

Estudo de técnicas *Backstepping* para Controle de Correntes de um Motor de Indução Trifásico

Guilherme da Silveira Salati*, Rodrigo Padilha Vieira*

* Universidade Federal de Santa Maria

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC
Santa Maria - RS

Emails: guilermesalati@gmail.com, rodrigovieira@ieee.org

Resumo—Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de técnicas de controle *Backstepping* para o controle de correntes de um Motor de Indução Trifásico. São avaliadas duas técnicas de controle *Backstepping*, uma que emprega um observador de distúrbio, neste caso componentes de fluxo e velocidade, e outra técnica que não utiliza observadores de fluxo ou distúrbios. O desempenho dos controladores propostos são comparados a um controlador PI. Os controladores que utilizam algoritmo *Backstepping* são projetados a partir de funções *Lyapunov* com o objetivo de obter a estabilidade do sistema. Resultados de simulação através de uma plataforma *Hardware-In-The-Loop* utilizando *Typhoon Vidual HIL* são apresentados para validação dos sistemas de controle proposto.

Palavras Chave – *Backstepping*, Controle Vetorial, Motor de Indução, *Hardware-In-The-Loop Simulation*

I. INTRODUÇÃO

Aplicações industriais que utilizam força motriz operam, majoritariamente, com Motores de Indução Trifásico (MIT) devido à sua robustez e baixa necessidade de manutenção [1]. Dessa maneira o controle de velocidade e corrente dessa máquina mantém-se como um assunto de interesse tanto da academia quanto da indústria.

Uma das técnicas de controle de máquinas mais explorada na literatura e na indústria é o Controle de Campo Orientado (Field Orientation Control – FOC), também chamado de Controle Vetorial, proposto por Blashcke [2], essa técnica é baseada na modelagem proposta por H. Park (1929) que permite modelar o MIT de forma similar a um motor de corrente contínua [3], simplificando a modelagem complexa da máquina de indução permitindo que o torque e o fluxo da máquina sejam controlados de forma independente.

O FOC é dividido em dois ramos, o Controle de Campo Orientado Direto e Indireto. No controle de campo orientado direto, os fluxos do estator ou rotor são controlados diretamente, o que demanda que tais fluxos estejam disponíveis para realimentação, necessitando que sejam medidos ou estimados. No controle de campo orientado indireto, os fluxos são controlados indiretamente através das correntes de eixo direto e quadratura (i_{ds} e i_{qs}) o que demanda, além da velocidade do rotor, apenas as correntes do estator do MIT para realimentação [4].

Para o controle das correntes do MIT, diferentes estratégias de controle são encontradas na literatura, como o controle Pro-

porcional Integral (PI), Proporcional Ressonante (PR), *Sliding Mode* (Modos Deslizantes) e *Backstepping*

Na estratégia PI as correntes de referência i_{ds} e i_{qs} computadas para gerar o fluxo e o torque necessário para o rastreamento da velocidade desejada são controladas através de uma ação proporcional e uma integral, que devido a característica de ganho infinito do integrador nos sinais de corrente contínuos no referencial síncrono (dq), garante erro nulo [4]. No controle PR as correntes podem ser controladas no referencial estacionário uma vez que o termo ressonante do controlador introduz um alto ganho na frequência elétrica de referência atingindo erro de rastreamento nulo [4]. No controle por modos deslizantes, uma lei de controle que leve o estado para a referência desejada é definida através de uma superfície de deslizamento obtida a partir do modelo matemático do sistema [5].

A técnica *Backstepping* é um algoritmo recursivo utilizado para obtenção de uma lei de controle de forma sistemática baseada no modelo matemático do sistema. A técnica utiliza funções *Lyapunov* de modo a assegurar a estabilidade do sistema. A sua viabilidade na aplicação em sistemas de controle industriais é verificada uma vez que a técnica é capaz de garantir estabilidade e robustez apesar das incertezas da planta [6].

Em [4], a estratégia PI é utilizada para o controle de correntes e velocidade de um MIT e uma metodologia para projeto dos ganhos do controlador é desenvolvida. A técnica *Backstepping* é utilizada em [7] e [8] para realizar o controle da velocidade rotórica indução trifásico. Em [7] e [9], o procedimento também é utilizado para obter um algoritmo de controle aplicado as correntes de eixo direto e de quadratura, nos quais a realimentação dos fluxos torna-se necessária para implementação das leis de controle projetadas e observadores de fluxo, também utilizando algoritmo *Backstepping*, são propostos.

Este trabalho desenvolve algoritmos do tipo *Backstepping* aplicados ao controle de correntes de máquinas de indução. O primeiro algoritmo, visando uma menor complexidade de implementação, não utiliza observador de fluxos, enquanto o segundo algoritmo faz a observação de um distúrbio que contém a informação do fluxo rotórico e velocidade. Os controladores são comparados, através de simulação *Hardware-In-The-Loop*, com um controlador utilizando a estratégia clássica

PI.

II. CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO ÍNDIRETO

A. Modelo Matemático do Motor de Indução

O motor de indução trifásico com rotor gaiola de esquilo, pode ser modelado em um referencial síncrono (dq) através das seguintes equação diferenciais:

$$\dot{i}_{qs} = -\gamma i_{qs} - \omega_0 i_{ds} - \beta P \omega_r \lambda_{dr} + \eta \beta \lambda_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad (1)$$

$$\dot{i}_{ds} = -\gamma i_{ds} + \omega_0 i_{qs} + \beta P \omega_r \lambda_{qr} + \eta \beta \lambda_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \quad (2)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = -\eta \lambda_{qr} + \eta L_m \dot{i}_{qs} - (\omega_0 - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (3)$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = -\eta \lambda_{dr} + \eta L_m \dot{i}_{ds} + (\omega_0 - \omega_r) \lambda_{qr}, \quad (4)$$

onde, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $\beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$, $\eta = \frac{r_r}{L_r}$ e $\gamma = \frac{r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r}{\sigma L_s}$ e, L_s , L_m e L_r , são, respectivamente, a indutância do estator, a indutância mútua e a indutância do rotor, P , ω_0 , v_{ds} e v_{qs} , o número de par de polos do MIT, a velocidade síncrona, e as tensões de eixo direta e de quadratura no referencial síncrono.

O modelo dinâmico da parte mecânica da máquina em um referencial síncrono pode ser representador por:

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} \dot{i}_{qs} - \lambda_{qr} \dot{i}_{ds}) \quad (5)$$

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B_n}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_L), \quad (6)$$

onde, T_e é o torque-eletromagnético, ω_r a velocidade do rotor, B_n o coeficiente de atrito viscoso, J o momento de inércia e T_L o torque de carga.

B. Estrutura de Controle

Para realizar o controle de campo orientado indireto é necessário identificar o referencial síncrono de forma que o vetor de fluxo do rotor seja alinhado com o eixo de quadratura, dessa maneira, o fluxo rotórico de quadratura torna-se nulo ($\lambda_{qr} = 0$) [4], fazendo com que (5) torne-se

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \lambda_{ds} \dot{i}_{qs}. \quad (7)$$

Dessa forma, se i_{ds} for mantida constante - no valor necessário para produzir o fluxo desejado - λ_{ds} será constante. Então o torque-eletromagnético e, conseqüentemente, a velocidade do rotor podem ser controladas através de i_{qs} . Assim, uma malha de controle de velocidade é empregada para que a corrente de referência i_{qs}^* necessária seja calculada. Para garantir a efetividade do controlador mecânico, as corrente calculadas são submetidas a uma segunda malha de controle que gera os sinais de tensão necessários para produzir as correntes comandadas [10]. Dessa maneira, torna-se essencial que o controlador das correntes do sistema tenha um bom desempenho, de forma a garantir que i_{ds} mantenha-se constante e que i_{qs} produza o torque requerido pelo controlador de velocidade.

A estrutura de controle utilizada é apresentada na Figura 1.

onde,

$$\theta = \int \omega_0 dt \quad (8)$$

e

$$\omega_0 = P \omega_r + \eta \frac{\dot{i}_{qs}}{i_{ds}^*}. \quad (9)$$

III. CONTROLADORES DE CORRENTE BACKSTEPPING

A. Controlador Backstepping sem Observador de Distúrbios

Para que o sistema seja representado apenas por variáveis disponíveis, evitando a implementação de observadores, a partir de (1) e (2), considera-se

$$\varepsilon_q = -\beta P \omega_r \lambda_{dr} + \eta \beta \lambda_{qr} \quad (10)$$

e

$$\varepsilon_d = \beta P \omega_r \lambda_{qr} + \eta \beta \lambda_{dr} \quad (11)$$

como distúrbios do sistema os quais o controlador deve ser capaz de rejeitar, dessa forma, o modelo do sistema pode ser representado de forma reduzida por

$$\dot{i}_{qs} = -\gamma i_{qs} - \omega_0 i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + \varepsilon_q \quad (12)$$

$$\dot{i}_{ds} = -\gamma i_{ds} + \omega_0 i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} + \varepsilon_d. \quad (13)$$

Desprezando a parcela associada ao distúrbio, busca-se projetar o controlador da corrente em quadratura baseado no algoritmo *backstepping*. O primeiro passo é definir o integrador do erro, da forma,

$$\dot{\xi}_q = i_{qs}^* - i_{qs} = \tilde{i}_{qs}. \quad (14)$$

Defini-se, então, uma função candidata *Lyapunov* para estabilizar o integrador,

$$V_1 = \frac{1}{2} \xi_q^2. \quad (15)$$

Para que o sistema seja estabilizado é necessário que $\dot{V}_1 \leq 0$, então, derivando (15),

$$\dot{V}_1 = \xi_q \dot{\xi}_q. \quad (16)$$

Substituindo (14) em (16), somando e subtraindo $k_1 \xi_q^2$, sendo k_1 um ganho positivo, resulta,

$$\dot{V}_1 = \xi_q (\tilde{i}_{qs} + k_1 \xi_1) - k_1 \xi_1^2. \quad (17)$$

O segundo passo do algoritmo *Backstepping* é definir o desvio z_q ,

$$z_q = \tilde{i}_{qs} + k_1 \xi_q. \quad (18)$$

O último passo é buscar a estabilização geral do sistema. Para isso, propõe-se uma candidata *Lyapunov*,

$$V_2 = \frac{1}{2} (z_q^2 + \xi_q^2). \quad (19)$$

Novamente, para que a condição de estabilidade $\dot{V}_2 \leq 0$ seja atingida, deriva-se (19),

$$\dot{V}_2 = z_q \dot{z}_q + \xi_q \dot{\xi}_q. \quad (20)$$

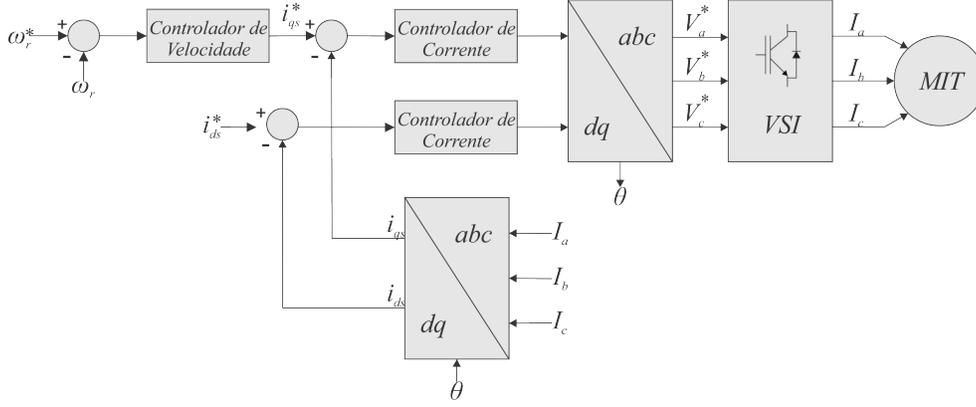


Figura 1. Estrutura de Controle.

Derivando (18) e substituindo (12) e (14), obtém-se,

$$\dot{z}_q = \dot{i}_{qs}^* + \gamma i_{qs} + \omega_0 i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + k_1 \tilde{i}_{qs}, \quad (21)$$

substituindo (18) e (21) em (20), somando e subtraindo $k_2 z_q^2$, onde k_2 é um ganho positivo, resulta

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = z_q \left(\dot{i}_{qs}^* + \gamma i_{qs} + \omega_0 i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + k_1 \tilde{i}_{qs} + \xi_q + k_2 z_q \right) \\ - k_1 \xi_q^2 - k_2 z_q^2. \end{aligned} \quad (22)$$

De (22), para atingir a condição de estabilidade, obtém-se

$$\dot{i}_{qs}^* + \gamma i_{qs} + \omega_0 i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + k_1 \tilde{i}_{qs} + \xi_q + k_2 z_q = 0 \quad (23)$$

Finalmente, a partir de (23) obtém-se a lei de controle para a corrente i_{qs} :

$$\begin{aligned} v_{qs} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{qs}^* + \gamma i_{qs} + \omega_0 i_{ds} + (k_1 + k_2) \tilde{i}_{qs} \right. \\ \left. + (1 + k_1 k_2) \int \tilde{i}_{qs} dt \right) \end{aligned} \quad (24)$$

De maneira análoga ao procedimento para i_{qs} , uma lei de controle para i_{ds} é obtida

$$\begin{aligned} v_{ds} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{ds}^* + \gamma i_{ds} - \omega_0 i_{qs} + (k_1 + k_2) \tilde{i}_{ds} \right. \\ \left. + (1 + k_1 k_2) \int \tilde{i}_{ds} dt \right) \end{aligned} \quad (25)$$

B. Controlador Backstepping com Observador de Distúrbios

A partir de (1) e (2) define-se os distúrbios como,

$$d_q = -\omega_a i_{ds} - \beta P \omega_r \lambda_{dr} + \eta \beta \lambda_{qr} \quad (26)$$

$$d_d = \omega_a i_{qs} + \beta P \omega_r \lambda_{qr} + \eta \beta \lambda_{dr}. \quad (27)$$

E o modelo de correntes e distúrbios sendo,

$$\dot{i}_{qs} = -\gamma i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + d_q \quad (28)$$

$$\dot{i}_{ds} = -\gamma i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} + d_d. \quad (29)$$

Com base em (28) e (29), com um procedimento similar ao apresentando anteriormente, as seguintes leis de controle são obtidas:

$$\begin{aligned} v_{qs} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{qs}^* + \gamma i_{qs} - d_q + (k_1 + k_2) \tilde{i}_{qs} \right. \\ \left. + (1 + k_1 k_2) \int \tilde{i}_{qs} dt \right) \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} v_{ds} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{ds}^* + \gamma i_{ds} - d_d + (k_1 + k_2) \tilde{i}_{ds} \right. \\ \left. + (1 + k_1 k_2) \int \tilde{i}_{ds} dt \right). \end{aligned} \quad (31)$$

Para a implementação de (30) e (31), é necessário que os distúrbios d_q e d_d sejam observados. Para isso, o observador de distúrbios em sua forma linear proposto em [11] é utilizado:

$$\dot{p}_q = -l_q p_q - l_q (l_q i_{qs} - \gamma i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}) \quad (32)$$

$$\hat{d}_q = p_q + l_q i_{qs} \quad (33)$$

$$\dot{p}_d = -l_d p_d - l_d (l_d i_{ds} - \gamma i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}) \quad (34)$$

$$\hat{d}_d = p_d + l_d i_{ds}. \quad (35)$$

Onde l_q e l_d são ganhos iguais e positivos.

Dessa forma, implementa-se as leis de controle utilizando o observador,

$$\begin{aligned} v_{qs} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{qs}^* + \gamma i_{qs} - \hat{d}_q + (k_1 + k_2) \tilde{i}_{qs} \right. \\ \left. + (1 + k_1 k_2) \int \tilde{i}_{qs} dt \right) \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} v_{ds} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{ds}^* + \gamma i_{ds} - \hat{d}_d + (k_1 + k_2) \tilde{i}_{ds} \right. \\ \left. + (1 + k_1 k_2) \int \tilde{i}_{ds} dt \right). \end{aligned} \quad (37)$$

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO HARDWARE-IN-THE-LOOP

Para avaliar o desempenho dos controladores propostos, uma simulação utilizando *Typhoon Virtual HIL* foi realizada. Na simulação, os controladores foram implementados em tempo discreto utilizando blocos de linguagem “C” com uma frequência de amostragem de $10kHz$, de forma a simular a implementação em um microcontrolador ou DSP (Digital Signal Processor). Na simulação a máquina foi acionada através de um inversor trifásico, com modulação PWM de frequência $10kHz$ e barramento DC de $500V$.

Além dos dois controladores apresentados, um controlador PI também foi simulado para fins de comparação. Para malha de controle de velocidade também foi utilizado um controlador do tipo PI.

Os parâmetros da máquina simulada são apresentados na Tabela 1.

Tabela I
DADOS DA SIMULAÇÃO

Parâmetro	Valor
Potência da Máquina	11kW
Velocidade Nominal	180rad/s
Número de Pares de Polos	2
Resistência do Estator	0,8467 Ω
Resistência do Rotor	0,5175 Ω
Indutância Mútua	175,2 mH
Indutância do Estator	180,9 mH
Indutância do Rotor	181,8 mH
Momento de Inércia	0,6282 $kg.m^2/A$
Coefficiente de Viscosidade	0,015 $kg.m^2$
Torque de Carga	0

Os ganhos do controlador PI da malha de velocidade utilizado foram $k_{pm} = 5.1617$ e $k_{im} = 12.9042$ para o PI das correntes foi utilizado $k_{pi} = 5.1147$ e $k_{ii} = 542.284$. Os dois controladores foram discretizados pelo método de *Tustin*.

Para o controlador *Backstepping* sem observador de distúrbios os ganhos utilizados foram $k_1 = 800$ e $k_2 = 120$. Os ganhos do observador e do controlador com observador de distúrbios foram $l_d = l_q = 300$ e $k_1 = 800$ e $k_2 = 120$. Os dois controladores e o observador foram discretizados pelo método de *Euler*.

Para todos os resultados a corrente de eixo direto de referência foi definida como $i_{ds}^* = 11A$, a corrente de quadratura de referência foi limitada em $i_{qs}^* = 15A$.

Nas Figuras 2, 3 e 4 as correntes de eixo direto e em quadratura para degraus de referência da corrente i_{qs} de $-12A$ à $12A$ são mostradas. Nota-se que todos os controladores garantiram o rastreamento da referência com um desempenho transitório satisfatório. Observa-se também, que as perturbações de i_{ds} nas variações de i_{qs} foram reduzidas nos controladores utilizando algoritmo *Backstepping*.

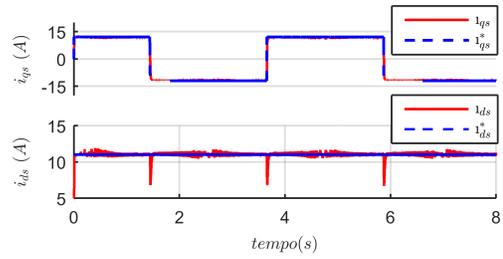


Figura 2. Corrente de eixo direto e em quadratura - Controlador PI

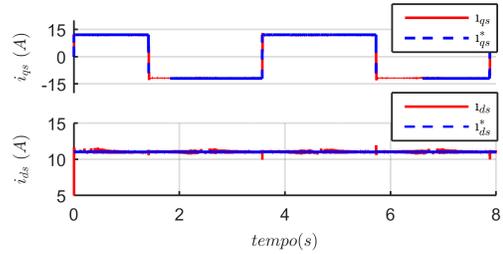


Figura 3. Corrente de eixo direto e em quadratura - Controlador *Backstepping* sem observador de distúrbios

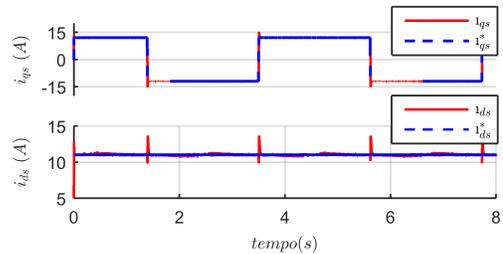


Figura 4. Corrente de eixo direto e em quadratura- Controlador *Backstepping* com observador de distúrbios

O comportamento da velocidade rotórica durante as variações de i_{qs} é apresentado na Figura 5.

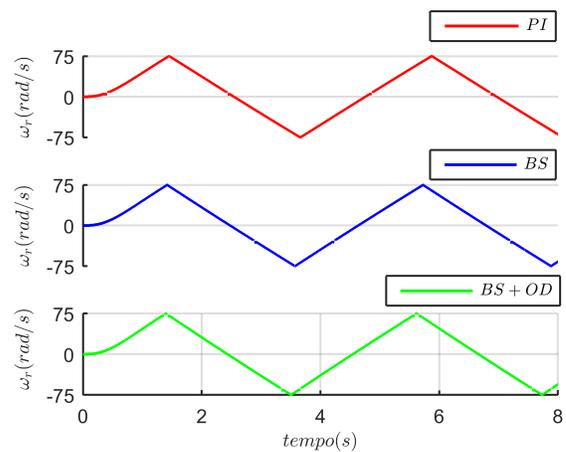


Figura 5. Variações da velocidade do rotor

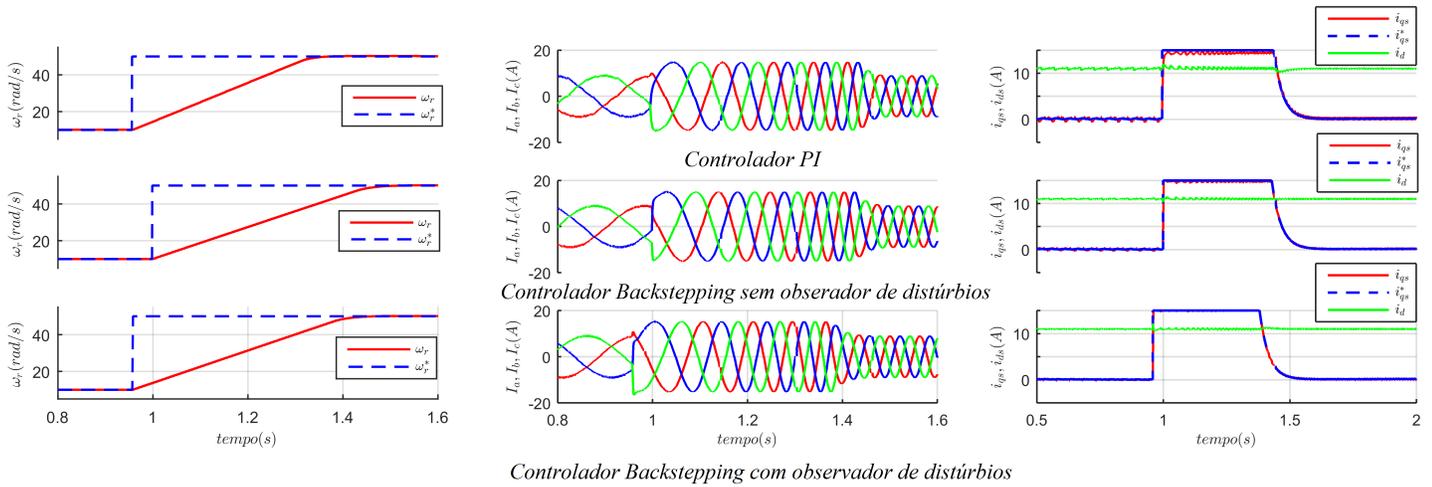


Figura 6. Resposta dos controladores obtidos

A Figura 6 mostra os resultados de simulação dos diferentes controladores para um degrau na velocidade de referência de 10 rad/s para 50 rad/s.

A primeira coluna da Figura 6 apresenta os resultados da variação de velocidade da máquina no momento do degrau, como esperado os três sistemas atingiram o rastreamento da velocidade. A segunda coluna mostra as correntes no estator da máquina onde pode-se perceber a variação de magnitude e frequência no momento do degrau. A terceira coluna apresenta a variação da corrente em quadratura e eixo direto no momento da mudança de referência de velocidade, nota-se que os três controladores obtiveram desempenhos satisfatórios.

V. CONCLUSÃO

Esse trabalho apresentou duas estratégias para implementação de controladores *Backstepping* para controle de correntes em um MIT, uma delas sem observadores de fluxo e outra com um observador de um distúrbio contendo as informações de fluxo. Os controladores foram validados e comparados com um controlador PI através de simulação *Hardware-In-The-Loop* utilizando a ferramenta *Typhoon Hil Virtual Mode*.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq - 23038.000776/2017-54), à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do RS (FAPERGS - 17/2551-0000517-1) e ao INCT-GD pelo suporte financeiro.

REFERÊNCIAS

[1] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC Electrical Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 481-491, Feb. 2008.
 [2] F. Blaschke, "The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines", Siemens-Rev., vol. 39, pp. 217-220, 1972.

[3] C. N. G. Rupprecht, L. Werner, "Field-oriented control of a standard ac motor using microprocessors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-16, pp. 186-192, march 1980.
 [4] D.G. Holmes, B.P. McGrath, S.G. Parker, "Current regulation strategies for vector-controlled induction motor drives", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 10, pp. 3680-3689, 2012.
 [5] T. S. Gabbi, H. A. Gründling and R. P. Vieira, "Sliding mode current control based on disturbance observer applied to permanent magnet synchronous motor," 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, 2015, pp. 1-6.
 [6] T. I. Fossen and J. P. Strand, "Tutorial on nonlinear backstepping: Applications to ship control," Modeling, identification and control, vol. 20, no. 2, p. 83, 1999.
 [7] R. Trabelsi, A. Kheder, M.F. Mimouni, F. M'sahli : "Backstepping control for an induction motor with an adaptive Backstepping rotor flux observer", 18th Mediterranean Conference on Control and Automation 2010.
 [8] H. Lee, L. Fu and F. Lian, "Sensorless Adaptive Backstepping Speed Control of Induction Motor," Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control, San Diego, CA, 2006, pp. 1252-1257.
 [9] L. Neckel and R. P. Vieira, "Algoritmo Backstepping para o controle de correntes de um motor de indução", SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, Outubro 2017.
 [10] Cheng-Jin Zhang and M. W. Dunnigan, "Robust adaptive stator current control for an induction machine," Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, 2003. CCA 2003., Istanbul, Turkey, 2003, pp. 779-784 vol.1.
 [11] W.-H. Chen, "Disturbance observer based control for nonlinear systems", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, v. 9, n. 4, p. 706-710, Dec 2004. ISSN 1083-4435