새로운 MRAS에 의한 유도전동기의 센서리스 속도제어

論 文
48B-3-5

A Novel MRAS Based Sensorless Speed Control of Induction Motor

陳 大 源* · 權 營 顔**
(Dae-Won Jin · Young-Ahn Kwon)

Abstract - Speed and position sensors require the additional mounting space, reduce the reliability in harsh environments and increase the cost of motor. Various control algorithms have been proposed for the elimination of speed senor. This paper investigates a novel speed sensorless control of induction motor. The proposed control strategy is based on MRAS(Model Reference Adaptive System) using state observer as a reference model for flux estimation. This algorithm may overcome several shortages of conventional MRAS: integrator problems, small EMF at low speed and relatively large sensitivity to resistance variation. The proposed algorithm is verified through simulation and experiment.

Key Words : induction motor, speed sensorless control, model reference adaptive system

1. 서 론

속도와 토오크의 가변이 요구되는 산업응용 및 운송분야에서 폐루프제어를 실현하기 위해서는 엔코더 등을 이용하여 속도나 위치를 측정하는 것이 일반적이다. 벡터제어에 의해 유도전동기를 구동하는 경우에도 속도와 자속각 위치정보를 얻기위해 일반적으로 속도센서를 사용한다. 그러나 속도센서를 사용할 경우 센서의 추가설치가 필요할 뿐 아니라 열악한 환경에서 신뢰성을 감소시키고 구동시스템의 가격을 상승시킨다. 따라서 속도 및위치센서를 사용하지 않는 속도제어 방식에 대한 관심이 고조되었고 여러 가지 속도추정 알고리즘이 제안되었다. 종래의 연구로서 고정자전압 및 전류값을 측정하여 전동기 상태방정식으로부터 자속 및 회전자속도를 추정하는 방식[1-7], 유도전동기의 두 모델, 예를 들어 고정자모델과 회전자모델에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메카니즘에 적용시킴으로써 속도를 추정하는 방식[8-12], 상태관측기에 의해 회전자자속을 추정하고 고정자전류와 회전자자속을 이용하여 속도정보를 얻는 방식[13-17], 입출력이 잡음의 영향을 받을 경우에 최적의 필터링 알고리즘인 칼만 필터를 이용하는 방식[18,19] 및 회전자슬롯에 의한 릴럭턴스 변화로 야기되는 고정자전압 및 전류 고조파를 측정하여 속도를 추정하는 방식등이 있다[20-22].

유도전동기의 여러 가지 센서리스 속도제어 방식 중 모델기준 적응시스템(MRAS)는 물리적 해석이 간결하고 적용이 용이하여 비교적 폭넓게 사용되는 제어구조의 하나이다. 그러나 종래의 MRAS는 센서리스 벡터제어의 필수정보인 회전자 자속값을 전동기의 전압방정식으로부터 구하는데 있어서 적분기에서 표류 및 저속시에 역기전력 생성에 따른 문제가 야기된다[7,11]. 또한 MRAS는 저항변동에 따른 영향이 상대적으로 취약하다. 본 논문에서는 종래의 MRAS의 이런한 단점을 극복하기 위하여 기준모델의 회전자 자속추정을 상태관측기에 의하여 추정하는 방식을 제안한다. 제안된 알고리즘은 기준모델에서 측정전류를 피이드백하는 상태관측기로부터 자속추정이 이루어지고 비교모델에서 회전자의 전류모델을 이용하여 회전자자속을 측정전류로부터 구하는 방식이다. 그리고 상태관측기에서 추정된 회전자자속과 회전자의 전류모델에서 추정된 회전자자속의 오차를 적응메카니즘에 적용하여 회전자속도를 추정한다. 본 논문에서 제시된 알고리즘은 시뮬레이션 및 실험을 수행하여 성능을 검증한다.

2. 유도전동기의 직접벡터제어

유도전동기의 고정자전류를 자속각을 기준으로 자속성분전류와 토오크성분전류로 분리시켜 독립적으로 제어하는 방식을 자속기준제어 또는 벡터제어라고 한다. 벡터제어는 자속의 회전각을 구하는 방식에 따라 직접벡터제어와 간접벡터제어로 구분된다. 직접벡터제어는 공극자속을 직접 검출하거나 자속모델로부터 계산하여 자속각을 직접 구하는 방식이다. 자속을 홀소자나 검출코일에 의해 직접 측정하는 방식은 설치환경, 노이즈 및 비용증가 등의 문제점이 있으므로 전동기의 전압방정식으로부터 자속을 추정하는 것이 일반적이다. 유도전동기의 직접벡터제어를 위한 관련수식을 아래에 기술한다.

* 準 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 碩士課程
** 正 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 敎授 · 工博
接受日字 : 1998년 12월 17일
最終完了 : 1999년 1월 18일

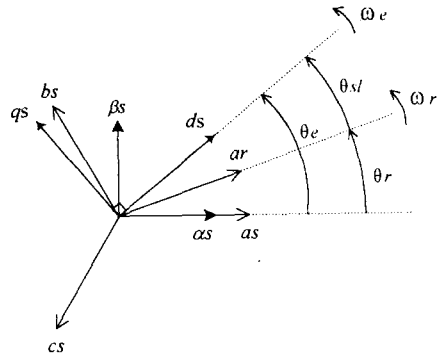


그림 1 $\alpha-\beta$축과 $d-q$축

Fig. 1 $\alpha-\beta$axes and $d-q$ axes

관련수식의 기준좌표계는 그림 1과 같은 정지좌표계와 동기속도로 회전하는 동기회전좌표계이고 회전자변수 및 파라메타는 고정자를 기준으로 변환되었다. 정지좌표계에서 유도전동기의 $\alpha-\beta$축 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s+pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r+pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r+pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

단, p는 미분연산자이고 ω_r은 회전자속도이다.

정지좌표계에서 고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\lambda_{as} = L_{ls} i_{as} + L_m(i_{as} + i_{ar}) = L_s i_{as} + L_m i_{ar} \quad (2)$$

$$\lambda_{\beta s} = L_{ls} i_{\beta s} + L_m(i_{\beta s} + i_{\beta r}) = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (3)$$

$$\lambda_{ar} = L_{lr} i_{ar} + L_m(i_{as} + i_{ar}) = L_r i_{ar} + L_m i_{as} \quad (4)$$

$$\lambda_{\beta r} = L_{lr} i_{\beta r} + L_m(i_{\beta s} + i_{\beta r}) = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \quad (5)$$

단, L_{ls} , L_{lr} 및 L_m은 고정자와 회전자의 누설 및 상호인덕턴스이다.

동기속도인 ω_e로 회전하는 동기회전좌표계에서 유도전동기의 $d-q$축 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s+pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r+pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r+pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (6)$$

단, $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$

동기회전좌표계에서 고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (7)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (8)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (9)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (10)$$

발생토오크를 $d-q$축 전류 및 자속으로 나타내면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(i_{qs}\lambda_{dr} - i_{ds}\lambda_{qr}) \quad (11)$$

단, P는 극수이다.

직접벡터제어에서 자속모델로부터 회전자자속의 계산은 고정자의 전압모델 및 회전자의 전류모델 등에서 가능하다.

정지좌표계에서 식(1)-(3)의 고정자 전압방정식 및 쇄교자속으로부터 고정자자속을 구하면 다음과 같이 된다.

$$\lambda_{as} = \int (v_{as} - R_s i_{as})dt \quad (12)$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s})dt \quad (13)$$

고정자의 전압모델에서 회전자자속은 식(2)-(5), (12), (13)으로부터 다음과 같이 구한다.

$$\lambda_{ar} = \frac{L_r}{L_m}(\lambda_{as} - \sigma L_s i_{as}) \quad (14)$$

$$\lambda_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m}(\lambda_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s}) \quad (15)$$

단, $\sigma = 1 - \frac{L_m^{\,2}}{L_s L_r}$

회전자의 전류모델에서 회전자자속은 정지좌표계에서 식(1), (4), (5)의 회전자 전압방정식 및 쇄교자속으로부터 다음과 같이 된다.

$$\frac{d\lambda_{ar}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{as} - \omega_r \lambda_{\beta r} - \frac{1}{T_r}\lambda_{ar} \quad (16)$$

$$\frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} + \omega_r \lambda_{ar} - \frac{1}{T_r}\lambda_{\beta r} \quad (17)$$

단, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

직접벡터제어에서 식(14), (15) 또는 식(16), (17)로부터 자속의 회전각을 구하면 다음과 같다.

$$\theta_e = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{ar}}\right) \quad (18)$$

3. 새로운 MRAS에 의한 센서리스 속도제어

일반적으로 유도전동기에서 MRAS에 의한 센서리스 속도제어는 두 추정기의 출력을 비교하여 두 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 회전자속도를 추정하는 방식이다. 종래의 MRAS에서 두 추정기의 모델로서 2장에서 기술한 고정자의 전압모델과 회전자의 전류모델이 사용되며 기준모델로서 전자가 비교모델로서 후자가 사용되었다[9]. 이 두

모델에서 회전자자속은 식(12)-(17)로부터 다음과 같이 구한다.

$$\hat{\lambda_r} = \frac{L_r}{L_m}[\int(v_s - R_s i_s)dt - \sigma L_s i_s] \quad (19)$$

$$\frac{d\tilde{\lambda_r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_s + \omega_r J \tilde{\lambda_r} - \frac{1}{T_r}\tilde{\lambda_r} \quad (20)$$

단, $\lambda_r = \begin{bmatrix}\lambda_{ar}\\ \lambda_{\beta r}\end{bmatrix}$ $v_s = \begin{bmatrix}v_{as}\\ v_{\beta s}\end{bmatrix}$ $i_s = \begin{bmatrix}i_{as}\\ i_{\beta s}\end{bmatrix}$ $J = \begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}$

두 모델에서 회전자자속 추정치의 차이를 적응메카니즘에 적용시켜 구한 회전자속도는 다음과 같다.

$$\hat{\omega_r} = K_P(\hat{x_{\beta r}}\tilde{x_{ar}} - \hat{x_{ar}}\tilde{x_{\beta r}}) + K_I\int(\hat{x_{\beta r}}\tilde{x_{ar}} - \hat{x_{ar}}\tilde{x_{\beta r}})dt \quad (21)$$

단, $\hat{x_{ar}}$, $\hat{x_{\beta r}}$: 기준모델 출력, $\tilde{x_{ar}}$, $\tilde{x_{\beta r}}$: 비교모델 출력,
K_P, K_I : 비례 및 적분상수

유도전동기의 센서리스 속도제어에서 MRAS방식은 많은 장점에도 불구하고 상기한 방정식으로부터 회전자자속을 추정하는데 있어서 적분기의 표류 및 저속시에 역기전력 생성에 따른 문제가 야기되는 단점을 가진다. 따라서, 이러한 단점을 극복하기 위하여 두 모델에 필터를 삽입하거나 모델의 출력물리량을 회전자자속이 아닌 역기전력 또는 순시무효전력을 사용하는 대안이 제시되기도 한다[10,11]. 그러나 이러한 물리량도 저속에서 문제가 야기되고 MRAS제어에 비선형 이득을 가져오는 단점을 가진다. 본 논문에서는 MRAS의 단점을 극복하기 위하여 MRAS의 기준모델로 사용되는 고정자 전압모델 대신에 측정전류 피이드백을 가지는 상태관측기를 사용하고 상태관측기와 회전자 전류모델의 자속추정치의 오차를 적응메카니즘에 적용시켜 회전자속도를 추정한다. 이 방식은 고정자 전압모델에서의 단점을 배제하며 상태관측기가 회전자 전류모델과 적절히 결합하여 MRAS의 장점과 함께 저항변동에 따른 영향이 상대적으로 강인한 성능을 가지게 된다.

3.1 상태관측기의 구성

정지좌표계에서 유도전동기의 전압방정식을 고정자전류와 회전자 쇄교자속을 상태변수로 하는 상태방정식으로 나타내면 식(19), (20)으로부터 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_s\\ \lambda_r\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}A_{11} & A_{12}\\ A_{21} & A_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_s\\ \lambda_r\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}B_1\\ 0\end{bmatrix} v_s \quad (22)$$

$$= Ax + Bv_s$$

$$i_s = Cx \quad (23)$$

단, $A_{11} = [-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}]I$ $A_{12} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m}[\frac{1}{T_r} I - \omega_r J]$

$A_{21} = \frac{L_m}{T_r} I$ $A_{22} = -\frac{1}{T_r} I + \omega_r J$ $B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I$

$C = [I \ 0]$ $I = \begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}$ $J = \begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}$

본 논문에서 자속추정을 위하여 사용된 측정전류 피이드백을 가지는 자속관측기의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + k_p(i_s - \hat{i_s}) + k_i\int(i_s - \hat{i_s})dt \quad (24)$$

$$\hat{i_s} = C\hat{x} \quad (25)$$

$$\hat{\lambda_r} = D\hat{x} \quad (26)$$

단, $\hat{}$: 상태관측기 추정치, k_p, k_i : 비례 및 적분상수

$D = [0 \ I]$

식(24)에서 시스템 계수행렬 $\hat{A}$는 시변계수인 회전자속도항을 포함하고 있으므로 추정한 회전자속도에 의해 가변하는 적응 자속관측기를 구성한다. 그림 2는 이상에서 기술한 자속관측기의 블록도이다.

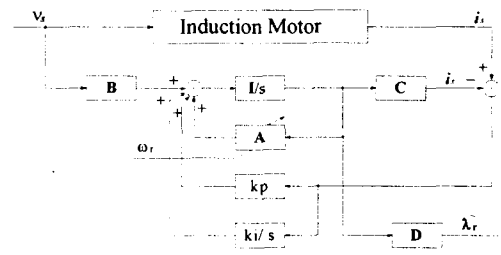


그림 2 자속관측기의 블록도
Fig. 2 Block diagram of flux observer

3.2 MRAS의 구성

본 논문에서는 MRAS의 단점을 극복하기 위하여 기준모델로서 측정전류 피이드백을 가지는 상태관측기를 사용하고 비교모델로서 회전자 전류모델을 사용하는 새로운 MRAS를 구성한다. 그림 3은 제안한 MRAS의 속도추정 블록도이다.

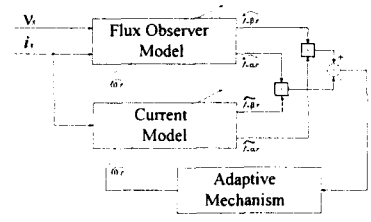


그림 3 새로운 MRAS의 속도추정 블록도
Fig. 3 Block diagram of a novel MRAS based speed estimation

본 방식에서 적응메카니즘에 의한 회전자속도는 다음과 같이 구한다.

$$\hat{\omega_r} = K_P(\hat{\lambda_{\beta r}}\tilde{\lambda_{ar}} - \hat{\lambda_{ar}}\tilde{\lambda_{\beta r}}) + K_I\int(\hat{\lambda_{\beta r}}\tilde{\lambda_{ar}} - \hat{\lambda_{ar}}\tilde{\lambda_{\beta r}})dt \quad (27)$$

단, $\hat{\lambda_{ar}}$, $\hat{\lambda_{\beta r}}$: 상태관측기의 회전자자속 추정값

$\tilde{\lambda_{ar}}$, $\tilde{\lambda_{\beta r}}$: 회전자 전류모델의 회전자자속 추정값

좌표변환을 위한 동기회전 위치각은 상태관측기에서 추정한 회전자자속을 이용하여 식(18)로부터 다음과 같이 구한다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_{\beta r}}{\hat{\lambda}_{ar}}\right) \tag{28}$$

이상에서 제시한 센서리스 속도제어 시스템의 전체구성도는 그림 4와 같다.

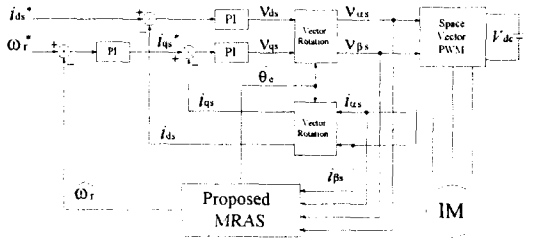


그림 4 전체시스템 구성도
Fig. 4 Configuration of overall system

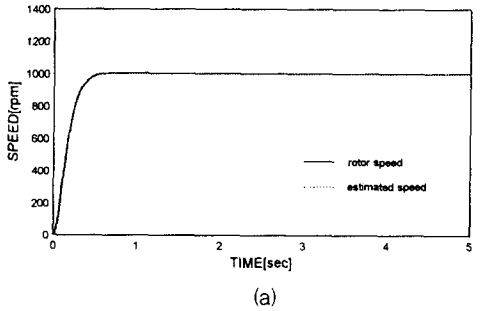
4. 시뮬레이션

본 논문에서 제시한 알고리즘을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 본 연구에서 사용된 유도전동기는 3상 농형으로서 전동기 사양은 표 1과 같다.

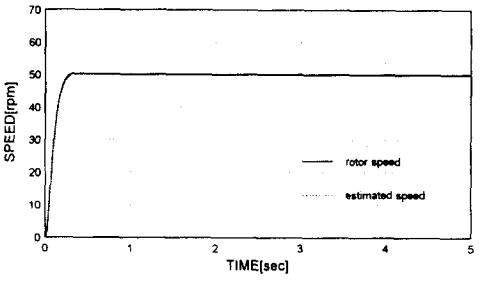
표 1. 전동기 사양
Table 1. Motor specification

정격출력	$3hp$	R_s	$2.0\,\Omega$
정격전압	$220\,V$	R_r	$1.8\,\Omega$
정격전류	$9A$	L_s	$180\,mH$
정격속도	$1720\,rpm$	L_r	$180\,mH$
극수	4	L_m	$176\,mH$

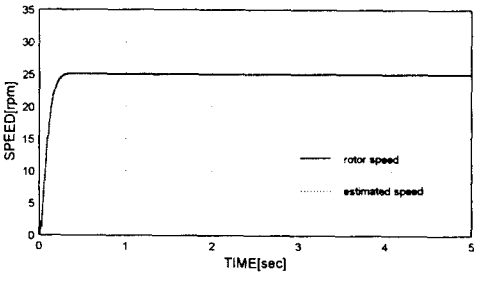
그림 5(a), (b) 및 (c)는 무부하에서 속도지령치를 1000 rpm, 50rpm, 및 25rpm으로 한 경우의 속도응답을 나타내고 있다. 결과에서 나타난 바와 같이 본 논문에서 제시한 방식은 고속뿐만 아니라 저속에서도 우수한 속도응답을 나타내고 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 5 무부하에서 속도응답 (a)1000rpm (b)50rpm (c)25rpm
Fig. 5 Speed responses in no-load (a)1000rpm (b)50rpm (c)25rpm

그림 6은 무부하에서 속도지령치 ±200rpm의 속도응답으로서 정역회전이 양호하게 이루어짐을 보이고 있다.

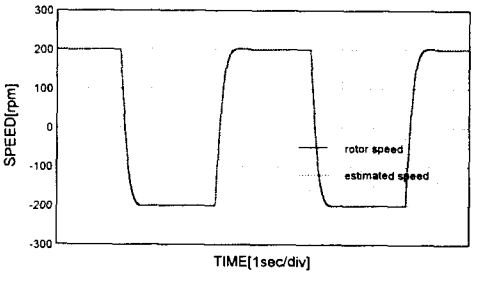


그림 6 정역회전 운전시의 속도응답 (±200rpm)
Fig. 6 Speed response in the bidirectional operation (±200rpm)

그림 7은 전동기 회전자저항의 변동을 고려한 경우로서 모델의 회전자저항을 공칭값보다 50% 증가한 경우의 속도응답을 나타내고 있다. 무부하에서 200rpm으로 운전중에 5Nm의 부하를 인가하였으며 결과에서 나타난 바와 같이 부하변동 및 저항변동을 고려한 경우에도 강인한 속도응답 특성을 보이고 있다.

그림 8은 본 방식과 종래의 방식을 비교하기 위하여 종래의 방식에서 수행한 시뮬레이션 결과이다. 이 결과는 그림 7의 경우와 같이 모델의 회전자저항을 공칭값보다 50% 증가하여 무부하에서 200rpm으로 운전중에 5Nm의 부하를 인가한 경우로서 그림 7의 결과와 비교하면 본 논문에서 제시한 방식이 종래의 방식보다 우수함을 나타내고 있다.

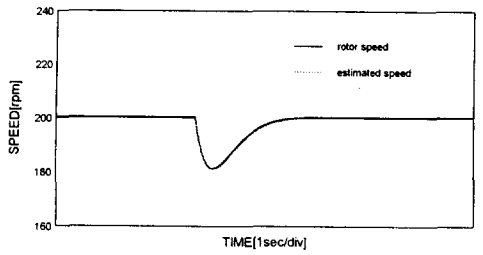


그림 7 회전자저항 변동에서 속도응답
($\hat{R}_r = 1.5R_r$,200rpm, 0→5Nm)

Fig. 7 Speed response in the rotor resistance variation
($\hat{R}_r = 1.5R_r$,200rpm, 0→5Nm)

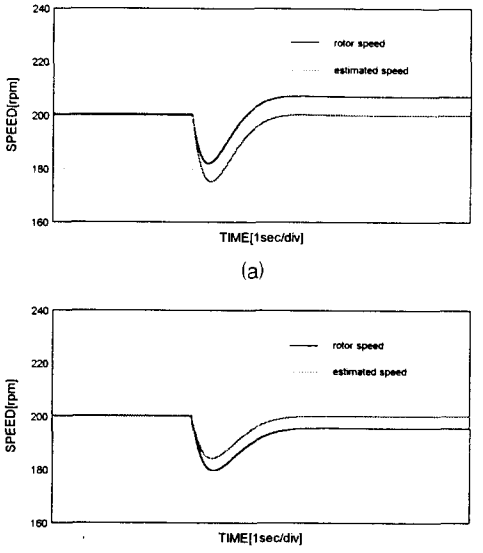


그림 8 종래의 방식에서 속도응답 ($\hat{R}_r = 1.5R_r$,200rpm, 0→5Nm) (a) 종래의 MRAS (b) 상태관측기

Fig. 8 Speed responses in conventional algorithms ($\hat{R}_r = 1.5R_r$ 200rpm, 0→5Nm) (a) Conventional MRAS (b) State observer

5. 실험결과 및 검토

본 논문에서 제시한 센서리스 속도제어방식의 실험적인 검증을 위하여 실험장치를 구성하였다. 전체 알고리즘의 디지털 처리를 위해서 처리속도 40MFLOPS의 32비트 부동소수점 연산기능을 가지는 TMS320C31 시스템을 이용하였으며 샘플링주기는 150 μsec로 하였다. 3상 인버터의 전력소자는 IGBT를 사용하였으며 실험에서 사용된 유도전동기는 국내에서 생산되는 일반용 전동기로서 전동기사양은 3장의 표 1과 같고 부하장치로는 직류발전기가 이용되었다. 그림 9는 본 실험장치에 의한 실험전경을 나타낸다.

그림 10(a), (b) 및 (c)는 무부하에서 속도지령치를 1000 rpm, 50rpm, 및 25rpm으로 한 경우의 속도응답 실험결과이다. 여러 논문에서 잘 알려진 바와 같이 속도가 낮을수록 전체시스템의 모델링 오차에 의한 영향이 커지게 되어 속도오도오차가 크게 나타나게 된다. 본 방식에 의한 센서리스 속도제어에서는 실험결과에서 나타난 바와 같이 정격속도의 1.5%에 불과한 저속에서도 속도제어가 가능하였고 3%이상에서는 양호한 속도응답 특성을 보여주고 있다.

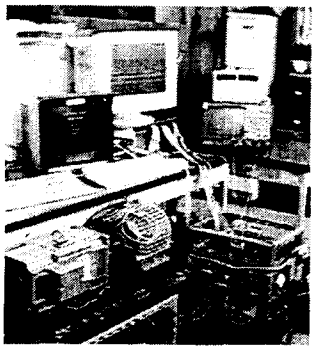


그림 9 실험 전경

Fig. 9 Experimental setup

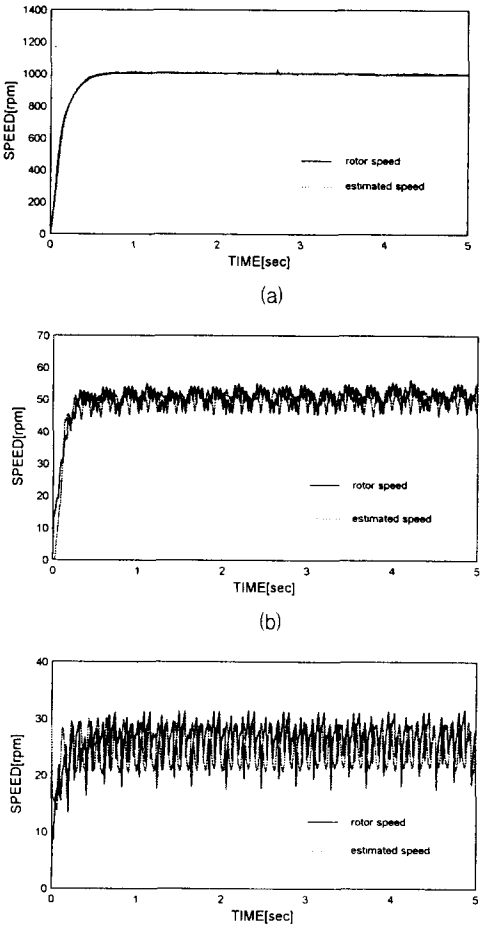


그림 10 무부하에서 속도응답 실험결과
(a)1000rpm (b)50rpm (c)25rpm

Fig. 10 Experimental speed responses in no-load
(a)1000rpm (b)50rpm (c)25rpm

그림 11은 무부하에서 속도지령치 ±200rpm의 속도응답 및 전류파형으로서 정역회전이 양호하게 이루어짐을 보이고 있다.

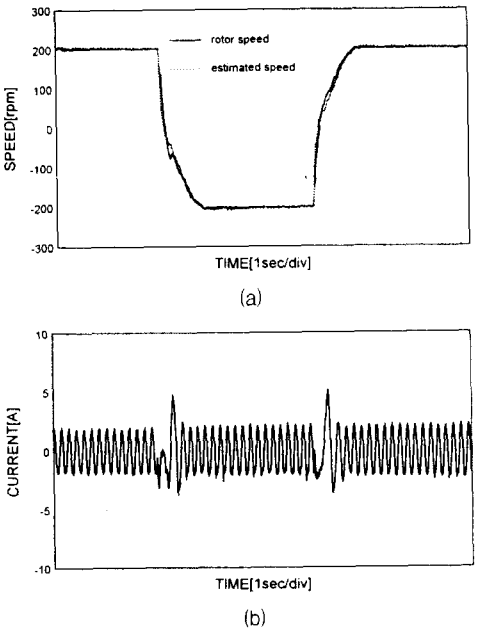


그림 11 정역회전 운전시의 실험결과 (±200rpm)
(a)속도응답 (b)전류파형

Fig. 11 Experimental results in the bidirectional operation (±200rpm) (a) Speed response (b) Current waveform

그림 12는 전동기 회전자저항의 변동을 고려한 경우로서 모델의 회전자저항을 공칭값보다 50% 증가한 경우의 속도응답 실험결과이다. 무부하에서 200rpm으로 운전중에 5Nm의 부하를 인가하였으며 실험결과에서 나타난 바와 같이 부하변동 및 저항변동을 고려한 경우에도 강인한 속도응답 특성을 보이고 있다.

그림 13은 본 방식과 종래의 방식을 비교하기 위하여 종래의 방식에서 수행한 실험결과이다. 이 실험결과는 그림 12의 경우와 같이 모델의 회전자저항을 공칭값보다 50% 증가하여 무부하에서 200rpm으로 운전중에 5Nm의 부하를 인가한 경우로서 그림 12의 실험결과와 비교하면 본 논문에서 제시한 방식이 종래의 방식보다 우수함을 나타내고 있다.

6. 결론

유도전동기에 의한 가변속 구동시스템에서 자속축 기준제어인 벡터제어를 이용하는 경향이 증가하고 있으며 최근에는 설치환경, 가격 등의 제약으로 인하여 위치 및 속도센서를 사용하지 않는 센서리스 속도제어가 많이 연구되고 있다. 유도전동기의 여러 가지 센서리스 속도제어 방식 중 모델기준 적응시스템은 물리적 해석이 간결하고 적용이 용이하여 비교적 폭넓게 사용되는 제어구조의 하나이다. 그러나, 종래의 MRAS는 적분기에서 표류 및 저속시에 역기전력 생성에 따른 문제가 야기된다. 또한 MRAS는 저항변동에 따른 영향이 상대적으로 취약하다. 본 논문에서는 유도전동기의 센서리스

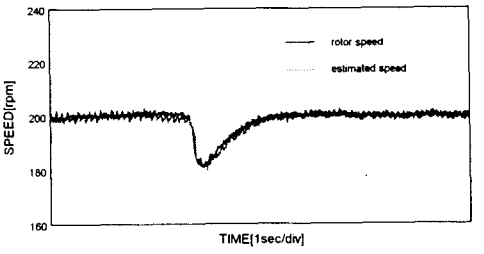


그림 12 회전자저항 변동에서의 속도응답 실험결과
($\hat{R_r} = 1.5R$,200rpm, 0→5Nm)

Fig. 12 Experimental speed response in the rotor resistance variation ($\hat{R_r} = 1.5R$,200rpm, 0→5Nm)

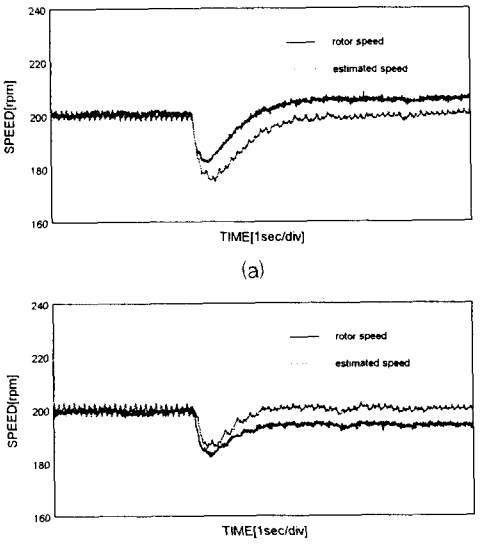


그림 13 종래의 방식에서 속도응답 실험결과 ($\hat{R_r} = 1.5R_r$ 200rpm, 0→5Nm) (a) 종래의 MRAS (b) 상태관측기

Fig. 13 Experimental speed responses in conventional algorithms ($\hat{R_r} = 1.5R$,200rpm, 0→5Nm)
(a) Conventional MRAS (b) State observer

속도제어 방식으로서 새로운 MRAS에 의한 제어방식을 제안하였다. 이 방식은 종래의 MRAS가 가지는 단점을 극복하기 위하여 기준모델의 회전자자속 추정을 측정전류 피이드백을 가지는 상태관측기에 의하여 수행하는 방식이다. 본 알고리즘은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 타당성을 확인하였으며 시뮬레이션 및 실험결과에서 나타난 바와 같이 양호한 속도응답을 보이고 있다. 또한 부하변동 및 전동기 회전자저항 변동을 고려한 경우에도 강인한 속도응답을 나타내고 있다.

참 고 문 헌

[1] R. Joetten and G. Maeder, "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on

Current and Voltage as Measured Quantities", IEEE, IA-19, No. 3, pp.356- 363, 1983.
[2] M. P. Kamierkowski and H. I. Koepcke, "A Simple Control System for Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE, IA-21, No. 3, pp.617-623, 1985.
[3] A. Fratta, A. Vagati and F. Villata, "Vector Control of Induction Motors without Shaft Transducers", IEEE/PESC, pp.839-846, 1988.
[4] T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", IEEE, IA-28, No. 1, pp.157-165, 1992.
[5] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsui, "Improvement of a Stator-Flux-Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor", IEEE/PCC, pp.415-420, 1993.
[6] H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida and M. Kawano, "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System", Proc IPEC, pp.1034-1039, 1995.
[7] B. K. Bose, M. G. Simoes, D. R. Crecelius, K. Rajashekara and R. Martin, " Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE/IAS, pp. 137-143, 1995.
[8] S. Tamai, H. Sugimoto and M. Yano, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor with Model Reference Adaptive System", IEEE/IAS, pp.189-195, 1987.
[9] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", IEEE, IA-28, No. 5, pp.1054-1061, 1992.
[10] H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", IEEE, IA-29, No. 1, pp.175-180, 1993.
[11] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE, IA-30, No. 5, pp.1234-1240, 1994.
[12] R. B. Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner and K. J. Bradley, "Dynamic Performance Limitations for MRAS Based Sensorless Induction Motor Drives," IEE Proc B, Vol. 143, No. 2, pp.113-121, 1996.
[13] S. Doki, S. Sangwongwanich and S. Okuma, "Implementation of Speed Sensorless Field Oriented Vector Control Using Adaptive Sliding Observer", IEEE/IECON, pp. 453-458, 1992
[14] H. Kubota, K. Mtsuse and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", IEEE, IA-29, No. 2, pp.344-348, 1993
[15] I. Miyashita and Y. Ohmari, "A New Speed Observer for an Induction Motor Using the Speed Estimation Technique", EPE, pp.349-353, 1993
[16] P. L. Jansen, R. D. Lorentz and D. W. Novotny, "Observer-Based Direct Field Orientation : Analysis and Comparison of Alternative Methods", IEEE, IA-30, No. 4, pp.945-953, 1994
[17] M. Elbuluk, N. Lagovsky and M. D. Kankam, "Design and Implementation of a Closed-Loop Observer and Adaptive Controller of Induction Motor Drives," IEEE, IA-34, No. 3, pp.435-443, 1998.
[18] G. Henneberger, B. J. Brunsbach and T. Klepsch, "Field Oriented Control of Synchronous and Asynchronous Drives without Mechanical Sensors Using a Kalman Filter", EPE, pp.664-671, 1991
[19] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using an Extended Kalman Filter", IEEE/IAS, pp.594-599, 1992
[20] M. Ishida and K. Iwata, "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE, IA-20, No. 3, pp.575-581, 1984
[21] F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli and J. C. Moreira, "Universal Field Oriented Controller Based on Air Gap Flux Sensing via Third Harmonic Stator Voltage", IEEE, IA-30, No. 2, pp.448-455, 1994
[22] K. D. Hurst and T. G. Habetler, "A Comparison of Spectrum Estimation Techniques for Sensorless Speed Detection in Induction Machine", IEEE, IA-33, No. 4, pp.898-905, 1997

저 자 소 개

진 대 원(陳 大 源)

1997년 2월 경상대 전기공학과 졸업. 1999년 2월 부산대 대학원 전기공학과 졸업 (공학석사).

권 영 안(權 營 顔)

1978년 2월 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 2월 서울대 대학원 전기공학과 졸업 (공학박사). 1991년 스위스 쮜리히공대 방문교수. 현재 부산대 전기공학과 교수.