

Identificação de um modelo paramétrico não linear para sintonia do controlador de velocidade presente na estrutura de controle vetorial indireto de um motor de indução trifásico

Renato Santana Ribeiro Junior* Eubis Pereira Machado**
Manuel de Oliveira Santos Sobrinho***

* Universidade Federal do Vale do São Francisco, UNIVASF, BA,
(e-mail: renato.sant26@gmail.com)

** Universidade Federal do Vale do São Francisco, UNIVASF, BA,
(e-mail: eubis.machado@univasf.edu.br)

*** Universidade Federal do Vale do São Francisco, UNIVASF, BA,
(e-mail: manael.sobrinho@univasf.edu.br)

Abstract: The controllers of the three-phase induction motor control structures present analytical tuning difficulties due to the non-linear characteristics of the system. The complex dynamics of drive systems require different simplifications for a linear representation. Such approximations can degrade the resulting linear model and limit the performance of the control system design. In this work, parametric identification is used to obtain a discrete, input-output nonlinear model, which characterizes the motor with indirect vector control, in a certain operating range. Based on the identified model, a discrete transfer function is obtained from the system, which will be used to design an integral proportional controller, which must perform the speed control of the motor, using the electromagnetic torque as the control variable.

Resumo: Os controladores das estruturas de controle de motores de indução trifásicos (MIT) apresentam dificuldades de sintonia analítica, devido às características não lineares do sistema. A dinâmica complexa dos sistemas de acionamento requerem diferentes simplificações para uma representação linear. Tais aproximações podem degradar o modelo linear resultante e limitar o desempenho do projeto do sistema de controle. Neste trabalho, utiliza-se a identificação paramétrica para se obter um modelo não linear discreto, do tipo entrada-saída, que caracteriza o MIT com o controle vetorial indireto, numa determinada faixa de operação. Como base no modelo identificado, obtém-se uma função de transferência discreta do sistema, que será utilizada para se projetar um controlador proporcional integral, o qual deve efetuar o controle de velocidade do MIT, utilizando o torque eletromagnético como variável de controle.

Keywords: Induction machine; Indirect vector control; Identification; Proportional integral controller; Nonlinear model.

Palavras-chaves: Máquina de indução; Controle vetorial indireto; Identificação; Controlador proporcional integral; Modelo não linear.

1. INTRODUÇÃO

Os motores de indução trifásicos (MIT) são amplamente utilizados em todas as áreas tecnológicas, pois apresentam baixo custo, robustez e boa eficiência. Aliado à confiabilidade dos atuais dispositivos eletrônicos digitais e de potência, o uso dos MIT operando em malha fechada tem aumentado em aplicações industriais. No entanto, por serem regidos por equações diferenciais ordinárias não lineares e acopladas, apresentam certas dificuldades para a sintonia de controladores presentes nas malhas de controle, tal como evidenciado em Chang et al. (2000).

O comportamento dinâmico da MIT pode ser representado por um sistema de significativa complexidade em termos

de modelagem e análise. Nessas máquinas, o fluxo de acoplamento magnético de um dado enrolamento é função da posição instantânea do rotor, das correntes que fluem pelo próprio enrolamento, bem como das correntes que fluem pelos demais enrolamentos do estator e do rotor. Devido à natureza variante no tempo dos coeficientes das equações diferenciais, geralmente se recorre a uma transformação de coordenadas, a fim de facilitar as análises e solução das equações. O detalhamento da modelagem da máquina para estudos de dinâmica, bem como o procedimento de solução numérica das equações podem ser consultados em Wang et al. (2008) e Machado et al. (2013).

Nos sistemas de acionamento de máquinas elétricas rotativas, existem diferentes propostas para o controlador

de velocidade, a exemplo de controladores proporcional integral (PI) (Amezquita-Brooks et al., 2014; Jain et al., 2017, 2020), controle por modo deslizante adaptativos (Zeb et al., 2016), controle preditivo (Sobrinho et al., 2015; Meng et al., 2017; Yan et al., 2020) e preditivo robusto (Wang et al., 2017; Yin et al., 2018). Embora os controladores baseados na teoria de controle moderno tenham sua eficácia comprovada, em sistemas de acionamentos tradicionais, geralmente se adota um PI para o controlador de velocidade (Krishnan, 2007). Tais controladores apresentam estrutura simples, estabilidade e confiabilidade, o que têm propiciado sua disseminação e permanência no setor industrial.

O processo de sintonia de controladores de sistemas dinâmicos é facilitado quando se adota o domínio da frequência. Evidentemente, a relação entrada-saída do sistema deve ser conhecida, seja na forma de resposta em frequência ou na forma de uma função de transferência. Contudo, utilizando-se apenas da teoria de sistemas lineares, a relação entrada-saída é árdua de ser obtida devido as características intrínsecas do MIT, a exemplo das não linearidades, da natureza multivariável, bem como da presença de componentes essenciais ao sistema de acionamento, a exemplo do inversor de frequência e filtro de saída que, fisicamente, são elementos propiciadores de atrasos na planta. Segundo Khadraoui et al. (2016), a dinâmica complexa dos MIT e dos periféricos da malha de controle requerem diferentes aproximações para uma representação linear, o que pode degradar o modelo resultante, tornando o desempenho do projeto de sistema de controle limitado à qualidade das aproximações.

Neste trabalho, utiliza-se identificação paramétrica para se obter um modelo não linear discreto, do tipo entrada-saída, para caracterizar todo o sistema composto pelo MIT com o controle vetorial indireto, numa determinada faixa de operação. A partir desse modelo, obtém-se uma função de transferência discreta do sistema, que será utilizada para se projetar um controlador proporcional integral, o qual deve efetuar o controle de velocidade do MIT, utilizando o torque eletromagnético como variável de controle.

2. PRINCÍPIOS DE CONTROLE DO MIT POR ORIENTAÇÃO DO CAMPO DO ROTOR

A partir do desenvolvimento dos modelos dinâmicos do MIT, adotando-se o referencial $qd\theta$ síncrono, as componentes do fluxo estatórico ($\lambda_{qs}^e, \lambda_{ds}^e$) e do fluxo rotórico ($\lambda_{qr}^{e'}, \lambda_{dr}^{e'}$) estão relacionados com as componentes das correntes do estator (i_{qs}^e, i_{ds}^e) e do rotor ($i_{qr}^{e'}, i_{dr}^{e'}$) por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^e \\ \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qr}^{e'} \\ \lambda_{dr}^{e'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r' & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^{e'} \\ i_{dr}^{e'} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Sendo,

- L_m a indutância de magnetização;
- L_s a autoindutância do estador;
- L_r' autoindutância do rotor.

A partir de (1), Note que se existe orientação por fluxo do rotor, não há componente do fluxo rotórico na direção do eixo q^e rotativo, isto é, $\lambda_{qr}^{e'} = 0$. Assim,

$$\lambda_{qr}^{e'} = L_m i_{qs}^e + L_r' i_{qr}^{e'} = 0 \Rightarrow i_{qr}^{e'} = -\frac{L_m}{L_r'} i_{qs}^e. \quad (2)$$

Por conveniência, expressando o torque eletromagnético em termos dos fluxos e correntes do rotor, tem-se:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{dr}^{e'} \lambda_{qr}^{e'} - i_{qr}^{e'} \lambda_{dr}^{e'}). \quad (3)$$

Em condições de orientação do fluxo rotórico $\lambda_{qr}^{e'} = 0$, permitindo expressar:

$$T_e = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{dr}^{e'} i_{qr}^{e'}. \quad (4)$$

Substituindo (2) em (4),

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r'} \lambda_{dr}^{e'} i_{qs}^e. \quad (5)$$

Portanto, em condições de orientação do fluxo do rotor, se o fluxo for mantido constante, então o torque eletromagnético é proporcional à componente em quadratura da corrente estatórica, que é um resultado análogo ao obtido para uma Máquina CC de excitação independente: torque eletromagnético proporcional à corrente de armadura.

A fim de investigar como o fluxo resultante do rotor pode ser controlado, a partir de (1) pode-se escrever:

$$\lambda_{dr}^{e'} = L_m i_{ds}^e + L_r' i_{dr}^{e'}, \quad (6)$$

indicando que a regulação de $\lambda_{dr}^{e'}$ pode ser obtida pelo controle das componentes i_{ds}^e e $i_{dr}^{e'}$. Por outro lado, no MIT de excitação única, a corrente $i_{dr}^{e'}$ não pode ser regulada por uma ação de controle, indicando que a formulação apresentada em (6) deve ser alterada.

A partir de (6), expressando $i_{dr}^{e'}$:

$$i_{dr}^{e'} = \frac{\lambda_{dr}^{e'} - L_m i_{ds}^e}{L_r'}. \quad (7)$$

Substituindo (7) na equação que governa a componente do eixo direto da tensão do rotor representada no referencial síncrono, isto é,

$$v_{dr}^{e'} = r_r' i_{dr}^{e'} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^{e'} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^{e'}, \quad (8)$$

obtém-se:

$$v_{dr}^{e'} = \frac{r_r'}{L_r'} (\lambda_{dr}^{e'} - L_m i_{ds}^e) - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^{e'} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^{e'}. \quad (9)$$

Assumindo o MIT de excitação única, nas condições de orientação de campo a Equação (9) torna-se:

$$0 = \frac{r_r'}{L_r'} (\lambda_{dr}^{e'} - L_m i_{ds}^e) - 0 + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^{e'}, \quad (10)$$

ou, de outra forma,

$$\lambda_{dr}^{e'} = \frac{r_r' L_m}{r_r' + L_r' \frac{d}{dt}} i_{ds}^e . \quad (11)$$

Portanto, na condição de orientação de campo, o fluxo do rotor passa a ser controlado pela componente de eixo direto das correntes estatóricas, o que é factível para sistemas de acionamento com uma malha fechada de corrente. Note que (11) foi obtida a partir da aplicação de condições de contorno sob o modelo matemático do MIT no referencial síncrono, a saber:

- Os eixos $q^e d^e$ giram à velocidade síncrona;
- O eixo d^e deve estar alinhado/orientado com o vetor do fluxo resultante do rotor.

Assim, o mapeamento da posição angular (espacial ou instantânea) do fluxo rotórico é vital para a correta orientação de campo.

2.1 Controle por Orientação Indireta do Campo do Rotor

Os métodos de controle vetorial indireto caracterizam-se pelo uso do modelo matemático da máquina para estimar a posição angular instantânea do campo do rotor referenciado ao estator, $\vec{\lambda}_r'$. Uma vez que este fluxo rotaciona à velocidade síncrona para um referencial fixo no estator, uma estimativa para a posição angular instantânea de $\vec{\lambda}_r'$ é:

$$\begin{aligned} \theta_s(t) &= \int (\omega_r + \omega_{sle}) dt \\ &= \int \omega_e dt . \end{aligned} \quad (12)$$

Logo, se o enrolamento estatórico fosse alimentado por uma fonte de excitação com frequência invariante no tempo, $\theta_s(t)$ poderia ser obtido diretamente pela integração da frequência elétrica, fornecendo $\omega_e t + \theta_0$, sendo θ_0 a posição inicial do fluxo do rotor em relação a um referencial fixo no estator.

A frequência de excitação do estator trata-se de uma variável regulada em função do ponto de operação da velocidade do rotor e do nível de fluxo desejado para a máquina. Nesse sentido, a posição angular de $\vec{\lambda}_r'$ geralmente é estimada pela superposição de duas componentes, a saber:

$$\begin{aligned} \theta_s(t) &= \int \omega_r dt + \int \omega_{sle} dt \\ &= (\omega_r t + \theta_{r0}) + (\omega_{sle} t + \theta_{sle0}) \\ &= (\theta_r(t) + \theta_{r0}) + (\theta_{sle}(t) + \theta_{sle0}) , \end{aligned} \quad (13)$$

sendo:

- $\theta_r(t)$ a posição do rotor em relação a um referencial fixo no estator;
- $\theta_{sle}(t)$ a posição do fluxo rotórico em relação à estrutura física girante do rotor.

Na forma apresentada, $\theta_s(t)$ depende das condições iniciais θ_{r0} e θ_{sle0} . Contudo, com o processo de revolução do rotor o erro introduzido pela omissão dessas constantes tende a zero, de modo que:

$$\theta_s(t) = \theta_r(t) + \theta_{sle}(t) . \quad (14)$$

O valor de $\theta_r(t)$ geralmente é medido por meio de um sensor de posição instalado no eixo do rotor do MIT.

Por outro lado, a forma de mensurar a velocidade de escorregamento e, portanto, $\theta_{sle}(t)$ é o que caracteriza o controle vetorial indireto.

Para eixos qd no referencial síncrono, a componente do eixo em quadratura da tensão rotórica pode ser expressa por:

$$v_{qr}^{e'} = r_r' i_{qr}^{e'} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^{e'} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^{e'} . \quad (15)$$

Como, $v_{qr}^{e'} = 0$ e, a priori $\lambda_{qr}^{e'} = 0$, pois se assume a premissa da orientação de campo, a velocidade de escorregamento pode ser computada por:

$$\begin{aligned} \omega_{sle} &= (\omega_e - \omega_r) \\ &= -\frac{1}{\lambda_{dr}^{e'}} r_r' i_{qr}^{e'} . \end{aligned} \quad (16)$$

As grandezas $\lambda_{dr}^{e'}$ e $i_{qr}^{e'}$ não são medidas diretamente, requerendo outra formulação para o cômputo de ω_{sle} . Como no caso de $\lambda_{dr}^{e'}$ apresentado em (6), é conveniente é escrever o escorregamento em função das correntes do estator da máquina, pois não requerem condições especiais para medição.

Nas condições de orientação de campo do rotor, verificou-se por meio das Equações (2) e (11), respectivamente, que:

$$i_{qr}^{e'} = -\frac{L_m}{L_r'} i_{qs}^e \quad (17)$$

$$\lambda_{dr}^{e'} = \frac{r_r' L_m}{r_r' + L_r' \frac{d}{dt}} i_{ds}^e . \quad (18)$$

Substituindo (17) e (18) em (16), tem-se:

$$\begin{aligned} \omega_{sle} &= \left(\frac{r_r' + L_r' \frac{d}{dt}}{r_r' L_m i_{ds}^e} \right) \frac{r_r' L_m}{L_r'} i_{qs}^e \\ &= \left(\frac{r_r'}{L_r'} + \frac{d}{dt} \right) \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} . \end{aligned} \quad (19)$$

Portanto, a estimação da velocidade de escorregamento pode ser computada a partir de informações das correntes do estator, bem como da constante de tempo do rotor, $\tau_r = \frac{L_r'}{r_r'}$. Observa-se que o controle vetorial indireto é dependente dos parâmetros da máquina, podendo apresentar perda de desempenho quando há variações nos parâmetros da máquina, sobretudo na constante de tempo do rotor que é a principal causa da desorientação de campo. A fim de melhorar a robustez do sistema de controle, na literatura apresentam-se diferentes propostas de correção da constante de tempo do rotor, a exemplo de Vukosavic and Stojic (1993).

3. OBTENÇÃO DO MODELO PARAMÉTRICO

O controlador a ser implementado neste trabalho é baseado em uma função de transferência discreta, a qual será obtida a partir de um modelo paramétrico identificado do sistema simulado em *software*, que é o sistema representado na Figura 1. O modelo é do tipo entrada-saída, sendo que a entrada, a variável manipulada, é o torque eletromagnético T_{eref} e a saída, a variável a ser controlada, é a velocidade angular do motor, ω_r , com o fluxo $\vec{\lambda}_{rref}'$ permanecendo

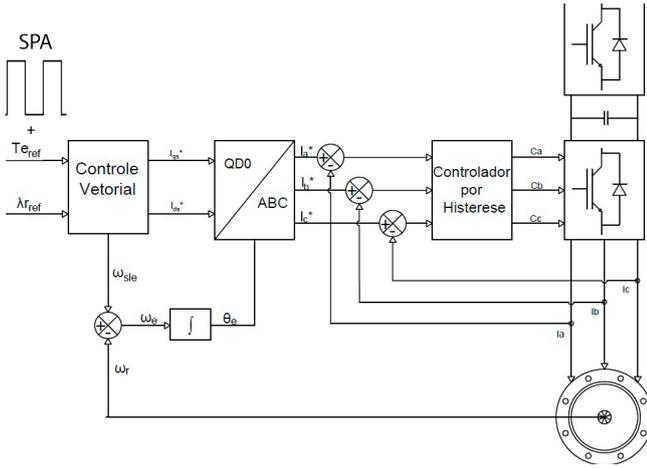


Figura 1. Sistema em malha aberta a ser identificado.

constante. Devida às não linearidades, optou-se pela identificação de um modelo polinomial NARMAX (*Nonlinear Autoregressive Moving Average Model with Exogenous Signals*), que é linear nos parâmetros, o que permite o uso de todas as técnicas de identificação de sistemas lineares, o que se constitui uma importante vantagem deste tipo de modelo (Aguirre, 2004).

Após a escolha do modelo, faz-se necessário estimar os parâmetros da equação. As ferramentas matemáticas clássicas utilizadas para esses fins são os denominados estimadores de parâmetros, sendo o estimador dos mínimos quadrados (MQ) e suas variantes os mais conhecidos e utilizados na engenharia (Åström and Wittenmark, 1995). Este algoritmo utiliza um conjunto de dados de entrada e saída do sistema. A identificação do sistema é realizada a partir de uma entrada de excitação que proporcione obter parâmetros consistentes com os parâmetros reais do sistema. Para que se consiga uma boa estimação de parâmetros, é necessário excitar o sistema de forma que o sinal de saída contenha suas principais características dinâmicas em diversas frequências e desta forma se consiga uma boa modelagem do processo. Para isso, utiliza-se na entrada um sinal de amplitude variada e tempo de duração de cada pulso variando em intervalos bem definidos. Este sinal é denominado de sinal pseudo-aleatório (SPA), o qual é aplicado na planta somado ao sinal de entrada, em um determinado ponto de operação (Sobrinho et al., 2008). A amplitude desse sinal varia aleatoriamente dentro de uma faixa de interesse e a largura dos pulsos podem variar de 4 a 10 vezes do período de amostragem, t_a . Este por sua vez é obtido a partir do tempo de resposta do sistema, t_r . Esse tempo de resposta é obtido colocando-se o sistema no ponto de operação escolhido e aplicado-se um pequeno degrau, de modo que a saída possa variar cerca de 10% do ponto de operação. Avalia-se o tempo de resposta do sistema quando sua saída entrar e permanecer na faixa de variação de 2%. O tempo de amostragem é calculado tomando-se cerca de 1/30 do tempo de resposta. O estágio inicial para modelagem foi a escolha do ponto de operação que se desejava identificar o sistema. Esse ponto foi escolhido de forma que o motor tivesse a uma velocidade de 75% da velocidade nominal do motor, ou seja, 141,37rad/s, cujo torque eletromagnético é de 114,1N · m, para uma carga de 100N · m e um coeficiente de atrito dinâmico

de 0,1N · m/(rad/s). Com isso, o tempo de amostragem calculado foi $t_a = 0,001s$. O SPA assim obtido e que foi aplicado ao sistema é exibido na Figura 2.

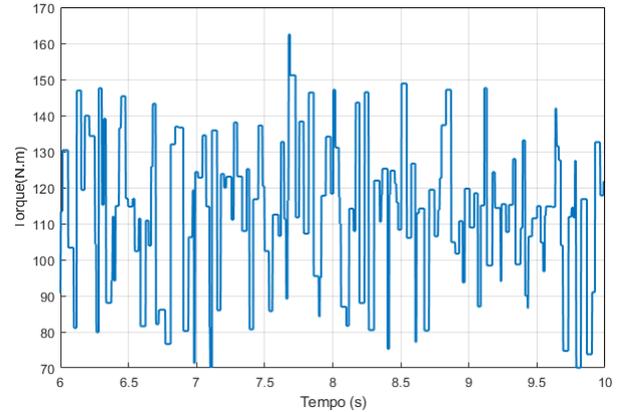


Figura 2. Sinal pseudo-aleatório..

Aplicando-se o SPA na entrada do sistema obteve-se o conjunto de dados de saída. Esses dois conjuntos de dados são utilizados no estimador MQ para se obterem os parâmetros do modelo. A escolha da estrutura do modelo é um dos ingredientes básicos na formulação do problema de identificação (Yaacob and Mohamed, 1998). Para o sistema proposto, foram testados diversos modelos, chegando-se ao modelo polinomial NARMAX representado por (20).

$$y[n] = 0,9987357y[n-1] - 1,4018 \times 10^{-6}(y[n-2])^2 + 1,2781 \times 10^{-5}u[n-1]y[n-1] . \quad (20)$$

sendo:

- n - instante atual;
- $u[n]$ - a entrada do modelo no instante n ;
- $y[n]$ - saída do modelo no instante n .

Para se validar o modelo, deve-se comparar os dados de saída obtidos do sistema mostrado na Figura 1, com os dados de saída obtidos com a utilização do modelo proposto. Com isso, verificam-se as discrepâncias entre esses dois conjuntos de dados. Se não existirem discrepâncias significativas entre esses dados, é porque o modelo é válido e está conseguindo reproduzir de forma satisfatória as principais dinâmicas do sistema. Um critério que pode ser utilizado para se quantificar essas discrepâncias, é o do erro médio quadrático normalizado, dado por:

$$\varepsilon_m = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^N y_i^2}} , \quad (21)$$

sendo:

- y_i - representa os dados experimentais;
- \bar{y}_i - representa os dados do modelo;
- N - representa o número de dados.

Para que este método seja válido, é necessário utilizar, na validação, dados diferentes daqueles utilizados na estimação dos parâmetros. Desta forma, avalia-se a capacidade de

generalização do modelo, observando sua funcionalidade com outro conjunto de dados obtidos do mesmo sistema (Norton, 1986). As respostas do sistema e do modelo são mostradas na Figura 3. O erro médio quadrático normalizado para essa entrada foi de 0,34%.

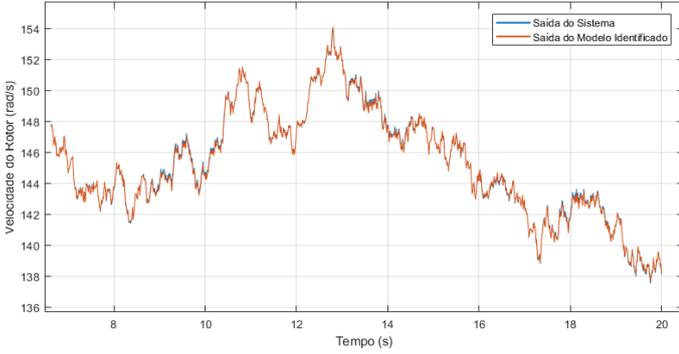


Figura 3. Comparação entre as respostas do sistema em malha aberta e do modelo não linear identificado.

zado para essa entrada foi de 0,34%.

O controlador clássico que será projetado, utiliza o modelo discreto linear do sistema. Esse modelo pode ser obtido a partir da linearização do modelo NARMAX identificado do sistema. Esse modelo será linearizado no ponto de operação \bar{u} e \bar{y} , obtido a partir da aproximação de Taylor de primeira ordem:

$$Y[n] = \frac{\partial(y[n])}{\partial(y[n-1])}Y[n-1] + \frac{\partial(y[n])}{\partial(y[n-2])}Y[n-2] + \frac{\partial(y[n])}{\partial(u[n-1])}U[n-1], \quad (22)$$

sendo:

- $Y[n] = y[n] - \bar{y}$;
- $Y[n-1] = y[n-1] - \bar{y}$;
- $Y[n-2] = y[n-2] - \bar{y}$;
- $U[n-1] = u[n-1] - \bar{u}$.

Assim, o modelo linear obtido foi o seguinte:

$$Y[n] = 1,00019445Y[n-1] - 3,96364 \times 10^{-4}Y[n-2] + 1,80684 \times 10^{-3}U[n-1]. \quad (23)$$

A resposta do modelo linear comparada à resposta do sistema é mostrada na Figura 4. O erro médio quadrático normalizado foi de 0,57%. Isto mostra que o modelo linearizado pode representar satisfatoriamente o sistema.

4. PROJETO DO CONTROLADOR

O controlador que será projetado é um controlador clássico do tipo PI discreto no tempo. Inicialmente, obtém-se a função de transferência discreta, a qual pode ser obtida a partir do modelo linear representado por (23), a saber:

$$G[z] = \frac{1,80684 \times 10^{-3}}{z^2 - 1,00019445z + 3,96364 \times 10^{-4}}, \quad (24)$$

ou, de modo equivalente,

$$G[z] = \frac{1,80684 \times 10^{-3}}{(z - 0,999798)(z - 3,96444 \times 10^{-4})}. \quad (25)$$

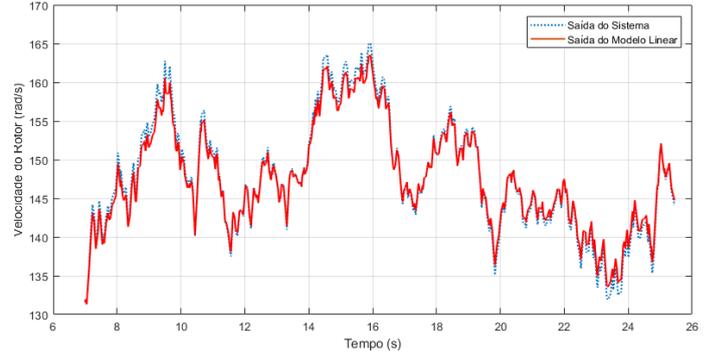


Figura 4. Comparação entre as respostas do sistema em malha aberta e do modelo linear.

A função de transferência do controlador PI discreto tem a seguinte forma:

$$G_{pi}(z) = K_c \frac{z - a}{z - 1}. \quad (26)$$

Admitindo-se um sobressinal menor que 5% e um tempo de estabelecimento de até 0,5s, utilizou-se o método do Lugar das Raízes, para sintonizar o referido controlador, resultando em:

$$G_{pi}(z) = 40 \frac{(z - 0,99975)}{z - 1}. \quad (27)$$

5. RESULTADOS E ANÁLISES

A Figura 5 apresenta a estrutura de controle vetorial indireto, em malha fechada, utilizada nas simulações. Os principais elementos do sistema são o controlador PI, algoritmo de orientação de campo do rotor, inversor de frequência regulado por corrente e o motor de indução trifásico. O motor utilizado nas simulações apresenta as seguintes características: quatro polos, 40hp, 1800rpm, 480V e 60Hz. Os dados de ensaios da máquina são Chapman (2011):

- Ensaio CC: $V_{cc} = 12,0V$ e $I_{cc} = 59,0A$;
- Ensaio a vazio na frequência e tensão nominais: $I_L = 32,7A$ e $P_{vz} = 4664,4W$;
- Ensaio rotor bloqueado em 15Hz: $V_L = 36,2V$, $I_L = 58,0A$ e $P_{bl} = 2573,4W$.

A partir das informações dos ensaios, as resistências, indutâncias de dispersão e de magnetização da máquina obtidas foram $r_s = 0,1017\Omega$; $r'_r = 0,1533\Omega$; $X_{ls} = 0,6111\Omega$; $X'_{lr} = 0,4074\Omega$ e $X_m = 7,8638\Omega$. Assumiu-se que o motor apresenta um momento de inércia de $J = 1,6kg \cdot m^2$ e um coeficiente de atrito dinâmico de $B = 0,1N \cdot m/(rad/s)$.

O sistema não teve *overshoot* na resposta ao degrau como mostra a Figura 6, chegando ao valor de referência em 0,2s. Visto que o modelo foi obtido em condição de orientação de fluxo e na partida o sistema não está devidamente orientado pois o barramento CC do inversor limita a tensão, houve uma oscilação considerável.

Gerou-se um sinal arbitrário em rampa, com variação positiva e negativa para verificar o erro estacionário. A velocidade de referência aumentou em rampa com uma inclinação pré-definida, até atingir a velocidade nominal, depois reverteu a velocidade de referência como mostra a Figura 7. O fluxo em coordenadas $qd0$ mostra que o sis-

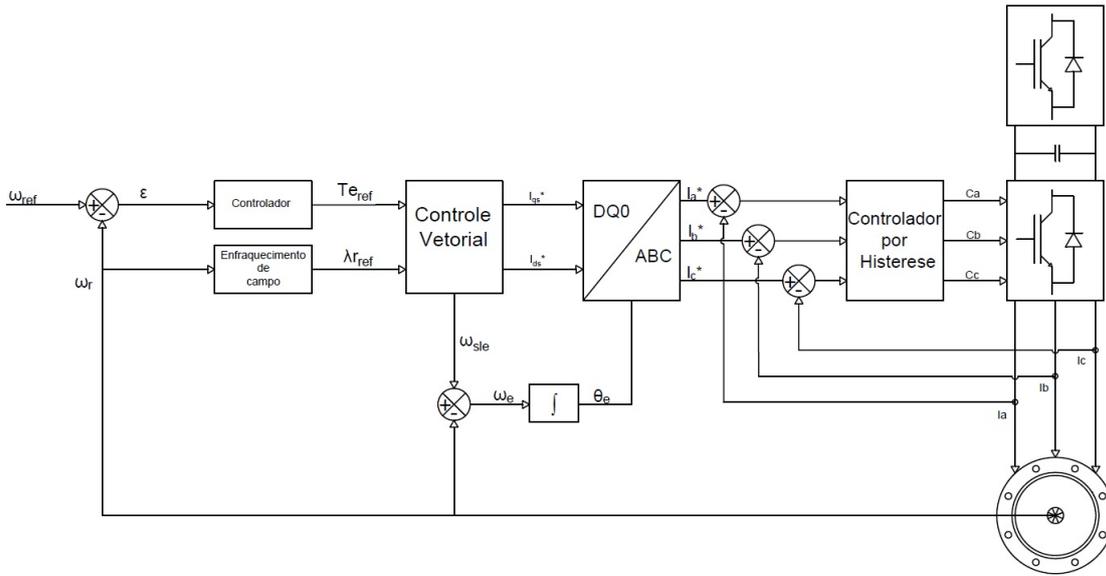


Figura 5. Sistema de controle vetorial indireto, por orientação de fluxo do rotor, para análise de desempenho da metodologia proposta.

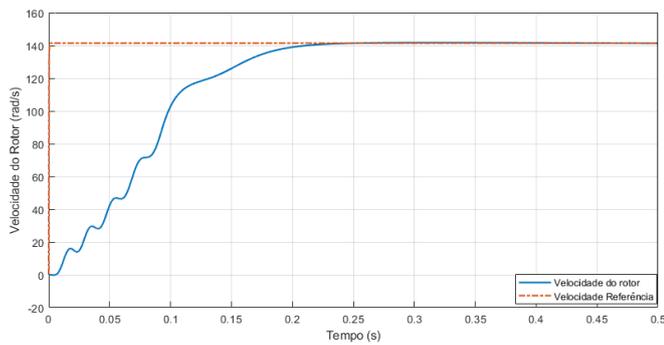


Figura 6. Resposta do sistema em malha fechada para uma velocidade de referência em degrau.

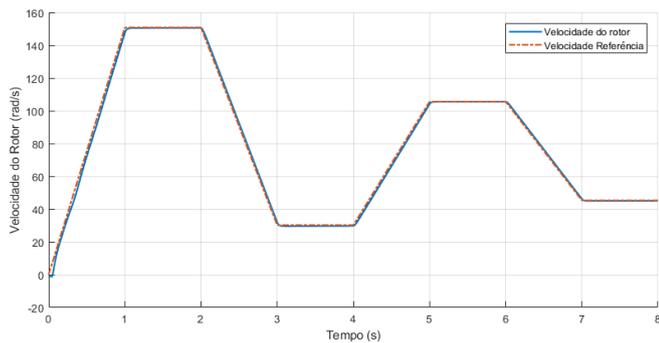


Figura 7. Resposta do sistema em malha fechada para uma velocidade de referência arbitrária.

tema permaneceu em orientação mesmo com as variações da velocidade, como mostra a Figura 8.

6. CONCLUSÃO

A obtenção de um modelo paramétrico não linear para caracterizar o sistema composto pelo MIT e os elementos do seu controle vetorial indireto, permitiu uma melhor caracterização do referido sistema. Esse modelo permitiu

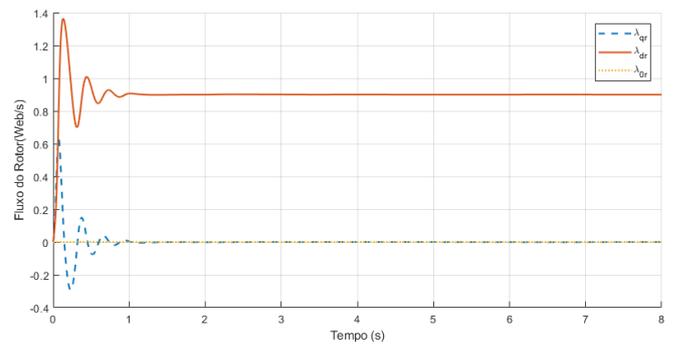


Figura 8. Resposta do fluxo do rotor para a velocidade de referência indicada na Figura 7.

uma sintonia adequada de um controlador proporcional integral, cujos resultados mostraram-se satisfatórios no controle de velocidade do MIT a partir da manipulação do torque eletromagnético. Para trabalhos futuros, pode-se propor a implementação de um controlador preditivo baseado no modelo NARMAX apresentado neste artigo.

REFERÊNCIAS

- Aguirre, L. (2004). *Introdução à Identificação de Sistemas – Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Belo Horizonte-MG.
- Amezquita-Brooks, L., Liceaga-Castro, J., and Liceaga-Castro, E. (2014). Speed and position controllers using indirect field-oriented control: A classical control approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(4), 1928–1943.
- Åström, K. and Wittenmark, B. (1995). *Adaptive Control*. Addison-Wesley series in electrical engineering : control engineering. Addison-Wesley.
- Chang, G.W., Espinosa-Perez, G., Mendes, E., and Ortega, R. (2000). Tuning rules for the pi gains of field-oriented controllers of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(3), 592–602.

- Chapman, S.e. (2011). *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw-Hill Education.
- Jain, J.K., Ghosh, S., Maity, S., and Dworak, P. (2017). Pi controller design for indirect vector controlled induction motor: A decoupling approach. *ISA Transactions*, 70, 378–388.
- Jain, J.K., Ghosh, S., and Maity, S. (2020). Concurrent pi controller design for indirect vector controlled induction motor. *Asian Journal of Control*, 22(1), 130–142.
- Khadraoui, S., Fnaiech, M., Nounou, H., Nounou, M., Gu-zinski, J., Abu-Rub, H., Datta, A., and Bhattacharyya, S. (2016). Measurement-based control approach for tuning pid controllers: application to induction machines. *Journal of Control and Decision*, 3(3), 179–196. doi: 10.1080/23307706.2016.1153436.
- Krishnan, R. (2007). *Electric Motor Drives - Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, Virginia Tech, Blacksburg, USA.
- Machado, E.P., Pinto, A.C., and Palomino, E.G.C. (2013). Modelagem e simulação de máquinas de indução trifásicas sob alimentação não ideal. *X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*.
- Meng, Q., Li, J., Li, H., and Yan, Y. (2017). Model predictive control of induction motors based on improved discretizing method under low switching frequency. In *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 5144–5149.
- Norton, J.P. (1986). *An Introduction to Identification, ed. 2009*. Academic Press, Orlando, Florida.
- Sobrinho, M.O.S., Lima, J.S., Fontes, A.B., and Almeida, L.A.L. (2008). Caracterização de um módulo termelétrico por multi-modelo paramétrico bilinear. *XVII Congresso Brasileiro de Automática, Juiz de Fora - MG*.
- Sobrinho, M.O.S., Machado, E.P., and Bernardes, D.J.P. (2015). Simulação em software de um motor de indução trifásico para controle de velocidade e implementação de dois controladores lineares. *XII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI)*, 1794–1799.
- Vukosavic, S.N. and Stojic, M.R. (1993). On-line tuning of the rotor time constant for vector-controlled induction motor in position control applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1), 130–138.
- Wang, B., Chen, X., Yu, Y., Wang, G., and Xu, D. (2017). Robust predictive current control with online disturbance estimation for induction machine drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(6), 4663–4674.
- Wang, L., Jatskevich, J., Wang, C., and Li, P. (2008). A voltage-behind-reactance induction machine model for the emtp-type solution. *IEEE Transactions on Power Systems*, 23(3), 1226–1238.
- Yaacob, S. and Mohamed, F.A. (1998). Black-box modeling of the induction motor. In *Proceedings of the 37th SICE Annual Conference. International Session Papers*, 883–886.
- Yan, L., Wang, F., Dou, M., Zhang, Z., Kennel, R., and Rodríguez, J. (2020). Active disturbance-rejection-based speed control in model predictive control for induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(4), 2574–2584.
- Yin, Z., Han, X., Du, C., Liu, J., and Zhong, Y. (2018). Research on model predictive current control for induction machine based on immune-optimized disturbance observer. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(4), 1699–1710.
- Zeb, K., Ayesha, Haider, A., Uddin, W., Qureshi, M.B., Mehmood, C.A., Jazlan, A., and Sreeram, V. (2016). Indirect vector control of induction motor using adaptive sliding mode controller. In *Australian Control Conference*, 358–363.