ACIONAMENTO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA UTILIZANDO ESTRATÉGIA DE CONTROLE DIRETO DE FLUXO E CONJUGADO

F. Salvadori[1], C.B. Jacobina[2], A.M.N. Lima[2] and Talvanes M. Oliveira[2]
[1]UNIJUÍ/DeTEC/NEE - Ijuí, RS.
[2]UFPB/CCT/DEE/LEIAM - CampusII - Caixa Postal 10105
58.109-970 Campina Grande, PB, Brasil.
Fax: +55-83-3101015 - {jacobina,marcus,fabiano@dee.ufpb.br}

Resumo **- Neste trabalho, é proposta uma estratégia de controle *DTC* baseada no controle do fluxo estatórico para controlar a excitação magnética e o escorregamento para o controle do conjugado eletromagnético. O fluxo estatórico é obtido através de um observador em malha aberta modelo em tensão e o conjugado eletromagnético é obtido através do modelo em regime permanente. São apresentados resultados experimentais para demonstrar a viabilidade do esquema proposto. Estes resultados foram considerados satisfatórios para funcionamento tanto em regime transitório como em regime permanente.**

Abstract **- The use of the direct torque control strategy based on the stator flux to provide the magnetic excitation and with the slip to control the electromagnetic torque is investigated. The stator flux is obtained with an open-loop estimator based on the voltage model and the electromagnetic torque is obtained by using a steady-state model. Selected experimental results are presented to demonstrated the feasibility of the proposed scheme. The achieved performance of the drive system was considered to be satisfactory either in dynamic as well as in steady-state operations.**

I. NOMENCLATURA E PARÂMETROS DA MÁQUINA

$\mathbf{v_s^g} = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$ - vetor tensão estatórica;
$\mathbf{i_s^g} = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ - vetor corrente estatórica;
$\boldsymbol{\phi}_\mathbf{s}^\mathbf{g} = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$ - vetor fluxo estatórico;
$\boldsymbol{\phi}_\mathbf{s}, \mathbf{i_s}$ - magnitude fluxo e corrente estatórica;
$\mathbf{i_{s123}}$ - vetor corrente estatórica trifásica;
ω_a, δ_a - velocidade/ângulo vetor fluxo estatórico;
ω_b, δ_b - velocidade/ângulo vetor fluxo rotórico;
ω_r, δ_r - velocidade/ângulo eixo rotórico;
ω_g, δ_g - velocidade/ângulo eixos dq;

Potência (*)	$P_a = 0,25kW$
Freqüência nominal (*)	$f = 60Hz$
Conjugado nominal (*)	$C_n = 0,15kgm$
Constante de inércia (*)	$J_m = 0,0014kgm^2$
Coeficiente de atrito (*)	$F_a = 0,000764kgm$
Fluxo estatórico nominal (#)	$\boldsymbol{\phi}_\mathbf{s} \cong 0,4Wb$
Resistência estatórica (#)	$r_s = 26,77\Omega$
Resistência rotórica (#)	$r_r = 26,37\Omega$
Indutância estatórica (#)	$l_s = 0,5211H$
Indutância rotórica (#)	$l_r = 0,5256H$
Indutância mútua (#)	$l_m = 0,4977H$
Número de pares de pólos (*)	$P = 2$

Tabela 1 Parâmetros da máquina assíncrona.

ω_i, δ_i - velocidade/ângulo vetor corrente estatórica;
ω_v, δ_v - velocidade/ângulo vetor tensão estatórica;
C_e, C_c - conjugados eletromagnético e de carga;
*, ^- grandezas de referência e estimadas;

Definição vetorial similar é aplicada para as variáveis rotóricas substituindo o subscrito s pelo subscrito r.

Os parâmetros da máquina, foram obtidos através de catálogo (*) do fabricante (EBERLE®) e de ensaios (#) clássicos e métodos de estimação de parâmetros:

II. INTRODUÇÃO

Acionamentos elétricos estáticos utilizando máquinas assíncronas são empregados industrialmente em controles de movimento de sistemas mecânicos há muito tempo. Inicialmente, eram utilizados apenas em aplicações de grande porte e onde não era necessário um controle muito preciso, seja de conjugado, velocidade ou posição.

As técnicas de controle das máquinas assíncronas propostas na literatura podem ser classificados basicamente em duas categorias: 1) Controle escalar e 2) Controle Vetorial. Dentro do controle vetorial citam-se: Controle com Orientação Indireta pelo Campo ($IFOC$); Controle com Orientação Direta pelo Campo ($DFOC$); e, Controle Direto de Fluxo e Conjugado (DTC).

A estratégia DTC baseia-se no controle a fluxo estatórico [1], [2], [3], [4]. Porém, em [4], as componentes de fluxo estatórico são as variáveis de controle tendo o vetor fluxo rotórico como eixo de referência do modelo de atuação.

Neste trabalho, é proposta uma estratégia de controle direto de fluxo e conjugado, de implementação totalmente discreta, utilizando controladores PI convencionais e modulação PWM escalar.

III. MODELO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA

O modelo dinâmico em tempo contínuo da máquina assíncrona, em coordenadas dq, num referencial genérico (sobrescrito g) é

$$\mathbf{v_s^g} = r_s \mathbf{i_s^g} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\phi}_\mathbf{s}^\mathbf{g} + j\omega_g \boldsymbol{\phi}_\mathbf{s}^\mathbf{g} \quad (1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i_r^g} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\phi}_\mathbf{r}^\mathbf{g} + j(\omega_g - \omega_r)\boldsymbol{\phi}_\mathbf{r}^\mathbf{g} \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\phi}_\mathbf{s}^\mathbf{g} = l_s \mathbf{i_s^g} + l_m \mathbf{i_r^g} \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\phi}_\mathbf{r}^\mathbf{g} = l_r \mathbf{i_r^g} + l_m \mathbf{i_s^g} \quad (4)$$

Efetivando-se as transformações adequadas, obtém-se as expressões de corrente estatórica e rotórica no referencial genérico,

$$\mathbf{i_s^g} = \frac{\boldsymbol{\phi}_\mathbf{s}^\mathbf{g}}{\sigma l_s} - \frac{l_m \boldsymbol{\phi}_\mathbf{r}^\mathbf{g}}{\sigma l_s l_r} \quad (5)$$

$$\mathbf{i_r^g} = \frac{\boldsymbol{\phi}_\mathbf{r}^\mathbf{g}}{\sigma l_r} - \frac{l_m \boldsymbol{\phi}_\mathbf{s}^\mathbf{g}}{\sigma l_s l_r} \quad (6)$$

onde $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$ é o coeficiente de dispersão.

$$C_e = P\left(i_{sq}^s \phi_{sd}^s - i_{sd}^s \phi_{sq}^s\right) \quad (7)$$

$$P(C_e - C_c) = J_m \frac{d}{dt}\omega_r + F_a \omega_r \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt}\delta_r = \omega_r \quad (9)$$

O diagrama vetorial instantâneo da máquina mostrando as relações relevantes para compreensão da estratégia de controle é mostrado na Fig. 1.

IV. ESTIMAÇÃO DE FLUXO E CONJUGADO

Neste trabalho a estimação das variáveis de estado (fluxos) são obtidas através do método descrito em [5]. No eixo de referência estatórico ($\omega_g = 0$) pode-se obter o vetor fluxo estatórico estimado pelo cálculo da expressão

$$\widehat{\boldsymbol{\phi}}_\mathbf{s}^\mathbf{s} = \int_0^t (\mathbf{v_s^s}(\tau) - r_s \mathbf{i_s^s}(\tau))d\tau. \quad (10)$$

Para a obtenção do fluxo estimado através da expressão (10) usualmente a tensão utilizada ($\mathbf{v_s^s}$) é obtida através da medição da tensão trifásica da máquina e transformada algebricamente para bifásica. Contudo, a

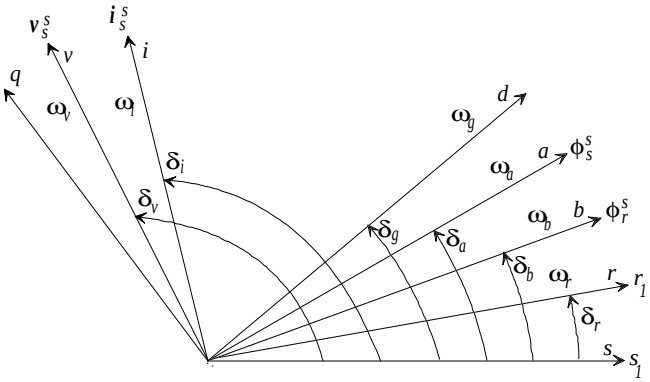

Figura 1 - Diagrama vetorial instantâneo da máquina.

utilização da tensão de referência ($\mathbf{v_s^{s*}}$) na saída do controlador (realimentação interna), é possível se as características não ideias das chaves semicondutoras não afetarem em demasia as condições de funcionamento e a tensão no baramento CC (E_{cc}) do módulo conversor de freqüência não apresentar excessiva flutuação.

O conjugado eletromagnético pode ser estimado através da expressão [6],

$$\widehat{C}_e = P\left(i_{sq}^s \widehat{\phi}_{sd}^s - i_{sd}^s \widehat{\phi}_{sq}^s\right) \quad (11)$$

ou então através de [7],

$$\widehat{C}_e \cong \frac{P\omega_{ar} l_m^2 \left(\widehat{\boldsymbol{\phi}}_\mathbf{s}^\mathbf{s}\right)^2}{r_r l_s^2} \quad (12)$$

Lembrando que esta segunda expressão é aproximada.

V. ESTRATÉGIA PROPOSTA (CDC-FEE)

O Controle Direto de Fluxo e Conjugado, na forma como é conhecido, foi proposto inicialmente por *Takahashi et al.* [1], denominado *Direct Torque Control - DTC,* e apresentado por *Depenbrock* [2] como *Direct Self Control - DSC,* direcionado para acionamentos com máquina assíncronas alimentados por inversores fonte de tensão. O método foi então generalizado para acionamentos com máquina assíncronas com alimentação em corrente, acionamentos com máquinas síncronas alimentadas em tensão e corrente [8], estratégias DTC utilizando modulação por largura de pulso vetorial [3]; e, estratégias utilizando controladores com lógica *Fuzzy* [9]. Neste trabalho, para efeitos de generalização, passaremos a definir as estratégias de Controle Direto de Fluxo e Conjugado, como estratégias DTC.

A estratégia de Controle Direto de Conjugado a Fluxo Estatórico por Escorregamento no Estator (CDC-FEE) proposta, pode ser visualizada na Fig. 2. A estratégia consiste em controlar a magnetização da máquina através do fluxo estatórico e o conjugado

através do escorregamento. Sua implementação é simples, totalmente discreta, utilizando controladores PI convencionais. Apresenta resposta dinâmica rápida a degraus de fluxo e conjugado com reduzido *ripple* em regime permanente, baixa sensibilidade paramétrica e robustez de funcionamento

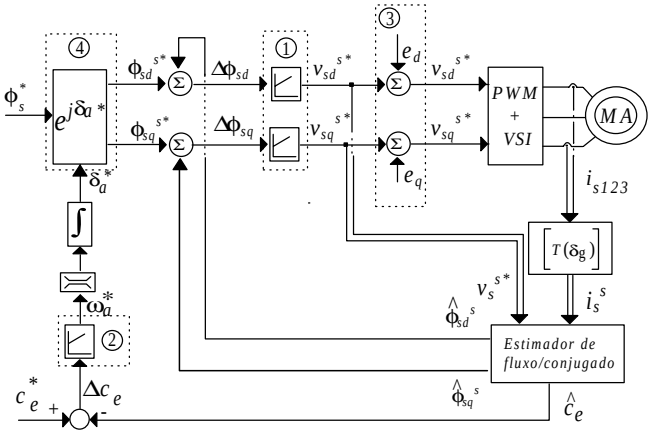

Figura 2 - Diagrama esquemático CDC-FEE.

Considerando que o referencial para o modelo de atuação é o estatórico, onde $\omega_g = 0$ e $\delta_g = 0$, a matriz de transformação das grandezas trifásicas para bifásicas resulta,

$$T(\delta_g) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} cos(0) & cos(-\frac{2\pi}{3}) & cos(\frac{2\pi}{3}) \\ -sen(0) & -sen(-\frac{2\pi}{3}) & -sen(\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{13}$$

A estratégia incorpora um controlador PI na malha externa de controle do conjugado eliminando a necessidade do cálculo do escorregamento e a dependência aos parâmetros envolvidos no cálculo passíveis de alterações paramétricas. A referência do conjugado eletromagnético pode ser definida diretamente ou através da implementação de uma malha de controle de velocidade. O controle de fluxo e conjugado é feito diretamente das referências das variáveis de controle $\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^*$ e C_e^* para tensão estatórica, sem estágio intermediário para controle de corrente (fonte de corrente).

O ponto chave do controle reside no fato de manter-se o campo magnético estatórico constante e que a velocidade angular de rotação de referência (ω_a^*) ajuste-se de forma que um desejado valor de conjugado seja produzido. Quando a magnetização da máquina é mantida constante, através do controle do fluxo estatórico, todas as outras variáveis (tensões, correntes e conjugado) são funções somente da freqüência de escorregamento. Escolhendo uma freqüência de escorregamento através do C_e^* que acelere ou desacelere a rotação do vetor fluxo estatórico, possibilita-se controlar o conjugado como desejado.

A partir da função de transferência em malha fechada, é possível determinar as características desejadas para as respostas do sistema (fluxo e conjugado) em condições de regime transitório e permanente. Para a determinação dos controladores, nas estratégias de controle a fluxo estatórico constante, podem ser utilizados dois modelos dinâmicos.

O primeiro deles consiste em aproveitar a equação de tensão estatórica (1) diretamente

$$\mathbf{v}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}} = r_s \mathbf{i}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}} + j\omega_g \boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}} \tag{14}$$

decompondo em componentes d, q

$$v_{sd}^g = r_s i_{sd}^g + \frac{d}{dt}\phi_{sd}^g - \omega_g \phi_{sq}^g \tag{15}$$

$$v_{sq}^g = r_s i_{sq}^g + \frac{d}{dt}\phi_{sq}^g + \omega_g \phi_{sd}^g \tag{16}$$

O segundo modelo, é obtido pela substituição do vetor corrente estatórica (5) na expressão (1) resultando na expressão da tensão estatórica função dos fluxos estatórico e rotórico,

$$\mathbf{v}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}} = \frac{1}{\sigma\tau_s}\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}} + \frac{d\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}}}{dt} + j\omega_g \boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{g}} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r}\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{g}} \tag{17}$$

decompondo em componentes *d,q*

$$v_{sd}^g = \frac{1}{\sigma\tau_s}\phi_{sd}^g + \frac{d}{dt}\phi_{sd}^g - \omega_g \phi_{sq}^g - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r}\phi_{rd}^g \tag{18}$$

$$v_{sq}^g = \frac{1}{\sigma\tau_s}\phi_{sq}^g + \frac{d}{dt}\phi_{sq}^g + \omega_g \phi_{sd}^g - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r}\phi_{rq}^g \tag{19}$$

onde $\tau_s = \frac{r_s}{l_s}$ é a constante de tempo estatórica.

Existem preferencialmente duas alternativas para implementação dos controladores. A primeira delas, consiste em utilizar o estator fixo ($\omega_g = 0$) como referencial para o modelo de atuação; e a segunda alternativa, utilizar o referencial síncrono ($\omega_g = \omega_a$).

Nesta estratégia, optou-se pelo modelo da equação (14) no referencial fixo para evitar os termos de acoplamento entre as componentes de fluxo estatórico eixos *d,q*, apesar de que com esta opção, as variáveis a controlar serem alternados. O fato do fluxo estatórico ser estimado neste referencial é um fator que facilita o controle e elimina transformações algébricas que utilizam tempo de processamento aumentam a possibilidade de erros.

As componentes *d,q* da expressão (14) resultam na forma

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s + \frac{d}{dt}\phi_{sd}^g \tag{20}$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s + \frac{d}{dt}\phi_{sq}^g \tag{21}$$

e os termos a compensar,

$$e_d = r_s i_{sd}^s \text{ e } e_q = r_s i_{sq}^s \tag{22}$$

em altas velocidades estes termos não representam grandes problemas, contudo, em baixas velocidades a queda de tensão na resistência é considerável.

Para um controle a fluxo estatórico constante o desacoplamento entre os comandos de fluxo e conjugado somente é válido abaixo do valor de *pull-out* de conjugado, região onde é possível controlar $\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}$ e C_e independentemente [7]

$$\omega_{ar}^* = \left(\frac{1-\sigma}{2\sigma^2\tau_r l_s}\right)\frac{P\left(\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^*\right)^2}{C_e} \pm \sqrt{\left(\frac{1-\sigma}{2\sigma^2\tau_r l_s}\right)^2 - \frac{1}{\sigma^2\tau_r}} \tag{23}$$

O termo em (23) é a solução da equação de segundo grau cujo valor particular (sinal $\pm$) corresponde a um ponto de operação possível da máquina assíncrona. O conjugado de *pull-out,* para um dado fluxo estatórico, corresponde ao valor máximo de operação de ω_{ar}, obtido quando o radicando é igual a zero.

Quando a excitação magnética é controlada pelo fluxo estatórico a expressão de conjugado eletromagnético é,

$$C_e \cong \frac{P\omega_{ar} l_m^2 \boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^2}{r_r l_s^2 (1+\omega_{ar}\tau_r)} \tag{24}$$

onde ω_{ar} $(=\omega_a - \omega_r)$ é a freqüência de escorregamento. Considerando, $\omega_{ar}\tau_r << 1$, a expressão de conjugado em regime permanente abaixo do valor de *"pull-out"* resulta na forma aproximada apresentada em (12). Ressalte-se que é impossível obter um completo desacoplamento nas estratégias de controle a fluxo estatórico.

O erro de conjugado gerado, passa pelo controlador PI cuja saída é a "imagem" da freqüência angular de referência (ω_a^*), desejada ou imposta, para aceleração/desaceleração do vetor fluxo estatórico. O controlador, procura "compensar" o erro de conjugado aumentando/diminuindo o valor de ω_a^* consequentemente acelerando/desacelerando o vetor fluxo. O erro de conjugado é proporcional a ω_a^* alterar a freqüência significa alterar o escorregamento e vice-versa.

Integrando a freqüência angular ω_a^* obtém-se o ângulo de transformação (ou desacoplamento) δ_a^*, entre o referencial campo e o referencial fixo (estatórico)

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_a^*(\tau)\, d\tau + \delta_a(0) \tag{25}$$

Conhecido o ângulo δ_a^*, é possível a decomposição (desacoplamento) do vetor fluxo estatórico de referência em componentes d,q no referencial fixo

$$\boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{s}*} = \boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^* e^{j\delta_a^*} \tag{26}$$

$$\phi_{sd}^{s*} = \boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^* cos(\delta_a^*) \tag{27}$$

$$\phi_{sq}^{s*} = \boldsymbol{\phi}_{\mathbf{s}}^* sen(\delta_a^*) \tag{28}$$

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Alguns resultados experimentais obtidos com a estratégia de controle proposta são apresentados na seqüência. Para estes experimentos, foram consideradas as condições de operação apresentadas na tabela (2).

Perfil de conjugado $C_e^*(Nm)$			
Primeiro experimento		Segundo experimento	
$t = 0,00s$	$C_e^* = 0,15$	$t = 0,00s$	$C_e^* = 0,10$
$t = 0,40s$	$C_e^* = -0,07$	$t = 0,60s$	$C_e^* = -0,12$
$t = 1,00s$	$C_e^* = 0,07$	$t = 1,80s$	$C_e^* = 0,10$
$t = 1,60s$	$C_e^* = -0,07$	$t = 3,00s$	$C_e^* = 0,03$
$t = 2,20s$	$C_e^* = 0,07$	$t = 4,20s$	$C_e^* = -0,07$
$t = 2,70s$	$C_e^* = -0,07$		
Período de amostragem $t_a(\mu s) \Longrightarrow t_a = 200,0$			
Freq. chaveamento inversor $(KHz) \Longrightarrow f_{chav} = 5,0$			
Tensão barramento CC - $E_{cc}(V) \Longrightarrow E_{cc} = 300,0$			
Fluxo de referência $\boldsymbol{\phi}_s^*(Wb) \Longrightarrow \boldsymbol{\phi}_s^* = 0,4$			

Tabela 2 Condições de operação do sistema de acionamento.

Inicialmente, para o primeiro experimento, na Fig. 3, curva superior, é apresentado o conjugado de referência e o estimado. Verifica-se que o conjugado estimado segue a referência rapidamente sem *overshoot.* Na curva inferior, é mostrada a velocidade rotórica mecânica. Verifica-se que para uma dada referência de conjugado (degrau) o comportamento da curva de velocidade é uma rampa, o que ajuda a demonstrar o desacoplamento obtido pela estratégia.

A Fig. 4 apresenta, o módulo dos vetores fluxo estatórico de referência e o estimado durante a partida da máquina. Verifica-se que o fluco estatórico não sofre

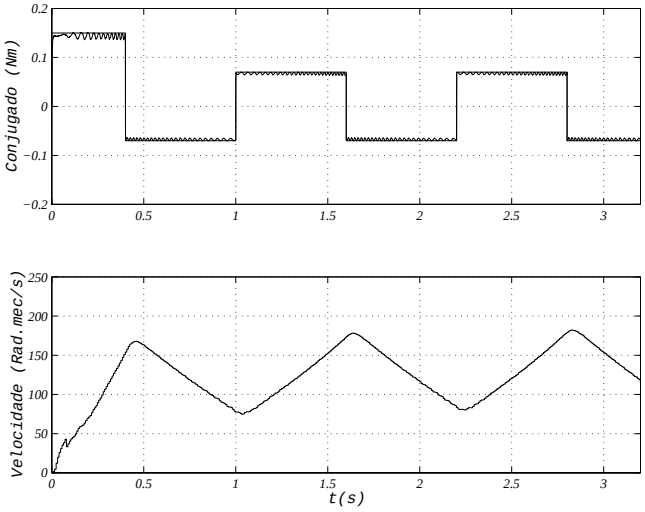

Figura 3 - Conjugados de referência e estimado (superior) e velocidade mecânica (inferior).

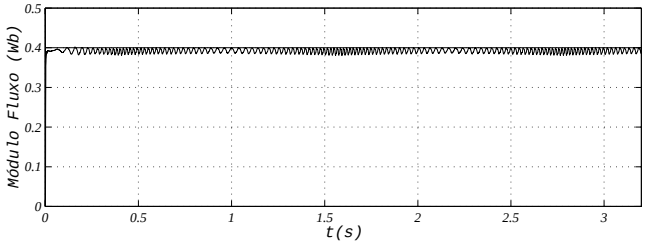

Figura 4 - Módulo do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.

influência quando de variações no conjugado.

Um dos items para análise do desempenho de acionamentos com máquinas assíncronas é o erro entre a referência e o valor medido (ou estimado) da variável controlada. Como propõe-se o controle de fluxo e conjugado, é importante verificar como comporta-se o erro do conjugado eletromagnético. A Fig. 5 apresenta as curvas do conjugado eletromagnético de referência (linha cheia), do conjugado eletromagnético estimado e do valor médio do conjugado eletromagnético estimado (linha tracejada) (para o intervalo de tempo compreendido entre $1,0s$ a $1,5s$ da Fig. 3). Neste instante de tempo a máquina já encontra-se magnetizada. O valor médio do conjugado estimado (no intervalo) foi $\widehat{C}_{e-médio} = 0,067Nm$, para um valor de conjugado de referência de $C_e^* = 0,07Nm$, o que corresponde a um erro percentual de

$$\Delta C_{e-\%} = \left(\frac{Ce^* - \widehat{C}_{e-médio}}{Ce^*} \right) 100\% = 4,28\% \qquad (29)$$

Este valor pode ser considerado aceitável, observado que o erro percentual está abaixo de 5%, justificável para este tipo de conjunto (máquina + módulo de controle) e, outro fator que influencia a existência deste erro, é o fato que a velocidade neste intervalo de tempo está mudando (crescendo) e como o conjugado é função da velocidade, verifica-se a alteração. Foi observado através de simulações, que, mantendo a velocidade o erro de conjugado diminui para valores abaixo de 1%.

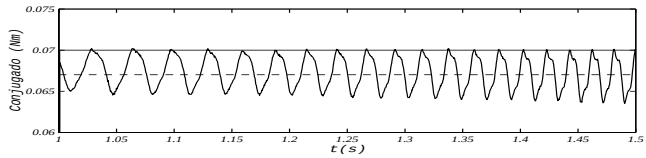

Figura 5 - Conjugados de referência, estimado e estimado médio.

O segundo experimento foi realizado objetivando observar o comportamento da estratégia quando da alteração do sentido de rotação da máquina (cruzamento por zero). A Fig. 6 apresenta, na curva superior, o conjugado eletromagnético de referência e o conjugado estimado. Da mesma forma que na Fig. 3, o conjugado estimado segue a referência rapidamente sem apresentar *overshoot*. Na curva inferior, é apresentada a curva da velocidade mecânica rotórica.

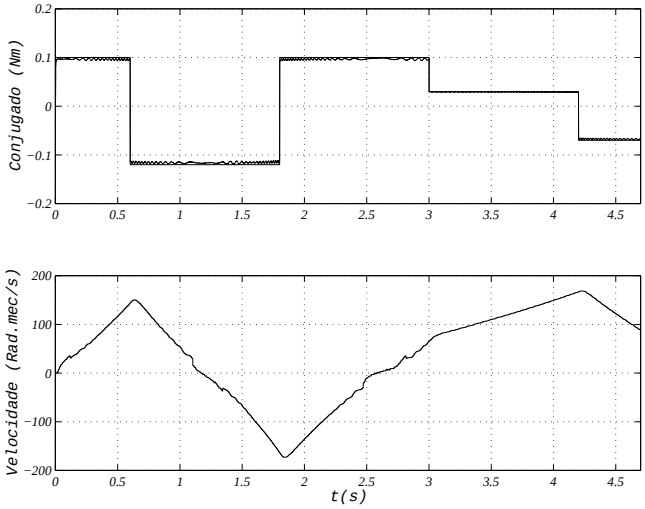

Figura 6 - (superior) Conjugados de referência e estimado, (inferior) Velocidade mecânica.

As Figs. 7, 8 e 9 apresentam, respectivamente, o módulo dos vetores fluxo estatórico de referência e estimado durante a partida da máquina; o lugar geométrico do vetor fluxo estatórico estimado ($\widehat{\phi}_{sd}$ x $\widehat{\phi}_{sq}$) desde o momento da partida e o plano de fase que relaciona velocidade mecânica de rotação e aceleração, através do conjugado eletromagnético. Na Fig. 7 verifica-se o bom comportamento da malha de controle de fluxo que não sofre influência quando da variação do conjugado de referência. Através da Fig. 8, é possível analisar a rapidez de resposta do conjugado função da velocidade mecânica. A figura 9 permite avaliar o desempenho da malha de fluxo em termos de rapidez e precisão de resposta. A boa regulação de fluxo e a inexistência de harmônicos significativos ficam demonstradas pelo formato circular das suas componentes. Estes resultados foram obtidos com a máquina a vazio.

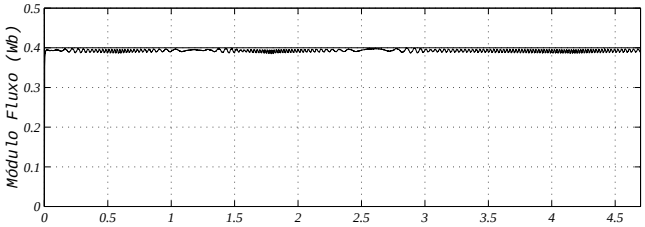

Figura 7 - Módulo do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.

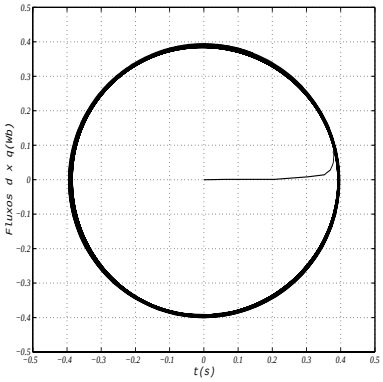

Figura 8 - Lugar geométrico do vetor fluxo estatórico.

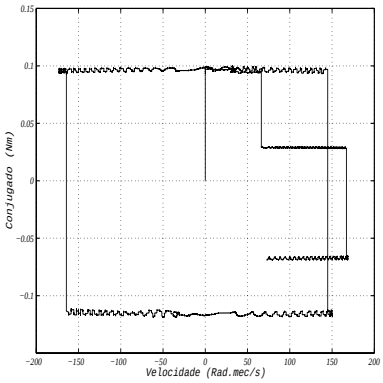

Figura 9 - Plano de fase.

VII. Conclusão

Neste trabalho é apresentada uma estratégia de controle direto de fluxo e conjugado para máquinas assíncronas. Os resultados obtidos com a estratégia CDC-FEE demonstraram ser esta estratégia um alternativa atraente para a implementação de sistemas de acionamento com máquinas assíncronas de baixo custo e bom desempenho para o controle do fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético. A estratégia proposta apresentou: 1) boas respostas no controle de fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético; 2) simplicidade de implementação; e, 3) robustez a variação paramétricas. As respostas tanto em regime transitório (segue rápido a referência) como em regime permanente (oscilações de pequena amplitude). A implementação totalmente discreta, utilizando controladores PI, revelou-se uma alternativa atraente devido a simplicidade de implementação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Takahashi, I. e Noguchi, T. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 22, n. 5, 820–827, sep/oct 1986.

[2] Depenbrock, M. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machines. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 3, n. 4, 420–429, october 1988.

[3] Habetler, T. e Divan, D. Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27, n. 5, 893–901, sep/oct 1991.

[4] Casadei, D., Grandi, G. e Serra, G. Rotor flux oriented torque-control of induction machines based on stator flux vector control. In: *Conf. Rec. EPE'93*, p. 67–72. IEE, 1993.

[5] Xu, X. e Novotny, D. Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile dsp based system. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27, n. 4, 694–700, jul/aug 1991.

[6] de S. Ribeiro, L. A., Jacobina, C., Lima, A. M. N. e Oliveira, A. C. Parameter sensitivity of mrac models employed in ifo-controlled ac motor drive. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 44, n. 4, 536–545, august 1997.

[7] Jacobina, C. e Lima, A. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquinas ass *SBA - Controle & Automação*, 7, n. 1, 15–28, jan/abr 1996.

[8] Boldea, I. e Nasar, S. A. *Vector Control of AC Drives*. CRC Press, Boca Raton - Florida - USA, first edn., 1992.

[9] Mir, S., Elbuluk, M. e Zinger, D. Fuzzy implementation of direct self control of induction machines. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30, n. 3, 729–735, may/june 1994.