

DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE CONTROLE DE ROTAÇÃO PARA MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO BASEADO NA TÉCNICA DE ORIENTAÇÃO DE CAMPO SEM SENSORES

DEVELOPMENT OF ROTATION CONTROL SYSTEM FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTOR BASED ON SENSORLESS FIELD ORIENTED TECHNIQUE

Denis Carlini ¹
 Alexandre Simião Caporali ²
 Cesar da Costa ³

Data de entrega dos originais à redação em: 23/02/2018
 e recebido para diagramação em: 05/05/2021

Na indústria, grande parte dos processos de fabricação utilizam motores de indução trifásicos (MITs) e necessitam de controle de rotação. A solução mais eficiente para controlar o torque e a rotação dos MITs é o controle vetorial. Esta solução tornou-se viável na década de 80, graças ao avanço tecnológico dos microprocessadores e das técnicas de fabricação dos dispositivos semicondutores de potência. Atualmente, uma das técnicas de controle vetorial mais utilizadas na indústria chama-se: controle por orientação de campo indireto (Indirect Field Oriented Control - IFOC). Na implementação da técnica IFOC, normalmente, utiliza-se um sensor de rotação para obter-se a velocidade e a posição do eixo do MIT. Entretanto, este sensor está propenso a erros e pode ser danificado na presença de produtos químicos. O estado da arte na implementação da técnica IFOC é a substituição dos sensores por observadores. Neste trabalho, é proposto o desenvolvimento de um sistema de controle de rotação para MIT, baseado na técnica IFOC, sem a utilização de sensores (sensorless) e embarcado em microcontrolador do tipo processador digital de sinais (Digital Signal Processor – DSP). Para a validação do sistema de controle de rotação, foi desenvolvida uma bancada de ensaios. Os resultados dos ensaios, com os valores medidos e os valores estimados pelo sistema de controle (observador), são apresentados e comparados. Comprova-se que o sistema de controle desenvolvido, baseado na técnica IFOC sem sensores (sensorless), é uma alternativa viável para uso em ambientes industriais agressivos e para redução do custo relativo aos sensores.

Palavras-chave: Controle por Orientação de Campo Indireto. Motor de Indução Trifásico. Processador Digital de Sinais.

Most manufacturing processes use three-phase induction motors (TIMs) and they require rotation control in industry. The most efficient solution for controlling torque and rotation of TIMs is vector control. This solution became viable in the 1980s, due to the technological advancement of microprocessors and the manufacturing techniques of power semiconductor devices. Currently, one of the most used vector control techniques in the industry is called: Indirect Field Oriented Control (IFOC). In the implementation of the IFOC technique, a rotation sensor is normally used to obtain the speed and position of the TIM axis. However, this sensor is prone to errors and can be damaged in the presence of chemicals products. The state of the art in implementing the IFOC technique is the replacement of sensors by observers. In this work, it is proposed the development of a rotation control system for TIM, based on the IFOC technique, sensorless, embedded in microcontroller, of the type digital signal processor (DSP). For the validation of the rotation control system, a test bench was developed. The results of the tests are presented, with the values measured, and the values estimated by the control system (observer). A comparison is made between these values. It is verified that the control system developed, based on the sensorless IFOC technique, is a viable alternative for use in aggressive industrial environments and to reduce the relative cost of sensors.

Keywords: Indirect Field Oriented Control. Three-phase Induction Motor. Digital Signal Processor.

1 INTRODUÇÃO

No Brasil, um dos mais importantes usos finais da energia elétrica é a geração de força motriz através de motores elétricos. No setor industrial, os motores elétricos consomem, aproximadamente, 50% do total da energia elétrica (GALVÃO *et al.*, 2004, p. 226).

Os motores de indução trifásicos (MITs) dominam o mercado de motores elétricos, cerca de 90% dos

acionamentos industriais utilizam este tipo de motor em detrimento aos demais tipos (SIEMENS, 2003).

O motor de indução trifásico (MIT) é utilizado na indústria em diversas aplicações, pois devido à sua simplicidade construtiva, apresenta maior confiabilidade, menor custo de aquisição e de manutenção se comparado aos motores de corrente contínua (MCCs) de mesma potência (PEREIRA, 2014; VAS, 1998).

1 - Mestrado Automação e Controle - IFSP- Campus São Paulo. < denis_automacao@yahoo.com.br >.

2 - Prof. Titular Mestrado Automação e Controle - IFSP- Campus São Paulo.

3 - Prof. Titular Mestrado Automação e Controle - IFSP- Campus São Paulo.

No passado, raramente utilizavam-se os MITs nas aplicações que demandavam controle de torque e rotação. Estes motores eram utilizados apenas em situações onde os MCCs não podiam ser utilizados, em decorrência do ambiente de trabalho ou das limitações do comutador. Mesmo assim, eram aplicações relativamente pouco exigentes, pois os MITs necessitavam de uma estrutura de controle mais complexa do que a utilizada nos MCCs. Entretanto, muitos esforços foram dedicados para o desenvolvimento de sistemas de controle para MITs, o interesse sobre estes sistemas sempre foi mantido. Atualmente, um sistema de controle de torque e rotação para motores de corrente alternada (MCA) apresenta vantagens em relação a um sistema para MCC (CASTOLDI, 2006; VAS, 1998).

Os métodos de controle de torque, aplicáveis aos MITs, podem ser divididos em dois grupos: controle escalar e controle vetorial (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004).

Os métodos de controle escalar baseiam-se em modelos matemáticos nos quais desconsidera-se a existência de transitórios, consequentemente, são simples para implementar. O método mais popular na indústria, e também o mais simples, é baseado na constante Tensão/Frequência (V/Hertz), porém é impossível obter-se alto desempenho (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004; ZELECHOWSKI, 2005).

Os métodos de controle vetorial baseiam-se em condições de controle dinâmicas, isto é, baseiam-se em modelos matemáticos nos quais considera-se a existência de transitórios. Estes métodos permitem controlar a amplitude da tensão e sua frequência (velocidade angular), de modo semelhante ao controle escalar, adicionalmente, controla-se a posição instantânea dos vetores de tensão, corrente e fluxo (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004; ZELECHOWSKI, 2005).

Os MITs apresentam não linearidades em seu modelo matemático, além do acoplamento existente entre o fluxo magnético e o torque eletromagnético. Entretanto, foram propostos vários métodos de controle vetorial (ZELECHOWSKI, 2005).

Os primeiros métodos de controle vetorial, aplicados ao MIT, foram apresentados no começo da década de 70 por Blaschke e Hasse. Estes métodos baseiam-se no controle por orientação de campo (*Field Oriented Control* - FOC), onde as equações do motor são transformadas para o sistema de coordenadas móveis, em sincronismo com o fluxo do rotor. O objetivo é produzir um desacoplamento entre o fluxo magnético e o torque eletromagnético, possibilitando controlar o MIT de forma semelhante a um MCC com circuito de excitação independente (FERREIRA, 2004; ZELECHOWSKI, 2005; YUSIVAR *et al.*, 2014).

Na década de oitenta, outras técnicas de controle vetorial começaram a surgir, por exemplo, o controle direto de torque (*Direct Torque Control* - DTC), apresentado por Takahashi e Noguchi em 1986, e o auto-controle direto (*Direct Self Control* - DSC), desenvolvido por Depenbrocke em 1988 (ALTUNA *et al.*, 2015; ZELECHOWSKI, 2005).

As técnicas DTC e FOC são as mais utilizadas no controle de torque e rotação. Entretanto, a técnica FOC é a mais popular em

aplicações onde requerer-se alta performance (MARTINEZ-HERNANDEZ *et al.*, 2016).

O princípio da técnica FOC consiste em encontrar-se a posição do fluxo do rotor, e controlar-se a intensidade da corrente de estator e sua posição em relação ao fluxo do rotor. A posição do fluxo do rotor pode ser medida diretamente, através de sensores de efeito Hall, ou indiretamente, quando estimada através de observadores (ANUCHIN *et al.*, 2016).

A técnica FOC implementada com sensores de efeito Hall (medição direta da posição do fluxo do rotor) é denominada controle por orientação de campo direto (*Direct Field Oriented Control* - DFOC) ou FOC direto. Esta técnica foi desenvolvida por Blaschke em 1972.

A técnica FOC implementada com observador (medição indireta da posição do fluxo do rotor) é denominada controle por orientação de campo indireto (*Indirect Field Oriented Control* - IFOC) ou FOC indireto. Esta técnica foi desenvolvida por Hasse em 1977.

Na implementação da técnica IFOC, normalmente, utiliza-se um sensor de rotação, como um *encoder* ou *resolver*, para obter-se a velocidade e a posição do eixo do MIT. Entretanto, estes sensores apresentam custo elevado, estão propensos a erros e podem ser danificados em ambientes industriais. Os sensores de rotação podem ser substituídos, com vantagens, por um observador (HORVÁTH; KUSLITS, 2017).

Neste trabalho, implementa-se a técnica de controle vetorial IFOC, baseando-se na técnica desenvolvida por Hasse. Adicionalmente, utiliza-se um observador (também chamado de estimador) para substituir o sensor de rotação.

2 EMBASAMENTO TEÓRICO

A estrutura básica da técnica FOC consiste em: duas transformações matemáticas (Clarke e Park) e suas transformações inversas; dois controladores de corrente, do tipo proporcional e integral (PI); e um modulador por largura de pulsos (*Pulse-Width Modulation* - PWM) (HOLZMÜLLER *et al.*, 2017). A seguir, descrevem-se as transformadas de Clarke e Park.

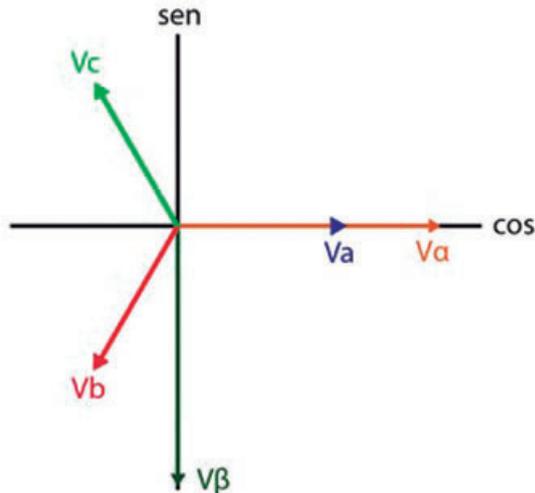
2.1 Transformada de Clarke

A transformada de Clarke consiste em converter as três tensões do sistema trifásico, portanto defasadas em 120° , em duas tensões defasadas em 90° , portanto dispostas em quadratura. Esta transformação também é aplicável às correntes elétricas.

O objetivo desta transformação é obter-se uma redução no número de variáveis das expressões matemáticas do sistema trifásico, consequentemente, esta redução de variáveis simplifica o modelo matemático do MIT, transformando uma máquina simétrica trifásica em uma máquina simétrica bifásica, mantendo constantes a potência, o torque e o número de pólos.

Na Figura 1, ilustra-se um plano cartesiano onde os vetores \vec{v}_a , \vec{v}_b e \vec{v}_c representam as tensões do sistema trifásico, e os vetores \vec{V}_α e \vec{V}_β representam as tensões do sistema bifásico.

Figura 1 – Transformada de Clarke no plano cartesiano



Fonte: Autoria Própria, 2018)

Os vetores descritos, de ambos os sistemas, giram na mesma velocidade angular, portanto estão sincronizados e sempre manterão a mesma relação entre si. Consequentemente, pode-se analisá-los como vetores estáticos, cujas funções representam apenas a variação em suas amplitudes (módulos). O vetor \vec{V}_a é considerado como a referência, implicando que ela coincida com o eixo real.

A transformação trifásico - bifásico é realizada a partir das projeções dos vetores do sistema trifásico, \vec{V}_a , \vec{V}_b e \vec{V}_c , sobre os eixos do plano cartesiano. As amplitudes (módulos) destes vetores encontram-se expressas nas equações (1), (2) e (3).

$$|\vec{V}_a| = \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$|\vec{V}_b| = \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2)$$

$$|\vec{V}_c| = \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (3)$$

Obtém-se $|\vec{V}_\alpha|$ a partir do desenvolvimento da equação (4). Substituindo-se as equações (1), (2) e (3) em (4), obtém-se (5). A partir de (5) e da identidade trigonométrica (6), obtém-se (7).

$$|\vec{V}_\alpha| = |\vec{V}_a| + |\vec{V}_b| \cdot \cos(-\frac{2\pi}{3}) + |\vec{V}_c| \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) = |\vec{V}_a| - \frac{1}{2} \cdot |\vec{V}_b| - \frac{1}{2} \cdot |\vec{V}_c| \quad (4)$$

portanto,

$$|\vec{V}_\alpha| = \cos(\omega t) - \frac{1}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (5)$$

com

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \cdot \cos(A + B) + \frac{1}{2} \cdot \cos(A - B) \quad (6)$$

obtém-se:

$$|\vec{V}_\alpha| = \cos(\omega t) - \cos(\frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\omega t) \rightarrow |\vec{V}_\alpha| = \frac{3}{2} \cdot \cos(\omega t) \quad (7)$$

Obtém-se $|\vec{V}_\beta|$ a partir do desenvolvimento da equação (8). Substituindo-se as equações (1), (2) e (3) em (8), obtém-se (9). A partir de (9) e da identidade trigonométrica (10), obtém-se (11).

portanto,

$$|\vec{V}_\beta| = 0 \cdot \cos(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (9)$$

com

$$-\text{sen}A \cdot \text{sen}B = \frac{1}{2} \cdot \cos(A + B) - \frac{1}{2} \cdot \cos(A - B) \quad (10)$$

obtém-se:

$$|\vec{V}_\beta| = -\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\frac{2\pi}{3}) \rightarrow |\vec{V}_\beta| = \frac{3}{2} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (11)$$

Todas as variáveis do modelo do MIT podem ser transformadas para o sistema bifásico.

2.2 Transformada de Park

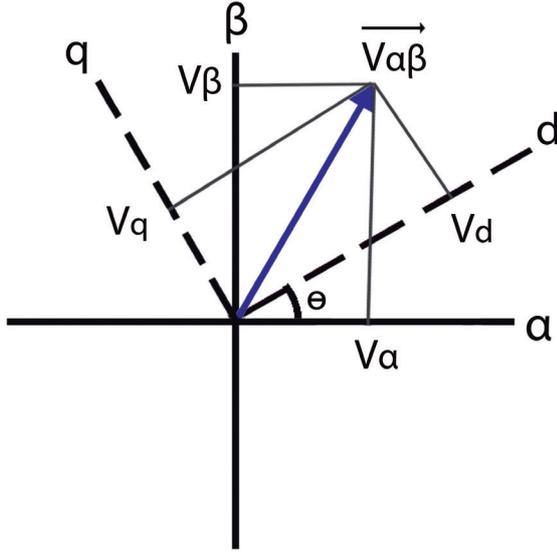
No final da década de vinte do século passado, R. H. Park formulou uma nova abordagem para análise de máquinas elétricas. Ele formulou uma mudança das variáveis associadas ao enrolamento do estator (tensões, correntes e fluxos concatenados), para variáveis associadas a enrolamentos fictícios que giravam junto com o rotor. Em outras palavras, Park mudou a referência das variáveis do estator, passando-as para uma referência fixa no rotor (KRAUSE *et al.*, 2002).

As grandezas presentes nas expressões matemáticas do MIT estão referenciadas em parte no estator e em parte no rotor, estas expressões podem ser manipuladas de forma a representá-las em um único referencial.

A transformada de Park pode ser utilizada para aplicar uma mudança de referência nas coordenadas de um vetor, de um plano de origem para um plano de destino. Os eixos do plano de destino são identificados pelos índices d e q, que representam os termos direto e quadratura.

Na Figura 2, ilustra-se a mudança de referência para as coordenadas do vetor $|\vec{V}_\alpha| V_{\alpha\beta}$, do plano cartesiano de origem, cujos eixos são identificados pelos índices $\alpha\beta$, para o de destino, com eixos dq.

Figura 2 - Transformada de Park, mudança de referência para as coordenadas de um vetor



Fonte: Autoria Própria, 2018

Aplicam-se as equações (12) e (13) para mudar a referência de um vetor, do plano cartesiano de origem, cujos eixos são $\alpha\beta$, para o de destino, cujos eixos são dq.

Aplicam-se as equações (14) e (15) para mudar a referência de um vetor, do plano cartesiano de destino, cujos eixos são dq, para o de origem, cujos eixos são $\alpha\beta$ (transformada inversa).

$$|\vec{V}_d| = \cos(\theta) \cdot |\vec{V}_\alpha| + \text{sen}(\theta) \cdot |\vec{V}_\beta| \quad (12)$$

$$|\vec{V}_q| = -\text{sen}(\theta) \cdot |\vec{V}_\alpha| + \cos(\theta) \cdot |\vec{V}_\beta| \quad (13)$$

$$|\vec{V}_\alpha| = \cos(\theta) \cdot |\vec{V}_d| - \text{sen}(\theta) \cdot |\vec{V}_q| \quad (14)$$

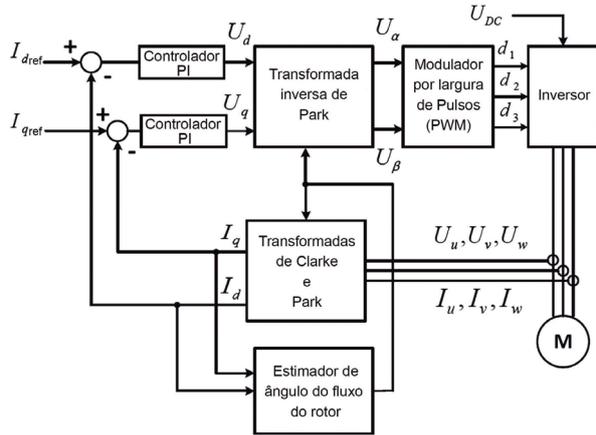
$$|\vec{V}_\beta| = \text{sen}(\theta) \cdot |\vec{V}_d| + \cos(\theta) \cdot |\vec{V}_q| \quad (15)$$

2.3 Técnica FOC

Na Figura 3, ilustra-se o diagrama em blocos de um sistema de controle que implementa a técnica IFOC sem sensores (*sensorless*). A primeira etapa, para implementar esta técnica, consiste em realizar a leitura das correntes e tensões de linha do MIT. Posteriormente, aplicam-se as transformadas de Clarke e Park aos valores lidos. Para realizar a transformada e anti-transformada de Park,

é necessário conhecer o ângulo (posição) do fluxo do rotor. Para tanto, utiliza-se um estimador de ângulo do fluxo do rotor, em substituição ao sensor de rotação. Na etapa seguinte, comparam-se os valores das correntes aos valores de referência, obtendo-se um erro. Este erro é aplicado aos controladores PI, obtendo-se vetores de tensão que devem ser aplicados ao MIT. Um modulador PWM encarrega-se de controlar os semicondutores do inversor.

Figura 3 - Diagrama em blocos da técnica IFOC sem sensor de rotação



Fonte: Holzmüller, 2017, modificado pelo autor

2.3.1 Condições para a orientação de campo

A estratégia FOC, geralmente, utiliza as coordenadas dq, obtidas através das transformadas de Clarke e Park, com referencial no rotor. A aplicação da transformada de Park resulta em desacoplamento entre o fluxo e o torque, que podem ser controlados separadamente, através das correntes de estator no eixo direto i_{ds} e em quadratura i_{qs} , respectivamente (HOLZMÜLLER *et al.*, 2017; WANG *et al.*, 2015; HUY, 1999).

A equação (16) refere-se ao torque eletromagnético, produzido por um MIT, em função de i_{ds} e i_{qs} .

$$\vec{T}_e = \frac{P}{3R_r} \cdot \frac{L_m}{\tau_r} \cdot (i_{qs} \cdot \vec{\lambda}_{dr} - i_{ds} \cdot \vec{\lambda}_{qr}) \quad (16)$$

Onde:

- \vec{T}_e = Torque eletromagnético (Nm);
- P = Número de polos do MIT;
- R_r = Resistência das barras do rotor (Ω);
- L_m = Indutância de magnetização (H);
- τ_r = Constante de tempo do rotor (s);
- $\vec{\lambda}_{dr}$ = Fluxo concatenado do rotor no eixo direto (Wb);
- $\vec{\lambda}_{qr}$ = Fluxo concatenado do rotor no eixo em quadratura (Wb);
- i_{qs} = Corrente de estator no eixo em quadratura (A);
- i_{ds} = Corrente de estator de eixo direto (A).

Segundo Trzynadlowski (2000), as condições para orientação de campo, que tornam o controle do MIT análogo ao controle de um MCC com circuito de

excitação independente, encontram-se nas expressões (17) e (18).

$$\vec{\lambda}_{dr} = \text{constante} \quad (17)$$

$$\vec{\lambda}_{qr} = 0 \quad (18)$$

Substituindo-se a expressão (18) na equação (16), obtém-se (19). A equação (19) é análoga à equação que descreve o torque gerado em um MCC com circuito de excitação independente.

$$\vec{T}_e = \frac{P}{3R_r} \cdot \frac{L_m}{\tau_r} \cdot \vec{i}_{qs} \cdot \vec{\lambda}_{dr} = K_{MIT} \cdot \vec{i}_{qs} \cdot \vec{\lambda}_{dr} \quad (19)$$

onde,

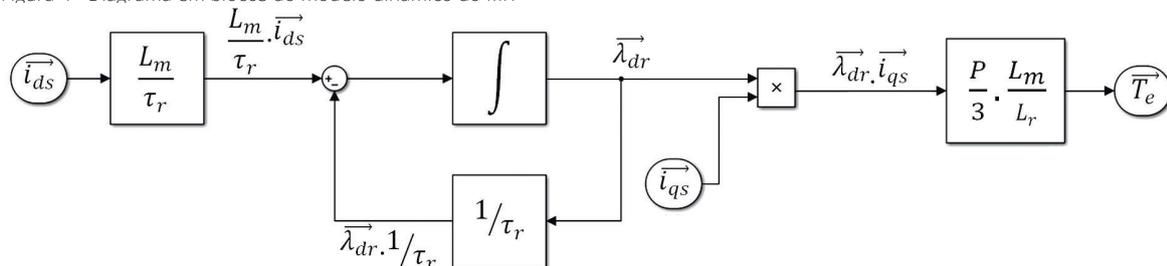
$$K_{MIT} = \frac{P}{3R_r} \cdot \frac{L_m}{\tau_r} = \frac{P}{3} \cdot \frac{L_m}{L_r} = \text{Constante do MIT}$$

A equação (20) representa a geração de $\vec{\lambda}_{dr}$ em função de \vec{i}_{ds} .

$$\vec{\lambda}_{dr} = \int \left(\frac{L_m}{\tau_r} \cdot \vec{i}_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \vec{\lambda}_{dr} \right) dt \quad (20)$$

A partir das equações (19) e (20), obtém-se o diagrama em blocos do modelo dinâmico do MIT, ilustrado na Figura 4.

Figura 4 - Diagrama em blocos do modelo dinâmico do MIT



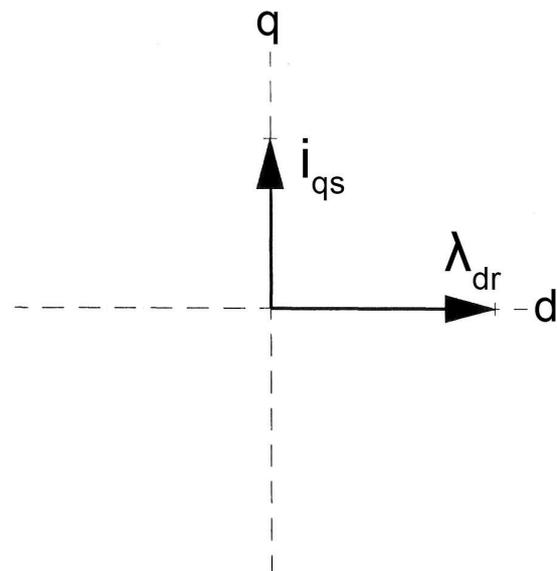
Fonte: Trzynadlowski, 2000, modificado pelo autor.

Verifica-se que, através de \vec{i}_{qs} e \vec{i}_{ds} é possível controlar o torque eletromagnético (\vec{T}_e). Entretanto, mudanças na corrente \vec{i}_{qs} provocam uma resposta de torque instantânea, enquanto mudanças na corrente \vec{i}_{ds} provocam uma resposta de torque com atraso, devido à constante de tempo τ_r . Devido ao valor de τ_r , as mudanças em $\vec{\lambda}_{dr}$ acontecem lentamente, quando comparadas às mudanças em \vec{i}_{ds} . Consequentemente, efetua-se o controle de torque através da corrente \vec{i}_{qs} enquanto a corrente \vec{i}_{ds} é utilizada para controlar-se o fluxo $\vec{\lambda}_{dr}$ (TRZYNADLOWSKI, 2000).

Se as condições descritas nas expressões

(17) e (18) forem satisfeitas, consequentemente, a corrente resultante será \vec{i}_{qs} , e o fluxo resultante será $\vec{\lambda}_{dr}$. Estes vetores são ortogonais e representam as condições ótimas para a produção de torque eletromagnético, conforme é ilustrada na Figura 5. Nestas condições, o torque produzido depende apenas dos módulos destes vetores, exatamente como ocorre em um MCC com circuito de excitação independente. O ângulo formado entre estes vetores é chamado de ângulo de torque.

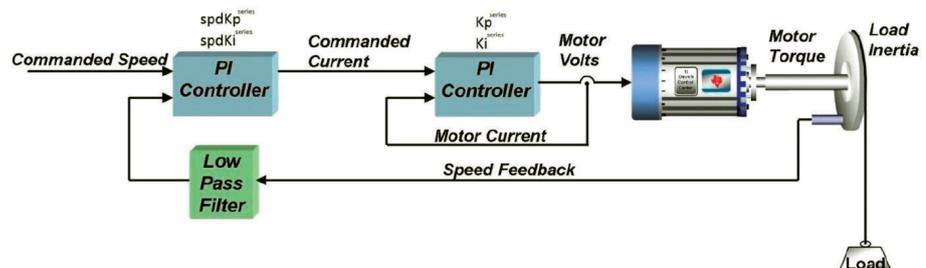
Figura 5 - Vetores de corrente e fluxo de um MIT com orientação de campo



Fonte: Trzynadlowski, 2000, modificado pelo autor

Na Figura 6, ilustra-se um sistema de controle de rotação implementado com base na estratégia IFOC. A malha de controle interna implementa a estratégia IFOC. A malha de controle externa implementa o controle de rotação, utilizando-se um sensor. Entretanto,

Figura 6 - Sistema de controle de rotação implementado com a técnica IFOC.



Fonte: Texas Instruments, 2017

conforme explicitou-se, o controle de rotação pode ser realizado sem a utilização de sensor, através do estimador de fluxo, obtendo-se o ângulo do fluxo do rotor. Esse ângulo pode ser utilizado para calcular a velocidade instantânea do motor.

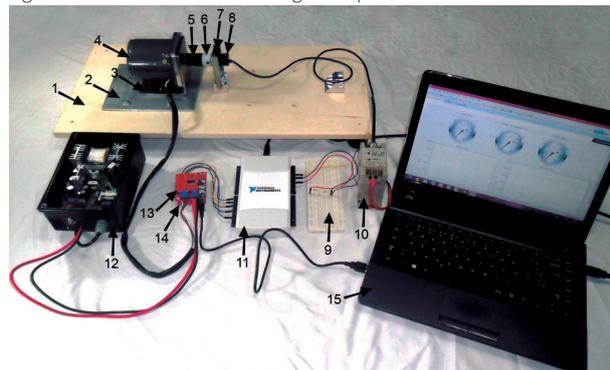
3 MATERIAIS

Para a realização de ensaios e a validação do sistema de controle de rotação, desenvolveu-se uma bancada de ensaios. Esta bancada foi projetada para permitir o reposicionamento de alguns dos materiais que a compõem, conforme o método de ensaio (com o motor em vazio ou com o motor com carga).

A Figura 7 apresenta a bancada utilizada para o ensaio em vazio. A Figura 8 mostra a bancada utilizada para o ensaio com carga. Nas figuras estão numerados os materiais necessários para cada método de ensaio. Esta numeração será utilizada na descrição dos ensaios.

- 1) Base de madeira, utilizada na fixação de alguns dos componentes da bancada de ensaios;
- 2) Base de fixação confeccionada em alumínio, utilizada para fixar o suporte (item 3) à base de madeira (item 1);
- 3) Suporte confeccionado em inox, com furação para fixação do MIT (item 4);

Figura 7 - Bancada de testes configurada para ensaio em vazio



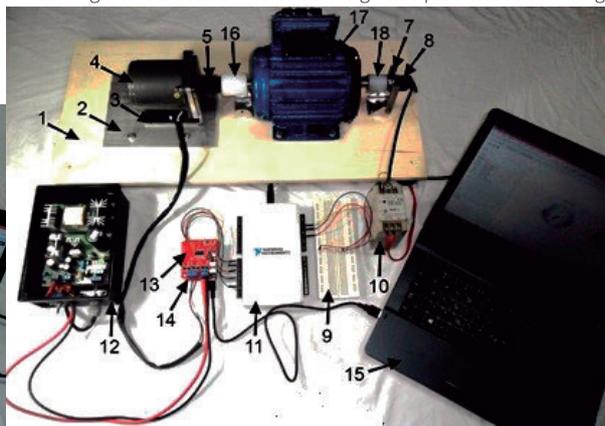
Fonte: Autoria Própria, 2018

- 4) Motor de indução trifásico da marca EMSynergy®, modelo 800006, com rotor do tipo gaiola de esquilo, potência de saída de 0,0184 CV (13,6W), torque de 0,116 Nm (plena carga), 4 pólos, tensão nominal de 14,7V, rotação nominal de 1121RPM.
- 5) Conjunto acoplador de eixos com três peças, sendo duas confeccionadas em aço e uma em plástico, utilizado no acoplamento do eixo do MIT (item 4) aos acopladores de nylon (item 6 ou 16) conforme ensaio em vazio ou com carga;
- 6) Acoplador confeccionado em nylon, utilizado no acoplamento do eixo do *encoder* ao conjunto de acopladores (item 5);
- 7) Suporte para fixação do *encoder* e alinhamento de eixos.
- 8) *Encoder* rotativo e incremental da marca Omron®, modelo E6A2-CW5C, com saída a transistor do tipo NPN com coletor aberto, 200 pulsos por volta;
- 9) Matriz de contatos com resistores de 2,2kOhm;
- 10) Fonte de corrente contínua da marca Omron®, modelo S82K-01524, com tensão de saída de 24V,

potência nominal de saída de 14,4W;

- 11) Placa de aquisição de dados (*Data Acquisition* - DAQ) da marca National Instruments®, modelo NI USB-6216;
- 12) Fonte de corrente contínua com tensão de saída de 24V, potência nominal de saída de 120W;
- 13) Placa de controle com processador DSP da marca Texas Instruments®, modelo LaunchXL-F28027F;
- 14) Placa dedicada ao acionamento de motores trifásicos da marca Texas Instruments®, modelo BoostXL-DRV8301;
- 15) Computador pessoal com sistema operacional Microsoft® Windows;
- 16) Acoplador confeccionado em nylon, utilizado no acoplamento do eixo do MIT da marca WEG (item 17) ao conjunto acoplador de eixos (item 5);
- 17) Motor de indução trifásico da marca WEG®, modelo W22, com rotor do tipo gaiola de esquilo, potência de saída de 0,5 CV (368W), 4 pólos, tensão nominal de 220/380V, rotação nominal de 1680 RPM;
- 18) Acoplador confeccionado em nylon, utilizado no acoplamento do eixo do MIT da marca WEG (item 17) ao eixo do *encoder* (item 8);

Figura 8 - Bancada de testes configurada para ensaio com carga



Fonte: Autoria Própria, 2018

4 MÉTODOS

O método de controle, ensaiado neste trabalho, baseia-se na técnica IFOC. Adicionalmente, utiliza-se um estimador de fluxo magnético que elimina a necessidade de um sensor de rotação. Portanto, o sistema de controle ensaiado depende somente do conhecimento dos parâmetros do MIT e dos sensores que medem as tensões e correntes da linha de alimentação do motor.

4.1 Padronização e características dos ensaios

Foram realizados ensaios do sistema de controle de rotação utilizando-se a bancada desenvolvida para esta finalidade. Adotou-se, como padrão, uma sequência de valores de referência (*set point*) de rotações. O primeiro valor de referência, partindo-se do repouso (ou de 0 RPM) é de 200 rotações por minuto (RPM). Os demais valores adotados são múltiplos deste valor. Após atingir-se a estabilidade, um novo valor de referência é adotado. Ao atingir-se 1000 RPM adota-se novamente o valor de 200 RPM. A última etapa do ensaio consiste em elevar a rotação

de 200 RPM para 1000 RPM, em seguida retorna-se para 200 RPM.

Devido às limitações de tensão e potência da placa BoostXL-DRV8301, utilizou-se o MIT da marca EMSynergy® para a realização dos ensaios. O MIT da marca WEG® foi utilizado como carga. A placa BoostXL-DRV8301, é responsável pelo acionamento direto do MIT da marca EMSynergy® e a placa LaunchXL-F28027F é responsável pelo controle de sua rotação.

Nos ensaios em vazio, conectou-se o eixo do MIT da marca EMSynergy® ao eixo do **encoder**, através de acopladores. Nos ensaios com carga, utilizou-se o MIT da marca EMSynergy® como motor, enquanto o MIT da marca WEG® foi utilizado como carga passiva, isto é, permanecendo desligado e com seus terminais abertos. A conexão entre os eixos dos motores foi realizada através de acopladores. A conexão do eixo do **encoder** ao eixo do motor da marca WEG® também foi realizada através de acoplador.

O sistema de controle ensaiado não depende do **encoder** e da placa DAQ para seu funcionamento. O **encoder** e a placa DAQ são utilizados em conjunto para medir a rotação do eixo do MIT. A finalidade desta medição é a validação do sistema de controle.

4.2 Aquisição dos valores medidos

Os sinais gerados pelo **encoder** foram adquiridos através da placa DAQ, modelo NI USB-6216 da empresa National Instruments. A seguir o sinal foi condicionado e analisado, conforme o diagrama em blocos, ilustrado na Figura 9, denominado instrumento virtual (*Virtual Instrument - VI*) desenvolvido no software LabVIEW.

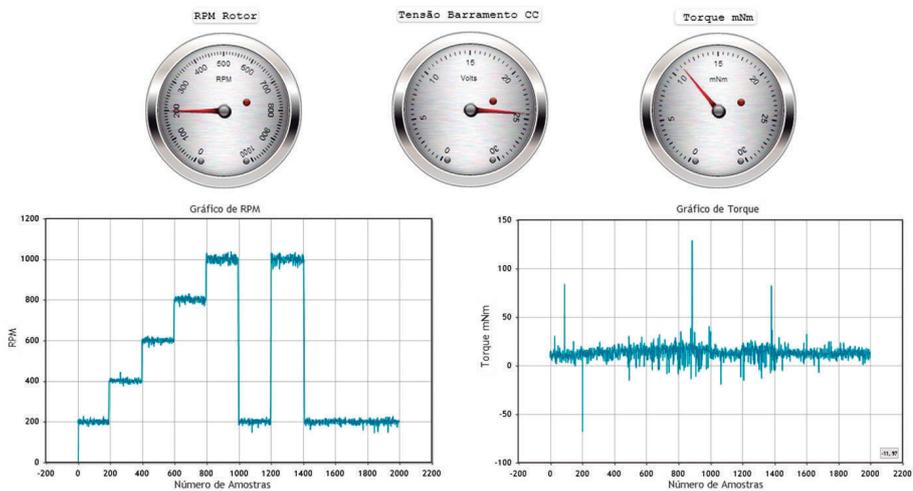
4.3 Aquisição dos valores estimados

A placa LaunchXL-F28027F foi programada através do ambiente de desenvolvimento integrado

(*Integrated Development Environment - IDE*), da Texas Instruments®, *Code Composer*, versão 6.2.0. Neste IDE há uma ferramenta, chamada *Gui Composer*, dedicada ao desenvolvimento de interfaces homem máquina (IHM), que possibilita o registro dos valores das variáveis embarcadas na placa LaunchXL-F28027F (*firmware*).

A *Gui Composer* foi utilizada para o desenvolvimento de uma IHM. A IHM desenvolvida, ilustrada na Figura 10, possui três relógios e dois gráficos. O relógio posicionado à esquerda, mostra o valor instantâneo da rotação desenvolvida pelo MIT, em RPM. O relógio posicionado à direita, mostra o valor instantâneo do torque desenvolvido pelo MIT, em Nm x 10⁻³ (mili Newton x metro). O relógio posicionado ao centro, mostra o valor instantâneo da tensão do barramento de corrente contínua da placa BoostXL-DRV8301. O gráfico posicionado à esquerda, registra os valores estimados da rotação, em RPM. O gráfico posicionado à direita, registra os valores estimados do torque, em Nm x 10⁻³.

Figura 10 - IHM exibindo os valores estimados pelo sistema de controle

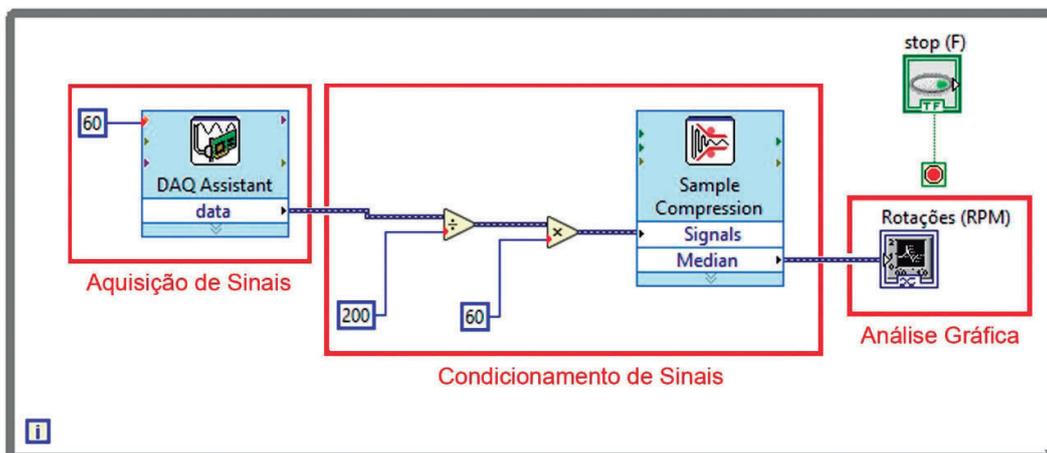


Fonte: Autoria Própria, 2018

5 RESULTADOS

Os dados analisados referem-se às primeiras 1000 amostras. Estes dados foram exportados dos gráficos da *Gui Composer* e do LabVIEW para planilhas do Microsoft® Excel, onde foram analisados.

Figura 9 - Instrumento virtual para análise dos sinais do encoder



Fonte: Autoria Própria, 2018

Os resultados dos ensaios, com o MIT em vazio, encontram-se descritos na Tabela 1. A tabela compara os valores estimados com os valores medidos.

Os resultados dos ensaios, com o MIT com carga, são apresentados na Tabela 2. A tabela compara os valores estimados com os valores medidos.

Tabela 1 – Análise comparativa dos dados do ensaio em vazio

Referência em RPM	Média em RPM		Erro %		Desvio Padrão	
	Valor Estimado	Valor Medido	Valor Estimado	Valor Medido	Valor Estimado	Valor Medido
200	199,68	209,58	-0,16	4,79	20,43	2,33
400	400,39	414,26	0,0975	3,565	7,54	2,79
600	599,08	617,8	-0,153	2,967	10,76	4,23
800	801,03	818,72	0,129	2,34	11,75	5,9
1000	999,4	1020,6	-0,06	2,06	14,47	7,12

Fonte: Autoria Própria, 2018.

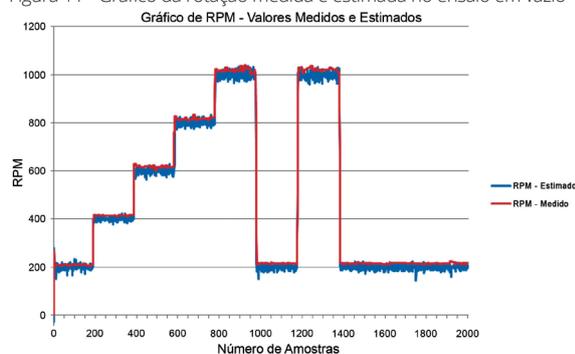
Tabela 2 - Análise comparativa dos dados do ensaio com carga

Referência em RPM	Média em RPM		Erro %		Desvio Padrão	
	Valor Estimado	Valor Medido	Valor Estimado	Valor Medido	Valor Estimado	Valor Medido
200	199,68	207,9	-0,36	3,95	23,06	11,58
400	400,08	408,44	0,02	2,11	5,66	2,14
600	599,59	608,36	-0,068	1,39	7,06	3,38
800	799,96	808,58	-0,005	1,0725	10,21	4,12
1000	1001,98	992,94	0,198	-0,706	36,11	5,28

Fonte: Autoria Própria, 2018.

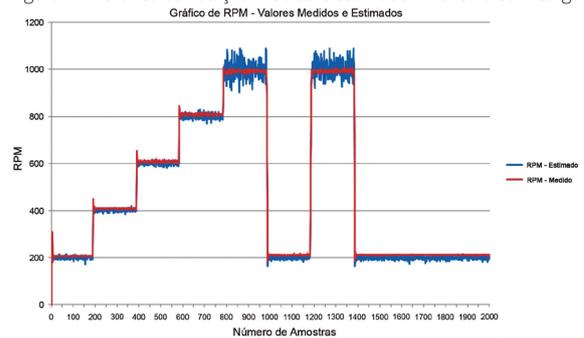
A Figura 11, ilustra o gráfico com as curvas da rotação medida e estimada, em RPM. Este gráfico foi obtido a partir dos dados do ensaio realizado em vazio. O eixo das abscissas representa o número de amostras, o eixo das ordenadas representa o número de rotações por minuto.

Figura 11 - Gráfico da rotação medida e estimada no ensaio em vazio



Fonte: Autoria Própria, 2018

Figura 12 - Gráfico da rotação medida e estimada no ensaio com carga



Fonte: Autoria Própria, 2018

esta característica. Observou-se que as menores taxas de erro de RPM ocorreram nos ensaios com carga, e nas rotações próximas à nominal, ou seja, nas condições onde o MIT apresenta melhor rendimento. Para a realização dos ensaios e a validação do sistema de controle de rotação, foi desenvolvida uma bancada de testes experimentais. Esta bancada permitiu a viabilidade de ensaios práticos do MIT em vazio e com carga, e na implementação de ensaios da técnica IFOC sem sensores (*sensorless*), para controle de rotação.

Considerando os resultados, os objetivos deste trabalho foram atingidos, pois comprovou-se que o sistema de controle desenvolvido, baseado na técnica IFOC sem sensores (*sensorless*), é uma alternativa viável para uso em ambientes industriais agressivos e para redução do custo relativo aos sensores.

6 CONCLUSÃO

Analisando-se os resultados dos ensaios, conclui-se que o sistema de controle de rotação apresentou desempenho satisfatório. Os resultados mostram que as maiores taxas de erro de rotação ocorreram durante os ensaios com as menores rotações, entretanto, este fato já era esperado, pois as técnicas de controle de torque e rotação, com ou sem sensores, apresentam

REFERÊNCIAS

ALTUNA, J. A. T.; JACOMINI, R. V.; PUMA, J. L. A.; CAPOVILLA, C. E.; SGUIAREZI FILHO, A. J. Controlador *Deadbeat* Aplicado ao Controle Direto de Torque do Motor de Indução Trifásico, **Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v. 20, n. 3, p. 236-243, jun./ago. 2015.

- ANUCHIN, A.; SHPAK, D.; ALIAMKIN, D.; BRIZ, F. Adaptive Observer for Field Oriented Control Systems of Induction Motors. In: 57th INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE ON POWER AND ELECTRICAL ENGINEERING OF RIGA TECHNICAL UNIVERSITY, 13-14 out., 2016. Riga. **Proceedings...** RTUCOM, 2016. p. 1-4.
- BLASCHKE, F. The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines, **Siemens Review**, n. 34. p. 217-220, 1972.
- BUJA, G. S.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors – A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. v. 51, n. 4, p. 744-757, ago. 2004.
- CASTOLDI, M. F. **Protótipo Virtual da Estratégia DTC Aplicada a Motores de Indução Usando Linguagem VHDL**. 2006. 110 p. Dissertação (Mestrado). Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- DEPENBROCK, M. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 420-429, out. 1988.
- FERREIRA, S. B. **Estudo e Avaliação do Desempenho de Estratégias de Controle Direto do Torque em Máquinas de Indução**. 2004. 147p. Dissertação (Mestrado). Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.
- GALVÃO, L. C. R.; GRIMONI, J. A. B.; UDAETA, M. E. M. **Iniciação a Conceitos de Sistemas Energéticos para o Desenvolvimento Limpo**. São Paulo, SP.: Edusp, 2004. cap. 8, Usos da Energia. p. 226.
- HASSE, K. Control of Cycloconverters for Feeding of Asynchronous Machines. In: 2nd IFAC SYMPOSIUM ON CONTROL IN POWER ELECTRONICS AND ELECTRICAL DRIVES, 3-5 out., 1977. Düsseldorf. **Proceedings...** IFAC, 1977. p. 537-546.
- HOLZMÜLLER, T. Compensation of Delay Time in the Current Control Loop of Field-Oriented Control. In: 19th EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 11-14 set., 2017. Warsaw. **Proceedings...** EPE, 2017. p. 1-8.
- HORVÁTH, K.; KUSLITS, M. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines Using Unscented Kalman Filter. In: 2017 INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT & 2017 INTL AEGEAN CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND POWER ELECTRONICS, 25-27 mai., 2017. Brasov. **Proceedings...** OPTIM, 2017. p. 523-528.
- HUY, H. L. Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives. In: 1999. Industry Applications Conference, 3-7 out., 1999. Phoenix. **Proceedings...** IAS, 1999. p. 1245-1252.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Nova Jersey: Wiley Inter-science, 2002.
- MARTINEZ-HERNANDEZ, M. A.; GUTIERREZ-VILLALOBOS, J. M.; MALAGON-SOLDARA, S. M.; MENDOZA-MONDRAGON, F.; RODRIGUEZ-RESENDIZ, J. A Speed Performance Comparative of Field Oriented Control and Scalar Control for Induction Motors. In: IEEE CONFERENCE ON MECHATRONICS, ADAPTIVE AND INTELLIGENT SYSTEMS, 20-22 out., 2016. Hermosillo. **Proceedings...** MAIS, 2016. p. 1-7.
- PEREIRA, W. C. A. **Controle de Velocidade Sensorless Aplicado ao Controle Direto de Torque da Máquina de Indução**. 2014. 102 p. Dissertação (Mestrado). Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- SIEMENS. **Seminários Técnicos 2003, Engenheiros e Projetistas**. [S.l.]: Technical report, Siemens, 2003.
- 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.
- TEXAS INSTRUMENTS. **InstaSPIN-FOC and InstaSPIN-MOTION User's Guide**. [S.l.]: Texas Instruments, 2017. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ug/spruhj1g/spruhj1g.pdf> >. Acesso em: 2 set. 2017.
- TRZYNADLOWSKI, A. **The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors**. Norwell: Kluwer, 2000.
- VAS, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. Nova York: Oxford, 1998.
- ZELECHOWSKI, M. **Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC - SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive**. 2005. 175 p. Tese (Doutorado). Warsaw University of Technology.
- WANG, Y; SHI, Y.; XU, Y.; LORENZ, R. D. A Comparative Overview of Indirect Field Oriented Control (IFOC) and Deadbeat-Direct Torque and Flux Control (DB-DTFC) for AC Motor Drives, **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 1, n. 1, p. 9-20, dez. 2015.
- YUSIVAR, F; HIDAYAT, N.; GUNAWAN, R.; HALIM, A. Implementation of Field Oriented Control for Permanent Magnet Synchronous Motor. In: 2014. INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTER SCIENCE, 24-25 nov., 2014. Kuta. **Proceedings...** ICEECS, 2014. p. 359-362.