

IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE PARA MELHORIA DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Lucas Gaspar de Miranda*, Maria Helena Belusso†, Tamara Minetto*, César Rafael Claire Torrico*

*Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Pato Branco, Brasil

†Universidade Federal de Santa Catarina
Florianópolis, Brasil

Emails: lucasgaspardemiranda@gmail.com, mariabelusso@hotmail.com, tamaraminetto@hotmail.com, cesartorrico@utfpr.edu.br

Resumo—Este artigo aborda a implementação de uma técnica de controle de eficiência energética baseado em modelo que otimiza o consumo de energia de motores de indução trifásicos com carga variável. A estrutura de controle da dinâmica do motor é realizada utilizando a técnica *Indirect Field-Oriented Control* (IFOC), a qual possui bom desempenho no controle de velocidade de motores. A otimização da eficiência energética é realizada a partir do controle da corrente responsável pela variação do fluxo do sistema baseada no modelo de perdas. A performance do controle foi validada através de simulações no Matlab e posteriormente no PSIM, onde passou a ser incluído o efeito da comutação das chaves semicondutoras que são acionadas de acordo com a técnica de modulação *Space Vector*. Além disso, para validar experimentalmente estes estudos e simulações, foi desenvolvida uma plataforma de acionamento e implementadas as técnicas de controle utilizando um motor de indução trifásico de 1,5 cv e o microprocessador Piccolo LAUNCHXL-F28069M.

Palavras-chave – Controle Vetorial, Eficiência Energética, Modulação *Space Vector*, Motor de Indução Trifásico

I. INTRODUÇÃO

As técnicas de controle para a melhoria da eficiência energética aplicadas em motores de indução trifásicos visam a redução das perdas da máquina, característica esta cada vez mais valorizada e que acarreta em uma maior demanda no que se refere ao estudo e desenvolvimento destas técnicas.

Por muito tempo os motores de corrente contínua (CC) foram empregados em larga escala devido à facilidade com que podem ser controlados. Entretanto, através do progresso no desenvolvimento de novas tecnologias para acionamento em corrente alternada (CA), os motores de indução trifásicos (MIT) passaram a ser mais utilizados nas indústrias e representam em torno de 70% do consumo de energia deste setor [5]. Além disso, o motor de indução comparado ao motor de corrente contínua possui maior viabilidade, tendo em vista que a maioria dos sistemas de distribuição de energia elétrica são em corrente alternada, assim como destaca-se algumas vantagens no aspecto construtivo, como por exemplo, robustez, baixo custo e menor demanda de manutenção.

Para suprir as exigências de operação com controle preciso de velocidade, o controle vetorial é aplicado em motores de indução, proporcionando bom desempenho dinâmico e um controle com respostas rápidas e de alta precisão [2].

Além da aplicação de técnicas de controle vetorial, ainda é possível implementar técnicas de otimização da eficiência energética para se ter um acionamento de alto desempenho. Estas técnicas complementam o controle vetorial e permitem uma redução nas perdas para situações em que o motor opera com rendimento baixo, geralmente em situações com carga abaixo da nominal.

Em geral, as técnicas de otimização que visam a redução de perdas são empregadas a partir do controle de fluxo do motor. As estratégias de controle abordadas na literatura, consistem em controle por busca recursiva *Search Control* (SC), em um controlador baseado no modelo de perda (LMC, do inglês *Loss Model Based Controller*), ou ainda uma combinação de ambos os controladores [4].

Neste trabalho é apresentado o desempenho do controlador LMC associado à técnica IFOC. Este controlador é responsável por minimizar as perdas do motor a partir do ajuste da corrente de eixo direto de referência, responsável pelo fluxo magnético do motor. Com o ajuste otimizado da corrente de eixo direto, para velocidades e cargas a baixo do valor nominal, há o aumento considerável do rendimento da máquina.

II. MODELAGEM E CONTROLE DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

A estrutura proposta para controle do sistema, conforme apresenta a Figura 1, é composta por um conversor CA/CC/CA, um microprocessador, um circuito de aquisição e condicionamento de sinais e um *drive* para realizar o comando das chaves do inversor. No eixo do motor é acoplado um encoder incremental para medição da velocidade rotórica.

A. Modelo do Motor de Indução Trifásico

Através da modelagem utilizando o circuito equivalente e as equações em espaço de estados, pode-se verificar as

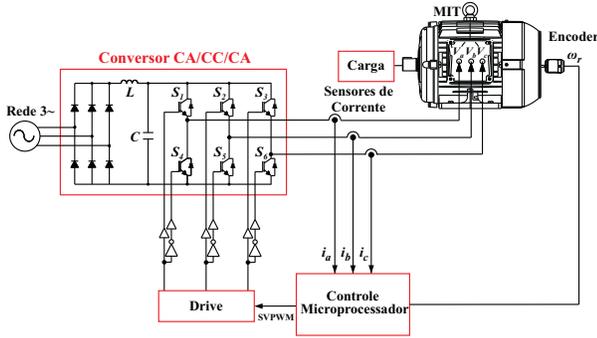


Figura 1: Estrutura Básica de Implementação do Sistema.

relações existentes entre grandezas elétricas, magnéticas e mecânicas do motor de indução, o que permite a análise do seu comportamento dinâmico.

1) *Modelo Elétrico*: Na modelagem é considerado um motor de indução trifásico com o fluxo no entreferro constante, sendo a saturação do núcleo e a resistência que representa as perdas no núcleo desconsideradas, conforme a literatura apresentada em [6].

As Equações (1), (2) e (3), representam respectivamente as grandezas de tensão, fluxo e torque, considerando a transformada de Park, a qual representa o modelo no referencial $qd0$. Considera-se ainda, que as variáveis com apóstrofo (') estão referidas ao lado do estator.

$$\begin{aligned} V_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \dot{\lambda}_{qs} \\ V_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \dot{\lambda}_{ds} \\ V_{qr}' &= r_r i_{qr}' + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr}' + \dot{\lambda}_{qr}' \\ V_{dr}' &= r_r i_{dr}' - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr}' + \dot{\lambda}_{dr}' \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= (L_{ls} + L_M) i_{qs} + L_M i_{qr}' \\ \lambda_{ds} &= (L_{ls} + L_M) i_{ds} + L_M i_{dr}' \\ \lambda_{qr}' &= L_M i_{qs} + (L_{lr}' + L_M) i_{qr}' \\ \lambda_{dr}' &= L_M i_{ds} + (L_{lr}' + L_M) i_{dr}' \end{aligned} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3)$$

onde ω_r é a velocidade do rotor em termos elétricos, ω é a velocidade do sistema de referência arbitrário, i_{qs} e i_{ds} são as correntes no eixo qd do estator, i_{qr}' e i_{dr}' são as correntes no eixo qd do rotor, V_{qs} e V_{ds} são as tensões no eixo qd do estator, V_{qr}' e V_{dr}' são as tensões no eixo qd do rotor, λ_{qs} e λ_{ds} são os fluxos magnéticos no eixo qd do estator, λ_{qr}' e λ_{dr}' são os fluxos magnéticos no eixo qd do rotor, L_M é a indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor, T_e é o torque eletromagnético e P é o número de polos.

2) *Modelo Mecânico*: O modelo mecânico do motor considera os parâmetros mecânicos obtidos a partir do rotor, tais como o coeficiente de atrito D e o momento de inércia J . Utilizando a segunda lei de Newton tem-se,

$$\dot{\omega}_r = -\frac{D}{J} \omega_r + \frac{P}{2J} T_e - \frac{P}{2J} T_L \quad (4)$$

onde T_L representa o torque da carga e a variação da posição do rotor $\dot{\theta}_r$ equivale a velocidade rotórica ω_r .

B. Sistema de Controle

A técnica de controle empregada no decorrer deste trabalho consiste no controle IFOC, onde a orientação do vetor fluxo rotórico é obtido indiretamente a partir da estimação do escorregamento. Para que isso seja possível é necessário medir a posição do rotor e calcular o ângulo de escorregamento entre o campo magnético do rotor e do estator a partir das equações do motor de indução trifásico. A aplicação desta técnica se torna viável principalmente devido a vantagens como simplicidade de implementação e a maior facilidade de operação do motor com velocidade próxima de zero, tendo em vista que a medição ou estimação do fluxo nessa situação é dificultada [2].

A Figura 2 apresenta o diagrama de controle da técnica IFOC. No ramo superior o controlador do tipo proporcional integral PI_1 , responsável pelo controle de velocidade, gera a referência de corrente i_{qs}^* através do erro de velocidade rotórica proveniente da comparação entre a velocidade ω_r medida no eixo do motor e a velocidade ω_r^* de referência do sistema. Posteriormente, a corrente de referência i_{qs}^* é comparada à corrente i_{qs} , o erro gerado passa por PI_2 , responsável pelo controle de corrente, obtendo-se o sinal de tensão V_{qs} . No ramo inferior, o controlador PI_3 , também responsável pelo controle de corrente relacionada ao fluxo, gera o sinal de tensão V_{ds} a partir do erro proveniente da comparação entre a corrente de referência i_{ds}^* e a corrente i_{ds} . As tensões V_{qs} e V_{ds} posteriormente serão moduladas e para a implementação são aplicadas ao motor através de um conversor CA/CC/CA.

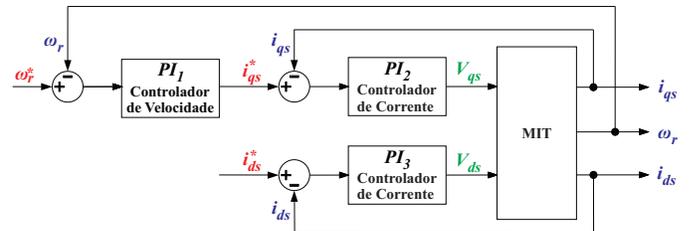


Figura 2: Diagrama do Controlador IFOC.

Com o objetivo de garantir erro nulo em regime permanente e acelerar o processo de correção do erro, foram empregados controladores do tipo proporcional integral (PI). Embora outros controladores possam ser empregados nessa técnica, o controlador PI é de simples implementação e atende os requisitos do sistema.

Para obter o controle independente de fluxo e torque do motor é necessário representar o seu modelo no referencial do fluxo rotórico. Ao alinhar o fluxo rotórico com o eixo direto, o vetor λ_r' se torna equivalente a componente λ_{dr}' e por consequência a componente λ_{qr}' passa a ser nula.

A velocidade no sistema de referência do fluxo rotório ω resulta em:

$$\omega = \omega_r + \frac{L_M r'_r}{L'_r} \frac{i_{qs}}{\lambda'_{dr}} \quad (5)$$

onde λ'_{dr} é o fluxo rotórico de eixo direto, o qual pode ser substituído por $L_M i_{ds}^*$, uma vez que a malha fechada e em regime o fluxo rotórico de referência é similar ao fluxo rotórico. Inicialmente adota-se um valor constante para o fluxo de referência do rotor, estabelecido conforme as características de operação da máquina. Ressalta-se que a Equação (5) é válida apenas para o regime permanente, desta forma o controle se torna menos oscilante [4].

O módulo de controle pode ser implementado em um microprocessador conforme o diagrama de controle apresentado na Figura 3.

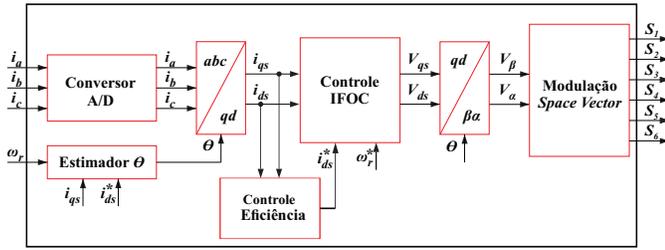


Figura 3: Diagrama de Controle para Implementação em Microprocessador.

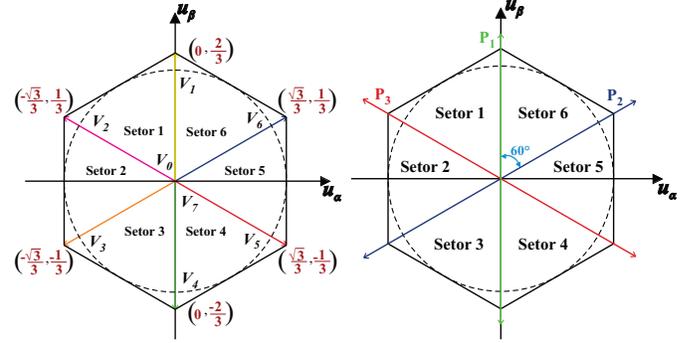
C. Modulação Space Vector

Aplicado o controle IFOC ao sistema, a comutação das chaves do conversor CA/CC/CA de acordo com os sinais de saída do controlador é efetuada utilizando a modulação Space Vector (SVM), que consiste em uma técnica de modulação por largura de pulso (PWM) onde é possível efetuar o controle da magnitude de tensão e frequência aplicados ao MIT [7][3]. Esta técnica é baseada na representação do sistema em coordenadas $\beta\alpha 0$ oriundos a partir da utilização da transformada de Clarke [1], onde o sistema é considerado equilibrado, ou seja, as tensões de comando consistem em V_β e V_α e a componente homopolar V_0 é desprezada.

Primeiramente são definidos através de código binário, oito possíveis estados de condução relativos às chaves semicondutoras nos braços a , b e c do inversor. Esses estados são representados por V_a , V_b e V_c e podem assumir valores de 0 (indica que a chave está bloqueada e assume valor zero) e 1 (indica que a chave está em condução e assume o valor da tensão do barramento CC do conversor V_{dc}). De acordo com tais estados de condução e utilizando a transformada de Clarke, são obtidos os sinais de tensão V_β e V_α , que posteriormente são normalizados de acordo com V_{dc} para obtenção dos vetores u_β e u_α .

Efetuados os cálculos necessários, temos um novo sistema de coordenadas em relação a u_β e u_α conforme apresentado na Figura (4a), sendo que cada um dos setores corresponde a um conjunto de estados de comutação necessário para que o

signal seja sintetizado pelo inversor. Além disso, são definidos três planos de separação, conforme a Figura (4b), de onde são estabelecidas as equações das retas de cada plano, que tornam possível identificar em que setor do espaço de tensões se encontra a referência de comando de tensão u_{cmd} proveniente do controlador.



(a) Vetores Espaciais de Tensão. (b) Planos de Separação.

Figura 4: Sistema de Coordenadas Space Vector.

Tomemos como exemplo o Setor 1, para qual é definida a sequência simétrica de chaveamento como sendo o conjunto de estados de comutação $V_0-V_1-V_2-V_7-V_2-V_1-V_0$. Essa sequência é aplicada dentro de um período de comutação pré-definido T_s , conforme a Equação (6), tornando possível definir os tempos de aplicação Δt_0 , Δt_1 e Δt_2 de cada vetor que compõem a sequência de comutação do Setor 1 e que correspondem ao tempo que cada chave do inversor deve permanecer aberta ou fechada de modo a resultar na tensão trifásica alternada para o acionamento do MIT.

$$T_s u_{cmd} = \Delta t_1 V_1 + \Delta t_2 V_2 + \Delta t_0 (V_0 \text{ ou } V_7) \quad (6)$$

III. CONTROLE PARA MELHORIA DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA BASEADO NO MODELO DE PERDAS

O controlador proposto neste trabalho faz uso da relação linear entre fluxo e corrente visando realizar o controle de eficiência otimizando o valor da corrente de referência i_{ds}^* para minimizar a potência ativa consumida.

Conforme apresentado em [6], a potência ativa consumida pode ser escrita como

$$P_{in} = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds}) \quad (7)$$

Do conjunto de Equações (1), considerando a máquina em regime permanente e substituindo as tensões v_{qs} e v_{ds} em (7) obtém-se

$$P_{in} = \frac{3}{2} (r_s i_{qs}^2 + r_s i_{ds}^2 + \omega (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})) \quad (8)$$

Para otimizar a potência consumida, deve ser obtida uma relação da potência de entrada dependente apenas da corrente i_{ds} e de parâmetros constantes. Considerando que para uma carga constante, em regime permanente, o T_e permanece constante e então substituindo (3) em (8), tem-se

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left(r_s i_{qs}^2 + r_s i_{ds}^2 + \frac{4T_e}{3P} \omega \right). \quad (9)$$

Considerando a operação em regime permanente e manipulando algébricamente as Equações (1), (2) e (3), podem ser obtidas as seguintes relações

$$i_{ds} = \frac{1}{L_M} \lambda'_{dr} \quad (10)$$

$$i_{qs} = \frac{4T_e L'_r}{3P L_M^2} \frac{1}{i_{ds}} \quad (11)$$

$$\omega = \omega_r + \frac{4T_e r'_r}{3P} \frac{1}{L_M^2 i_{ds}^2} \quad (12)$$

substituindo (10), (11) e (12) em (9), a potência de entrada pode ser escrita como

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left[\left(\frac{4T_e}{3P} \right)^2 \frac{1}{L_M^2 i_{ds}^2} \left(\frac{r_s L_r'^2}{L_M^2} + r_r' \right) + r_s i_{ds}^2 + \omega \frac{4T_e}{3P} \right]. \quad (13)$$

A Equação (13) representa a potência de entrada em função da corrente i_{ds} . Para encontrar o valor ótimo, basta minimizar a função com relação a corrente de eixo direto, resultando na expressão

$$i_{ds_opt}^2 = \frac{4T_e}{3P} \frac{1}{L_M} \sqrt{\frac{L_r'^2}{L_M^2} + \frac{r_r'}{r_s}}. \quad (14)$$

IV. ANÁLISE NUMÉRICA E SIMULAÇÃO DO SISTEMA

Para validar o controlador proposto foram realizadas simulações no *software* Matlab. Os parâmetros, por fase, do motor utilizado para as simulações e ensaios práticos são apresentados na Tabela I. A Figura 5 mostra os perfis de velocidade e carga aplicados ao motor durante as simulações. A carga foi ajustada de forma a atingir a potência nominal do motor utilizado resultando em um valor de $T_L = 8,55$ Nm.

Tabela I: Parâmetros do motor por fase

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência nominal	f	60 Hz
Potência nominal	P_n	1,1 kW
Rotação nominal	ω_n	1720 rpm
Tensão em delta	V_n	220 V
Corrente em delta	I_n	4,48 A
Número de polos	P	4
Resistência do rotor	r_r'	2,85037 Ω
Resistência do estator	r_s	2,92 Ω
Indutância de dispersão do rotor	L'_{lr}	0,01531 H
Indutância de dispersão do estator	L_{ls}	0,00949 H
Indutância mútua	L_M	0,31262 H
Coefficiente de atrito	D_n	0,00137 Nms
Momento de inércia	J_n	0,0032 kgm ²

A relação entre a corrente ótima e carga é observada na Figura 6, considerando diferentes velocidades do motor.

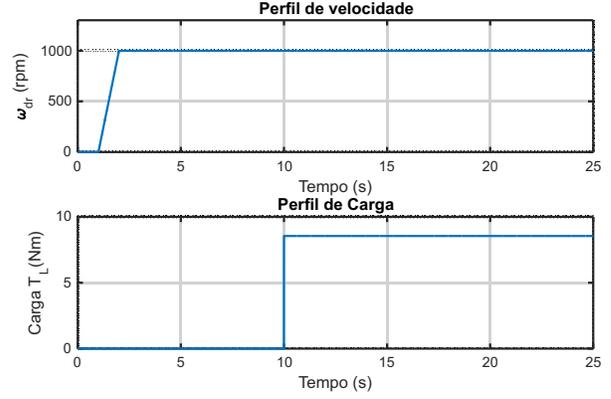


Figura 5: Perfis de Velocidade e Carga.

Nota-se que não há mudança significativa nessa relação para diferentes velocidades.

A Figura 7 mostra o comportamento da potência absorvida em função da corrente i_{ds} para diferentes valores de carga. É possível verificar que existe um ponto onde a potência absorvida é mínima para cada valor de carga do motor. As curvas foram obtidas utilizando uma velocidade de 1000 rpm. O ponto destacado coincide com o valor apresentado na Figura 6 para uma carga de $T_L = 8,55$ Nm.

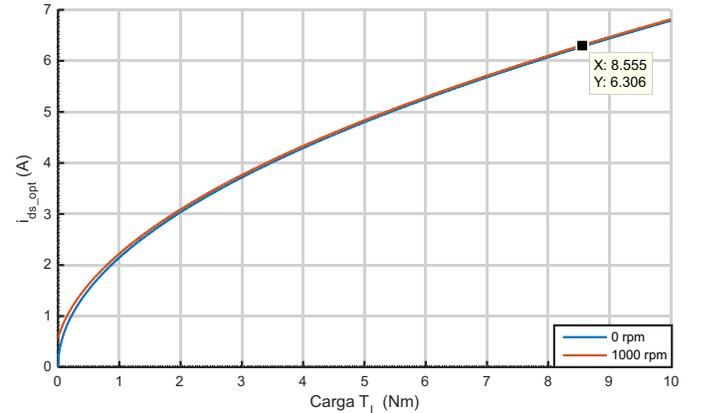


Figura 6: Corrente Ótima em Função da Carga para Diferentes Valores de Velocidade.

Foram realizadas simulações a malha fechada do acionamento do motor considerando os perfis de carga e velocidade apresentados na Figura 5 e utilizando o otimizador proposto.

Na Figura 8 pode ser observada a velocidade rotórica. Nota-se que a rotação do motor acompanhou a rampa de aceleração, chegando a referência de 1000 rpm. No instante 10 s é inserida a carga e em decorrência disso a velocidade cai, entretanto, o controlador atua na sequência levando-a novamente para o valor de referência.

As correntes i_{ds} e i_{qs} podem ser visualizadas na Figura 9. Após o degrau de carga o otimizador atua levando a corrente i_{ds} ao seu valor ótimo. O ponto destacado mostra que esse

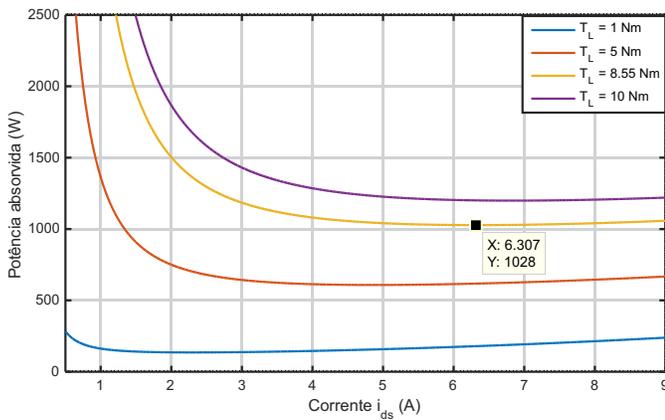


Figura 7: Potência Absorvida em Função da Corrente para Diferentes Valores de Carga.

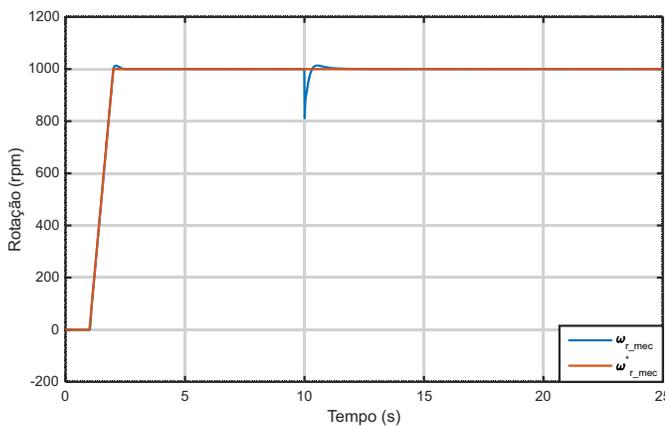


Figura 8: Velocidade de Referência (Laranja) e Velocidade do Rotor (Azul).

valor é correspondente aos valores destacados nas Figuras 6 e 7.

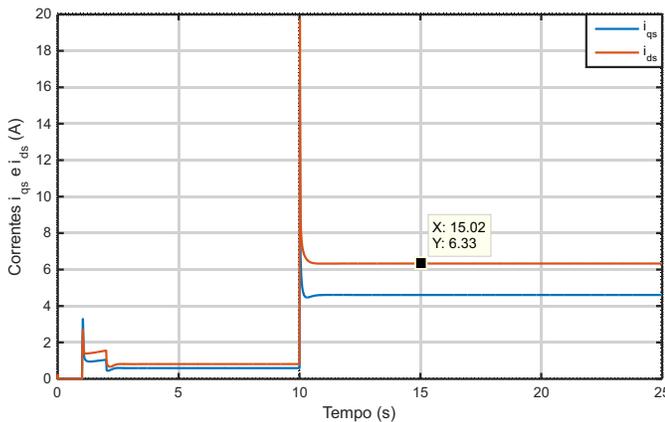


Figura 9: Correntes de Eixo Direto (Laranja) e Quadratura (Azul).

Na Figura 10 são comparadas duas curvas de potência absorvida. Na curva em vermelho o otimizador não é utilizado

e o valor da corrente de referência foi mantido constante no valor nominal da máquina utilizada. A curva em azul mostra a potência absorvida fazendo uso do controlador de eficiência. Nota-se que houve uma redução na potência e que o valor otimizado corresponde ao valor da Figura 7.

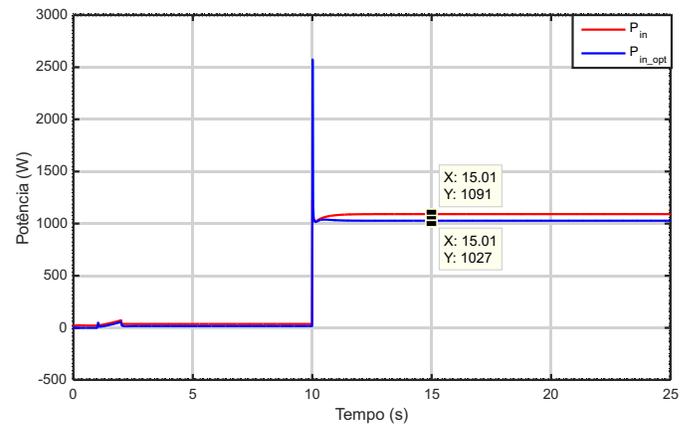


Figura 10: Potência Absorvida não Otimizada (Vermelho) e Otimizada (Azul).

V. ANÁLISE EXPERIMENTAL

Para verificar o funcionamento prático da técnica de controle foram realizados ensaios práticos em uma plataforma experimental utilizando um conversor CA/CC/CA.

A plataforma consiste de uma ponte retificadora de onda completa não controlada, um capacitor de barramento de $550 \mu\text{F}$ e um inversor composto de chaves semicondutoras IGBT's IRGB20B60PD1PbF da *International Rectifier*. O acionamento das chaves do inversor é efetuado através do *drive* IR2130 desenvolvido pela *International Rectifier*. São utilizados optoacopladores do modelo 6n137 produzidos pela *Vishay* para isolar o circuito *drive* do microcontrolador.

O controle foi implementado num microcontrolador TMS320F28069M da *Texas Instruments*. A leitura de velocidade foi realizada através de um encoder incremental. Para medir as correntes foram utilizados sensores de efeito *Hall* ACS712-5A. As variáveis de interesse foram observadas utilizando o conversor Digital-Analógico do microcontrolador e um osciloscópio, o que tornou possível a aquisição dos dados necessários para geração das figuras apresentadas a seguir através do *software* Matlab.

Na Figura 11 são apresentadas as velocidades de referência (azul) e do rotor (laranja). Nos testes práticos a velocidade de referência foi ajustada para 300 rpm.

Assim como nas simulações, a velocidade do rotor acompanha a referência durante a rampa de aceleração e é reduzida no momento da inserção de carga, até que o controlador atue e faça com que ela retorne ao valor de referência.

Foram observadas também as correntes de eixo direto e real, estas são apresentadas na Figura 12. O traço azul corresponde ao valor de referência e o traço laranja ao valor real. Observa-se que a corrente i_{ds} acompanhou a referência. Como a corrente é responsável pela magnetização da

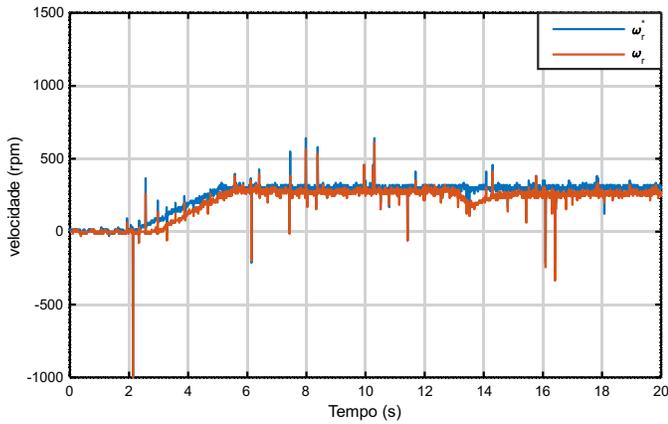


Figura 11: Velocidade de Referência (Azul) e Velocidade do Rotor (Laranja).

máquina, em função da carga inserida ao motor, o otimizador adapta a referência i_{ds}^* de tal forma que a potência absorvida do sistema seja mínima.

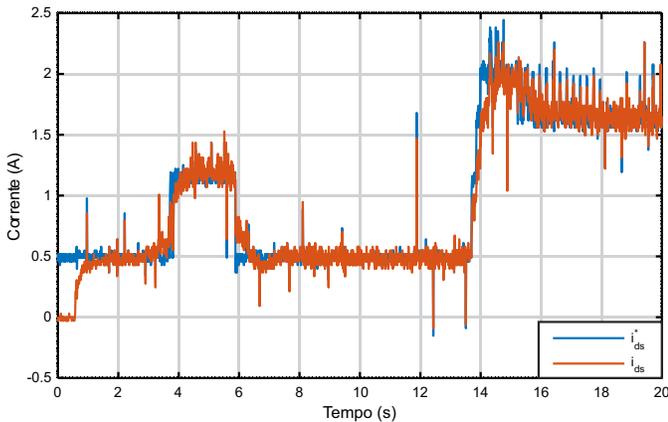


Figura 12: Correntes de Eixo Direto de Referência (Azul) e Medida (Laranja).

Na Figura 13 pode ser observada a corrente i_{qs} . Como esta corrente faz parte do ramo de controle responsável pelo controle de velocidade e torque da máquina, seu valor é nulo nos instantes iniciais quando a máquina está em repouso. Seu valor é alterado somente durante a rampa de aceleração e no momento de inserção da carga. Assim como na corrente i_{ds} , o valor medido (laranja) acompanhou a referência (azul).

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi realizada a implementação da técnica LMC associada à estratégia IFOC, para melhoria da eficiência energética de motores de indução trifásicos. A técnica apresentou bom desempenho, sendo que os resultados obtidos a partir das simulações mostram que para um determinado valor de carga e velocidade é possível reduzir a potência ativa consumida fazendo o controle da corrente de eixo direto, sem alterar os valores de torque e velocidade, o que só é possível devido ao desacoplamento das variáveis. Embora a redução

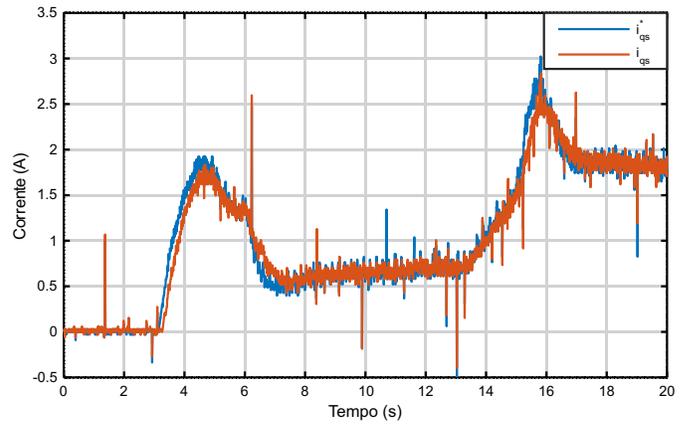


Figura 13: Correntes de Eixo em Quadratura de Referência (Azul) e Medida (Laranja).

na potência ativa consumida obtida tenha ficado em torno de 5%, este valor é correspondente a operação do motor com carga nominal, situação na qual sua eficiência é máxima. Em situações de carga leve esse percentual pode ser maior. De acordo com os dados coletados durante a análise experimental, verificou-se de modo prático que o controlador é capaz de controlar a velocidade do MIT de modo satisfatório e que a implementação da técnica LMC teve êxito, logo que o otimizador adapta a referência de corrente de eixo direto de modo que a potência absorvida seja mínima.

Em trabalhos futuros objetiva-se pesquisar a implementação de controle de velocidade e eficiência energética com a abordagem de controle *Sensorless* associada a técnicas para estimação dos parâmetros do motor de indução.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

REFERÊNCIAS

- [1] Ivo Barbi. *Teoria fundamental do motor de indução*. Editora da UFSC Florianópolis, 1985.
- [2] Bimal K. Bose. *Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications*. Wiley-IEEE Press, Tennessee, 1996.
- [3] Fernanda Carnielutti, Cassiano Rech, and Humberto Pinheiro. Space vector modulation for cascaded asymmetrical multilevel converters under fault conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(1):344–352, 2015.
- [4] Jesse de Pelegrin, Cesar Rafael Claire Tônico, and Emerson Giovani Carati. A new model based control strategy for energy efficiency improvement of induction motors with variable load. In *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, pages 772–779. IEEE, 2013.
- [5] A. E. Fitzgerald, J. Charles Kingsley, and S. D. Umans. *Máquina Eléctricas*. Bookman, Porto Alegre, 2006.
- [6] P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff, and S. Pekarek. *Analysis of electric machinery and drive system*. Wiley-IEEE Press, New Jersey, 3 edition, 2013.
- [7] Humberto Pinheiro, Fernando Botterón, Cassiano Rech, Luciano Schuch, Robinson F Camargo, Hélio L Hey, Hilton A Gründling, and José R Pinheiro. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, 16(1):13–24, 2005.