]. Todas essas técnicas evitam o uso de um sensor de velocidade físico, ou seja, eliminam custos com instalação e manutenção desse sensor, além de impedir falhas causadas por vibração, sujeira, altas temperaturas ou condições ambientais adversas.

Por exemplo, em [7], a estimação da velocidade é feita pelo método do SMO, no qual foi o artigo mais utilizado para a realização deste projeto, isto é, a teoria explicada nesse artigo, é colocada em prática nesse trabalho. Já em [8], a estimação de velocidade é feita pelo método do EKF, no qual se baseia em um modelo dinâmico não linear do motor para prever os estados e corrige essas previsões usando as medições disponíveis.

Foram utilizados controladores digitais PI (Proporcional Integral) para a corrente do eixo em quadratura (i_q), corrente do eixo direto (i_d) e velocidade mecânica (ω_m), para manter os seus valores medidos iguais ou bem próximos de suas referências.

Destaca-se um trabalho anterior de TCC neste curso, desenvolvido por Milaine Motta (2023), que aborda o uso do filtro de Kalman estendido para estimação de parâmetros

e adaptação de controle *sensorless* não linear para PMSM bifásico. Esse trabalho trata-se de um PMSM trifásico, e a escolha do SMO também é devida como estudo complementar ao trabalho anterior.

Portanto, o objetivo do presente trabalho é desenvolver um controle de velocidade *sensorless* de um motor síncrono de ímãs permanentes internos trifásico, através do estimador pelo método de observador de modos deslizantes, no qual usa as componentes de força contraeletromotriz (FCEM) para estimar velocidade e posição, e possui diversas vantagens em relação ao filtro de Kalman [1], garantindo uma velocidade controlada em uma determinada faixa de operação. O SMO demonstra menos ruídos de medição e variações nos parâmetros do motor sem o inversor de frequência, porém quando adiciona-se o mesmo, surge bastante ruído na estimação da velocidade. Geralmente, o SMO requer menos poder computacional do que o EKF, sendo mais simples de implementar em sistemas embarcados com recursos limitados [7]. O SMO pode alcançar convergência mais rápida sob certas condições, enquanto em Kalman depende fortemente de parâmetros de inicialização e ajuste correto para garantir boa performance. Contudo, o filtro de Kalman pode ser preferido em sistemas onde o modelo do motor é bem conhecido e o ruído é predominantemente gaussiano [9]. Sendo que para ter essa precisão de velocidade, foram utilizados filtros digitais, que mudam os seus valores a cada valor diferente de velocidade. A implementação do estimador de velocidade é muito importante, porque irá evitar a necessidade de ter um sensor físico para medi-la e, automaticamente, menos custos e grande confiabilidade. Para este trabalho, usa-se o software “MATLAB”, que permite analisar a dinâmica do motor, testar algoritmos de controle e otimizar parâmetros sem a necessidade inicial de um protótipo físico. Essa abordagem reduz custos de desenvolvimento e acelera o processo de validação, permitindo explorar diferentes cenários operacionais de maneira segura e eficiente.

Diferentemente de muitos trabalhos na literatura que utilizam o estimador SMO em tempo contínuo, o presente trabalho aborda o SMO digital, que aumenta consideravelmente a dificuldade de implementação de modo que estime de forma confiável. Neste trabalho, propôs-se manter a simplicidade de implementação do SMO (vantagem natural do SMO) utilizando um filtro adaptativo por tabela de velocidade para lidar com as dificuldades do uso do SMO digital, de modo que seja possível implementação em um microcontrolador.

A Seção II trata-se da fundamentação teórica do trabalho, envolvendo aspectos como modelagem do motor (subseção A), modelagem do inversor (subseção B), controle (subseção C), filtro digital (subseção D) e estimador de velocidade (subseção E). A metodologia desenvolvida é apresentada na Seção III, sendo composta pelos dados do motor e do inversor (subseção A), dados dos controladores (subseção B), sistema de controle (subseção C), dados do estimador (subseção D) e projeto do filtro (subseção E), os resultados estão na seção IV, a conclusão na seção V, posteriormente as referências, e por fim o Apêndice A com o código desenvolvido no MATLAB.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A. Modelagem do motor

A modelagem é uma ferramenta para obtenção de um modelo matemático que representa algum processo dinâmico desejado, podendo, assim, simular cenários que possibilitem visualizar comportamentos do sistema através dos estímulos, sejam eles internos ou externos [10].

Para expressar o comportamento dinâmico, as seguintes equações simbolizam o motor síncrono de ímãs permanentes internos [11]:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} \cdot (v_q - R_s \cdot i_q - \lambda_{pm} \cdot \omega_e - L_d \cdot i_d \cdot \omega_e) \quad (1)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} \cdot (v_d - R_s \cdot i_d + L_q \cdot i_q \cdot \omega_e) \quad (2)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} \cdot (T_e - B_m \cdot \omega_m - T_L) \quad (3)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (4)$$

$$\omega_e = \frac{P}{2} \cdot \omega_m \quad (5)$$

$$\theta_e = \frac{P}{2} \cdot \theta_m \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_{pm} + (L_d - L_q) \cdot i_d) \cdot i_q \quad (7)$$

em que V_q é a tensão do eixo em quadratura, V_d é a tensão do eixo direto, L_q é a indutância do eixo em quadratura, L_d é a indutância do eixo direto, R_s é a resistência de estator, λ_{pm} é o fluxo dos ímãs do rotor, J_m é a inércia, B_m é o atrito viscoso, T_L é o torque de perturbação, P é o número de polos do motor, T_e é o torque eletromagnético, θ_m é a posição angular mecânica, θ_e é a posição angular elétrica, i_d é a corrente do eixo direto, i_q é a corrente do eixo em quadratura, ω_m é a velocidade angular mecânica, e ω_e é a velocidade angular elétrica.

Através da corrente do eixo em quadratura, corrente do eixo direto e posição elétrica, utiliza-se a transformação inversa de Park, que possibilita calcular a corrente da fase a , b e c , respectivamente:

$$i_a = i_q \cdot \cos(\theta_e) + i_d \cdot \sin(\theta_e) \quad (8)$$

$$i_b = i_q \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + i_d \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (9)$$

$$i_c = i_q \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) + i_d \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \quad (10)$$

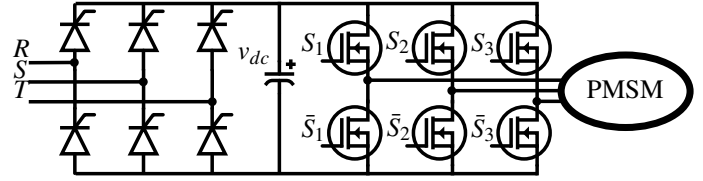


Fig. 2. Esquema elétrico global de um inversor de tensão, com estágio primário de retificação.

B. Modelagem do inversor

O inversor de frequência é um importante elemento quando se fala do controle de motores elétricos. Ele está presente em diversos processos do setor industrial e é aplicado no ramo da automação por conta da sua capacidade de controlar cargas exatas, além de ser um meio eficaz de aumentar a economia energética. Esse dispositivo possui um estágio inicial de retificação, em que converte tensão CA em tensão CC. Em seguida, realiza propriamente o estágio de inversão, em que converte a tensão CC em tensão CA pulsada. Usualmente, aplica-se uma estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) em alta frequência neste estágio de inversão. Esse estágio de inversão permite alterar a frequência fundamental da tensão de saída, de modo que permite a alteração de velocidade do motor CA e, conseqüentemente, seu controle.

A Fig. 2 apresenta o esquema elétrico de um inversor acoplado a um motor.

Ao visualizar a Fig. 2, nota-se que é necessário alimentar o inversor de frequência com as fases R , S e T , inicialmente CA, no qual passará pela retificação trifásica em ponte completa a tiristores, ou seja, os tiristores irão “cortar” a tensão CA, no qual todos os tiristores apresentam o mesmo ângulo de disparo, que resulta em um aumento gradativo na tensão do barramento CC, já que sem esse aumento gradativo da tensão, havia bastante ruído no transitório. Após isso, há a presença de três conjuntos de dois interruptores eletrônicos conectados em seqüência (ligação esta conhecida como “braço” do inversor). Estes interruptores eletrônicos são acionados considerando uma modulação PWM efetuada sobre o sinal de controle. Desta maneira, o motor síncrono de ímãs permanentes é acionado pelo resultado da combinação destes sinais refletidos na tensão de barramento e com referência ao seu próprio neutro (que difere do neutro do barramento). Para ilustrar o entendimento do efeito do inversor no motor, a Fig. 3 apresenta um esquema de circuito equivalente, no qual demonstra que a tensão em cada fase do motor (cada fase representada por uma impedância Z) depende da tensão no link CC (v_{dc}) e das condições das chaves (S_1 ou \bar{S}_1 , S_2 ou \bar{S}_2 e S_3 ou \bar{S}_3), nesse caso para uma determinada condição nas chaves ($S_1 = 1, S_2 = S_3 = 0$).

Verifica-se, ao analisar a Fig. 3, que $2/3$ da tensão do barramento concentra-se na fase a e que a tensão das outras duas fases é igual a $-1/3$ da tensão do barramento. Para todas as condições possíveis dos interruptores, obtém-se [12]:

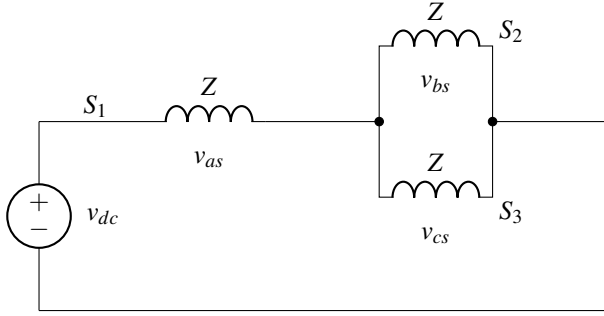


Fig. 3. Esquema elétrico da alimentação das bobinas de um motor através de um inversor de frequência.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (11)$$

em que v_{dc} é a tensão do barramento e S_1 , S_2 e S_3 são os sinais de comando dos interruptores superiores de cada braço (supõe-se operação complementar dos interruptores em cada braço). Com o ângulo elétrico θ_e e com as tensões v_a , v_b e v_c calculadas, pode-se calcular as tensões v_q e v_d através da transformação de Park [13]:

$$v_q = \frac{2}{3} \cdot \left[v_a \cdot \cos(\theta_e) + v_b \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + v_c \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (12)$$

$$v_d = \frac{2}{3} \cdot \left[v_a \cdot \sin(\theta_e) + v_b \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + v_c \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (13)$$

C. Controle

Conforme [14], há diversas estratégias padrão aplicadas para controle (ou comando) de motores com o uso do inversor, escalar V/F linear ou ajustável, VVW (*Voltage Vector WEG*), vetorial *sensorless* e vetorial com encoder. Neste trabalho, optou-se em usar o controle vetorial, também chamado de controle por orientação de campo, do inglês *Field Orientation Control* (FOC), que é um método de controle de acionamento de frequência variável (*Variable Frequency Drive - VFD*), no qual as correntes do estator do motor em questão são identificadas como dois componentes ortogonais que podem ser visualizados com um vetor. Um componente está principalmente vinculado ao fluxo magnético do motor e o outro está associado principalmente ao torque. O sistema de controle do acionamento calcula as referências de componentes de corrente correspondentes a partir das referências de fluxo e torque fornecidas pelo controle de velocidade do acionamento.

Esse tipo de controlador é usado, porque a parte proporcional (P) responde ao erro imediato e a parte integral (I) compensa qualquer erro estacionário ou desvio persistente, eliminando o erro a longo prazo [15].

Destaca-se que no controle digital de um motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM), a discretização é fundamental, porque todo o processamento ocorre em um sistema digital. Sistemas digitais operam com valores discretos no tempo e em amplitude, o que exige que os sinais e modelos contínuos do motor sejam convertidos para uma forma discreta. Sendo que as correntes e tensões nos enrolamentos do estator são sinais contínuos, e no controle digital, esses sinais são amostrados e quantizados por um conversor ADC (Analog-to-Digital Converter), resultando em valores discretos que podem ser processados digitalmente, uma vez que os controladores utilizados são digitais.

D. Filtro digital

Um filtro digital é um sistema que processa sinais digitais para modificar ou extrair informações específicas do sinal de entrada, ou seja, ele atua atenuando ou amplificando certas faixas de frequência. Abaixo segue a dedução para chegar na frequência de corte e ganho do filtro:

$$G(s) = \frac{K \cdot \omega_c}{s + \omega_c}$$

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K \cdot \omega_c}{s + \omega_c}$$

$$s \cdot Y(s) + \omega_c \cdot Y(s) = K \cdot \omega_c \cdot U(s)$$

$$\frac{d}{dt} \cdot y(t) + \omega_c \cdot y(t) = K \cdot \omega_c \cdot u(t)$$

$$\frac{y(k+1) - y(k)}{T_s} + \omega_c \cdot y(k) = K \cdot \omega_c \cdot u(k)$$

$$y(k+1) - y(k) + T_s \cdot \omega_c \cdot y(k) = T_s \cdot K \cdot \omega_c \cdot u(k)$$

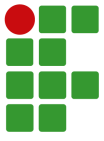
$$y(k+1) = (1 - T_s \cdot \omega_c) \cdot y(k) + T_s \cdot K \cdot \omega_c \cdot u(k)$$

O termo que multiplica o $y(k)$ é o α_{Filtro} e o termo que multiplica o $u(k)$ é o β_{Filtro} , no qual permitem chegar na frequência de corte e no ganho do filtro:

$$\alpha_{Filtro} = 1 - T_s \cdot \omega_c$$

$$\alpha_{Filtro} = 1 - \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{f_s}$$

$$2 \cdot \pi \cdot f_c = f_s \cdot (1 - \alpha_{Filtro})$$



$$f_c = \frac{f_s}{2 \cdot \pi} \cdot (1 - \alpha_{Filtro}) \quad (14)$$

$$\beta_{Filtro} = T_s \cdot K \cdot \omega_c$$

$$\beta_{Filtro} = T_s \cdot K \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

$$K = \frac{\beta_{Filtro} \cdot f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \quad (15)$$

E. Estimador de velocidade

Com o uso do filtro de Kalman estendido (EKF), no qual se baseia em um modelo não linear do motor e dos sinais de tensão e corrente, consegue-se estimar a velocidade através de dois estágios de filtragem, e a posição é obtida através da integração de velocidade. Sendo que o EKF opera em dois estágios principais, e um deles é o estágio chamado de previsão (predição), que é uma etapa no qual o EKF utiliza o modelo dinâmico não linear do motor para prever os estados futuros (como correntes e velocidade) e calcular a matriz de covariância do erro de previsão, e o outro estágio é a atualização (correção), que ocorre quando medidas reais (como correntes do estator) são comparadas com as previsões geradas pelo modelo. O EKF ajusta as estimativas dos estados para minimizar o erro entre a previsão e as medidas, utilizando um ganho de Kalman que é adaptado dinamicamente para otimizar a precisão [8]. No método de observador de modos deslizantes aplicado à estimação da posição e velocidade do rotor em motores síncronos de ímãs permanentes (PMSM), o funcionamento baseia-se no cálculo da força contraeletromotriz, que está diretamente relacionada à posição do rotor. Este método utiliza propriedades da teoria de controle por modos deslizantes para lidar com incertezas e ruídos, que visa garantir uma estimação robusta [7].

Conforme dito, o controle de velocidade é *sensorless*, isto é, nesse caso será usado um estimador de velocidade pelo método de modos deslizantes (SMO). Esse método trata-se de um observador não linear chaveado, que é projetado para funcionar bem mesmo quando há incertezas ou pequenas variações no sistema (como mudanças na resistência do motor ou interferências externas). Ele utiliza uma técnica especial que força o sistema a se “ajustar” automaticamente para seguir um comportamento esperado.

Para fazer isso, ele aplica sinais com mudanças bruscas (funções de descontinuidade) que “empurram” as dinâmicas do sistema para uma região específica, chamada de superfície de deslizamento. Uma vez nessa superfície, o sistema passa a se comportar de forma invariável, ou seja, não importa mais tanto as pequenas incertezas ou perturbações externas.

As funções de descontinuidade no método de modos deslizantes (SMO) são termos de correção que têm como

objetivo forçar o sistema a “deslizar” sobre uma superfície de deslizamento, corrigindo continuamente os erros de estimativa. Essas funções são baseadas no sinal do erro entre os valores reais e estimados de uma variável, e geralmente são definidas por funções do tipo *signum* ou variações suavizadas. E para isso seguem as principais equações desse método aplicado ao caso de motores síncronos de ímãs permanentes para a estimação de velocidade [7]:

$$\hat{i}_\alpha(k) = \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d}\right) \hat{i}_\alpha(k-1) + \frac{T_s}{L_d} (v_\alpha(k) - u_\alpha(k-1)) - T_s \frac{(L_d - L_q)}{L_d} \hat{\omega}_e(k-1) \hat{i}_\beta(k-1) \quad (16)$$

$$\hat{i}_\beta(k) = \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d}\right) \hat{i}_\beta(k-1) + \frac{T_s}{L_d} (v_\beta(k) - u_\beta(k-1)) + T_s \frac{(L_d - L_q)}{L_d} \hat{\omega}_e(k-1) \hat{i}_\alpha(k-1) \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_\alpha(k) \\ \hat{u}_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{SMO-\alpha} \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha(k) - i_\alpha(k)) \\ k_{SMO-\beta} \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta(k) - i_\beta(k)) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha(k) \\ \hat{E}_\beta(k) \end{bmatrix} = \alpha_{Filtro}(\omega_m^*) \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha(k-1) \\ \hat{E}_\beta(k-1) \end{bmatrix} + \beta_{Filtro}(\omega_m^*) \begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (19)$$

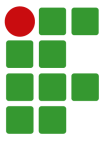
$$\hat{\omega}_{e,Chaveado}(k) = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2(k) + \hat{E}_\beta^2(k)}}{\lambda_{pm}} \quad (20)$$

$$\hat{\omega}_e(k) = \alpha_{Filtro}(\omega_m^*) \cdot \hat{\omega}_e(k-1) + \beta_{Filtro}(\omega_m^*) \cdot \hat{\omega}_{e,Chaveado}(k) \quad (21)$$

$$\hat{\theta}_e(k) = \hat{\theta}_e(k-1) + \hat{\omega}_e(k) \cdot T_s. \quad (22)$$

Essas equações tratam-se, respectivamente, da corrente \hat{i}_α (estimada), da corrente \hat{i}_β (estimada), u_α e u_β seriam as forças contraeletromotrices chaveadas, que são as variáveis observadas, ou seja, essas funções geram sinais de correção que “empurram” o erro para a superfície de deslizamento, já que há a diferença entre as correntes estimadas e as correntes reais (erro), juntamente a um ganho que ajusta a intensidade da correção. \hat{E}_α e \hat{E}_β são as forças contraeletromotrices estimadas, $\hat{\omega}_{e,Chaveado}$ é a rotação elétrica estimada, $\hat{\omega}_e$ é a rotação elétrica estimada filtrada, e $\hat{\theta}_e$ é a posição elétrica estimada.

Para ser possível calcular essas correntes estimadas, é necessário aplicar uma transformação de base nas tensões reais v_a , v_b e v_c , para transformar em v_α e v_β reais, ou seja, a tensão que de fato está no enrolamento do motor. Para isso ser possível, realizou-se a transformação de Clarke nessas tensões e nas correntes também:



$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (24)$$

TABELA I
Parâmetros do motor

Símbolo	Variável	Valor
λ_{pm}	Fluxo dos ímãs do rotor	0,233 Wb
L_q	Indutância de quadratura	0,03 H
L_d	Indutância do eixo direto	0,01 H
R_s	Resistência de estator	15,50 Ω
B_m	Atrito	0,0001 N · m · s
J_m	Inércia	0,0322 kg · m ²
P	Número de polos	48
n	Rotação nominal	125 rpm
τ	Torque nominal	61,12 N · m

A utilização das transformações de Park e Clarke ajudam a simplificar o controle de motores ao converter grandezas trifásicas abc em sistemas de coordenadas que são mais fáceis de analisar e controlar. No caso da transformação de Park, é feita a transformação de abc para dq , já que no sistema abc , as tensões e correntes oscilam de forma senoidal no tempo, dificultando a implementação direta de controladores, e em dq , em regime permanente, as grandezas d e q são constantes, simplificando o projeto de controladores, que trabalham melhor com entradas constantes ou de baixa frequência. O d está associado ao fluxo magnético e o q está associado ao torque, e isso permite controlar separadamente o torque e o fluxo, o que é fundamental para o controle vetorial de motores síncronos. Isto é, elimina a dependência da indutância em relação à posição elétrica. A transformação de Clarke transforma o sistema abc para $\alpha\beta$, que são componentes de um sistema de coordenadas bidimensional estacionário (fixo no espaço) que representa as grandezas trifásicas abc em um plano cartesiano. Elas correspondem às projeções das tensões ou correntes trifásicas em dois eixos ortogonais, ou seja, cria uma base ortogonal sem dependência da posição, para permitir a estimação [16].

III. METODOLOGIA

Nesta seção é relatada a metodologia empregada para o desenvolvimento do projeto, incluindo diversos dados utilizados e a lógica do sistema de controle.

A. Dados do motor e do inversor

A Tabela I apresenta os parâmetros do motor.

Para esse projeto, considerou-se um inversor com estágio de retificador trifásico em ponte completa a tiristores, que aumenta a tensão no barramento CC de forma gradativa, que no caso apresenta uma tensão inicial de 180 V no barramento CC, e essa tensão aumenta progressivamente até atingir 311 V. Isso foi feito para evitar picos de corrente na partida do motor, que prejudicam consideravelmente o desempenho dinâmico do sistema em malha fechada com estimador SMO. A alimentação do inversor de frequência é de 220 V trifásico, podendo ser alimentado em 50 Hz ou 60 Hz. Conforme dito ele apresenta um controle do tipo vetorial, a técnica de compensação é de controle PI, realimentação sensorless, e o modo de operação é para controle de velocidade. Além disso, foi simulado o inversor com uma frequência de chaveamento de 60 kHz para o sinal de

controle PWM.

Comercialmente costuma-se utilizar até 20 kHz de frequência de chaveamento para motores de ímãs, mas existem inversores de até 100 kHz para motores de baixa potência. Este foi um ponto de grande desafio no trabalho, pois muitos trabalhos encontrados na literatura concedem o uso de frequência ilimitada para os estimadores SMO, o que não é aplicável na prática. A frequência de 60 kHz foi escolhida, pois permitiu a convergência do sistema em malha fechada. Porém, em alta frequência com modulação PWM, cresce as perdas por comutação, aumentando o aquecimento dos semicondutores e reduzindo a eficiência. Com isso irá exigir dissipação térmica adicional, ou dispositivos de chaveamento de tecnologias mais avançadas, aumentando o preço do projeto. Mesmo em PMSMs, frequências muito altas (maior do que 20 kHz) geram alta EMI (interferência eletromagnética), podendo interferir em sensores e componentes do inversor de frequência. Além de poder causar sobretensão nos terminais do motor. Na simulação utilizou-se um passo de simulação de 100 ns e um período de amostragem de 16,667 μ s, que é o inverso da frequência de 60 kHz do PWM.

B. Dados dos controladores

Utilizou-se controladores PI digitais para a corrente do eixo em quadratura (i_q), corrente do eixo direto (i_d) e velocidade mecânica (ω_m). Para isso, segue a Tabela II com os valores dos parâmetros usados nos controladores.

Esses valores de ganho foram adquiridos experimentalmente, ou seja, testou-se diversos valores até chegar nesses que demonstraram um bom resultado.

C. Sistema de controle

Ao analisar a Fig. 4, adaptado de [7], percebe-se que o sistema de controle é iniciado com um valor de velocidade mecânica

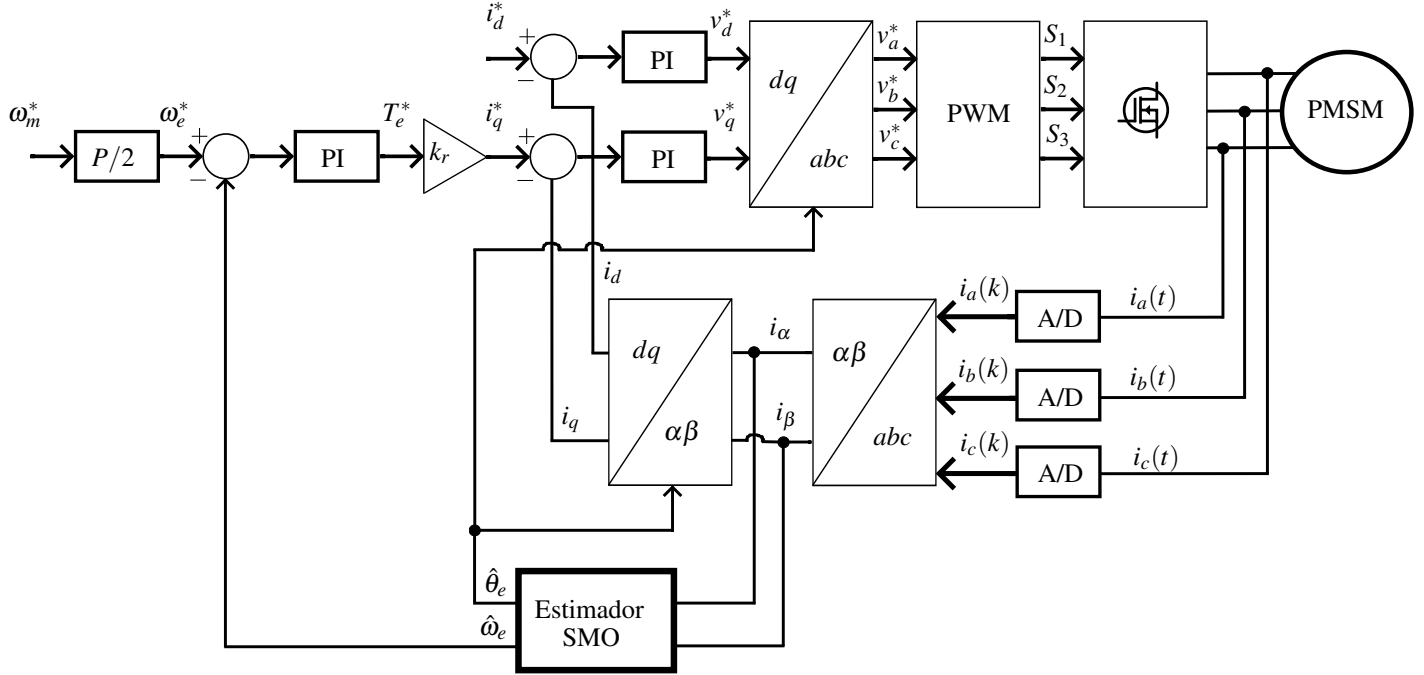


Fig. 4. Sistema completo de controle. Adaptado de [7].

TABELA II
Parâmetros dos controladores

Símbolo	Variável	Valor
K_p-i_q	Ganho proporcional para I_q	10
K_i-i_q	Ganho integral para I_q	5
K_p-i_d	Ganho proporcional para I_d	10
K_i-i_d	Ganho integral para I_d	5
$K_p-\omega_m$	Ganho proporcional para ω_m	1
$K_i-\omega_m$	Ganho integral para ω_m	8

de referência (ω_m^*), no qual passa para velocidade elétrica de referência (ω_e^*). Ou seja, esses valores de referência são os valores desejados que o motor atinja, e são fundamentais para a base do controle.

Além disso, há o torque eletromagnético de referência (T_e^*), que é um sinal fundamental que entra no sistema para determinar como o motor deve ser controlado, e o papel do controle vetorial é gerar os sinais de corrente no estator necessários para produzir o torque desejado, por isso há o k_r , que é o fator de conversão de torque em corrente, e com isso na saída do bloco de k_r , há as correntes de referência i_d^* e i_q^* . O motivo de estar nas coordenadas dq (sistema de coordenadas síncrono rotativo), é porque o controle vetorial utiliza essas coordenadas para separar o controle do torque (gerado pela corrente i_q^*) e o fluxo (gerado pela corrente i_d^*), visto que a corrente i_d^* teve como

estratégia de controle colocar ela como zero, ou seja, ela não irá colaborar para um fluxo magnético adicional, isto é, os ímãs permanentes no rotor já fornecem o fluxo magnético necessário para a operação do motor, e a corrente i_q^* é calculada a partir do torque eletromagnético de referência (T_e^*), com isso chega-se nas seguintes equações:

$$i_q^* = \frac{4}{3} \cdot \frac{T_e^*}{P \cdot \lambda_{pm}} \quad (25)$$

$$i_d^* = 0 \quad (26)$$

Destaca-se que as equações (25) e (26) tratam-se da condição de máximo torque por ampère para polos lisos, isto é, não resultam na condição de máximo torque por ampère nesse projeto, já que esse projeto é de polos salientes, mas mesmo assim obteve-se sucesso no controle de velocidade do motor.

Com as correntes de referência i_d^* e i_q^* , chegou-se nas tensões de referência v_d^* e v_q^* , que por sua vez passam por uma transformada inversa de Park, isto é, transforma em tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* .

Após isso, as tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* passam por um sinal de controle PWM, no qual defini-se todas as condições das chaves S_1 , S_2 e S_3 . Com isso, essas chaves mandam um sinal controlado em tensão e frequência para o motor PMSM.

As correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ do motor, passam por conversores A/D, que convertem essas correntes analógicas em correntes digitais, resultando em $i_a(k)$, $i_b(k)$ e $i_c(k)$. Em seguida aplica-se a transformação de Clarke, que transforma essas correntes em i_α e i_β digitais. Por fim, é usada a transformação de

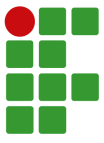


TABELA III

Valores de α_{Filtro} , β_{Filtro} , f_c e K para cada valor de ω_m

ω_m (rad/s)	α_{Filtro}	β_{Filtro}	f_c (Hz)	K
$4 \leq \omega_m \leq 4,39$	0,978	0,023	210,085	1,045
$4,40 \leq \omega_m \leq 5,49$	0,983	0,020	162,338	1,176
$5,50 \leq \omega_m \leq 6,29$	0,981	0,020	181,437	1,053
$6,30 \leq \omega_m \leq 6,34$	0,982	0,020	171,887	1,111
$6,35 \leq \omega_m \leq 6,39$	0,981	0,020	181,437	1,053
$6,40 \leq \omega_m \leq 6,49$	0,981	0,021	181,437	1,105
$6,50 \leq \omega_m \leq 6,90$	0,981	0,020	181,437	1,053
$6,91 \leq \omega_m \leq 13$	0,984	0,020	152,789	1,250
$13,01 \leq \omega_m \leq 13,89$	0,983	0,020	162,338	1,176
$13,90 \leq \omega_m \leq 13,99$	0,983	0,021	162,338	1,235
$\omega_m = 14$	0,983	0,020	162,338	1,176

Park para transformar em correntes i_d e i_q digitais. A corrente i_d é comparada com a referência i_d^* , e a corrente i_q é comparada com a referência i_q^* , para verificar se está de acordo com os valores de referências, e com isso aplicar o controle de corrente.

Também há o estimador *sensorless* (*Sliding Mode Observer - SMO*), que na sua entrada há as correntes i_α e i_β digitais. Com isso, na saída ele resulta na velocidade elétrica estimada ($\hat{\omega}_e$), que é comparada com a velocidade elétrica de referência (ω_e^*), para poder ter o controle correto de velocidade.

D. Dados do estimador

Além disso, para calcular u_α e u_β , foi necessário estipular um valor para os ganhos do observador de modos deslizantes (SMO), k_{SMO_α} e k_{SMO_β} , ambos foram colocados com o valor de 140. Através de testes efetuados diretamente em simulação, julgou-se bom o ganho de 140 por proporcionar um equilíbrio entre rastreamento e nível de ruído.

E. Projeto do filtro

Os filtros utilizados são de primeira ordem digital passa-baixas com duas componentes. Também seria possível implementar um filtro de ordem maior, porém nesse projeto optou-se em manter esse filtro de primeira ordem e adaptar ele para cada faixa de velocidade. Este é utilizado para calcular as forças contraeletromotrizes estimadas e também a velocidade estimada. Eles servem para melhorar o sinal de rotação, uma vez que em baixas rotações, os sinais de força contraeletromotriz (FCEM) são mais suscetíveis ao ruído e apresentam baixa amplitude, e em altas rotações, os sinais de FCEM e outras grandezas tendem a ser mais estáveis e possuem maior amplitude. Assim, os filtros ajudam para atenuar ruídos, reduzir oscilações indesejadas e melhorar a precisão da estimação. Após diversos testes, chegou-se aos melhores valores dos coeficientes α_{Filtro} e β_{Filtro} para cada valor de velocidade mecânica, além da frequência de corte (f_c) e do ganho (K) do filtro em cada situação, conforme consta na Tabela III.

A Fig. 5 mostra o comportamento de α_{Filtro} e β_{Filtro} em relação a rotação mecânica ω_m . Com essa figura parece que os valores do filtro não mudam muito, mesmo em faixas diferentes de rotação mecânica, mas a Tabela III mostra que mesmo mudando um pouco o valor do filtro, há uma diferença significativa na frequência de corte (f_c) e no ganho (K) do filtro.

IV. RESULTADOS

O código em que foram realizadas as simulações foi desenvolvido no software “MATLAB”, e como o passo de simulação é de 100 ns, o ideal seria que as figuras apresentassem 40.000.000 de pontos, porém para ser mais viável de simular, utilizou-se somente 10.000 pontos, isto é, as figuras não estão em sua resolução máxima, sendo que foi considerado um torque

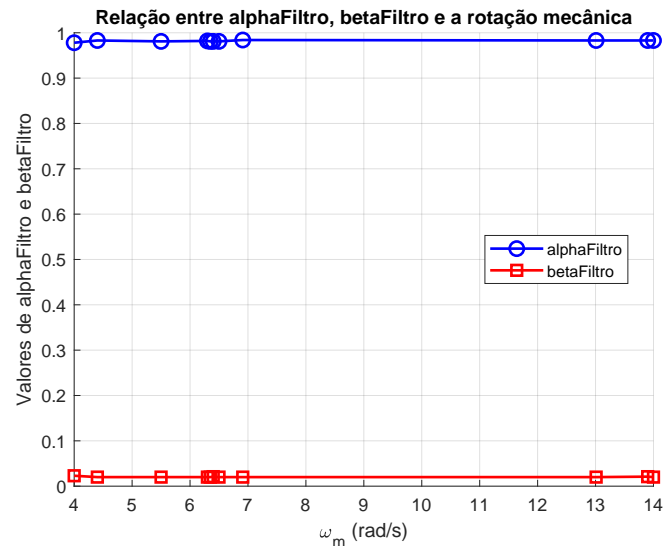


Fig. 5. Relação entre α_{Filtro} , β_{Filtro} e ω_m .

de perturbação de 3 Nm a partir de dois segundos. Além disso, foi simulado com a rotação nominal do motor até cerca de 3,33 segundos, isto é, 125 rpm (equivalente a 13,09 rad/s mecânico e 314,16 rad/s elétrico) até 3,33 segundos, a partir disso há um aumento de 10% na velocidade, ou seja, 137,50 rpm (equivalente a 14,399 rad/s mecânico e 345,576 rad/s elétrico).

A Fig. 6 mostra o foco principal deste projeto, que é obter o controle de velocidade do motor através do estimador SMO, mesmo com torque de perturbação. Nessa figura, a velocidade está em rad/s elétrico, e percebe-se que há uma rampa de velocidade até o motor atingir 314,16 rad/s elétrico em regime permanente até 3,33 s. Em dois segundos há a aplicação de um torque de perturbação de 3 Nm e percebe-se que a rotação do motor abaixa até cerca de 222 rad/s elétrico, mas vai aumentando gradativamente até retornar a rotação nominal novamente. Destaca-se que esse torque de perturbação de 3 Nm é bem inferior em relação ao torque nominal do motor. A partir

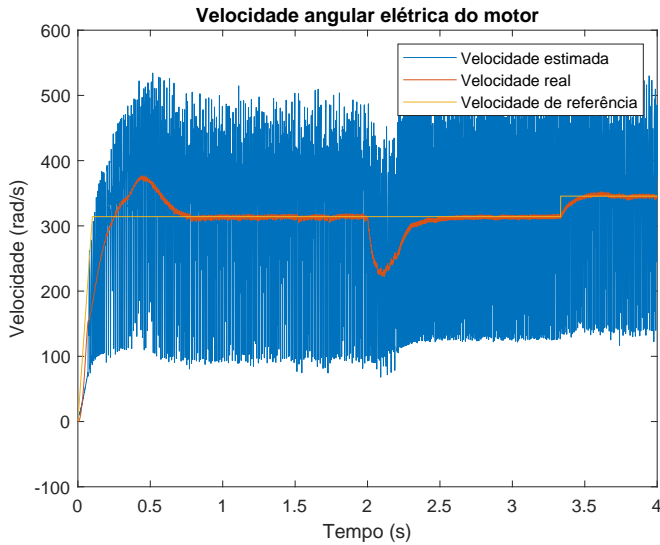
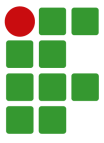


Fig. 6. Ensaio de rastreamento da velocidade angular elétrica.

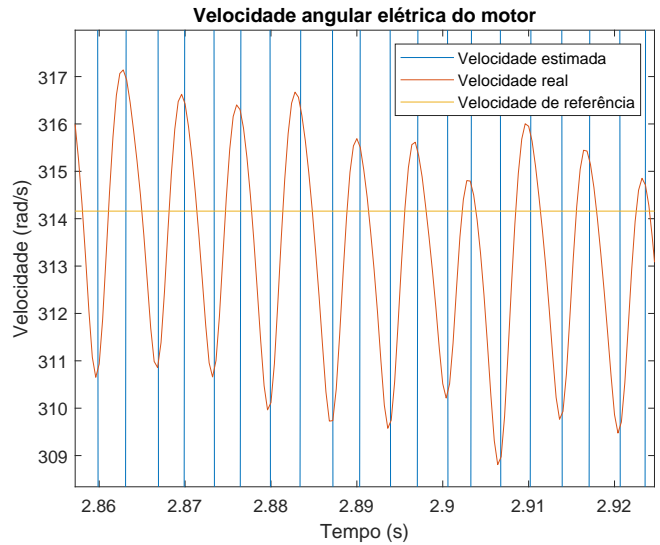


Fig. 8. Ensaio de rastreamento da velocidade angular elétrica, com ampliação.

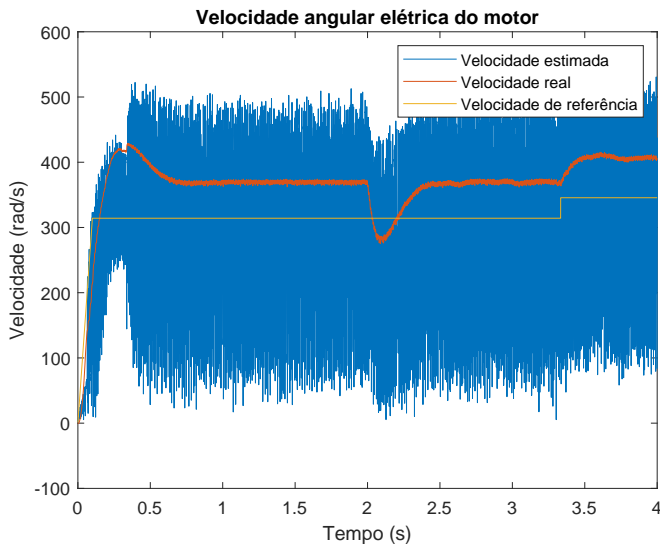


Fig. 7. Ensaio de rastreamento da velocidade angular elétrica sem filtro.

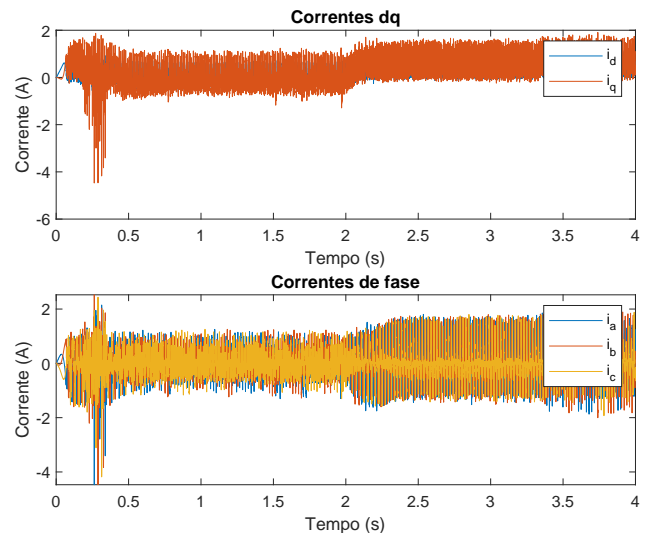


Fig. 9. Correntes i_q e i_d , e correntes i_a , i_b e i_c (A).

de 3,33 s, o motor sobe para 345,576 rad/s elétrico. A velocidade estimada apresenta bastante ruído, mas o mais importante está sendo cumprido, que é controlar a velocidade real.

Na Fig. 7 é apresentada a mesma ideia da Fig. 6, porém não há o filtro incluso, e com isso percebe-se que a velocidade real apresenta um formato semelhante nas duas situações (com e sem filtro), porém com valores de amplitudes maiores e, automaticamente, não chega-se em um resultado satisfatório do controle de velocidade do motor quando não há o filtro.

Na Fig. 8 percebe-se que há uma certa oscilação na velocidade angular elétrica real, variando cerca de 8 rad/s elétrico do pico máximo até o pico mínimo, no qual isso equivale

em uma variação de 3,18 rpm. Esse fenômeno é chamado de chattering, que ocorre em sistemas de controle, especialmente nos observadores de modos deslizantes. O chattering ocorre porque o controle por modos deslizantes usa descontinuidades para forçar a trajetória do sistema a atingir e permanecer na superfície de deslizamento. Na prática, essas mudanças abruptas no sinal de controle podem levar a oscilações indesejadas, principalmente devido a atrasos, histerese e dinâmica não ideal dos atuadores.

Na Fig. 9 e na Fig. 10 há dois tipos de correntes, as correntes no sistema dq e no sistema abc . Percebe-se que as correntes

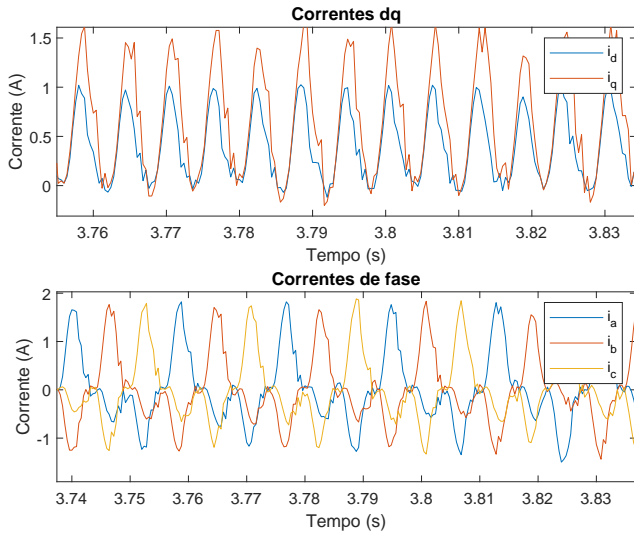


Fig. 10. Correntes i_q e i_d , e correntes i_a , i_b e i_c (A), com ampliação.

i_q e i_d apresentam um formato bem semelhante, com valores variando entre 1 A e -1 A até dois segundos, a partir desse tempo é aplicado o torque de perturbação e com isso as amplitudes dessas correntes se tornam mais positivas, porém em ambos os casos a corrente i_d apresenta amplitudes menores, já que a corrente i_d^* (referência) foi colocada em zero. A corrente i_q está diretamente relacionada ao torque eletromagnético gerado no motor e o formato dela segue as variações na carga ou na referência de velocidade do motor. A corrente i_d segue a referência de zero. O fato dessas correntes i_q e i_d estarem com formatos semelhantes pode ser um sinal que o motor está operando em uma região de carga leve ou moderada, em que os efeitos das saliências nos polos afetam ambos os eixos de maneira similar, e o controle pode estar indiretamente acoplando os dois eixos, especialmente em condições transitórias. Os valores dessas correntes estão relacionados com o limite da capacidade do inversor em fornecer corrente, a demanda de torque do motor, que depende diretamente de i_q , a estratégia de controle usada, como o controle vetorial, que regula i_q para gerar torque e i_d para controlar o fluxo magnético, porém nesse caso a corrente i_d não contribui com um fluxo magnético adicional [17].

As correntes i_a , i_b e i_c apresentam uma certa distorção, porque a modulação PWM introduz componentes harmônicas nas correntes, no qual o inversor ajusta a frequência e amplitude das tensões e correntes trifásicas para controlar a velocidade e o torque do motor. Na prática, devido às distorções causadas pela modulação, às características do motor e ao uso do SMO, que insere muito ruído no sistema, as formas de onda das correntes podem não ser perfeitamente senoidais, mas a defasagem de 120° ainda é mantida entre as correntes. Para calcular a taxa de distorção harmônica (*Total Harmonic Distortion* - THD) das correntes de fase, foi utilizada a seguinte equação:

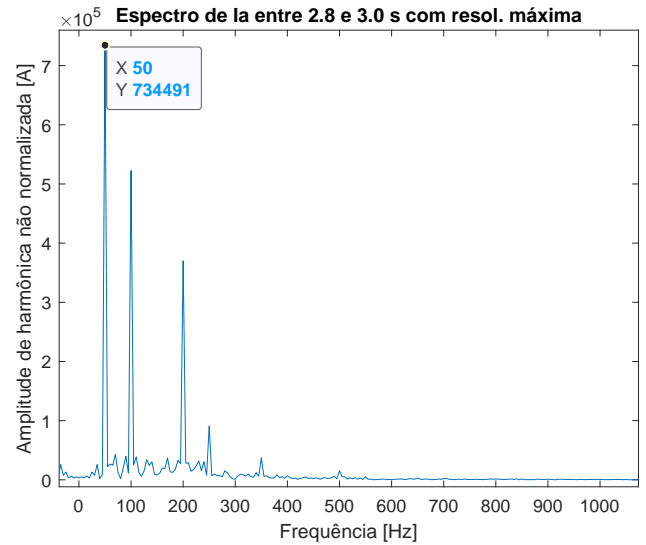


Fig. 11. Espectro da corrente de fase A com resolução máxima.

$$\text{THD}(\%) = \left(\frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + H_4^2 + H_5^2 + \dots}}{H_{\text{fundamental}}} \right) \times 100 \quad (27)$$

Na equação (27), o H representa as harmônicas, e para saber a amplitude dessas harmônicas, foi feita a análise da Fig. 11. Ao calcular pela equação 27, resultou em aproximadamente 80,20% de THD para as correntes de fase (i_a , i_b e i_c). Além disso, através da Fig. 11 pode-se perceber que é um motor trifásico, já que não há a presença da terceira harmônica, e também nota-se que as formas de onda das correntes são assimétricas pelo fato de possuir harmônicas pares.

E, assim como as correntes dq , as correntes de fase também aumentam a sua amplitude quando entra o torque de perturbação a partir do tempo de dois segundos.

A Fig. 12 mostra com ampliação a corrente da fase A em regime com menos resolução (dez mil pontos) e a Fig. 13 mostra com ampliação a corrente da fase A em regime com resolução máxima (quarenta milhões de pontos), e pelas duas figuras nota-se que a forma de onda dela é assimétrica, além de possuir distorções por conta do inversor de frequência.

A Fig. 14 mostra a posição angular elétrica do motor em rad, e a Fig. 15 mostra a posição de forma ampliada, no qual percebe-se que há uma certa diferença entre a posição real e a posição estimada. Diante disso, a Fig. 16 e a Fig. 17 mostram o erro da posição angular elétrica do motor, ou seja, a diferença entre a posição real e a posição estimada. Através da Fig. 17, percebe-se que o erro oscila entre 0,80 e 1,25, aproximadamente, e mesmo com essa diferença consegue-se ter sucesso no controle de velocidade do motor. Destaca-se que esta mesma posição angular elétrica estimada é utilizada para realizar

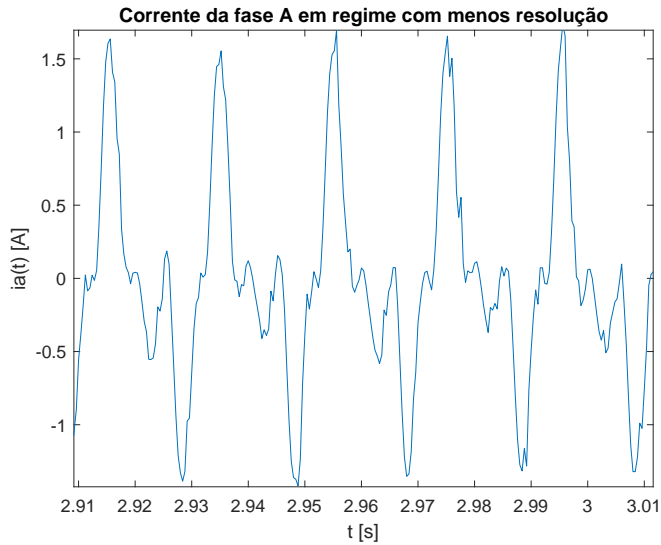
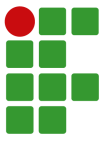


Fig. 12. Corrente da fase A em regime com menor resolução (A).

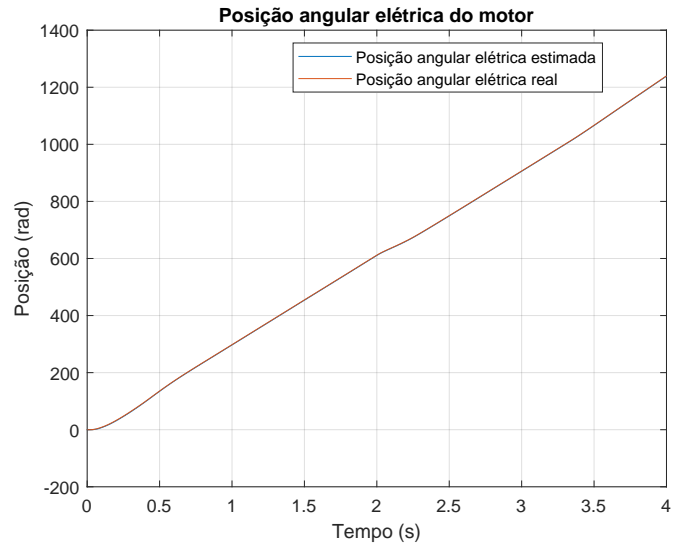


Fig. 14. Posição angular elétrica (rad) do motor.

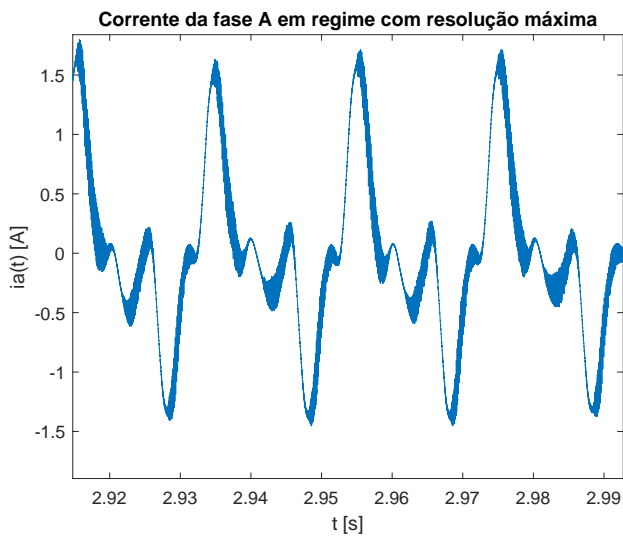


Fig. 13. Corrente da fase A em regime com resolução máxima (A).

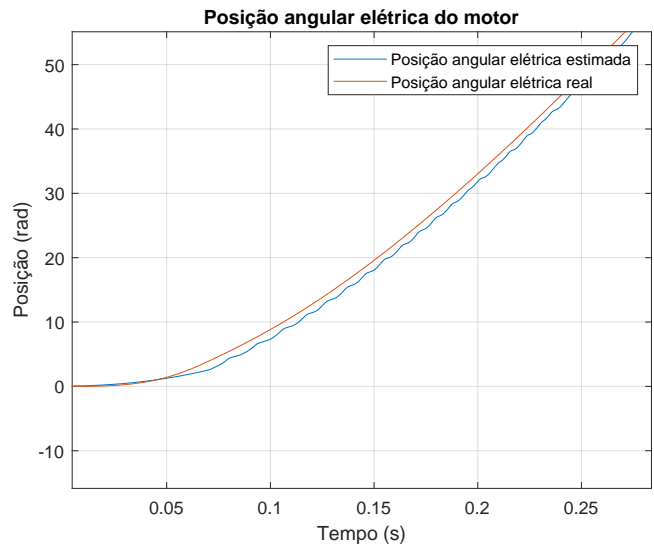


Fig. 15. Posição angular elétrica (rad) do motor, com aplicação.

as transformações dq das correntes na realimentação do controle e dq inversa para a geração dos sinais de referência de tensão para o inversor. Sendo assim, a posição é uma variável vital em todo o sistema de controle em malha fechada. Assim, também é bastante positivo o baixo nível de ruído na posição estimada, apesar de existir na forma de oscilações (que são simplesmente atenuações do ruído de velocidade).

A Fig. 18 e a Fig. 19 mostram as forças contraeletromotrizas E_α e E_β do motor. Essas forças contraeletromotrizas surgem devido ao movimento relativo entre os ímãs permanentes no rotor e os enrolamentos do estator, ou seja, quando o rotor gira, o fluxo magnético no estator varia, induzindo tensões nos

enrolamentos. O método de modos deslizantes calcula essas forças a partir das correntes do estator e das tensões aplicadas, permitindo identificar a orientação do rotor sem a necessidade de sensores físicos [18]. O formato das forças contraeletromotrizas em um motor PMSM ideal é senoidal e com uma defasagem de 90° entre si, contudo, na prática, elas podem apresentar distorções devido a fatores como características do motor e harmônicos. E o valor dessas tensões variam entre 200 V e -200 V, e esse valor depende da velocidade angular do rotor e do fluxo magnético devido aos ímãs permanentes.

A Fig. 20 e a Fig. 21 mostram as correntes i_α e i_β reais e estimadas. Percebe-se que a forma de onda real não

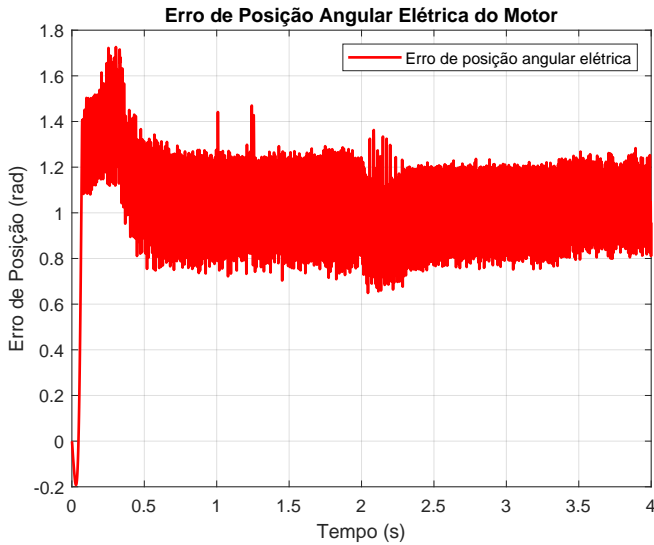
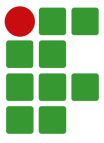


Fig. 16. Erro de posição angular elétrica (rad) do motor.

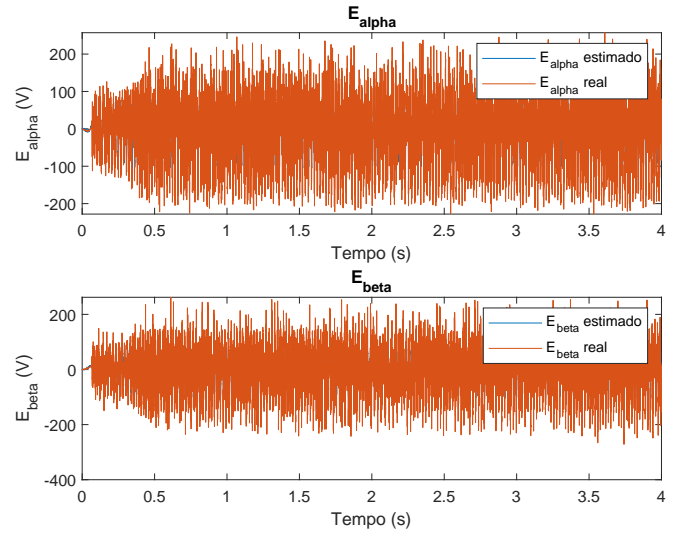


Fig. 18. Forças contraeletromotrizes E_α e E_β (V) do motor.

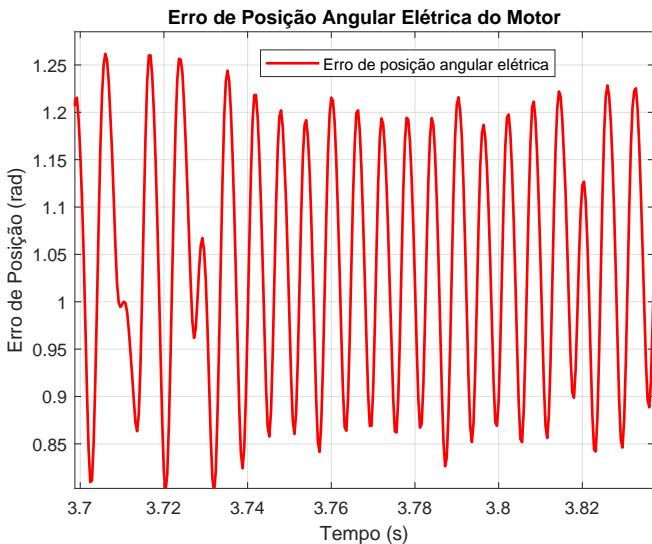


Fig. 17. Erro de posição angular elétrica (rad) do motor, com ampliação.

está exatamente igual a estimada, mas apresentam formatos semelhantes. Idealmente, essas formas de onda são senoidais, mas a modulação PWM usada para controlar as tensões trifásicas no estator gera harmônicos nas correntes, especialmente quando a carga aplicada ao motor é baixa. Elas possuem uma defasagem de 90° , formando um vetor girante no plano $\alpha\beta$, sincronizado com o campo magnético do rotor [19].

A Fig. 22 e a Fig. 23 mostram as tensões V_{q^*} e V_{d^*} , e as tensões V_a , V_b e V_c . A componente V_{d^*} está relacionada ao fluxo magnético do motor no eixo direto (d) e a estratégia comum é manter a corrente i_d próxima de zero, o que significa que a referência V_{d^*} também tende a ser próxima de zero, e pequenas

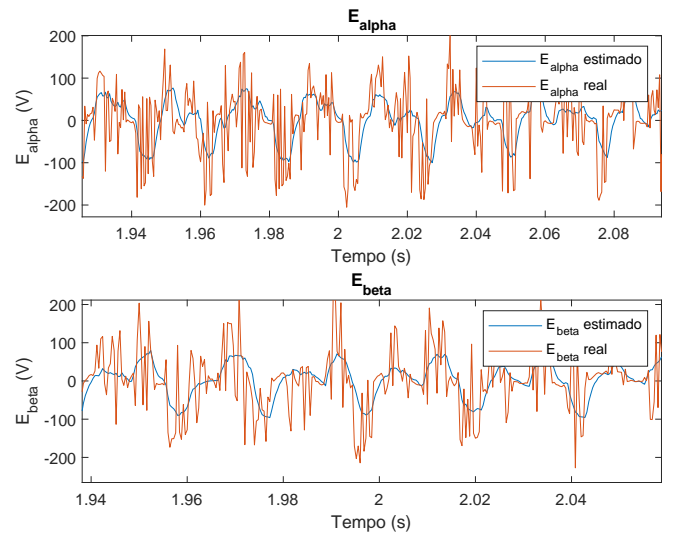


Fig. 19. Forças contraeletromotrizes E_α e E_β (V) do motor, com ampliação.

oscilações em torno de zero são normais e podem ser causadas por atrasos na resposta do controlador PI ou discretização, na medição de corrente ou no cálculo de tensão, entre outros fatores. A componente V_{q^*} está diretamente ligada à corrente i_q , que é responsável pela geração de torque no motor. Quando o motor está em operação normal, V_{q^*} tende a oscilar em torno de um valor médio, refletindo a demanda de torque [20].

As tensões V_a , V_b e V_c não são senoidais ideais devido à natureza da modulação por largura de pulso (PWM) e outras características do inversor, sendo elas defasadas em 120° .

Na Fig. 24 percebe-se que o motor fica com 120 rad/s elétrico

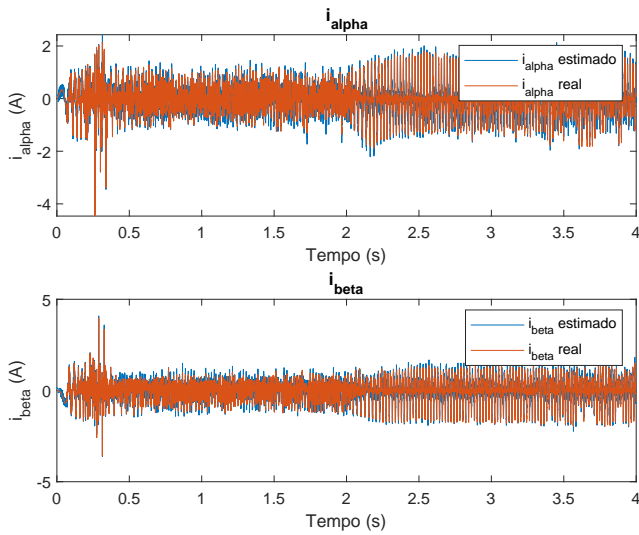


Fig. 20. Correntes i_α e i_β (A).

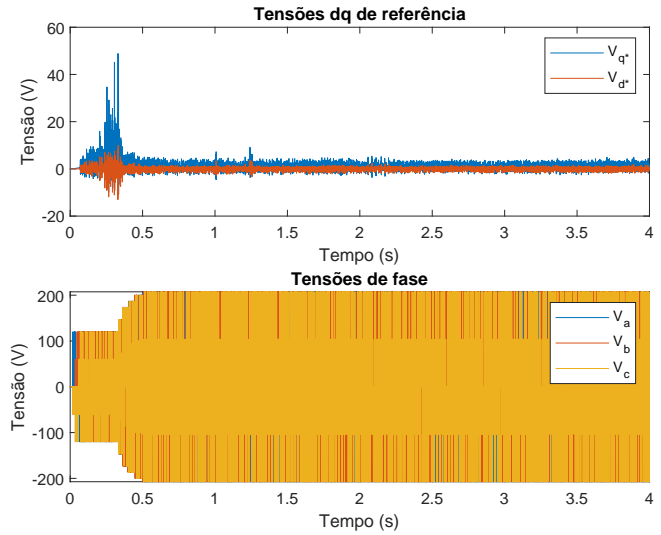


Fig. 22. Tensões v_{q^*} e v_{d^*} , e tensões v_a , v_b e v_c (V).

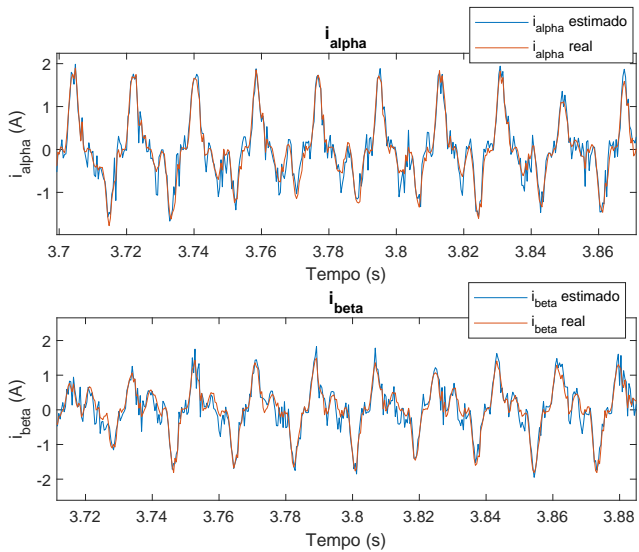


Fig. 21. Correntes i_α e i_β (A), com ampliação.

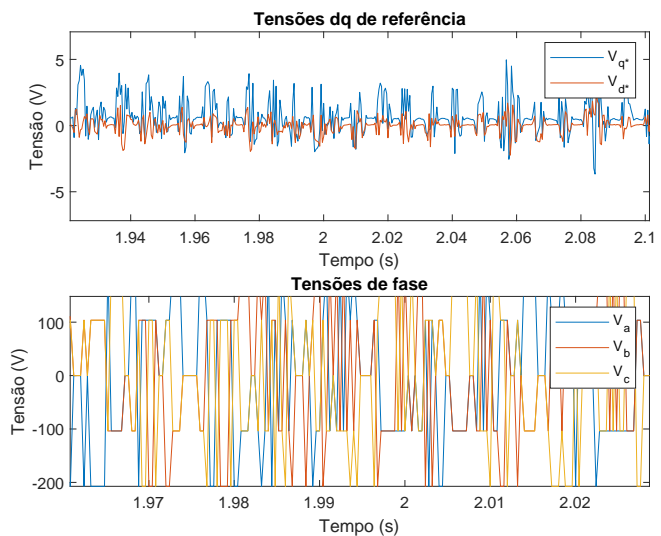


Fig. 23. Tensões v_{q^*} e v_{d^*} , e tensões v_a , v_b e v_c (V), com ampliação.

(47,80 rpm) até 3,33 rad/s, mesmo com o torque de perturbação de 3 Nm em dois segundos, ele controla e consegue retornar na velocidade que estava. A partir de 3,33 segundos, o motor sobe para 132 rad/s elétrico (52,50 rpm).

Na Fig. 25 percebe-se que o motor fica com 216 rad/s elétrico (85,90 rpm) até 3,33 rad/s, mesmo com o torque de perturbação de 3 Nm em dois segundos, ele controla e consegue retornar na velocidade que estava. A partir de 3,33 segundos, o motor sobe para 237,60 rad/s elétrico (94,56 rpm).

Destaca-se que o filtro adaptativo manteve possível o seguimento de referência para diferentes velocidades, sem necessidade de alterar ganho SMO ou o projeto de controle.

Contudo, nota-se variação no comportamento transitório da velocidade real nestes novos testes efetuados, dada a não linearidade do sistema global.

V. CONCLUSÃO

O objetivo deste projeto é desenvolver um controle de velocidade *sensorless* de um motor síncrono de ímãs permanentes internos trifásico, através do estimador pelo método de observador de modos deslizantes, garantindo o seguimento de referência de velocidade em uma larga faixa de operação. Através dos resultados apresentados, nota-se que esse

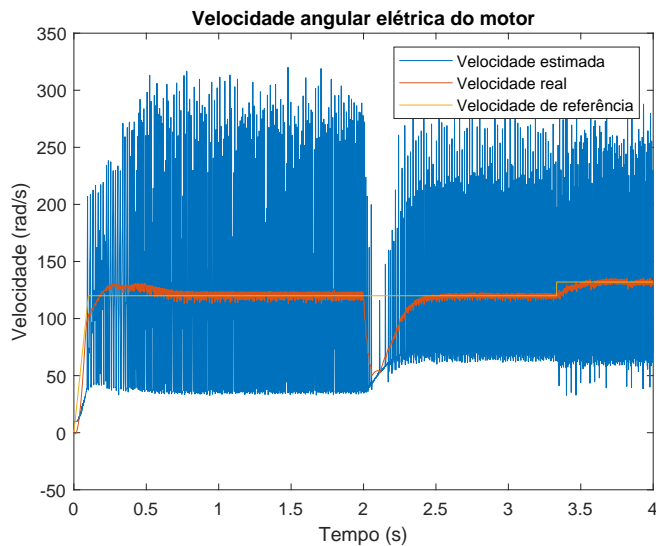


Fig. 24. Velocidade angular elétrica de 120 rad/s, e aumento de 10% da mesma.

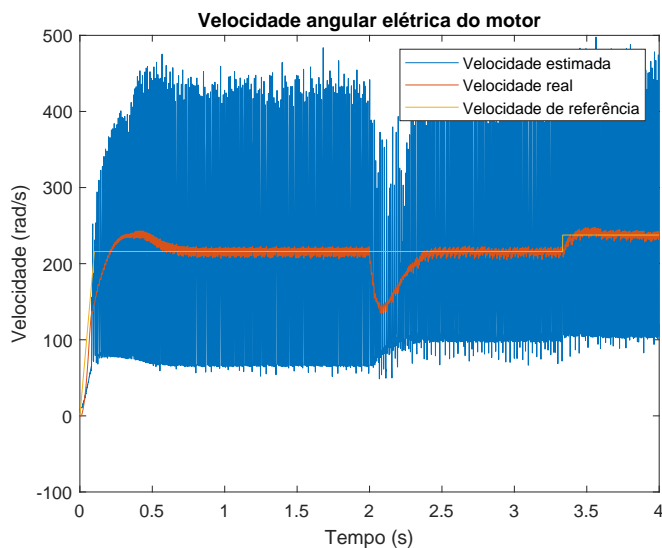


Fig. 25. Velocidade angular elétrica de 216 rad/s, e aumento de 10% da mesma.

objetivo foi cumprido.

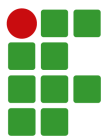
Mesmo que a velocidade estimada do motor esteja com bastante oscilação, percebe-se que a velocidade real do motor está se comportando conforme deve.

Uma grande dificuldade encontrada durante a execução do projeto foi em saber os melhores valores para o α_{Filtro} e β_{Filtro} . Para tanto, foram necessários testes exaustivos para determinar quais valores manteriam o sistema estável e com desempenho satisfatório em uma dada faixa de velocidade, conforme consta na Tabela III.

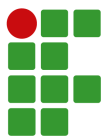
Um fator de melhoria para este projeto seria utilizar valores menores do que 60 kHz para a frequência de comutação, para checar se é possível realizar o controle de velocidade do motor também, mas para isso ser possível deve-se experimentar outros valores para α_{Filtro} e β_{Filtro} , ou até mesmo implantar outro método de filtragem. Além disso, com a melhoria da filtragem, de um modo geral, haveria uma velocidade estimada menos oscilatória, e com isso chega-se em uma velocidade real mais precisa.

REFERÊNCIAS

- [1] T. S. Gabbi, *Controle por Modos Deslizantes e Observador de Distúrbios Aplicados ao Motor Síncrono de Ímãs Permanentes*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, 2015, URL: <https://repositorio.ufsm.br/handle/1/8567>.
- [2] C. J. V. Filho, *Projeto e Análise de Observadores Adaptativos Aplicados ao Controle Sensorless de Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, 2018, URL: <https://repositorio.ufsm.br/handle/1/18911>.
- [3] G. F. Carpes, *Controle de Velocidade do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes*, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2022, URL: <https://lume.ufrgs.br/handle/10183/240224>.
- [4] M. de Mattos Dias, L. Schaeffer, A. de Matos Dias, J. L. Cézar, J. C. K. Verney, *Motores Síncronos Trifásicos com Ímãs Permanentes*, Universidade Feevale and Universidade Federal do Rio Grande do Sul and Universidade Luterana do Brasil, 2005.
- [5] W.-S. Jung, H.-K. Lee, Y.-K. Lee, S.-M. Kim, J.-I. Lee, J.-Y. Choi, *Analysis and Comparison of Permanent Magnet Synchronous Motors According to Rotor Type under the Same Design Specifications*, Department of Electrical Engineering, Chungnam National University, Daejeon 34134, Republic of Korea, and Electric Power System Design Team, Hyundai Transys Inc., 95, Hyundaiakia-ro, Namyang-eup, Hwaseong-si 18280, Republic of Korea, 2023, URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/3/1306>.
- [6] E. de Moura Fernandes, *Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, 2006, URL: <http://dspace.sti.ufcg.edu.br:8080/jspui/bitstream/riufcg/3178/3/EISENHAWER%20DE%20MOURA%20FERNANDES%20-%20DISSERTA%C3%87%C3%83O%20PPGE%202006.pdf>.
- [7] J. M. L. Rocha, E. de Moura Fernandes, *Controle Sensorless de Motor Síncrono a Ímã Permanente Baseado em Observador de Modos Deslizantes*, Universidade Federal de Campina Grande, 2020, URL:



- https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/cba/article/view/1706/1405.
- [8] F. S. Stella, *Modelagem e Controle de Motor Sem Escovas Utilizando Filtro Estendido de Kalman para Estimção da Velocidade e Posição*, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2022, URL: <https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/29127/1/controlemotorbldckalman.pdf>.
- [9] A. Choi, H. Ahn, Y. Chung, K. You, *Sliding Mode Control for Sensorless Speed Tracking of PMSM with Whale Optimization Algorithm and Extended Kalman Filter*, Sungkyunkwan University, 2023, URL: <https://www.mdpi.com/2075-1702/11/9/851>.
- [10] L. A. Aguirre, *Introdução à Identificação de Sistemas*, Universidade Federal de Minas Gerais, 2015, URL: https://www.researchgate.net/publication/303679484_Introducao_a_Identificacao_de_Sistemas.
- [11] I. R. R. Lino, *Análise das Correntes do PMSM Acionado pelo Controle do Inversor de Modo Dual na Região de Potência Constante para Avaliação do Torque Pulsante*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, 2006, URL: <https://repositorio.ufms.br/bitstream/123456789/645/1/Inez%20Regina%20Recalde%20Lino.pdf>.
- [12] J. R. de Sena Marim, *Modelagem e simulação de inversor trifásico com malha feedforward completa para conexão à rede de distribuição*, Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, 2022, URL: https://engeletrica-faeng.ufms.br/files/2022/11/TCC-MAGB-Modelagem-e-simulacao-de-inversor-trifasico-conectado-a-rede-Jaqueline-Rinque_final-2022.pdf.
- [13] K. Lima, *Transformada de Clarke e Park*, Universidade Federal do Ceará, 2011, URL: <https://www.coe.ufbr/~kleber/Transformadas.pdf>.
- [14] K. Kakouche, A. Oubelaid, S. Mezani, D. Rekioua, T. Rekioua, *Different Control Techniques of Permanent Magnet Synchronous Motor with Fuzzy Logic for Electric Vehicles: Analysis, Modelling, and Comparison*, Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information, Faculté de Technologie, Université de Bejaia, Bejaia 06000, Algéria e Universidade de Lorraine, VERDE, F-54000 Nancy, França, 2023, URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/7/3116>.
- [15] F. F. de Castro, *Projeto de Controladores PI Robusto para Processos de Moagem Empregando Desigualdades Matriciais Lineares*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Ouro Preto, 2020, URL: https://www.itv.org/wp-content/uploads/2021/09/Dissertacao_final_Felipe_Fuscaldi.pdf.
- [16] N. B. Gurgel, A. A. F. de Moura, A. P. de Moura, E. P. da Rocha, V. de Paula Brandão Aguiar, O. C. da Silva Filho, *Transformações em Sistemas Elétricos de Potência: Análise das Transformadas de Clarke e Park*, Universidade Federal Rural do Semi-Árido e Universidade Federal Rural do Ceará, 2021, URL: <https://periodicos.ufersa.edu.br/r4em/article/view/9954/10533>.
- [17] T. H. R. Diniz, *Desenvolvimento de um Controlador de Torque para Motores de Indução Trifásicos Utilizando Controle Vetorial e Lógica Fuzzy*, Universidade Estadual Paulista, 2012, URL: https://www.sorocaba.unesp.br/Home/Graduacao/EngenhariadeControleeAutomacao/galdenoro1906/galdenoro-tcc-tatiana_hitomy_rezende_diniz_rev2.pdf.
- [18] G. T. de Paula, *Cálculo da Força Contraeletromotriz em Máquinas Síncronas com Ímãs na Superfície do Rotor*, Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, 2016, URL: <https://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-14062016-113636/publico/Geyverson.pdf>.
- [19] M. M. Tavares, *Controle Vetorial para Acionamento de Máquinas Síncronas a Ímã Permanente*, Universidade Federal de Pernambuco, 2014, URL: <https://repositorio.ufpe.br/bitstream/123456789/45931/1/MARCELO%20MATOS%20TAVARES%20-%20CONTROLE%20VETORIAL%20PARA%20ACIONAMENTO%20DE%20M%20c3%81QUINAS%20S%20c3%8dNCRONAS%20A%20c3%8dM%20c3%83%20PERMANENTE.pdf>.
- [20] A. F. Bacca, *Estudo de um Sistema de Controle Sensorless para Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes Internos*, Universidade Federal de Santa Maria, 2023, URL: https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/28644/Bacca_FL%20C3%A1via_Ana_2023_TCC.pdf?sequence=1.



Apêndice A

```
clc
clear all

% Controle de velocidade em malha
  fechada:

% Pre-processamento:

% Definicao dos parametros de simulacao:

dt=1e-7; % Passo de simulacao.
tMax=4-dt; % Tempo maximo de simulacao.
tPontos=round(tMax/dt)+1; % Total de
  pontos.
nPontos=10000; % Numero de pontos
  desejados.
rel_pontos=round(tPontos/nPontos); %
  Relacao entre o total de pontos, e o
  numero de pontos.
t_amost = 0;
k=0; % Posicao logica dos vetores.

% Parametros da planta:

fpm=0.233; % Fluxo magnetico dos imas
  permanentes do rotor (Wb).
Lq=0.03; % Indutancia de eixo de
  quadratura (H).
Ld=0.01; % Indutancia de eixo direto (H)
  .
Rs=15.50; % Resistencia de estator (Ohms
  ).
b=1e-4; % Atrito (Nm*s).
Jm=0.0322; % Inercia (kg*m ).
P=48; % Numero de polos.

% Parametros do inversor:

t_tri=0; % Condicao inicial para o tempo
  da onda triangular (s).
Vdc=180; % Tensao no link CC (capacitor)
  (V).
fsw=60000; % Frequencia de chaveamento (
  Hz).
Tsw=1/fsw; % Periodo de chaveamento (s).

% Parametros de interrupcao:

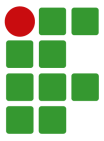
t_int=0; % Contador de interrupcao.
Ts=Tsw; % Periodo de chaveamento (s).

% Condiicoes iniciais (variaveis):

va=0; % Tensao na fase a (V).
vb=0; % Tensao na fase b (V).
vc=0; % Tensao na fase c (V).
vd=0; % Tensao de eixo direto (V).
vq=0; % Tensao de eixo em quadratura (V)
  .
id=0; % Corrente de eixo direto (A).
iq=0; % Corrente de eixo em quadratura (
  A).
wm=0; % Velocidade mecanica (rad/s).
we=0; % Velocidade eletrica (rad/s).
oe=0; % Angulo eletrico (rad).
om=0; % Angulo mecanico (rad).
te=0; % Torque eletromagnetico (Torque
  de producao) (Nm).
tl=0; % Torque de perturbacao (Torque de
  carga) (Nm).
va_ref=0; % Tensao de referencia na fase
  a (V).
vb_ref=0; % Tensao de referencia na fase
  b (V).
vc_ref=0; % Tensao de referencia na fase
  c (V).
vd_ref=0; % Tensao de referencia de eixo
  direto (V).
vq_ref=0; % Tensao de referencia de eixo
  em quadratura (V).
ialpha_lido = 0; % Corrente alpha lida (
  A).
ialpha_estimado = 0; % Corrente alpha
  estimada (A).
ibeta_lido = 0; % Corrente beta lida (A)
  .
ibeta_estimado = 0; % Corrente beta
  estimada (A).
wr_estimado = 0; % Velocidade angular
  eletrica estimada (rad/s).
ealpha_lido = 0; % Forca
  contraletromotriz alpha lida (V).
ebeta_lido = 0; % Forca
  contraletromotriz beta lida (V).
ealpha_estimado = 0; % Forca
  contraletromotriz alpha estimada (V).
ebeta_estimado = 0; % Forca
  contraletromotriz beta estimada (V).

% Parametros do controlador PI da
  corrente de eixo em quadratura (iq):

Kp_iq = 10; % Ganho proporcional para iq
  .
```



```
Ki_iq = 5; % Ganho integral para iq.

% Parametros do controlador PI da
  corrente de eixo direto (id):

Kp_id = 10; % Ganho proporcional para id
.
Ki_id = 5; % Ganho integral para id.

% Parametros do controlador PI da
  velocidade mecanica (Wm):

Kp_wm = 1;% Ganho proporcional para Wm.
Ki_wm = 8; % Ganho integral para Wm.

% Inicializacao das variaveis dos
  controladores PI:

integral_iq = 0; % Integral da corrente
  de eixo em quadratura (Iq).
integral_id = 0; % Integral da corrente
  de eixo direto (Id).
integral_wm = 0; % Integral da
  velocidade mecanica (Wm).

% Setpoint:

wm_ref = 0;
wm_ref_rampa0 = 13.09; % Referencia de
  velocidade desejada (rad/s).
wm_ref_rampa = wm_ref_rampa0; %
  Referencia de velocidade desejada (
  rad/s).
t_rampa = 0; % Inicializacao da rampa de
  velocidade em zero.
T_rampa = 0.1; % Tempo total da rampa de
  velocidade.

id_ref = 0; % E uma estrategia de
  controle colocar id_ref igual a zero,
  no qual nao ha fluxo magnetico
  adicional atraves da corrente id.

% Inicializacao das variaveis do
  observador de modos deslizantes (SMO)
  :

% Parametros do SMO:

K_smo_ialpha = 140; % Ganho do
  observador por modos deslizantes para
  ialpha.
K_smo_ibeta = 140; % Ganho do observador
  por modos deslizantes para ibeta.

% Um alto valor de K_smo pode levar a
  uma resposta mais rapida, mas tambem
  pode aumentar o ruido, e a
  sensibilidade a variacoes bruscas.
% Um baixo valor de K_smo tende a ser
  mais estavel, e menos sensivel a
  ruidos, mas pode resultar em uma
  resposta mais lenta.

% Condicoes iniciais do observador:

wr=0;
ialpha_estimado=0;
ibeta_estimado=0;
ealpha=0;
ebeta=0;
wr_estimado=0;
oe_estimado = 0;
dialpha=0;
dibeta=0;

% Vetores para memoria:

Ia=zeros(nPontos,1);
Ib=zeros(nPontos,1);
Ic=zeros(nPontos,1);

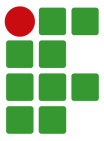
Va=zeros(nPontos,1);
Vb=zeros(nPontos,1);
Vc=zeros(nPontos,1);

Va_ref=zeros(nPontos,1);
Vb_ref=zeros(nPontos,1);
Vc_ref=zeros(nPontos,1);

Vd_ref=zeros(nPontos,1);
Vq_ref=zeros(nPontos,1);

Id=zeros(nPontos,1);
Iq=zeros(nPontos,1);
Wm=zeros(nPontos,1);
Wr_ref=zeros(nPontos,1);
Wr_estimado=zeros(nPontos,1);
Wr_estimado_chaveado=zeros(nPontos,1);
We=zeros(nPontos,1);
Oe=zeros(nPontos,1);
Oe_estimado=zeros(nPontos,1);
Om=zeros(nPontos,1);
Te=zeros(nPontos,1);
Tl=zeros(nPontos,1);
T=zeros(nPontos,1);

Ialpha_lido=zeros(nPontos,1);
```



```
Ialpha_estimado=zeros(nPontos,1);
Ibeta_lido=zeros(nPontos,1);
Ibeta_estimado=zeros(nPontos,1);

Ealpha_lido=zeros(nPontos,1);
Ealpha_estimado=zeros(nPontos,1);
Ebeta_lido=zeros(nPontos,1);
Ebeta_estimado=zeros(nPontos,1);

% Processamento:
for t=0:dt:tMax

    if (t>tMax/2)
        t1 = 3; % Aplica-se um torque de
                perturbacao de 3 Nm em t>tMax/2 (
                aproximadamente em dois segundos)
    end

    if (t>tMax/1.2)
        wm_ref_rampa = 1.1*wm_ref_rampa0;
        % Ha um aumento de 10% da
        velocidade em t>tMax/1.2 (
        aproximadamente em 3,33
        segundos).
    end

% Aumento gradativo da tensao no link CC
:

    if (t>tMax/12)
        Vdc = 220;
    end
    if (t>tMax/11)
        Vdc = 260;
    end
    if (t>tMax/10)
        Vdc = 280;
    end
    if (t>tMax/9)
        Vdc = 300;
    end
    if (t>tMax/8)
        Vdc = 311;
    end

    we=(P/2)*wm; % Calculo da velocidade
                eletrica.
    te=(3/2)*(P/2)*(fpm+(Ld-Lq)*id)*iq; %
                Calculo do torque eletromagnetico.
    oe=(P/2)*om; % Calculo do angulo
                eletrico.

    ia=(iq*cos(oe))+(id*sin(oe)); %
        Calculo da corrente ia.
    ib=(iq*cos(oe-((2*pi)/3)))+(id*sin(oe
        -((2*pi)/3))); % Calculo da
        corrente ib.
    ic=(iq*cos(oe-((4*pi)/3)))+(id*sin(oe
        -((4*pi)/3))); % Calculo da
        corrente ic.

    t_int=t_int+dt;
    if(t_int>=Ts)
        t_int=0;

% Rampa de velocidade:

        t_rampa = t_rampa+Ts;
        if t_rampa < T_rampa
            wm_ref = wm_ref_rampa/T_rampa*
                t_rampa;
        else
            wm_ref = wm_ref_rampa;
        end

% Valores de alpha_filtro e beta_filtro
para cada valor de rotacao mecanica (
Wm):

        if wm_ref_rampa >= 4 && wm_ref_rampa
            <= 4.39
            alpha_filtro = 0.978;
        end

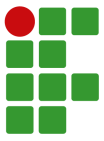
        if wm_ref_rampa >= 4.40 &&
            wm_ref_rampa <= 5.49
            alpha_filtro = 0.983;
        end

        if wm_ref_rampa >= 13.01 &&
            wm_ref_rampa <= 14
            alpha_filtro = 0.983;
        end

        if wm_ref_rampa >= 5.50 &&
            wm_ref_rampa <= 6.29
            alpha_filtro = 0.981;
        end

        if wm_ref_rampa >= 6.35 &&
            wm_ref_rampa <= 6.90
            alpha_filtro = 0.981;
        end

        if wm_ref_rampa >= 6.30 &&
            wm_ref_rampa <= 6.34
```



```
alpha_filtro = 0.982;
end

if wm_ref_rampa >= 6.91 &&
    wm_ref_rampa <= 13
    alpha_filtro = 0.984;
end

if wm_ref_rampa >= 4 && wm_ref_rampa
    <= 4.39
    beta_filtro = 0.023;
end

if wm_ref_rampa >= 4.40 &&
    wm_ref_rampa <= 6.39
    beta_filtro = 0.020;
end

if wm_ref_rampa >= 6.40 &&
    wm_ref_rampa <= 6.49
    beta_filtro = 0.021;
end

if wm_ref_rampa >= 6.50 &&
    wm_ref_rampa <= 13.89
    beta_filtro = 0.020;
end

if wm_ref_rampa >= 13.90 &&
    wm_ref_rampa <= 13.99
    beta_filtro = 0.021;
end

if wm_ref_rampa == 14
    beta_filtro = 0.020;
end

if wm_ref_rampa < 4
    disp('Insira um valor de
        velocidade mecanica maior ou
        igual a 4 rad/s')
    return;
end

% Observador por modos deslizantes (SMO)
:

% Estimacao da velocidade:

ia_lido = ia;
ib_lido = ib;
ic_lido = ic;
%oe_lido = oe;
%wm_lido = wm;

% Usando a estimativa do observador:

wm_lido = wr_estimado*2/P; % A
    rotacao lida e a rota o
    estimada (rad/s).
oe_lido = oe_estimado; % A posicao
    lida e a posi o estimada (
    rad).

ialpha_ant = ialpha_lido;
ibeta_ant = ibeta_lido;

ialpha_lido=((2/3)*ia_lido)
    +((-1/3)*ib_lido)+((-1/3)*
    ic_lido);
ibeta_lido=(0*ia_lido)+(((sqrt(3))
    )/3)*ib_lido)+(((sqrt(3))/3)*
    ic_lido);

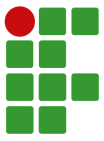
valpha_real=((2/3)*va)+((-1/3)*vb)
    +((-1/3)*vc);
vbeta_real=(0*va)+(((sqrt(3))/3)*
    vb)+(((sqrt(3))/3)*vc);

ealpha_lido = valpha_real-Rs*
    ialpha_lido-Ld*(ialpha_lido-
    ialpha_ant)/Ts-ibeta_lido*(Ld-
    Lq)*we;
ebeta_lido = vbeta_real-Rs*
    ibeta_lido-Ld*(ibeta_lido-
    ibeta_ant)/Ts+ialpha_lido*(Ld-
    Lq)*we;

ialpha_estimado=dialpha+
    ialpha_estimado; % Corrente
    alpha estimada (A).
ibeta_estimado=dibeta+
    ibeta_estimado; % Corrente beta
    estimada (A).

ualpha=K_smo_ialpha*sign(
    ialpha_estimado-ialpha_lido); %
    Forca contraeletromotriz alpha
    chaveada.
ubeta=K_smo_ibeta*sign(
    ibeta_estimado-ibeta_lido); %
    Forca contraeletromotriz beta
    chaveada.

dialpha=(((Ts*(-Rs))/Ld)*
    ialpha_estimado)+((-
    wr_estimado*Ts*(Ld-Lq))/Ld)*
    ibeta_estimado))+((Ts/Ld)*
```



```
    valpha_real)+((-Ts/Ld)*ualpha);
dibeta=(((wr_estimado*Ts*(Ld-Lq))
/Ld)*ialpha_estimado)+((Ts*(-
Rs))/Ld)*ibeta_estimado))+((Ts/
Ld)*vbeta_real)+((-Ts/Ld)*ubeta
);

ealpha_estimado=alpha_filtro*
ealpha_estimado+beta_filtro*
ualpha; % Forca
contraeletromotriz alpha
estimada.
ebeta_estimado=alpha_filtro*
ebeta_estimado+beta_filtro*
ubeta; % Forca
contraeletromotriz beta
estimada.

wr_estimado_chaveado=(sqrt(
ealpha_estimado^2+
ebeta_estimado^2))/fpm; %
Velocidade angular eletrica
estimada chaveada.

wr_estimado = alpha_filtro*
wr_estimado+beta_filtro*
wr_estimado_chaveado; %
Velocidade angular eletrica
estimada filtrada.

oe_estimado = oe_estimado+
wr_estimado*Ts; % Posicao
angular eletrica estimada.

iq_lido = 2/3*(ia_lido*cos(oe_lido
)+ib_lido*cos(oe_lido-2*pi/3)+
ic_lido*cos(oe_lido+2*pi/3));
id_lido = 2/3*(ia_lido*sin(oe_lido
)+ib_lido*sin(oe_lido-2*pi/3)+
ic_lido*sin(oe_lido+2*pi/3));

error_wm = wm_ref - wm_lido;
integral_wm = integral_wm +
error_wm * Ts;
te_ref = Kp_wm * error_wm + Ki_wm
* integral_wm;

% Controlador PI para a corrente iq:

iq_ref = 4/3*(te_ref)/(P*fpm);

error_iq = iq_ref - iq_lido;
integral_iq = integral_iq +
error_iq * Ts;

vq_ref = Kp_iq * error_iq + Ki_iq
* integral_iq;

% Controlador PI para a corrente id:

error_id = id_ref-id_lido;
integral_id = integral_id +
error_id * Ts;
vd_ref = Kp_id * error_id + Ki_id
* integral_id;

% Saturacao, e anti wind-up:

if vq_ref > Vdc/sqrt(3)
vq_ref = Vdc/sqrt(3);
integral_iq = integral_iq -
error_iq * Ts;
end

if vq_ref < -Vdc/sqrt(3)
vq_ref = -Vdc/sqrt(3);
integral_iq = integral_iq -
error_iq * Ts;
end

if vd_ref > Vdc/sqrt(3)
vd_ref = Vdc/sqrt(3);
integral_id = integral_id -
error_id * Ts;
end

if vd_ref < -Vdc/sqrt(3)
vd_ref = -Vdc/sqrt(3);
integral_id = integral_id -
error_id * Ts;
end

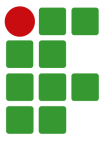
% Tensao da onda de referencia senoidal
(modulante):

va_ref=(vq_ref*cos(oe))+ vd_ref*
sin(oe));
vb_ref=(vq_ref*cos(oe-((2*pi)/3)))
+(vd_ref*sin(oe-((2*pi)/3)));
vc_ref=(vq_ref*cos(oe-((4*pi)/3)))
+(vd_ref*sin(oe-((4*pi)/3)));
end

% Modulador:

t_tri=t_tri+dt;

% Tensao da onda triangular (portadora):
```



```
if(t_tri<0.50*Tsw)
    V_tri=((4/Tsw)*t_tri)-1;
else
    V_tri=(-4/Tsw)*t_tri)+3;
end
if(t_tri>Tsw)
    t_tri=0;
end

% Comparacao entre a onda modulante e a
onda portadora, gerando as condicoes
das chaves:

if(va_ref>=V_tri)
    S1=1;
end
if(va_ref<V_tri)
    S1=0;
end

if(vb_ref>=V_tri)
    S2=1;
end
if(vb_ref<V_tri)
    S2=0;
end

if(vc_ref>=V_tri)
    S3=1;
end
if(vc_ref<V_tri)
    S3=0;
end

% Inversor:

va=(2/3*S1-S2/3-S3/3)*Vdc;
vb=(-S1/3+2*S2/3-S3/3)*Vdc;
vc=(-S1/3-S2/3+2*S3/3)*Vdc;

% va = va_ref;
% vb = vb_ref;
% vc = vc_ref;

vq=(2/3)*((va*cos(oe))+(vb*cos(oe-((2*
pi)/3)))+(vc*cos(oe-((4*pi)/3))));
vd=(2/3)*((va*sin(oe))+(vb*sin(oe-((2*
pi)/3)))+(vc*sin(oe-((4*pi)/3))));

% Metodo de Euler:

diq=(dt/Lq)*(vq-(Rs*iq)-(fpm*we)-(Ld*
id*we));
did=(dt/Ld)*(vd-(Rs*id)+(Lq*iq*we));

dwm=(dt/Jm)*(te-(b*wm)-tl);
dom=dt*wm;

% Atualizacao das variaveis:

iq=diq+iq;
id=did+id;
wm=dwm+wm;
om=dom+om;

% Atualizacao dos vetores:

t_amost = t_amost+1;
if (t_amost >= rel_pontos)
    t_amost = 0;
    k=k+1; % Contador logico.
Iq(k)=iq;
Id(k)=id;

Ialpha_lido(k)=ialpha_lido;
Ibeta_lido(k)=ibeta_lido;

Ealpha_lido(k)=ealpha_lido;
Ebeta_lido(k)=ebeta_lido;

Ialpha_estimado(k)=ialpha_estimado;
Ibeta_estimado(k)=ibeta_estimado;

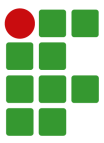
Ealpha_estimado(k)=ealpha_estimado;
Ebeta_estimado(k)=ebeta_estimado;

Vq_ref(k)=vq_ref;
Vd_ref(k)=vd_ref;

Va(k)=va;
Vb(k)=vb;
Vc(k)=vc;

Va_ref(k)=va_ref;
Vb_ref(k)=vb_ref;
Vc_ref(k)=vc_ref;

Ia(k)=ia;
Ib(k)=ib;
Ic(k)=ic;
Wm(k)=wm;
Wr_ref(k) = wm_ref*P/2;
Wr_estimado(k)=wr_estimado;
Wr_estimado_chaveado(k)=
    wr_estimado_chaveado;
Om(k)=om;
Oe(k)=oe;
Oe_estimado(k)=oe_estimado;
T(k)=t;
```



```
end
end

% Pos-processamento:

figure
subplot(212)
plot(T,Ia,T,Ib,T,Ic)
title('Correntes de fase')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Corrente (A)')
legend('i_{a}', 'i_{b}', 'i_{c}')

subplot(211)
plot(T,Iq,T,Id)
title('Correntes dq')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Corrente (A)')
legend('i_{d}', 'i_{q}')

figure
subplot(211)
plot(T,Vq_ref,T,Vd_ref)
title('Tensões dq de referência')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tensão (V)')
legend('V_{q*}', 'V_{d*}')

subplot(212)
plot(T,Va,T,Vb,T,Vc)
title('Tensões de fase')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tensão (V)')
legend('V_{a}', 'V_{b}', 'V_{c}')

%%
figure
plot(T,Wr_estimado,T,P/2*Wm,T,Wr_ref) % Mantem as cores automáticas
.
title('Velocidade angular elétrica do motor')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Velocidade (rad/s)')
legend('Velocidade estimada', 'Velocidade de referência')

figure
plot(T,Oe_estimado,T,Oe)
title('Posição angular elétrica do motor')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Posição (rad)')

legend('Posição angular elétrica estimada', 'Posição angular elétrica real')
grid on

figure
subplot(211)
plot(T,Ialpha_estimado,T,Ialpha_lido)
title('i_{alpha}')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('i_{alpha} (A)')
legend('i_{alpha} estimado', 'i_{alpha} real')

subplot(212)
plot(T,Ibeta_estimado,T,Ibeta_lido)
title('i_{beta}')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('i_{beta} (A)')
legend('i_{beta} estimado', 'i_{beta} real')

figure
subplot(211)
plot(T,Ealpha_estimado,T,Ealpha_lido)
title('E_{alpha}')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('E_{alpha} (V)')
legend('E_{alpha} estimado', 'E_{alpha} real')

subplot(212)
plot(T,Ebeta_estimado,T,Ebeta_lido)
title('E_{beta}')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('E_{beta} (V)')
legend('E_{beta} estimado', 'E_{beta} real')
```