

CONTROLADORES DIGITAIS DE CORRENTE PARA MÁQUINAS DE INDUÇÃO

Alexandre C. Oliveira, Antonio Marcus N. Lima e Cursino B. Jacobina

UFPB/CCT/DEE - Campus II

Caixa Postal 10.105

58109-970 Campina Grande, PB - Brasil

email: {marcus,jacobina}@dee.ufpb.br

Abstract - This paper presents the analysis, the design and the practical implementation of the current control loop for an induction machine. Three different control strategies are investigated: the one-step-ahead control law, the synchronous proportional plus integral (PI) and the stationary PI strategies. The different controllers are evaluated under equivalent operating conditions to establish their relative dynamic performances. The proposed current control strategies are implemented with a microcomputer-based induction motor drive system. Some selected experimental results obtained with the proposed controllers are presented.

Resumo - Esse trabalho apresenta a análise, projeto e implementação prática da malha de corrente para um máquina de indução. Três diferentes estratégias de controle são investigadas: o controlador preditivo e os controladores PI síncrono e estacionário. Os diferentes controladores são avaliados sob condições equivalentes de operação para estabelecer seu desempenho relativo. As estratégias de controle de corrente propostas são implementadas em um sistema de acionamento de máquina de indução baseado em microcomputador. Alguns resultados experimentais selecionados, obtidos com os controladores propostos, são apresentados

I. INTRODUÇÃO

Muitos dos modernos sistemas de acionamento com máquina de indução possuem uma malha de corrente incorporada na estratégia de controle. O primeiro passo no projeto da malha de controle de corrente é decidir sobre o uso de uma abordagem linear ou não. O controlador de histerese [1] [2] e o controlador neural [3], são bons exemplos de estratégias não lineares. O projeto de um controlador linear, em sistemas de acionamento com máquina de indução tem despertado o interesse de muitos pesquisadores [4] [5] [6] [7]. Basicamente, os esquemas de controle de corrente linear diferem um do outro pelo referencial escolhido, tipo e ordem do modelo usados para descrever a relação tensão-corrente. A estrutura do controlador linear e sua metodologia de projeto também possuem algumas diferenças.

A escolha de um referencial estacionário evita o uso de transformações de coordenadas. Nesse caso, as equações

do modelo contem apenas grandezas estatóricas, que podem ser obtidas dos terminais da máquina. Contudo, o controlador opera com sinais senoidais de frequência igual a dos sinais de referência. Usando o referencial síncrono, o controlador opera com sinais contínuos. Isto requer a aplicação de uma transformação de coordenadas para projetar as quantidades estatóricas no referencial síncrono e depois voltar para o estator.

Nesse trabalho, o controle de corrente de um sistema de acionamento com máquina de indução é obtido via uma abordagem linear. O projeto do controlador é baseado em um modelo de primeira ordem. O trabalho avalia o desempenho dinâmico da malha de corrente empregando os controladores preditivo e PI. De forma a avaliar o desempenho dinâmico relativo dos controladores, o trabalho também investiga a escolha dos referenciais estacionário e síncrono na metodologia de projeto.

II. SISTEMA DE ACIONAMENTO

A Figura 1 mostra a estrutura de um sistema de acionamento com máquina de indução baseado em microcomputador. A unidade central de processamento (CPU) do sistema é um 80486DX2-66 com placa mãe compatível com o padrão IBM/PC. Os sinais de entrada e saída passam através de uma placa especialmente projetada, ligada ao barramento do computador. A placa possui um temporizador programável (PIT8254), uma interface paralela programável (PPI8255), uma unidade de conversão analógica/digital (cinco canais com amostragem simultânea AD573/582) e uma unidade de conversão digital analógica (DAC1008). As tensões e correntes que fluem entre o inversor e a máquina são medidas através de dispositivos de efeito Hall, que garantem uma banda de passagem de 300kHz e isolamento elétrica apropriada. Duas correntes de fase e duas tensões de fase são medidas. Antes da conversão analógica/digital, esses sinais, após o estágio de ajuste de ganho, são filtrados por um filtro ativo de segunda ordem. Um encoder ótico absoluto (AE65S), conectado a interface paralela programável, mede a posição angular do eixo da máquina. A velocidade angular é obtida das leituras do encoder. O inversor trifásico que alimenta a máquina de indução, emprega chaves de potência do tipo transistor bipolar. Os sinais de comando para ligar e desligar as chaves são gerados pela unidade de intervalo de tempo programável. A isolamento galvânica entre o microcomputador e o circuito de comando da base é assegurada por optoacopladores de alta

velocidade (HPCL2601).

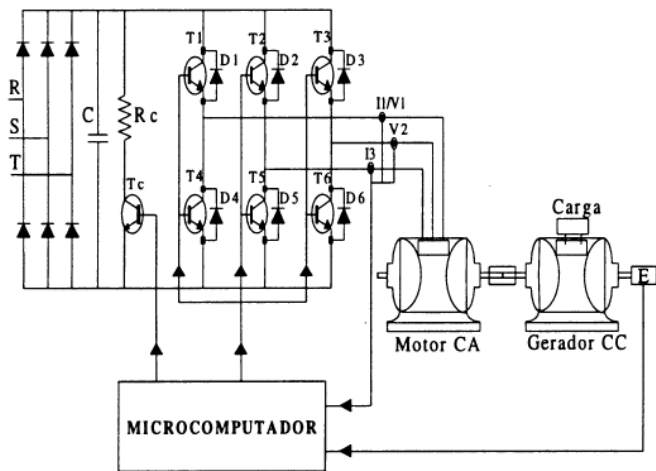


Figura 1 Sistema de acionamento estático com a máquina de indução.

III. MODELO DA MÁQUINA

O modelo dinâmico de uma máquina de indução é dado por:

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

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

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

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

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

$$c_e = P \operatorname{Im}(i_s^g \bar{\phi}_s^g) \quad (6)$$

onde o subscrito g indica um referencial arbitrário. As hipóteses típicas usadas para desenvolver esse modelo podem ser encontradas em [8] [9]. Também, $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ e $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$ são a tensão estatórica a corrente estatórica e o fluxo estatórico, respectivamente. Os valores definidos são válidos para o rotor, mudando o subscrito s por r . ω_r e ω_g são a velocidade da máquina e a velocidade dos eixos dq , respectivamente. c_e e c_m são o conjugado eletromagnético e o conjugado de carga, respectivamente. Im é a parte imaginária e $\bar{\phi}_s^g = \phi_{sd}^g - j\phi_{sq}^g$. l_s , l_r e l_m são a indutância própria estatórica e rotórica e a indutância mútua. r_s e r_r são as resistências ôhmicas, estatóricas e rotóricas, respectivamente. J , F e P representam o momento de inércia, o coeficiente de atrito viscoso e o número de par de pólos, respectivamente.

O modelo tensão-corrente dado por (7) pode ser obtido de (1)-(4) após algumas manipulações algébricas.

$$v_s^g = (r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2}) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\sigma l_s \omega_g i_s^g + (j\omega_m - \frac{r_r}{l_r}) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (7)$$

Explicitando-se os termos de perturbação, tipo força contra eletromotriz (f.c.e.m.), e_{sd}^g e e_{sq}^g e os componentes dq , obtêm-se de (7):

$$v_{sd}^g = (r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2}) i_{sd}^g + \sigma l_s \frac{di_{sd}^g}{dt} + e_{sd}^g \quad (8)$$

$$v_{sq}^g = (r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2}) i_{sq}^g + \sigma l_s \frac{di_{sq}^g}{dt} + e_{sq}^g \quad (9)$$

No referencial estatórico, $\omega_g = 0$ e $g \leftarrow s$, os termos de perturbação e_{sd}^s e e_{sq}^s são dados por:

$$e_{sd}^s = -\frac{l_m}{l_r} (\omega_m \phi_{rq}^s + \frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^s) \quad (10)$$

$$e_{sq}^s = \frac{l_m}{l_r} (\omega_m \phi_{rd}^s - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^s) \quad (11)$$

No referencial síncrono, $\omega_g = \omega_s$ e $g \leftarrow n$, os termos de perturbação são dados por:

$$e_{sd}^n = -\sigma l_s \omega_s i_{sq}^n - \frac{l_m}{l_r} (\omega_m \phi_{rq}^n + \frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^n) \quad (12)$$

$$e_{sq}^n = \sigma l_s \omega_s i_{sd}^n + \frac{l_m}{l_r} (\omega_m \phi_{rd}^n - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^n) \quad (13)$$

Escolhendo uma taxa de amostragem $\frac{1}{T}$ suficientemente elevada, os termos de perturbação podem ser considerados constantes durante o intervalo de amostragem. Neste caso pode-se amostrar (8)-(9) para obter um modelo discreto. O modelo discreto é dado por:

$$i_{sd}^g(k+1) = f i_{sd}^g(k) + h[v_{sd}^g(k) - e_{sd}^g(k)] \quad (14)$$

$$i_{sq}^g(k+1) = f i_{sq}^g(k) + h[v_{sq}^g(k) - e_{sq}^g(k)] \quad (15)$$

onde $f = e^{-T/\tau}$, $h = (1-f)\tau/\sigma l_s$, e $\tau = \sigma l_s / (r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2})$. O k em (14) e (15) representa kT , o k -ésimo intervalo de amostragem.

IV. MODELOS DOS CONTROLADORES

A. Controlador Preditivo

O controlador preditivo foi implementado no referencial estatórico. Ele emprega a estratégia de um-passo-a-frente que tem como objetivo conduzir as correntes de saída $i_{sd}^s(k)$ e $i_{sq}^s(k)$ para os valores de referência desejados $i_{sd}^{s*}(k+1)$ e $i_{sq}^{s*}(k+1)$ em um passo [10]. A partir de (14) e (15) pode-se escrever as relações equivalentes para o intervalo de amostragem anterior

$$i_{sd}^s(k) = f i_{sd}^s(k-1) + h[v_{sd}^s(k-1) - e_{sd}^s(k-1)] \quad (16)$$

$$i_{sq}^s(k) = f i_{sq}^s(k-1) + h[v_{sq}^s(k-1) - e_{sq}^s(k-1)] \quad (17)$$

subtraindo (16) de (14), e (17) de (15), tem-se

$$\begin{aligned} i_{sd}^s(k+1) &= [1+f] i_{sd}^s(k) - f i_{sd}^s(k-1) \\ &\quad + h v_{sd}^s(k) - h v_{sd}^s(k-1) \\ &\quad - h e_{sd}^s(k) + h e_{sd}^s(k-1) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned}
 i_{sq}^s(k+1) &= [1+f]i_{sq}^s(k) - fi_{sq}^s(k-1) \\
 &+ hv_{sq}^s(k) - hv_{sq}^s(k-1) \\
 &- he_{sq}^s(k) + he_{sq}^s(k-1) \quad (19)
 \end{aligned}$$

Considerando que as f.c.e.m.s $e_{sd}^s(k)$ e $e_{sq}^s(k)$ não variam significativamente em dois períodos de amostragem consecutivos, os termos $-he_{sd}^s(k) + he_{sd}^s(k-1)$ e $-he_{sq}^s(k) + he_{sq}^s(k-1)$ se anulam. Rearranjando as expressões (18) e (19), obtém-se as expressões (20) e (21) para as tensões $v_{sd}^{s*}(k)$ e $v_{sq}^{s*}(k)$ que garantem que a corrente segue a referência:

$$\begin{aligned}
 v_{sd}^{s*}(k) &= \frac{1}{h}i_{sd}^{s*}(k+1) - \frac{f+1}{h}i_{sd}^s(k) \\
 &+ \frac{f}{h}i_{sd}^s(k-1) + v_{sd}^s(k-1) \quad (20)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_{sq}^{s*}(k) &= \frac{1}{h}i_{sq}^{s*}(k+1) - \frac{f+1}{h}i_{sq}^s(k) \\
 &+ \frac{f}{h}i_{sq}^s(k-1) + v_{sq}^s(k-1) \quad (21)
 \end{aligned}$$

A Figura 2 mostra o diagrama de blocos do controlador preditivo. Os sinais de controle são calculados no bloco marcado *modelo de predição de um-passo-a-frente*. Dadas as correntes desejadas em $(k+1)T$, empregamos (20) e (21) para determinar a tensão de entrada a ser aplicada em kT .

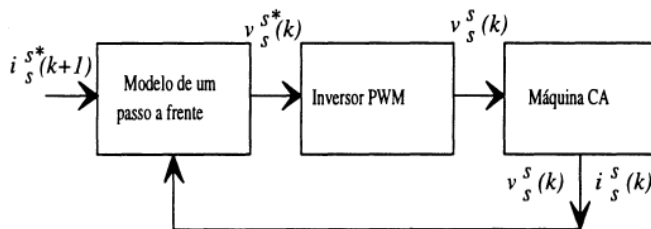


Figura 2 Diagrama de blocos do controlador preditivo

B. Controladores PI

O projeto do controlador PI é baseado no modelo de primeira ordem (8) e (9), compensando-se os termos de perturbação à saída do controlador. Para determinar os ganhos do controlador pode-se compensar a constante de tempo τ e escolher o desempenho de malha fechada de acordo com o critério de amortecimento ótimo [11]. Então, o controlador PI contínuo é convertido para o domínio discreto usando a aproximação de Tustin [12]. Nesse caso, as tensões $v_{sd}^{g*}(k)$ e $v_{sq}^{g*}(k)$ que garantem a característica de malha fechada são dadas por:

$$\begin{aligned}
 v_{sd}^{g*}(k) &= v_{sd}^{g*}(k-1) + k_i^g \Delta i_{sd}^g(k) + \\
 &k_r \Delta i_{sd}^g(k-1) + e_{sd}^g(k) - e_{sd}^g(k-1) \quad (22)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_{sq}^{g*}(k) &= v_{sq}^{g*}(k-1) + k_i^g \Delta i_{sq}^g(k) + \\
 &k_r \Delta i_{sq}^g(k-1) + e_{sq}^g(k) - e_{sq}^g(k-1) \quad (23)
 \end{aligned}$$

onde k_p e k_i são ganhos do controlador e, $k_t = k_i + k_p$ e $k_r = k_i - k_p$. Os termos $\Delta i_{sd}^g = i_{sd}^{g*} - i_{sd}^g$, $\Delta i_{sq}^g = i_{sq}^{g*} - i_{sq}^g$, e_{sd}^g e e_{sq}^g são os erros de corrente e os termos de perturbação, respectivamente.

A Figura 3 mostra o diagrama de blocos do controlador PI. Nesse caso os sinais de controle são calculados usando (22) e (23).

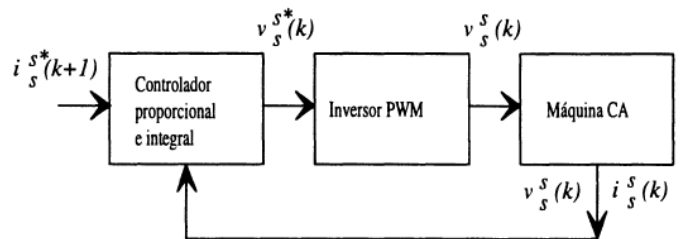


Figura 3 Diagrama de blocos do controlador PI estacionário.

A Figura 4 mostra o diagrama de blocos do controlador PI síncrono. Nessa figura os blocos marcados por $e^{j\delta_n}$ e $e^{-j\delta_n}$ representam os operadores de transformação de coordenadas. O bloco $e^{-j\delta_n}$ leva as quantidades estatísticas para o referencial síncrono, enquanto $e^{j\delta_n}$ realiza a conversão inversa. As variáveis transformadas são grandezas cc no caso do referencial síncrono. No caso do referencial estacionário, as variáveis são quantidades senoidais com frequência ω_s . Na estratégia de controle orientado pelo campo o ângulo δ_n do operador de transformação de coordenadas corresponde a posição angular do vetor fluxo rotórico ϕ_r^s .

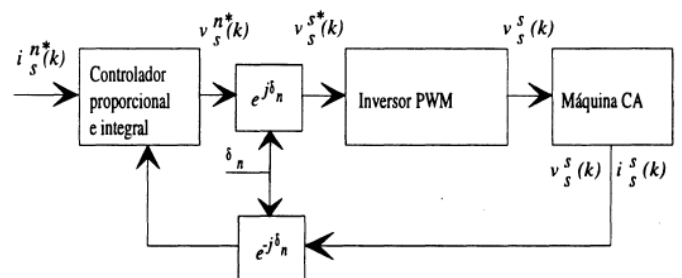


Figura 4 Diagrama de blocos do controlador PI síncrono.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados foram obtidos usando o sistema mostrado na Figura 1. Os dados coletados durante a operação em tempo-real são armazenados em um arquivo no disco rígido. O objetivo principal é avaliar o desempenho, durante os transitórios, das estratégias de controle de corrente propostas. No primeiro teste das estratégias propostas a frequência da corrente de referência foi de 10Hz, enquanto sua amplitude apresenta uma variação em grau.

$$i_{sd}^{s*}(t) = 3.5 \sin(20\pi t) A, \quad 0s \leq t < 0.11s$$

$$i_{sd}^{s*}(t) = 1.8 \sin(20\pi t) A, \quad 0.11s \leq t \leq 0.25s$$

No segundo teste a frequência foi ajustada para 60Hz e o perfil para

$$i_{sd}^{*}(t) = 2.8 \sin(120\pi t)A, \quad 0s \leq t < 0.016s$$

$$i_{sd}^{*}(t) = 1.4 \sin(120\pi t)A, \quad 0.016s \leq t \leq 0.05s$$

O perfil de amplitude de $i_{sq}^{*}(t)$ é igual ao dado acima. O período de amostragem foi ajustado em $200\mu s$ e os parâmetros da máquina utilizados no projeto dos controladores são aqueles obtidos por Ribeiro et alii. [13]. A técnica de modulação por largura de pulso (PWM) utilizada no controle dos interruptores de potência do inversor trifásico é a mesma descrita por Souza Filho [14].

A Figura 5 mostra os resultados obtidos com o controlador PI síncrono a 10Hz (a) e 60Hz (b), respectivamente. A corrente de referência i_{sd}^{*} , a corrente real i_{sd}^s e o erro de corrente Δi_{sd}^s são apresentados nessa figura. No teste os termos de perturbação não foram compensados. Como pode ser observado, o controlador segue muito bem a referência. A 10Hz i_{sd}^{*} e i_{sd}^s são praticamente idênticos.

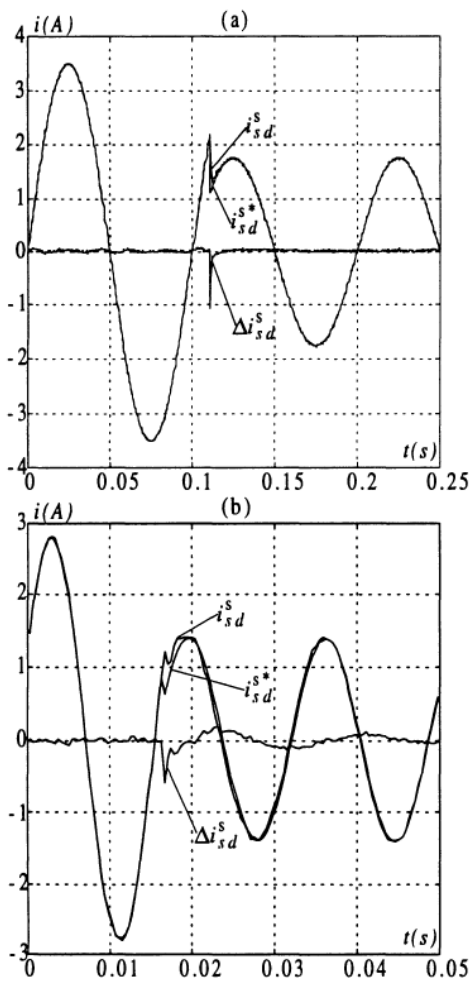


Figura 5 Resultados experimentais com o controlador PI síncrono, (a) 10Hz e (b) 60Hz.

A Figura 6 mostra o resultado obtido com o controlador PI estacionário a 10Hz (a) e 60Hz (b), respectivamente.

Nesse caso o projeto do controlador foi modificado para aumentar a faixa de passagem da malha fechada. Também, os termos de perturbação não são compensados. O desempenho do controlador estacionário a 10Hz é quase o mesmo observado para o controlador síncrono. Contudo, a 60Hz, mesmo com uma faixa de passagem mais larga, o controlador estacionário não consegue seguir a forma de onda de referência. A compensação dos termos de perturbação melhora o desempenho do controlador. Foi observado, experimentalmente, que mesmo incluindo a compensação da perturbação, o desempenho do controlador estacionário é inferior ao controlador síncrono.

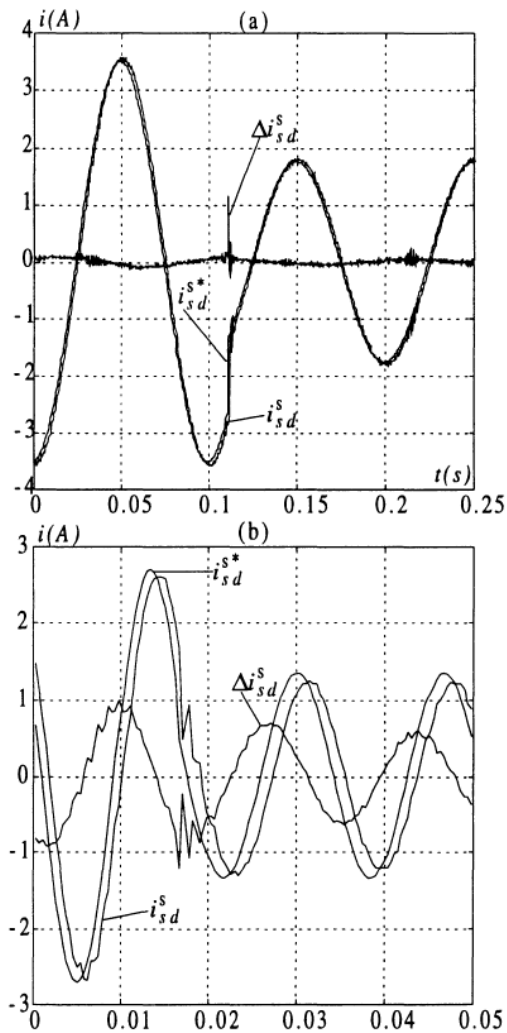


Figura 6 Resultados experimentais com o controlador PI estacionário, (a) 10Hz e (b) 60Hz.

A Figura 7 mostra o resultado obtido com o controlador preditivo a 10Hz (a) e 60Hz (b), respectivamente. O controlador foi implementado usando (20)-(21). O desempenho do controlador preditivo a 10Hz é quase idêntico ao observado com os controladores PI (estacionário e síncrono). Com o controlador preditivo um erro de regime permanente máximo de 4% é observado. A 60Hz o controlador preditivo segue a forma de onda da referência, mas apresenta algumas oscilações. Neste caso, o máximo

erro de regime permanente máximo aumenta para 7%. As oscilações observadas com o controlador preditivo são devidas às limitações da fonte de tensão e aos erros paramétricos. Esses efeitos estão presentes nos outros controladores, mas são mais visíveis no controlador preditivo por ele apresentar uma malha fechada com resposta *deadbeat*. Uma das maneiras de minimizar estes efeitos, sem alterar a taxa de amostragem, é utilizar uma estratégia preditiva com ponderação do sinal de controle. Esta estratégia foi apresentada por Oliveira [10].

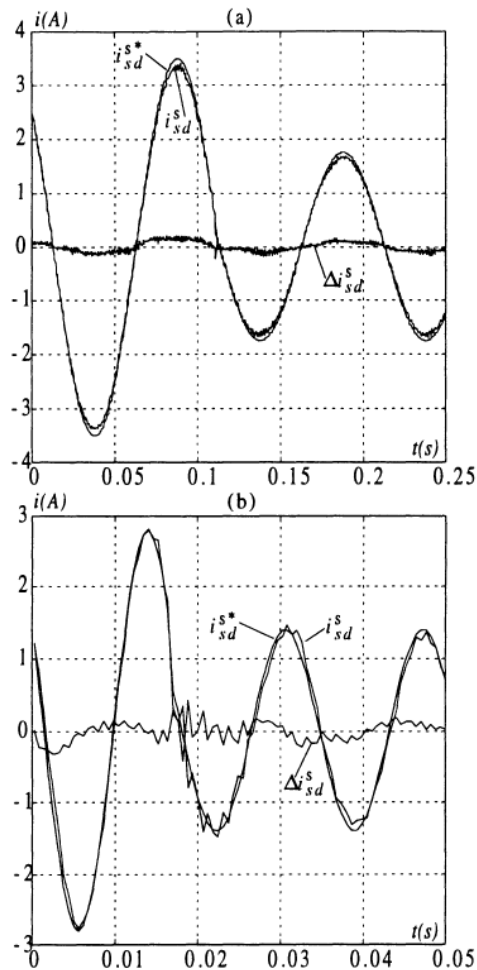


Figura 7 Resultados experimentais com o controlador preditivo, (a) 10 Hz e (b) 60 Hz.

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi feita a avaliação experimental de diferentes estratégias de controle corrente de uma máquina de indução. Foram estudados controladores no referencial estacionário (PI e Preditivo) e no referencial síncrono (PI). Esse estudo revelou que:

- O controlador PI síncrono apresenta muito bom desempenho seguindo a referência em uma larga faixa de frequência. O projeto do controlador é um procedimento de um passo desde que boas estimativas dos parâmetros sejam disponíveis.

- O controlador PI estacionário também apresenta bom desempenho, seguindo sua referência em baixa frequência, mas ao custo do aumento da largura de faixa de malha fechada. Esse aumento na faixa de passagem é devido ao fato de que o controlador estacionário opera com sinais senoidais. Em alta frequência, seu desempenho é inferior ao controlador síncrono. Em frequências altas, é necessário compensar os termos de perturbação e aumentar ainda mais a largura de faixa de malha fechada. Nesse caso o projeto do controlador requer mais que um passo, mesmo com boa estimativa dos parâmetros.
- O controlador preditivo apresenta bom desempenho seguindo bem o sinal de referência em baixa frequência, e em alta frequência seu desempenho transitório é menos amortecido. Também, o projeto do controlador preditivo é um procedimento de um passo. Com o preditivo consegue-se impor uma característica de malha-fechada *deadbeat*. Isso torna esse controlador mais sensível a limitações da fonte de tensão e a erros paramétricos.

AGRADECIMENTOS

Os autores desejam expressar seus agradecimentos ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

APÊNDICE: Parâmetros da Máquina e dos Controladores

A Tabela 1 apresenta os parâmetros da máquina de indução usada nos testes experimentais. A segunda linha da Tabela 1 dá os parâmetros como obtidos dos testes padrões e a terceira apresenta os parâmetros como estimados por Ribeiro et alii. [13].

Tabela 1 Parâmetros da Máquina

Parâmetro	r_s	τ_r	σl_s	l_s
Padrão	2.0	0.0427	0.0213	0.1279
Estimado	1.8	0.0101	0.0116	0.0856

Tabela 2 Parâmetros do Controlador PI

Controlador	k_p	k_i
Síncrono	30	9684
Estacionário	90	21789

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Nabae, S. Ogasawara, and H. Akagi. A novel control scheme for current-controlled pwm inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(4):697-701, July/August 1986.
- [2] N. H. Rashidi. Improved and less load dependent three-phase current-controlled inverter with hysteric current controllers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42(3):325-330, June 1995.

- [3] M. R. Buhl and R. D. Lorenz. Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives. In *Conf. Rec. IAS*, pages 415–421, 1991.
- [4] A. C. Oliveira, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Predictive current control strategies for electrical machines. In *Conf. Rec. COBEP*, pages 118–123, 1993.
- [5] C. B. Jacobina, E. B. S. Filho, A. M. N. Lima, and J. D. P. Rolim. Current control for induction motor drives based on input-output dynamic discrete model. In *Conf. Rec. IECON*, pages 133–137, 1992.
- [6] C. B. Jacobina, E. B. S. Filho, and E. R. C. Da Silva. Controladores de corrente em acionamentos com motor de indução em campo orientado. In *Conf. Rec. CBA*, pages 991–996, 1990.
- [7] T. M. Rowan and R. J. Kerkman. A new synchronous current regulator and an analysis of a current-regulated pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(4):678–690, July/August 1986.
- [8] J. Chatelain. *Machines Eléctriques*. Dunod, Paris, 1981.
- [9] W. Leonhard. *Control of Electric Drives*. Springer Verlag, Berlin, first edition, 1985.
- [10] A. C. Oliveira. Controle digital de sistemas de acionamento com máquina assíncrona. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal da Paraíba, 1995.
- [11] H. Bulher. *Reglages Echantillonnés: Traitement par la transformation en z*. Dunod, Paris, 1983.
- [12] K. J. Åström and B. Wittenmark. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice-Hall Information and System Sciences Series. Prentice-Hall, 1990.
- [13] L. A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Dynamic estimation of the induction machine parameters and speed. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1281–1287, 1995.
- [14] E. B. de Souza Filho. Estimacão e controle em acionamentos com máquinas assíncronas em campo orientado. Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba, 1992.

DADOS BIOGRÁFICOS

Alexandre Cunha Oliveira, nasceu em Fortaleza - Ceará, em 2 de junho de 1970. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, em 1993. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, em 1995. A partir de junho de 1996 ele será professor do Departamento de Eletricidade do Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão. Sua área de interesse compreende análise, projeto e desenvolvimento de sistemas de controle de alto desempenho para máquinas assíncronas.

Antonio Marcus Nogueira Lima, nasceu em Recife - Pernambuco, em 15 de março de 1958. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal

da Paraíba (UFPB), Campina Grande, PB, em 1982 e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela mesma instituição em 1985. Obteve o grau de doutor pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), França, em 1989. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Seus principais interesses de pesquisa são sistemas de acionamento com máquinas elétricas, instrumentação eletrônica e sistemas de controle. É Membro da SBA e do IEEE.

Cursino Brandão Jacobina, nasceu em Correntes - Pernambuco, em 17 de abril de 1955. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, PB, em 1978. Obteve o Diplôme d'Études Approfondies (DEA) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), França em 1980 e o título de Docteur Ingenieur pelo mesmo instituto em 1983. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Seu principal interesse é na área de pesquisa de sistemas de acionamento com máquinas elétricas. É Membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE.