

## Projeto de controle vetorial do tipo DTC para motores de indução

### DTC type vector control design for induction motors

#### RESUMO

**Luis Gustavo dos Santos Paludo**  
[lpaludo@alunos.utfpr.edu.br](mailto:lpaludo@alunos.utfpr.edu.br)  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná – campus Pato Branco, Pato Branco, Paraná, Brasil.

**Emerson Giovanni Carati**  
[emerson@utfpr.edu.br](mailto:emerson@utfpr.edu.br)  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná – campus Pato Branco, Pato Branco, Paraná, Brasil.

Utilizando técnicas de conversão de coordenadas abc/dq para realizar a modelagem do motor de indução trifásico (MIT), é possível obter um modelo que descreva seu comportamento tanto no período transitório quanto em regime permanente. Para analisar o modelo de um MIT real são necessários ensaios e a determinação/estimação de seus parâmetros. Assim, é possível simular o comportamento do MIT e também analisar o seu comportamento para diferentes técnicas de controle. Neste artigo, o Controle Direto de Torque (DTC) foi analisado e foi possível observar que, com esta abordagem, o motor pode atingir uma rápida resposta de velocidade, com elevada robustez. Entretanto, o torque e a corrente estatórica possuem comportamentos bastante ruidosos, devido ao chaveamento intermitente gerado pelo DTC. Uma plataforma de acionamento foi desenvolvida para o projeto, e um acionamento em malha aberta foi realizado para avaliar o comportamento experimental do MIT.

**PALAVRAS-CHAVE:** Controle DTC. Simulação. Inversor PWM. Motor de indução.

#### ABSTRACT

**Recebido:** 19 ago. 2020.  
**Aprovado:** 01 out. 2020.

**Direito autoral:** Este trabalho está licenciado sob os termos da Licença Creative Commons-Atribuição 4.0 Internacional.



Using abc/dq coordinate conversion techniques to model the three-phase induction motor (MIT), it is possible to obtain a model that describes its behavior both in the transient as in the steady-state. To analyze the real MIT model, tests and the determination/estimation of its parameters are necessary. Thus, it is possible to simulate MIT's behavior and analyze its performance for different control techniques. In this article, Direct Torque Control (DTC) was analyzed, and it was possible to observe that, with this approach, the engine can achieve a fast speed response, with high robustness. However, torque and stator current have very noisy behaviors due to the intermittent switching generated by the DTC. A drive platform was developed for the project, and an open-loop drive was performed to assess MIT's experimental behavior.

**KEYWORDS:** DTC control. Simulation. PWM inverter. Induction motor.



## INTRODUÇÃO

A necessidade de controlar o motor de indução trifásico (MIT), de modo que este opere com inúmeras aplicações de torque e velocidade, cresceu à medida que a indústria evoluiu. Neste sentido, técnicas de controle foram desenvolvidas para acionamento dos MIT. Dentre estas técnicas, as que mais recebem destaque são as abordagens escalar e vetorial, principalmente devido aos avanços na área de eletrônica de potência e ao desenvolvimento do inversor trifásico.

O controle vetorial é uma técnica de implementação mais complexa que o escalar, porém, os resultados obtidos são significativamente melhores e mais precisos. Do controle vetorial, destacam-se duas abordagens: O controle por campo orientado (FOC, do inglês *Field Oriented Control*) e o controle direto de torque (DTC, do inglês *Direct Torque Control*). Esta segunda abordagem é o foco de estudo deste trabalho. O DTC, também conhecido como *controle direto de torque*, é uma técnica de controle vetorial que possibilita, como seu nome sugere, o controle direto do fluxo e, portanto, do torque do motor de indução, o que pode ser obtido através de controladores com banda de histerese. Nesta técnica, o respectivo vetor de tensão pré-definido é selecionado em uma tabela, de forma que leve o fluxo estatórico a ficar dentro da faixa de histerese estabelecida (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986).

Neste trabalho, primeiramente, é apresentado o modelo em espaço de estados do motor de indução trifásico, utilizado para simulação e análise computacional do motor em malha aberta além da análise da técnica de controle vetorial DTC. Além das simulações, também é apresentado o resultado do projeto e implementação de uma plataforma de acionamento de motores de máquinas elétricas desenvolvida no laboratório de pesquisa do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

## MATERIAIS E MÉTODOS

Para o estudo de técnicas de controle do MIT (Motor de Indução Trifásico), é necessária a obtenção de um modelo matemático que represente a dinâmica do mesmo durante o período transitório, como a fase de aceleração e frenagem. Este modelo não é trivial devido ao movimento relativo entre os enrolamentos do estator com os do rotor. Uma maneira de tratar esse problema é considerar o MIT como sendo análogo a um transformador com secundário girante, onde, os coeficientes de acoplamento mudam conforme a posição do secundário (BOSE, 2002). Realizando uma conversão de coordenadas por meio das transformadas de Clark e Park, o MIT pode ser representado por um modelo em espaço de estados com grandezas nos eixos direto (d) e em quadratura (q):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_q^s \\ \phi_d^s \\ \phi_q^r \\ \phi_d^r \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} \phi_q^s \\ \phi_d^s \\ \phi_q^r \\ \phi_d^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_b & 0 \\ 0 & \omega_b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_q^s \\ V_d^s \end{bmatrix} \quad (1)$$

em que A é uma matriz dada por

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b R_s}{X_{ls}} \left( \frac{X_{ml}}{X_{ls}} - 1 \right) & -\omega & \frac{\omega_b R_s X_{ml}}{X_{ls} X_{lr}} & 0 \\ \omega & \frac{\omega_b R_s}{X_{ls}} \left( \frac{X_{ml}}{X_{ls}} - 1 \right) & 0 & \frac{\omega_b R_s X_{ml}}{X_{ls} X_{lr}} \\ \frac{\omega_b R_r X_{ml}}{X_{ls} X_{lr}} & 0 & \frac{\omega_b R_r}{X_{lr}} \left( \frac{X_{ml}}{X_{lr}} - 1 \right) & -\omega + \omega_r \\ 0 & \frac{\omega_b R_r X_{ml}}{X_{ls} X_{lr}} & \omega - \omega_r & \frac{\omega_b R_r}{X_{lr}} \left( \frac{X_{ml}}{X_{lr}} - 1 \right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

e a saída do sistema é o torque eletromagnético

$$T_e = \frac{3P}{4\omega_b} (\phi_d^s I_q^s - \phi_q^s I_d^s). \quad (3)$$

O torque é uma das entradas da equação que descreve a velocidade rotórica do motor

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P}{2J} T_e - \frac{P}{2J} T_L - \frac{KP}{2J} \omega_r. \quad (4)$$

As variáveis e parâmetros utilizadas em (1)-(4) estão descritas no Quadro 1.

Quadro 1 – Parâmetros e variáveis do modelo do motor de indução.

Sigla	Parâmetro	Sigla	Parâmetro
$\phi_s^{qd}$	Fluxo magnético do estator	$R_s/R_r$	Resistência do enrolamento do estator/rotor
$\phi_r^{qd}$	Fluxo magnético do rotor	$X_{ls}/X_{lr}$	Reatância de dispersão enrolamento do estator/rotor
$V_s^{qd}$	Tensão de alimentação do estator	$X_m$	Reatância de magnetização
$I_s^{qd}$	Corrente estatórica	$\omega_b$	Velocidade angular de base
$T_e$	Torque eletromagnético	$\omega_r$	Velocidade angular do rotor
$P$	Número de Polos da máquina	$\omega$	Velocidade angular do sistema de referência
$T_L$	Torque de carga	$J$	Momento de inércia
$K$	Constante de atrito	-	-

Fonte: Autoria própria (2020).

As equações (1) e (3) podem ser reescritas de diferentes formas, utilizando outras variáveis do motor como saída. Ainda assim, os resultados obtidos com qualquer uma das versões desta equação são os mesmos (BIM; EDSON, 2012). É necessário levar em conta qual modelo é mais apropriado para cada tipo de aplicação. Para determinar os parâmetros do motor, foram realizados ensaios laboratoriais com um MIT com rotor bloqueado e à vazio (CHAPMAN, 2003) . A Tabela 1 apresenta todos os valores determinados a partir dos ensaios.

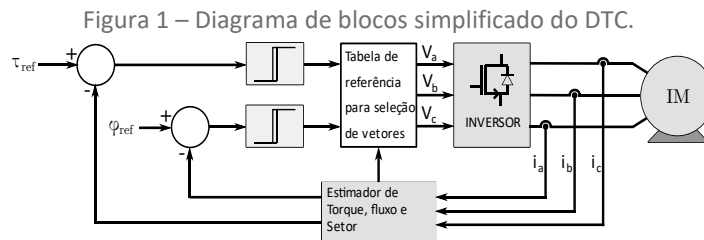
Tabela 1 – Parâmetro do MIT determinado por ensaios com rotor bloqueado e à vazio.

Sigla	Valor	Unidade	Sigla	Valor	Unidade
$R_s$	0,6759	$\Omega$	$J$	0,1677	$Kg.m^2$
$R_r$	0,2615	$\Omega$	$K$	0,12	$Kg.m^2/s$
$L_{ls}$	0,0028	H	$L_m$	0,0387	Henry (H)
$L_{lr}$	0,0028	H	-	-	-

Fonte: Autoria própria (2020).

Com o modelo definido para o motor, o estudo de uma técnica de controle é facilitado através da possibilidade de uma simulação computacional. As vantagens da técnica de controle DTC são a sua resposta rápida e robusta como

também uma simplicidade em sua implementação. Como desvantagens, por se tratar de uma abordagem com o princípio de controle "liga-desliga", o sistema pode apresentar frequência variável de chaveamento dos semicondutores, além de, em regime permanente, possuir pulsações no sinal de torque, fluxo do rotor e corrente (BUJA; CASADEI; SERRA, 1997). O modelo do DTC utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 1 e é composto basicamente por um controlador de histerese para o torque e outro para fluxo estático, um estimador de torque e fluxo, e uma tabela de referência para o chaveamento.



Fonte: (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986)

No DTC, cada vetor de tensão é selecionado em uma tabela de referência de forma o mesmo que leve o fluxo estático a ficar dentro da faixa de histerese estabelecida. Este método de controle é possível devido ao fato do fluxo estático variar consideravelmente mais rápido que o fluxo rotórico mediante a uma mudança na tensão (WACH, 2011). Os controladores por histerese são responsáveis por deixar o fluxo estático e o torque dentro de uma faixa estabelecida. O estimador, através das medições da corrente do estator, é capaz de estimar o módulo do fluxo estático e o seu ângulo como também estima o valor do torque eletromagnético. Já a tabela de referência (vide Quadro 2) é um elemento fundamental do DTC, pois, através dos sinais gerados pelos controladores e da estimação da posição em que se encontra o fluxo estático, especifica o vetor de tensão adequado para que as bandas de histerese sejam atendidas.

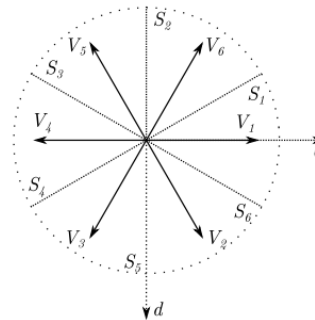
Quadro 2 – Tabela de referência para vetores de tensão da técnica DTC.

$\Delta\tau, \Delta\phi, S(N)$		S (1)	S (2)	S (3)	S (4)	S (5)	S (6)
$\Delta\phi = 1$	$\Delta\tau = 1$	$V_6$	$V_5$	$V_4$	$V_3$	$V_2$	$V_1$
	$\Delta\tau = 0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	$\Delta\tau = -1$	$V_2$	$V_1$	$V_6$	$V_5$	$V_4$	$V_3$
$\Delta\phi = -1$	$\Delta\tau = 1$	$V_5$	$V_4$	$V_3$	$V_2$	$V_1$	$V_6$
	$\Delta\tau = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	$\Delta\tau = -1$	$V_3$	$V_2$	$V_1$	$V_6$	$V_5$	$V_4$

Fonte: (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986)

Uma vez que as correntes e tensões são mais acessíveis que o fluxo da máquina, o módulo e o ângulo do fluxo, além do torque, são estimados a partir da medição das primeiras de forma a determinar o setor em que o vetor se encontra. Um setor nada mais é do que a divisão do plano polar em seis partes de 60 graus. Em cada setor podem ser selecionados quatro vetores de tensão distintos, dois sendo responsáveis pelo aumento do torque e dois à sua diminuição (vide Figura 2).

Figura 2 – Diagrama vetorial de acionamento em um setor do DTC.

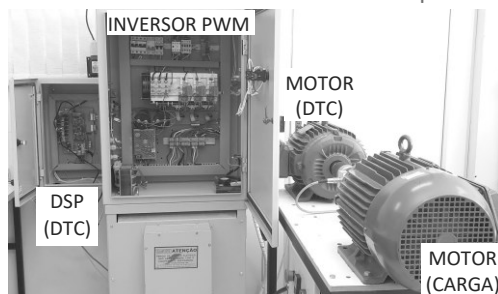


Fonte: (BIM; EDSON, 2012)

## RESULTADOS E DISCUSSÕES

Como forma de viabilizar a implementação experimental de diferentes técnicas de controle para MITs, uma plataforma de acionamentos foi projetada e construída no laboratório de pesquisa em Máquinas Elétricas e Energia, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, localizados no POLITEC-Câmpus Pato Branco, que atendem projetos de mestrado em Engenharia Elétrica da UTFPR. Inicialmente a tensão da rede trifásica é retificada através de diodos de potência, alimentando um conjunto de capacitores (barramento CC) com tensão CC de 311 Volts, que alimenta uma ponte completa de IGBTs. Esta ponte de IGBTs é utilizada para alimentar e produzir as tensões nos terminais do motor de indução trifásico por meio de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*). A plataforma conta com um sistema de medição composto por quatro sensores de corrente (três fases do motor e a corrente CC do barramento), um sensor de tensão (tensão CC do barramento), um torquímetro (torque gerado pelo motor) e um *encoder* (velocidade do rotor). Todos os sinais de medição são conectados a uma única placa de tratamento de sinais, desenvolvida no projeto, onde serão tratados e condicionados para conexão ao microcontrolador. Ainda, dois motores (um em DTC e outro como carga) e um inversor industrial (acionamento da carga) compõem a plataforma. As duas máquinas são de mesmo modelo (WEG W22 Plus, 4 CV e 8 Polos). Na Figura 3 é apresentada a plataforma de acionamentos desenvolvida.

Figura 3 – Plataforma de acionamento de máquinas elétricas.

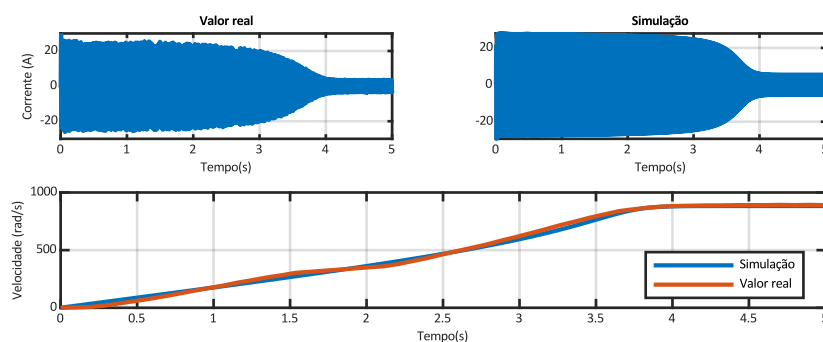


Fonte: Autoria própria (2020).

Um acionamento a vazio foi realizado para testar o funcionamento da plataforma. Inicialmente, é aplicada ao estator tensão de acionamento de 20% do valor nominal, com frequência nominal (60Hz). Desta forma, evita-se que a

corrente na partida atinja valores elevados ( $I_p > 30$  Amperes). Na figura 4 é apresentada a comparação dos resultados obtidos com a plataforma com e os resultados obtidos em simulação. Observa-se que as curvas obtidas com o modelo matemático do motor possuem um comportamento similar ao encontrado na aplicação real, o que valida o funcionamento da plataforma desenvolvida como também a modelagem realizada. Observando a corrente estatórica de uma das fases do motor, na figura 4, verifica-se que durante a partida, o pico de corrente (25,74 A na implementação e 27,03 A na simulação) atinge valores em torno de 8 vezes maior que a corrente de pico em operação normal (3,36 A na implementação e 5,47 na simulação). Tal valor pode levar a quedas de tensão na linha e a diminuição do torque do motor em partida (LARABEE; PELLEGRINO; FLICK, 2005).

Figura 4 – Comparação do acionamento em malha aberta: experimental e simulação.

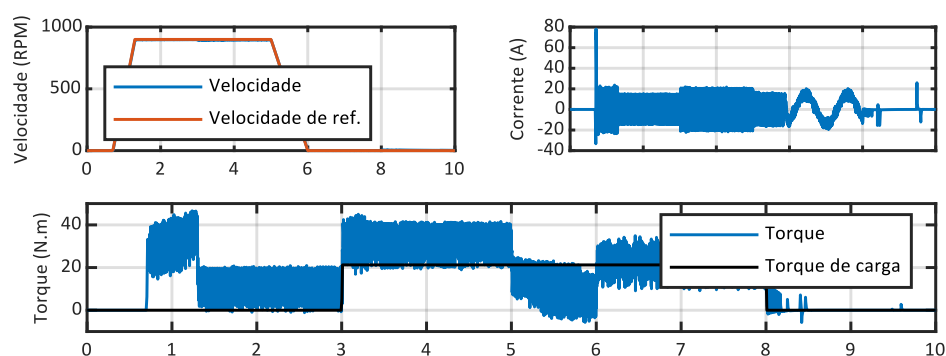


Fonte: Autoria própria (2020).

Na figura 5 apresenta-se uma simulação do motor operando com a técnica DTC. Para controle de velocidade, um controlador proporcional-integral ( $K_p=3$ ,  $K_i=10$ ), projetado conforme TAN, CHANG e CHAFFEE (2000), é aplicado a entrada de torque no diagrama da Figura 1. Assim, o valor do torque de referência é obtido a partir do erro entre a velocidade de referência e a velocidade real. Na simulação, uma carga igual a 65% do valor nominal (22,2 N.m) é inserida em 3s e retirada em 8s. São consideradas na simulação: frequência de amostragem = 6KHz; banda de histerese do fluxo = 0,005 Wb; e, banda do torque = 5 N.m. Percebe-se que a velocidade rotórica acompanha o sinal de referência com uma diferença mínima, sendo afetada no momento de inserção da carga no sistema. Porém, o impacto é mínimo, sendo apenas uma redução de 5 rpm, valor que é logo compensado pelo controlador PI. A corrente estatórica na técnica DTC atinge pico de 77 Amperes no início da partida do motor. Esse valor elevado ocorre, pois, a máquina inicialmente está desmagnetizada. Assim que a estratégia de controle entra em operação com o sinal de referência da velocidade, o fluxo do motor rapidamente é elevado para atingir o valor de referência. Ainda que seja um valor relativamente elevado, a sua duração é bastante curta, sendo de apenas 0,02 segundos. Outro problema que pode ser observado é o alta taxa de distorção harmônica na corrente. Esse efeito é resultado do chaveamento inconsistente do inversor, e, para minimizá-lo, as bandas de histerese devem ser diminuídas. Ambas as bandas possuem influência na THD da corrente, porém, para que o sistema consiga responder à uma largura pequena, deve operar com uma maior frequência de amostragem (BUJA; CASADEI; SERRA, 1997). O torque, de maneira similar a corrente, é bastante ruidoso. Esse efeito também pode ser diminuído com a redução da largura da banda de histerese do controlador de torque. É importante ressaltar, que por mais que os valores para o torque muitas vezes encontrem-se acima dos nominais, é o valor médio que

determina a corrente eficaz do estator. Operando a velocidade nominal com 65% da carga nominal, o valor máximo para o torque é de 42 N.m e o mínimo de 20 N.m, resultando valor médio em torno de 31 N.m, próximo ao valor nominal (33 N.m). A corrente raiz média quadrática (RMS, do inglês *root mean square*) em regime permanente (12,31 A), muito próxima da nominal (12,70 A) confirma o fato de o motor não estar operando além de sua capacidade. Verificou-se também que mesmo com banda de histerese de torque tenha de 5 N.m, devido à baixa frequência de amostragem (6 KHz), o sistema não consegue manter o torque da máquina dentro dos limites estabelecidos, resultando na ultrapassagem dos valores. Porém, com uma frequência de amostragem maior e bandas de histerese menores, os limites passam a ser respeitados com maior precisão, mas, a frequência de chaveamento dos inversores aumenta, implicando em um estresse maior aos componentes.

Figura 5 – Simulação computacional da técnica de controle DTC



Fonte: Autoria própria (2020).

## CONCLUSÃO

Neste artigo foi apresentado o modelo matemático que representa a dinâmica de um motor de indução trifásico e a validação deste modelo foi verificada através da plataforma de acionamento desenvolvida no laboratório de pesquisa do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. As diferenças encontradas na simulação do motor e na aplicação real podem ser justificadas devido as diversas considerações feitas durante a modelagem do motor, como o fato de se ignorar a saturação do mesmo e também as diferenças construtivas dos enrolamentos do estator, além de outros fatores. Além disso, neste trabalho é também analisada a técnica de controle DTC, de fácil implementação e alto desempenho quando comparada ao tradicional controle vetorial IFOC, com um excelente rastreamento de referência de velocidade. Porém, por se tratar de uma abordagem similar ao controle “liga-desliga”, apresenta quantidade significativa de oscilações na corrente estatórica e no torque eletromagnético, além de possuir elevada taxa de comutações do inversor.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a UTFPR, pela infraestrutura, ao PPGEE por tornar possível a utilização dos laboratórios de pesquisa, e aos órgãos de fomento Fundação Araucária, CAPES, FINEP, CNPq, pelos recursos necessários para a plataforma de acionamento.

## REFERÊNCIAS

BIM; EDSON. **Máquinas elétricas e acionamento**. Rio de Janeiro: Elsevier, 2012.

BOSE, B. K. **Modern power electronics and AC drives**. New Jersey: Prentice Hall, 2002.

BUJA, G.; CASADEI, D.; SERRA, G. DTC-based strategies for induction motor drives. *In: IECON PROCEEDINGS OF INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE*, New Orleans, v. 4, p. 1506–1516, Nov. 1997. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/iecon.1997.664908>. Acesso em: 14 set. 2020.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2003.

LARABEE, J.; PELLEGRINO, B.; FLICK, B. Induction motor starting methods and issues. *In: ANNUAL PETROLEUM AND CHEMICAL INDUSTRY CONFERENCE*, Denver, 2005, **RECORD OF CONFERENCE PAPERS**, Denver, p. 217–222, Set. 2005. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/pcicon.2005.1524557>. Acesso em: 14 set. 2020.

TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-22, n. 5, p. 820–827, set. 1986. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504799>. Acesso em: 14 set. 2020.

TAN, H.; CHANG, J.; CHAFFEE, M. A. Practical motion control modeling and PL design. *In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE*, Chicago, 2000, **PROCEEDINGS OF THE AMERICAN CONTROL CONFERENCE**, v. 1, p. 529–533, jun. 2000. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/acc.2000.878956>. Acesso em: 16 set. 2020.

WACH, P. **Dynamics and Control of Electrical Drives**. New York: Springer, 2011.