

Controle Vetorial da Máquina de Indução por Modos Deslizantes com Função Suave

Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira¹

Manoel Luis de Aguiar²

William Cesar Andrade Pereira³

Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli⁴

Marcelo Patrício Santana⁵

Geyverson Teixeira de Paula⁶

Thales Eugênio Portes de Almeida⁷

Escola de Engenharia de São Carlos, USP, São Carlos, SP

Resumo. Neste trabalho é proposto um estudo sobre o controle vetorial aplicado ao Motor de Indução Trifásico (MIT), utilizando a estratégia de controle Indirect Field Oriented Control (IFOC). Utiliza-se na topologia o controle por modos deslizantes com o método de controle equivalente, visando sobretudo ampla faixa de operação robusta a distúrbios de carga com o mínimo de *chattering*. Para tanto, propõe-se uma abordagem utilizando a função tangente hiperbólica no termo chaveado dos controladores de velocidade, fluxo e correntes. Afim de testar a topologia de controle proposta, simulações em diferentes condições de operação são realizadas utilizando o *software* MATLAB.

Palavras-chave. Controlador por Modos Deslizantes, Motor de Indução, IFOC.

1 Introdução

O Motor de Indução Trifásico (MIT) é amplamente utilizado em ambientes industriais, devido sua simples construção mecânica e baixo custo de manutenção se comparado ao Motor de Corrente Contínua (MCC) [6]. Entretanto o MIT é um sistema não linear de ordem superior com incertezas em seu modelo, requerendo controladores que forneçam o desempenho requerido, dentre eles podem ser citados: técnicas de controle adaptativo, *Fuzzy*, *Neuro-Fuzzy*, entre outros [7, 8].

¹carlosmro@usp.br

²aguiar@sc.usp.br

³william.andrade@usp.br

⁴paulo.ubaldo@usp.br

⁵marceloengenheiro@usp.br

⁶geyverson.paula@usp.br

⁷thales.eugenio.almeida@usp.br

Outra opção está no uso do Controlador por Modos Deslizantes (CMD), fornecendo um controle descontínuo de alto ganho derivado do controle por estrutura variável. O CMD apresenta elevada robustez e rápida resposta dinâmica, sendo muito eficiente no controle de sistemas incertos, como o MIT. Porém, este tipo de controlador, devido às suas características, sofre um efeito conhecido como *chattering*, que é uma oscilação indesejada de alta frequência ligada principalmente ao uso da função de chaveamento sinal [5].

A fim de alcançar alto desempenho no controle vetorial do MIT e minimizar problemas de *chattering*, é proposto a inserção da função tangente hiperbólica no CMD pelo método de controle equivalente no IFOC. Para analisar a versatilidade deste controlador, é utilizado a estrutura de controle em quatro variáveis: velocidade, fluxo do rotor, correntes de eixo direto e em quadratura do estator.

2 Modelagem e Controle do Motor de Indução

O modelo matemático do MIT pode ser expresso em um referencial arbitrário, contudo usualmente no controle em campo orientado utiliza-se o fluxo do estator ou rotor como referencial único. Dessa forma, na estratégia de controle FOC clássica, orientada no fluxo do rotor, pode-se ter o modelo expresso como [6]:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}i_{ds} &= \frac{u_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{R_s}{\sigma L_s}i_{ds} + \omega_{m2}i_{qs} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{d}{dt}i_{m2} \\
 \frac{d}{dt}i_{qs} &= \frac{u_{qs}}{\sigma L_s} - \frac{R_s}{\sigma L_s}i_{qs} - \omega_{m2}i_{ds} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_{m2}i_{m2} \\
 \frac{d}{dt}i_{m2} &= -\frac{R_r}{L_r}[i_{m2} - i_{ds}] \\
 J \frac{d}{dt}(\omega_{mec}) &= T_{el} - F\omega_{mec} - T_l \\
 T_{el} &= K_\omega i_{m2} i_{qs}
 \end{aligned} \tag{1}$$

Sendo que u_{ds} e u_{qs} são as tensões do estator e rotor, i_{ds} e i_{qs} são as correntes do estator e rotor, R_s e R_r são as resistências do estator e rotor, L_s e L_r são as resistências do estator e rotor, i_{m2} é a corrente de magnetização, ω_{m2} é a velocidade angular síncrona do fluxo do rotor, ω_{mec} é a velocidade mecânica do rotor, T_{el} é o torque eletromagnético, F é o coeficiente de atrito, T_l é o torque de carga aplicado ao eixo do rotor, n_{pp} é o número de pares de polo, L_H é a indutância principal, σ é o coeficiente de dispersão global $\sigma = \left(1 - \frac{L_H^2}{L_s L_r}\right)$ e K_ω é a constante de torque $K_\omega = \frac{3}{2} n_{pp} (1 - \sigma) L_s$, respectivamente.

A posição do fluxo do rotor (ρ), necessário para as transformações de coordenadas utilizadas na estratégia IFOC, é obtida pela integral de ω_{m2} , tal como segue em (2) [6]. A Figura 1 ilustra o diagrama de blocos da estratégia de controle IFOC explicitada.

$$\begin{aligned}
 \omega_{m2} &= n_{pp} \omega_{mec} + \frac{1}{T_2} \frac{i_{qs}}{i_{m2}} \\
 \rho &= \int \omega_{m2} dt
 \end{aligned} \tag{2}$$

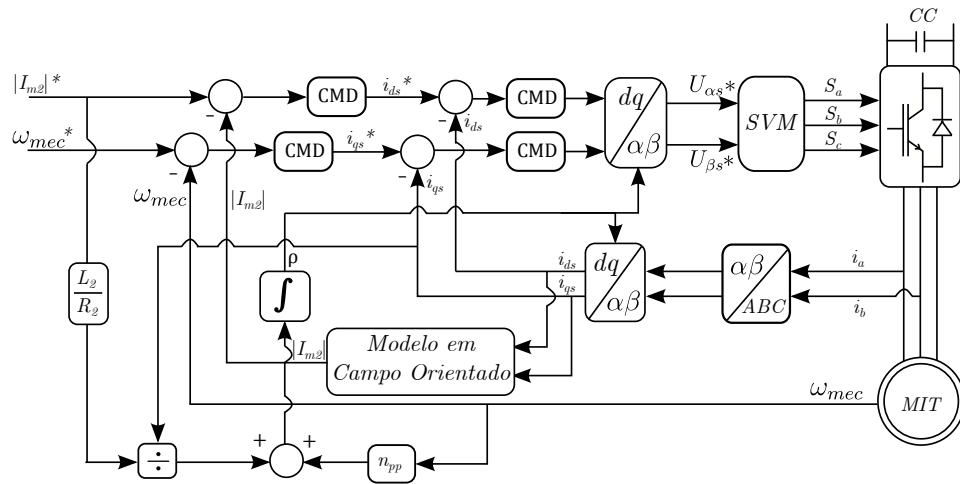


Figura 1: Diagrama de blocos da estratégia de controle IFOC utilizando o CMD.

3 Controle por Modos Deslizantes

O projeto do controlador por modos deslizantes é dividido em duas partes. A primeira refere-se a atrair o estado do sistema para a superfície de deslizamento e a segunda representa a dinâmica na superfície. A dinâmica na superfície de deslizamento esta relacionada principalmente a robustez relacionada a incertezas paramétricas e perturbações [1].

Considerando uma classe de problemas não lineares descrito por (3), é possível analisar o sistema pelo método de controle equivalente de forma genérica e realizar uma analogia ao modelo dado em (1) conforme proposto por [1]. Neste método é necessário encontrar uma ação de controle $U_c(x)$ que garanta a convergência do sistema para a superfície de deslizamento $S(x) = 0$ [5].

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)U_c \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (3)$$

sendo que $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é vetor de estado, $U_c(t) \in \mathbb{R}^m$ é a ação de controle e $y(t) \in \mathbb{R}^p$ é a saída do sistema.

Pelo método do controle equivalente é necessário determinar todos os possíveis valores de U_c que satisfaça a condição de convergência dada por $S(x) = 0$ em conjunto com $\dot{S}(x) = 0$. Dentre os possíveis valores para U_c será explicitada a estrutura utilizada por [1]:

$$U_c = U_{equ} + U_n \quad (4)$$

sendo que U_{equ} é função de controle denotada como controle equivalente e garante que a resposta permaneça na superfície de deslizamento. O termo U_n é adicionado afim de garantir a atratividade a superfície escolhida. Para que sejam satisfeitas as condições de convergência do sistema ao regime de modos deslizantes é necessário definir uma superfície de deslizamento $S(x)$, sendo que a mais utilizada é expressa por [4, 5]:

$$S(t) = \left(\lambda + \frac{d}{dt} \right)^{n-1} e(t) \tag{5}$$

sendo n o grau de liberdade, λ uma constante positiva e $e(t)$ o erro da variável a ser controlada.

Afim de provar a convergência de um sistema genérico definido como (3), utilizando a ação de controle denotada em (4), é possível utilizar uma função candidata de Lyapunov, tal como a de energia que é expressa por [4]:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \tag{6}$$

A condição de convergência global para uma estabilidade assintótica da superfície escolhida no ponto de equilíbrio pode ser dada como [3]:

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \text{ para } S \neq 0 \tag{7}$$

$$\lim_{S \rightarrow \infty} V = \infty \tag{8}$$

As duas condições necessitam ser satisfeitas, contudo na prática a análise se restringe à apenas (7), já que (8) é claramente satisfeita. Conforme descrito por [1], considerando (3) e (4) é possível obter (9) e restringir a análise a U_n , tendo em vista que o termo U_{equ} pode ser entendido como o valor médio do termo chaveado U_n dado por $[U_{max} \ U_{min}]$.

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x) U_n < 0 \tag{9}$$

No método algumas estruturas são usais e ainda podem garantir a convergência para $S(x) = 0$, como a função sinal dada em (10).

$$U_n = K \operatorname{sgn}(S(x)) \tag{10}$$

Substituindo (10) em (9), obtém-se:

$$S(x)(\dot{S})(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x) K |S(x)| < 0 \tag{11}$$

Pelo classe de sistema considerado neste trabalho o termo $\frac{\partial S}{\partial x} g(x)$ é negativo, ao passo que K é escolhido positivo para satisfazer a atratividade e condições de estabilidade [1].

A função sinal esta ligada ao problema do *chattering*, principalmente em situações práticas que existem atrasos de chaveamento [5]. Além disso, em aplicações com inversor de frequência pode se ter uma frequência de chaveamento variável, ocasionando o aumento de perdas de chaveamento. Desta forma é proposto o uso da função tangente hiperbólica no termo U_n , visto que a mesma introduz uma região linear com característica suave próximo a região de saturação. Por meio de duas constantes K_1 e K_2 é possível estabelecer o limite máximo e inclinação da função respectivamente.

$$U_n = K_1 \operatorname{tanh} \left(\frac{S(x)}{K_2} \right) \tag{12}$$

4 Topologia de Controle IFOC-CMD

Conforme ilustrado na Figura 1 são selecionadas as quatro superfícies denotadas em (13), sendo as superfícies de: velocidade mecânica $S_{\omega_{mec}}$, fluxo do rotor $S_{i_{m2}}$, correntes de eixo direto e em quadratura do estator $S_{i_{ds}}$ e $S_{i_{qs}}$, respectivamente.

$$\begin{aligned} S_{i_{m2}} &= i_{m2_{ref}} - i_{m2} \\ S_{i_{ds}} &= i_{d1_{ref}} - i_{d1} \\ S_{\omega_{mec}} &= \omega_{mec_{ref}} - \omega_{mec} \\ S_{i_{qs}} &= i_{qs_{ref}} - i_{qs} \end{aligned} \quad (13)$$

Por meio de (1) pode-se encontrar o termo equivalente do controlador de cada superfície. Já o termo U_n será dado por (12) em todas as superfícies. Desta forma é possível compor as superfícies como:

Superfície i_{m2} :

$$\begin{aligned} i_{ds_{ref}} &= i_{ds_{equ}} + i_{ds_n} \\ \dot{S}_{i_{m2}} = 0 &\Rightarrow i_{ds_{equ}} = T_2 \frac{d}{dt} i_{m2_{ref}} + i_{m2} \\ i_{ds_n} &= K_{1i_{qs}} \tanh\left(\frac{S(x)}{K_{2i_{qs}}}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

Superfície i_{ds} :

$$\begin{aligned} u_{ds_{ref}} &= u_{ds_{equ}} + u_{ds_n} \\ \dot{S}_{i_{ds}} = 0 &\Rightarrow u_{ds_{equ}} = \sigma L_1 \left(\frac{d}{dt} i_{ds_{ref}} - \omega_{m2} i_{qs} \right) + L_1 \left(\frac{i_{ds}}{T_1} + (1 - \sigma) \frac{d}{dt} i_{m2} \right) \\ u_{ds_n} &= K_{1i_{ds}} \tanh\left(\frac{S(x)}{K_{2i_{ds}}}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

Superfície ω_{mec} :

$$\begin{aligned} i_{qs_{ref}} &= i_{qs_{equ}} + i_{qs_n} \\ \dot{S}_{\omega_{mec}} = 0 &\Rightarrow i_{qs_{equ}} = \frac{J}{K_w i_{m2}} \left(\frac{d}{dt} \omega_{mec_{ref}} - \frac{d}{dt} \omega_{mec} \right) + \frac{1}{K_w i_{m2}} (K_w i_{m2} i_{qs}) \\ i_{qs_n} &= K_{1\omega_{mec}} \tanh\left(\frac{S(x)}{K_{2\omega_{mec}}}\right) \end{aligned} \quad (16)$$

Superfície i_{qs} :

$$\begin{aligned} u_{qs_{ref}} &= u_{qs_{equ}} + u_{qs_n} \\ \dot{S}_{i_{qs}} = 0 &\Rightarrow u_{qs_{equ}} = \sigma L_1 \left(\frac{d}{dt} i_{qs_{ref}} + \omega_{m2} i_{ds} \right) + L_1 \left(\frac{i_{qs}}{T_1} + (\sigma - 1) \omega_{m2} i_{m2} \right) \\ u_{qs_n} &= K_{1i_{qs}} \tanh\left(\frac{S(x)}{K_{2i_{qs}}}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

5 Resultados

Os resultados de simulação são apresentados utilizando os parâmetros dos controladores na Tabela 1a e ainda os parâmetros do motor dados na Tabela 1b. A frequência de chaveamento é definida para 8kHz e a frequência de controle em 20kHz . Na Figura 2 é apresentada os resultados simulados com corrente de magnetização constante em 1.09 A , ilustrando as respostas de Tl , i_{ds} , i_{qs} , ω_{mec} e i_{m2} . A Figura 2a denota as respostas em diferentes condições de operação, com a velocidade variando em -1500 , 3000 , 0 , 1500 e 3000 RPM . Outra caso é apresentado na Figura 2b, considerando a velocidade constante em 2000 RPM com variação do torque de carga em 1.5 N.m .

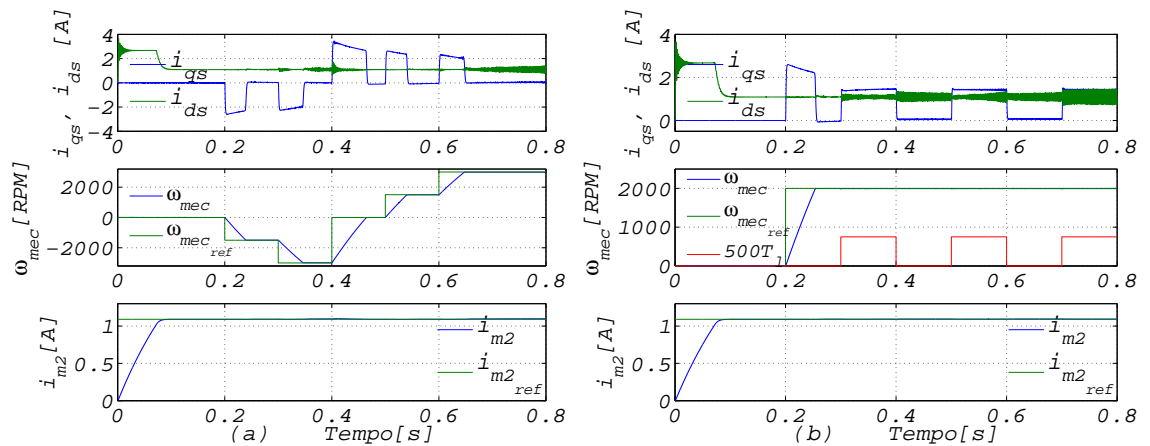


Figura 2: Resultado da Simulação (a) com diferentes velocidades de referência, (b) com velocidade constante em 2000 RPM e com variação do torque de carga.

Como pode ser visto em ambos os casos, i_{m2} possui uma resposta rápida e permanece inalterada. Embora exista algumas oscilações (*chattering*) nas correntes i_{ds} e i_{qs} , a velocidade e o fluxo não são afetados. Na Figura 2a é possível notar a capacidade de operar em diferentes pontos de operação com uma resposta rápida (característica do CMD) e sem sobressinal. Já na Figura 2b tem-se demonstrado a robustez perante a variação de carga.

6 Conclusões

Este trabalho abordou o controle vetorial para ampla faixa de operação. Para tanto, utilizou-se a estratégia de controle IFOC em conjunto com a teoria de controle de modos deslizantes pelo método de controle equivalente. Os resultados em simulações comprovaram o bom desempenho do sistema proposto, sendo condizentes com os resultados encontrados na literatura, tal como em [1, 2], sendo que os mesmos abordaram o uso de outra função de chaveamento.

A utilização da função tangente hiperbólica no termo chaveado do controlador mostrou versatilidade, tendo em vista sua implementação em todos os controladores da topologia

proposta. Vale ressaltar a eficácia da mesma se relacionada ao problema do *chattering*, mostrando-se atrativa para o controle de alto desempenho do MIT.

Tabela 1: Parâmetros

(a) Parâmetros dos Controladores			(b) Parâmetros do Motor de Indução		
Superfície	Parâmetro	Parâmetro	Parâmetro	Valor	Unidade
i_{m2}	$K_{1i_{qs}} = 2.7$	$K_{2i_{qs}} = 0.1$	Power	1	Cv
i_{ds}	$K_{1i_{ds}} = 311$	$K_{2i_{ds}} = 1$	R_1	7.5022	Ω
ω_{mec}	$K_{1\omega_{mec}} = 2.7$	$K_{2\omega_{mec}} = 3$	R_2	4.8319	Ω
i_{qs}	$K_{1i_{qs}} = 311$	$K_{2i_{qs}} = 1$	(L_1 e L_2)	718.5	mH
			L_h	694.1	mH
			n_{pp}	1	
			J	$6.7608 \cdot 10^{-4}$	Kg.m^2
			F	$3.4045 \cdot 10^{-4}$	N.m.s
			Tensão	220	V

Referências

- [1] M. O. Mahmoudi, N. Madani, M. F. Benkhoris e F. Boudjema, Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive, *The European Physical Journal Applied Physics*, 217–225, (1999).
- [2] F. Mehazzem, A. Reama, Y. Hamam, H. Benalla, Cascade sliding mode control of a field oriented induction motors with varying parameters, *5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, (2008).
- [3] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman e A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*, Hardcover, (2011).
- [4] J. J. E. Slotine e W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, (1991).
- [5] V. Utkin, Sliding mode control design principles and applications to electric drives, *IEEE Transactions on Industrial Eletronics*, vol. 40, 23–36 (1993).
- [6] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Clarendon Press, vol. 1, (1990).
- [7] P. Vas, *Artificial Intelligence Based Electrical Machines and Drives: Fuzzy, Neural, Fuzzy-neural and Genetic Algorithm based technique*, Oxford University Press, (1999).
- [8] R. J. Wai e K. H. Su, Adaptive enhanced fuzzy sliding-mode control for electrical servo drive, *IEEE Transactions on Industrial Eletronics*, vol. 53, 569–580 (2006).