

Controle Vetorial Sensorless de MSIP com FCEM Não Senoidal Baseado em Observadores de Estados

Thiago Lazzari¹, Filipe Scalcon¹, Cesar Volpato¹, Thieli Gabbi¹, Márcio Stefanelo² and Rodrigo P. Vieira¹
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC

¹Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria - RS, Brasil

²Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA, Bagé - RS, Brasil

e-mail: thiago.lazzari@hotmail.com

Resumo—Este trabalho apresenta um método de controle vetorial sensorless baseado em observadores de estados aplicados as correntes e força contraeletromotriz (FCEM) de um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) com FCEM não senoidal, com ímãs alocados na superfície do rotor. O modelo matemático do MSIP é apresentado em parâmetros no referencial estacionário. A estimação da posição do rotor é apresentada em termos de fluxo concatenado no referencial estacionário. Assim, os observadores de correntes e FCEM foram desenvolvidos com o intuito de obter os valores das correntes $\alpha\beta$ e FCEM $\alpha\beta$. Um desempenho satisfatório da abordagem proposta é demonstrado por resultados da simulação.

Keywords – Controle Sensorless, Controle Vetorial, Observador de Estados, Motor Síncrono de Ímãs Permanentes, FCEM Não Senoidal.

I. INTRODUÇÃO

Preocupações ambientais fizeram com que os veículos elétricos (VE) ganhassem novamente o foco de diversos projetos de pesquisa. Dentre as partes que consistem um VE, é no sistema de propulsão elétrica que se encontram os motores elétricos [1]. Esses motores podem ser alocados em diferentes posições, podendo ser: um motor para o eixo traseiro; um motor no eixo dianteiro; um motor na parte traseira e outro na parte dianteira simultaneamente; ou motores individuais acoplados em cada roda do VE. Dentre todos esses modelos, a topologia com os motores acoplados nas rodas dos veículos elétricos apresentam vantagens em relação à potência entregue diretamente às rodas, uma vez que não existem perdas em sistemas de transmissão mecânica.

Devido os motores serem acoplados diretamente na roda do VE, eles devem possuir uma capacidade de potência elevada por baixo volume de massa, tornando-se viável a aplicação de motores síncronos de ímãs permanentes (MSIPs), pois quando comparados aos motores de indução, apresentam cerca de 1/3 de massa para a mesma potência gerada [3].

Os MSIPs podem ser classificados de duas formas, motores com força contraeletromotriz (FCEM) senoidais e motores com FCEM não senoidais. Para o primeiro tipo de motor, as técnicas clássicas de controle aplicadas são técnicas de controle vetorial que requerem o conhecimento da posição do rotor de maneira precisa [4]–[7]. Já para o segundo tipo de motor, existem diferentes técnicas que podem usar sensores

de efeito hall [8]–[10] ou técnicas de controle vetorial [11]–[13]. A utilização de técnicas vetoriais apresentam melhores resultados em termos de eficiência e redução na ondulação de torque, justificando sua aplicação em MSIPs com FCEM não senoidal [13].

Entretanto, como os motores acoplados nas rodas dos VE são de eixo único, ou seja, apenas um eixo fixo de um lado do motor, torna-se inviável a utilização de sensores de posição com precisão. Desse modo, técnicas sensorless tornam-se atrativas, uma vez que fornecem a posição angular estimada do rotor sem a necessidade de sensores mecânicos.

Em [14] os autores aplicam uma técnica sensorless baseada em observadores adaptativos para o controle de um MSIP. A posição angular do rotor é obtida por meio das FCEM estimadas no referencial estacionário. Em [13], os autores aplicam uma técnica de controle vetorial utilizando as FCEM no referencial estacionário como base para uma nova matriz de transformação para o referencial síncrono. As FCEM são obtidas por meio de estimadores de estados de ordem reduzida. Em [12], os autores aplicam uma técnica de controle vetorial sensorless em um motor brushless DC (BLDC), onde a posição angular estimada do rotor é corrigida por meio de PLLs e as FCEMs são estimadas por filtros de Kalman.

Como a FCEM dos MSIPs com FCEM não senoidal exibem um comportamento irregular, não é possível aplicar a mesma técnica utilizada em [14] para obter a posição angular do rotor. O motivo disso é que, ao aplicar a função arcotangente nas FCEM no referencial estacionário, a posição do rotor resulta em um comportamento com ondulações indesejáveis, não sendo viável a aplicação da transformação clássica de Park.

Desse modo, esse trabalho apresenta uma técnica de controle sensorless para estimar a velocidade a partir observadores de estado, sendo que a posição obtida não é em função das FCEMs no referencial estacionário e sim, em termos do fluxo concatenado. A posição do rotor obtida por meio desse modo apresenta um comportamento muito similar ao valor da posição real do rotor, tornando-se possível a aplicação da Transformada de Park para implementar o controle vetorial no referencial síncrono.

II. MODELO MATEMÁTICO DO MSIP COM FCEM NÃO SENOIDAL

As equações que descrevem o comportamento dinâmico do MSIP com ímãs alocados na superfície do rotor são bem conhecidas na literatura [15]–[17]. Dessa forma, considerando o circuito elétrico equivalente apresentado na Figura 1, é possível escrever as tensões de fase como:

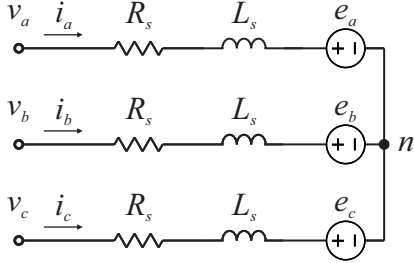


Figura 1. Circuito elétrico equivalente do MSIP.

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + \mathbf{e}_{abc}, \quad (1)$$

onde $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$, $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ e $\mathbf{e}_{abc} = [e_a \ e_b \ e_c]^T$ são as tensões, correntes e FCEM, respectivamente. O índice T representa a transposta da matriz, \mathbf{R}_s e \mathbf{L}_s são as matrizes de resistência (R_s) e de indutância (L_s) do estator. Devido à simetria dos enrolamentos conectados em Y, \mathbf{R}_s e \mathbf{L}_s são representadas respectivamente por:

$$\mathbf{R}_s = R_s \mathbf{I}_{3 \times 3}, \quad (2)$$

$$\mathbf{L}_s = L_s \mathbf{I}_{3 \times 3}, \quad (3)$$

onde $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ é uma matriz identidade.

O comportamento dinâmico mecânico é expresso por:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_c, \quad (4)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \quad (5)$$

onde J é o momento de inércia, T_e é o torque eletromagnético, T_c é o torque de carga, B é o coeficiente de atrito viscoso, ω_r é a velocidade angular mecânica do rotor e θ_r é a posição angular mecânica do rotor, representada por:

$$\theta_r = \frac{2}{P} \theta_e, \quad (6)$$

onde P é o número de polos e θ_e é a posição angular elétrica do rotor.

Considerando que o torque de borda e de relutância possam ser desprezados para fins de modelo, o torque eletromagnético pode ser determinado por:

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc}). \quad (7)$$

A FCEM pode ser determinada por:

$$\mathbf{e}_{abc} = K_e \mathbf{f}_{abc}(\theta_r) \omega_r, \quad (8)$$

onde K_e é a constante da FCEM e $\mathbf{f}_{abc}(\theta_r) = [f_a \ f_b(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \ f_c(\theta_r - \frac{2\pi}{3})]^T$ são funções normalizadas que representam a forma de onda da FCEM.

A. Referencial Estacionário

O modelo dinâmico do MSIP também pode ser representado no referencial estacionário a partir da Transformada de Clarke. A matriz de transformação invariante em potência é representada por:

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

As equações das tensões no referencial estacionário, bem como do torque eletromagnético, são obtidas ao aplicar a transformada da equação (9) nas equações (1) e (11), logo:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + L_s \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{e}_{\alpha\beta}, \quad (10)$$

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta}), \quad (11)$$

onde $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ e $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ são as tensões, correntes e FCEM no referencial estacionário, respectivamente.

Assim como as tensões $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, as correntes do estator no referencial estacionário podem ser representadas por:

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{R_s}{L_s} \mathbf{i}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} \mathbf{e}_{\alpha\beta}. \quad (12)$$

III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE SENSORLESS

Na estrutura clássica de controle vetorial para controle de velocidade de MSIPs, o sistema é normalmente composto por três malhas de controle. Duas malhas são de correntes e uma malha de velocidade. A dinâmica da malha de velocidade é lenta quando comparada com as malhas de corrente, para resultar em um sistema desacoplado. As malhas de corrente são controladas pelas correntes no referencial síncrono, ou seja, nos eixos direto e de quadratura. A transformada clássica utilizada para essa finalidade é a Transformada de Park que converte variáveis senoidais em variáveis contínuas, simplificando as leis de controle do sistema. A Transformada de Park é representada por:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Conforme observado na equação (13) a Transformada de Park é dependente da posição angular elétrica do rotor θ_e . Essa variável pode ser obtida por meio de sensores de posição acoplados no eixo mecânico do motor elétrico. Entretanto, em aplicações onde não é possível a utilização de sensores de posição, a posição angular do rotor deve ser estimada a partir de outras variáveis do sistema.

De acordo com a equação (5) a posição angular do rotor pode ser obtida pela integral de ω_r . Entretanto, em técnicas sensorless onde a velocidade do rotor é obtida por meio de filtros digitais, a posição angular do rotor estimada vai apresentar defasagem quando comparada com a posição angular real do rotor, devido a característica natural dos filtros de inserirem um atraso de fase no sistema. Dessa forma, quando a posição estimada é substituída na Transformada de Park, o sistema se torna instável.

Para MSIPs com FCEM senoidal, a posição angular do rotor θ_r pode ser obtida por meio de $e_{\alpha\beta}$. Ao aplicar a função arcotangente nessas variáveis, é possível obter θ_r . Por outro lado, se considerar um MSIP com FCEM não senoidal qualquer, a função arcotangente aplicada em $e_{\alpha\beta}$ resulta em um valor irregular para θ_r . A Figura 2 (a) ilustra $e_{\alpha\beta}$ de um MSIP com FCEM não senoidal, enquanto que em (b) é apresentada uma comparação entre a posição real do rotor (vermelho) e a posição estimada (azul) com ondulações indesejáveis. Devido a essa irregularidade, torna-se inviável aplicar a transformação para o referencial síncrono por meio da Transformada de Park.

Para contornar esse problema, é possível integrar as variáveis $e_{\alpha\beta}$ obtendo assim, os fluxos concatenados ($\lambda_{\alpha\beta}$) do motor. Dessa forma, o fluxo concatenado irá apresentar um comportamento mais senoidal quando comparado com $e_{\alpha\beta}$, permitindo o uso da função arcotangente de maneira adequada. Desse modo, é possível verificar na Figura 2 (d) um comportamento satisfatório da posição angular estimada do rotor θ_r (azul) quando comparada com a posição angular real do rotor (vermelho). Os fluxos concatenados $\lambda_{\alpha\beta}$ são apresentados na Figura 2 (c).

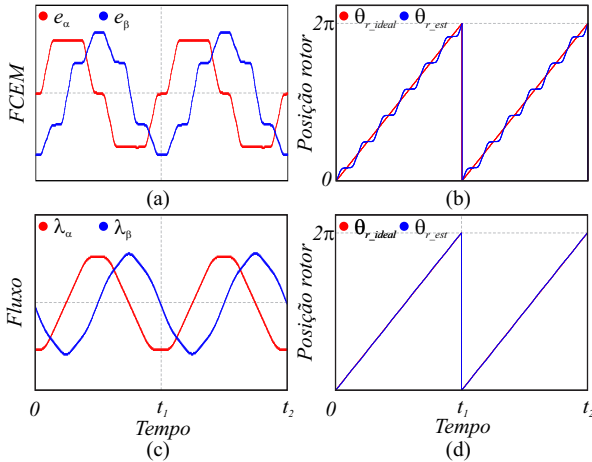


Figura 2. Posição angular do rotor a partir das FCEMs no referencial estacionário.

Embora a posição angular estimada do rotor tenha apresentado um bom desempenho a partir da integração de $e_{\alpha\beta}$, essas são variáveis internas do motor elétrico que apresentam dificuldades para serem medidas. Desse modo, uma solução para esse problema é a utilização de observadores de estado,

tanto para a corrente, quanto para a FCEM no referencial estacionário. As variáveis estimadas são utilizadas tanto para a obtenção da posição angular do rotor como para a obtenção da velocidade do rotor.

A. Observador de Corrente

O observador das correntes pode ser determinado por:

$$\frac{d\hat{i}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} v_{\alpha\beta} - \frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha\beta} + \hat{d}_{\alpha\beta}, \quad (14)$$

onde

$$\hat{d}_{\alpha\beta} = -\frac{1}{L_s} v_{\alpha\beta} + \frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha\beta} - h_1 \tilde{i}_{\alpha\beta}, \quad (15)$$

sendo $d_{\alpha\beta}^T = -\frac{1}{L_s} e_{\alpha\beta}^T$ e h_1 é o ganho de realimentação do observador. Os símbolos $\hat{\cdot}$ e $\tilde{\cdot}$ representam a variável estimada e o erro entre o valor estimado e o valor real, respectivamente. Para projetar o valor de h_1 , deve-se levar em consideração o erro dinâmico das correntes, logo:

$$\frac{d\tilde{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -h_1 \tilde{i}_{\alpha\beta} - \frac{di_{\alpha\beta}}{dt}. \quad (16)$$

Dessa forma, h_1 pode ser selecionado de modo que o erro dinâmico seja mais rápido que a derivada das correntes do estator. Se o ganho não for grande o suficiente, o erro do estimador vai impactar na malha fechada do sistema, afetando o desempenho do observador de FCEM. Além disso, é necessário levar em consideração o erro das FCEM. Como o valor real das FCEM não pode ser obtido, será utilizado um observador de FCEM equivalente. Assumindo que o observador de corrente converge para o valor real das correntes, o observador das FCEM equivalente pode ser definido como:

$$e_{\alpha\beta}^* = -L_s \hat{d}_{\alpha\beta}, \quad (17)$$

onde o símbolo * representa o valor equivalente. Dessa forma, devido ao comportamento de primeira ordem da equação (16), as correntes estimadas, assim como a FCEM equivalente podem ser obtidas de maneira satisfatória a partir de uma escolha apropriada para h_1 .

B. Observador de FCEM

Para o desenvolvimento do observador de FCEM, assume-se que a dinâmica mecânica é mais lenta que a dinâmica elétrica, permitindo escrever o modelo das FCEM no referencial estacionário como:

$$\frac{de_\alpha}{dt} = -\omega_e e_\beta, \quad (18)$$

$$\frac{de_\beta}{dt} = \omega_e e_\alpha, \quad (19)$$

onde ω_e é a velocidade elétrica do rotor. Assim, considerando que o observador de FCEM equivalente obtenha um resultado satisfatório, o observador para as FCEM é representado por:

$$\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\hat{\omega}_e e_\beta^* - h_2 \tilde{e}_\alpha, \quad (20)$$

$$\frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \hat{\omega}_e e_\alpha^* - h_2 \tilde{e}_\beta \quad (21)$$

onde h_2 é o ganho do observador. O ganho h_2 é determinado a partir das equações de erro no sistema em malha fechada. Novamente assume-se que as variáveis mecânicas são muito mais lentas que as dinâmicas elétricas do motor, resultando em $\frac{d\omega_e}{dt} = 0$. Dessa forma, o ganho h_2 por ser determinado por:

$$\frac{d\tilde{e}_\alpha}{dt} = -h_2 \tilde{e}_\alpha - e_\beta^* \tilde{\omega}_e, \quad (22)$$

$$\frac{d\tilde{e}_\beta}{dt} = -h_2 \tilde{e}_\beta + e_\alpha^* \tilde{\omega}_e. \quad (23)$$

A escolha do ganho h_2 é um procedimento direto, assim como realizado para h_1 . Com o valor adequado desse ganho, ocorre a convergência do observador de FCEM.

C. SVF para Estimação de Velocidade

Para a obtenção da velocidade do rotor, será considerado a relação entre as FCEM e suas derivadas. Abordagens similares podem ser verificadas em [13] e [18]. Diferentemente desses trabalhos, um Filtro de Variáveis de Estado (SVF) será considerado, em que a variável filtrada e as derivadas da FCEM no referencial estacionário são obtidas [19]. A função de transferência do SVF pode ser representada por:

$$G_{SVF} = \frac{\omega_c^2}{s + \omega_c^2}, \quad (24)$$

onde ω_c é a frequência angular de corte do filtro. Para que não ocorra a atenuação do valor filtrado, ω_c deve ser de 2 a 10 vezes o valor da frequência do sinal de entrada. Desse modo, a equação (24) pode ser reescrita em termos de equações de espaço de estados e posteriormente discretizada, conforme as equações (25) e (26), respectivamente. Nesse trabalho adotou-se o método de Euler para discretização.

$$\frac{d\mathbf{X}_{SVF}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X}_{SVF} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{in}, \quad (25)$$

$$\mathbf{X}_{SVF(k+1)} = (\mathbf{I}_{2 \times 2} + \mathbf{A}t_s)\mathbf{X}_{SVF(k)} + \mathbf{B}t_s\mathbf{u}_{in(k)}, \quad (26)$$

onde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_c^2 & -2\omega_c \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_c^2 \end{bmatrix}, \quad (28)$$

\mathbf{X}_{SVF} é o vetor de estados que contém a entrada filtrada e as derivadas dos próprios sinais de entrada. \mathbf{u}_{in} é o sinal de entrada do filtro, ou seja, $\mathbf{u}_{in} = [\hat{e}_\alpha \quad \hat{e}_\beta]^T$. t_s é o período de simulação e k representa o domínio discreto. A partir das FCEMs filtradas ($\hat{e}_{\alpha\beta}^f$) e de suas derivadas ($\frac{d\hat{e}_{\alpha\beta}^f}{dt}$), é possível escrever a velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) como:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{e}_\alpha^f \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} - \hat{e}_\beta^f \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt}}{(\hat{e}_\alpha^f)^2 + (\hat{e}_\beta^f)^2}. \quad (29)$$

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para verificar o desempenho da técnica sensorless proposta, foi considerado para simulação um MSIP com FCEM trapezoidal (BLDC). Os parâmetros do motor estão sumarizados na Tabela I. Como as técnicas sensorless apresentam dificuldades para operação em baixas velocidades, devido a FCEM apresentar um valor de baixa amplitude dificultando a estimação desse parâmetro, utilizou-se o controle I-f em malha aberta com base em [20]. Quando a velocidade atinge um valor adequado para a obtenção das FCEM, a técnica sensorless é acionada. Desse modo, as análises a seguir serão feitas em regime permanente com o intuito de verificar se a técnica proposta consegue estimar a posição angular do rotor e acompanhar a referência de velocidade. A Figura 3 ilustra como a técnica sensorless é implementada. O acionamento do motor BLDC é feito por meio de um inversor de tensão (VSI), utilizando modulação com abordagem geométrica. As tensões modeladas são comparadas com uma portadora na frequência de comutação de $10kHz$, gerando os sinais de comutação para as chaves do inversor. O controle do motor BLDC é realizado pela técnica de controle vetorial, com duas malhas de corrente nos eixos síncronos dq e uma malha de velocidade. Para cada uma das malhas foi adotado um controlador PI. A malha da corrente no eixo d possui uma corrente de referência $id^* = 0$, enquanto que a corrente de referência do eixo q (iq^*) é gerada a partir da malha externa de velocidade, resultando em um sistema multimalhas.

Tabela I
PARÂMETROS DO MOTOR BLDC

Parâmetros	Símbolos	Valores
Indutância do estator	L_s	2.76 mH
Resistência do estator	R_s	11.9 Ω
Constante da FCEM	k_e	0.1542 $\frac{V \cdot s}{rad}$
Número de Polos	P	4
Momento de inércia	J	7×10^{-6} kg.m ²
Coefficiente de atrito	B	0.001167 Nm.s

Para o projeto dos controladores PI, considera-se que a malha de corrente deve ser muito mais rápida que a malha de velocidade para que ocorra o desacoplamento entre as malhas. Além disso, o projeto dos controladores baseia-se em cancelar o polo das plantas. Para as malhas de correntes a frequência de corte é um décimo abaixo da frequência de comutação. Já para a malha de velocidade, foi considerado uma frequência de corte duas vezes mais rápida que a frequência da malha da dinâmica mecânica. Com o intuito de verificar o desempenho da técnica sensorless ao longo das simulações, as Figuras 4 e 5 ilustram o comportamento do estimador da corrente e do

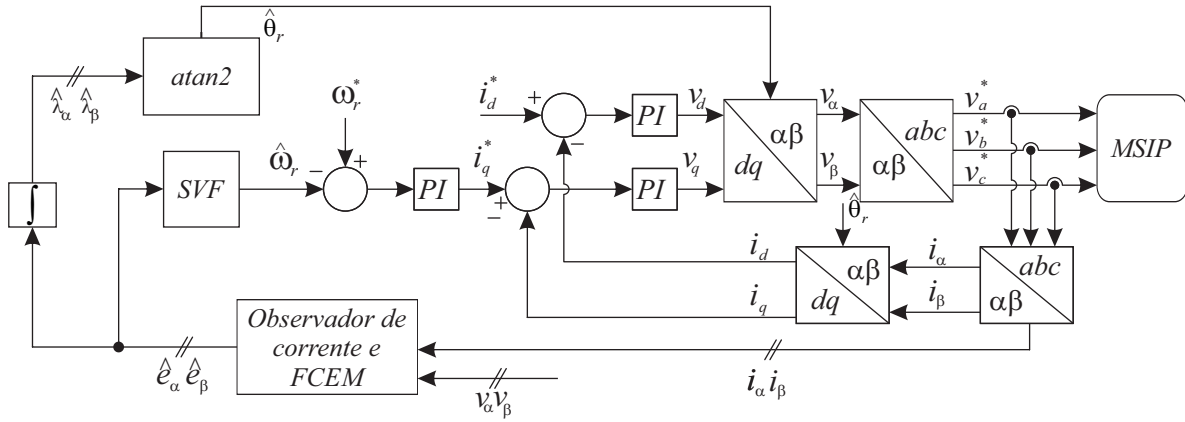


Figura 3. Diagrama de blocos do sistema de controle.

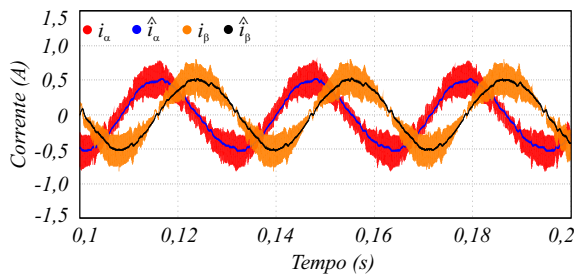


Figura 4. Correntes estimadas no referencial estacionário.

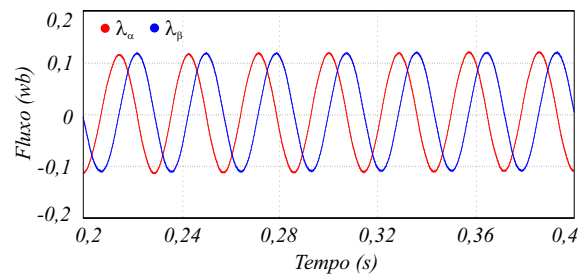


Figura 6. Fluxo concatenado no referencial estacionário.

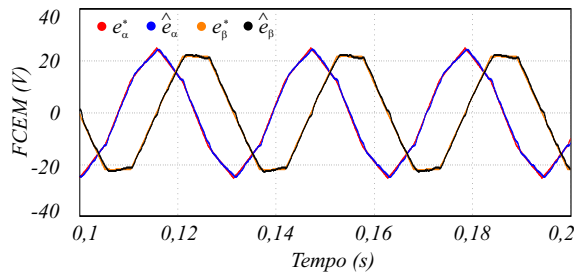


Figura 5. FCEMs estimadas no referencial estacionário.

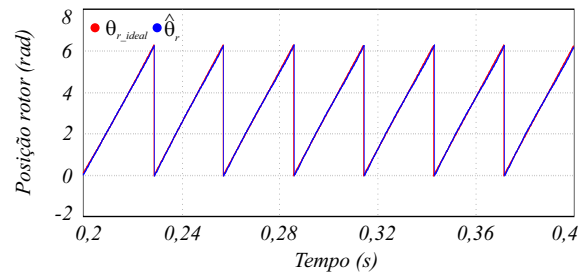


Figura 7. Posição do rotor estimada.

comportamento do estimador de FCEM, respectivamente. Os ganhos h_1 e h_2 foram ajustados para 2000.

Conforme observado nos resultados obtidos, tanto o observador de corrente quanto o observador de FCEM apresentaram resultados satisfatórios. Desse modo, o fluxo concatenado obtido a partir da integral da FCEM estimada pode ser representado na Figura 6. A posição angular estimada do rotor é calculada por meio da função arcotangente e seu resultado é comparado com a posição angular real do rotor na Figura 7.

A posição angular do rotor estimada apresentou comportamento muito similar com a posição real do rotor. Desse modo, $\hat{\theta}_r$ pode ser substituído na Transformada de Park para ser obtida as variáveis no referencial síncrono. Com o intuito de verificar se o controle de velocidade acompanha a referência desejada, foram aplicados quatro degraus de velocidade. Inicialmente, a velocidade de referência foi ajustada

para 100rad/s , em $0,15\text{s}$ é aplicado o primeiro degrau de velocidade elevando a velocidade de referência para 110rad/s , em $0,25\text{s}$ a referência de velocidade passa a ser 120rad/s , em $0,35\text{s}$ a velocidade de referência cai para 90rad/s e por fim, em $0,45\text{s}$ a velocidade de referência volta a ser 100rad/s . O comportamento da velocidade de referência ($\omega_{r,ref}$), da velocidade real (ω_r) e da velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) é ilustrada na Figura 8. O comportamento das correntes i_d e i_q para os respectivos degraus de velocidade é apresentado na Figura 9.

Com base nos resultados apresentados na Figura 8, a velocidade estimada consegue apresentar um bom desempenho quando comparada com a velocidade real. Além disso, a técnica sensorless mostrou-se capaz de seguir as referências de velocidade exibindo uma boa convergência para o valor desejado.

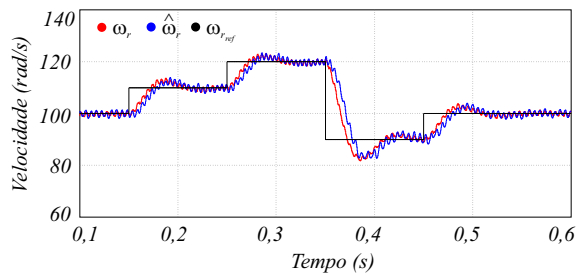


Figura 8. Velocidade do rotor estimada.

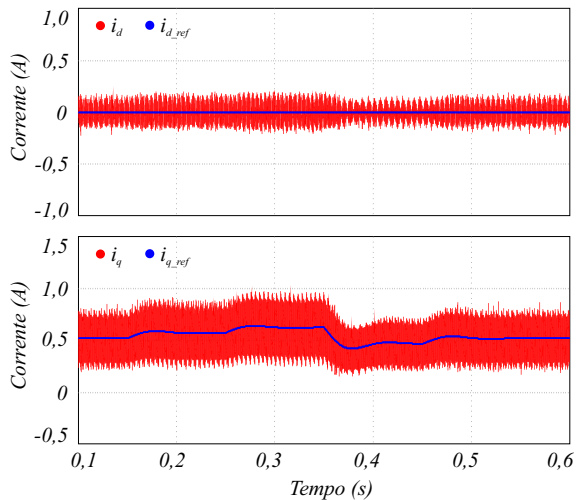


Figura 9. Correntes no referencial síncrono.

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um método de controle sensorless para motores de ímãs permanentes com FCEM não senoidal. A técnica sensorless é composta por um observador de corrente e um observador de FCEM no referencial estacionário. A velocidade é obtida por meio de um SVF de segunda ordem. Além disso, foi utilizado o fluxo concatenado para obter a posição angular do rotor eliminando variações indesejáveis, as quais são inviáveis à aplicação da Transformada de Park. Os ganhos associados aos observadores não apresentam complexidade para serem determinados, uma vez que possuem um comportamento de primeira ordem. Os resultados obtidos demonstraram que a técnica proposta apresenta uma boa viabilidade de aplicação, pois permite a utilização da estrutura clássica de controle vetorial para o controle de motores síncronos de ímãs permanentes com FCEM não senoidal.

AGRADECIMENTOS

Esse trabalho foi apoiado em partes pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Finance Code 001, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq - Projeto, 422026/2016-6), Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do RS (FAPERGS), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (PPGEE -

UFESM), INCT-GD e com financiamento CNPq (465640/2014-1), CAPES (23038.000776/2017-54) e FAPERGS (17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] C. C. Chan and Y. S. Wong, "Electric vehicles charge forward," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 2, no. 6, pp. 24–33, Nov 2004.
- [2] K. T. Chau, *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*. Singapore: IEEE Press, 2015.
- [3] J. F. Gieras and M. Wing, *Permanent Magnet Motor Technology: design and applications*. New York: CRC Press, 2002.
- [4] M. Fatu, R. Teodorescu, I. Boldea, G. Andreescu, and F. Blaabjerg, "I-f starting method with smooth transition to emf based motion-sensorless vector control of pm synchronous motor/generator," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2008, pp. 1481–1487.
- [5] T. Bernardes, V. F. Montagner, H. A. Gründling, and H. Pinheiro, "Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 1679–1691, April 2014.
- [6] S. Dwivedi and B. Singh, "Vector control vs direct torque control comparative evaluation for pmsm drive," in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India*, Dec 2010, pp. 1–8.
- [7] P. Kshirsagar, R. P. Burgos, J. Jang, A. Lidozzi, F. Wang, D. Boroyevich, and S. Sul, "Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for smpm machines in fan-type applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2402–2413, Nov 2012.
- [8] M. Lee and K. Kong, "Fourier-series-based phase delay compensation of brushless dc motor systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 525–534, Jan 2018.
- [9] C. Xia, Y. Wang, and T. Shi, "Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless dc motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 896–905, March 2013.
- [10] C. L. Baratieri and H. Pinheiro, "A novel starting method for sensorless brushless dc motors with current limitation," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Sep. 2012, pp. 816–822.
- [11] S. B. Ozturk and H. A. Toliyat, "Direct torque and indirect flux control of brushless dc motor," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 16, no. 2, pp. 351–360, April 2011.
- [12] T. E. P. de Almeida, G. T. de Paula, A. G. de Castro, W. C. A. Pereira, and J. R. B. d. A. Monteiro, "Sensorless vector control for bldc machine," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov 2017, pp. 1–6.
- [13] C. L. Baratieri and H. Pinheiro, "Sensorless vector control for pm brushless motors with nonsinusoidal back-emf," in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sep. 2014, pp. 915–921.
- [14] C. J. V. Filho, F. P. Scalcon, T. S. Gabbi, and R. P. Vieira, "Adaptive observer for sensorless permanent magnet synchronous machines with online pole placement," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov 2017, pp. 1–6.
- [15] P. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd ed. United States of America: Wiley-IEEE Press, 2002.
- [16] C. L. Xia, *Permanent Magnet Brushless Dc Motor Drives and Controls*, 1st ed. China: John Wiley and Sons Singapore, 2012.
- [17] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Virginia, U.S.A.: CRC Press, 2010.
- [18] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 57–65, Feb 2006.
- [19] C. C. Gastaldini, R. P. Vieira, R. Z. Azzolin, and H. A. Gründling, "An adaptive feedback linearization control for induction motor," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Sep. 2010, pp. 1–6.
- [20] C. L. Baratieri and H. Pinheiro, "An i-f starting method for smooth and fast transition to sensorless control of bldc motors," in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Oct 2013, pp. 836–843.