Um Novo Enfoque Para o Controle por Campo Orientado Direto Sem Sensor de Velocidade em Máquinas de Indução

Luís Fernando Alves Pereira e José Felipe Haffner
Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
Departamento de engenharia elétrica
CEP: 90619-900 - Porto Alegre, RS - Brasil
Pereira@ee.pucrs.br - jfelipe@ee.pucrs.br

***Resumo* - Apresenta-se neste trabalho uma nova proposta para o controle por campo orientado direto em máquinas de indução sem o emprego de sensores de velocidade. Esta proposta tem por base a recomposição das derivadas temporais dos fluxos rotóricos estimados, utilizadas no modelo reduzido de corrente do motor para o cálculo e determinação da freqüência elétrica dos fluxos rotóricos. Resultados de simulação ilustram a eficácia do método proposto.**

***Abstract* - This work deals a new speed sensorless proposition of a field oriented control for induction machines. The proposed scheme is based on the precise calculation of temporal derivative's rotor flux estimation, employing the current model of induction machine to determine the electric frequency of rotor fluxes. Simulation results shows a good performance of the proposed approach.**

I. INTRODUÇÃO

O controle de alta performance motores de indução tem sido objeto de intensos estudos em centros de pesquisas do mundo inteiro. Este fato explica-se por diversos aspectos que tornam este tipo de máquina muito atrativa em aplicações industriais. A robustez mecânica aliado ao baixo custo operacional deste tipo de motor possibilita o seu emprego em ambientes inóspitos, onde é comum ocorrer grandes variações de alguns fatores como temperatura, umidade, vapores gasosos, entre outros. Fator limitante nestes tipos de aplicações, é a utilização de *encoders* acoplados ao eixo do motor para realização de medidas de velocidade mecânica do rotor. Além de aumentar o custo agregado ao sistema de controle da máquina, *encoders* em sua maioria são dispositivos delicados que normalmente são fabricados sob encomenda dependendo de onde vão ser utilizados e das condições de operação a que serão submetidos.

Técnicas de controle avançadas em máquinas de indução, dentre elas o controle por campo campo orientado direto, necessitam de informação precisa da velocidade mecânica do motor e foram inicialmente concebidas partindo do princípio de que tal variável poderia ser facilmente obtida. Uma vez que particularmente, o controle por campo orientado direto emprega algoritmos de estimação dos fluxos do rotor ou do estator da máquina, vários autores tem trabalhado intensamente no sentido de viabilizar a estimação também da velocidade rotórica, tornando possível desta forma o projeto de algoritmos de controle baseado apenas nas informações das tensões e correntes que a alimentam máquina.

Em [1],[2] e [3] são apresentados históricos das principais técnicas utilizadas no controle de máquinas de indução sem sensor de velocidade. Algoritmos adaptativos também te sido empregados para determinação da velocidade rotórica em motores de indução. Alguns destes algoritmos preocupam-se também com a adaptação de alguns parâmetros da máquina que normalmente sofrem variações durante seu regime de utilização [4][5].

Neste artigo é proposta uma nova abordagem baseada nos modelos reduzidos da máquina de indução. Uma vez realizada a estimação dos fluxos rotóricos da máquina, com base no modelo de tensão, realiza-se a determinação da velocidade mecânica do eixo com base no modelo de corrente. A idéia principal está na recomposição precisa das derivadas dos fluxos do rotor, utilizada para o cálculo analítico da velocidade do mesmo.

Este trabalho esta dividido na seguinte forma: na seção II são apresentados os modelos reduzidos utilizados para estimação dos fluxos e da velocidade, na seção III apresenta-se o método proposto para determinação de velocidade do rotor, na seção IV é discutida a concepção do controle por campo orientado direto sem medida de velocidade e na seção V são apresentados resultados de simulação.

II. MODELOS REDUZIDOS DO MOTOR DE INDUÇÃO

Não obstante a existência de algoritmos mais elaborados para estimação de fluxos em máquina de indução já tenha sido extensivamente discutida em diversos trabalhos, por exemplo [6][7][8][9], a tarefa de estimação de fluxo será realizada através do modelo de tensão equacionado em (1) e (2), representado no conjunto de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha s}\\ \lambda_{\beta s}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}V_{\alpha s}\\ V_{\beta s}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}R_s & 0\\ 0 & R_s\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{\alpha s}\\ I_{\beta s}\end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha r}\\ \lambda_{\beta r}\end{bmatrix}=\frac{L_r}{L_m}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha s}\\ \lambda_{\beta s}\end{bmatrix}-\frac{\sigma L_s L_r}{L_m}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}I_{\alpha s}\\ I_{\beta s}\end{bmatrix} \quad (2)$$

onde R_s é a resistência do estator, L_s é a indutância do estator, R_r é a indutância do rotor, L_r é a indutância do rotor, L_m é a indutância de magnetização. Com base nas equações apresentadas em (1) e (2), utiliza-se o seguinte diagrama de blocos apresentado na Figura 1 para observação do fluxos rotóricos.

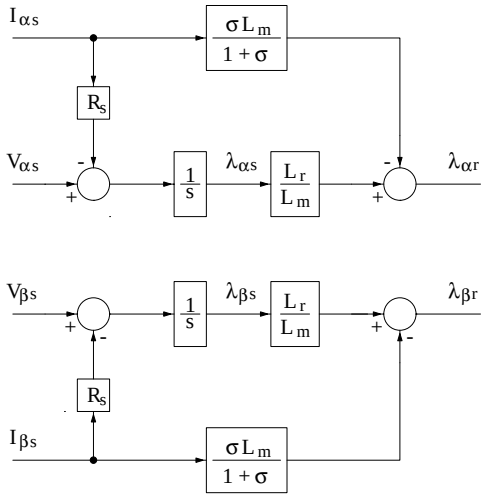

Fig. 1: Modelo de tensão para observação dos fluxos do rotor do motor de indução.

A tarefa de estimar a velocidade será efetuada com base no modelo de corrente, equacionado em (3) e também representado no conjunto de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Neste modelo a velocidade elétrica do rotor aparece explicitamente. Uma vez que se consiga recompor com fidelidade a informação das derivadas temporais dos fluxos rotóricos α e β pode-se determinar analiticamente o valor instantâneo da velocidade elétrica do rotor.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha r}\\ \lambda_{\beta r}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\sigma_r & -\omega_r\\ \omega_r & -\sigma_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\lambda_{\alpha r}\\ \lambda_{\beta r}\end{bmatrix}+ +\begin{bmatrix}\sigma_r L_m & 0\\ 0 & \sigma_r L_m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{\alpha s}\\ I_{\beta s}\end{bmatrix} \quad (3)$$

sendo $\sigma_r = R_r/L_r$,$\sigma = 1-\left(L_m^2/L_s L_r\right)$, e ω_r é a freqüência elétrica dos fluxos do rotor.

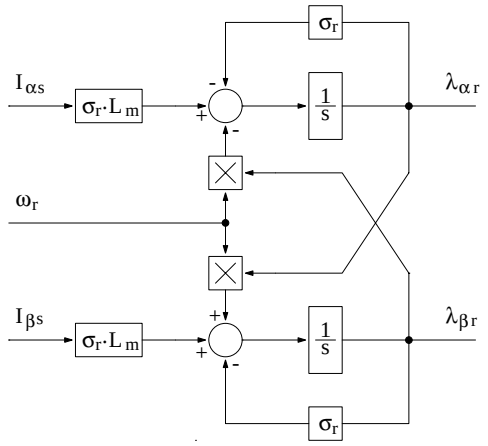

Fig. 2: Modelo de corrente para observação dos fluxos do rotor do motor de indução.

III. CÁLCULO DA VELOCIDADE DO ROTOR

O cálculo da velocidade rotórica fundamenta-se na equação (3), onde esta variável aparece explicitamente. Nesta equação, os fluxos e as correntes são variáveis conhecidas. Uma vez determinada as derivadas dos fluxos, pode-se calcular analiticamente a velocidade elétrica do rotor e relacioná-la com a velocidade no eixo do mesmo. O problema reside justamente na realização do observador responsável pela determinação das derivadas dos fluxos.

Consideremos as duas formas de onda apresentadas na Figura 3. Estas formas de ondas representam genericamente os fluxos α ou β estimados e estes mesmos fluxos após passarem por um filtro passa-baixa de primeira ordem.

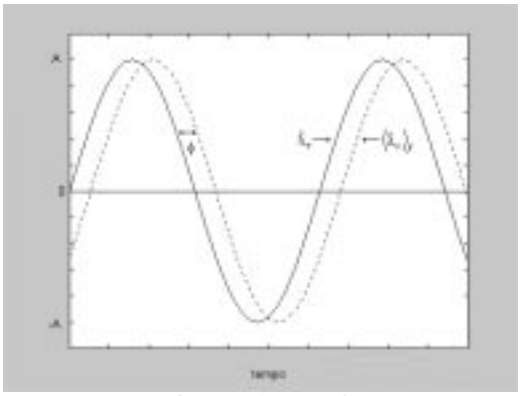

Fig. 3: Representação genérica dos fluxos rotóricos estimado e estimado filtrado.

Pode-se representar o fluxo rotórico estimado da máquina de indução, apresentado na Figura 3, de acordo com a equação (4), i.e.

$$\hat{\lambda}_r = A \operatorname{sen} \omega_r t \quad (4)$$

sendo A amplitude do fluxo e ω_r a freqüência elétrica do fluxo do rotor. Admitindo que o sinal de fluxo rotórico estimado, tanto α quanto β, são submetidos a um processo de filtragem que mantém inalterada a amplitude "A" dos fluxos filtrados. Neste caso, o processo de filtragem incluirá apenas uma defasagem no sinal original, podendo o sinal de saída do filtro ser equacionado conforme (5), i.e.

$$\left(\hat{\lambda}_r\right)_f = A \operatorname{sen}\left(\omega_r t - \phi\right) \quad (5)$$

onde ϕ representa a defasagem provocada pelo filtro e $\left(\hat{\lambda}_r\right)_f$ representa os fluxos estimados filtrados. Com base em (4) e (5) determina-se respectivamente suas derivadas temporais, ou seja:

$$\frac{d}{dt}\hat{\lambda}_r = A\omega_r \cos \omega_r t \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt}\left(\hat{\lambda}_r\right)_f = A\omega_r\left(\cos \omega_r t \cos \phi + \operatorname{sen} \omega_r t \operatorname{sen} \phi\right) \quad (7)$$

podendo-se rescrever (7) na forma

$$\frac{d}{dt}\left(\hat{\lambda}_r\right)_f = A\omega_r \cos\left(\omega_r t - \phi\right) \quad (8)$$

Uma vez que se tem acesso completo as derivadas temporais dos fluxos rotóricos estimados filtrados representados em (8), a recomposição das derivadas dos fluxos estimados pode ser feita com precisão se for realizada a correção da defasagem incluída pelo processo de filtragem.

A informação da defasagem advém da transformação de coordenadas (retangular→polar), dos fluxos rotóricos estimados e fluxos rotóricos estimados filtrados. A de-

fasagem calculada é adicionada, em coordenadas polares, aos sinais de derivadas temporais dos fluxos rotóricos estimados filtrados. Corrigida a fase deste sinal, obtém-se a derivada temporal dos fluxos rotóricos estimados. O diagrama esquematizado na Figura 5 mostra a representação em blocos de todo processo empregado na recomposição das derivadas temporais dos fluxos estimados.

Uma vez conhecida todas as variáveis que compõe a equação (3), inclusive o valor da derivada temporal dos fluxos estimados, calcula-se a freqüência elétrica dos fluxos do rotor rescrevendo (3) na forma das equações (9) e (10), i.e.

$$\omega_{\alpha r}\hat{\lambda}_{\beta r} = -\frac{d}{dt}\hat{\lambda}_{\alpha r} - \sigma_r\hat{\lambda}_{\alpha r} + \sigma_r L_m I_{\alpha s} \qquad (9)$$

$$\omega_{\beta r}\hat{\lambda}_{\alpha r} = -\frac{d}{dt}\hat{\lambda}_{\beta r} + \sigma_r\hat{\lambda}_{\beta r} - \sigma_r L_m I_{\beta s} \qquad (10)$$

onde $\omega_{\alpha r}$ e $\omega_{\beta r}$ são respectivamente as freqüências elétricas do fluxos rotóricos obtidas através das equações das derivadas temporais dos mesmos. A freqüência elétrica dos fluxos rotóricos é obtida considerando $\omega_{\alpha r}=\omega_{\beta r}$ sendo seu valor obtido com base na equação a seguir:

$$\omega_r = \frac{\sqrt{(\omega_{\beta r}\lambda_{\alpha r})^2 + (\omega_{\alpha r}\lambda_{\beta r})^2}}{\sqrt{\lambda_{\alpha r}^{\ 2} + \lambda_{\beta r}^{\ 2}}} \qquad (11)$$

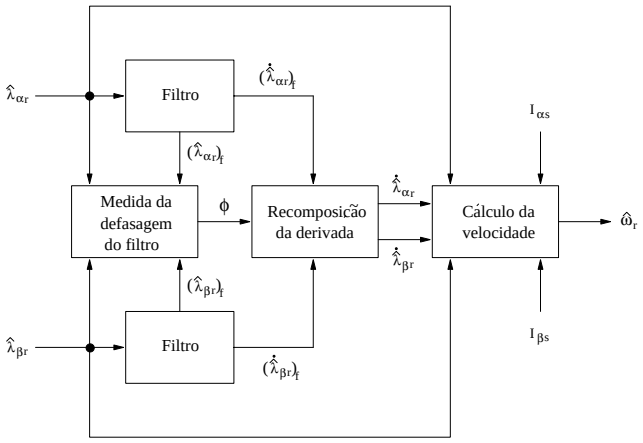

Fig. 4: Diagrama de blocos do estimador de velocidade proposto.

IV. CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO DIRETO SEM MEDIDA DE VELOCIDADE

A Figura. 5 mostra o diagrama de blocos de um controle de velocidade do motor de indução empregando campo orientado direto. O controle utiliza somente os sinais de corrente e tensão medidos no estator da máquina. O motor é alimentado por um inversor trifásico, com corrente regulada por um controlador do tipo histerese (C*urrent Regulated Pulse Width Modulator*- CRPWM).

O controle de campo direto permite a realimentação da velocidade e do fluxo do rotor. O controle de velocidade é efetuado por um controlador integral-proporcional (IP) enquanto o controle do fluxo é efetuado por um controlador proporcional-integral (PI). Detalhes sobre as vantagens de implementação do controle de velocidade utilizado, podem ser obtidos em [10].

Os controladores de velocidade e de fluxo geram os sinais de corrente de comando em coordenadas síncronas, I_{qs}^* e I_{ds}^* respectivamente. No campo orientado direto é empregada a propriedade do desacoplamento do torque e do fluxo, obtida impondo $\lambda_{qr}=0$.

Para realizar a conversão do sistema de coordenadas síncronas para o estacionário é empregada equação (12), i.e.

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s}^* \\ I_{\beta s}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\hat{\lambda}_{\alpha r}^2 + \hat{\lambda}_{\beta r}^2}} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{\alpha r} & \hat{\lambda}_{\beta r} \\ -\hat{\lambda}_{\beta r} & \hat{\lambda}_{\alpha r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs}^* \\ I_{ds}^* \end{bmatrix} \qquad (12)$$

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados apresentados a seguir são relativos ao servomecanismo de velocidade utilizando o controle de campo orientado direto sem medida da mesma, apresentado na seção anterior. O motor de indução usado na simulação possui os dados presentes na Tabela 1.

TABELA 1
DADOS DO MOTOR DE INDUÇÃO

Número de pólos	***4***
Inércia do Sistema	0.062 kg.m
Resistência do Estator	0.728Ω
Resistência do Rotor	0.706Ω
Indutância do Estator	0.0996H
Indutância do Rotor	0.0996H
Indutância Mútua	0.0969H

Para efetuar os testes empregou-se o ambiente de simulação desenvolvido em Matlab/Simulink descrito em [11]. Este ambiente contempla todos os blocos do diagrama esquemático da Figura 5, implementados de forma a reproduzir, ainda em simulação, o comportamento observado em situações reais de operação.

Considera-se o incremento de integração para a dinâmica da simulação do motor igual a 10μs, a razão de amostragem usado no algoritmo de controle e de estimação igual a 1ms e no CRPWM de histerese, a freqüência máxima de chaveamento é de 20 kHz.

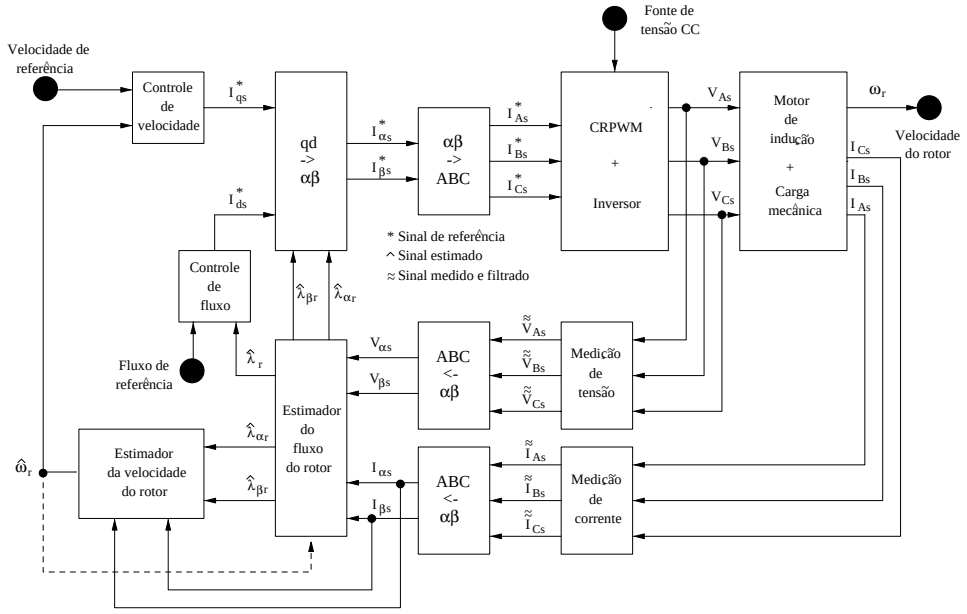

Fig. 5:Diagrama em blocos do controle de velocidade de um motor de indução com campo orientado direto e sem medida de velocidade.

O torque de carga considerado é de 50.4 Nm. O controle de velocidade é ajustado para obter uma resposta com tempo de estabilização inferior a 0.2s e sobrepasso nulo, a uma entrada do tipo degrau. No controle de fluxo é usado o mesmo critério. Em todos os testes realizados a velocidade de referência foi mantida em zero até 0.05 s, tempo suficiente para a máquina gerar um fluxo mínimo requerido para partida da mesma. O filtro passa-baixa utilizado para obter a derivada estimada do fluxo rotórico, é ajustado para uma freqüência de corte de 1500 rad/s.

A Figura 6 mostra o desempenho do controle em altas velocidades utilizando um valor de referência igual a 200 rad/s elétricos. O fluxo de referência usado é 0.5 Wb. Observa-se que o erro entre a velocidade estimada e a real obtida do modelo da máquina é menor que 1%.

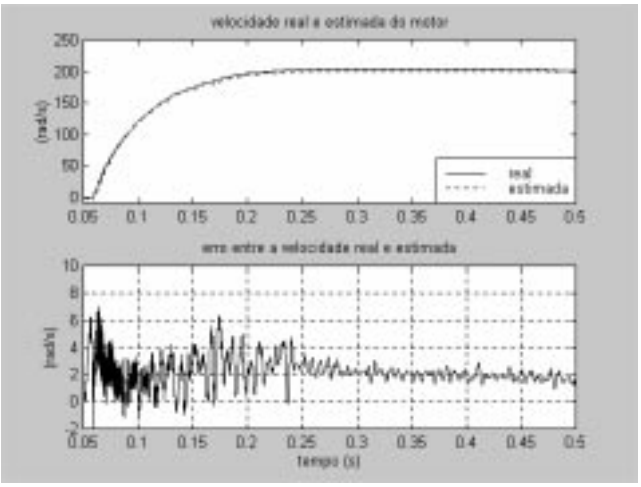

Fig. 6: Velocidade de referência de 200 rad/s elétricos e fluxo de referência de 0.5 Wb. (a) Velocidade estimada e velocidade real. (b) Erro entre a velocidade real e a velocidade estimada.

A Figura 7 mostra o desempenho do controle em baixas velocidades utilizando um valor de referência igual a 20 rad/s elétricos. O fluxo de referência usado é 1.0 Wb. Observa-se que o erro entre a velocidade estimada e a real obtida do modelo da máquina é, como no caso anterior, menor que 1%.

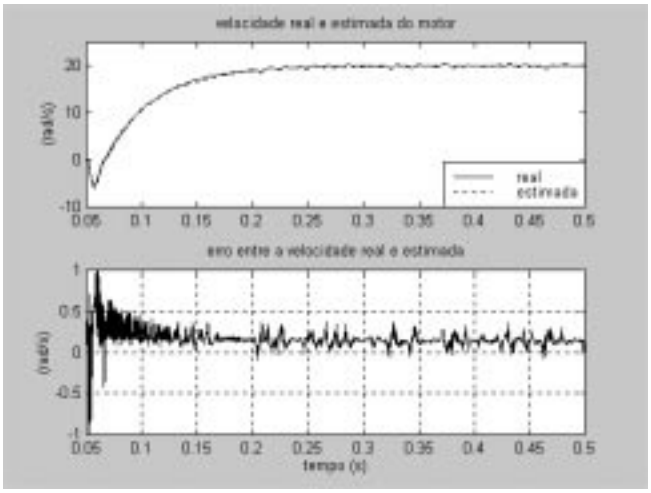

Figura 7: Velocidade de referencia de 20 rad/s eletricos e fluxo de referência de 1 Wb. (a) Velocidade estimada e velocidade real. (b) Erro entre a velocidade real e a velocidade estimada.

A Figura 8 apresenta um ciclo completo de uma trajetória de velocidade com aceleração e desaceleração lineares e velocidades constantes igual a 100 rad/s (limite superior) e 10 rad/s (limite inferior). O fluxo de referência usado é 1.0 Wb. Observa-se que o erro entre a velocidade estimada e a real obtida do modelo da máquina é menor que nos casos anteriores .

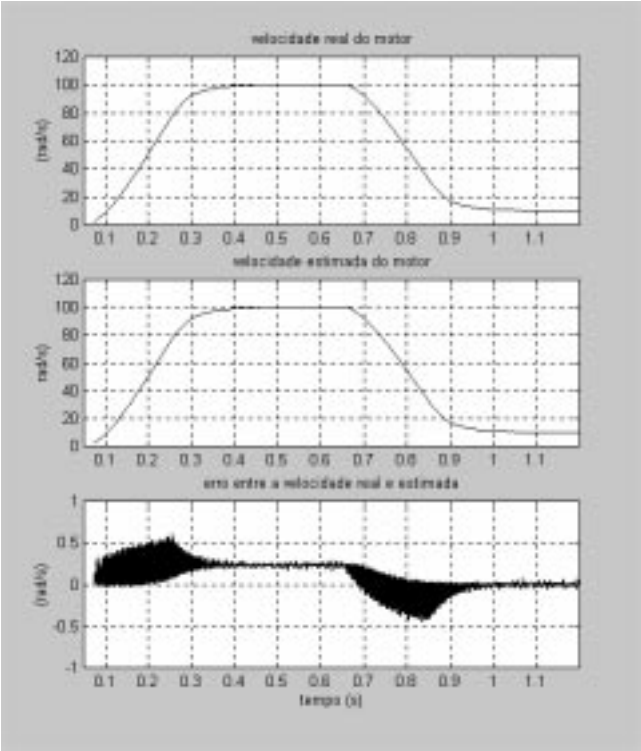

Figura 8: Curva de velocidade de referência e fluxo de referência de 1 Wb. (a) Velocidade real. (b) Velocidade estimada. (c) Erro entre a velocidade real e a velocidade estimada.

VI. CONCLUSÃO

Apresentou-se neste trabalho um novo enfoque para o controle por campo orientado direto sem o uso de sensores de velocidade em máquinas de indução. Diferentemente da maioria dos métodos propostos com base em algoritmos adaptativos utilizados para estimação de velocidade, este método destaca-se pela sua simplicidade, não sendo necessário nenhum ajuste além da freqüência de corte de um filtro passa-baixa de primeira ordem utilizado para recomposição das derivadas temporais dos fluxos rotóricos.

Outra peculiaridade deste método é que não existe a necessidade de orientação do campo para que se possa empregá-lo satisfatoriamente. Outras filosofias de controle em máquinas de indução, por exemplo o controle freqüência tensão, podem utilizá-lo sem maiores problemas.

Estimadores de fluxos rotóricos mais elaborados também podem ser utilizados, sendo explorado neste trabalho, principalmente por sua simplicidade, um estimador de fluxo baseado no modelo reduzido de tensão da máquina de indução. Não foi explorado neste trabalho o problema de estimação considerando variação dos parâmetros da máquina.

VII. BIBLIOGRAFIA

[1] J. Holtz, "State of Art of Controlled AC Drives Without Speed Sensors", *International Journal on Electronics*, vol. 80, n.º 2, pp. 249-263,1996.

[2] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva and F. Profumo, "Comparison of Different Schemes Without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drive", *Conf. Rec. IEEE IECON*, pp. 1579-1588, 1994.

[3] K. Rajashekara and A. Kawamura, Matsuse, K, Sensorless Control of AC Motor Drives – Speed and Position Sensorless Operation", *IEEE Press*, 1996.

[4] H. Kubota, and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor With Rotor Resistance Adaption", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, n.º 5, 1994.

[5] G. Yang and T. Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 29, n.º 4, 1993.

[6] G.C. Verguese and S.R. Sanders, "Observers for Flux Estimation in Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 35, no. 1, 1988, pp. 85-94.

[7] P.L. Jansen and R.D. Lorenz, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 30, no. 1, 1994, pp. 101-109.

[8] L. Salvatore, S. Stasi and L. Tarchioni, "A New EKF-Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 40, no. 5, 1993, pp. 496-504.

[9] E. M. Hemerly, H. A. Gründling and L. F. A. Pereira, "Algoritmo Adaptativo para Estimação do Fluxo em Motores de Indução", *XI Congresso Brasileiro de Automática*, vol. 3, pp. 1119-1124.

[10] J. F. Haffner, L. F. A. Pereira, E. M. Hemerly, H. A. Gründling, "Controle por Campo Orientado Direto do Motor de Indução Utilizando um Algoritmo Alternativo de Estimação do Fluxo do Rotor", *IV Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp. 480-485, 1997.

[11] L. F. A. Pereira, J. F. Haffner, E. Hemerly and H. Gründling, "A Simulation Framework for Flux Estimation and Vector Control of Induction Machines", IECON-98, vol. II, pp. 1587-1591, 1998.