Proceeding Series of the Brazilian Society of Applied and Computational Mathematics, Vol. 4, N. 1, 2016.
Trabalho apresentado no DINCON, Natal - RN, 2015.

Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics

Projeto de Controladores Robustos H∞ Usando LMIs para Controle de um Motor de Indução Trifásico com Incertezas

Tiago Veronese Ortunho[1]
Instituto Federal de São Paulo, IFSP, Presidente Epitácio, SP
Jean Marcos de Souza Ribeiro[2]
Departamento de Engenharia Elétrica, Unesp, Ilha Solteira, SP
Marcelo Carvalho Minhoto Teixeira[3]
Departamento de Engenharia Elétrica, Unesp, Ilha Solteira, SP
José Paulo Fernandes Garcia[4]
Departamento de Engenharia Elétrica, Unesp, Ilha Solteira, SP

Resumo. O trabalho apresenta uma implementação da teoria de controladores robustos $\mathcal{H}\infty$, juntamente com a restrição de $\mathcal{D}$-Estabilidade e realimentação da integral do erro de medida usando Inequações Matriciais Lineares (LMI), considerando incertezas e objetivando minimizar distúrbio no acionamento de motor de indução trifásico (MIT). A teoria foi implementada no projeto de controle de velocidade do MIT, sendo considerados três casos distintos no controle de velocidade: i) sem incerteza, ii) incerteza na constante de tempo do rotor e, por fim, iii) incerteza na constante de tempo do rotor e do estator. Foram obtidos ótimos resultados com aplicação de carga nominal, em degrau, na ponta do eixo do MIT.

Palavras-chave. Controlador robusto $\mathcal{H}\infty$, $\mathcal{D}$-Estabilidade, LMI, MIT

1 Introdução

Em 1972, Blaschke apresentou o princípio de controle por orientação de campo do motor de indução trifásico (MIT), porém, a dificuldade era implementá-las uma vez que a técnica de orientação de campo previa cálculos complexos, como conversão de sistemas de coordenadas móveis e manuseio das equações do modelo matemático, além de depender dos parâmetros do motor que variam de acordo com a operação. Foi proposto o desacoplamento das correntes de torque eletromagnético e de campo, possibilitando controlá-los de forma semelhante ao motor de corrente contínua. A técnica baseia-se na representação das equações eletromagnéticas da máquina em um

[1] tiago.veronese@ifsp.edu.br
[2] jean@dee.feis.unesp.br
[3] marcelo@dee.feis.unesp.br
[4] jpaulo@dee.feis.unesp.br

sistema de coordenada direto e quadratura (dq), com eixo direto alinhado com o vetor de fluxo. O controle é efetuado mediante variações da corrente i_d, responsável pelo campo, e corrente i_q, responsável pelo conjugado, análogo ao motor de corrente contínua [1].

Porém, é necessário que o controlador seja insensível às perturbações e incertezas, fornecendo respostas adequadas. Assim sendo, neste trabalho é proposta a utilização de técnica de controle robusto juntamente com Desigualdades Matriciais Lineares (LMIs), possibilitando o tratamento de incertezas e inclusão de restrições de desempenho [2].

2 Modelo de estado do motor de indução

A partir das equações dinâmicas do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo e considerando o sistema na referência síncrona girante (w_S) obtêm-se (1) a (11).

$$\frac{d}{dt} i_{ds}^{e} = -\left[\frac{R_s}{\sigma.L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma.L_R}\right].i_{ds}^{e} + w_S.i_{qs}^{e} + \frac{L_m.R_r}{\sigma.L_s.L_R^2}.\emptyset_{dR}^{e} + \frac{w_R.L_m}{\sigma.L_s.L_R}.\emptyset_{qR}^{e} + \frac{1}{\sigma.L_S}.V_{dS}^{e} \tag{1}$$

$$\frac{d}{dt} i_{qS}^{e} = -\left[\frac{R_s}{\sigma.L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma.L_R}\right].i_{qs}^{e} - w_S.i_{ds}^{e} + \frac{L_m.R_r}{\sigma.L_s.L_R^2}.\emptyset_{qR}^{e} - \frac{w_R.L_m}{\sigma.L_s.L_R}.\emptyset_{dR}^{e} + \frac{1}{\sigma.L_S}.V_{qS}^{e} \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt}\emptyset_{dR}^{e} = \frac{L_m.R_r}{L_R}.i_{ds}^{e} - \frac{R_r}{L_R}.\emptyset_{dR}^{e} + (w_S - w_R).\emptyset_{qR}^{e} \tag{3}$$

$$\frac{d}{dt}\emptyset_{qR}^{e} = \frac{L_m.R_r}{L_R}.i_{qs}^{e} - \frac{R_r}{L_R}.\emptyset_{qR}^{e} - (w_S - w_R).\emptyset_{dR}^{e} \tag{4}$$

$$T_e = \frac{3.p}{2}.\frac{L_m}{L_R}.\left(i_{qs}^{e}.\emptyset_{dR}^{e} - i_{ds}^{e}.\emptyset_{qR}^{e}\right) \tag{5}$$

$$T_e - T_L = J.\frac{d}{dt}w_R + B.w_R \tag{6}$$

sendo i_{ds}^{e} e i_{qS}^{e} componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator; R_s, R_r, as resistências do estator e rotor; L_s, L_R e L_m, as indutâncias do estator, rotor e mútua; $\emptyset_{dR}^{e}$ e $\emptyset_{qR}^{e}$ as componentes de eixo direto e quadratura do fluxo do rotor; T_e e T_L os torques eletromagnético e de carga; w_R a velocidade do rotor; p, J, B e σ, o nº de pares de polos, momento de inércia, coeficiente de atrito viscoso e coeficiente de dispersão do motor.

A velocidade de escorregamento é dada por (7) e o fluxo de componente direto do rotor, representado por (8). O torque eletromagnético é apresentado em (9) e a velocidade angular mecânica em (10). Após, define-se a corrente no eixo de quadratura dada em (11).

$$w_{esc} = w_S - w_R = \frac{L_m.R_r}{L_R.\emptyset_{dR}^{e\,*}}.i_{qs}^{e} \tag{7}$$

$$\frac{d}{dt}\emptyset_{dR}^{e} + \frac{R_r}{L_R}.\emptyset_{dR}^{e} = \frac{L_m.R_r}{L_R}.i_{ds}^{e} \tag{8}$$

$$T_e = \frac{3.p}{2}.\frac{{L_m}^2}{L_R}.{i_{ds}^{e}}^{*}.i_{qs}^{e} = \frac{3.p}{2}.\frac{L_m}{L_R}.{\emptyset_{dR}^{e}}^{*}.i_{qs}^{e} = K_t.i_{qs}^{e} \tag{9}$$

$$\frac{d}{dt}w_R = \frac{K_t}{J}.i_{qs}^{e} - \frac{B}{J}.w_R - \frac{1}{J}.T_L \tag{10}$$

$$\frac{d}{dt}i_{qS}^{e} = -\frac{R_s}{\sigma.L_s}.i_{qs}^{e} - w_S.i_{ds}^{e} - w_S.\frac{L_m.\emptyset_{dR}^{e}}{\sigma.L_s.L_R} + \frac{1}{\sigma.L_S}.V_{qS}^{e} \tag{11}$$

Das expressões (1) a (11) é possível escrever o modelo conforme (12) a (14), sendo α as incertezas da planta. O torque de carga será considerado um distúrbio do sistema.

$$\dot{x}(t) = A(\alpha).x(t) + B_u(\alpha).u(t) + B_W(\alpha).T_L(t); \quad y(t) = C(\alpha)\,x(t); \quad A(\alpha) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \tag{12}$$

$$a_{11} = -\left[\frac{R_S}{\sigma.L_S} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma.L_R}\right]; a_{12} = w_S; a_{13} = \frac{L_m.R_r}{\sigma.L_S.L_R^2}; a_{14} = 0; a_{21} = -w_S; a_{22} = -\frac{R_S}{\sigma.L_S}; a_{23} = -\frac{w_S.L_m}{\sigma.L_S.L_R}; a_{24} = 0$$
$$a_{31} = \frac{L_m.R_r}{L_R}; a_{32} = 0; a_{33} = -\frac{R_r}{L_R}; a_{34} = 0; a_{41} = 0; a_{42} = \frac{K_t}{J}; a_{43} = 0; a_{44} = -\frac{B}{J} \tag{13}$$

$$B_u(\alpha) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B_W(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix}; C(\alpha) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; X(t) = \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ \emptyset_{dR}^e \\ w_R \end{bmatrix}; u(t) = \begin{bmatrix} V_{dS}^e \\ V_{qS}^e \end{bmatrix} \tag{14}$$

Os dados do MIT estão representados na Tabela 1, os quais foram utilizados no trabalho [4]. O MIT possui potência de 0,25 HP, 4 polos, 1725 RPM, 380/220V, 60Hz.

Tabela 1: Dados do MIT.

Dados do motor	Valores	Dados do motor	Valores
Resistência do Estator (R_s)	29,5012 Ω	Indutância do Estator (L_s)	0,0534 H
Resistência do Rotor (R_r)	17,8384 Ω	Indutância do Rotor (L_R)	0,0637 H
Momento de Inércia (J)	0,0005 Kg.m^2	Indutância Mútua (L_m)	1,0417 H
Coeficiente de Atrito Viscoso (B)	0,003 m/rad.s	Fluxo Nominal do Rotor	0,93 Wb

3 Inequações Matriciais Lineares

Uma LMI é uma desigualdade matricial do tipo $F(g) > 0$, na qual $F(g)$: $R^m \to R^{q \times q}$ é simétrica e afim nas variáveis de busca que são representadas pelo vetor g. Assim ela pode ser genericamente representada na forma $F(g) = F_0 + \sum_{i=1}^{m} g_i F_i > 0$, no qual $F_i = F_i' \in R^{q \times q}$ são matrizes constantes e $g \in R^m$ é o vetor de variáveis, com elementos escalares, a ser determinado de forma a satisfazer a desigualdade $A'.P + P.A < 0$.

3.1 Controlador robusto $\mathcal{H}\infty$ usando LMIs

Considerando o sistema em variáveis de estado conforme (15) e $u(t) = K.x(t)$, obtém-se uma nova variável definida como $A_N = A(\alpha) + B_u(\alpha).K$. Com o intuito de minimizar o custo garantido H∞ entre o distúrbio $w(t)$ e a saída $y(t)$, aplica-se (16), transformando este conjunto em LMI e, aplicando o complemento de Schur, obtém (17). Ao substituir a variável A_N é obtida a restrição (18) com controlador $K = Z.W^{-1}$ [5].

$$\dot{x}(t) = A(\alpha).x(t) + B_u(\alpha).u(t) + B_w(\alpha).T_L(t) \quad ; \quad y(t) = C(\alpha).x(t) + D \tag{15}$$

$$\begin{bmatrix} A_N.W + W.A_N' + B_W.B_W' & W.C' + B.D' \\ C.W + D.B' & -\mu.I \end{bmatrix} < 0 ; W > 0 \tag{16}$$

$$\begin{bmatrix} A_N.W + W.A_N' & W.C' & B_W \\ C.W & -\mu.I & D \\ B_W' & D' & -I \end{bmatrix} < 0 ; W > 0 \tag{17}$$

$$\begin{bmatrix} A.W + B_u.Z + W.A' + Z'.B_u' & W.C' + Z'.D & B_W \\ C.W + D.Z & -\mu.I & D \\ B_W' & D' & -I \end{bmatrix} < 0 ; W > 0 \tag{18}$$

3.2 Controlador robusto $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$ -Estabilidade usando LMIs

O trabalho [6] restringe a região do controlador para uma de interesse, $S(\alpha, r, \theta)$, de números complexos (x + j y) que satisfazem as restrições em 3 regiões descritas em (19).

$$S(\alpha, r, \theta) = \{x < -\alpha < 0; \quad |x + jy| < r; \quad \tan(\theta)\, x < -|y| \tag{19}$$

Alocar autovalores na região $S(\alpha, r, \theta)$, permite efetuar projetos que restrinjam a porcentagem de *overshoot*, tempo de subida e tempo de estabelecimento, através de LMIs [3,6]. As restrições para o dimensionamento do controlador são apresentadas em (20).

$$X > 0;\ A.X + X.A' + 2.\alpha.X < 0;\ \begin{pmatrix} -r.X & A.X \\ X.A' & -r.X \end{pmatrix} < 0;\ \begin{pmatrix} \sin\theta.(A.X + X.A') & \cos\theta.(A.X - X.A') \\ \cos\theta.(X.A' - A.X) & \sin\theta.(A.X + X.A') \end{pmatrix} < 0 \quad (20)$$

3.3 Controlador robusto $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$-Estabilidade e realimentação da integral do erro de saída usando LMIs

A integral é utilizada para que o sistema em regime permanente possua erro nulo para uma entrada degrau. Para o sistema em análise, as novas variáveis de estado ficam descritas pelas matrizes estendidas (21) a (23) com lei de controle $u(t) = K.x(t) - K.\varepsilon(t)$ [3].

$$\frac{d}{dt}\hat{x}(t) = \hat{A}(\alpha).\hat{x}(t) + \widehat{B_u}(\alpha).\hat{u}(t) + \widehat{B_w}(\alpha).T_L(t) \quad ; \quad y(t) = \hat{C}(\alpha).\hat{x}(t) \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\varepsilon}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(\alpha) & 0 \\ -C(\alpha) & 0 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} x(t) \\ \varepsilon(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_u(\alpha) \\ I \end{bmatrix}.[u(t) \quad ref(t)] + \begin{bmatrix} B_w(\alpha) \\ 0 \end{bmatrix}.T_L(t) \quad ; \quad y = [C(\alpha) \quad 0].\begin{bmatrix} x(t) \\ \varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$[\dot{\varepsilon}(t)] = \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_1(t) \\ \dot{\varepsilon}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {\emptyset_{dR}^{e}}^{*} - \emptyset_{dR}^{e} \\ W_R^* - W_R \end{bmatrix};\ [\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \int \varepsilon_1(t) \\ \int \varepsilon_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int({\emptyset_{dR}^{e}}^{*} - \emptyset_{dR}^{e}) \\ \int(W_R^* - W_R) \end{bmatrix};\ [ref(t)] = \begin{bmatrix} {\emptyset_{dR}^{e}}^{*} \\ W_R^* \end{bmatrix} \quad (23)$$

4 Resultados

Foi considerado 3 casos, todos com velocidade variando da mínima até a nominal: i) sem incerteza paramétrica, ii) incerteza na constante de tempo do rotor (5%), e iii) incerteza nas constantes de tempo do rotor (15%) e estator (10%). Assim, tem-se 2, 4 e 8 vértices do politopo e, por convexidade, tem-se que se uma dada condição estiver satisfeita em todos os vértices, então ela também estará satisfeita para qualquer ponto pertencente ao politopo. As Tabelas 2-4 apresentam as matrizes de controladores e as normas $\mathcal{H}\infty$ para cada caso.

Tabela 2: Valores dos Controladores Robustos $\mathcal{H}\infty$ Usando LMI.

Caso	Controladores	Normas
1	$\begin{bmatrix} 182908,984 & 1757,350 & -4540,484 & 0,062 \\ -8506,537 & 460780,604 & 3148,040 & -0,013 \end{bmatrix}$	0,005406
2	$\begin{bmatrix} 295251,796 & 6404,136 & -4551,659 & -0,004 \\ -11423,352 & 538621,743 & 3131,260 & -0,016 \end{bmatrix}$	0,0001
3	$\begin{bmatrix} 531380,155 & -24118,964 & -3681,375 & -0,081 \\ 22143,820 & 202092,726 & 3160,050 & -0,030 \end{bmatrix}$	0,00291

Tabela 3: Valores dos Controladores Robustos $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$ - Estabilidade Usando LMI.

Caso	Controladores	Normas	Índices de Desempenho
1	$\begin{bmatrix} 121,014 & 3,042 & -4274,627 & 12,753 * 10^{-12} \\ -3,093 & 65,831 & 3163,893 & 361,322 * 10^{-9} \end{bmatrix}$	$268,899 * 10^{-6}$	$\alpha = 1;\ r = 4000;\ \theta = 0,610$
2	$\begin{bmatrix} 136,087 & 3,003 & -4315,395 & -60,586 * 10^{-12} \\ -3,229 & 79,401 & 3121,294 & 280,264 * 10^{-9} \end{bmatrix}$	$209,153 * 10^{-6}$	$\alpha = 1;\ r = 4900;\ \theta = 0,61$
3	$\begin{bmatrix} 141,160 & 3,003 & -4373,243 & -5,589 * 10^{-12} \\ -2,934 & 84,899 & 3123,982 & 451,834 * 10^{-9} \end{bmatrix}$	$209,987 * 10^{-6}$	$\alpha = 1;\ r = 5800;\ \theta = 0,959$

Tabela 4: Valores dos Controladores Robustos $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$ – Estabilidade e Realimentação da Integral do Erro de Saída.

Caso	Controladores	Normas	Índices de Desempenho
1	$\begin{bmatrix} 185,77 & 2,90 & -3067,73 & 53,15 * 10^{-9} & -0,79 & 0,48 \\ 40,31 & 118,32 & 3963,12 & 5,75 * 10^{-6} & 12,38 & 21,66 \end{bmatrix}$	$350,759 * 10^{-6}$	$\alpha = 1;\ r = 7000;\ \theta = 1,483$
2	$\begin{bmatrix} 211,39 & 2,81 & -2817,31 & -358,87 * 10^{-9} & -0,92 & -0,28 \\ 40,22 & 131,22 & 4014,03 & 0,001 & 9,22 & 16,48 \end{bmatrix}$	5,651	$\alpha = 1;\ r = 7900;\ \theta = 1,134$
3	$\begin{bmatrix} 204,29 & 2,70 & -3484,49 & -576,93 * 10^{-9} & -0,58 & 0,26 \\ 75,42 & 130,30 & 4577,49 & -65,28 * 10^{-6} & 6,49 & 13,60 \end{bmatrix}$	$1,161 * 10^{-3}$	$\alpha = 1;\ r = 8000;\ \theta = 0,959$

Considerando o torque de carga como um degrau de valor nominal, no instante (t = 0s), foram plotados no Matlab a resposta no tempo para os casos em análise, tendo como objetivo visualizar o comportamento do sistema para os controladores desenvolvidos.

É importante esclarecer que os resultados a seguir apenas mostram a tentativa de rejeição do distúrbio (aplicação de carga) nos sinais de saída (correntes i_d e i_q), sendo eles o objetivo de controle, que possuem referência igual a zero; isso não faz sentido para o controle do MIT, contudo é importante para a investigação da robustez do controlador. Em outro momento serão estimados o fluxo e velocidade do rotor, e estes estarão sujeitos à aplicação das técnicas de controle propostas. Por falta de espaço para apresentar todos resultados, as Figuras 1-9 descrevem apenas os resultados para um vértice, para cada caso e controlador, escolhido aquele que resultou em maior amplitude de sinal de saída (correntes i_d e i_q).

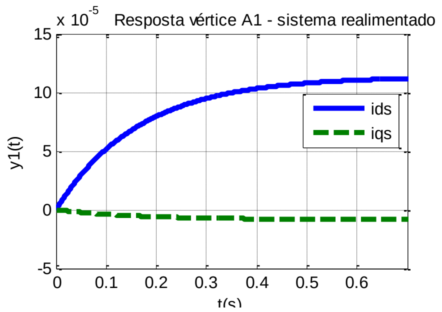

Figura 1: 1°Caso - Resposta no tempo do controlador robusto $\mathcal{H}\infty$.

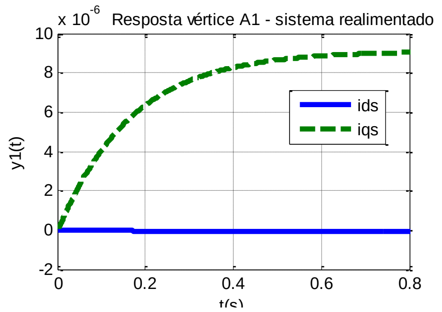

Figura 2: 1°Caso - Resposta no tempo do controlador robusto $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$-Estabilidade.

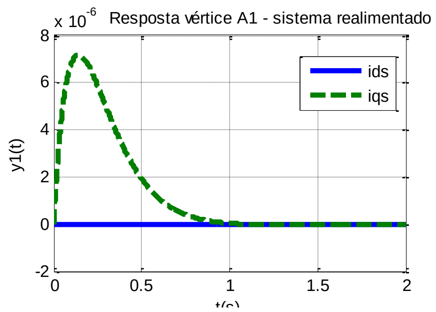

Figura 3: 1°Caso - Resposta no tempo do controlador robusto $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$ – Estabilidade e integral do erro.

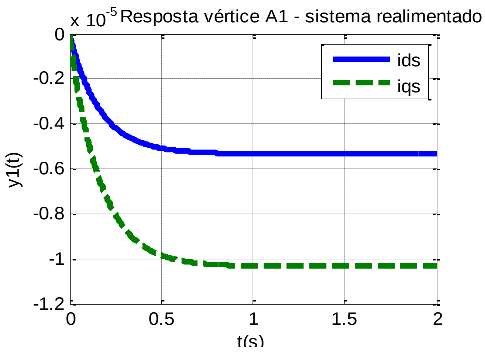

Figura 4: 2°Caso - Resposta no tempo do controlador robusto $\mathcal{H}\infty$.

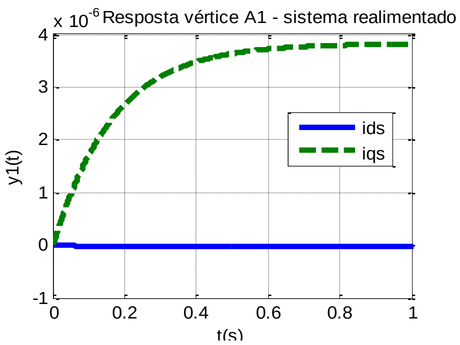

Figura 5: 2°Caso - Resposta para controlador $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$ - Estabilidade.

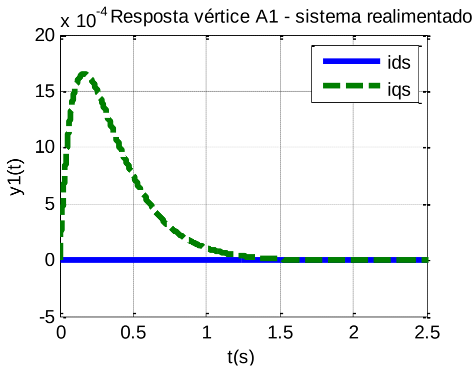

Figura 6: 2°Caso - Resposta para controlador $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$ – Estabilidade e integral do erro.

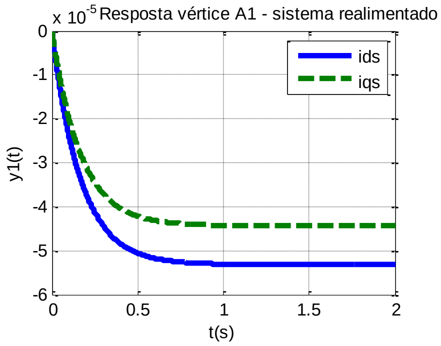

Figura 7: 3°Caso - Resposta no tempo do controlador robusto $\mathcal{H}\infty$.

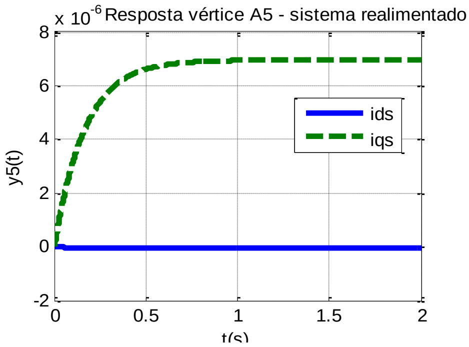

Figura 8: 3°Caso - Resposta do controlador $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$ - Estabilidade

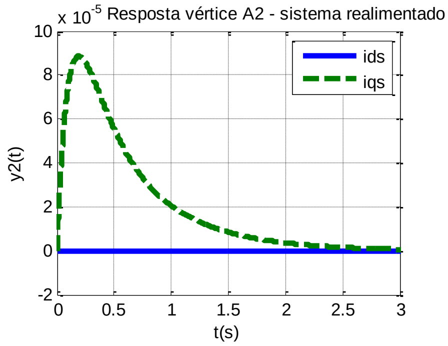

Figura 9: 3°Caso - Resposta do controlador $\mathcal{H}\infty$ com $\mathcal{D}$-Estabilidade e integral do erro.

No caso 1, o controlador $\mathcal{H}\infty$ (Figura 1) estabilizou em 0,7 seg sem oscilação, com $\mathcal{D}$-estabilidade (Figura 2) a amplitude reduziu e entrou em regime praticamente no mesmo tempo e, para o terceiro controlador (Figura 3), a saída estabiliza em 1,2 seg com pico de 8.10^{-6}.

No segundo caso, os dois primeiros controladores entraram em regime em aproximadamente 1 seg, porém, o controlador ótimo (Figura 4) gerou uma resposta apresentando uma amplitude máxima na corrente do eixo de quadratura de aproximadamente -1.10^{-5}. No controlador sub-ótimo (Figura 5) a saída teve pico máximo de 4.10^{-6}. A realimentação da integral (Figura 6) proporcionou uma resposta que estabilizou em 1,5 seg com magnitude máxima de 17.10^{-4}.

Por fim, no último caso o controlador ótimo (Figura 7) proporcionou resposta com máximo pico em -5.10^{-5} na corrente de eixo direto, entrando em regime em aproximadamente 1 seg. Por outro lado, o controlador sub-ótimo (Figura 8) gerou uma resposta com a máxima corrente sendo a do eixo em quadratura com magnitude máxima de 6.10^{-6}, com tempo de estabelecimento aproximadamente igual ao ótimo. O controlador com realimentação da integral (Figura 9) levou a reposta para a estabilidade no tempo máximo de 2,5 seg e com pico de aproximadamente 10.10^{-5}.

Os controladores geraram respostas rápidas para o sistema, ou seja, mesmo no pior caso, com muita incerteza, o tempo de estabelecimento não atingiu 3 seg, fato este muito importante para o controle de velocidade do motor de indução. Estes resultados mostram alta robustez deste controlador quando projetado utilizando a ferramenta LMI.

DOI: 10.5540/03.2016.004.01.0095

5 Conclusão

O trabalho propiciou a análise e investigação da teoria de controle robusto $\mathcal{H}\infty$, englobando o desempenho pela restrição de $\mathcal{D}$-Estabilidade, também, o controle robusto $\mathcal{H}\infty$ com restrição de $\mathcal{D}$-Estabilidade e realimentação da integral do erro de saída, todos aplicados ao acionamento de um motor de indução trifásico. Para o projeto do controlador de velocidade foi utilizado a ferramenta LMI, considerando três casos: i) sem incertezas, ii) com incerteza na constante de tempo do rotor e, por fim, iii) incerteza nas constantes de tempo do rotor e do estator concomitantemente. Os autores estão muito otimista com os resultados obtidos com a técnica de controle robusto $\mathcal{H}\infty$ usando o critério de $\mathcal{D}$-Estabilidade e realimentação do sinal da integral do erro, pois neste caso houve uma boa rejeição ao distúrbio e estabilização do sinal de interesse em um valor com erro igual a zero.

Entende-se que este trabalho possibilitou uma ampliação da aplicação da teoria de controladores robustos $\mathcal{H}\infty$ em MITs, obtendo ótimos resultados pela análise da resposta no tempo para uma entrada degrau de carga nominal na ponta do eixo do motor.

Agradecimentos

Os autores agradecem o DEE da FE-IS/UNESP e ao IFSP/PEP por proporcionar excelentes condições de desenvolver pesquisas.

Referências

[1] B. K. Bose, Modern power electronics and ac drives, Upper Saddle River, Prentice-Hall, vol. 1, (2001).

[2] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan, Linear matrix inequalities in systems and control theory, SIAM studies in applied mathematics, (1994).

[3] M. V. S. Costa, V. P. Pinto, J. C. T. Campos e J. A. Nascimento, Controle por D-Alocação robusta via LMI aplicado em sistemas de geração eólica, Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, (2012).

[4] A. F. A. Furtunato, A. O. Salazar e O. S. Araújo, Controlador de velocidade usando modos deslizantes suaves para um motor de indução trifásico, CONTROLE & AUTOMAÇÃO, vol. 12, 148-155, (2001).

[5] P. Gahinet, Explicit controller formulas for LMI-based H∞ synthesis, AUTOMÁTICA, vol. 32, 1007-1014, (1996).

[6] R. M. Manesco, J. H. P. Silva, M. R. Moreira, L. F. S. Buzachero, E. R. P. D. Silva, E. Assunção, M. C. M. Teixeira e R.K.H. Galvão, Estabilidade robusta H∞ de sistemas lineares: uma implementação em um helicóptero 3DOF de bancada, Anais do Congresso Brasileiro de Automática, (2012).

DOI: 10.5540/03.2016.004.01.0095