

CONTROLE DE POSIÇÃO SEM ENCODERS (ENCODERLESS) EM MOTORES ASSÍNCRONOS DE INDUÇÃO: UMA VISÃO GERAL

Irineu Alfredo Ronconi Junior

Professor da Fundação Escola Técnica Liberato
Defesa Doutorado na Universidade Técnica de Braunschweig, Alemanha

Resumo

O presente trabalho descreve as principais técnicas de controle de posição, chamadas de controle sem sensores (sensorless), bem como analisa o termo “sensorless”, utilizado para denominar este tipo de controle.

Palavras-chave: Controle de Posição; Máquinas AC.

Abstract

The present work describes the main techniques of AC Machines position control, called “sensorless control”.

Keywords: Position Control; AC Machine.

Introdução

O objetivo do chamado controle (sensorless) de máquinas assíncronas de indução é eliminar o encoder colocado no eixo da máquina, bem como os acessórios a ele ligados, diminuindo-se custos e eliminando-se etapas adicionais ao controle da mesma.

A função do encoder é fundamental principalmente em velocidades próximas ao zero e também, muitas vezes, quando a carga assume valores extremos.

Dos trabalhos mais relevantes desenvolvidos neste sentido podemos citar os desenvolvidos por D. Zinger, F. Profumo, T.A. Lipo e D.W. Novotny da Universidade de Wisconsin[1]. Robert D. Lorenz, da Universidade de Wisconsin-Madison [2]. N.Teske, G.M. Asher, K.J.Bradley, M.Sumner e J. Cilia da Universidade de Nottingham [3] e J. Jiang e J. Holtz da Universidade de Wuppertal [4].

Até o presente momento o controle em velocidades próximas do zero, é considerado não essencial, e quando o principal enfoque é a posição, normalmente se utilizam outras máquinas que não a assíncrona.

Sensores

Neste texto consideramos sensores, os dispositivos que, sob o efeito de um sinal físico, alteram suas propriedades físicas. Neste contexto um encoder ou um resolver já não são mais sensores, mas dispositivos mais desenvolvidos que usam sensores, onde os sinais dos mesmos já foram condicionados a fornecer um sinal adequado ao uso desejado.

Controle sem Sensores (Sensorless) de Máquinas Assíncronas

Uma análise um pouco mais rígida mostra que, mesmo no clássico controle vetorial de máquinas assíncronas, é necessário pelo menos dois sensores de corrente para que sejam feitas as transformações de coordenadas e o cálculo do fluxo.

Portanto, não se conhece, até o momento um controle que seja genuinamente sem sensores (sensorless).

O chamado controle sem sensores é, na verdade, um controle sem o transdutor de posição (encoder ou resolver).

Uma Visão Geral das Técnicas Utilizadas

A - Uso Direto do Fluxo Gerado no Entreferro

Zinger, Profumo, Lipo e Novotny desenvolveram em 1988 técnica [1] para a determinação da velocidade e posição de um rotor de uma máquina de indução, este usava as harmônicas geradas pelos “slots” do rotor. Para eliminar o encoder do eixo do motor utilizaram, como sensores de velocidade e posição, os próprios enrolamentos do estator da máquina. Sobre estes foram feitas derivações (“taps”), onde são induzidas as tensões devidas aos slots do rotor. O esquema a seguir (figura 1) é uma representação do esquema original.

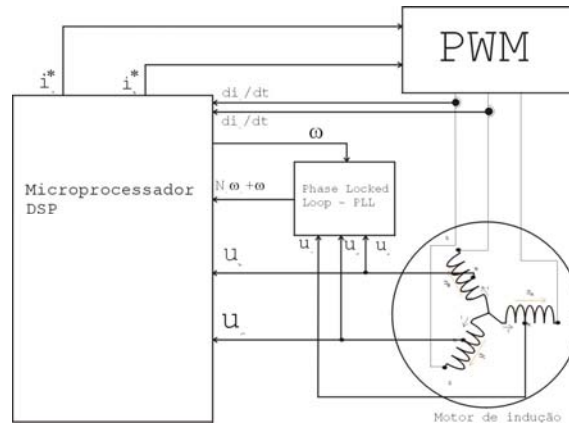


Figura 1 – Medida do fluxo por derivação do enrolamento do estator

Sobre estas derivações a tensão gerada é dada pela seguinte equação:

$$u_{Tap} = ri_{estator} + \frac{d\psi_{entreferro}}{dt} \quad (1)$$

R é a resistência do enrolamento do “tap” e $\psi_{entreferro}$ é o valor do fluxo no entreferro do motor.

Os TAP's, portanto, detectam diretamente os fluxos do entreferro.

Foram utilizadas duas bobinas colocadas na mesma fase (A-A), sendo que o enrolamento original era do tipo passo encurtado 7/9. Com isso eram geradas duas tensões em cada bobina, dada por:

$$u_1 = ri_1 + \frac{d\psi_{entreferro1}}{dt} \quad (2)$$

e

$$u_2 = ri_2 + \frac{d\psi_{entreferro2}}{dt} \quad (3)$$

Como as bobinas estão na mesma fase e devido a estarem no mesmo motor tem suas características elétricas semelhantes, as mesmas podem ser ligadas de tal forma a apresentar a diferença de tensão em seus terminais:

$$u_2 - u_1 = \frac{d(\psi_{entreferro2} - \psi_{entreferro1})}{dt} \quad (4)$$

Assim a partir destas equações o fluxo no entreferro pode ser determinado da seguinte forma:

$$\frac{d\psi_{dr}^{estator}}{dt} = \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \frac{d\psi_{dm}^{estator}}{dt} - L_\sigma \frac{di_{destator}^{estator}}{dt} \quad (5)$$

e

$$\frac{d\psi_{qr}^{estator}}{dt} = \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \frac{d\psi_{qm}^{estator}}{dt} - L_\sigma \frac{di_{destator}^{estator}}{dt} \quad (6)$$

$\psi_{dm}^{estator}$ é o componente do fluxo do rotor na referência estacionária, $\psi_{qm}^{estator}$ é a componente q do fluxo do rotor, L_r é a auto indutância do rotor, L_m é a indutância mútua e L_σ é a indutância de dispersão.

A tensão induzida em cada uma das bobinas oriundas dos TAP's do enrolamento do estator é calculada pela equação[1]:

$$\begin{aligned} u(\theta, \omega t) = & -B_1 k_{B1} \omega \sin(\omega t - \theta) \\ & - \frac{1}{2} B_0 k_n k_{B+} (N_r \omega_r + \omega) \sin[(N_r \omega_r + \omega)t - (N_r + 1)\theta] \\ & - \frac{1}{2} B_0 k_n k_{B-} (N_r \omega_r - \omega) \sin[(N_r \omega_r - \omega)t - (N_r - 1)\theta] \end{aligned} \quad (7)$$

Onde:

ω = frequência de alimentação em rad/s;

ω_r = velocidade mecânica em rad/s;

N_r = número de slots do rotor por par de pólos;

B_0 =amplitude da componente fundamental da indução magnética;

K_n = relação de amplitude (depende da corrente do rotor);

K_{Bx} = constante que depende da configuração das bobinas para uma dada harmônica.

A análise das equações acima mostra que: a amplitude da fundamental é muito maior que as componentes que contém a informação, e esta informação estará sob a sombra de outras harmônicas resultantes de tensões induzidas nos enrolamentos das derivações.

Para reduzir este efeito, as derivações são em número de três e montadas defasadas de 120 graus elétricos. Retira-se então a soma das tensões induzidas nas bobinas. O efeito desta soma para qualquer harmônica H pode ser escrito da seguinte forma:

$$u_H = k \left[\sin(A) + \sin\left(A - \frac{2\pi H}{3}\right) + \sin\left(A + \frac{2\pi H}{3}\right) \right] \quad (8)$$

O resultado desta soma será, como já sabido, zero para todos os valores de H exceto os múltiplos inteiros de 3. Inclusive a fundamental será zero.

Como normalmente o número de slots do rotor é diferente de um múltiplo de 3, para evitar vibrações e reduzir ruídos, e sendo N_r+1 a harmônica correspondente a raia superior e N_r-1 a inferior, teremos então juntamente com harmônicas múltiplos de 3 uma única banda que contém informações sobre as harmônicas geradas pelos slots.

O espectro é mostrado a seguir:

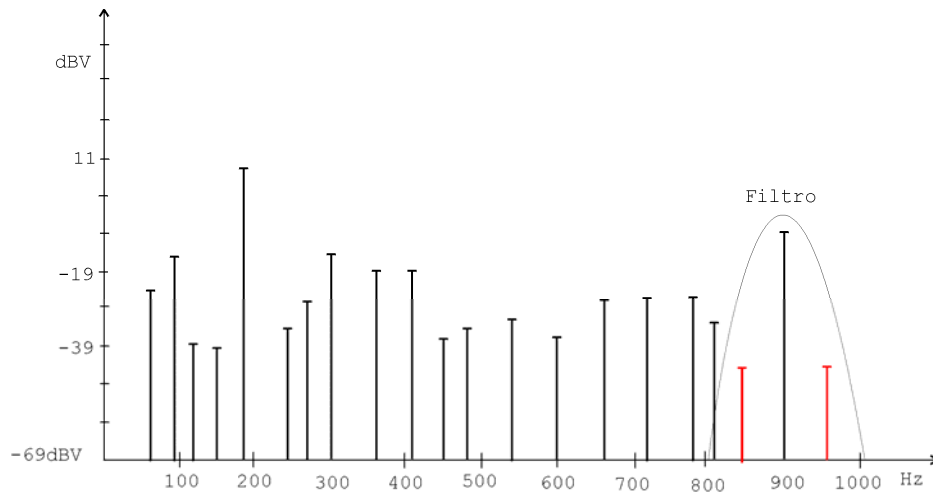


Figura 2 – Espectro da tensão induzida

Nele são mostradas as harmônicas múltiplas de três e também a informação referente a velocidade do rotor (harmônica dos slots em 900Hz).

Este sinal é então filtrado, com o objetivo de retirar a banda que contém as raiais que dão a informação da velocidade.

A velocidade do rotor pode ser retirada de duas maneiras:

- pela amplitude da tensão induzida, pois a mesma é proporcional a velocidade;
- rastreando-se a frequência da raia referente as harmônicas produzidas pelos slots.

O método preferido normalmente é o segundo.

Para o rastreamento da frequência é normalmente usado PLL's.

Os resultados experimentais são:

- em altas velocidades o controle da velocidade é melhorado sensivelmente, em comparação com o controle em frequência;
- em baixas velocidades o controle também foi considerado bom até o instante em que o torque atinge valores limites;
- a muito baixas velocidades o controle é pobre.

B – Alterações na Estrutura do Rotor

Uma outra técnica usada para estimar a posição do rotor utilizando as informações existentes nos condutores de alimentação é aquela que se baseia na alteração das propriedades espaciais da máquina (Deterministic Spatial Saliences)

Um motor de indução altera o valor da indutância das bobinas do estator em função da posição das barras de curto circuito do rotor.

Na figura 3 valor médio da indutância de fase de um motor assíncrono é de 13mH. Girando-se o eixo do rotor (sem alimentação) observa-se que este valor oscila em torno de $\pm 5\%$, de acordo com o gráfico mostrado na figura a seguir:

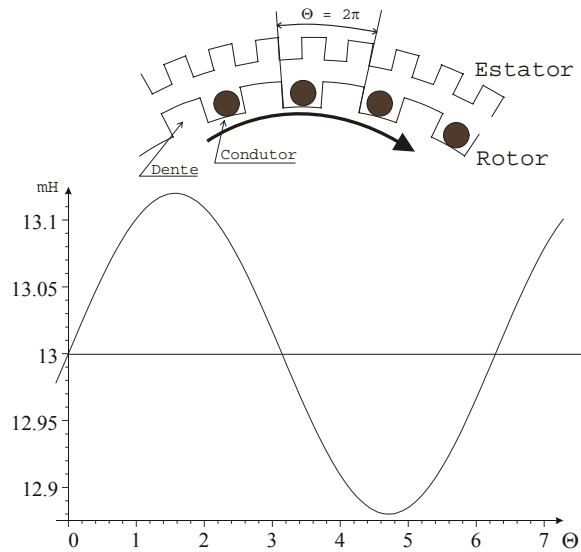


Figura 3 – Variação da Indutância

A variação na indutância se deve a variação na indutância de dispersão.

Esta informação permanece durante o funcionamento do motor e reflete sobre as correntes de alimentação, ocupa-se, portanto esta técnica em retirar esta informação, usando os terminais que alimentam a máquina.

Dois problemas sérios ocorrem:

- o sinal de informação é de baixa amplitude, e está sob influência de forte ruído;
- junto ao mesmo sempre está presente o sinal da alimentação, ou múltiplos da mesma, dificultando a separação do mesmo.

Para resolver o primeiro problema são feitas modificações que produzam um aumento na variação da indutância de dispersão, para tanto as características do rotor da máquina são alteradas. Estas alterações podem ser:

- alteração senoidal em um passo polar do tamanho da área do condutor de curto circuito.

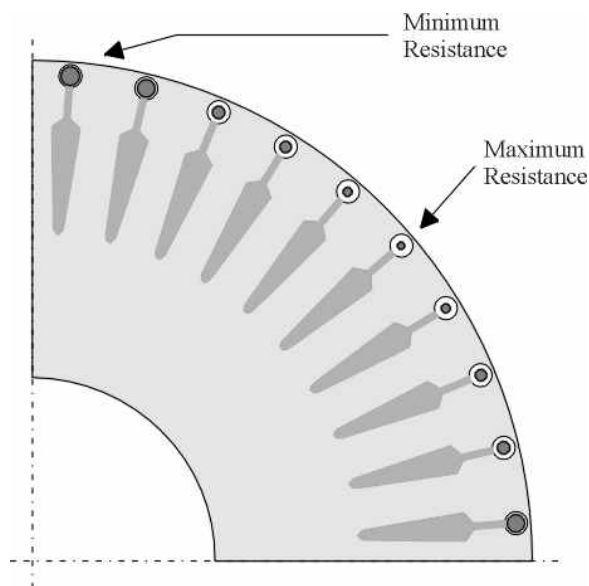


Figura 4 – Mudanças na estrutura do rotor

- Variações na abertura (largura ou profundidade), na superfície do rotor, onde se encontra o condutor de alumínio de curto-circuito.



Figura 5 – Mudanças na estrutura do rotor

Injeção de um sinal de alta frequência

Para resolver o segundo problema citado em **B**, isto é, separar a informação do sinal de alimentação é injetado um sinal de informação adicional sobre a própria alimentação. Este sinal tem frequência superior a 500Hz e inferior a 2000Hz.

Procura-se observar, os efeitos da variação da indutância de dispersão com relação a este sinal.

A tensão induzida por este sinal no estator terá a forma de:

$$u_i = l_\sigma(\gamma) \frac{di_c}{dt} \quad (9)$$

Onde:

l_σ = indutância de dispersão;

γ = ângulo entre ranhuras;

u_i = tensão induzida devido ao sinal de informação;

i_c = corrente da portadora.

Na verdade, a equação acima descreve aproximadamente o fenômeno físico, pois considera que a indutância de dispersão não varia com o tempo, apenas com o ângulo das ranhuras.

O circuito equivalente da máquina pode ser reduzido, tendo em vista que a indutância mútua, para o sinal de alta frequência é considerada um circuito aberto. Desta forma o circuito equivalente fica reduzido a:

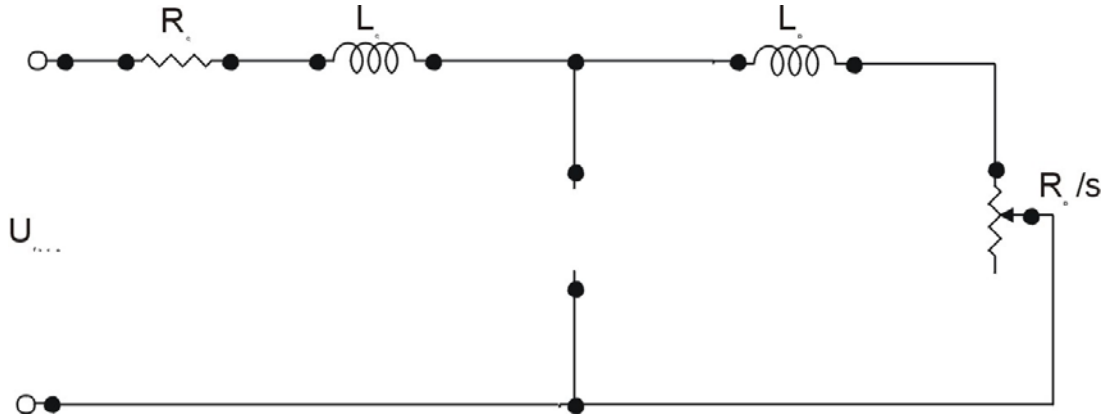


Figura 6 – Modelo em alta frequência

A tensão induzida pode ser, ainda estimada utilizando a seguinte aproximação:

$$u_c \cong j\omega_c l_\sigma i_{cc} \quad (10)$$

Onde:

$$l_\sigma = L_S - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (11)$$

sendo que L_S varia, aproximadamente de acordo com:

$$L_S = \frac{1}{2} [(l_{\sigma \max} + l_{\sigma \min}) + (l_{\sigma \max} - l_{\sigma \min}) \sin \gamma] \quad (12)$$

Dessa forma a tensão do estator é modulada e nesta modulação está a informação da posição do rotor.

O sinal modulado será então calculado por:

$$u_{s(dq)} = \frac{d\lambda_{S(dq)}}{dt} \quad (13)$$

sendo que o fluxo será calculado por:

$$\frac{d\lambda_{S(dq)}}{dt} = (L_{\sigma S} + L_{\sigma r}) \frac{d i_{c(dq)S}}{dt} \quad (14)$$

O sinal de corrente que contém a informação será dado por [15]:

$$\begin{bmatrix} i_{qSc}^S \\ i_{dSc}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{c0} \sin \omega_c t + I_{c1} \sin(2\theta_r - \omega_c t) \\ I_{c0} \cos \omega_c t + I_{c1} \cos(2\theta_r - \omega_c t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

parte fixa
parte variavel

A demodulação deste sinal se dá da seguinte forma:

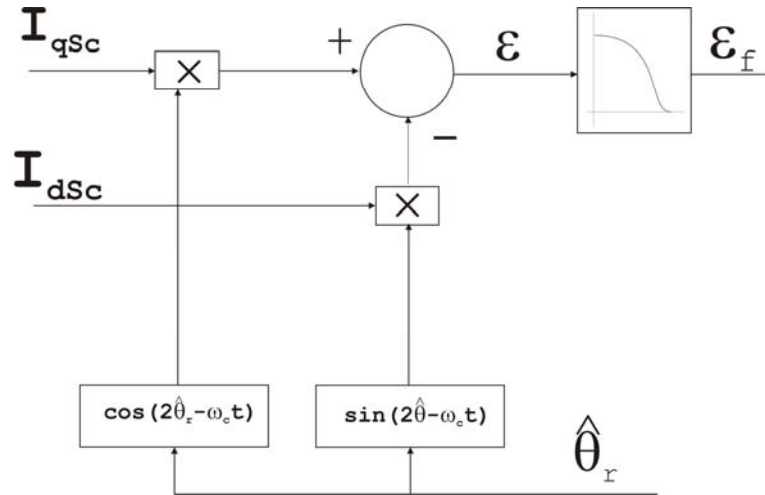


Figura 7 – Esquema da demodulação

O sinal de erro (ϵ) será dado por:

$$\epsilon = \frac{I_{cl}}{2} \sin(2\theta_r + 2\hat{\theta} - 2\omega_c t) + \frac{I_{cl}}{2} \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}) \quad (16)$$

O último termo da equação contém a informação da posição do rotor. A posição é determinada quando $\theta_r \rightarrow \hat{\theta}$. Se $\omega_i \gg \omega_r$ os termos em ω_i podem ser eliminados por um filtro passa-baixas, para $\theta_r \approx \hat{\theta}$, podemos afirmar que:

$$\epsilon = I_{il}(\theta_r - \hat{\theta}_r) \quad (17)$$

Para pequenas variações pode-se considerar a relação como linear.

Este modelo é estendido para um modelo de múltiplas saliências, isto é, pela variação senoidal da área do condutor de curto-circuito com relação a um passo polar. Fig [4]

Neste caso a expressão da componente negativa da corrente é dada por:

$$i_{qdScn}^S = \sum_i I_{cni} e^{j(h_i \theta_{ei} - \omega_c t + \frac{\pi}{2} + \phi_i)} \quad (18)$$

onde:

I_{cni} = é a magnitude da I-ésima componente da sequência negativa de corrente;
 h_i = é o número de harmônicas que as saliências causam, sendo esta a i-ésima componente;

θ_{ei} = é a posição angular da saliência em radianos(elétricos);

ϕ_i = é o deslocamento de fase da i-ésima componente com relação a θ_{ei} do sistema de referência.

O sinal de erro será calculado da mesma forma como anteriormente e será dado por:

$$\begin{aligned} \epsilon &= I_{cn} \sin 2[(\theta_r - \hat{\theta}_r) + \phi - \hat{\phi}] \\ &\cong I_{cn} 2[(\theta_r - \hat{\theta}_r) + \phi - \hat{\phi}] \end{aligned} \quad (19)$$

Uma variação do método foi desenvolvido por Nottingham[6,7,8]. Mantém-se a idéia básica de alterações no rotor, incluindo variações na circunferência, incluindo condutores de curto circuito externos ao mesmo Figura [5].

Existe também a portadora e a informação sobre a posição do rotor também é retirada a partir das correntes de alimentação, que como no caso anterior, contem o sinal modulado com a informação da posição do rotor.Figura .

Segundo [10] os resultados reportados no uso de uma máquina de 04 pólos, com 28 slots no rotor, alimentado com uma tensão de 12V CC, com um sinal de portadora de 250Hz apresentou os resultados mostrados no gráfico a seguir:

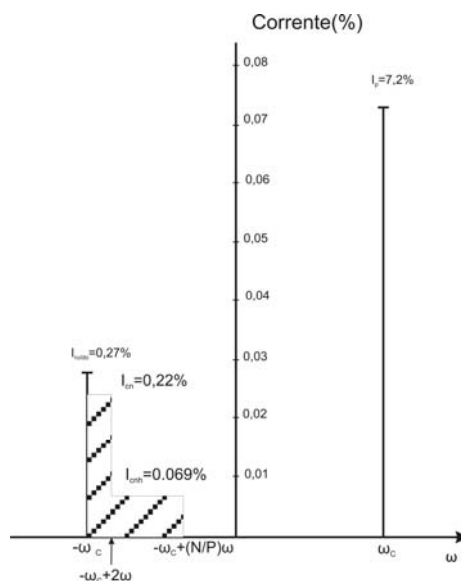


Figura 8 – Correntes resultantes

Embora o método apresenta resultados compatíveis com a teoria e abre perspectivas para o controle de posição em máquinas assíncronas, alguns problemas que precisam ainda ser melhor solucionados:

- um filtro passa baixa deve ser adicionado aos condutores de corrente, prejudicando o controle de corrente da máquina, com mudanças de fase;
- O uso do PLL necessita de ajustes para vários parâmetros;
- O baixo valor da amplitude do sinal que contém a informação da posição do rotor requer conversores A/D de alta resolução;
- Alterações na estrutura do rotor torna o sistema menos atraente que a simples compra de um encoder;
- Complicado sistema para o processamento dos sinais.

C - Uso da variação na impedância de dispersão

Jiang [9,10,11] propôs e desenvolveu técnica de obtenção da posição do rotor sem ser necessário fazer alterações na estrutura da máquina (rotor ou estator). O sinal que indica a posição é retirado medindo-se a tensão de alimentação da máquina.

Esta técnica baseia-se na variação da indutância de dispersão, uma vez que a indutância mútua estator-rotor varia em função do ângulo. A figura [9] mostra uma máquina elementar de um enrolamento no rotor e um no estator.

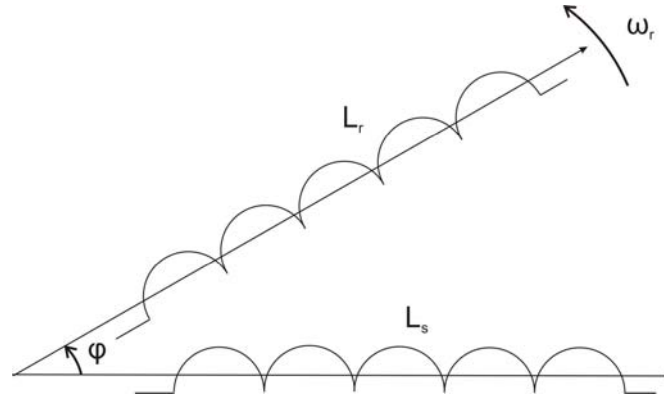


Figura 9 – Modelo elementar do estator/rotor

Podemos afirmar que, aproximadamente, a indutância mútua entre o estator e o rotor é dada por:

$$l_m(\varphi) = L_m \cdot \cos(\varphi) \quad (20)$$

Então sendo λ o fluxo concatenado ($\lambda = N\phi = Li$), teremos:

$$\lambda_s = L_S i_S + l_m(\varphi) i_r \quad (21)$$

e

$$\lambda_r = L_r i_r + l_m(\varphi) i_S \quad (22)$$

Então a tensão nos terminais do estator será dada por:

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = L_S \frac{di_s}{dt} + l_m(\varphi) \frac{di_r}{dt} + \left[\frac{\partial}{\partial(\varphi)} l_m(\varphi) \right] \frac{d\varphi}{dt} i_r \quad (23)$$

O segundo termo da equação refere-se a uma tensão que depende exclusivamente da posição do rotor.

A indutância de dispersão é calculada em função desta variação do seguinte modo:

$$l\sigma_S(\varphi) = L_S \left(1 - \frac{l_{m1}^2(\varphi)}{L_S L_r} \right) \quad (24)$$

para esta configuração elementar.

Onde l_{m1} é a indutância mútua entre o enrolamento do estator e o enrolamento (barra) 1 do rotor. Como a máquina é considerada simétrica, tem-se que $l_1 = l_2$ e $l_{m12} = 0$, pois os condutores são ortogonais entre si.

Segundo relato dos autores, o método foi aplicado a diversas máquinas de indução.

Os sinais retirados através de transformadores de ferrite adicionados aos condutores de alimentação podem chegar a amplitudes de 35V, provendo assim uma boa resolução para a determinação da posição.

Também é adequado ao uso em baixas velocidades em baixos torques, uma vez que o sinal independe da velocidade do rotor.

Quando há aplicação de carga ao eixo da máquina há uma forte interferência da 2ª harmônica do sinal de alimentação, devido a saturação do ferro, principalmente dos dentes do rotor. A informação precisa ser retirada com filtros adaptativos e em baixas velocidades (próximas a zero) o sinal de posição chega a ser perdido.

A fonte PWM necessita de ajustes de tal maneira que se adeque ao método e a máquina precisa estar ligada em estrela para que o sinal seja amostrado e as diferenças entre eles sejam feitas.

O procedimento também não é adequado para máquinas que possuem os condutores do rotor inclinados, pois como o sinal que informa a posição é retirado a partir de informações do estator, faz com que este não tenha uma única posição para a barra do rotor na passagem da mesma.

Referências

- D.Zinger, F. Profumo, T.A. Lipo and D.W. Novotny, **“A Direct Field Oriented Controller for Induction Motor Drives using Tapped Stator Windings”**, PESC’88 – IEEE, V-B3, April 1988, pp 855-861.
- P.L.Jansen, D.Lorenz, **“Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines”**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, March-April 1995, pp. 240-247.
- L.P.Jansen, M.J.Corley and R.D.Lorenz, **“Flux Position and Velocity Estimation in AC Machines at Zero and Low Speed via Tracking of High Frequency Saliencies”**. EPE95, Sevilla, pp3.154-3.159.
- R.D.Lorenz, **“Advances in Electrical Drive Control”**, IEMDC’99-International Electric Machines and Drives Conf., Seattle, May9-12, pp9-18.
- R.D.Lorenz, **“Practical Issues and Research Opportunities when Implementing Zero Speed Sensorless control”**, ICEMS 2001, Shenyang, China, Aug 18-20, 2001.
- N.Teske, G.M. Asher, K.J.Bradley, M.Summer and J.Cilia, **“Sensorless Position Control of Induction Machines Using Rotor Saliencies under Load Condition”**, EPE’99-Lausanne, pp1-10 on CD-ROM.
- N.Teske, G.M.Asher, M.Summer and K.J.Bradley, **“Encoderless Position Control of Induction Machines”**, EPE’2001, Graz, Austria, Aug. 2001, Vol on CD-Rom.
- S.Staines, G.M. Asher and K.Bradley, **“Periodic Burst Injection Method for Deriving Rotor Position in Saturated Cage-Salient Induction Motor without a Shaft Encoder”**. Transactions on Industry Applications, Vol.35, n.4, July/August 1999, pp 851-858.
- J.Holtz, **“Sensorless Position Control of Induction Motors-An Emerging Technology”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol45, n.6, Nov/Dec. 1998, pp 840-852.
- J.Holtz, **“Sensorless Speed and Position Control of Induction Motors – Tutorial”**, 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, Denver/Co, Nov29-Dec2, 2001.
- J.Holtz, **“Sensorless Control of Induction Motor Drives”**, Proceeding of the IEEE, Vol. 90, n.8, Aug. 2002, pp 1359-1394.
- L.M.Neto, J.R.Camacho, C.H.Salerno and B.P.Alvarenga, **“Analysis of a Three-Phase induction Machine Including Time and Space Harmonic Effects: The A, B, C reference frame”**. PES-IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, n.1, March 1999.

H.Jordan,V.Klíma,K.P.Kovács, **”Asynchronmaschinen: Funktion, Theorie, Technisches”**, Vieweg, Braunschweig 1975, ISBN 3528046007.

I.Barbi, **„Teoria Fundamental do Motor de Indução”**, Florianópolis, Editora da UFSC/Eletróbrás, 1985.

W.Leonhard, **“Control of Electrical Drives”**, Springer-Verlag, 2nd Edition, 1996, ISBN 3540593802.

J.Lepka, P.Steekl, **”3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using DSP56f80x”**, Motorola Inc. 2002, AN1930/D.

School of Electric and Electronic Engineering – University of Nottingham –UK, PEMC Group - **Senroless Position Coontrol WEB** Site: <http://www.eee.nott.ac.uk/power/nik/>, (figuras 4, 5 e 6).

NORMAS PARA PUBLICAÇÃO

Os artigos publicados na Revista Liberato são inéditos ou de revisão e versam, preferencialmente, sobre as áreas de Ciência e Tecnologia desenvolvidas na Fundação Liberato.

Formatação

- Os artigos deverão ser entregues revisados, sob a responsabilidade dos autores, de acordo com as normas vigentes da língua padrão em, no máximo, oito laudas.
- Todos os trabalhos deverão ser enviados em 2 vias, digitados em espaço simples, fonte Times New Roman 12, folha tamanho A4, margens superior 3 cm e inferior 2 cm; margens esquerda e direita 3 cm. Enviar juntamente cópia em formato digital (disquete 3 ½ , CDR, Pendrive, arquivo anexado a e-mail .doc ou .rtf)
- O cabeçalho deverá conter o título do trabalho, nome do autor, instituição, correio eletrônico. Se for resumo de dissertação ou de tese, explicitá-lo juntamente com o nome do orientador, programa de pós-graduação e data de defesa.
- A seguir deverão ser apresentados RESUMO, ABSTRACT, com no máximo 100 palavras, e a indicação de 3 palavras chaves (*keywords*), também em inglês.
- As figuras (gráficos, esquemas e fotos) deverão ter qualidade gráfica adequada.
- As referências citadas devem ser relacionadas ao final do texto, conforme Norma ABNT NBR 6023 de agosto de 2002.
- Com exceção dos resumos de dissertações e teses, os demais artigos serão submetidos a consultores científicos nomeados pela Fundação Liberato.
- Os editores da Revista Liberato reservam-se o direito de efetuar, quando necessário, pequenas alterações na formatação dos artigos, de modo a adequá-los às normas da Revista.