

# IMPLEMENTAÇÃO EM FPGA DE UM OBSERVADOR DE FLUXO ADAPTATIVO PARA ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE EM PMSM APLICADO NO DTC

SÉRGIO V. FARIAS, EDSON A. BATISTA, VALMIR M. PEREIRA, CRISTIANO Q. ANDREA

*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Mato Grosso do Sul  
Caixa Postal 549, 79070-900, Campo Grande, MS, Brasil*

*E-mails: sertone@gmail.com, edson@del.ufms.br, valmir@del.ufms.br, quevedo\_unesp@yahoo.com.br*

**Abstract**— The DTC control application is growing due to its great torque control. PMSM have been used in high performance variable frequency drives, especially for electric or hybrid operated vehicles. This paper presents a PMSM velocity and stator magnetic flux estimation strategy based on non-linear full order state observer, with velocity estimation loop, applied to DTC control. The estimator is implemented in programmable logic. The full order state observer is applied a direct torque control using a MATLAB-SIMULINK and ModelSim co-simulation in a closed loop system. Simulation results validate the digital implementation of the proposed observer.

**Keywords**— FPGA, PMSM, Simulink, ModelSim, State Observer, Velocity Estimation, Direct Torque Control.

**Resumo**— O controle DTC é uma estratégia de controle para máquinas elétricas que vem se destacando devido ao alto desempenho no controle do torque eletromagnético produzido na máquina. O PMSM vem sendo utilizado em aplicações que exigem acionamento de alta performance, especialmente veículos híbridos ou elétricos. Este artigo apresenta uma estratégia de estimação de velocidade e do fluxo magnético do estator de um PMSM, baseada no desenvolvimento de um observador de estados não-linear de ordem completa, com malha de adaptação de velocidade, aplicado ao controle DTC. O estimador proposto é implementado em lógica programável. São apresentados resultados de co-simulação do observador em malha fechada com o controle de torque direto através da simulação conjunta MATLAB-SIMULINK e ModelSim.

**Palavras-chave**— FPGA, PMSM, Motor Síncrono de Ímã Permanente, Simulink, ModelSim, Observador de Estado, Estimador de Velocidade, Controle de Torque Direto.

## 1 Introdução

O motor síncrono de ímã permanente ou PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) vem se destacando em aplicações que exigem acionamento de alta performance, especialmente veículos híbridos ou elétricos (Malaizé & Dib & Toru, 2010).

Devido ao uso de ímãs, o PMSM não possui enrolamento do rotor, eliminando as perdas próprias deste. Dessa forma, é mais eficiente do que o motor de indução (Malaizé & Dib & Toru, 2010). Possui alta relação torque/inércia, pouca necessidade de manutenção, por não utilizar escovas, e elevada capacidade de torque (Gupta & Gupta, 2012).

Outra característica do PMSM, que se deve ao uso de ímãs permanentes, é a ausência do controle de corrente do rotor presente em motores síncronos convencionais. Com base nestas características, são utilizadas técnicas de controle vetorial e controle de torque direto, as quais simplificam o controle do torque gerado (Ozcira & Bekiroglu & Senol, 2012).

O controle de torque direto ou DTC (*Direct Torque Control*) foi proposto por Takahashi (1986) como uma alternativa ao controle por orientação de campo. Inicialmente, a técnica do DTC era utilizada em moto-

res de indução, porém a partir do final da década de 90 começou a ser utilizada em motores síncronos de ímã permanente (Zhao & Peng, 2007).

O DTC vem apresentado melhores resultados no controle de velocidade do motor quando comparado ao controle vetorial, permitindo um controle do torque rápido com elevado torque em baixas velocidades e alta sensibilidade no controle da velocidade (Gupta & Gupta, 2012). Uma das desvantagens desta técnica é a geração de um elevado nível de ruído do torque produzido, ocasionado pelo grande número de chaveamentos no conversor fonte de tensão. Portanto, foram propostas várias técnicas que possibilitam uma redução no número de chaveamentos do conversor de modo a reduzir este ruído (Zaimeddine & Undelan, 2010); (Zelechowski, 2005); (Ozkop & Okumus, 2008).

A base do controle de torque direto é controlar diretamente o fluxo concatenado, produzido pelas interações do fluxo do estator e do fluxo gerado pelos ímãs permanentes, e o torque produzido. Neste aspecto, são utilizadas técnicas de estimação do fluxo e torque, através da modelagem do motor (Malaizé & Dib & Toru, 2010).

Dentre as várias técnicas de estimação, tem-se destacado o uso de observadores de estado não-linear, com uso de mecanismo de adaptação de velocidade. Isto se deve a menor susceptibilidade a ruído, maior

flexibilidade proporcionada pela estrutura do observador e o fato da estabilidade ser analisada com rigorosa teoria de controle (Po-ngam & Sangwongwanich, 2012).

O presente artigo utiliza o DTC, combinado com a técnica de modulação de vetores de tensão ou SVM (*Space Vector Modulation*), para acionar o PMSM através de um conversor fonte de tensão de dois níveis. Para a estimação do fluxo e torque é utilizado um observador não-linear de ordem completa com mecanismo de adaptação de velocidade, como proposto por Po-ngam (2012), o qual demonstra a convergência do erro do observador. O observador é implementado em linguagem de descrição de *hardware*, e a validação do sistema completo é realizada através da simulação conjunta entre o MATLAB-SIMULINK e o ModelSim.

## 2 Modelagem do PMSM

A modelagem do PMSM normalmente é realizada no referencial dq. Porém, neste artigo é utilizado o referencial estacionário  $\alpha\beta$ . Estes referenciais são ilustrados na figura 1 (Swierczynski & Kazmierkowski & Blaabjerg, 2002).

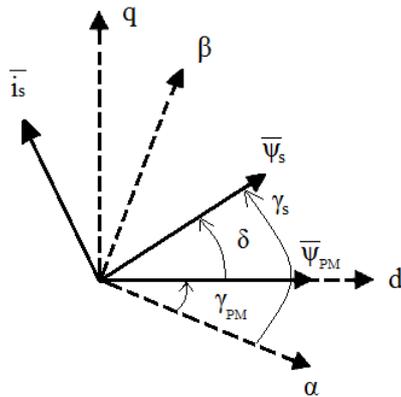


Figura 1. Diagrama Vetorial do PMSM

Dessa forma, a partir da representação vetorial, as equações do motor, no referencial estacionário, são apresentadas em (1)-(3) (Jung & Park & Kim & Youn, 2008); (Lino, 2006); (De-xi & Yan-cheng & Fan-jin & Hai-yan, 2008).

Na equação (1),  $R_s$  é a resistência do enrolamento do estator por fase e  $\bar{v}_s$  representa o vetor espacial da tensão do estator. Esse vetor normalmente é representado como um número complexo ou por variáveis de estado. Assim,  $\bar{v}_s = v_s \alpha + v_s \beta \cdot j$  ou  $\bar{v}_s = [v_s \alpha \ v_s \beta]^T$ , onde  $j = \sqrt{-1}$ . De modo similar a  $\bar{v}_s$ , nas equações (1)-(3),  $\bar{i}_s$  é o vetor espacial da corrente do estator,  $\bar{\psi}_s$  é o vetor espacial do fluxo magnético do estator e  $\bar{\psi}_{PM}$  é o vetor espacial do fluxo magnético gerado pelos ímãs permanentes do rotor.

Na equação (3),  $T_e$  é o torque elétrico produzido,  $p$  é número de par de pólos e  $L$  é a indutância de enrolamento do estator.

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (1)$$

$$\bar{\psi}_s = L \bar{i}_s + \bar{\psi}_{PM} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3p}{2L} |\bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_{PM}| \quad (3)$$

## 3 Modelagem do Observador de Fluxo

### 3.1 Modelo do PMSM em forma de variáveis de estado

Para o projeto do observador é necessário transformar as equações do motor (1)-(2) em forma de equação de estados (4).

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t) \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(k) &= C \cdot x(t) \end{aligned} \quad (4)$$

$$A(t) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L}\right)I_2 & -\frac{p\omega_m(t)}{L}J \\ 0_2 & p\omega_m(t)J \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}I_2 \\ 0_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$C = [I_2 \quad 0_2] \quad (8)$$

Nas equações (4)-(8),  $u = [v_s \alpha \ v_s \beta]^T$  é o vetor de entrada, que corresponde a tensão aplicada ao estator;  $x = [i_s \alpha \ i_s \beta \ \psi_{PM} \alpha \ \psi_{PM} \beta]^T$  é o vetor de estados do motor representado pelas correntes do estator e fluxo magnético gerado pelos ímãs;  $y = [i_s \alpha \ i_s \beta]^T$  é o vetor de saída;  $I_2$  é a matriz identidade de ordem 2 e  $0_2$  é a matriz nula de ordem 2 (Vas, 1998); (Comanescu & Batzel, 2009); (Po-ngam & Sangwongwanich, 2012).

### 3.2 Modelo do Observador de Estados

O projeto do observador de estados, para o motor PMSM, baseia-se na utilização das matrizes dinâmicas dadas em (5)-(8). Deste modo, utiliza-se a descrição do observador por meio de espaço de estado conforme descrito em (9) (Vas, 1998); (Po-ngam & Sangwongwanich, 2012).

$$\begin{aligned}\hat{\dot{x}}(t) &= \hat{A}(t) \cdot \hat{x}(t) + B \cdot u(t) + G \cdot (y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) &= C \cdot \hat{x}(t)\end{aligned}\quad (9)$$

Sendo que  $\hat{\cdot}$  indica variáveis estimadas e o parâmetro  $G$  corresponde ao ganho do observador.

De (9) pode-se observar que o ganho do observador atua no erro de saída, e neste caso, é o erro entre a corrente do estator e corrente do estator estimada.

A escolha da matriz de ganhos  $G$  foi demonstrada por Po-ngam (2012), o qual, através da escolha de certos parâmetros, possibilita o projeto por alocação de pólos.

### 3.3 Sistema de Adaptação da Velocidade

Como a velocidade mecânica do rotor é uma função do tempo, então o sistema de equações do motor torna-se não linear. Considera-se que todos os outros parâmetros do motor são conhecidos e não variam com o tempo.

Assim é definido um mecanismo adicional de estimação de velocidade de modo a evitar a sua medição. Esse mecanismo corresponde a uma expressão que respeite as condições de estabilidade assintótica de Lyapunov (Vas, 1998); (Guidi & Umida, 2000).

O mecanismo de adaptação é dado pelas equações (10) – (12) de acordo com (Po-ngam & Sangwongwanich, 2012).

$$\hat{\omega}_m(t) = K_p e(t) + K_I \int_{\tau=0}^t e(\tau) d\tau \quad (10)$$

$$e(t) = \psi_{PM} \beta(t) \cdot e_s \alpha(t) - \psi_{PM} \alpha(t) \cdot e_s \beta(t) \quad (11)$$

Sendo:

$$\begin{bmatrix} e_s \alpha \\ e_s \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \alpha \\ i_s \beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{i}_s \alpha \\ \hat{i}_s \beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

### 3.4 Cálculo do Observador

Uma vez projetado o observador, é necessário um procedimento de discretização das equações descritas nas Seções 3.1, 3.2 e 3.3. Na figura 2 tem-se um diagrama de blocos do cálculo do observador discreto.

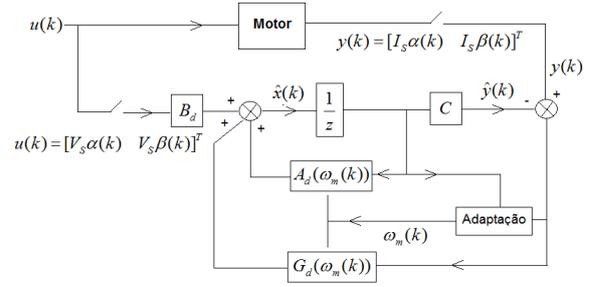


Figura 2. Observador de Estados Discreto

As matrizes  $A_d$ ,  $G_d$  e  $B_d$ , correspondem às versões discretas de  $A$ ,  $G$  e  $B$ , respectivamente. Essas novas matrizes são dependentes do tempo de amostragem (Vas, 1998).

## 4 Controle DTC-SVM

### 4.1 Controle DTC

O DTC utiliza como base o trabalho originalmente descrito por Takahashi (1986) para motores de indução. Neste trabalho fica claro o desacoplamento do controle de torque e fluxo, através da determinação da trajetória do vetor de fluxo magnético do estator. Esta técnica vem sendo utilizada em motores síncronos de ímã permanente (Akhil & Vijayakumari, 2012).

A atualização do vetor de fluxo magnético do estator é realizada indiretamente através do vetor de tensão aplicado ao estator, de acordo com as equações (13) e (14), determinadas a partir de uma discretização da equação (1) (Zelechowski, 2005); (Swierczynski & Kazmierkowski & Blaabjerg, 2002).

$$v_s \alpha_{REF} = \frac{|\bar{v}_{S REF}| \cos(\gamma_s + \Delta\delta) - |\bar{v}_s| \cos(\gamma_s)}{T_s} + R_s \cdot i_s \alpha \quad (13)$$

$$v_s \beta_{REF} = \frac{|\bar{v}_{S REF}| \sin(\gamma_s + \Delta\delta) - |\bar{v}_s| \sin(\gamma_s)}{T_s} + R_s \cdot i_s \beta \quad (14)$$

Sendo:

$\bar{v}_{S REF}$ : Vetor de fluxo magnético do estator de referência

$T_s$ : Intervalo de tempo para chaveamento

$\Delta\delta$ : Variação do ângulo de carga ( $\delta$ )

No DTC-SVM, de acordo com as equações (13) e (14), o vetor de tensão é calculado, a cada intervalo de chaveamento, através dos erros de fluxo e torque. Esse vetor é gerado através da modulação de vetores espaciais ou SVM (*Space Vector Modulation*) aplicado a um conversor de frequência tipo fonte de tensão, como pode ser visto nas figuras 3 e 4.

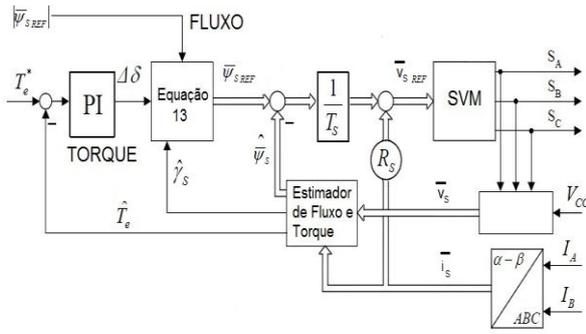


Figura 3. Controlador DTC-SVM

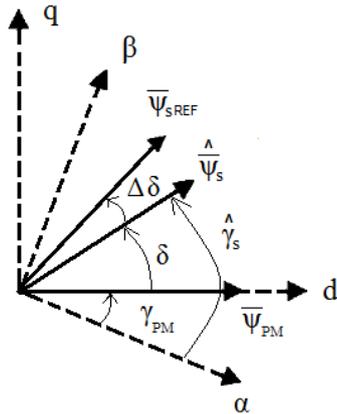


Figura 4. Diagrama vetorial do DTC

#### 4.2 Space Vector Modulation (SVM)

O controle DTC-SVM utiliza o SVM para gerar a referência de tensão, que será aplicada ao estator através do acionamento das chaves do conversor de frequência. Com este algoritmo tem-se um menor número de chaveamentos em comparação com os métodos de PWM (*Pulse Width Modulation*) convencionais (Zelechowski, 2005).

O uso do SVM possui inúmeras vantagens como: melhor aproveitamento da alimentação de corrente contínua do conversor, baixo ruído no torque gerado, baixa distorção harmônica nas correntes alternadas do motor e baixa perda por chaveamento (Filho, 2007).

Na figura 5 são mostrados os vetores de tensão gerados para um conversor fonte de tensão de dois níveis. O SVM é baseado no chaveamento entre dois vetores ativos adjacentes e um vetor nulo durante um período  $T_s$ . Dessa forma os vetores de tensão determinam um conjunto de 6 setores.

A relação entre os tempos de chaveamento e o diagrama vetorial é mostrada na equação 15.

$$T_s \cdot \bar{V}_s = t_1 \cdot \bar{V}_1 + t_2 \cdot \bar{V}_2 \quad (15)$$

Pela geometria da figura 5, e utilizando a equação 15, os tempos  $t_1$  e  $t_2$  são calculados pelas equações (16)- (19).

$$t_1 = T_s M \frac{\sin(\pi/3 - \gamma)}{\sin(\pi/3)} \quad (16)$$

$$t_2 = T_s M \frac{\sin(\gamma)}{\sin(\pi/3)} \quad (17)$$

$$t_0 = t_7 = T_s - t_2 - t_1 \quad (18)$$

$$M = \frac{|\bar{V}_s|}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC}} \quad (19)$$

O parâmetro  $M$  é o índice de modulação,  $t_0$  e  $t_7$  são os vetores nulos necessários para completar um intervalo  $T_s$ .

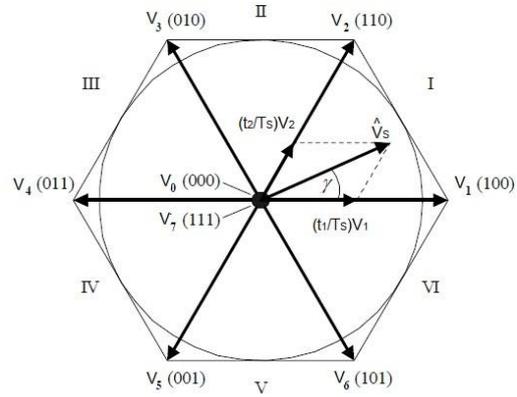


Figura 5. Vetor de referência e tempos de chaveamento

O vetor de referência  $V_s$  é amostrado em intervalos de tempo igualmente espaçados de  $T_s$ . Dentro deste tempo o conversor de frequência é chaveado para um novo estado calculado e permanece neste estado até o próximo intervalo de amostragem. O procedimento se repete para a próxima amostra, de modo que o vetor médio gerado no motor seja igual ao vetor de referência  $V_s$ , em termos de magnitude e fase.

### 5 Resultados da Co-Simulação do Algoritmo Proposto em Simulink/ModelSim

Visando a síntese em um FPGA, o conjunto de equações do observador descrito na seção 3 foi desenvolvido em linguagem de descrição de hardware. Desta forma, para validação desta síntese, foi realizada a simulação do observador trabalhando em conjunto com o controle DTC descrito na seção 4. Essa validação foi possível por meio da co-simulação entre o MATLAB-SIMULINK e o ModelSim.

O estimador de fluxo, necessário para o funcionamento do controle DTC, foi realizado pelo observador através de um bloco do SIMULINK, que envia e

recebe os dados do ModelSim, o qual simula o observador descrito em linguagem de *hardware*. Assim, todo o equacionamento descrito na seção 4 para o controle DTC-SVM foi desenvolvido em blocos do simulink. Na figura 6 é mostrado o diagrama de blocos do sistema completo no SIMULINK.

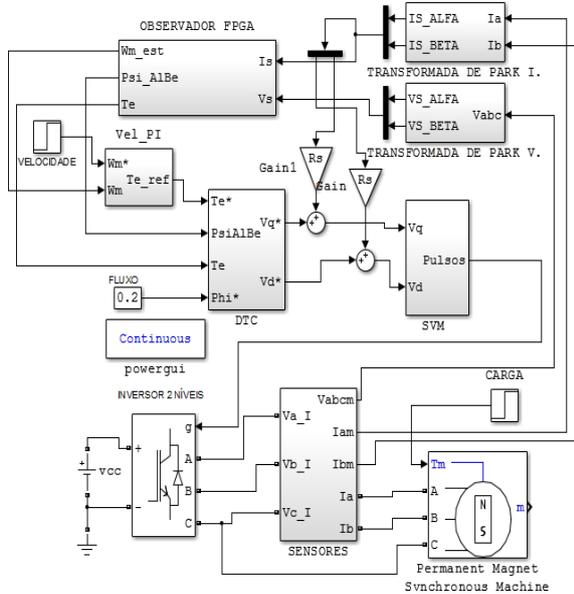


Figura 6. Controle DTC-SVM no SIMULINK

Para fins de simulação foram utilizados os parâmetros do motor indicados na tabela 1.

O conversor de frequência foi alimentado com uma tensão CC de 200 V. O tempo de chaveamento foi de 10 kHz.

A figura 7 mostra a resposta a um degrau de velocidade de 50 RPM para 200 RPM no instante 0,1s. O motor roda a vazio até o instante 0,2s, onde é aplicado um torque de carga de 3 Nm. Percebe-se que o observador estimou a velocidade do motor permitindo que o controle DTC-SVM funcionasse corretamente. O controle conseguiu se adaptar a carga aplicada no instante 0,2s, mantendo a velocidade praticamente constante.

Os estados estimados pelo observador são mostrados na figura 8. No gráfico, o valor estimado corresponde a saída gerada pelo ModelSim, a qual foi utilizada pelo DTC, e o valor do motor corresponde ao valor gerado pelo SIMULINK, quando medido no motor. Na figura 9 pode-se visualizar a trajetória do vetor de fluxo magnético do estator.

É importante ressaltar que a simulação temporal do observador, no ModelSim, utilizou um *clock* de 50 MHz e a amostragem dos valores de tensão do motor foram realizadas a cada 100kHz. A lógica simulada foi sintetizada no Quartus da ALTERA, sendo utilizado um FPGA da família CYCLONE III, e o projeto utilizou cerca de 55000 elementos lógicos.

Tabela 1. Parâmetros do PMSM.

Fluxo Magnético Imãs	0,264 Wb
Resistência do Estator	0,692 $\Omega$
Indutância do Estator	0,006 H
Número de Par de Pólos	3
Momento de Inércia	0,003 Kg. m <sup>2</sup>
Corrente de Fase	6A (rms)
Tensão de Fase	70V (rms)

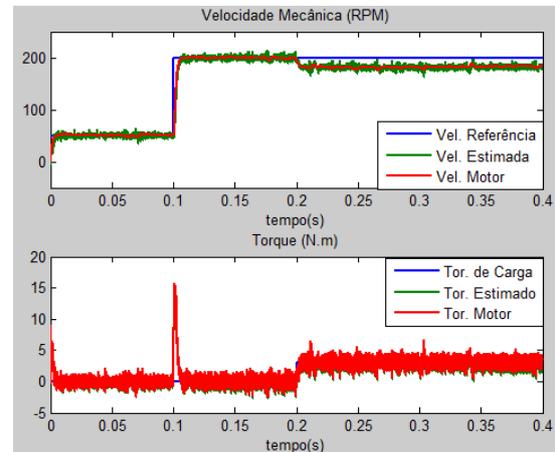


Figura 7. Torque e velocidade estimados

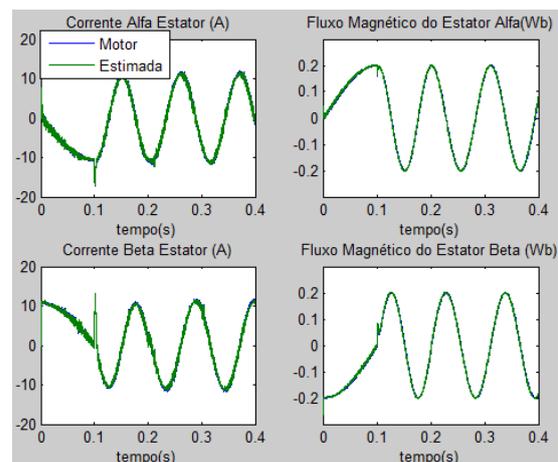


Figura 8. Fluxo magnético e corrente do estator

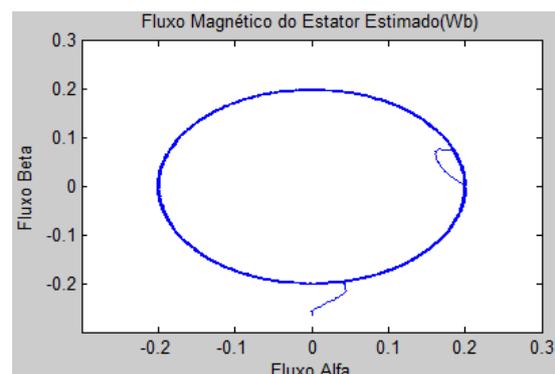


Figura 9. Fluxo magnético e corrente do estator

## 6 Conclusão

Neste trabalho foi validado, através de simulação, um observador de estados adaptativo aplicado ao controle de torque direto de um motor síncrono de imã permanente.

O observador foi sintetizado utilizando as novas definições do padrão VHDL 2008 permitindo o uso de processamento em ponto fixo. Isso permitiu gerar um projeto mais compacto, ou seja, com menos número de elementos lógicos em comparação com o processamento de ponto flutuante. Devido a maior simplicidade do uso do ponto fixo, a lógica sintetizada consegue processar em frequências mais elevadas. Neste artigo a lógica trabalhou a 100 kHz. Na prática essa velocidade seria limitada pela velocidade do circuito de aquisição de dados acoplado ao motor.

### Referências Bibliográficas

- Akhil, I. R. and Vijayakumari, C. K. (2012) Modified Direct Torque Control Scheme for PMSM. IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, pp. 1-6.
- Comanescu, M. and Batzel, T. D. (2009), Reduced Order Observers for Rotor Position Estimation of Nonsalient PMSM. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 1346-1351.
- De-xi, S.; Yan-cheng, L.; Fan-jin, S. and Hai-yan, Z. (2008), Study on DTC-SVM of PMSM Based on Propeller Load Characteristic. World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 6445-6449.
- Filho, N. P. (2007). Técnicas de Modulação por Largura de Pulso Vetorial para Inversores de Fonte de Tensão. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Itajubá. Minas Gerais-MG.
- Guidi, G. and Umida H. (2000). A novel stator resistance estimation method for speed-sensorless induction motor drives. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, pp. 1619-1627.
- Gupta, N. P. and Gupta, P. (2012). Performance Analysis of Direct Torque Control of PMSM Drive using SVPWM - Inverter. IEEE International Conference on Power Electronics, pp. 1-6.
- Jung, S.; Park, J.; Kim, H. and Youn, M. (2008). Improved Rotor Position Estimation employing Voltage Distortion Compensation for Sensorless PMSM Drives at Low Speed. IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 4243-4248.
- Lino, I. R. R. (2006). Análise das Correntes do PMSM Acionado pelo Controle do Inversor de Modo Dual na Região de Potência Constante para Avaliação do Torque Pulsante. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Mato Grosso do Sul. Campo Grande-MS.
- Malaizé, J.; Dib, W. and Toru, S. (2010). Adaptive Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Automotive Applications. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1-6.
- Ozcira, S.; Bekiroglu, N. and Senol, I. (2012). Dynamic Performance and Analysis of Direct Torque Control Method Based on DSP for PMSM Drives. International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 1-5.
- Ozkop, E. and Okumus, H. I. (2008). Direct torque Control of Induction Motor Using Space Vector Modulation (SVM-DTC). Power System Conference MEPCON 12<sup>th</sup> international Middle-East; pp. 368- 372.
- Po-ngam, S. and Sangwongwanich, S. (2012) Stability and Dynamic Performance Improvement of Adaptive Full-Order Observers for Sensorless PMSM Drive. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, pp. 588-600.
- Swierczynski, D.; Kazmierkowski, M. P. and Blaabjerg, F. (2002). DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM). IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol. 3, pp. 723-727.
- Takashi, I. and Noguchi, T. (1986), A new quick-response and high-efficiency control of an induction motor, IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-22, no.5, pp. 820-827.
- Vas, P. (1998), Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press. New York.
- Zaimeddine, R. and Undeland, T. (2010). DTC Control Schemes for Induction Motor fed by Three-Level NPC-VSI Using Space Vector Modulation. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives and Motion.
- Zelechowski, M. (2005). Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC\_SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive. Ph.D. Thesis. Warsaw University of Technology, Poland.
- Zhao, S. and Peng, X. (2007). A Modified Direct Torque Control Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with Modified 4-order Sliding Mode Observer. IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 1207-1212.