
ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA SISTEMAS DE ACIONAMENTO COM MÁQUINA ASSÍNCRONA

Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba
58109-970 Campina Grande, PB - Brasil, Caixa Postal 10105
Fone: 083-3331000 R. 442; Fax: 083-3332480;
Email:jacobina@dee.ufpb.br ou marcus@dee.ufpb.br

RESUMO - Este artigo propõe uma classificação para as diversas estratégias de controle da máquina assíncrona baseada na escolha das variáveis de estado, das variáveis de comando e do sistema de eixos de referência empregado na representação da máquina. Nesta classificação são definidas duas classes de estratégias de controle para a máquina assíncrona: i) controle por escorregamento e ii) controle em quadratura. A classificação possibilita uma formulação generalizada para a análise das estratégias de controle deste tipo de máquina elétrica. A formulação inclui tanto estratégias já conhecidas quanto estratégias novas, propostas neste trabalho. As estratégias de controle apresentadas são estudadas e comparadas com a estratégia de controle denominada de controle por orientação pelo campo. A complexidade computacional relativa à implementação em microcomputador das estratégias estudadas é avaliada. É estudada a influência do tempo morto, relativo às tarefas de aquisição e execução dos controladores, no desempenho do sistema de controle da máquina. As estratégias de controle são estudadas por meio de um programa de simulação digital. Também, são apresentados alguns resultados experimentais selecionados.

Palavras Chaves: Máquina Assíncrona; Controle da Máquina Assíncrona; Controle Vetorial.

ABSTRACT - We may group the control strategies for the asynchronous machine into two broad classes according to the state variables, the command signals and the reference frame location employed in the machine model. These classes are generically designated by: i) slip control strategies and ii) quadrature control strategies. This kind of clas-

sification establishes a general framework to the analysis of the asynchronous machine control strategies. The proposed approach is quite general and enables one to study both the classical and novel control strategies. The presented control strategies are studied and compared to the so-called field oriented control strategy. This paper presents some new strategies and a study of the implementation complexity, evaluated in terms of the amount of arithmetic operations involved in each scheme. The study of the closed loop performance considering the effect of the dead time due to the data input and output and the control computations is also presented. A computer simulation program has been done and the results are presented and discussed. Some selected experimental results are presented.

Key-Words: Induction Machine; Induction Machine Control; Vector Control.

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de acionamento estático que empregam máquinas assíncronas são mecanicamente robustos, mas sua análise é complexa pois requer o estudo de um sistema multivariável e não linear. Os primeiros esquemas de acionamentos com máquina assíncrona eram do tipo escalar e baseados em modelos de regime permanente, tal como o Volts/Hertz (Leonhard, 1985), apresentando fraco desempenho dinâmico. No intuito de desenvolver sistemas de acionamento de alto desempenho, têm sido investigadas estratégias de controle que assegurem o desacoplamento entre o controle do fluxo e do conjugado. A utilização de técnicas genéricas de desacoplamento de sistemas, tal como proposto por Falb e Wolovich (1967), ou baseadas em modelos escalares, como proposto por Bose (1984), levam em geral a soluções pouco eficazes e eventualmente complexas.

⁰ Artigo submetido em 28/03/94;
1^a Revisão em 12/06/95 2^a Revisão em 24/01/96
Aceito por recomendação do Ed.Consultor Prof.Dr.Edson H. Watanabe

Entretanto, explorando convenientemente o modelo da máquina, é possível obter este desacoplamento utilizando abordagens ditas vetoriais. Por exemplo, controlando o fluxo rotórico da máquina, pela componente da corrente estática em fase com o fluxo, e o conjugado eletromagnético por meio da componente da corrente estática ortogonal ou em quadratura com o fluxo, denominado controle por orientação pelo campo (Blaschke, 1971; Doncker e Novotny, 1988).

Outros exemplos de estratégias de controle da máquina assíncrona de alto desempenho dinâmico foram propostos por Takahashi e Noguchi (1986), Rossi *et alii* (1994), Habetler e Divan (1991) e Lima (1989) baseados no controle da amplitude e da frequência do fluxo estático.

A escolha das variáveis de estado, das variáveis de comando e da localização do sistema de eixos de referência permite estabelecer uma classificação genérica para as estratégias de controle da máquina assíncrona. Na classificação utilizada neste trabalho, as estratégias de controle são agrupadas em duas categorias denominadas: controle por escorregamento e controle em quadratura. A formulação e a classificação adotadas são suficientemente genéricas e incluem tanto as estratégias clássicas quanto as estratégias modernas do tipo vetorial. Além da sistematização proposta, o trabalho apresenta algumas estratégias novas do tipo vetorial.

Por razões de espaço, não são discutidas todas as estratégias de controle para a máquina assíncrona, entretanto a formulação e a classificação adotadas é genérica e permitem incluir tanto os controles clássicos, quanto os modernos de alto desempenho. Algumas estratégias não discutidas explicitamente neste trabalho, como por exemplo as apresentadas por Takahashi e Noguchi (1986) e Habetler e Divan (1991), estudadas por Silva (1994) e Santisteban e Stephan (1993), podem ser classificadas como do tipo controle por escorregamento.

As estratégias de controle apresentadas nesta classificação são estudadas e comparadas com o controle por orientação pelo campo. A complexidade computacional da implementação por microcomputador das estratégias é avaliada. Esta avaliação permite estimar o tempo de processamento necessário à execução das tarefas de aquisição e controle. O tempo de processamento introduz um atraso que degrada o desempenho do sistema de controle da máquina. Neste trabalho a influência deste atraso no desempenho, em malha fechada, do sistema de controle é compensado utilizando a transformada z modificada no desenvolvimento dos modelos discretos.

Na figura 1 é apresentado o diagrama de blocos simplificado do sistema de acionamento considerado neste trabalho. Trata-se de um sistema padrão para acionamento com máquina de corrente alternada. A máquina assíncrona é acoplada a uma máquina de corrente contínua para simular a carga mecânica. A alimentação da máquina é fornecida por um inversor trifásico, a transistores bipolares. O sinal de comando para o inversor é gerado utilizando-se uma técnica PWM. A aquisição das variáveis, o controle e o comando do sistema de acionamento são realizados por um microcomputador dotado de placas dedicadas com con-

versores A/D e temporizadores programáveis ("timers").

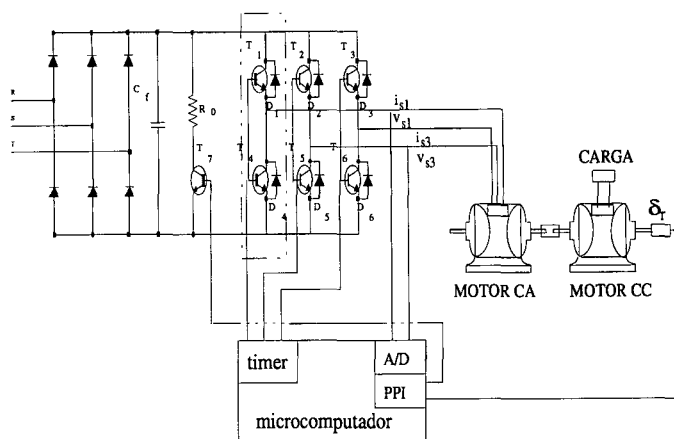


Figura 1 - Sistema de acionamento com máquina assíncrona.

2 MODELO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA

Uma máquina assíncrona, simétrica, livre de saturação e com distribuição senoidal de fluxo, pode ser representada por um modelo vetorial em um referencial genérico, indicado pelo expoente "g", dado por (Leonhard, 1985; Chate-lain, 1983):

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (1)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2)$$

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (3)$$

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (4)$$

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (5)$$

$$c_e = P i_s \phi_s \text{sen}(\delta_i - \delta_a) = P \frac{l_m}{l_r} i_s \phi_r \text{sen}(\delta_i - \delta_b) \quad (6)$$

A definição das variáveis e parâmetros deste modelo é apresentada no final do artigo, no item nomenclatura. Na figura 2 são apresentados os vetores instantâneos para as variáveis v_s^s , i_s^s , ϕ_s^s e ϕ_r^s , vetores tensão estática, corrente estática, fluxo estático e fluxo rotórico da máquina vistos do referencial estático (fase s_1), respectivamente. Também, neste diagrama são indicados o eixo magnético rotórico (fase r_1) e o eixo d .

3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

De modo genérico, as estratégias de controle de fluxo e conjugado podem ser classificadas como estratégias escalares ou vetoriais. Nas estratégias escalares controlam-se simultaneamente a amplitude e a frequência da grandeza. No caso das estratégias vetoriais o controle é feito por meio dos valores da amplitude e da fase ou das componentes dq da grandeza. As estratégias podem ser classificadas de acordo com o fluxo escolhido para a excitação magnética da máquina e de acordo com o tipo de variável empregada no controle do conjugado eletromagnético. A excitação

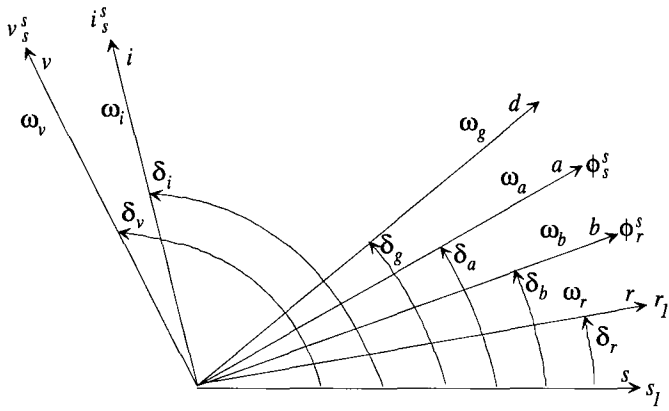


Figura 2 - Vetores instantâneos da máquina.

magnética pode ser feita através do fluxo estatórico, do fluxo rotórico ou do fluxo de entreferro. O conjugado eletromagnético pode ser controlado através da frequência de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina (controle por escorregamento), ou pela componente de uma segunda variável, variável de conjugado, em quadratura com a variável de excitação (controle em quadratura).

O conjugado eletromagnético de uma máquina assíncrona pode ser expresso genericamente como:

$$c_e = k_1 \phi_1^2 \omega_{1r} \quad (7)$$

Na equação (7) k_1 depende dos parâmetros da máquina, ϕ_1 é a amplitude do fluxo escolhida e $\omega_{1r} = \omega_1 - \omega_r$ é a frequência de escorregamento do vetor fluxo escolhido. Quando o fluxo utilizado é o fluxo rotórico, esta expressão é exata e vale também durante os regimes transitórios da máquina. Quando o fluxo utilizado é o fluxo estatórico ou o de entreferro, esta expressão é aproximada e é válida apenas em regime permanente (Buhler, 1979). O controle por escorregamento é baseado na equação (7): controla-se a amplitude do fluxo ϕ_1 , normalmente num valor constante (exceto nos casos de enfraquecimento de campo e otimização da eficiência da máquina), e o escorregamento ω_{1r} é utilizado para o controle do conjugado.

O conjugado eletromagnético da máquina assíncrona pode ainda ser expresso genericamente pelo módulo do produto vetorial de duas grandezas vetoriais de estado quaisquer da máquina (x_1^g e x_2^g):

$$c_e = k_{12} x_1 x_2 \text{sen}(\delta_{21}) \quad (8)$$

Na equação (8) x_1 e x_2 são as amplitudes dos vetores x_1^g e x_2^g , δ_{21} é o ângulo entre os vetores e k_{12} é uma constante. As grandezas x_1^g e x_2^g podem ser escolhidas por exemplo como fluxo-fluxo ou fluxo-corrente. O controle em quadratura é baseado na equação (8). Supondo que x_1^g é a variável de excitação magnética, x_1 é controlada em um valor normalmente constante, e o conjugado eletromagnético da máquina é controlado através de $x_2 \text{sen}(\delta_{21})$, componente de x_2^g em quadratura com x_1^g .

As estratégias de controle podem ser implementadas na forma direta ou indireta. No controle direto, existe uma

malha fechada de controle do fluxo. No controle indireto, o fluxo é controlado sem realimentação ("feedforward"). O sinal de realimentação do fluxo é obtido diretamente através de sensores de fluxo (Lipo e Chang, 1986) ou estimado utilizando-se um observador de estados em malha fechada (Lima, 1989; Pietrzak-David *et alii*, 1992) ou ainda estimado em malha aberta (Xu *et alii*, 1988).

A estratégia de controle por quadratura é eminentemente do tipo vetorial. Já a estratégia de controle por escorregamento pode ser implementada também na forma escalar, pois é baseada no controle da amplitude e da frequência de escorregamento do fluxo.

A estratégia de controle em quadratura utiliza normalmente controladores no referencial de fluxo a ser controlado. Entretanto, no controle por escorregamento o referencial para implementação dos controladores pode ser qualquer.

Em seguida são apresentadas e classificadas algumas estratégias de controle da máquina assíncrona com os fluxos estatóricos e rotóricos.

4 CONTROLE POR ESCORREGAMENTO

4.1 Controle por escorregamento com o fluxo rotórico

Utilizando as equações (2) e (4) pode-se escrever a seguinte equação dinâmica, relacionando-se o fluxo rotórico e a corrente estatórica:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (9)$$

onde $\tau_r = l_r / r_r$ é a constante de tempo rotórica. Considerando-se a equação (9) com o eixo d alinhado com o vetor fluxo rotórico ($\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$ e $\omega_g = \omega_b$) e utilizando a equação (6), obtém-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$c_e = P \frac{\phi_r^2}{r_r} \omega_{br} \quad (10)$$

A equação (10) mostra que o conjugado eletromagnético pode ser controlado através de ω_{br} , com ϕ_r sendo controlado no nível do fluxo desejado.

4.1.1 Controle vetorial direto

Este tipo de controle de fluxo e conjugado é obtido controlando-se diretamente o vetor fluxo rotórico. Neste caso, o vetor fluxo de referência é dado por:

$$\phi_r^{s*} = \phi_r^* e^{j\delta_b^*} \quad (11)$$

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (12)$$

O vetor fluxo rotórico na equação (11) tem como componentes: $\phi_{rd}^{s*} = \phi_r^* \cos(\delta_b^*)$ e $\phi_{rq}^{s*} = \phi_r^* \text{sen}(\delta_b^*)$. Ao longo de

todo o texto será empregado o símbolo * em expoente para indicar os valores de referência.

É possível utilizar as tensões estatóricas v_{sd}^s e v_{sq}^s para comandar diretamente a máquina e controlar o fluxo rotórico. Entretanto, obtêm-se modelos dinâmicos mais apropriados para uma abordagem SISO utilizando a corrente como variável de comando. Isto implica na necessidade de se utilizar uma malha interna de controle de corrente.

O modelo dinâmico de controle do fluxo rotórico, com a corrente estatórica como variável de comando, é dado pela equação (9). Esta estratégia de controle pode ser realizada num referencial qualquer. O referencial rotórico é escolhido porque neste caso elimina-se o acoplamento entre os componentes dq do fluxo, simplificando o projeto dos controladores. Assim, escolhendo-se o referencial rotórico ($\delta_g = \delta_r$, donde $\omega_g = \omega_r$) em (9), obtêm-se as equações dinâmicas fluxo-corrente em termos das componentes dq :

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^r = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^r + \frac{d\phi_{rd}^r}{dt} \quad (13)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^r = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^r + \frac{d\phi_{rq}^r}{dt} \quad (14)$$

Utilizando as equações (13) e (14), o controle de fluxo pode ser realizado através de dois controladores independentes, um para cada componente dq . Os sinais de saída dos controladores de fluxo são as componentes da corrente de referência no referencial rotórico. A corrente de referência no referencial estatórico ($\delta_g = 0$, donde $\omega_g = 0$) é obtida por meio de uma transformação de coordenadas.

O diagrama de blocos deste esquema de controle é mostrado na figura 3. Os blocos indicados por ϕ_r^{r*} , R_ϕ^r e $e^{j\delta_r}$ representam o gerador de referência dos fluxos dq , os controladores do fluxo rotórico e o transformador de coordenadas ($i_s^s = i_s^r e^{j\delta_r}$, ou as equações (15) e (16) quando utiliza-se os componentes dq), respectivamente. O bloco estimador de fluxo permite a obtenção do fluxo rotórico a partir da medição das variáveis terminais da máquina. O controlador de corrente estatórica FC é o mesmo utilizado na figura 5, ele será discutido na seção de controle de corrente. No bloco divisor o numerador é a variável da seta horizontal e o denominador é a variável da seta vertical.

Os sinais de referencia do fluxo rotórico ($\phi_{rd}^{r*} = \phi_r^* \cos(\delta_{br}^*)$ e $\phi_{rq}^{r*} = \phi_r^* \sin(\delta_{br}^*)$) tem a mesma amplitude ϕ_r^* e frequência $\omega_{br}^* = d\delta_{br}^*/dt$. Observa-se que esta estratégia é do tipo vetorial pois as componentes dq são individualmente controlados.

4.1.2 Controle indireto

É possível definir estratégias de controle com o vetor fluxo em malha aberta. De fato, assumindo condições de regime permanente, ($d\phi_{rd}^r/dt = -\omega_{br}\phi_{rq}^r$ e $d\phi_{rq}^r/dt = \omega_{br}\phi_{rd}^r$), pode-se controlar ϕ_r^r gerando correntes de referência, em coordenadas estatóricas, como se segue:

$$i_{sd}^{s*} = i_{sd}^{r*} \cos(\delta_r^*) - i_{sq}^{r*} \sin(\delta_r^*) \quad (15)$$

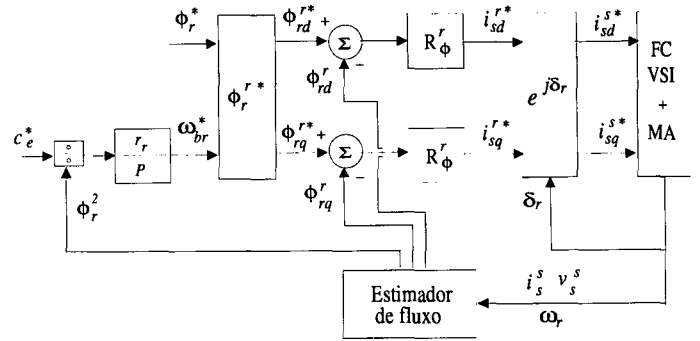


Figura 3 - Diagrama de blocos do esquema vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico no referencial rotórico.

$$i_{sq}^{s*} = i_{sq}^{r*} \cos(\delta_r^*) + i_{sd}^{r*} \sin(\delta_r^*) \quad (16)$$

Onde tem-se:

$$i_{sd}^{r*} = \frac{\phi_{rd}^{r*}}{l_m} - \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rq}^{r*} \quad (17)$$

$$i_{sq}^{r*} = \frac{\phi_{rq}^{r*}}{l_m} + \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rd}^{r*} \quad (18)$$

$$\phi_{rd}^{r*} = \phi_r^* \cos(\delta_{br}^*) \quad (19)$$

$$\phi_{rq}^{r*} = \phi_r^* \sin(\delta_{br}^*) \quad (20)$$

$$\delta_{br}^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau \quad (21)$$

Este controle é semelhante ao controle vetorial por orientação pelo campo rotórico indireto deduzido mais a frente, dado pela equações (45)-(48).

É possível ainda definir o controle escalar por escorregamento com o fluxo rotórico (Souza Fl., 1993). Neste caso, é imposta à máquina uma corrente estatórica, no referencial estatórico, de amplitude, obtida de (17) e (18), e frequência dadas por:

$$i_s^* = \frac{\phi_r^*}{l_m} \sqrt{1 + \tau_r^2 \omega_{br}^{*2}} \quad (22)$$

$$\omega_b^* = \omega_{br}^* + \omega_r \quad (23)$$

4.2 Controle por escorregamento com fluxo estatórico

Em regime permanente o conjugado eletromagnético da máquina assíncrona pode ser calculado usando as equações (2),(3), (4) e (6), obtendo-se:

$$c_e = \frac{Pl_m^2}{r_r l_s^2} \frac{\omega_{ar}}{1 + (\omega_{ar} \sigma \tau_r)^2} \phi_s^2 \quad (24)$$

onde $\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r)$ é o coeficiente de dispersão.

Para pequenos valores de escorregamento e abaixo do valor de "pull-out" esta expressão pode ser aproximada por:

$$c_e = \frac{Pl_m^2 \omega_{ar} \phi_s^2}{r_r l_s^2} \quad (25)$$

Mais informações sobre expressões em que se considera o regime dinâmico, podem ser encontradas na literatura

(Lima, 1989; Buhler, 1979; Takahashi e Noguchi, 1986; Santisteban e Stephan, 1993).

Segundo a equação (25), nota-se que c_e pode ser controlado através de ω_{ar} , desde que ϕ_s seja mantido constante.

4.2.1 Controle vetorial direto

No caso da estratégia de malha fechada o controle do conjugado e do fluxo é obtido diretamente através do vetor fluxo estático. O vetor fluxo estático de referência é dado por:

$$\phi_s^{s*} = \phi_s^* e^{j\delta_a^*} \quad (26)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (27)$$

O controle do vetor fluxo estático pode ser baseado diretamente na equação (1) com o termo da queda de tensão resistiva tomado como perturbação a ser compensada. Todavia, o modelo dinâmico utilizado aqui é obtido da equação (1) substituindo-se a corrente estática em termo dos fluxos rotórico e estático, resultando o seguinte modelo:

$$v_s^s = \frac{r_s}{\sigma l_s} \phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g - \frac{l_m r_s}{\sigma l_s l_r} \phi_r^g \quad (28)$$

De acordo com a equação (28), a estratégia de controle do fluxo estático pode ser implementada num referencial arbitrário. Neste estudo optou-se pelo referencial estático, evitando-se o acoplamento entre as componentes dq . Neste caso, tem-se as seguintes equações dinâmicas:

$$v_{sd}^s = \frac{r_s}{\sigma l_s} \phi_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} - \frac{l_m r_s}{\sigma l_s l_r} \phi_{rd}^s \quad (29)$$

$$v_{sq}^s = \frac{r_s}{\sigma l_s} \phi_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} - \frac{l_m r_s}{\sigma l_s l_r} \phi_{rq}^s \quad (30)$$

O diagrama de blocos deste esquema é mostrado na figura 4. Os blocos denominados de R_ϕ^s representam os controladores de fluxo estático. O bloco ϕ_s^{s*} representa o gerador de referência dos fluxos dq . Os termos $e_{sd}^s = -\frac{l_m r_s}{\sigma l_s l_r} \phi_{rd}^s$ e $e_{sq}^s = -\frac{l_m r_s}{\sigma l_s l_r} \phi_{rq}^s$ são perturbações a serem compensadas (forças contra-eletromotrizes rotóricas). Os componentes dq do fluxo no referencial estático ($\phi_{sd}^{s*} = \phi_s^* \cos(\delta_a^*)$ e $\phi_{sq}^{s*} = \phi_s^* \sin(\delta_a^*)$) possuem a mesma amplitude ϕ_s^* e frequência $\omega_a^* = d\delta_a^*/dt$.

4.2.2 Controle indireto

A estratégia de malha aberta de fluxo pode ser obtida através da equação (1) considerando-se condições de regime permanente: $d\phi_s^s/dt = j\omega_a \phi_s^s$. Assim, obtém-se:

$$v_{sd}^{s*} = r_s i_{sd}^{s*} - (\omega_{ar}^* + \omega_r) \phi_s^* \sin(\delta_a^*) \quad (31)$$

$$v_{sq}^{s*} = r_s i_{sq}^{s*} + (\omega_{ar}^* + \omega_r) \phi_s^* \cos(\delta_a^*) \quad (32)$$

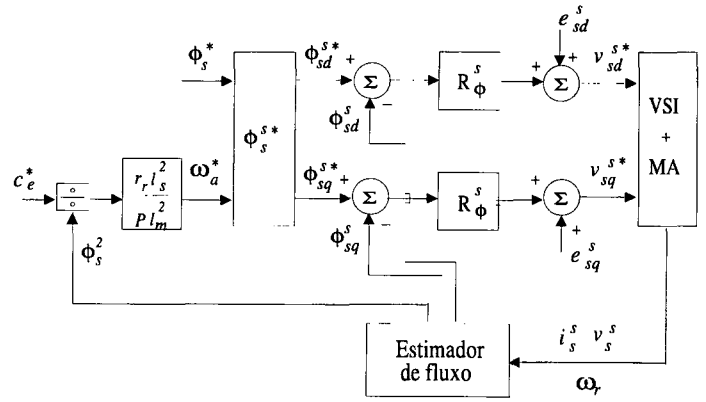


Figura 4 - Diagrama de controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo estático no referencial estático

Com as correntes i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} obtidas de:

$$i_{sd}^{s*} = i_{sd}^{a*} \cos(\delta_a^*) - i_{sq}^{a*} \sin(\delta_a^*) \quad (33)$$

$$i_{sq}^{s*} = i_{sq}^{a*} \cos(\delta_a^*) + i_{sd}^{a*} \sin(\delta_a^*) \quad (34)$$

Onde, das equações (2)-(4) tem-se:

$$i_{sd}^{a*} = \frac{(1 + \sigma \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}) \phi_s^*}{(1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}) l_s} \quad (35)$$

$$i_{sq}^{a*} = \frac{(1 - \sigma) \tau_r \omega_{ar}^* \phi_s^*}{(1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}) l_s} \quad (36)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (37)$$

Se as quedas de tensão resistivas $r_s i_{sd}^s$ e $r_s i_{sq}^s$ forem desprezadas este esquema é simplificado, obtendo-se o clássico esquema de controle escalar Volts/Hertz. Neste caso, é imposta à máquina uma tensão estática, no referencial estático, de amplitude, obtida das equações (31)-(34), e frequência dadas por:

$$v_s^* = \omega_a^* \phi_s^* \quad (38)$$

$$\omega_a^* = \omega_{ar}^* + \omega_r \quad (39)$$

Pode-se ainda definir outro esquema de controle clássico escalar, denominado controle escalar por escorregamento com o fluxo estático (Garcia *et alii*, 1990). Nesta estratégia é imposta à máquina uma corrente estática, no referencial estático, de amplitude, obtida das equações (35) e (36), e frequência dadas por:

$$i_s^* = \frac{\phi_s^*}{l_s} \sqrt{\frac{1 + \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}}{1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}}} \quad (40)$$

$$\omega_a^* = \omega_{ar}^* + \omega_r \quad (41)$$

5 CONTROLE EM QUADRATURA

5.1 Controle em quadratura com o fluxo rotórico

O modelo dinâmico que relaciona as correntes estáticas e o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico é obtido a partir

da equação (9), fazendo-se $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$ e $\omega_g = \omega_b$. Este modelo é expresso pelas seguintes equações:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (42)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (43)$$

Onde $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ e $i_{sq}^b = i_s \text{sen}(\delta_i - \delta_b)$.

Da equação (6) e introduzindo i_{sq}^b , escreve-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$c_e = \frac{Pl_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (44)$$

A equação (44) mostra que o conjugado eletromagnético pode ser controlado através de i_{sq}^b . Por sua vez, da equação (42), observa-se que o fluxo ϕ_r pode ser controlado através de i_{sd}^b , independentemente de i_{sq}^b , o que caracteriza o desacoplamento perfeito no controle do fluxo face ao controle do conjugado.

5.1.1 Controle vetorial direto

Baseado nas equações (42), (43) e (44) obtém-se o diagrama de blocos da figura 5 para o esquema de controle em malha fechada. Esta estratégia de controle é denominada na literatura controle direto por orientação pelo campo rotórico (Leonhard, 1985). Neste diagrama, c_e^* , ϕ_r^* e i_{sq}^{b*} são o conjugado, o fluxo rotórico e a corrente em quadratura de referências, respectivamente. Os blocos marcados como R_ϕ^b e $e^{j\delta_b}$ representam o controlador de fluxo e o transformador de coordenadas, respectivamente. O projeto da malha de controle de corrente é discutida mais a frente, na seção controle de corrente.

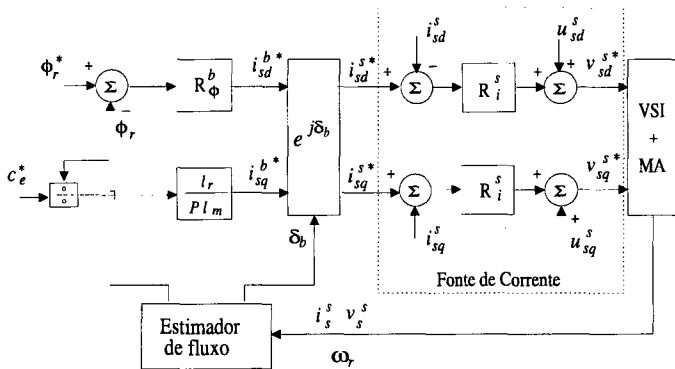


Figura 5 - Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo rotórico

5.1.2 Controle indireto

O controle de malha aberta, denominado na literatura de controle indireto por orientação pelo campo rotórico (Doncker e Novotny, 1988), pode ser obtido da equação (42) considerando-se $d\phi_r/dt = 0$ e usando-se a equação (43)

para a determinação do escorregamento ω_{br}^* . As correntes estatóricas de referência são dadas por:

$$i_{sd}^{s*} = \frac{\phi_r^* \cos(\delta_b^*)}{l_m} - i_{sq}^{b*} \text{sen}(\delta_b^*) \quad (45)$$

$$i_{sq}^{s*} = \frac{\phi_r^* \text{sen}(\delta_b^*)}{l_m} + i_{sq}^{b*} \cos(\delta_b^*) \quad (46)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{b*}}{\phi_r^*} \quad (47)$$

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (48)$$

Observa-se que estas equações são semelhantes àquelas obtidas para a estratégia de malha aberta de controle vetorial por escorregamento com o fluxo rotórico (cf. equações (15) a (21)).

5.2 Controle em quadratura com o fluxo estatórico

Da equação (6) obtém-se a expressão do conjugado eletromagnético em termos do fluxo estatórico e da corrente estatórica:

$$c_e = P \phi_s i_{sq}^a \quad (49)$$

Onde $i_{sq}^a = i_s \text{sen}(\delta_i - \delta_a)$ é a componente do vetor corrente i_s^s em quadratura com o vetor ϕ_s^s .

A partir das equações (2)-(4) pode-se escrever uma equação vetorial relacionando o fluxo estatórico e a corrente estatórica:

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \sigma l_s i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_s^g \quad (50)$$

A equação (50) no referencial fluxo estatórico, ou seja $\phi_{sd}^a = \phi_s$, $\phi_{sq}^a = 0$ e $\omega_g = \omega_a$, se escreve em termos das componentes dq:

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sd}^a + \sigma l_s \frac{di_{sd}^a}{dt} - \omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a = \frac{1}{\tau_r} \phi_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (51)$$

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sq}^a + \sigma l_s \frac{di_{sq}^a}{dt} + \omega_{ar} \sigma l_s i_{sd}^a = \omega_{ar} \phi_s \quad (52)$$

onde $i_{sd}^a = i_s \cos(\delta_i - \delta_a)$.

Definindo-se o controle do fluxo estatórico por meio das correntes estatóricas, analogamente ao deduzido para o controle com o fluxo rotórico, tem-se que o conjugado eletromagnético é controlado por meio de i_{sq}^a , equação (49), e o fluxo ϕ_s é controlado através de i_{sd}^a , equação (51). Neste caso, entretanto, o fluxo estatórico não é criado apenas pela componente de corrente i_{sd}^a , em fase com ele. Observa-se da equação (51), que a componente i_{sq}^a interfere, por meio do termo de acoplamento $\omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a$, no controle do fluxo estatórico. Isto caracteriza um acoplamento nos controles de fluxo e conjugado. O desacoplamento pode ser obtido compensando-se $\omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a$, com ω_{ar} calculado por meio (52). Em todo caso, para um fluxo estatórico constante, o conjugado máximo está limitado ao valor de "pull-out" (cf. seção 5.2.2).

5.2.1 Controle vetorial direto

Pode-se implementar esta estratégia utilizando-se uma cascata com controladores de corrente, como feito na estratégia com fluxo rotórico (Ho e Sen, 1988; Doncker e Novotny, 1988). Entretanto, neste artigo é proposto um esquema mais simples utilizando o comando direto em tensão a partir de (1). A equação (1) no referencial de fluxo estatórico se escreve:

$$v_{sd}^a = r_s i_{sd}^a + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (53)$$

$$v_{sq}^a = r_s i_{sq}^a + \omega_a \phi_s \quad (54)$$

O diagrama de blocos desta estratégia de controle é apresentado na figura 6. Neste diagrama, ϕ_s^* e i_{sq}^{a*} são o fluxo estatórico e a corrente em quadratura de referências. Os blocos assinalados com R_ϕ^a e R_i^a , representam os controladores de fluxo e de corrente estatórica, respectivamente. Os termos $u_{sd}^a = r_s i_{sd}^a$ e $u_{sq}^a = \omega_r \phi_s$ são perturbações a serem compensadas.

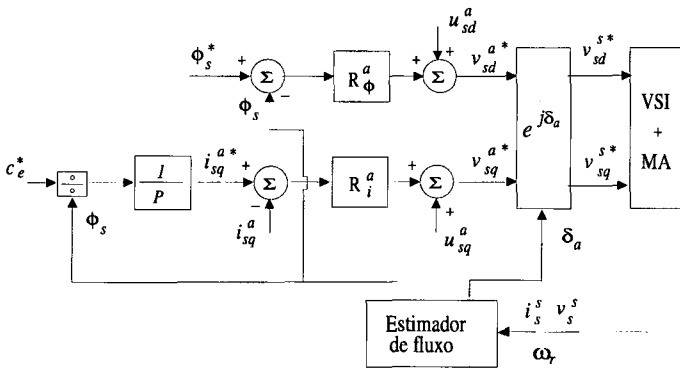


Figura 6 - Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estatórico.

5.2.2 Controle indireto

O controle em malha aberta pode ser obtido, assumindo o regime permanente das equações (53) e (54) e usando (2)-(4) para determinar i_{sd}^{a*} e ω_{ar} . As equações resultantes são as seguintes:

$$v_{sd}^{s*} = v_{sd}^{a*} \cos(\delta_a^*) - v_{sq}^{a*} \sin(\delta_a^*) \quad (55)$$

$$v_{sq}^{s*} = v_{sq}^{a*} \cos(\delta_a^*) + v_{sd}^{a*} \sin(\delta_a^*) \quad (56)$$

$$v_{sd}^{a*} = r_s i_{sd}^{a*} \quad (57)$$

$$v_{sq}^{a*} = r_s i_{sq}^{a*} + (\omega_{ar}^* + \omega_r) \phi_s^* \quad (58)$$

onde ω_{ar}^* , i_{sd}^{a*} e δ_a^* são obtidas de:

$$\omega_{ar}^* = \frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^{a*}} \pm \sqrt{\left(\frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^{a*}}\right)^2 - \frac{1}{\sigma^2 \tau_r^2}} \quad (59)$$

$$i_{sd}^{a*} = \frac{\phi_s^*}{l_s} + \omega_{ar}^* \sigma \tau_r i_{sq}^{a*} \quad (60)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (61)$$

O termo em (59) é a solução da equação de segundo grau cujo valor particular (sinal +/-) 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. Este esquema é semelhante ao apresentado nas equações (31)-(37).

6 CONTROLE DE CORRENTE

As estratégias de controle com o fluxo rotórico e a estratégia escalar por escorregamento com fluxo estatórico, tratadas neste artigo, requerem controladores de corrente. Em seguida, são discutidos detalhes da implementação do controlador de corrente discreto utilizado.

A equação vetorial dinâmica para a corrente estatórica baseada nas equações (1)-(4) é dada por:

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{l_m^2}{\tau_r l_r}\right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r}\right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (62)$$

A escolha do referencial para a implementação do controlador de corrente baseado na equação (62) é discutida por Jacobina *et alii* (1990). Neste artigo optou-se pelo referencial estatórico, o que evita o acoplamento entre as componentes dq das correntes. Neste caso, as equações dinâmicas em termo das componentes dq são:

$$v_{sd}^s = \left(r_s + \frac{l_m^2}{\tau_r l_r}\right) i_{sd}^s + \sigma l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} - \frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rd}^s - \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rq}^s \quad (63)$$

$$v_{sq}^s = \left(r_s + \frac{l_m^2}{\tau_r l_r}\right) i_{sq}^s + \sigma l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} - \frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rq}^s + \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rd}^s \quad (64)$$

O diagrama de blocos do controlador de corrente é mostrado na figura 5. Os termos $u_{sd}^s = -\frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rd}^s - \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rq}^s$ e $u_{sq}^s = -\frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rq}^s + \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rd}^s$ são as fcems de perturbação compensadas na saída dos respectivos controladores.

7 PROJETO DOS CONTROLADORES

Os modelos dinâmicos de cada estratégia de controle apresentada são do tipo linear invariante. Estes modelos são de primeira ordem onde assume-se que os termos de perturbação (fcem) são constantes durante o intervalo de amostragem. Os controladores discretos utilizados são dos tipos PI (compensação do pólo dominante) e P. Eles são calculados de modo a obter-se em malha fechada uma função de transferência de segunda ordem com coeficiente de amortecimento ótimo (Buhler, 1979). O período de amostragem escolhido para a malha de regulação de fluxo foi de 1ms. No projeto foi considerado um tempo morto (atraso) de 200μs, referente às tarefas de aquisição de dados, de estimação de fluxo e execução do algoritmo de controle. Observa-se que nos casos em que as variáveis a serem

controladas são alternadas, a utilização de controladores do tipo preditivo pode ser uma melhor alternativa que o PI (Jacobina *et alii*, 1990).

Os controladores de corrente foram implementados com período de amostragem de $0.2\mu s$, sem considerar nenhum atraso. Estes controladores são calculados de forma síncrona com o comando da fonte de tensão PWM. A figura 7, mostra o diagrama de blocos típico de um dos controladores projetados, neste caso, o de corrente. O bloco delimitado por linhas pontilhadas, corresponde a função de transferência de primeira ordem $G(s) = K/(s\tau + 1)$, onde os valores de K e τ são obtidos de (63) e (64). O elemento ZOH neste diagrama corresponde a um modelo simplificado da fonte de tensão estática empregada na alimentação da máquina. Em todas as estratégias consideradas a fonte de tensão (inversor PWM-VSI) é implementada utilizando-se a técnica de modulação vetorial (Broeck *et alii*, 1988).

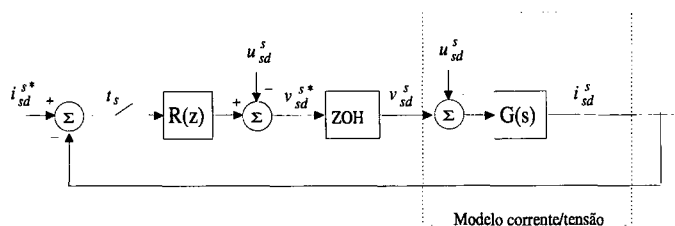


Figura 7 - Sistema de controle típico.

8 ESTIMAÇÃO DO FLUXO MAGNÉTICO DA MÁQUINA

Conforme foi mencionado, nos casos das estratégias de controle do tipo direto é necessário a realimentação dos fluxos estatóricos ou rotóricos da máquina assíncrona. Nesta seção se discute a estimação dos fluxos a partir da medição das correntes e tensões estatóricas, grandezas facilmente mensuráveis, e da velocidade da máquina.

Considerou-se neste artigo duas estratégias de estimação: estimação em malha fechada utilizando o filtro de Kalman (Pietrzak-David *et alii*, 1992; Lima, 1989; Silva, 1991) e a estimação em malha aberta a partir da equação de tensão (1) (Xu *et alii*, 1988). A estimação utilizando o filtro de Kalman é baseada no modelo dinâmico discreto elétrico da máquina, com a velocidade assumida como um parâmetro mensurável (Silva, 1991). Como se utiliza o modelo elétrico completo da máquina, sua implementação em tempo real demanda um tempo de processamento importante. No segundo caso, o fluxo estatórico é estimado, em malha aberta, baseado na equação (1) no referencial estatórico ($\omega_g = 0$) (Xu *et alii*, 1988):

$$\phi_s^s = \int_0^t [v_s^s(\tau) - r_s i_s^s(\tau)] d\tau \quad (65)$$

Este modelo é interessante porque apresenta apenas uma dependência paramétrica com r_s . O fluxo rotórico pode ser obtido a partir do fluxo estatórico e da corrente estatórica

utilizando-se as equações (3) e (4):

$$\phi_r^s = \frac{l_r}{l_m} \phi_s^s - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} i_s^s \quad (66)$$

9 COMPLEXIDADE DE IMPLEMENTAÇÃO

A carga computacional das estratégias propostas pode ser estimada através do número de operações aritméticas (multiplicação/divisão, adição/subtração, seno/cosseno e raiz quadrada) envolvidas no algoritmo de estimação do fluxo magnético e no cálculo dos controladores. Na Tabela 1 é apresentado o número de operações aritméticas correspondentes a cada uma das estratégias com controle direto e o tempo total de processamento necessário para computá-las com o microcomputador 486-DX-66MHz. Observa-se que a estratégia da figura 4 necessita do menor tempo de processamento. A estimação dos fluxos da máquina com o filtro de Kalman, na formulação apresentada por Silva (1991) (matriz de transição de estados calculada a partir da expansão em série de potências utilizando-se os três primeiros termos), necessita um tempo de processamento, com microcomputador 486-DX-66MHz, de $250\mu s$. Quando se utiliza o estimador baseado nas equações (65) e (66), com o mesmo microcomputador, o tempo de processamento para estimação é $3,3\mu s$ para se estimar o fluxo estatórico e $5,3\mu s$ para se estimar o fluxo rotórico. O tempo necessário para a aquisição das variáveis da máquina é $50\mu s$.

Esquema	Operações Matemáticas				Total
	mult/div	adi/sub	sen/cos	raiz	
Fig. 3	24	21	4	0	$20,8\mu s$
Fig. 4	9	10	2	0	$8,8\mu s$
Fig. 5	19	16	0	1	$13,5\mu s$
Fig. 6	17	11	0	1	$11,5\mu s$

Tabela 1 - Comparação da complexidade computacional das estratégias de controle

10 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os vários esquemas de controle foram estudados através de um programa de simulação digital do sistema de acionamento. Em todos as estratégias o período de amostragem dos controladores de fluxo é de $1ms$ e o de corrente $200\mu s$. As tensões de alimentação foram obtidas com o comando PWM vetorial (Broeck *et alii*, 1988), com frequência de $5kHz$.

A avaliação do desempenho dinâmico do sistema de acionamento com as estratégias discutidas previamente, foi realizada por meio de um ensaio dinâmico de caracterização. Ele foi definido por um regime transitório do conjugado de referência em degraus: $c_e^* = 0Nm$ $t \in [0, 0,03s]$, $c_e^* = 7,5Nm$ $t \in [0,03, 0,15s]$, e $c_e^* = -7,5Nm$ $t \in [0,15, 0,3s]$. A velocidade da máquina foi inicializada com dois valores diferentes: $\omega_r = 0$ e $\omega_r = 360rad/s$. No ensaio em baixa velocidade, a máquina é excitada, a partir de fluxos iniciais nulos, segundo uma rampa de referências $0,02s$ de duração. Após este instante, a referência de fluxo é mantida constante em $\phi_r = 0,8Wb$ ou $\phi_s = 0,75Wb$, conforme o

fluxo controlado. No ensaio em alta velocidade, considerou-se que a máquina já havia sido previamente excitada com os mesmos valores de fluxos de regime do ensaio anterior. Neste trabalho só são apresentados os resultados referentes as estratégias com controle direto.

As figuras 8 a 11 apresentam a evolução transitória da amplitude do fluxo (estatórico ou rotórico), do conjugado eletromagnético e da velocidade da máquina com as estratégias das figuras 3 a 6. A regulação do fluxo magnético e a resposta dinâmica do conjugado, excetuando-se o conjugado na figura 9, são muito boas. Semelhantes as respostas obtidas com o controle em quadratura com orientação pelo fluxo rotórico. A resposta dinâmica do conjugado eletromagnético na figura 9, referente ao esquema de controle por escorregamento com o fluxo estático, é mais lenta que as demais.

Os estudos das estratégias de controle indireto, mostraram que o controle vetorial indireto com fluxo rotórico, equações (15)-(21) e (45)-(48), tem desempenho dinâmico bom (semelhante ao resultados do controle direto apresentado na figura 10). Os controles escalares indiretos – equações (38)-(39), (40)-(41) e (22)-(23) – e os controles vetoriais indiretos – equações (31)-(37), (55)-(61) apresentam comportamento dinâmico ruim (presença de oscilações no conjugado eletromagnético e no fluxo durante os transitórios) ou implementação complexa.

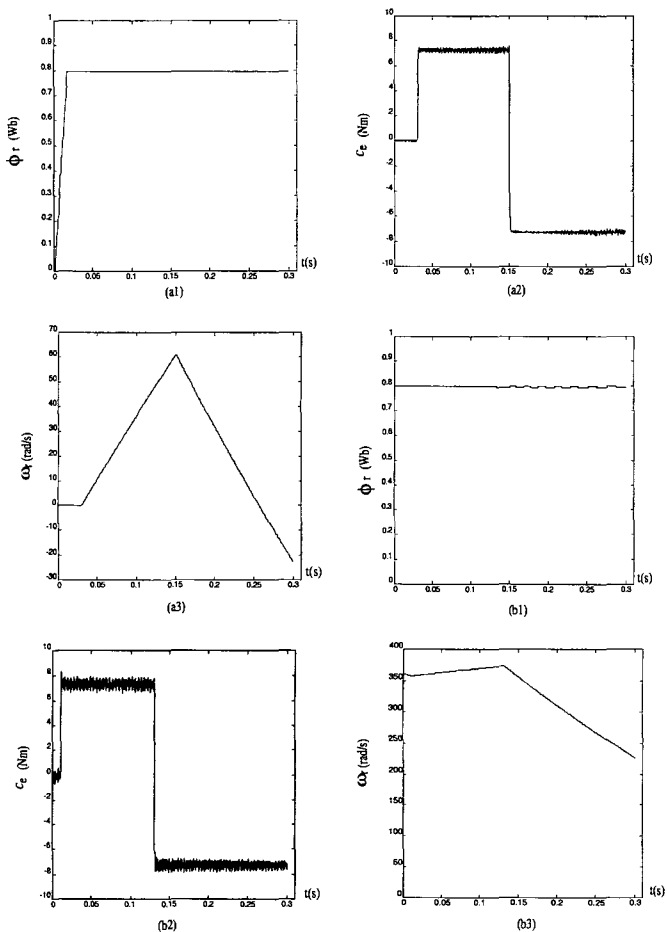


Figura 8 - Controle vetorial por escorregamento com o fluxo rotórico (a e b baixa e alta velocidade, respectivamente)

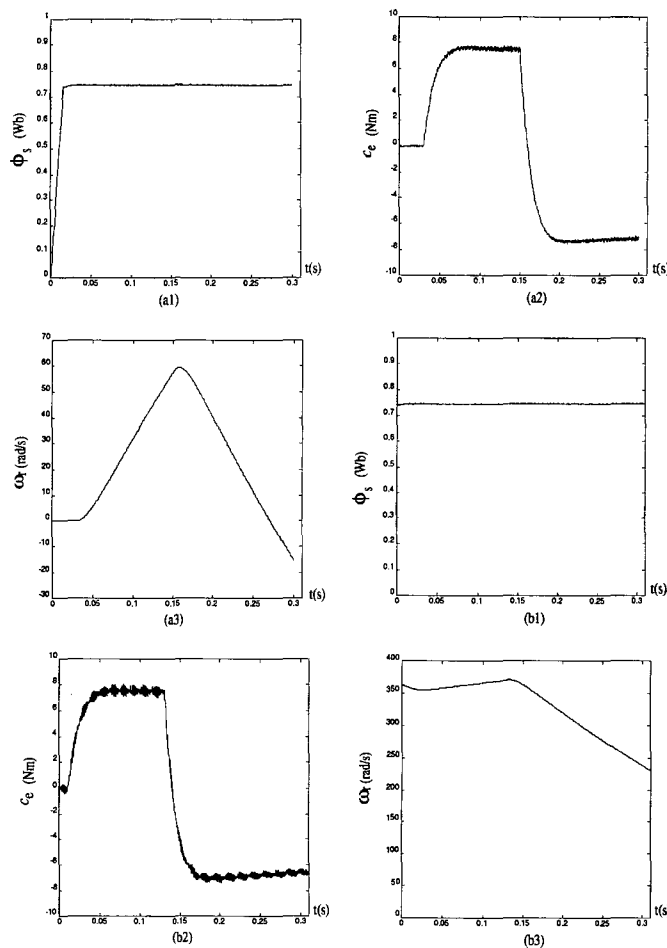


Figura 9 - Controle vetorial por escorregamento com o fluxo estático (a e b baixa e alta velocidade, respectivamente)

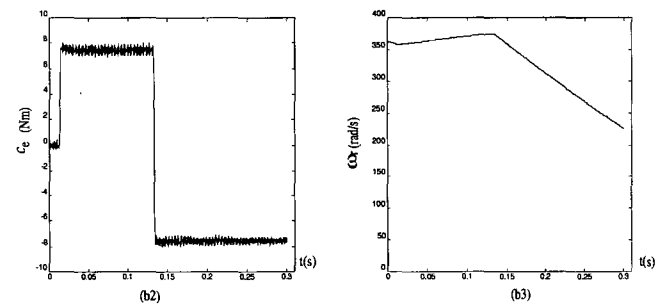
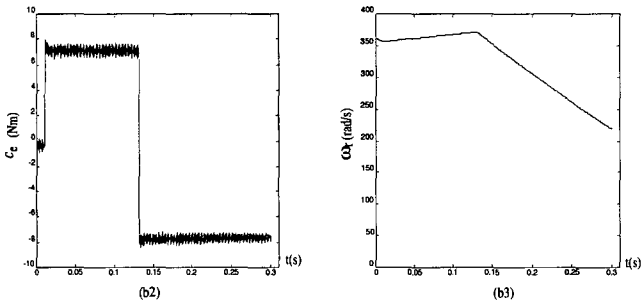
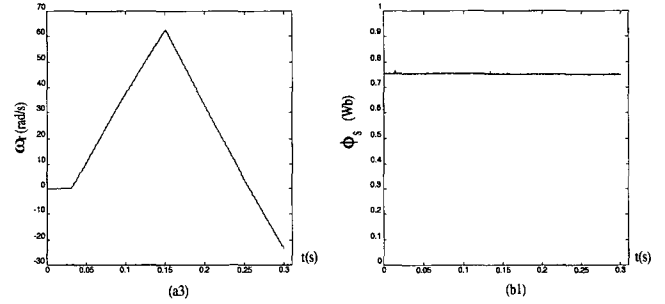
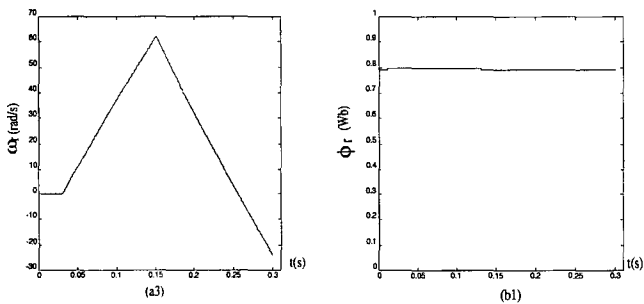
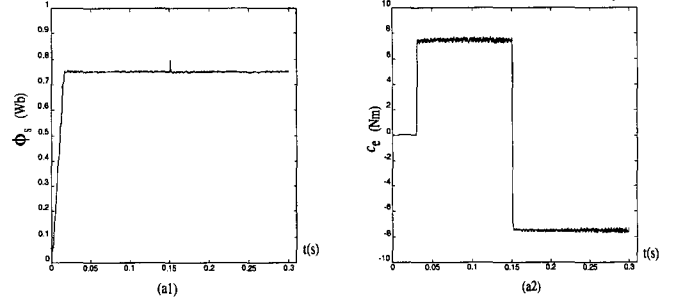
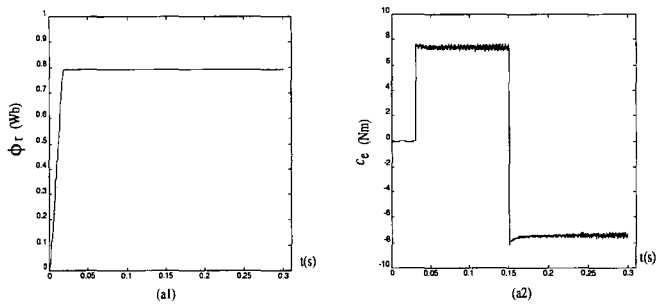


Figura 10 - Controle vetorial em quadratura com o fluxo rotórico (a e b baixa e alta velocidade, respectivamente)

Figura 11 - Controle vetorial em quadratura com o fluxo estático (a e b baixa e alta velocidade, respectivamente)

A figura 12 ilustra a influência do atraso do desempenho de malha fechada de fluxo rotórico. Neste caso, foi escolhida a estratégia de controle com o fluxo rotórico em quadratura (esquema da figura 5). Nesta figura foram superpostas tres curvas de resposta do fluxo rotórico: a curva 1 é relativa ao caso onde admite-se que o tempo de aquisição de dados e de processamento é desprezível; a curva 2 é relativa ao caso onde simula-se o atraso ($200\mu s$) e, todavia, este não é levado em consideração no dimensionamento do controlador; a curva 3 é relativa à abordagem correta, onde o atraso é simulado e também é considerado no projeto do controlador. Observa-se que a presença do atraso provoca um "overshoot" na resposta dinâmica e um aumento do tempo de estabelecimento. Para considerar a influencia do atraso no projeto dos controladores foi utilizada a transformada z modificada na discretização das funções de transferencia (Buhler, 1983).

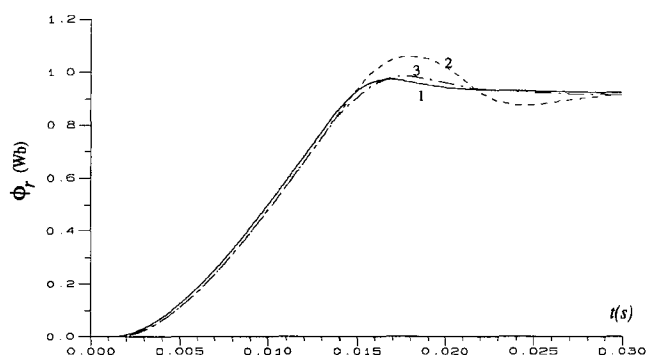


Figura 12 - Influência do atraso no controle do fluxo rotórico

11 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema experimental utilizado é o apresentado na Figura 1. A máquina assíncrona utilizada é do tipo rotor bobinado e suas características são apresentadas em anexo. O inversor trifásico, a transistores bipolares, opera numa frequência de $10kHz$. O sinal de comando para o inversor, é gerado utilizando-se a técnica PWM vetorial (Broeck *et alii*, 1988). A aquisição das variáveis, o controle e o comando do sistema de acionamento é realizado por um microcomputador 486-DX2-66MHz com placas dedicadas com conversores A/D e temporizadores programáveis. Nas medições das corrente e tensões estatóricas da máquina são utilizados sensores a efeito Hall. A velocidade é calculada a partir da medição da posição mecânica, obtida por meio de um captor de posição absoluta de 9bits. O período de amostragem utilizado foi de $200\mu s$. As variáveis experimentais apresentadas nas figuras seguinte foram medidas utilizando o sistema digital.

Como exemplo de resultados experimentais foi selecionado o esquema de controle por escorregamento com fluxo estatórico, apresentado na figura 4. O fluxo estatórico foi estimado utilizando o estimador baseado na equação (65).

A estratégia de controle foi avaliada para um regime transitório, em degraus, do conjugado de referência, obtido pelo comando do escorregamento ω_{ar}^* . A partir do regime permanente com $\omega_{ar}^* = 8rad/s$, em $t = 2s$, ω_{ar}^* é feito igual a

$-\omega_{ar}^*$ e em $t = 4,8s$ o sinal de ω_{ar}^* é novamente trocado, voltando ao ω_{ar}^* inicial. A amplitude do fluxo estatórico de referência é mantida constante em $0,7Wb$ durante todo o ensaio.

Na figura 13 é apresentado o módulo do fluxo estatórico e a velocidade da máquina. Observa-se que o fluxo permanece controlado no seu valor de referência. A velocidade evolui suavemente mesmo durante a passagem pela velocidade nula.

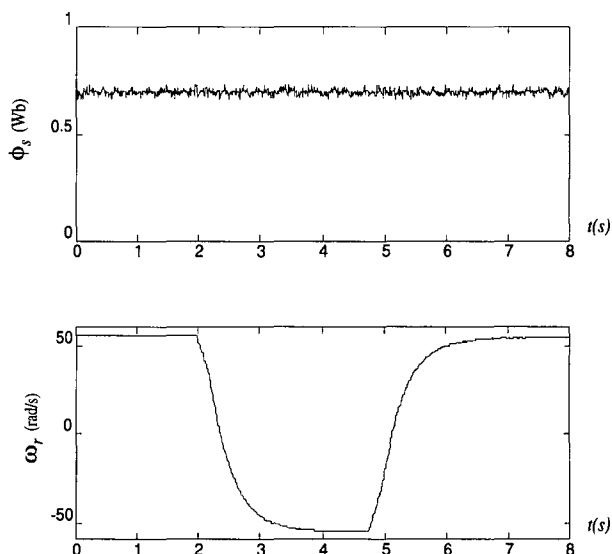


Figura 13 - Fluxo e velocidade experimentais obtidos com o controle por escorregamento com o fluxo estatórico.

Na figura 14 é apresentado a evolução dos componentes dq , no referencial estatórico, dos fluxos estatóricos de referência e real, superpostos, durante o intervalo de tempo $[1,8s 2,4s]$. Este intervalo de tempo se situa no primeiro transitório apresentado na figura 13. Esta superposição mostra que não há diferença significativa entre os fluxos de referência e o real. De fato, o erro entre estes fluxos é, no pior caso, inferior a 5%.

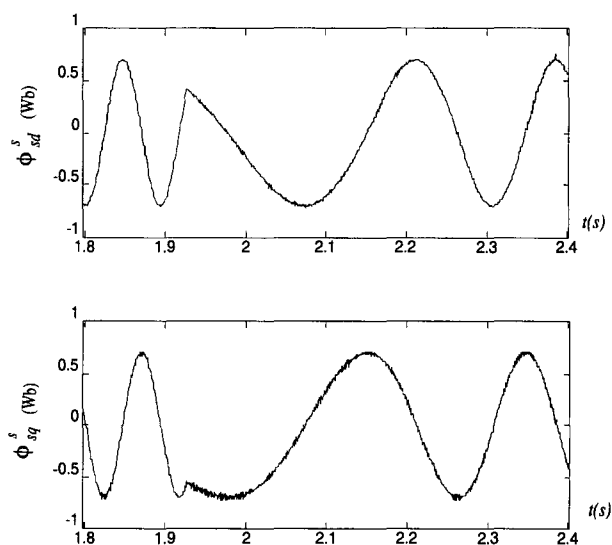


Figura 14 - Superposição dos fluxos experimentais obtidos com o controle por escorregamento com o fluxo estatórico.

12 CONCLUSÕES

Neste artigo foram classificados e estudados várias estratégias de controle para a máquina assíncrona. Estes esquemas foram classificados em dois grupos: controle por escorregamento e controle em quadratura. Esta classificação permitiu a definição de algumas estratégias de controle novas, figuras 3 e 6, e contemplou várias estratégias de controle. Os esquemas de controle foram estudados por simulação e alguns resultados experimentais foram apresentados. Os resultados dos esquemas de controle vetorial direto foram apresentados e comparados com controle por orientação pelo campo com o fluxo rotórico. A complexidade da implementação dos esquemas de controle, incluindo o estimador de fluxo, foi discutida. Todos os esquemas de controle direto estudados, apresentaram um comportamento dinâmico similar, exceto aquele do controle vetorial por escorregamento com o fluxo estatístico, que possui um tempo de resposta bem superior aos demais. Todavia, este esquema apresenta uma menor complexidade computacional. Os controladores escalares indiretos apresentaram desempenho dinâmico ruim.

Agradecimentos:

Os autores agradecem ao CNPq o apoio na realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Blaschke, F. (1971). A new method for the structural decoupling of ac induction machines. *Proceedings 2nd IFAC Symp.*, Dusseldorf, Germany, pp. 1-15.
- Bose, B.K. (1984). Scalar decoupled control of induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 20, n°1, pp. 216-225.
- Broeck, H.W.V., H. Skudelny and G.V. Stanke (1988). Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, n°1, pp. 142-150.
- Buhler, H. (1979). *Electronique de reglage et de commande*. Presses Polytechnique Romandes - Dunod, Lausanne, first edition.
- Buhler, H. (1983). *Reglages echantilonées - Volume 1*. Presses Polytechnique Romandes - Dunod, Lausanne, first edition.
- Chatelain, J. (1983). *Machines Electriques - Volume 1*. Presses Polytechnique Romandes - Dunod, Lausanne, first edition.
- Doncker, R.W. De and D.W. Novotny (1988). The universal field oriented controller. *Proceedings Industry Applications Society Annual Meeting*, Orleans, USA. pp. 450-456
- Falb, P. L. and W.A. Wolovich (1967). Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 12, n°6, pp. 651-659.
- Garcia, G.O., R.M. Stephan e E.H. Watanabe (1990). Controle de velocidade de um motor de indução através de técnicas de campo orientado indireto e escorregamento controlado. *Anais do VIII Congresso Brasileiro de Automática*, Belém, Pa, pp. 955-960.
- Habetler, T.G. and D.M. Divan (1991). Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, n°5, pp. 893-901.
- Ho, E. and P.C. Sen (1988). Decoupling control of induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 35, n°2, pp. 253-262.
- Jacobina, C. B., E.B. de Souza Fl. e E.R.C. da Silva (1990). Controladores de corrente com motor de indução em campo orientado. *Anais do VIII Congresso Brasileiro de Automática*, Belém, Pa, pp. 991-996.
- Leonhard, W. (1985). *Control of Electric Drives*. Springer Verlag, Berlin, first edition.
- Lima, A.M.N. (1989). *Commande numérique d'une machine asynchrone*. Tese de Docteur, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France.
- Lipo, T.A. e K.C. Chang (1986). A new approach to flux and torque-sensing in induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 22, n°4, pp. 731-737.
- Pietrzak-David, M., B. de Fornel, A.M.N. Lima and K. Jelassi (1992). Digital control of an induction motor drive by stochastic estimator and airgap magnetic flux feedback loop. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, n° 2, pp. 393-403.
- Rossi, R.D.F., B.R. Menezes and S.R. Silva (1994). Vector control of voltage fed three-phase inverters: Variable switching regions. *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, Taipei, Taiwan, pp. 219-224.
- Santisteban, J.A. e R.M. Stephan (1993). Proposal of a general analytical method for the vector controls of induction motors. *Anais do II Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Uberlândia, Mg, pp. 396-401.
- Silva, K.F. (1991). *Estimação do fluxo magnético em máquinas assíncronas utilizando o filtro de Kalman*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, Pb.
- Silva, S.R. (1994). *Sistemas elétricos de alto desempenho a velocidade variável: estratégias de controle e aplicações*. Tese para Concurso de Professor Titular, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Mg.
- Souza Fl., E.B. de (1993). *Estimação e controle em acionamentos com máquinas assíncronas em campo orientado*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica, Campina Grande, Pb.
- Takahashi, I. and T. Noguchi (1986). A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 22 n° 5, pp. 820-827.

Xu, X., R.W. De Doncker and D.W. Novotny (1988). A stator flux oriented induction machine drive. *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, Kyoto, Japan, pp. 870-876.

Nomenclatura

PWM: Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)

SISO: Single Input Single Output (Uma Entrada Uma Saída)

ZOH: Zero Order Hold (Segurador de Ordem Zero)

VSI: Voltage Source Inverter (Inversor Fonte de Tensão)

$$j = \sqrt{-1}$$

$v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$: vetor tensão estatórica num referencial arbitrário "g"

$v_s^s = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$: vetor tensão estatórica no referencial estatórico "s"

$v_s^a = v_{sd}^a + jv_{sq}^a$: vetor tensão estatórica no referencial fluxo estatórico "a"

$i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$: vetor corrente estatórica num referencial arbitrário "g"

$i_s^i = i_s + j0$: corrente estatórica no referencial corrente estatórica "i"

$i_s^s = i_{sd}^s + ji_{sq}^s$: vetor corrente estatórica no referencial estatórico "s"

$i_s^r = i_{sd}^r + ji_{sq}^r$: vetor corrente estatórica no referencial rotórico "r"

$i_s^a = i_{sd}^a + ji_{sq}^a$: vetor corrente estatórica no referencial fluxo estatórico "a"

$i_s^b = i_{sd}^b + ji_{sq}^b$: vetor corrente estatórica no referencial fluxo rotórico "b"

$\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$: vetor fluxo estatórico num referencial arbitrário "g"

$\phi_s^a = \phi_s + j0$: fluxo estatórico no referencial fluxo estatórico "a"

$\phi_s^s = \phi_{sd}^s + j\phi_{sq}^s$: vetor fluxo estatórico no referencial estatórico "s"

$\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g$: vetor fluxo rotórico num referencial arbitrário "g"

$\phi_r^b = \phi_r + j0$: fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico "b"

$\phi_r^s = \phi_{rd}^s + j\phi_{rq}^s$: vetor fluxo rotórico no referencial estatórico "s"

$\phi_r^r = \phi_{rd}^r + j\phi_{rq}^r$: vetor fluxo rotórico no referencial rotórico "r"

$\phi_r^a = \phi_{rd}^a + j\phi_{rq}^a$: vetor fluxo rotórico no referencial fluxo estatórico "a"

ω_g : frequência de rotação do referencial arbitrário

ω_r : frequência de rotação do rotor

ω_v : frequência de rotação do vetor tensão estatórica

ω_i : frequência de rotação do vetor corrente estatórica

ω_a : frequência de rotação do vetor fluxo estatórico

ω_b : frequência de rotação do vetor fluxo rotórico

$\omega_{ar} = \omega_a - \omega_r$: frequência de escorregamento do vetor fluxo estatórico

$\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$: frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico

δ_g : posição angular do referencial arbitrário

δ_r : posição angular do eixo magnético do rotor

δ_v : posição angular do vetor tensão estatórica

δ_i : posição angular do vetor corrente estatórica

δ_a : posição angular do vetor fluxo estatórico

δ_b : posição angular do vetor fluxo rotórico

c_e : conjugado eletromagnético

c_m : conjugado mecânico

l_s : indutância cíclica estatórica

l_r : indutância cíclica rotórica

l_m : indutância cíclica mútua

r_s : resistência ohmica estatórica

r_r : resistência ohmica rotórica

J : momento de inércia

F : coeficiente de atrito

P : número de pares de pólos

Anexo A - Dados das Máquinas Assíncronas

Foram utilizadas as máquina *A* e *B* nos estudos experimentais e por simulação, respectivamente. Os parâmetros destas máquinas é fornecido nas tabelas seguintes.

Máquina <i>A</i> (experimental)
$1,5kW; 380V/220V; 60Hz; F.P. 0,86; P = 2$
$r_s = 2,0\Omega; r_r = 3,0\Omega; l_s = 0,128H;$
$l_r = 0,128H; l_m = 0,117H; J/F = 1,43s$

Máquina <i>B</i> (simulação)
$1,1kW; 380V/220V; 50Hz; P = 2$
$r_s = 5,793\Omega; r_r = 3,421\Omega; l_s = 0,386H; l_r = 0,386H;$
$l_m = 0,363H; J = 0,0267Nm/rad/s^2; J/F = 0,899s$