CONTROLE PREDITIVO DE TORQUE EM CASCATA DO MOTOR INDUÇÃO COM OBSERVADOR DE TORQUE DE CARGA DE SEGUNDA ORDEM

Paulo R. U. Guazzelli*, William C. A. Pereira*, Carlos M. R. de Oliveira*, Stefan T. C. A. dos Santos*, Allan G. de Castro*, Manoel L. de Aguiar*

*Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, Escola de Engenharia de São Carlos
Avenida Trabalhador São-carlense, 400, CEP 13566-590
São Carlos, SP, Brasil

Emails: paulo.ubaldo@usp.br, william.andrade@usp.br, carlosmro@usp.br, stefan.santos@usp.br, allan.gregori@usp.br, aguiar@sc.usp.br

Abstract— This work investigates the combination of finite control set predictive torque control and dead-beat speed control techniques for application in induction motor speed drives. As a result, no proportional-integral controllers were necessary, avoiding cumbersome parameters design. The proposed control structure uses the dead-beat principle along with a second order load torque estimator. Simulated results showed the proposed controller allowed the induction motor drive to perform the fastest dynamic possible independently from design parameters, and the load torque estimator avoided the use of a torque sensor.

Keywords— Dead-beat control, Induction motor, Predictive torque control, Torque estimation.

Resumo— Neste trabalho, investiga-se a combinação de controladores do tipo *dead-beat* de velocidade e preditivo de torque de estados finitos na obtenção do controle de velocidade do motor de indução. Essa proposta é uma alternativa ao uso de controladores do tipo Proporcional-Integral, que necessitam de projeto e ajuste. Aplicou-se um estimador de torque de carga de segunda ordem na estrutura do controle proposto, aliado ao principio *dead-beat*. Os resultados simulados mostram que se proveu uma dinâmica rápida sem sobressinal independente de sintonia de ganhos, sem necessidade de ajuste de um controlador. Com o uso do estimador de torque de carga, evitou-se a necessidade de medição do torque no eixo.

Palavras-chave— Controle *dead-beat*, Controle preditivo de torque, Estimação de torque, Motor de indução.

1 Introdução

O uso do Motor de Indução Trifásico (MIT) junto a conversores de potência encontra vasta aplicação industrial, inclusive em situações de velocidade variável (Umans, 2014). Para tal, torna-se interessante a investigação de técnicas de controle de alto desempenho. Dentre elas, tem-se destacado o controle preditivo baseado em modelo com estados finitos, o *Finite Control Set Model Predictive Control*, ou FCS-MPC (Vazquez et al., 2017).

Os conversores de potência utilizados no acionamento de máquinas elétricas são compostos por chaves eletrônicas, que admitem dois estados (ligado ou desligado). Como consequência, pode-se mapear um número finito de combinações que um conversor pode assumir. Essa característica permite a aplicação do FCS-MPC, que enumera as possibilidades e determina qual dentre elas minimiza determinada função custo, aplicando a combinação de chaves correspondente (Kouro et al., 2009). Para escolher a melhor combinação, faz-se a predição dos estados futuros do sistema para cada possível combinação de chaves (também chamada de vetor). Essa predição permite o cálculo do custo de cada vetor, e o vetor que possuir o menor custo é aplicado no instante k. O FCS-PTC tem sido aplicado ao controle de máquinas elétricas (Rodriguez et al., 2012), de compensadores estáticos (Acuna et al., 2015) e de sistemas de transmissão de energia em corrente contínua (Moon et al., 2015), dentre outros.

Quanto ao controle e acionamento do MIT, destacam-se o controle preditivo de torque, ou *Predictive Torque Control* (PTC) e o controle preditivo de corrente, ou *Predictive Current Control* (PCC) (Wang et al., 2015). Enquanto o PTC considera uma função custo que minimiza os erros de torque e de fluxo de estator, o PCC possui em suas funções custo as correntes de estator em um referencial ortogonal. Pode-se entender o PTC como análogo ao controle direto de torque (DTC). Porém, se o DTC escolhe o vetor a ser aplicado baseado em uma tabela heurística, o PTC o faz com base em uma decisão ótima (Zhang and Yang, 2016). O PCC, por sua vez, encontra relações com controle por orientação de campo (FOC), ao valer-se de mudanças de referencial e tratar as correntes de modo vetorial.

Dentre os desafios do FCS-MPC, destacam-se o ajuste das funções custo, por meio dos seus fatores de ponderação, o aumento do horizonte de predição e a incorporação do controle preditivo de velocidade (Rodriguez et al., 2013). Este último é o objeto de interesse deste trabalho.

Assim como no FOC e DTC, a estratégia usual é utilizar uma malha externa de controle de velocidade, como um controlador Proporcional-Integral (PI) (Wang et al., 2015). Outra abordagem consiste em incorporar o controle de velocidade na função custo do FCS-MPC. O desafio reside em relacionar na mesma equação variáveis elétricas e mecânicas, além do aumento da dificuldade de projeto dos fatores de ponderação e a necessidade de estimar-se o torque de carga. Uma solução é empregar um filtro de Kalman, ferramenta custosa computacionalmente, para superar os problemas de quantização da velocidade (Fuentes et al., 2012; Fuentes et al., 2014). A adição do erro de velocidade na função custo também pode ser vista em Kakosimos and Abu-rub (2018), produzindo uma resposta de velocidade com sobressinal.

Devido à diferença de natureza entre as variáveis elétricas e mecânicas, outros autores buscaram manter os controles separados, e conectados por um esquema em cascata, no qual cada estrutura aplicava um tipo de controle preditivo. Em Garcia et al. (2016), uma expressão baseada no princípio preditivo *dead-beat* foi obtida para a referência de corrente do controle PCC, eliminando o controlador PI, mas utilizando um filtro de Kalman para estimar o torque de carga.

Com base nas discussões a respeito do controle preditivo e controle de velocidade, este trabalho visa desenvolver um controle preditivo de torque do motor de indução, valendo-se da natureza do inversor, com possibilidades finitas de atuação, ao mesmo tempo em que substitui-se o controlador de velocidade normalmente utilizado por uma equação determinística do torque de referência do controle, em função da velocidade desejada e do torque de carga instantâneo, obtido por meio de estimação.

2 Metodologia

2.1 Modelagem do MIT e do Inversor

O MIT pode ser representado pelos estados elétricos de corrente de estator i_s e fluxo de estator ψ_s e pela velocidade mecânica ω_{mec}, em um referencial estacionário (Vas, 1990):

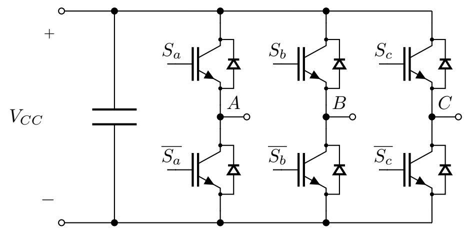
$$\frac{d\psi_\mathbf{s}}{dt} = -R_s\mathbf{i_s} + \mathbf{v_s} \tag{1a}$$

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{i_s}}{dt} =& -\left(\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} - jp\omega_m\right)\mathbf{i_s} + \\ &+ \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{R_r}{L_r} - jp\omega_m\right)\psi_\mathbf{s} + \frac{1}{\sigma L_s}\mathbf{v_s}\end{aligned} \tag{1b}$$

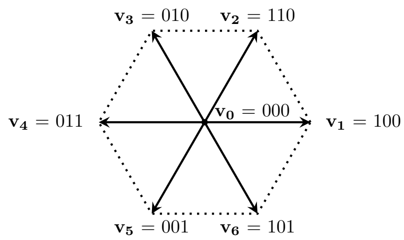
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}\left(T - F\omega_m - T_L\right) \tag{1c}$$

$$T = \frac{3}{2}p \cdot \mathrm{Im}\{\psi_\mathbf{s}^* \cdot \mathbf{i_s}\} \tag{1d}$$

onde R_s e L_s são resistência e indutância de estator, R_r e L_r são resistência e indutância de rotor, e $\sigma = 1 - \frac{L_H^2}{L_s \cdot L_r}$, onde L_H é a indutância mútua. Ainda, p é o número de pares de polos, J é o momento de inércia, F é o coeficiente de atrito viscoso, T_L é o torque de carga aplicado ao MIT, e T é o torque eletromagnético desenvolvido.



(a) Inversor de tensão.



(b) Vetores de tensão.

Figura 1: Inversor de tensão (a) e possíveis vetores aplicados (b).

O acionamento do MIT é realizado por um inversor de tensão trifásico de dois níveis, mostrado na Figura 1 (a). Mediante análise do seu circuito, vê-se que há apenas oito combinações possíveis de chaveamento, que produzem diferentes tensões nos terminais do motor. Essas combinações podem ser modeladas no formato de seis vetores de tensão ativos diferentes, e dois nulos iguais. A Figura 1 (b) mostra os vetores de tensão. Nessa característica do inversor jaz a vantagem do FCS-PTC.

Para implementação do FCS-PTC, associam-se os vetores $[S_a,S_b,S_c]$ do inversor às tensões aplicadas ao estator do MIT, no referencial em que o MIT é modelado. Assim, obtém-se a Tabela 1. Isso possibilita a aplicação de cada etapa do PTC.

Tabela 1: Tensões resultantes nos eixos $\alpha\beta$ do motor de indução em função do vetor de tensão aplicado pelo inversor.

Vetor	Chaveamento	v_α	v_β
$\vec{v_0}$	000	0	0
$\vec{v_1}$	100	$\frac{2}{3}V_{CC}$	0
$\vec{v_2}$	110	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
$\vec{v_3}$	010	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
$\vec{v_4}$	011	$-\frac{2}{3}V_{CC}$	0
$\vec{v_5}$	001	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
$\vec{v_6}$	101	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$
$\vec{v_7}$	111	0	0

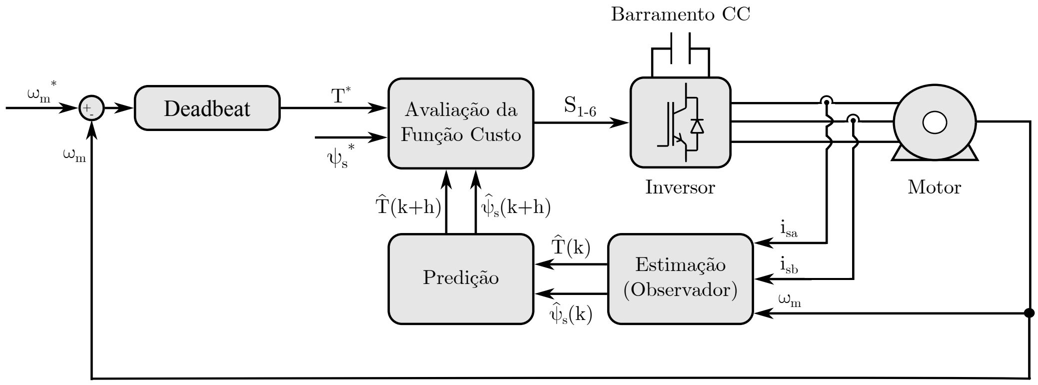


Figura 2: Diagrama do controle preditivo de torque.

2.2 Controle Preditivo de Torque

A estrutura básica do FCS-PTC é vista na Figura 2, junto ao controle em cascata *dead-beat* de velocidade. Na malha de PTC, há três etapas básicas: estimação de torque e de fluxo, predição das variáveis futuras para cada vetor de tensão, e o respectivo cálculo da função custo. O controle em cascata de velocidade por sua vez substitui um controlador de velocidade (como o PI) por uma estrutura determinística de cálculo do torque de referência.

A estimação do fluxo de estator foi realizada por um observador de ordem completa, com ganhos G_1 e G_2 ajustados conforme Zhang Yongchang and Zhao Zhengming (2008). Com a estimação de fluxo de estator e das correntes de estator, também se calcula o torque eletromagnético desenvolvido pelo MIT.

$$\frac{d\hat{\psi}_\mathbf{s}}{dt} = -R_s\hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s} + \mathbf{v_s} + \mathbf{G_1}(\mathbf{i_s} - \hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s}) \tag{2a}$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} - jp\omega_m\right)\hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s} + \frac{1}{\sigma L_s}\mathbf{v_s} + \\ + \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{R_r}{L_r} - jp\omega_m\right)\hat{\psi}_\mathbf{s} + \mathbf{G_2}(\mathbf{i_s} - \hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s}) \tag{2b}$$

$$\hat{T} = \frac{3}{2}p \cdot \mathrm{Im}\{\hat{\psi}_\mathbf{s}^* \cdot \hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s}\}. \tag{2c}$$

O FCS-PTC calcula para cada vetor da Tabela 1 qual a amplitude de fluxo de estator, corrente de estator e torque eletromagnético no instante posterior $k+1$ caso este seja aplicado, de forma enumerada. Isso é feito a partir da integração retangular:

$$\hat{\psi}_\mathbf{s}^{k+1} = \hat{\psi}_\mathbf{s}^k + t_S\left(\hat{\mathbf{v}}_\mathbf{s}^k - R_s\hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s}^k\right) \tag{3}$$

$$\|\hat{\psi}_s^{k+1}\| = \sqrt{\hat{\psi}_{s\alpha}^{k+1\,2} + \hat{\psi}_{s\beta}^{k+1\,2}} \tag{4}$$

$$\hat{T}^{k+1} = \frac{3}{2}p \cdot \mathrm{Im}\{\hat{\psi}_\mathbf{s}^{k+1*} \cdot \hat{\mathbf{i}}_\mathbf{s}^{k+1}\}. \tag{5}$$

Após a etapa de predição, calcula-se para cada vetor o seu custo, em função dos erros de torque e de fluxo. Pode-se utilizar a soma dos valores absolutos do erro (norma l_1) ou a soma do quadrado do erro (norma l_2 quadrada). Utilizou-se a segunda devido ao seu superior desempenho e dinâmico e de estabilidae em malha fechada (Karamanakos et al., 2017).

$$g_j = \frac{\left(T_{ref} - \hat{T}_j^{k+1}\right)^2}{{T_{nom}}^2} + \\ + \frac{\lambda\left(\psi_{s_{ref}} - \|\hat{\psi}_s^{k+1}{}_j\|\right)^2}{\|\psi_{s_{nom}}\|^2} + I_m. \tag{6}$$

Cada erro é normalizado em função do torque e da amplitude de fluxo nominais do MIT, respectivamente. Ainda, o fator de ponderação λ é necessário para ajustar a importância entre os erros. O ajuste heurístico é usualmente utilizado (Cortés et al., 2009). Assim, utilizou-se o fator λ igual a 100. O termo I_m evita que sejam escolhidos vetores que produzam uma corrente de estator superior à nominal do MIT. Caso a corrente predita exceda a nominal, o custo deste vetor torna-se infinito.

2.3 Controle de Velocidade

Como se vê em (6), é necessário o cálculo da referência de torque no instante k. Para tal, parte-se do princípio do modelo *dead-beat*, baseado na predição de estados de um sistema. Dado um espaço de estados x^k discreto, pode-se calcular quais os estados em um instante futuro a partir dos estados presentes e da entrada u^k, como segue:

$$x^{k+1} = f(x^k, u^k). \tag{7}$$

Tendo conhecimento do modelo $f(.)$, pode-se calcular qual a entrada deve ser aplicada de modo a convergir o estado futuro para o valor desejado:

$$u^k \mid x^{k+1} \rightarrow x_{ref}. \tag{8}$$

Aplicando este princípio ao controle de velocidade, deve-se encontrar a referência de torque necessária para eliminar o erro de velocidade no menor tempo possível. Primeiramente, deve-se discretizar a velocidade. Conforme Garcia et al. (2016), tem-se a seguinte aproximação trapezoidal da velocidade no instante posterior $k+1$:

$$\omega_m^{k+1} = \omega_m^k + \frac{d\omega_m}{dt} \cdot t_M + \frac{d^2\omega_m}{dt^2} \cdot \frac{t_M^2}{2} \tag{9}$$

onde t_M é o tempo de amostragem do controle de velocidade, maior do que o tempo de amostragem do PTC pois a constante de tempo mecânica é maior do que a elétrica. Calculam-se as derivadas de primeira e segunda ordem do sistema mecânico, conforme abaixo. Nota-se que a derivada do torque de carga também é considerada, pois o termo T_L engloba o torque aplicado ao eixo T_{Load} e o torque devido às perdas mecânicas do próprio MIT, onde F é o coeficiente de atrito viscoso.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}\left(T - \underbrace{(T_{Load} + F\omega_m)}_{T_L}\right) \tag{10}$$

$$\frac{d^2\omega_m}{dt^2} = \frac{1}{J}\left(\frac{dT}{dt} - \frac{dT_L}{dt}\right). \tag{11}$$

A discretização de (10) e (11) resulta em:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}\left(T^k - T_L^k\right) \tag{12}$$

$$\frac{d^2\omega_m}{dt^2} = \frac{1}{J}\left(\frac{T^k - T^{k-1}}{t_M} - \frac{T_L^k - T_L^{k-1}}{t_M}\right). \tag{13}$$

A substituição de (12) e (13) em (9) resulta na referência de torque conforme (14). Para tal, assumiu-se que $T_{ref} = T^k$. Logo,

$$e_\omega^k = \omega_{ref}^k - \omega_m^k \tag{14a}$$

$$T_{ref}^k = \frac{2Je_\omega^k}{3t_M} + T_L^k - \frac{T_L^{k-1}}{3} + \frac{T^{k-1}}{3}. \tag{14b}$$

2.4 Estimador de Torque de Carga

Como se vê em (14), necessita-se saber o valor do torque de carga do sistema. Para evitar o uso de sensores mecânicos, utilizou-se um estimador de segunda ordem, de acordo com Verrelli et al. (2014). A estimação depende dos parâmetros k_ω e k_T, ajustados para 140 e 15, respectivamente.

$$\frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = \frac{1}{J}(T - T_L) + k_\omega(\omega_m - \hat{\omega}_m) \tag{15a}$$

$$\frac{d\hat{T}_L}{dt} = -k_T(\omega_m - \hat{\omega}_m). \tag{15b}$$

Como o torque de carga influi apenas no valor de regime do torque de referência, o ajuste destes parâmetros é importante para eliminar o erro de regime do controle de velocidade.

3 Resultados e Discussões

No MATLAB®, da MathWorks®, considerou-se um MIT com os dados mostrados na Tabela 2. A medição das correntes e as etapas do PTC (estimação, predição, função custo e aplicação do vetor) foram simuladas com tempos de amostragem t_S igual a 100 µs e t_M igual a 2 ms. Considerou-se o controle proposto em duas situações: uma reversão de velocidade de -1500 rpm para 1500 rpm, sem carga, a fim de avaliar a dinâmica de velocidade; e um distúrbio de carga de 1,5 Nm aplicado durante o regime de 1500 rpm, avaliando-se a reação do sistema.

Tabela 2: Parâmetros do MIT para simulação do modelo e para execução do PTC.

Parâmetro	MIT	Unidade
T_{nom}	2	Nm
$\|\Psi_{snom}\|$	$0,7$	Wb
R_s	$7,5022$	Ω
R_r	$4,8319$	Ω
L_s e L_r	$718,5$	mH
L_m	$694,1$	mH
p	1	—
J	$0,0017$	kg·m²
F	$0,001$	N·m·s

Analisando-se o gráfico da Figura 3, vê-se que na reversão o controle atingiu rapidamente a referência (limitada em 2 Nm). Isso permitiu que o motor acelerasse com a dinâmica mais rápida possível, variando 3000 rpm em cerca de 270 ms. Tal dinâmica foi possibilitada pelo controlador *deadbeat* utilizado. Destaca-se ainda a ausência de sobressinal na resposta de velocidade.

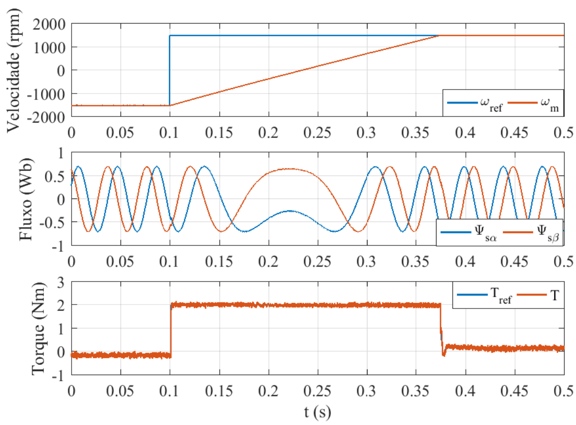


Figura 3: Gráficos de velocidade, corrente e torque eletromagnético referentes à reversão de velocidade de -1500 a 1500 rpm.

O segundo teste realizado foi um distúrbio de 1,5 Nm (75% do torque nominal) a 1500 rpm, resultando nos gráficos da Figura 4. Percebe-se que o controle de fato eliminou o erro de regime, em cerca de 50 ms. Essa dinâmica é suficientemente mais rápida do que a dinâmica mecânica do MIT em questão. Pode-se ver a rápida resposta do torque à referência imposta, bem como a estimação de torque de carga, relacionada à redução do erro de regime.

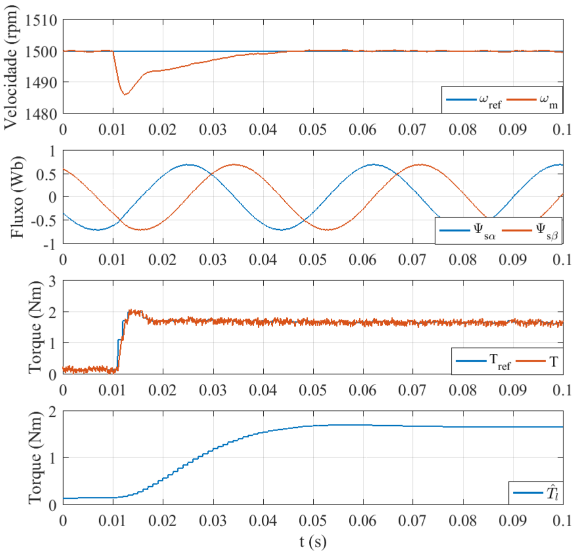


Figura 4: Gráficos de velocidade, corrente, torque eletromagnético e torque de carga estimado referentes a distúrbio de carga de 1,5 Nm a 1500 rpm.

Antes da aplicação de carga, o estimador apresentou o valor de 0,15 Nm, equivalente às perdas mecânicas do MIT, devido ao seu próprio atrito viscoso, conforme modelado. Após aplicação de carga, o valor estimado passou para cerca de 1,66 Nm, devido ao torque de carga imposto, de acordo com o esperado.

4 Conclusões

Com base nos resultados, vê-se a capacidade da metodologia desenvolvida em prover a dinâmica de velocidade mais rápida possível para o motor de indução, sem sobressinal, resultante da rápida resposta ao degrau de torque. Esse desempenho satisfatório foi obtido sem a necessidade de projeto de um controlador como um PI. O estimador de segunda ordem aplicado garantiu a operação em regime com erro zero de velocidade. Dada a natureza não-linear do problema de controle do motor de indução, proveu-se uma solução de mesmo caráter, mais adequada do que controladores lineares.

Para prosseguimento do trabalho, citam-se a verificação em bancada da técnica proposta para validação dos resultados simulados, e a investigação de técnicas de ajuste dos ganhos do observador de torque de carga.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao CNPq e à CAPES/Proex pelo apoio financeiro.

Referências

Acuna, P., Moran, L., Rivera, M., Aguilera, R., Burgos, R. and Agelidis, V. G. (2015). A Single-Objective Predictive Control Method for a Multivariable Single-Phase Three-Level NPC Converter-Based Active Power Filter, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **62**(7): 4598–4607.

Cortés, P., Kouro, S., Rocca, B. L., La Rocca, B., Vargas, R., Rodríguez, J., Leon, J. I., Vazquez, S. and Franquelo, L. G. (2009). Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives, *Ind. Technol. 2009. ICIT 2009. IEEE Int. Conf.*, number November 2015, IEEE, pp. 1–7.

Fuentes, E. J., Silva, C. A. and Yuz, J. I. (2012). Predictive Speed Control of a Two-Mass System Driven by a Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **59**(7): 2840–2848.

Fuentes, E., Kalise, D., Rodriguez, J. and Kennel, R. M. (2014). Cascade-Free Predictive Speed Control for Electrical Drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **61**(5): 2176–2184.

Garcia, C., Rodriguez, J., Silva, C., Rojas, C., Zanchetta, P. and Abu-Rub, H. (2016). Full Predictive Cascaded Speed and Current Control of an Induction Machine, *IEEE Trans. Energy Convers.* **31**(3): 1059–1067.

Kakosimos, P. and Abu-rub, H. (2018). Predictive Speed ControlWith Short Prediction Horizon for PermanentMagnet Synchronous Motor Drives, *Ieee Trans. Power Electron.* **33**(3): 2740–2750.

Karamanakos, P., Geyer, T. and Kennel, R. (2017). On the Choice of Norm in Finite Control Set Model Predictive Control, *IEEE Trans. Power Electron.* **8993**(1): 1–1.

Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U. and Rodriguez, J. (2009). Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **56**(6): 1826–1838.

Moon, J.-W., Gwon, J.-S., Park, J.-W., Kang, D.-W. and Kim, J.-M. (2015). Model Predictive Control With a Reduced Number of Considered States in a Modular Multilevel Converter for HVDC System, *IEEE Trans. Power Deliv.* **30**(2): 608–617.

Rodriguez, J., Kazmierkowski, M. P., Espinoza, J. R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H. A. and Rojas, C. A. (2013). State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics, *IEEE Trans. Ind. Informatics* **9**(2): 1003–1016.

Rodriguez, J., Kennel, R. M., Espinoza, J. R., Trincado, M., Silva, C. A. and Rojas, C. A. (2012). High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **59**(2): 812–820.

Umans, S. D. (2014). *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley*, 7 edn, AMGH, Porto Alegre.

Vas, P. (1990). *Vector control of AC machines*, Monographs in electrical and electronic engineering, Clarendon Press.

Vazquez, S., Rodriguez, J., Rivera, M., Franquelo, L. G. and Norambuena, M. (2017). Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **64**(2): 935–947.

Verrelli, C. M., Savoia, A., Mengoni, M., Marino, R., Tomei, P. and Zarri, L. (2014). On-Line Identification of Winding Resistances and Load Torque in Induction Machines, *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* **22**(4): 1629–1637.

Wang, F., Li, S., Mei, X., Xie, W., Rodriguez, J. and Kennel, R. M. (2015). Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods, *IEEE Trans. Ind. Informatics* **11**(3): 671–681.

Zhang, Y. and Yang, H. (2016). Two-Vector-Based Model Predictive Torque Control Without Weighting Factors for Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Power Electron.* **31**(2): 1381–1390.

Zhang Yongchang and Zhao Zhengming (2008). Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an Extended Luenberger Observer, *2008 IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, IEEE, pp. 1–5.