

ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE DA MÁQUINA ASSÍNCRONA EM ACIONAMENTOS ESTÁTICOS

PARTE I: REVISÃO E CLASSIFICAÇÃO

Luiz Antonio de S. Ribeiro[†], Cursino B. Jacobina[‡] e Antonio Marcus N. Lima[‡]

[†]Centro Federal de Educação Tecnológica - São Luís, MA

Fone: 098-2189080; Fax: 098-2189019; E-mail: lantonio@cefet-ma.br

[‡]Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas - DEE - UFPB

Fone: 083-3101407/1136; Fax: 083-3101418/1015; E-mail: jacobina@dee.ufpb.br

Resumo - Este trabalho trata da estimação da velocidade angular da máquina assíncrona. Nesta primeira parte do artigo é apresentada uma extensa revisão bibliográfica e classificação dos principais métodos de estimação da literatura.

Abstract - This work deals with the estimation of the induction machine speed. In this first part is presented a wide review and a classification of the main techniques discussed in the literature.

I. INTRODUÇÃO

As máquinas assíncronas são cada vez mais utilizadas em acionamentos de alto desempenho. Esta crescente utilização se deve em parte ao seu baixo preço, robustez e simplicidade mecânica do rotor. Com o advento das técnicas de controle vetorial ou com orientação pelo campo, houve um grande incentivo à aplicação destas máquinas quando se deseja controles precisos de conjugado e posição. Com estas técnicas é possível se controlar fluxo e conjugado de forma independente, semelhante ao acionamento das máquinas de corrente contínua com excitação independente [1], [2]. A informação essencial para o acionamento com orientação pelo campo é o conhecimento da posição do vetor de fluxo utilizado para a orientação. Dependendo de como esta posição ou ângulo de campo é calculada, este controle é classificado como direto (*DFO*) ou indireto (*IFO*). Particularmente, o conhecimento da velocidade é essencial no controle *IFO* e pode ser necessária no controle *DFO* quando os fluxos são estimados através de observadores [3], [4], [5], [6], [7], [8]. A maneira clássica de se obter informação de posição e/ou velocidade é acoplado um sensor destas grandezas ao eixo da máquina. Este sensor tem várias desvantagens do ponto de vista de custo, confiabilidade e imunidade a ruído, deteriorando de uma forma geral o sistema de acionamento. Isto é contrária a idéia de utilização das máquinas assíncronas devido as suas vantagens em termos de robustez.

Com o desenvolvimento da microeletrônica e a contínua redução dos custos computacionais, torna-se cada vez mais interessante a substituição dos transdutores eletromecânicos (por exemplo, *encoder*) por soluções baseadas em *software*, ou seja estimação [8]. A finalidade básica é aumentar a robustez do sistema e diminuir o custo do acionamento. Nesta perspectiva, nos últimos anos um grande número de trabalhos tratam da estimação de posição e velocidade para acionamentos sem sensor de

velocidade [8]-[51].

A maioria dos métodos de estimação de velocidade presentes na literatura podem ser classificados como:

1. métodos baseados na força contra-eletromotriz (*f_{cem}*) - utilizam o modelo da máquina:
 - estimação do escorregamento: a) regime permanente [9], [10], [11] ou b) dinâmico [12], [13], [14], [15], [16];
 - estimação da velocidade através do modelo de estado ou função de transferência: [17], [18], [19];
 - controle adaptativo tipo modelo de referência: [20], [21], [22], [23], [24];
 - filtro de Kalman: [25], [26];
 - outro: [27].
2. métodos baseados em saliências magnéticas:
 - alimentação fundamental: [28], [29], [30], [31], [32], [33];
 - injeção de sinais de alta frequência: [34], [35], [36], [37].

Nesta parte do artigo, apresenta-se uma extensa revisão bibliográfica e uma classificação dos métodos de acionamentos de máquinas assíncronas sem sensor de velocidade. É feito um estudo sobre os principais esquemas utilizados para a estimação da posição e velocidade, destacando-se aspectos como por exemplo o limite mínimo de velocidade atingível e a sensibilidade paramétrica. Um aspecto importante que deve ser observado nos esquemas de estimação é a largura de faixa da estimação. Para ser viável, o esquema de estimação deve ter uma largura de faixa pelo menos da mesma ordem de grandeza daquela do sensor que esta substituindo. Isto vai garantir que a rejeição a perturbação do sistema não seja deteriorada. Na segunda parte do artigo é proposto um modelo para a estimação da velocidade, com a estimação simultânea da constante de tempo rotórica, baseado na função de transferência corrente/tensão da máquina.

II. MÉTODOS BASEADOS NA FORÇA CONTRA-ELETROMOTRIZ

Nesta seção trata-se da estimação de velocidade da máquina assíncrona para utilização em acionamentos sem

sensor de velocidade. Este estudo restringe-se aos trabalhos apresentados na bibliografia e que podem ser classificados como procedimentos baseados na força contraeletromotriz (*fcem*). É feito um estudo qualitativo destacando-se: princípio de funcionamento, sensibilidade paramétrica e limite mínimo de velocidade.

A. Estimação do escorregamento

Regime Permanente

Uma das primeiras tentativas de se utilizar a velocidade estimada para eliminação do sensor foi apresentada por Abbondanti e Brennen [9]. O método foi baseado na obtenção do escorregamento da máquina através de um circuito analógico. Medindo somente as grandezas terminais (correntes e tensões), os autores derivaram um sinal analógico proporcional ao escorregamento da máquina. O método utiliza o modelo equivalente de regime permanente. A equação básica para a obtenção do escorregamento é determinada através de uma aproximação da relação entre conjugado e escorregamento:

$$T_e = P \frac{E_c^s}{\omega_e^2} \frac{\omega_{sl}}{r_r} \rightarrow \omega_{sl} = \frac{r_r T_e \omega_e^2}{P E_c^s} \quad (1)$$

onde o expoente ‘s’ representa grandezas no referencial estatórico, o subscrito ‘s’ representa grandezas estatóricas, $E_c^s = \mathbf{v}_s^s - (r_s + j\omega_e \sigma l_s) \mathbf{i}_s^s$ é a tensão no entreferro da máquina ou *fcem*, $\mathbf{v}_s^s = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$ e $\mathbf{i}_s^s = i_{sd}^s + ji_{sq}^s$ são os vetores de tensão e corrente estatóricas, ω_{sl} é o escorregamento, ω_e é a frequência estatórica, T_e é o conjugado, r_s é resistência estatórica, r_r é resistência rotórica, σl_s é indutância de dispersão estatórica e P é o número de pares de pólos.

O conjugado T_e e a *fcem* E_c^s foram medidos a partir de um circuito analógico construído para este fim. Da forma como o método foi definido, o sistema só funciona em regime permanente e, de acordo com o autor, é limitado em faixa de velocidade (1 : 10). O outro problema é a dependência de parâmetros, principalmente da resistência rotórica.

Seguindo o mesmo princípio mostrado em [9], Venkataraman *et alii* [10] propuseram um método para estimar o escorregamento em acionamentos com inversores de corrente. Utilizaram a mesma relação conjugado/escorregamento (1), com a diferença que mediram o conjugado a partir da potência do *link dc* do inversor

$$T_e = \frac{\text{Potência do link dc} - \text{Perdas no inversor e estator}}{\omega_e}$$

Além dos problemas de sensibilidade paramétrica e funcionamento somente em regime permanente, tem-se ainda o inconveniente da medição das perdas no inversor e na máquina. Perdas que variam com as condições de operação.

Ainda na mesma categoria de medição de escorregamento através do modelo de regime permanente da máquina, Beck e Naunin [11] propuseram um esquema baseado na medição do ângulo de fase entre as correntes

e tensões estatóricas. Neste caso, a determinação do escorregamento é feita de forma digital. O procedimento foi baseado em (2), derivada do modelo de regime permanente.

$$\varphi = tg^{-1} \left[\frac{(D\omega_e^2 - E)}{(A\omega_e^2 + B\omega_{sl} + C)} \right] \quad (2)$$

onde $A = r_s l_s^2$, $B = \omega_e l_m^2 r_r$, $C = r_s r_r^2$, $D = \omega_e (l_r l_m - l_s l_m^2)$, $E = \omega_e l_s r_r^2$. Sabendo-se que l_s é a indutância própria do estator, l_r é a indutância própria do rotor e l_m é a indutância de magnetização. A partir do ângulo de fase (2), o escorregamento é determinado por

$$\omega_{sl} = \frac{(-K \pm \sqrt{K^2 + 4ML})}{2L} \quad (3)$$

onde $K = B \tan \varphi$, $L = D - A \tan \varphi$ e $M = E - C \tan \varphi$. Similarmente aos outros dois métodos de medição de escorregamento, este apresenta os mesmos problemas de sensibilidade paramétrica e funcionamento correto somente em regime permanente. Portanto, se esta estimativa for utilizada para o fechamento da malha de velocidade, o sistema vai apresentar pouca rejeição a perturbação.

Regime Dinâmico

Um avanço nos métodos de estimativa de escorregamento foi observado quando passou-se a utilizar as equações dinâmicas da máquina. Xu e Novotny [13] e Bose *et alii* [15] implementaram um método de acionamento sem sensor de velocidade utilizando controle *DFO* com orientação pelo fluxo estatórico (ϕ_s). O método baseia-se na estimativa de $\phi_s^s = \phi_{sd}^s + j\phi_{sq}^s$ a partir de

$$\phi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s) dt \quad (4)$$

$$\phi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s) dt \quad (5)$$

A posição de orientação é determinada a partir da estimativa do fluxo. A velocidade mecânica é determinada a partir da diferença entre velocidade síncrona e a velocidade de escorregamento ($\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl}$). Onde $\hat{\omega}_e$ e $\hat{\omega}_{sl}$ são estimadas segundo (6) e (7), respectivamente.

$$\hat{\omega}_e = \frac{(v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s) \phi_{sd}^s - (v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s) \phi_{sq}^s}{\phi_{sd}^{s2} + \phi_{sq}^{s2}} \quad (6)$$

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{(1 + \sigma \tau_r \rho) l_s i_{sq}^s}{\tau_r (1 + \sigma \tau_r \rho)} \quad (7)$$

Nestas equações, σ é o coeficiente de dispersão, τ_r é a constante de tempo rotórica, $\rho = d/dt$, e o ‘ $\hat{}$ ’ significa grandezas estimadas. As desvantagens deste método são os problemas de integração em baixas velocidades, influência dos parâmetros r_s , σl_s e τ_r , além da necessidade de um termo de compensação de desacoplamento (8).

$$i_{dq} = \frac{\hat{\omega}_{sl} \sigma \tau_r i_{sq}^s}{(1 + \sigma \tau_r \rho)} \quad (8)$$

Xu e Novotny [13] mostraram que este método apresenta desempenho superior ao acionamento com

orientação pelo fluxo rotórico na região de campo enfraquecido (altas velocidades), apresentando maior robustez e melhor capacidade conjugado/ampere.

Bose e Simões [15] propuseram um sistema híbrido, onde a partida do motor é feita com controle *IFO*. A medida que a velocidade aumenta, o sistema chaveia para o controle *DFO*. Caso a velocidade volte a se anular ($\omega_e = \omega_{sl}$), o sistema chaveia de volta para o modo *IFO*. O sistema apresenta controle de conjugado em malha aberta e um laço de controle do fluxo estatórico. O problema de integração é resolvido através de uma cascata de filtros passa-baixas digitais com constante de tempo programáveis de modo a produzir um atraso de exatamente 90° . A compensação das variações em r_s é feita através da medição da temperatura do estator.

Ohtani *et alii* [12] e Bonanno *et alii* [14] propuseram um modelo para estimar a velocidade (ω_r) baseado na *fcem*. A diferença básica entre as duas propostas é que na primeira foi utilizado controle *IFO* e na segunda controle *DFO*. Propuseram um modelo de estimação de fluxo rotórico (ϕ_r) baseado nas equações (9) e (10). O expoente ‘*’ significa grandezas de referência, o expoente ‘*rf*’ representa grandezas no referencial de fluxo rotórico, o subscrito ‘*r*’ representa grandezas rotóricas e θ_{rf} é a posição do vetor de fluxo rotórico.

$$\phi_r^s = \frac{T_c E_c^s}{1 + T_c \rho} + \frac{\phi_r^{s*}}{1 + T_c \rho} \quad (9)$$

$$\phi_r^{s*} = e^{-j\theta_{rf}} \phi_r^{rf*}; \phi_r^{rf*} = l_m i_{sd}^{rf*} \quad (10)$$

A finalidade é estimar ϕ_r^s em uma ampla faixa de velocidade. Em baixa velocidade a *fcem* é pequena. Porém, a corrente de magnetização é nominal. Portanto, o modelo de corrente (segundo termo do lado direito de (9)) domina a estimação de ϕ_r^s nesta faixa de velocidade. Em alta velocidade a *fcem* é elevada, dominando a estimação nesta faixa de velocidade. O uso de filtro passa-baixa (*LPF*) é para evitar problemas de integração em baixa velocidade. O projeto do filtro deve ser feito de modo que T_c não seja muito grande (pólo próximo da origem), evitando que o filtro se aproxime de um integrador. Por outro lado, T_c não deve ser muito pequeno, o que impede que E_c^s domine a estimação em alta velocidade. Ohtani [12] mostrou que o valor de T_c que minimiza erros no valor de r_s é $T_c = \tau_r$.

Em ambos os casos, a velocidade é estimada através de

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \omega_{sl}^* \quad (11)$$

onde $\omega_{sl}^* = (1/\tau_r) \left(i_{sq}^{rf*} / i_{sd}^{rf*} \right)$ é o escorregamento de referência e $\hat{\omega}_e$ é a velocidade síncrona que é obtida através de um controlador de corrente em [12] e através dos fluxos estimados em [14]. Observa-se em (11) que erros no valor de τ_r produzirão erros na estimação da velocidade que são proporcionais ao escorregamento. Particularmente, o método de Ohtani perde a sintonia caso o valor de τ_r seja incorreto, uma vez que utiliza controle *IFO*. Este método sofre influência de r_s , σl_s e τ_r , conforme mostrado na Tabela 1. O limite mínimo de velocidade apresentado em Ohtani *et alii* [12] foi 18 *rpm*. Em Bonanno *et alii* [14] foi de 50 *rpm*.

B. Estimação da velocidade através do modelo de estado ou função de transferência

A partir das equações de estado da máquina, é possível se estimar a velocidade através de modelos dinâmicos [18], [17], [19]. Joetten e Maeder [18] estimaram a velocidade usando a seguinte expressão para o escorregamento

$$\omega_{sl} \cong \omega_e r_r \frac{l_m e_{rq} i_{sq}^s - e_{rd} i_{sd}^s}{l_r e_{rd}^2 + e_{rq}^2} \quad (12)$$

Esta aproximação é baseada no fato de que os fluxos rotóricos são calculados por $\phi_{rd}^s \cong e_{rq}/\omega_e$ e $\phi_{rq}^s \cong -e_{rd}/\omega_e$, onde e_{rd} e e_{rq} são as *fcem* rotóricas (14). As aproximações usadas para calcular os fluxos são válidas somente para condições de fluxo rotórico constante. Observando (12) fica claro que o modelo sofre influência dos parâmetros da máquina, além de só funcionar corretamente em condições constantes de fluxo rotórico. Nos resultados apresentados, a velocidade mínima de funcionamento foi de 600 *rpm*. Esta velocidade mínima é limitada pelo fato de que a *fcem* diminui a medida que a velocidade diminui.

Vélez-Reyes *et alii* [17] utilizaram a função de transferência corrente-tensão (13) para estimar a velocidade. Em relação a [18], neste caso não há aproximações e a velocidade é estimada medindo-se somente as grandezas terminais.

$$\frac{i_s^s}{\mathbf{v}_s^s} = \frac{\frac{1}{\sigma l_s} s + \frac{1}{\sigma l_s} (\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r)}{s^2 + (\frac{r_s + l_s/\tau_r}{\sigma l_s} - j\omega_r) s + \frac{r_s}{\sigma l_s} (\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r)} \quad (13)$$

Considerando que os parâmetros da máquina eram conhecidos, derivaram um modelo para a obtenção apenas da velocidade. Como o modelo depende dos parâmetros da máquina, três algoritmos recursivos, implementados de forma hierárquica, foram utilizados em [19] para a estimação dos parâmetros e da velocidade. A velocidade mínima estimada foi de 330 *rpm*. Contudo, não há comentário se a malha de velocidade foi fechada ou não com o valor estimado.

C. Estimação usando controle adaptativo tipo modelo de referência (MRAC)

Schauder [21], Tajima *et alii* [38], Peng e Fukao [24], Zhen e Xu [20], Kubota *et alii* [7],[39],[23], e Yang e Chin [22] propuseram esquemas para estimar a velocidade baseados na *fcem* e em controladores adaptativos tipo modelo de referência (*MRAC*). Mediram somente as grandezas terminais da máquina.

Schauder [21] propôs um modelo para a estimação de ω_r baseado nas equações de fluxo rotórico derivadas do modelo estatórico (14), também chamado modelo de tensão, e do modelo rotórico (15), chamado modelo de corrente.

$$\rho \begin{bmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} = \frac{l_r}{l_m} \left\{ \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (r_s + \sigma l_s \rho) & 0 \\ 0 & (r_s + \sigma l_s \rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \right\} \quad (14)$$

$$\rho \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{rd}^s \\ \hat{\phi}_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} + \frac{l_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (15)$$

Na Figura 1 é mostrado o esquema utilizado por Schauder [21] para a estimação da velocidade utilizando técnicas *MRAC*. Desde que a equação (14) não envolve ω_r , este observador pode ser considerado como o modelo de referência da máquina. A equação (15), que envolve ω_r , pode ser considerada como o modelo ajustável. O erro entre os dois modelos é então usado para acionar um mecanismo de adaptação que gera a estimação de ω_r . Esta estimação é usada no modelo ajustável. O mecanismo de ajuste deve ser escolhido de modo que garanta a estabilidade global do sistema. Schauder escolheu o critério da hiperestabilidade para mostrar que as equações de estado do erro são globalmente e assintoticamente estáveis [40].

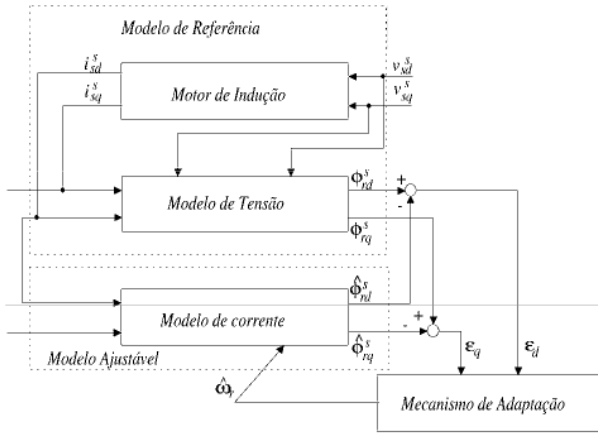


Figura 1 Método de estimação de ω_r proposto por Schauder [21]

As equações de estado do erro para o esquema proposto por Schauder são derivadas subtraindo-se (15) de (14), como mostrado abaixo

$$\rho \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{rq}^s \\ \hat{\phi}_{rd}^s \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (16)$$

ou ainda $\rho[\varepsilon] = [A][\varepsilon] - [W]$, onde $\varepsilon_d = \phi_{rd}^s - \hat{\phi}_{rd}^s$, $\varepsilon_q = \phi_{rq}^s - \hat{\phi}_{rq}^s$ e $[\varepsilon] = [\varepsilon_d \quad \varepsilon_q]^T$. A equação (16) descreve o sistema não-linear mostrado na Figura 2. Para sistemas não-lineares, a hiperestabilidade é assegurada desde que a matriz de transferência da parte linear invariante no tempo (A) seja estritamente positiva real (*SPR*) e que a realimentação não-linear satisfaça a desigualdade de Popov [40]:

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon]^T [W] dt \geq -\gamma_o^2, \quad \forall t_1 \geq 0 \quad (17)$$

Com o mecanismo de adaptação mostrado em (18) e sabendo-se que a matriz de transferência obtida de (16) é *SPR*, é mostrado que o sistema é hiperestável.

$$\hat{\omega}_r = K_p (\hat{\phi}_{rq}^s \hat{\phi}_{rd}^s - \phi_{rd}^s \hat{\phi}_{rq}^s) + K_i \int (\hat{\phi}_{rq}^s \hat{\phi}_{rd}^s - \phi_{rd}^s \hat{\phi}_{rq}^s) \quad (18)$$

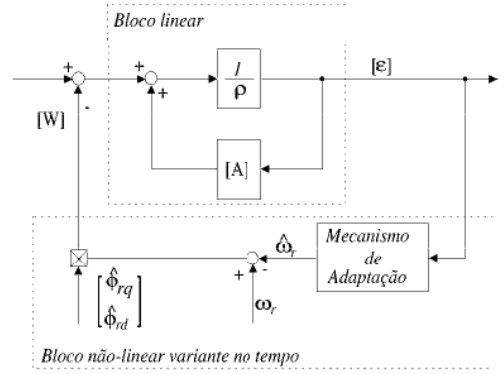


Figura 2 Sistema adaptativo modelo de referência representado como uma realimentação não-linear

Embora no sistema proposto o controle seja *IFO*, o autor mostrou que erros em τ_r não influenciam a sintonia do controle vetorial caso o cálculo do escorregamento (11) e do observador (15) sejam feitos com o mesmo valor de τ_r . Porém, valores errados de τ_r causam erros no valor de $\hat{\omega}_r$. O sistema sofre ainda influência de r_s na região de baixa velocidade e de σl_s em toda a faixa de velocidade, principalmente com carga. Para evitar a influência de parâmetros, o autor propôs um algoritmo baseado em técnicas *MRAC* para estimar *off-line* ($\omega_r = 0$) os parâmetros dos quais depende.

Para evitar problemas de condições iniciais e *drift* na região de baixa velocidade, Schauder [21] propôs a substituição dos integradores por filtros. Esta modificação é mostrada na Figura 3. Com a modificação, o algoritmo tem a desvantagem de perder a hiperestabilidade durante transitórios e em velocidades muito baixas, impedindo o seu funcionamento por muito tempo nesta região. Um outro problema deste método é que devido à limitada largura de faixa do mecanismo de adaptação, a estimação de velocidade não é precisa durante transitórios. Portanto, há uma degradação do desempenho do controle *IFO* durante transitórios. Esta técnica, e todas aquelas baseadas no mesmo princípio, não são adequadas para operação em velocidades baixa e nula. Nesta região de operação, a *fcm* é quase nula, o que impede a estimação das grandezas utilizadas no modelo de referência do *MRAC*. Além disso, as técnicas baseadas em *MRAC* não eliminam o problema de sensibilidade paramétrica que é inerente aos métodos baseados na *fcm*. Por esta razão, muitos dos trabalhos subsequentes à Schauder [21] tem tratado de métodos para adaptar alguns dos parâmetros do sistema de forma a melhorar a estimação de fluxo e velocidade, especialmente na região de baixa velocidade. Uma outra abordagem tem sido a procura de maneiras alternativas de se formar o termo de erro que aciona o controlador adaptativo. A idéia é tornar os modelos menos sensíveis aos parâmetros da máquina.

Tajima e Hori [38] propuseram um esquema para a estimação de ω_r semelhante ao método proposto em Schauder [21]. A diferença básica é que utilizaram controle *DFO*, onde a posição do vetor de fluxo foi obtida através

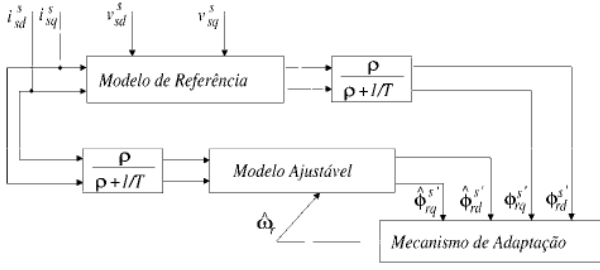


Figura 3 Sistema adaptativo modificado: troca de integradores por filtros

de um observador de ordem reduzida descrito por (19).

$$\rho \hat{\phi}_r^s = A_{22} \hat{\phi}_r^s + A_{21} \mathbf{i}_s^s + G(\rho \mathbf{i}_s^s - A_{12} \hat{\phi}_r^s - A_{11} \mathbf{i}_s^s - B_1 \mathbf{v}_s^s) \quad (19)$$

As matrizes são obtidas do modelo de estado ($[\mathbf{i}_s^s \ \phi_r^s]$) da máquina no referencial estático, sendo dadas por:

$$\begin{aligned} A_{11} &= \left(\frac{r_s}{\sigma l_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) I; & A_{12} &= \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \left(\frac{1}{\tau_r} I - \omega_r J \right) \\ A_{21} &= \frac{l_m}{\tau_r} I; & A_{22} &= -\frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J; & B_1 &= \frac{1}{\sigma l_s} I \\ I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; & J &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

A velocidade estimada (método de Schauder [21]) é utilizada diretamente no observador, cujos pólos são especificados pela matriz de ganho G . Neste método, a velocidade é estimada a partir das correntes e tensões estáticas. Esta é utilizada no observador de fluxo e no controlador de velocidade. Com este esquema, os autores mostraram que a orientação do controle DFO é independente de variações no valor de r_r . Porém, erros neste parâmetro causam erro na estimação de velocidade. Este erro é dado por

$$\Delta \omega_r = \omega_{sl} \frac{\Delta r_r}{r_r^*} \quad (21)$$

Com $\Delta \omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$ e $\Delta r_r = r_r^* - r_r$, sendo r_r^* o valor real da resistência rotórica.

Na região de baixa velocidade, a estimação de velocidade tem um erro considerável durante transitórios. Isto se deve aos filtros passa-alta (HPF) utilizados na estimação de ω_r (veja Figura 3). Devido à presença dos HPF , as entradas para o mecanismo de ajuste ($\hat{\phi}_{rd}^{s'}$, $\hat{\phi}_{rq}^{s'}$, $\hat{\phi}_{rd}^{s'}$, $\hat{\phi}_{rq}^{s'}$) são bastante atenuadas em baixas velocidades ($j\omega_e \rightarrow 0$), o que torna o desempenho do estimador de ω_r inferior nesta região. Um outro problema deste método é que utiliza observadores de fluxo de ordem reduzida (19), que são inferiores ao modelo de tensão (14) na região de alta velocidade [41]. O limite mínimo de velocidade para operação estável é 150 *rpm*. Todavia, a técnica pode operar em velocidade nula por pequenos intervalos de tempo.

Peng e Fukao [24] propuseram um esquema adaptativo semelhante ao de Schauder [21]. Porém, utilizaram diretamente a *fcem* (veja Figura 1) como entrada para o

mecanismo de adaptação. O esquema baseou-se nas seguintes equações:

$$E_c^s = \mathbf{v}_s^s - (r_s + j\sigma l_s \rho) \mathbf{i}_s^s \quad (22)$$

$$\hat{E}_c^s = \frac{l_m^2}{l_r} \rho \mathbf{i}_m^s = \frac{l_m^2}{l_r} \left[\frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_s^s - \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \mathbf{i}_m^s \right] \quad (23)$$

onde $\mathbf{i}_m^s = \mathbf{i}_s^s + (l_r/l_m) \mathbf{i}_r^s$ é a corrente de magnetização. Com este modelo, eliminaram o problema de integração presente no modelo de Schauder [21]. Para evitar a influência de r_s , utilizaram uma nova grandeza que representa a potência reativa instantânea mantida pela corrente de magnetização. Esta grandeza é definida pelo produto vetorial da *fcem* pela corrente \mathbf{i}_s^s , ou seja $q_m = \mathbf{i}_s^s \otimes E_c^s$. Sabendo que $\mathbf{i}_s^s \otimes \mathbf{i}_s^s = 0$, o modelo resulta nas seguintes equações:

$$q_m = \mathbf{i}_s^s \otimes (\mathbf{v}_s^s - \sigma l_s \rho \mathbf{i}_s^s) \quad (24)$$

$$\hat{q}_m = \frac{l_m^2}{l_r} \mathbf{i}_s^s \otimes \mathbf{i}_m^s (j\omega_r - \frac{1}{\tau_r}) \quad (25)$$

As equações (24) e (25) foram utilizadas para o acionamento do esquema adaptativo e para a estimação de ω_r . Este modelo não sofre influência de r_s e nem apresenta problemas de integração, embora exista um termo de derivada de corrente. Para evitar problemas de derivação na presença de ruído, foi utilizada a corrente de referência em (24). O modelo sofre ainda influência de τ_r , σl_s e l_m^2/l_r (Tabela 1), porém valores errados de τ_r não influenciam na sintonia do controle vetorial. O valor mínimo de velocidade mostrado nos resultados de simulação foi 30 *rpm* e nos resultados experimentais 300 *rpm*.

Zhen e Xu [20] propuseram um esquema baseado em técnicas $MRAC$ semelhante às de Schauder [21] e Peng e Fukao [24]. A diferença é que definiram uma nova grandeza para acionar o sistema adaptativo de estimação de ω_r , deduzida a partir de manipulações em (24) e (25). O modelo baseou-se em:

$$D_m = (v_{sq}^s \rho i_{sd}^s - v_{sd}^s \rho i_{sq}^s) - r_s (i_{sq}^s \rho i_{sd}^s - i_{sd}^s \rho i_{sq}^s) \quad (26)$$

$$\hat{D}_m = \frac{l_m^2}{l_r} \left[\hat{\omega}_r (i_{md}^s \rho i_{sd}^s + i_{mq}^s \rho i_{sq}^s) + \frac{1}{\tau_r} (i_{md}^s \rho i_{sq}^s - i_{mq}^s \rho i_{sd}^s + i_{sq}^s \rho i_{sd}^s - i_{sd}^s \rho i_{sq}^s) \right] \quad (27)$$

A finalidade deste modelo foi eliminar a influência de σl_s , cujo efeito aparece em toda faixa de velocidade. Observando o modelo, nota-se que (26) depende somente de r_s enquanto (27) depende só de ω_r ; uma vez que l_m^2/l_r pode ser incorporado nos ganhos do controlador PI . Baseado nesta informação, os autores propuseram um esquema que chamaram $MRAC$ mútuo. O algoritmo é executado em duas etapas: na primeira etapa atua como estimador de ω_r e a estimação de r_s é inibida. Quando a velocidade torna-se estável e a referência de ω_r não varia, o algoritmo cessa a estimação de ω_r . Em seguida, ambos os observadores trocam suas funções ou seja, o modelo de referência torna-se modelo ajustável e vice-versa. O erro

entre os dois modelos é usado para acionar o mecanismo de adaptação que estima r_s . A estabilidade dos dois estimadores é provada pela teoria da hiperestabilidade.

O algoritmo sofre influência apenas de τ_r . Para eliminar a influência de τ_r , é proposto um modelo para a estimação *on-line* deste parâmetro. Esta estimação é baseada em técnicas *MRAC* e na função de transferência $\omega_r(s)/i_{sq}^r(s)$, derivada do modelo mecânico da máquina. A principal desvantagem é a necessidade do conhecimento dos parâmetros mecânicos. Com este método o limite mínimo de velocidade é de 75 *rpm*.

Kubota *et alii* [7], [39], [23] sugeriram um método para a estimação de velocidade baseado no observador de ordem completa descrito em (28) e (29). Neste caso, a velocidade estimada é utilizada para atualizar os parâmetros da matriz A (veja (20)) e no controle de velocidade. Os fluxos estimados fornecem a orientação necessária para o controle *DFO*.

$$\rho \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^s \\ \phi_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^s \\ \phi_r^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{v}_s^e \quad (28)$$

$$\rho \hat{x} - \hat{A}\hat{x} + Bv_s^e + G(\hat{\mathbf{i}}_s^s - \mathbf{i}_s^s) \quad (29)$$

onde $x = [\mathbf{i}_s^s \ \phi_r^s]^T$ e G é a matriz de ganho do observador, que é escolhida de modo que (29) seja estável. A estabilidade deste modelo é provada segundo a teoria de Lyapunov. Subtraindo (29) de (28), tem-se

$$\rho e = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (30)$$

onde $e = x - \hat{x}$, $\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta\omega_r J/c \\ 0 & \Delta\omega_r J \end{bmatrix}$, $c = (\sigma l_s l_r)/l_m$, $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$. Na dedução de (30) foi considerado que a velocidade é o único parâmetro variante do modelo.

Seja a seguinte candidata a função de Lyapunov

$$V = e^T e + (\hat{\omega}_r - \omega_r)^2 / \lambda \quad (31)$$

onde λ é uma constante positiva.

A derivada de V em relação ao tempo é dada por

$$\rho V = e^T [(A + GC)^T + (A + GC)] e - 2\Delta\omega_r (e_{isd} \hat{\phi}_{rq}^s - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}^s) / c + 2\Delta\omega_r \rho \hat{\omega}_r / \lambda \quad (32)$$

onde $e_{isd} = i_{sd}^s - \hat{i}_{sd}^s$, $e_{isq} = i_{sq}^s - \hat{i}_{sq}^s$. A partir de (32) foi deduzido o esquema adaptativo para $\hat{\omega}_r$ de modo que o segundo termo anule o terceiro. Este esquema é dado por

$$\rho \hat{\omega}_r = \lambda (e_{isd} \hat{\phi}_{rq}^s - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}^s) / c \quad (33)$$

Se o ganho do observador G for escolhido de forma que o primeiro termo de (32) seja semi-definido negativo, então o esquema é estável.

Este algoritmo é bastante influenciado por variações de r_s na região de baixa velocidade e de r_r em toda a faixa de velocidade. Porém, a influência de erros em r_r restringe-se somente a erros no valor da velocidade estimada e não na sintonia do controle vetorial. Para minimizar a influência de r_s , é proposto um método para estimação de

r_s baseado em técnicas *MRAC*. A partir da estimação de r_s , r_r é atualizada através de $\hat{r}_r = r_{sm} \hat{r}_s$, onde r_{sm} é a razão dos valores nominais das duas resistências. O algoritmo funciona com velocidade mínima de 50 *rpm*.

Seguindo o mesmo princípio, Kubota *et alii* [39] incluíram a estimação do conjugado de perturbação para tornar o sistema robusto às variações na carga. Utilizando princípios idênticos, Kubota *et alii* [23] propuseram uma melhoria na estimação de τ_r em relação ao que tinha sido proposto em seu trabalho anterior [7]. Este método baseava-se na injeção de um sinal *CA* na corrente de campo (i_{sd}^{rf}). Isto se deve a impossibilidade de se estimar ω_r e τ_r simultaneamente quando a máquina está em regime permanente. Este fato pode ser explicado a partir do circuito equivalente da máquina de indução no referencial síncrono (34). Em regime permanente só é possível a estimação da razão ω_{sl}/r_r . Adicionando-se o sinal $I_0 \text{sen}(\omega_a t)$ na corrente de campo, surge uma corrente rotórica de eixo- d igual a $-j\omega_a l_m I_0 \text{sen}(\omega_a t) / (r_r + j\omega_a l_r)$. Isto possibilita a estimação de r_r independente da velocidade.

$$i_{rd}^{rf} = 0; \quad i_{rq}^{rf} = \frac{-\omega_{sl}}{r_r} \phi_{rd}^{rf} \quad (34)$$

Yang e Chin [22] desenvolveram um esquema adaptativo semelhante ao de Kubota *et alii* [7]. A diferença é que incluíram no modelo (30) variações tanto em ω_r quanto em r_s . A matriz ΔA tornou-se

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & J/c \\ 0 & J \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) + \begin{bmatrix} -I/\sigma l_s & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} (r_s - \hat{r}_s) \quad (35)$$

A partir desta matriz, desenvolveram um modelo de erro semelhante a (30) e mostraram que o sistema é hiperestável caso a velocidade seja estimada segundo (36) e r_s segundo (37).

$$\hat{\omega}_r = (k_{pw} + k_{iw}/s)(e_{isd} \hat{\phi}_{rq}^s - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}^s) \quad (36)$$

$$\hat{r}_s = -(k_{pr} + k_{ir}/s)(e_{isd} \hat{i}_{sd}^s + e_{isq} \hat{i}_{sq}^s) \quad (37)$$

Um resultado interessante é que, mesmo com valores errados de r_r , provaram que $\lim_{t \rightarrow \infty} [\hat{\mathbf{i}}_s^s \ \hat{\phi}_r^s]^T = [\mathbf{i}_s^s \ \phi_r^s]^T$. Ou seja, utilizando-se a adaptação de velocidade (36), o sistema é hiperestável mesmo que o valor de r_r seja errado. Porém, valores errados de r_r implicam em erros na velocidade estimada, que converge para o valor $\hat{\omega}_r \rightarrow \omega_r + \delta_r \omega_{sl}$. Onde $\delta_r = (r_r - r_r^*) / r_r^*$.

Os esquemas mostrados anteriormente para a estimação de velocidade são acionados por um erro obtido entre as unidades de referência e adaptativa. Por conseguinte, todas estas técnicas têm inerentemente um atraso na estimação da velocidade. Jansen e Lorenz [8] analisaram as limitações de precisão e robustez dos sistemas com controle *DFO* que incorporam a estimação de velocidade baseada somente em medições das correntes e tensões estatóricas. A análise restringiu-se aos métodos baseados na *fcm* com estimação de velocidade através de técnicas *MRAC*. Como conclusão, propuseram o sistema

mostrado na Figura 4 para acionamentos *DFO* com estimação de ω_r em uma ampla faixa de velocidade. Duas diferenças básicas existem em relação aos métodos baseados nas técnicas *MRAC* anteriormente propostos: a primeira é que o observador de fluxo em malha fechada (*CLFO*) atua como modelo de referência e a segunda, é que o modelo mecânico do sistema é incorporado no controlador adaptativo.

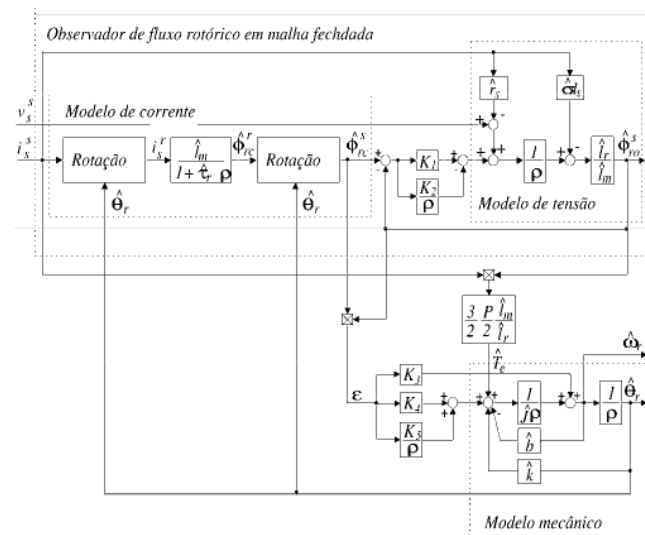


Figura 4 Observador de fluxo e velocidade proposto por Jansen e Lorenz [8]

O sistema da Figura 4 funciona em duas regiões, com transição definida entre elas através do controlador *PI* (K_1 e K_2). Quando está operando dentro da largura de faixa do observador (velocidade baixa e nula), o modelo de referência é forçado a seguir o modelo de corrente. Neste caso, o erro ε é forçado a zero e a estimação do conjugado aciona o sistema mecânico. A estimação de velocidade com característica de atraso nulo deve-se a este comando *feedforward* de conjugado. A posição dos vetores é determinada a partir dos fluxos estimados segundo o modelo de corrente. Quando o sistema opera bem acima da largura de faixa do observador, o modelo de referência segue o modelo de tensão. O erro ε aciona o mecanismo de adaptação, cuja dinâmica é melhorada através do comando de conjugado. Este resultado é interessante, uma vez que o modelo de referência segue os modelos de corrente e tensão nas regiões em que o desempenho de ambos é satisfatório. Nas outras estratégias utilizando técnicas *MRAC*, o modelo de tensão é sempre utilizado como modelo de referência, o que não é adequado em regiões de baixa velocidade.

Embora a determinação dos parâmetros mecânicos seja mais difícil que a determinação de r_s , concluiu-se que é melhor combinar o modelo de corrente com um modelo mecânico semi-preciso que utilizar o modelo de tensão, pois o mesmo não fornece informação em velocidades nula e baixa [8]. Porém, mesmo com este modelo melhorado ainda assim é impossível a estimação em velocidade nula.

D. Estimação usando Filtro de Kalman

Muitas das técnicas de estimação de fluxo com inclusão da estimação da velocidade baseiam-se no Filtro de Kalman ou Filtro de Kalman Estendido (*EKF*) [25], [26].

Kim *et alii* [26] utilizaram o filtro de Kalman estendido (*EKF*) para estimar a velocidade voltada para o acionamento sem sensor de velocidade. O método baseia-se no controle *DFO*, onde a posição de orientação é obtida a partir dos fluxos estimados pelo *EKF*. Mostrou-se que o algoritmo é bastante sensível a variações em r_r . Por exemplo, uma variação de 20% em r_r causa erro de 55% na velocidade quando o acionamento opera a 20 *rpm*. Isto mostra que é necessário a compensação deste parâmetro. Não foi feita uma análise da influência dos outros parâmetros.

Embora o *EKF* seja mais difícil de analisar, ele apresenta os mesmos problemas de sensibilidade paramétrica e limite de operação em baixa velocidade pois, baseia-se no mesmo sistema de equações da máquina. Este filtro utiliza uma matriz de ganho variável que é calculada de forma a minimizar os efeitos de ruído e erros de modelagem nos estados ou parâmetros estimados. No cálculo desta matriz é considerado que se tem conhecimento *a priori* da distribuição do ruído. Na prática se faz a suposição de que o ruído é branco. Esta suposição nem sempre é verdadeira pois a distribuição do ruído vai depender de uma série de fatores como, por exemplo, do sistema de aquisição e da eletrônica de potência utilizada. Em alguns casos este ruído é colorido. Como conclusão, a minimização dos efeitos do ruído nem sempre é garantida em aplicações reais. Outra característica do *EKF* é elevada carga computacional requerida para a sua implementação.

Dentre outras técnicas baseadas na *fcm*, Schroedl e Wieser [27] propuseram uma técnica bastante interessante por ser relativamente insensível a variações paramétricas na região de alta velocidade. A técnica baseia-se no uso dos estados zeros do chaveamento do inversor. Sempre que o inversor chaveia para um dos estados zero, os terminais da máquina ficam curto-circuitados e a taxa de variação das correntes deve-se apenas a *fcm*. Medindo a taxa de variação da corrente estatórica durante estes estados, é possível se estimar o ângulo de fluxo. A técnica obtém a estimação de fluxo em tempos discretos. Para determinarem a posição entre os estados zero, utilizaram um Filtro de Kalman. Uma idéia interessante dos autores foi combinarem dois estados diferentes de zero para obterem o que chamaram "estado zero virtual". Estes estados virtuais foram usados na região de alta velocidade onde os estados zero não existem ou são de curta duração. As principais desvantagens da técnica são: 1) sensibilidade à variações de r_s na região de baixa velocidade; 2) impossibilidade de se estimar em velocidade nula pois não há variação da corrente, e 3) o tempo necessário para se medir uma variação suficiente na corrente estatórica é inversamente proporcional à velocidade.

III. MÉTODOS BASEADOS EM SALIÊNCIAS MAGNÉTICAS

Dois pontos importantes foram observados nos métodos de estimação utilizando o modelo dq da máquina: (1) todos os métodos são sensíveis a variações paramétricas e (2) é impossível operação em velocidade nula devido a falta de sinal. Isto conduziu a uma nova linha de pesquisa onde se utilizam efeitos secundários tais como harmônicos produzidos por saliências mecânicas (ranhuras, excentricidades, máquinas com pólos salientes, introduzidas propositalmente no projeto) e saturação para a estimação da posição, velocidade e fluxo. Estas técnicas podem ser classificadas como:

- Técnicas baseadas na alimentação fundamental;
 - informação da velocidade e/ou posição obtida a partir das tensões ou correntes;
- Técnicas que necessitam da excitação da máquina com sinais especiais.
 - injeção de tensão ou corrente.

A. Métodos baseados na alimentação fundamental

Ishida e Iwata [28], [29], Zinger *et alii* [30], Moreira e Lipo [31] e Hurst *et alii* [32], [33] obtiveram informação da velocidade a partir dos harmônicos gerados pelas ranhuras rotóricas nas correntes ou tensões fundamentais. Em máquinas assíncronas, as ranhuras necessárias para a instalação dos condutores causam variações na relutância do circuito magnético. Quando a máquina é excitada, correntes e tensões são induzidas nas grandezas estatóricas devido as variações na densidade de fluxo produzidas pelas ranhuras. A frequência destes sinais induzidos é proporcional a velocidade em que a saliência magnética gira e ao número de ranhuras da máquina. A velocidade pode ser estimada isolando-se estes harmônicos através da transformada rápida de Fourier (FFT), filtros adaptativos, etc.

Informação da velocidade e/ou posição obtida a partir das tensões

Ishida e Iwata [28], [29] extraíram os harmônicos relacionados as ranhuras através da soma das tensões de fase da máquina. Desta forma, é possível eliminar a tensão fundamental e obter os componentes devido a saturação e ranhuras. Isto só é possível quando o número de ranhuras rotóricas não é múltiplo de três. A frequência do componente dominante do sinal resultante é dada por

$$f_{sh} = n_r f_r \pm f_e = 3n f_e - n_r f_{sl}, \quad n_r = 2n \mp 1, \quad n = 1, 2, \dots \quad (38)$$

onde n_r é o número de ranhuras rotóricas, f_e , f_r , e f_{sl} são as frequências de alimentação, de rotação da máquina e de escorregamento, respectivamente. A frequência de escorregamento foi determinada através de uma série de circuitos que amostravam o sinal em frequências múltiplas de f_{sl} , detectores de passagem por zero e filtragem passa-baixa. A grande vantagem deste método, e todos os outros baseados no mesmo princípio, é não depender dos parâmetros da máquina. Como desvantagens, citam-se:

1) dependência das tensões estatóricas, que inevitavelmente são pequenas quando a velocidade diminui, o que limita a faixa de baixa velocidade; 2) sofre influência da saturação uma vez que saturação produz um componente de terceiro harmônico que não é eliminado pela soma das tensões trifásicas; e 3) a filtragem passa-baixa introduz atrasos que deterioram o funcionamento durante transitórios.

Zinger *et alii* [30] e Moreira e Lipo [31] exploraram os harmônicos produzidos pelas ranhuras rotóricas no fluxo de entreferro como meio para se estimar a velocidade. A frequência destes harmônicos é proporcional à velocidade. A diferença básica entre os dois métodos reside na forma de obtenção do fluxo de entreferro. Zinger *et alii* [30] determinaram o fluxo de entreferro através da integração da f_{cem} medida em derivações específicas do enrolamento estatórico de uma máquina especialmente construída para este fim. Os sinais produzidos pelas ranhuras rotóricas foram separados da fundamental através da soma das f_{cem} trifásicas.

Moreira e Lipo [31] determinaram o fluxo de entreferro através da tensão de terceiro harmônico produzida pela saturação da máquina. Observaram que a saturação é responsável pela indução de um componente de terceiro harmônico nas tensões estatóricas. Como estas tensões são de seqüência zero, a soma das tensões trifásicas da máquina elimina a fundamental, preservando a componente de terceiro harmônico juntamente com as componentes produzidas pelas ranhuras. Em ambos os métodos, a frequência do sinal produzido pelas ranhuras rotóricas é isolada através de filtros passa-faixa com frequência central variável. A velocidade rotórica é derivada de

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\omega}_{slot} - \omega_e}{n_r} \quad (39)$$

onde $\hat{\omega}_{slot}$ é a frequência produzida pelas ranhuras rotóricas e n_r é o número de barras rotóricas.

A precisão deste tipo de estimação é função do número de barras rotóricas. Isto degrada o funcionamento em baixa velocidade quando o número de ranhuras é pequeno. Com um pequeno número de ranhuras, fica mais difícil a isolamento dos sinais quando a velocidade é baixa. A grande vantagem destas técnicas é que são independente dos parâmetros da máquina. O único parâmetro necessário é o número harmônico da saliência que está sendo estimada, por exemplo número de ranhuras. Número este que não varia com as condições de operação.

Informação da velocidade e/ou posição obtida a partir das correntes

Hurst *et alii* [32], [33] propuseram um método de estimação da velocidade baseado na medição dos harmônicos de corrente produzidos pelas ranhuras do rotor. A partir da medição de corrente, um algoritmo de estimação espectral detecta a frequência dos harmônicos produzidos pelas ranhuras. A velocidade de escorregamento é determinada a partir de uma relação entre os parâmetros construtivos da máquina e a frequência dos harmônicos produzidos pelas ranhuras. Embora a estimação de velocidade seja independente dos parâmetros

da máquina, o tempo necessário para a obtenção de um valor de velocidade é relativamente alto, uma vez que é necessário a aquisição de 10 a 30 ciclos do sinal de corrente e processamento posterior. Além disso, a estimação só pode ser feita com a máquina em regime permanente (velocidade constante) e com velocidade diferente de zero. Isto sugeriu a utilização de um observador de velocidade baseado no modelo mecânico da máquina. Desta forma, a estimação contínua da velocidade foi conseguida. Este esquema necessita de *hardware* de boa precisão para a aquisição dos sinais, como por exemplo, conversores *A/D* de 16 *bits*.

Hurst *et alii* [33] utilizaram o mesmo princípio de observador em malha fechada proposto por Jansen e Lorenz (veja Figura 4). Neste caso, a estimação espectral de velocidade foi utilizada somente para a sintonia dos parâmetros mecânicos, da constante de tempo rotórica e atualização do observador de velocidade. O limite de velocidade mínima atingido com o algoritmo foi de 2.5Hz (150 *rpm*). Como desvantagens destas técnicas baseadas na *FFT*, destacam-se: 1) elevado esforço computacional; 2) estimação da velocidade média e não instantânea, isto por causa do tempo necessário para se obter uma estimativa e o atraso entre duas estimações; e 3) a técnica sofre influência da velocidade, o que significa que a medida que a velocidade diminui fica mais difícil de se separar os harmônicos da fundamental. O agravante é que em velocidade nula não há separação espectral entre os dois componentes harmônicos de corrente.

Existem ainda algumas técnicas que estimam a posição e/ou velocidade através da medição da variação da corrente e da indutância da máquina [42], [43], [44], [27]. Estas técnicas baseiam-se no fenômeno de que a indutância da máquina varia com a posição da saliência magnética. Embora não aplicadas diretamente à máquinas assíncronas, elas se caracterizam pela determinação da velocidade e/ou posição utilizando a ondulação de corrente causada pelo chaveamento do inversor [42], [43], ou aplicam um sinal de teste à máquina [44], [27].

Matsuo e Lipo [42] e Ogasawara e Akagi [43] mediram as correntes da máquina em dois pontos distintos e calcularam a taxa da variação da mesma através da derivada de primeira ordem entre os dois pontos. A partir desta derivada de corrente, estimaram a posição da saliência magnética através de um mapeamento da indutância da máquina. A diferença básica entre as duas técnicas é que em [43] os autores propuseram um mapeamento da indutância através do cálculo da mesma e de uma operação envolvendo um arco tangente, além de modificarem o padrão de chaveamento do inversor. Já a técnica apresentada por Matsuo e Lipo [42], evita a medição da indutância através de um mapeamento direto entre as derivadas das correntes e a posição rotórica. Como estas técnicas baseiam-se na medição da ondulação de corrente produzida pelo chaveamento do inversor, elas podem ter algumas limitações. Em primeiro lugar, a ondulação de corrente devido ao chaveamento e a va-

riação da indutância são inversamente proporcionais à frequência de chaveamento [45]. O que significa que estas técnicas não são adequadas em aplicações onde se deseja uma corrente com pouca ondulação; o que requer altas frequências de chaveamento. Em segundo lugar, a variação da corrente em velocidade baixa é reduzida. Isto porque em baixa velocidade o inversor passa a maior parte do tempo aplicando os vetores nulos à máquina. Em terceiro lugar, o mapeamento da indutância não considerou o efeito da saturação. Além disso, nos tipos de máquinas utilizadas (motores à relutância síncrona e à ímã permanente) as saliências magnéticas são bastante pronunciadas. Isto facilitou o seu mapeamento. No caso das máquinas de indução comuns este mapeamento não é fácil, uma vez que estas máquinas são fabricadas sem saliências.

Schroedl *et alii* [44], [27] propuseram a estimação de fluxo ou posição através de um método que batizaram *INFORM* (*Indirect Flux detection by Online Reactance Measurement*). O método é baseado na injeção de um sinal de teste na máquina. Este sinal de teste é aplicado de forma intermitente em uma determinada frequência. Sempre que o sinal de teste é aplicado, a alimentação fundamental é retirada da máquina e o inversor é chaveado em determinado padrão de forma a impor este sinal. A estimação da posição da saliência é determinada a partir da medição das derivadas das correntes durante os intervalos em que o sinal de teste é aplicado. Devido a sua forma discreta, o método *INFORM* é usado juntamente com um observador ou Filtro de Kalman de forma a obter uma informação contínua de fluxo ou posição. Com este método, duas vantagens claras foram observadas: 1) operação em velocidades baixa e nula, pois o método não depende da alimentação fundamental; e 2) independência paramétrica. Como desvantagens, citam-se: 1) a perda de controle da alimentação fundamental durante os intervalos em que o sinal de teste é aplicado. Isto pode ser um problema, dependendo da duração destes intervalos e da velocidade da máquina; 2) A natureza discreta da estimação pode resultar em uma estimação com largura de faixa reduzida, o que não é interessante sobre o ponto de vista de rejeição às perturbações.

B. Métodos baseados na injeção de sinais de alta frequência

Pelo observado na seção anterior, mesmo utilizando-se técnicas de estimação baseadas na medição de efeitos secundários, tais como aqueles produzidos pelas ranhuras rotóricas, ainda assim é impossível se estimar a velocidade e/ou posição na faixa de velocidades baixa e nula. Isto porque estas técnicas ainda baseiam-se na alimentação fundamental da máquina. Ou seja, dependem da *f_{cem}*. Portanto, três requisitos são necessários para que se tenha uma estimação robusta, com ampla largura de faixa, e independente de parâmetros [45], [46]:

1. Excitação persistente e integrada, além da fundamental. Com isto pode-se estimar a posição inclusive em velocidades baixa e nula. Além disto, a ex-

citação deve utilizar o inversor já existente sem necessidade de *hardware* adicional e nem degradação da utilização do inversor (excitação integrada);

2. Presença de uma saliência na máquina. Isto permite uma estimação independente dos parâmetros;
3. Processamento digital de sinais inteligente (*Smart Signal Processing*) para que a técnica seja extensivamente utilizada e em uma ampla faixa de velocidade.

Dentre as técnicas que preenchem estes requisitos citam-se [34], [36], [37], [47], [48], [49], [50]. Estas técnicas são baseadas na injeção de um sinal de alta frequência (*carrier signal*), que pode ser tensão ou corrente, na alimentação fundamental da máquina. Como exemplo, na Figura 5 é mostrado o esquema para a injeção de tensão. Cada técnica tem suas vantagens e desvantagens em relação a outra.

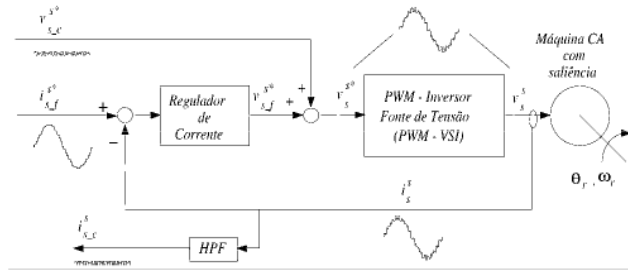


Figura 5 Injeção de um vetor de tensão de alta frequência para a estimação da posição rotórica ou fluxo

Devido ao efeito pelicular, a injeção de um sinal de alta frequência produz um fluxo que fica confinado na superfície do rotor, como fluxo de dispersão. Caso seja introduzida uma modulação espacial da indutância de dispersão rotórica (l_r) [34] ou mesmo na resistência da gaiola externa de uma máquina com gaiola dupla [36], a posição das saliências magnéticas produzidas por estas modificações podem ser prontamente detectáveis. No método proposto por Jansen *et alii* [34], a idéia básica é modificar as aberturas, a profundidade, ou o preenchimento das ranhuras ao longo da superfície do rotor. Através da injeção de um sinal de alta frequência, a posição das saliências (dependentes da posição do rotor ou fluxo) produzidas pela modulação em l_r é determinada. Injetando-se um vetor girante de tensão de alta frequência (40), mostrou-se que a corrente resultante é dada por (41).

$$\mathbf{v}_{s-c}^s = \begin{bmatrix} v_{s-d-c}^s \\ v_{s-q-c}^s \end{bmatrix} = V_{s-c} \begin{bmatrix} -\sin(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\mathbf{i}_{s-c}^s = \begin{bmatrix} i_{s-d-c}^s \\ i_{s-q-c}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{c-p} \sin(\omega_c t) + I_{c-n} \sin(2\theta_e - \omega_c t) \\ I_{c-p} \cos(\omega_c t) + I_{c-n} \cos(2\theta_e - \omega_c t) \end{bmatrix} \quad (41)$$

Em (40) e (41) $\omega_c \gg \omega_r$ é a frequência do sinal injetado, θ_e a posição da saliência, V_{s-c} amplitude do sinal injetado, I_{c-p} e I_{c-n} amplitude das correntes resultantes, que dependem das indutâncias de dispersão estatórica e rotórica, de ω_c e de V_{s-c} . Observa-se em (41) que \mathbf{i}_{s-c}^s

contém informação a respeito da posição da saliência. Resultados semelhantes são obtidos para o caso de injeção de corrente.

Através da técnica chamada heterodino, que pode ser descrita como o produto vetorial entre as grandezas medida e estimada, e um observador, é possível obter-se a posição do rotor, Figura 6.

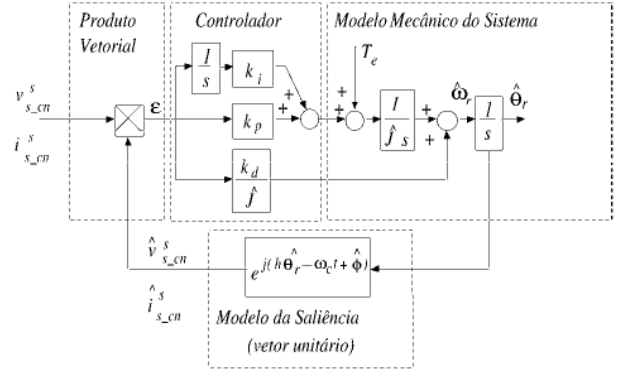


Figura 6 Observador de posição e velocidade rotórica proposto por Jansen e Lorenz [34]

A técnica heterodino é basicamente o produto vetorial entre a grandeza medida e a estimação da mesma. O erro gerado por esta operação é dado por (42). Este erro é resultante da injeção de um vetor de tensão de alta frequência em uma máquina cuja a saliência depende da posição rotórica.

$$\varepsilon = i_{s-q-c}^s \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_c t) - i_{s-d-c}^s \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_c t) \quad (42)$$

Manipulando-se (42), chega-se ao seguinte resultado

$$\varepsilon = I_{c-p} \sin[2(\omega_c t - \hat{\theta}_r)] + I_{c-n} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \quad (43)$$

Observa-se em (43) que o erro que aciona o observador é composto de duas componentes: uma de frequência elevada e outra que contém a informação da posição da saliência. O termo de alta frequência foi eliminado em [34] através de um *LPF*. Neste caso, o erro resultante é proporcional somente a posição da saliência, conforme é mostrado em (44). Uma forma mais elegante para a eliminação deste termo foi apresentada em [46] e [48], chamada de filtragem síncrona. A idéia básica é fazer uma rotação do vetor de erro ε para o referencial síncrono da grandeza que se deseja filtrar. Neste referencial síncrono, a grandeza que se deseja eliminar é um nível *CC* que é facilmente eliminado através de um filtro passa-alta (*HPF*).

$$\varepsilon_f \approx I_{c-n} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \approx 2I_{c-n}(\theta_r - \hat{\theta}_r), \text{ caso } \hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r \quad (44)$$

Neste procedimento, a precisão da estimação de velocidade e posição não depende das indutâncias de dispersão. O coeficiente I_{c-n} atua somente como um ganho para a entrada do observador.

A principal limitação dos trabalhos baseados na injeção de sinais de alta frequência [34], [36], [37], [47], [48], e

[50] é que eles assumem somente uma saliência senoidalmente distribuída na máquina. Isto é praticamente impossível de ser obtido em máquinas reais. Alguns efeitos secundários tais como saturação, ranhuras e rotores não-concêntricos produzem algum tipo de saliência parasita. Estas saliências parasitas, apesar de não impedirem o funcionamento da técnica, afetam a estabilidade, a largura de faixa e precisão da estimação [36].

Degner e Lorenz [48], [49] estudaram os efeitos que as saliências parasitas introduzem na estimação. Basicamente, desenvolveram um modelo de saliências múltiplas para máquinas CA. A idéia é determinar *off-line* os tipos de saliências que uma determinada máquina contém. Este conhecimento serve como uma "impressão digital" de cada máquina, uma vez que estas características não variam com as condições de operação da mesma. Dado o conhecimento das saliências presentes na máquina, propuseram o desacoplamento destas saliências parasitas. Portanto, eliminaram os efeitos indesejáveis destas saliências e melhoraram a precisão da estimação em relação aos trabalhos anteriores.

A maioria das técnicas apresentadas na literatura injetam um sinal de tensão de alta frequência e observam como as saliências afetam as correntes resultantes. O oposto a esta técnica, seria injetar um sinal de corrente de alta frequência e observar como as saliências afetam as tensões impressas. Existem algumas vantagens e desvantagens de cada técnica. A principal vantagem da injeção de corrente é que uma corrente relativamente pequena resultará em tensões impressas relativamente altas. Isto se deve ao fato do aumento da impedância com o aumento da frequência, resultando em altas tensões para as altas frequências do sinal de corrente injetado. Um dos principais problemas de algumas das técnicas que usam injeção de corrente [37], [51] é a baixa frequência dos sinais injetados. Esta característica gera alguns problemas: em primeiro lugar, a principal vantagem da injeção de corrente, é diminuída. Ou seja, o ganho da impedância não é tão grande; em segundo lugar, o sinal injetado de menor frequência deve ter um nível maior. Isto implica em maiores ondulações no conjugado da máquina; em terceiro lugar, a menor separação espectral entre o sinal de corrente injetado e a fundamental dificulta o processo de isolamento (filtragem) destes sinais. Além disso, há uma diminuição da largura de faixa da estimação; em quarto lugar, injeção de um sinal de corrente requer reguladores de corrente com elevada largura de faixa para regular ambas as correntes fundamental e injetada. Tal desempenho está além da capacidade dos reguladores PI síncronos de corrente. Em [52] foi proposta uma técnica de controle que permite injetar correntes de alta frequência e portanto, resolve os problemas acima mencionados.

IV. SENSIBILIDADE PARAMÉTRICA

A Tabela 1 indica como os parâmetros influenciam os métodos de estimação discutidos em função da faixa de velocidade da máquina.

V. CONCLUSÕES

As principais conclusões deste artigo são:

1. Os métodos de estimação de velocidade baseados no mesmo princípio de Schauder [21] apresentam a desvantagem de utilizarem como modelo de referência o modelo de tensão, que é inadequado na região de baixa velocidade;
2. Todos os métodos de estimação baseados na *fcem* apresentam praticamente a mesma dependência paramétrica, (veja Tabela 1), embora alguns métodos dependam de todos os parâmetros do modelo. A questão é que os autores só analisam a influência dos parâmetros que variam com a temperatura, considerando que as indutâncias podem ser mapeadas de acordo com as condições de fluxo;
3. Devido a limitada largura de faixa do observador de velocidade, os métodos baseados em controle *IFO* podem perder a sintonia durante condições transitórias;
4. Os métodos baseados em técnicas *MRAC* apresentam faixa de operação com velocidade estável mínima entre 50 *rpm* e 100 *rpm* (de acordo com a literatura consultada);
5. Na região de alta velocidade todos os métodos baseados na *fcem* apresentam desempenho satisfatório, embora alguns tenham menor sensibilidade paramétrica que outros;
6. Caso se queira utilizar as técnicas baseadas no modelo *dq* da máquina, torna-se imprescindível a utilização de esquemas de estimação paramétrica;

Influência dos Parâmetros							
Técnica	r_s	l_s	τ_r	σl_s	l_m	$\frac{l_m^2}{l_r}$	$\frac{l_r}{l_m}$
Abbondanti [9]	lsr	wsr	wsr	-	wsr	-	-
Venkataraman [10]	lsr	wsr	wsr	-	wsr	-	-
Beck [11]	wsr	wsr	wsr	-	-	-	wsr
Xu [13] e Bose [15]	lsr	-	wsr	hsr	-	-	-
Joetten [18]	lsr	-	wsr	hsr	-	-	wsr
Reyes [17],[19]	lsr	wsr	wsr	hsr	-	-	-
Ohtani [12] e [14]	lsr	-	wsr	hsr	wsr	-	-
Schauder [21]	lsr	-	wsr	hsr	lsr	-	wsr
Tajima e Hori [38]	lsr	-	wsr	hsr	lsr	-	wsr
Peng e Fukao [24]	-	-	wsr	hsr	-	wsr	-
Zhen e Xu [20]	lsr	-	wsr	-	-	wsr	-
Kubota [7],[39],[23]	lsr	-	wsr	hsr	-	-	wsr
Yang e Chin [22]	lsr	-	wsr	hsr	-	-	wsr
Henneberger [25] e [26]	lsr	-	wsr	?	?	-	?
Jansen e Lorenz [8]	-	-	lsr	hsr	hsr	-	hsr
Hurst et alii [32]	-	-	-	-	-	-	-
Schroedl and Wieser [27]	lsr	-	-	-	-	-	-
Harmônicos [26]-[35]	-	-	-	-	-	-	-

Tabela 1 Influência dos parâmetros na estimação da velocidade: hsr → alta velocidade; lsr → baixa velocidade; wsr → toda a faixa de velocidade;

7. Três requisitos são necessários para a estimação robusta e precisa de posição, fluxo e velocidade:
- Excitação persistente;
 - Presença de uma saliência espacial no rotor da máquina;
 - Estimação com alta largura de faixa para garantir propriedades de rejeição a perturbação semelhantes àquelas desempenhadas pelo sensor que pretende-se substituir.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Leonard, W. *Control of Electrical Drives*. Springer, Berlin, second edn., 1996.
- Novotny, D. e Lipo, T. Dynamics of vector control and field orientation. In: *Wempec Tutorial Rep.*, p. 45–91, Madison-USA, 1989. University of Wisconsin.
- Hori, Y. e Umeno, T. Implementation of robust flux observer based field orientation (fofo) controller for induction machines. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 523–528, 1989.
- Matsuse, K. e Kubota, H. Deadbeat flux level control of high power saturated induction servo motor using rotor flux observer. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 409–414, Dearborn, Michigan, USA, Set./Out. 1991.
- Nilsen, R. e Kazmierkowski, M. P. New reduced-order observer with parameter adaption for flux estimation in induction motors. In: *Conf. Rec. PESC*, p. 245–252, 1992.
- Silvino, J. L., Bottura, C. P. e Resende, P. Observadores de fluxo e estimação de parâmetros da máquina de indução via modelamento discreto n ao estacionário. *Controle e Automação*, 4, n. 1, 11–22, Agosto/Setembro 1993.
- Kubota, H., Matsuse, K. e Nakano, T. Dsp-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29, n. 2, 344–348, março/abril 1993.
- Jansen, P. L. e Lorenz, R. D. Accuracy limitations of velocity and flux estimation in direct field oriented induction machines. In: *Conf. Rec. EPE*, p. 312–318, Brighton, UK, setembro 1993.
- Abbondanti, A. e Brennen, M. B. Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-11, n. 5, 483–488, Setembro/Outubro 1975.
- Venkataraman, R., Ramaswami, B. e Holtz, J. Electronic analog slip calculator for induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, IECI-27, n. 2, 110–116, Maio 1980.
- Beck, M. e Naunin, D. A new method for the calculation of the slip frequency for a sensorless speed control of a squirrel-cage induction motor. In: *Conf. Rec. PESC*, p. 678–683, 1985.
- Ohtani, T., Takada, N. e Tanaka, K. Vector control of induction motor without shaft encoder. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28, n. 1, 157–164, janeiro/fevereiro 1992.
- Xu, X. e Novotny, D. W. Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile dsp based system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27, n. 4, 694–700, Julho/Agosto 1991.
- Bonanno, C. J., Zhen, L. e Xu, L. A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 166–173, Orlando - FL, USA, 1995.
- Bose, B. K. e Simoes, M. G. Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 137–143, 1995.
- Kanmachi, T. e Takahashi, I. Sensor-less speed control of an induction motor with no influence of secondary resistance variation. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 408–413, Toronto, Ontario, Canada, outubro 1993.
- Reyes, M. V., Minami, K. e Verghese, G. C. Recursive speed and parameter estimation for induction machines. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 607–611, 1989.
- Joetten, R. e Maeder, G. Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19, n. 3, 356–362, Maio/Junho 1983.
- Minami, K., Reyes, M. V. e Verghese, G. C. Multi-stage speed and parameter estimation for induction machines. In: *Conf. Rec. PESC*, p. 596–604, 1991.
- Zhen, L. e Xu, L. A mutual mras identification scheme for position sensorless field orientation control of induction machines. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 159–165, Orlando - FL, USA, 1995.
- Schauder, C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28, n. 5, 1054–1061, setembro/outubro 1992.
- Yang, G. e Chin, T.-H. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29, n. 4, 820–825, julho/agosto 1993.
- Kubota, H. e Matsuse, K. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30, n. 5, 1219–1224, setembro/outubro 1994.
- Peng, F.-Z. e Fukao, T. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30, n. 5, 1234–1240, setembro/outubro 1994.
- Henneberger, G., Brunsbach, B. J. e Klepsch, T. Field-oriented control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors using a kalman filter. In: *Conf. Rec. EPE*, p. 664–671, Firenze, 1991.
- Kim, Y.-R., Sul, S.-K. e Park, M.-H. Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter. *IEEE Transactions on Industry Appli-*

- cations*, 30, n. 5, 1225–1233, setembro/outubro 1994.
- [27] Schroedl, M. e Wieser, R. S. E.m.f - based rotor flux detection in induction motors using virtual short circuits. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 229–233, San Diego - CA, USA, 1996.
- [28] Ishida, M. e Iwata, K. A new slip frequency detector of an induction motor utilizing motor slot harmonics. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 20, n. 3, 575–581, maio/junho 1984.
- [29] Ishida, M. e Iwata, K. Steady-state characteristics of a torque and speed control system of an induction motor utilizing rotor slot harmonics for frequency sensing. In: *International Semiconductor Power Conversion Conference*, p. 408–415, 1982.
- [30] Zinger, D., Profumo, F., Lipo, T. A. e Novotny, D. W. A direct field field-oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings. In: *Conf. Rec. PESC*, p. 855–861, 1988.
- [31] Moreira, J. C. e Lipo, T. A. Direct field orientation control using the third harmonic component of the stator voltage. In: *Conf. Rec. ICEM*, p. 1237–1242, Cambridge, MA, 1990.
- [32] Hurst, K. D., Habetler, T. G., Griva, G. e Profumo, F. Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 601–607, Denver, Colorado, USA, outubro 1994.
- [33] Hurst, K. D., Habetler, T. G., Griva, G. e Profumo, F. A self-tuning, closed-loop flux observer for sensorless torque control of standard induction machines. In: *Conf. Rec. PESC*, p. 792–798, Atlanta-Georgia, USA, 1995.
- [34] Jansen, P. L. e Lorenz, R. D. Transducerless position and velocity estimation in induction machines an salient ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31, n. 2, 240–247, março/abril 1995.
- [35] Yong, S.-I., Choi, J.-W. e Sul, S.-K. Sensorless vector control of induction machine using frequency current injection. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 503–508, Denver, Colorado, USA, outubro 1994.
- [36] Cilia, J., Asher, G. M. e Bradley, K. J. Sensorless position detection for vector controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 286–292, San Diego - CA, USA, 1996.
- [37] Blaschke, F., van der Burt, J. e Vandenput, A. Sensorless direct field orientation at zero flux frequency. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 189–196, San Diego - CA, USA, 1996.
- [38] Tajima, H. e Hori, Y. Speed sensorless field-oriented control of the induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29, n. 1, 175–180, janeiro/fevereiro 1993.
- [39] Kubota, H. e Matsuse, K. Robust field induction motor drives based on disturbance torque estimation without rotational transducers. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 558–562, Houston, Texas, USA, outubro 1992.
- [40] Landau, Y. D. *Adaptive control: the model reference approach*. Marcel Dekker, New York, 1979.
- [41] Jansen, P. L. e Lorenz, R. D. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30, n. 1, 101–110, janeiro/fevereiro 1994.
- [42] Matsuo, T. e Lipo, T. A. Rotor position detection scheme for synchronous reluctance motor based on current measurements. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31, n. 4, 860–868, julho/agosto 1995.
- [43] Ogasawara, S. e Akagi, H. An approach to real-time position estimation at zero and low speed for pm motor based on saliency. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 29–35, San Diego - CA, USA, 1996.
- [44] Schroedl, M. e Stefan, T. New rotor position detector for permanent magnet synchronous machines using the "inform" method. *ETEP*, 1, n. 1, 47–53, janeiro/fevereiro 1991.
- [45] Jansen, P. L. *The integration of state estimation, control, and design for induction machines*. PhD dissertation, University of Wisconsin, Department of Electrical and Computer Engineering, 1993.
- [46] Degner, M. W. *Flux, position, and velocity estimation in AC machines using carrier frequency signal injection*. Preliminary PhD thesis proposal, University of Wisconsin, Department of Electrical and Computer Engineering, may 1997.
- [47] Corley, M. J. e Lorenz, R. D. Rotor position and velocity estimation for a permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 36–41, San Diego - CA, USA, 1996.
- [48] Degner, M. W. e Lorenz, R. D. Wide bandwidth flux, position, and velocity estimation in ac machines at any speed (including zero) using multiple saliencies. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 760–767, New Orleans - Louisiana, USA, 1997.
- [49] Degner, M. W. e Lorenz, R. D. Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonic and carrier frequency signal injection. In: *Conf. Rec. PCC*, p. 69–72, Nagoaka, Japão, 1997.
- [50] Dixon, J. W. e Rivarola, J. N. Induction motor speed and synchronous motor position estimator based on a fixed carrier frequency signal. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43, n. 4, 505–509, agosto 1996.
- [51] Ha, J. e Sul, S. Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection. In: *Conf. Rec. IAS*, p. 426–432, New Orleans - Louisiana, USA, 1997.
- [52] Ribeiro, L. A. S., Degner, M. W., Briz, F. e Lorenz, R. D. Comparing carrier frequency current and voltage injection for the estimation of flux, position, and velocity in sensorless ac drives. In: *Conf. Rec. IAS*, St. Louis - Missouri, USA, outubro 1998.