
SISTEMA DE ACIONAMENTO DIGITAL COM MÁQUINA ASSÍNCRONA EM ORIENTAÇÃO PELO CAMPO

Eurico Bezerra de Souza Filho[†], Antonio Marcus Nogueira Lima[‡],
Cursino Brandão Jacobina[‡] e Edison Roberto Cabral da Silva[‡]

[†] UFPE/DES

50.000 Recife - PE

[‡] UFPB/CCT/DEE - Campus II

58109-970 Campina Grande, PB - Brasil - Caixa Postal 10.105

RESUMO - Neste trabalho é apresentado um sistema de acionamento digital com máquina assíncrona utilizando a técnica de controle com orientação pelo vetor fluxo rotórico (COI) e com malha de controle de velocidade. O sistema é constituído de uma máquina assíncrona de rotor bobinado de 1.5kW, acoplada a uma máquina de corrente contínua e de um inversor de tensão com comando PWM. O sistema digital de aquisição, controle e comando é implementado em um microcomputador (80386/87) utilizando a linguagem C. Os parâmetros elétricos da máquina são estimados por meio de uma técnica não-linear, baseada no modelo de regime permanente. Os controladores de corrente e de fluxo-conjugado são calculados a partir destes parâmetros. Os resultados experimentais validam a metodologia proposta e mostram o funcionamento correto do sistema em diferentes condições de operação.

Palavras Chaves: Máquina Assíncrona, Controle Digital, Estimação de Parâmetros.

ABSTRACT - This paper presents an AC induction motor drive system operating under the field oriented control strategy with a control loop for the angular shaft speed. The drive structure includes a wound rotor 1.5kW induction machine, supplied by a three phase bipolar inverter and mechanically coupled to a DC generator. The overall operation of the drive is based on a 80386/87 microcomputer. All the software is coded in C language. The machine parameters are obtained by using a non-linear estimation technique. The design of the controllers of the stator current and torque-flux loop are executed with the parameters

obtained from the non-linear algorithm. The experimental results show the correctness of the proposed design methodology under different operating conditions.

Key-Words: Induction Machine, Digital Control, Parameter Estimation.

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de acionamento são unidades funcionais imprescindíveis na malha de controle de vários processos industriais. Um sistema de acionamento é definido, no escopo deste trabalho, como sendo o dispositivo responsável pela conversão da energia elétrica, comercializada pela concessionária de eletricidade, em energia mecânica, assegurando adequadamente o controle elétrico e eletrônico deste processo. Esta definição estabelece que a constituição básica de um sistema de acionamento engloba um circuito de alimentação, uma máquina elétrica e um sistema eletrônico de controle.

O estudo de sistemas de acionamento que utilizam máquinas de corrente alternada assíncrona com rotor de gaiola tem sido abordado por vários pesquisadores. A motivação básica destes trabalhos é desenvolver um sistema de acionamento de baixo custo e de alto desempenho dinâmico para viabilizar economicamente a utilização de velocidade variável nos processos industriais para reduzir o consumo de energia. Atualmente, na maioria dos sistemas de acionamento que utilizam motores assíncronos, o sistema eletrônico de controle é implementado digitalmente através de microprocessadores. Em relação ao controle de fluxo e conjugado da máquina assíncrona, várias estratégias são disponíveis. Todavia, a técnica vetorial indireta baseada

⁰Artigo submetido em 22/02/95;

Revisão em 16/05/95

Aceito por recomendação do Ed.Consultor Prof.Dr.Edson H. Watanabe

no princípio da orientação segundo o vetor fluxo rotórico (COI) é bastante popular, ela permite obter um bom desempenho dinâmico, e sua implementação é relativamente simples (Garcia *et alii*, 1990; Jacobina *et alii*, 1990). O conhecimento dos valores dos parâmetros da máquina é imprescindível tanto para o projeto do sistema eletrônico de controle quanto para efetuar a sintonia da técnica vetorial indireta e do controlador de corrente (Lorenz, 1986; Rowan *et alii*, 1989). O desempenho dinâmico da malha de controle da corrente estatórica da máquina, malha interna da estratégia COI, deve ser adequadamente especificado já que a sintonia desta estratégia pressupõe que a máquina é alimentada através uma fonte de corrente ideal.

Neste artigo é apresentado um sistema digital de acionamento com máquina assíncrona com controle de velocidade segundo o princípio de orientação pelo campo. A caracterização da máquina e a metodologia de projeto dos controladores de corrente e de fluxo-conjugado são apresentadas e discutidas detalhadamente.

Este artigo é organizado como se segue: na Seção 2 são apresentados detalhes do sistema de acionamento, na Seção 3 é apresentado o modelo da máquina, na Seção 4 é discutido o sistema de controle, na Seção 5 são apresentados o modelo de estimação e a estratégia de estimação e na Seção 6 são apresentados os resultados experimentais.

2 SISTEMA DE ACIONAMENTO

A estrutura básica do sistema de acionamento é mostrada na Figura 1. Este sistema é dividido em três sub-sistemas: uma máquina assíncrona trifásica de rotor bobinado de 1.5kW, 380/220V, 60Hz, um inversor trifásico a transistores de potência e um microcomputador (80386/87), dotado de cartões de interface. As correntes estatóricas de duas das três fases da máquina são medidas através de dois sensores de efeito Hall. A medição da posição angular do eixo da máquina, obtida por meio de um captor óptico de posição, fornece a leitura da posição angular absoluta numa palavra de nove bits em código Gray. A máquina é alimentada pelo inversor trifásico com uma tensão modulada PWM. O ciclo de trabalho de cada braço do inversor é determinado por um circuito de temporização programável. Uma máquina de corrente contínua é acoplada mecanicamente ao eixo da máquina assíncrona, servindo para simular a presença de uma carga mecânica.

O programa responsável pela implementação das funções de aquisição, controle e comando foi desenvolvido em linguagem C. Ele permite o acionamento da máquina operando em tempo real. Este programa é estruturado da seguinte maneira: um programa principal onde são efetuadas as inicializações dos periféricos, leitura de parâmetros e armazenamento de dados, uma subrotina de aquisição, controle e comando, e uma subrotina de comunicação com teclado para interface com o operador. Em intervalos regulares de tempo T_e de 1ms (Figura 2), a seqüência de operação do programa principal é desviada para a subrotina de controle por intermédio de uma interrupção gerada pelo contador interno do microcomputador (relógio de tempo real da placa mãe). Ao término desta seqüência contadores do tempo-

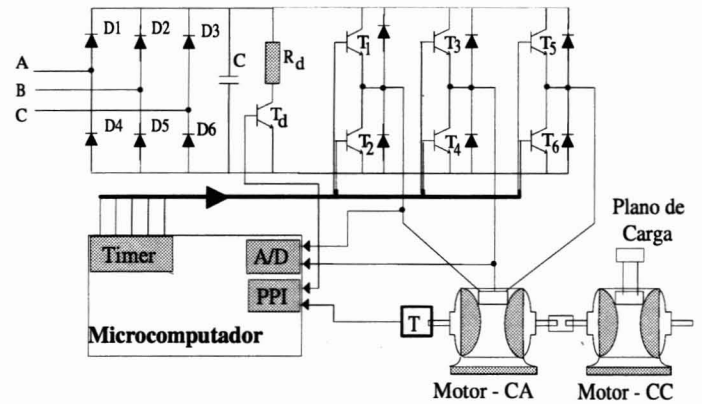


Figura 1 - Estrutura básica do sistema de acionamento

rizador são programados de forma a comandar as chaves do inversor de tensão segundo o padrão PWM especificado. Ao final da execução desta sub-rotina, o sistema retorna ao programa principal aguardando uma nova interrupção (via temporizador ou teclado). Quando uma tecla é pressionada, o programa é desviado para a sub-rotina de comunicação com o teclado fazendo a leitura dos caracteres que determinam mudanças de parâmetros operacionais ou o término do programa.

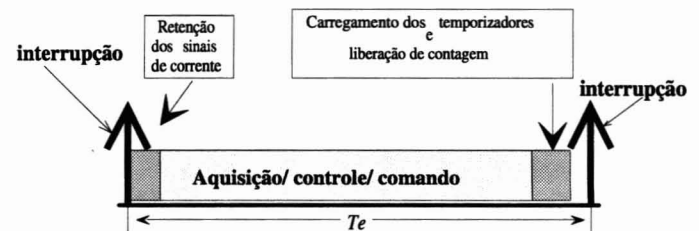


Figura 2 - Diagrama de tempo simplificado do funcionamento do sistema

3 MODELO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA

Uma máquina assíncrona trifásica pode ser representada pelo seguinte conjunto de equações diferenciais

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

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

com

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

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

Este modelo representa uma máquina bifásica equivalente, e é escrito para um sistema genérico de coordenadas (dq), indicado pelo expoente g , com as grandezas rotóricas referidas ao estator. O conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina é obtido de

$$c_e = P \frac{l_m'}{l_r'} i_s \phi_r' \sin(\delta_s - \delta_r) \quad (5)$$

e a velocidade angular do eixo obedece a

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m \quad (6)$$

Nas equações (1)-(3), $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ e $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$ são os vetores tensão estatórica, corrente estatórica e fluxo estatórico, respectivamente. Definições similares são válidas para as grandezas rotóricas com a particularidade de serem referidas ao estator ($i_r^{g'} = i_r^g/a$ e $\phi_r^{g'} = a\phi_r^g$, $a = n_s/n_r$, onde n_s e n_r são os números de espiras equivalentes dos enrolamentos do estator e do rotor, respectivamente). c_e , c_m , ω_m e ω_g são os conjugados eletromagnético e mecânico e as velocidades da máquina e do referencial genérico g em relação ao estator, respectivamente. δ_s e δ_r são os ângulos de posição dos vetores corrente estatórica e fluxo rotórico em relação ao estator, respectivamente. As notações usuais são utilizadas para representar os parâmetros elétricos e mecânicos. Alguns parâmetros são modificados devido as grandezas serem referidas ao estator: $r_r' = a^2 r_r$, $l_r' = a^2 l_r$ e $l_m' = a l_m$.

4 SISTEMA DE CONTROLE

A estratégia de controle do sistema de acionamento é realizada por uma cascata de três controladores (velocidade, fluxo-conjugado e corrente) e uma fonte de tensão (Figura 3). Esta estratégia é apresentada no desenvolvimento que segue.

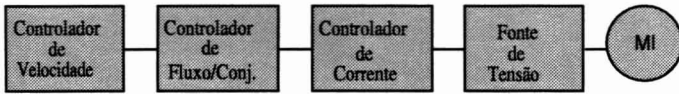


Figura 3 - Estratégias de controle do sistema de acionamento

4.1 Controle Fluxo-Conjugado

Considerando o eixo d do sistema de coordenadas genérico, alinhado na mesma direção do vetor fluxo rotórico visto do estator, ($g \leftarrow r$, $\omega_g = \omega_r$), escrevem-se das equações (1)-(5), as seguintes expressões (Jacobina *et alii*, 1990):

$$\phi_r' = l_m' i_{sd}^r \quad (7)$$

$$\omega_{rm} = \omega_r - \omega_m = \frac{r_r' l_m' i_{sq}^r}{l_r' \phi_r'} \quad (8)$$

$$c_e = P \frac{l_m'}{l_r'} \phi_r' i_s \sin(\delta_s - \delta_r) = P \frac{l_m'}{l_r'} \phi_r' i_{sq}^r \quad (9)$$

Nas equações (7), (8) e (9) ϕ_r' é a amplitude do vetor fluxo rotórico. ω_r e ω_{rm} são as freqüências angulares do vetor fluxo rotórico visto do estator e do rotor. i_{sd}^r e i_{sq}^r são as componentes do vetor corrente em fase e em quadratura com o vetor fluxo rotórico. Observe que na dedução da equação (7) admite-se a condição de regime permanente: $d\phi_r'/dt = 0$.

De acordo com as equações (7), (8) e (9), para que a máquina desenvolva um conjugado eletromagnético de magnitude c_e^* para um fluxo rotórico de intensidade $\phi_r'^*$, as correntes de referência i_{sd}^{r*} e i_{sq}^{r*} e a freqüência de escorregamento de referência ω_{rm}^* devem ser calculadas através das seguintes expressões:

$$i_{sd}^{r*} = \frac{\phi_r'^*}{l_m'} \quad (10)$$

$$i_{sq}^{r*} = \frac{l_r' c_e^*}{P l_m'^2 i_{sd}^{r*}} \quad (11)$$

$$\omega_{rm}^* = \frac{r_r' i_{sq}^{r*}}{l_r' i_{sd}^{r*}} \quad (12)$$

Utilizando uma transformação de coordenadas, do sistema bifásico para o sistema trifásico, que preserve a potência ($dqo \rightarrow abc$; transformação conservativa), a corrente de referência para a fase "a" da máquina, compatível com as equações (10), (11) e (12), é calculada por

$$i_{sa}^* = I_s^* \cos(\delta_s^*) \quad (13)$$

onde

$$I_s^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{sd}^{r*2} + i_{sq}^{r*2}} \quad \delta_s^* = \delta_r^* + \delta_c^* \quad (14)$$

$$\delta_r^* = \int (\omega_{rm}^* + \omega_m) dt \quad \delta_c^* = \arctg(i_{sq}^{r*}/i_{sd}^{r*})$$

As correntes de referência para as fases "b" e "c" são obtidas da equação (13) introduzindo os defasamentos adequados.

4.2 Controle de Corrente

O projeto do controlador de corrente pode ser desenvolvido utilizando vários modelos dinâmicos diferentes para representar o comportamento da máquina. Uma primeira alternativa é utilizar uma equação dinâmica de primeira ordem e um termo de perturbação (força contra-eletromotriz: f_{cem}) (Jacobina *et alii*, 1990). Neste trabalho, utiliza-se o modelo mais simples, cuja dedução requer a mesma simplificação ($d\phi_r'/dt = 0$) utilizada no controle fluxo-conjugado.

Usando as equações (1)-(4) e fixando sistema de coordenadas no estator ($g \leftarrow s$ e $\omega_g = 0$), pode-se escrever o seguinte modelo dinâmico.

$$v_s^s = r_s i_s^s + \sigma l_s \frac{di_s^s}{dt} + \frac{l_m'}{l_r'} \frac{d\phi_r^s}{dt}$$

Como $\phi_r^s = \phi_r e^{j\delta_r}$ e admite-se que $d\phi_r'/dt = 0$, obtém-se o seguinte modelo em termo das componentes dq

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s + \sigma l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} + e_{sd}^s \quad (15)$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s + \sigma l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} + e_{sq}^s \quad (16)$$

onde e_{sd}^s e e_{sq}^s são f_{cem} (forças contra-eletromotrices) calculadas por

$$e_{sd}^s = \omega_r (l_m'/l_r') \phi_r' \cos(\delta_r + \pi/2) \quad (17)$$

$$e_{sq}^s = \omega_r (l_m'/l_r') \phi_r' \text{sen}(\delta_r + \pi/2)$$

Os termos de f_{cem} não são considerados no cálculo dos controladores, mas compensados na saída destes. Assim, o modelo dinâmico contínuo corrente/tensão é de primeira ordem com uma constante de tempo dominante $T_s = \sigma l_s / r_s$. Considerando o tipo de modelo e a simplicidade de implementação, é escolhido um controlador PI discreto para o controle de corrente.

As constantes k_p e k_i deste controlador são obtidas a partir das constantes T_n e T_i do regulador PI contínuo equivalente (Bühler, 1982). Este procedimento pode ser feito se os pólos dominantes do sistema discreto a regular estiverem dentro de uma região específica do plano z (Bühler, 1982). Para a máquina assíncrona utilizada e com o período de amostragem escolhido neste trabalho, os pólos dominantes do sistema discreto (máquina) ficam dentro desta região.

O modelo contínuo equivalente utilizado para dimensionar o controlador engloba a máquina ($G(s)$), um elemento de retenção de ordem zero $G_{me}(s)$ (inversor trifásico-PWM), um elemento de retardo puro $G_r(s)$ (retardo do tempo de cálculo igual à εT_e) e o controlador de corrente $G_c(s)$. Deste modo, a função de transferência do ramo direto $G_o(s)$ é dada por:

$$G_o(s) = G_c(s)G_r(s)G_{me}(s)G(s) \quad (18)$$

com

$$G(s) = k_s / (1 + sT_s) \quad G_{me}(s) = 1 / (1 + sT_e / 2)$$

$$G_r(s) = e^{-s\varepsilon T_e} \approx 1 / (1 + s\varepsilon T_e) \quad G_c(s) = (1 + sT_n) / sT_i$$

e

$$k_s = 1 / r_s \quad \varepsilon T_e \ll 1$$

Utilizando os critérios de compensação do pólo dominante e de amortecimento ótimo (Bühler, 1982) calculam-se as constantes T_n e T_i do controlador PI contínuo. A partir das constantes do controlador PI contínuo, calculam-se os ganhos do equivalente discreto através de

$$k_i = \frac{r_s}{1 + 2\varepsilon} \quad (19)$$

e

$$k_p = \frac{\sigma l_s / T_e - r_s / 2}{1 + 2\varepsilon} \quad (20)$$

O tempo de execução da sub-rotina de controle corresponde aproximadamente a um período de amostragem ($\varepsilon = 1$). Deste modo,

$$k_i = \frac{r_s}{3} \quad (21)$$

e

$$k_p = \frac{\sigma l_s / T_e - r_s / 2}{3} \quad (22)$$

Os controladores de corrente utilizados atuam diretamente nas correntes de fase (fases "a" e "b", ver Figura 4). Isto elimina os cálculos relativos à transformação de coordenadas para projetar as grandezas trifásicas no referencial dq e conseqüentemente minimiza o tempo de execução do algoritmo. A equação recorrente que implementa o controlador é dada por

$$v_a^*(k) = v_a^*(k-1) + k_t e_a(k) - k_p e_a(k-1) + \quad (23) \\ + e_{f_{cema}}(k) - e_{f_{cema}}(k-1)$$

para a fases "a" e por

$$v_b^*(k) = v_b^*(k-1) + k_t e_b(k) - k_p e_b(k-1) + \quad (24) \\ + e_{f_{cemb}}(k) - e_{f_{cemb}}(k-1)$$

para a fases "b". Nas equações (23) e (24), $k_t = k_p + k_i$, $e_a(k)$, $e_b(k)$, $e_{f_{cema}}(k)$, e $e_{f_{cemb}}(k)$ são os erros de corrente e as f_{cem} no k -ésimo instante de amostragem, das fases "a" e "b", respectivamente.

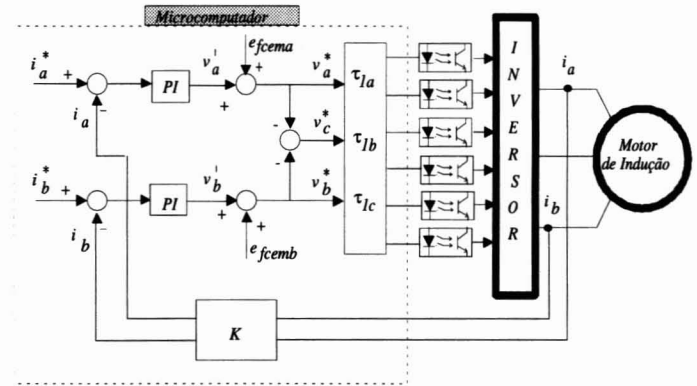


Figura 4 - Diagrama de blocos do controlador de corrente

A corrente de referência, necessária para o cálculo de $e_a(k)$ ($e_a(k) = i_{sa}^*(k) - i_{sa}(k)$) é calculada utilizando-se as equações (13) e (14). Defasando-se a corrente calculada pela equação (13) de $2\pi/3$, obtém-se a referência da fase "b". Partindo da equação (17) e utilizando a transformação conservativa pode-se mostrar que $e_{f_{cema}}(k)$ tem amplitude e posição angular dadas por

$$E_{f_{cem}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \omega_r^* \frac{l_m'^2}{l_r'} i_{sd}^{r*} \quad (25)$$

com

$$\delta_{f_{cem}} = \delta_r^* + \pi/2 \quad (26)$$

De forma semelhante, $e_{f_{cemb}}(k)$ é obtida por defasamento de $2\pi/3$.

4.3 Fonte de Tensão

Devido a simplicidade de implementação, a técnica de modulação PWM utilizada é a MRA (Modulação Regular Assimétrica) (Seixas, 1988). A seqüência de chaveamento dos transistores de um braço deve ocorrer de tal maneira que uma tensão média (V_{med}) imposta pelo inversor dentro do período de amostragem (T_e), corresponda ao valor da tensão de referência ($v^*(k)$) amostrada no início daquele período (Figura 5). Assim, o intervalo de tempo de aplicação da tensão de barramento para a composição da forma de onda de referência é calculado através de:

$$\tau_{1a} = \frac{T_e}{2} \left(1 + \frac{2v_a^*(k)}{E_d} \right) \quad (27)$$

onde $\tau_{1a} + \tau_{2a} = T_e$ e $v_a^*(k)$ é o valor da tensão de referência para fase "a" no instante k . Para calcular o intervalo de aplicação de tensão relativa à fase "b", utiliza-se a mesma expressão trocando v_a^* por v_b^* . O intervalo de aplicação de tensão da fase "c" é determinado pela simetria do sistema trifásico. Estes tempos são convertidos para números inteiros (16bits) e carregados nos contadores do temporizador programável.

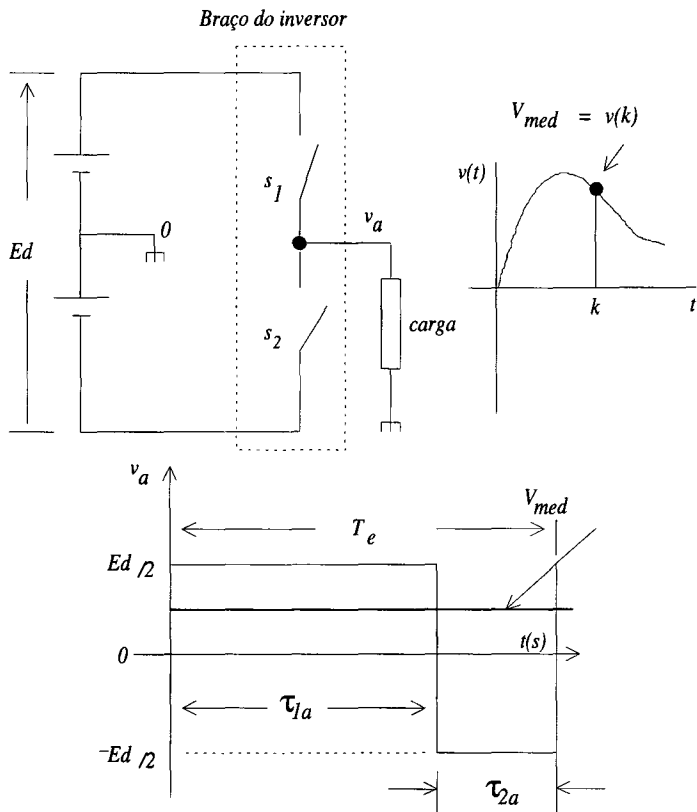


Figura 5 - Esquema básico de um braço do inversor trifásico

4.4 Controle de Velocidade

O controle de velocidade é a malha de controle mais externa do sistema de acionamento. Partindo da equação (6) e utilizando a transformada de Laplace obtém-se

$$\omega_m(s) = \frac{P/F}{T_m s + 1} c_e(s) - \frac{P/F}{T_m s + 1} c_m(s) \quad (28)$$

onde $T_m = J/F$ é a constante de tempo mecânica da máquina.

O modelo representado pela equação (28) é de primeira ordem com uma perturbação não-mensurável (c_m). Deste modo, escolheu-se um controlador do tipo PI. O procedimento de projeto deste controlador é semelhante ao empregado para o controlador de corrente.

A velocidade não é medida diretamente, mas calculada a partir das medições de um captor de posição absoluto. A saída do captor fornece uma palavra digital de 9 bits (n) em código Gray. Como a palavra digital de saída possui nove bits, são possíveis 512 posições angulares (2^n). Entre duas posições consecutivas, corresponde um ângulo de 0.0123rad ($2\pi/2^n$) que representa a resolução do captor. O erro de leitura (Δ_δ) da palavra digital proveniente de um captor de posição em código Gray corresponde a metade da sua resolução. Em virtude das imperfeições de fabricação, este erro pode ser considerado igual ao valor da resolução do captor ($\Delta_\delta = 2\pi/2^n$) (Hoescheler, 1971). O cálculo da velocidade é obtido diretamente da taxa de variação angular com o tempo através de

$$\omega_{cal} = \frac{\delta_{m2} - \delta_{m1}}{T_w} \quad (29)$$

onde δ_{m1} e δ_{m2} são ângulos no início e no fim do período de amostragem T_w .

A velocidade calculada pela equação (29) apresenta um erro em relação à velocidade real. Considerando este erro, a velocidade calculada é dada por

$$\omega_{cal} = \omega_{real} \pm \Delta_w \quad (30)$$

onde ω_{real} é a velocidade calculada com a posição angular correta e $\Delta_w = \Delta_\delta/T_w$ é o erro no cálculo da velocidade. Segundo esta expressão, o erro aumenta com a diminuição do período de amostragem. Entretanto, o período de amostragem deve ser suficientemente pequeno para caracterizar corretamente a evolução dinâmica da velocidade. O período de amostragem deve obedecer a desigualdade $T_e \ll T_w \ll T_m$. Os testes experimentais levaram a escolha de um período de amostragem de 16ms (Souza Fl., 1993).

A constante de tempo T_m foi obtida fazendo a máquina girar a uma velocidade inicial diferente de zero e em seguida colocando-a em roda livre (curto-circuito trifásico). A velocidade angular e o tempo são medidos até que a máquina pare de girar. A evolução da velocidade é aproximada por uma curva exponencial. Este modelo é linearizado, utilizando-se uma função logarítmica, e escrito na forma de uma regressão linear. Finalmente, o método dos mínimos quadrados é empregado para se obter T_m . O valor de T_m determinado foi de $1,43\text{s}$ (Souza Fl., 1993).

5 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

Os parâmetros utilizados para dimensionar os diversos controladores foram obtidos por estimação não-linear. O algoritmo de estimação é baseado no modelo de regime permanente elétrico da máquina. Inicialmente, substituiu-se as equações (3) e (4) nas equações (1) e (2) e alinha-se o sistema de coordenadas no rotor ($g \leftarrow r$ e $\omega_g = \omega_r$). Em seguida, utilizam-se as condições de regime permanente ($d/dt = 0$ e $\omega_r = \omega_s$, onde ω_s é a frequência estatórica) para obter

$$v_s^r = r_s i_s^r + j\omega_s l_s i_s^r + j\omega_s l_m' i_r' \quad (31)$$

e

$$0 = (r_r'/s) i_r^r + j\omega_s l_r' i_r^r + j\omega_s l_m' i_s^r \quad (32)$$

onde $s = (\omega_s - \omega_m)/\omega_s$ é o escorregamento da máquina.

Introduzindo as reatâncias de dispersão estatórica e rotórica $x_s = (l_s - l_m')\omega_s$ e $x_r' = (l_r' - l_m')\omega_s$, a reatância principal $x_m' = l_m'\omega_s$ e fazendo-se $v_s^r = V_s$ e $i_s^r = I_s(s)$ deduz-se das equações (31) e (32) o circuito elétrico equivalente da Figura 6. Neste circuito foi adicionado o resistor r_{fe} para representar as perdas magnéticas internas da máquina.

A partir deste circuito equivalente escrevem-se as equações da amplitude da corrente $I_s(s)$, da potência $P(s)$ e do fator de potência $F_p(s)$ da máquina em regime permanente em função do escorregamento s .

$$I_s(s) = V_s \sqrt{\frac{C^2 + D^2}{A^2 + B^2}} \quad (33)$$

$$P(s) = \frac{3}{2} V_s^2 \frac{AC - BD}{A^2 + B^2} \quad (34)$$

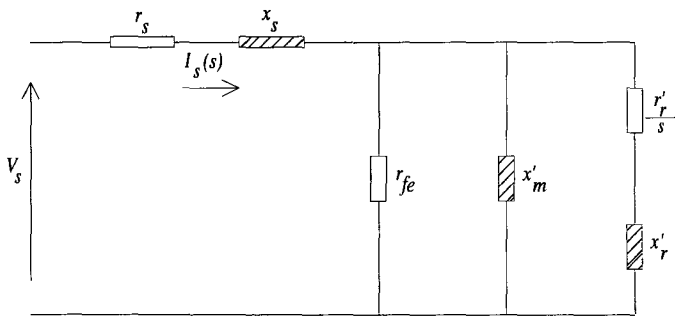


Figura 6 - Circuito equivalente por fase da máquina assíncrona

$$F_p(s) = \frac{AC - BD}{\sqrt{(A^2 + B^2)(C^2 + D^2)}} \quad (35)$$

Na equações (33) e (34), V_s é a amplitude da tensão estatórica. Os termos A , B , C e D são obtidos das seguintes expressões

$$A = x_s \left(\frac{r_{fe} r'_r}{s x'_m} - x'_r \right) + r_s \left(\frac{r'_r}{s} + r_{fe} \left(1 + \frac{x'_r}{x'_m} \right) \right) + \frac{r_{fe} r'_r}{s} \quad (36)$$

$$B = x_s \left(\frac{r'_r}{s} + r_{fe} \left(1 + \frac{x'_r}{x'_m} \right) \right) - r_s \left(\frac{r_{fe} r'_r}{s x'_m} - x'_r \right) + r_{fe} x'_r \quad (37)$$

$$C = \frac{r'_r}{s} + r_{fe} \left(1 + \frac{x'_r}{x'_m} \right) \quad (38)$$

$$D = \frac{r_{fe} r'_r}{s x'_m} - x'_r \quad (39)$$

A estimação dos parâmetros é formulada como a solução do seguinte problema de minimização:

$$\min_{\theta \in \Omega} J(\theta) = \sum_{i=1}^N [y_i - Y(s_i, \theta)]^2 \quad (40)$$

Onde:

$J(\theta)$: função de custo dos mínimos quadrados, soma dos quadrados das diferenças entre as curvas experimental e a calculada em função do escorregamento.

Ω : espaço paramétrico de dimensão l .

y_i : i -ésimo dado experimental coletado do teste da máquina.

$Y(s_i, \theta)$: a função não-linear relacionando dados experimentais, os parâmetros da máquina e o escorregamento.

θ : vetor paramétrico, $\theta \in \Omega$

$$\theta = [\theta(1) \quad \theta(2) \quad \dots \quad \theta(l-1) \quad \theta(l)]^T \quad (41)$$

s_i : i -ésimo valor do escorregamento da máquina.

N : número de dados.

A técnica de estimação utiliza o método dos mínimos quadrados não-linear cujo algoritmo é apresentado em (Souza

Fl., 1993). O ajuste recursivo do vetor de parâmetros é feito utilizando-se as seguintes equações:

$$\theta_i = \theta_{i-1} + W_i G_i [y_i - Y(s_i, \theta)], \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (42)$$

$$W_i = W_{i-1} - \frac{W_{i-1} G_i G_i^T W_{i-1}}{1 + G_i^T W_{i-1} G_i} \quad (43)$$

onde

$$G_i = \left[\frac{\partial Y(s, \theta)}{\partial \theta(1)} \quad \frac{\partial Y(s, \theta)}{\partial \theta(2)} \quad \dots \quad \frac{\partial Y(s, \theta)}{\partial \theta(l)} \right]_{\theta = \theta_0, s = s_i}^T \quad (44)$$

e θ_0 : é o valor inicial do vetor paramétrico e W_i a matriz de ponderação.

Utilizando as equações (33), (34) e (35), as curvas características medidas correspondentes e o algoritmo dos mínimos quadrados não-linear definido pelas equações (42), (43) e (44), determinam-se os parâmetros da máquina (Souza Fl., 1993).

A máquina assíncrona foi alimentada através do inversor trifásico comandado em PWM, com referência de tensão senoidal, para várias frequências estatóricas. A amplitude da corrente estatórica, a potência e o fator de potência da máquina, em função do escorregamento ($0 < s < 1$), foram utilizados como curvas de referência para o algoritmo de estimação. Considerou-se dois vetores paramétricos: o vetor de dimensão completa constituído de seis parâmetros ($l = 6$)

$$\theta = [r_s \quad x_s \quad x'_r \quad r'_r \quad x'_m \quad r_{fe}]^T \quad (45)$$

e o vetor de dimensão reduzida ($l = 4$), onde r_s é assumido conhecido por medição e r_{fe} é obtido do ensaio com o vetor de dimensão completa.

$$\theta = [x_s \quad x'_r \quad r'_r \quad x'_m]^T \quad (46)$$

Os valores iniciais dos parâmetros (em unidades do sistema MKS), determinados através dos ensaios clássicos e por medição direta ($l = 6$), são dados por

$$\theta_0 = [1,9 \quad 4,26 \quad 4,26 \quad 3,58 \quad 44,98 \quad 3148]^T \quad (47)$$

As frequências da alimentação utilizadas foram 15Hz, 30Hz e 60Hz. Nas Tabelas 1 e 2 são apresentados os parâmetros obtidos (em unidades do sistema MKS) em função da frequência da alimentação. Observa-se na Tabela 1 que r_s difere substancialmente do valor medido indicando pouca precisão na sua estimação. O vetor reduzido ($l = 4$) permite incorporar diretamente a medição de r_s , ao mesmo tempo em que melhora a estimação devido a redução do comprimento do vetor paramétrico (Souza Fl., 1993).

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para avaliar o funcionamento do controlador de corrente é escolhido um perfil de conjugado de referência em degrau.

Tabela 1 - Variação paramétrica com a frequência ($l = 6$)

f_s	60Hz	30Hz	15Hz
r_s	1,340	0,532	1,270
r'_r	5,232	5,740	5,541
l_s	0,1113	0,1415	0,1699
l'_r	0,1273	0,1510	0,1677
l'_m	0,1023	0,1315	0,1502
$r_{f\epsilon}$	1145,5	304,64	116,00

Tabela 2 - Variação paramétrica com a frequência ($l = 4$)

f_s	60Hz	30Hz	15Hz
r'_r	4,6436	5,306	5,1391
l_s	0,1060	0,1265	0,1591
l'_r	0,1128	0,1397	0,1529
l'_m	0,0928	0,1145	0,1362

Tal perfil é obtido variando a corrente i_q^* da seguinte maneira:

$$i_{rq}^* = \begin{cases} 1.5A, & 0s < t < 0.6s \\ -1.5A, & 0.6 \leq t \leq 1.2s \end{cases}$$

A corrente i_d^* é mantida em 2.3A. Neste teste, a malha de regulação da velocidade é desativada. A Figura 7a mostra a superposição da corrente de referência e da corrente da máquina (corrente de fase) quando incluída a compensação da *fcm* no controlador de corrente. O comportamento da velocidade é apresentado na Figura 7b. A Figura 8 corres-

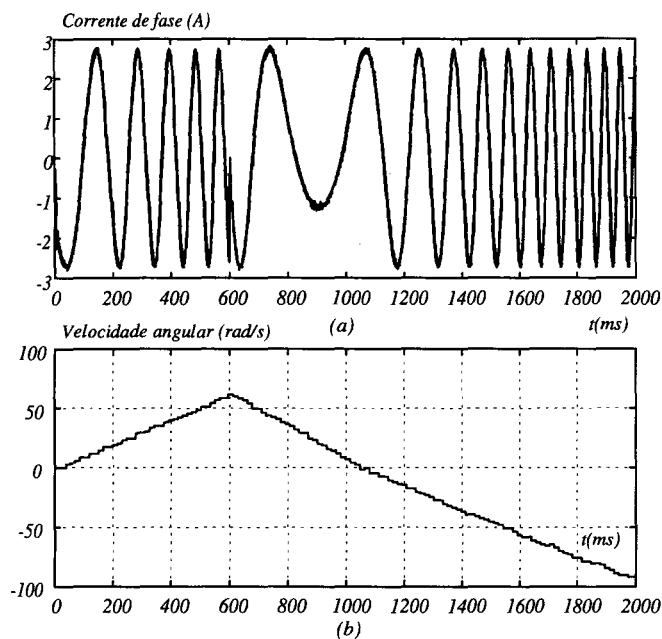


Figura 7 - Resultados experimentais: controle de corrente com compensação de *fcm*

ponde ao mesmo teste sem a compensação da *fcm*. Em ambos os testes, os parâmetros usados para o cálculo da *fcm* são aqueles estimados na frequência de 15Hz (vetor reduzido) e as constantes do controlador são calculadas utilizando estes mesmos parâmetros e ajustados pela resposta transitória a um degrau de corrente (Souza Fl., 1993). Com compensação, a corrente da máquina é aproximadamente idêntica à corrente de referência em todo o intervalo de tempo (ver Figura 7a). Por outro lado, o erro entre a cor-

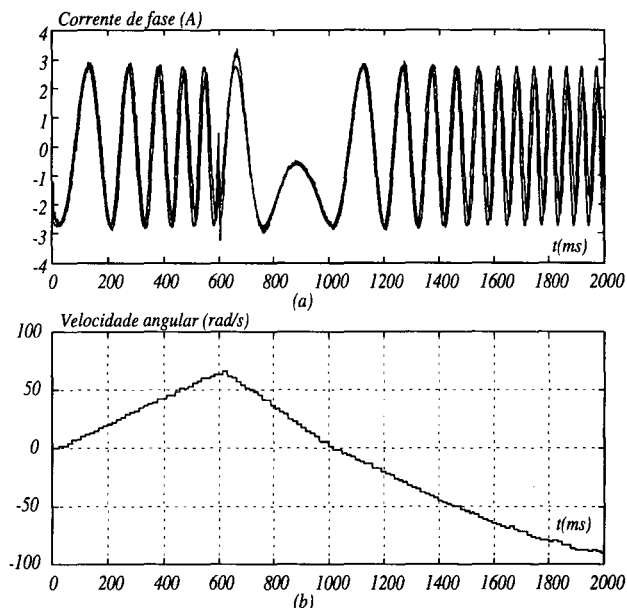


Figura 8 - Resultados experimentais: controle de corrente sem compensação de *fcm*

rente de referência e a corrente da máquina é perceptível quando a *fcm* não é compensada.

O cálculo da *fcm* no teste acima descrito foi realizado com os parâmetros a 15Hz, porque a faixa de frequência das correntes estáticas está mais próxima deste valor. A análise do erro de corrente mostrou que eles são menores, cerca de 5%, quando se utiliza no projeto do controlador os parâmetros estimados para a faixa de velocidade de operação da máquina. Isto mostra que o cálculo da *fcm* deve ser realizado com os parâmetros que foram estimados próximos da frequência de operação da máquina. O mesmo teste descrito acima foi realizado com os parâmetros estimados nas frequências de 30Hz e 60Hz e os resultados obtidos não foram satisfatórios.

A curva da velocidade na Figura 7b mostra que ela evolui de forma praticamente linear indicando que o controle fluxo-conjugado do COI está sintonizado (Lorenz, 1986). Já na Figura 8b a evolução da velocidade é menos linear devido ao controle deficiente da corrente.

Para investigar o comportamento do sistema com controle de velocidade foram realizados testes com reversão da velocidade mecânica. Neste ensaio a velocidade de referência varia de 88.9rad/s para -88.9rad/s. A velocidade de referência de 88.9rad/s corresponde à imposição de uma corrente estática na frequência de 15Hz. O controlador de corrente é o mesmo utilizado no teste da Figura 7. Na Figura 9 são mostradas a superposição da corrente de referência com a corrente da máquina e a evolução da velocidade. O comportamento destas grandezas atestam o funcionamento correto do sistema.

7 CONCLUSÃO

Este artigo apresentou o desenvolvimento e a realização prática de um sistema de controle de velocidade para a

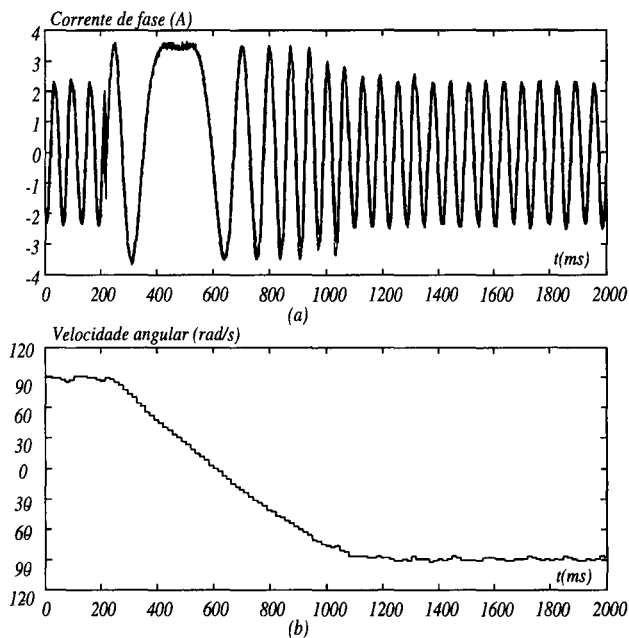


Figura 9 - Resultados experimentais: controle de velocidade

máquina assíncrona segundo a técnica de orientação indireta pelo campo. As funções de aquisição, controle e comando são asseguradas por um microcomputador (80386/87). A determinação dos parâmetros elétricos da máquina foi realizada por meio de um procedimento não-linear de estimação baseado nas curvas características de regime permanente da máquina. A influência da frequência de alimentação nos parâmetros foi mostrada e considerada no cálculo dos controladores. O cálculo e a implementação do controladores de corrente, de fluxo-conjugado e de velocidade são apresentados. Os testes experimentais realizados mostraram que o sistema funciona com boas características dinâmicas e comprovaram a validade da metodologia de projeto proposta.

AGRADECIMENTOS

Os autores expressam seus agradecimentos ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal do Ensino Superior (CAPES) pelo apoio proporcionado para o desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Souza Fl., E.B. de (1993). Estimação e Controle em Acionamentos com Máquinas Assíncronas em Campo Orientado. Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB.
- Bühler, H. (1983). Réglages Echantillonnés: traitement par la transformation en z. Presses Polytechniques Romandes, Vol. 1. Dunod, Paris.

Hoescheler, D.F (1971). Technique de Conversion Analogique-Digitale et Digitale-Analogique. Masson et Cie Editeurs, Paris.

Jacobina, C.B., Souza Fl. E.B. de e Silva, E.R.C. da (1990). Controladores de Corrente em Acionamentos com Motor de Indução em Campo Orientado. *Anais do 8º Congresso Brasileiro de Automática*, Belém - PA, pp. 991-996.

Krishnan, R. and Bharadwaj, A.S. (1991). A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, n° 4, pp. 695-703.

Lorenz, R.D. (1986). Tuning of field-Oriented Induction Motor Controller for High-Performance Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, n° 2, pp. 293-297.

Rowan, T.M., Kerkman, R.J. and Leggate, D. (1991). A simple On-line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-27, n° 4, pp. 720-727.

Seixas, P.F. (1988). Commande Numérique d'une Machine Synchrones Autopiloteé. Thèse de Docteur, Institut National Polytechnique de Toulouse, França.