

모델기준 적응제어에 의한 권선형 유도 전동기의 센서리스 속도 제어

박창근 · 이흥희
전기전자정보시스템공학부

<요 약>

산업현장에서 널리 사용되고 있는 권선형 유도전동기 제어 시스템은 외부 2차 저항 및 접점 손실로 인한 많은 문제점을 안고 있다. 본 논문에서는 부가적인 속도 검출기 없이 회전자 전류값을 이용하여 모델기준 적응제어(Model Reference Adaptive Control, MRAC)에 의한 권선형 유도전동기의 센서리스 속도 제어 기법을 제안한다. 간접 벡터 제어 방식에 의한 슬립주파수의 추정으로 사용되어지는 회전자 저항성분을 사용하지 않는 센서리스 알고리즘으로 인해 벡터 제어의 성능을 향상시킨다. 아울러 제안된 알고리즘은 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험으로 타당성을 확인하였다.

Sensorless Speed Control for Wound Rotor Induction Motor using MRAC

Chang-Keun Park · Hong-Hee Lee
School of the Electrical Engineering and Automation

<Abstract>

The wound rotor type induction motor(WRIM) control system which is widely used in the industry has many problems such as power loss due to external resistors and magnetic contacts. In this paper, the simple sensorless vector control algorithm for WRIM is proposed with the aid of MRAC(Model Reference Adaptive Control) theory by detecting rotor current without any additional speed detector. The vector control

performance becomes better because the proposed sensorless vector control algorithm does not use the rotor resistance which is usually used to estimate the slip frequency in case of indirect vector control scheme. The proposed algorithm is verified by the digital simulation and the experiment.

Key Words : WRIM, MRAC, Sensorless Vector Control, Rotor Resistance

1 서론

과학 기술의 비약적인 발전은 산업에 있어서 대량 생산을 가능하게 하였고 이로 인한 생활의 향상은 고품질의 생산품과 효율적인 생산 방법을 요구하게 되었다. 이를 위해 공장 자동화 및 산업 전자 기술 등의 관련 기술에 대한 지속적인 연구 개발이 진행되어 왔으며, 동적 움직임을 요구하는 모든 산업의 중심에서 전동기의 고성능 제어에 관한 기술은 산업 발전의 핵심적인 요소로 자리 잡아 왔다. 반도체 및 마이크로프로세서의 발전으로 전동기의 고성능 제어가 가능하게 되었고 이를 바탕으로 벡터 제어 유도전동기가 직류 전동기를 대신하여 로봇, NC 머신, 스피들 등의 가변속 구동기로서 사용 영역이 점차 확대되었다.

산업현장에서 널리 사용되는 권선형 유도 전동기는 슬립링과 브러쉬를 통해 외부 저항을 삽입하여 2차 저항의 크기를 가감시켜 속도제어를 행하고 있다. 외부 저항을 통한 속도 제어의 경우 슬립링과 브러쉬, 2차 저항을 가감시키기 위한 전자 접촉기와 같은 기계적인 접점이 필요하고 이러한 기계적인 접점으로 인한 유지 및 보수가 필요하며 그 결과 설비의 가동률 저하 및 유지, 보수를 위한 인력의 요구가 생산성 향상에 많은 걸림돌이 되고 있다. 또한 2차 저항을 통한 속도제어의 경우 외부에 부가된 2차 저항으로 인한 슬립 손실을 증가시켜 전동기의 효율이 떨어지게 된다. 한편 유도 전동기의 고성능 벡터제어를 위해서는 회전 속도와 회전자 자속 정보가 필요하다. 이를 위해 속도 센서를 사용하여 회전자 속도 정보를 얻어내고 전류 정보를 이용하여 회전자 자속을 추정하는 방법을 많이 사용하고 있다. 하지만 속도 센서를 부착하면 유도전동기의 내구성이 떨어지고 가격이 크게 상승하는 단점이 많이 발생한다. 더구나 기존에 설치된 권선형 유도기에 속도검출기를 설치하는 것은 어렵고 가격 경쟁력이 떨어진다.

본 논문에서는 사용한 권선형 유도 전동기는 농형 유도전동기와는 달리 회전자 전류의 측정이 가능하다. 속도검출기를 사용하여 폐루프 속도제어를 행하는 기존의 방식과는 달리 고정자 및 회전자 전류를 측정하여 속도를 추정하고 제안한 알고리즘에 의한 피드백 속도제어를 행한다. 속도검출을 위해 모델기준 적응제어(Model Reference Adaptive Control: MRAC)기법을 도입하여 기준전류 및 추정전류에 의한 전동기의 속도를 추정하고자 한다. 일반적으로 MRAC기법에서 사용되고 있는 속도 성분이 포함되지 않은 기준 모델과 이를 포함하는 추정모델의 규칙은 사용하지만 권선형 유도전동기의 특징을 최대한 활용하고자 회전자측에서 측정된 전류를 추정전류로서, 자화전류를 사용하여 연산한 전류를 기준전류로 사용하며, 이들의 오차를 입력으로 사용하는 적응 알고리즘을 유도하여 전동기의 속도를 추정한다. 제안한 알고리즘에 의한 속도추정 결과는 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 의해 타당성을 검토한다.

2. 모델기준 적응제어에 의한 속도 추정

가. 모델기준 적응제어 적용기법

모델기준 적응제어기법은 1958년에 Whitacker에 의해 처음 소개된 이후 플랜트 및 제어 기내에 값을 모르는 정수나 시변 정수에 대한 추정을 위해 널리 사용되어져 왔다. MRAC의 기본 구조는 그림 1과 같으며 여기서 사용되어지는 구성 성분으로 어떤 입력에 대해 플랜트와 가장 유사한 출력을 보이는 모델을 기준모델(Reference Model)로 사용하고 변동되는 정수를 포함하여 그 모델의 영향을 받는 모델을 의미하는 추정모델(Adjustable Model)과 두 모델의 출력오차를 통해 추정모델이 기준모델의 출력을 따라가도록 적응 법칙(Adaptive Laws)을 만들어 정수 값을 조절한다.

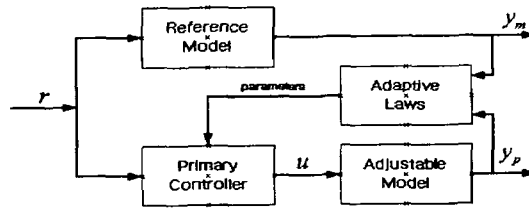


그림 1 모델기준 적응제어 기본 구조

여기서 기준모델과 추정모델의 성분을 연산 및 추정하는 것이 필수적이다. 완전한 벡터 제어가 이루어진다고 가정하고 연산된 자화전류를 이용하여 기준모델을 구할 수 있다. 먼저 자화전류는 유도 전동기에서 직접 측정할 수 없는 값이므로 다음과 같이 구한다. 회전자 자속 성분은 식(1)과 같이 표현되며, 벡터 제어가 완전히 이루어 질 경우 q 축 회전자 자속 (λ_{rq})이 0이 되고 d 축 회전자 자속 (λ_{rd})은 일정한 값을 가지게 된다.

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (1)$$

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} = L_m i_{mr} \quad (2)$$

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} = 0 \quad (3)$$

따라서 식(2) 및 식(3)을 이용하여 식(4)와 같이 자화전류(i_{mr})를 구할 수 있다.

$$i_{mr} = i_{sd} + \frac{L_r}{L_m} i_{rd} \quad (4)$$

식(4)에서 자화전류를 알려면 고정자 및 회전자 d 축 전류를 알아야 하는데 권선형 유도 전동기의 경우 이 값은 전류 센서로부터 직접 측정이 가능하다. 따라서 보다 정확한 자화전류 측정이 가능하여 정확한 벡터 제어를 구현할 수 있다. 본 논문은 농형 유도 전동기에

서 보편적으로 사용되었던 회전자 속도를 포함하지 않는 전압 기준모델과 회전자 속도를 포함하는 추정모델의 관계에서의 오차를 적응법칙의 입력으로 사용하지 않고 전류 센서로부터 측정된 고정자 및 회전자 전류를 사용한다. 이를 위해 기준전류 및 추정전류의 연산이 필요하고, 자화전류를 이용하여 기준전류를 연산한다. 그리고 추정전류는 실제 측정된 회전자 전류의 $d \cdot q$ 성분을 추정 전류로 사용한다. 먼저 기준전류의 연산은 자화전류를 사용하여 다음과 같이 구한다. 식(6)은 d 축 기준전류이며, 식(7)은 q 축 기준전류를 나타낸다.

$$L_m i_{mr} = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (5)$$

$$i_{rd} = \frac{L_m}{L_r} (i_{mr} - i_{sd}) \quad (6)$$

$$i_{rq} = \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (7)$$

그리고 추정전류는 회전자 전류의 측정으로 그림 2의 2상 기준좌표계의 회전자 좌표계에서 표현된 회전자 전류(i_{rx} , i_{ry})를 슬립각을 이용한 $d \cdot q$ 성분으로 나타낸다. 즉 식(8), 식(9)과 같다.

$$\hat{i}_{rd} = \cos \theta_{sl} i_{rx} + \sin \theta_{sl} i_{ry} \quad (8)$$

$$\hat{i}_{rq} = -\sin \theta_{sl} i_{rx} + \cos \theta_{sl} i_{ry} \quad (9)$$

이렇게 구한 기준전류 및 추정전류는 적응법칙의 입력을 위한 오차 값으로 사용되어진다.

나. 적응 법칙을 위한 권선형 유도 전동기 모델링

속도 추정을 위해 다음의 식(10)의 고정자 축을 기준으로 하는 고정자 및 회전자 전류를 이용한 전압 방정식을 사용한다. 이 식을 바탕으로 사용된 좌표계는 그림2에 도시된 2상 좌표계를 사용한다. 그림 2는 벡터 제어를 실현하기 위한 공간상에서 각 벡터들의 관계를 나타내며 본 시스템에서 사용한 벡터도이다. $\alpha - \beta$ 는 고정 좌표계를 나타내며 $x - y$ 축은 회전자 속도로 회전하는 회전좌표계, $d - q$ 축은 동기속도로 회전하는 동기좌표계를 나타낸다. α , x , d 축은 실수축을 나타내고 β , y , q 축 허수축을 나타낸다. 그리고 α 축은 고정자의 a상의 방향이며, x 축은 회전자 a상의 방향을 의미한다. θ_r 은 회전자각을 θ_{sr} 은 슬립각을 θ_e 는 동기각을 의미한다.

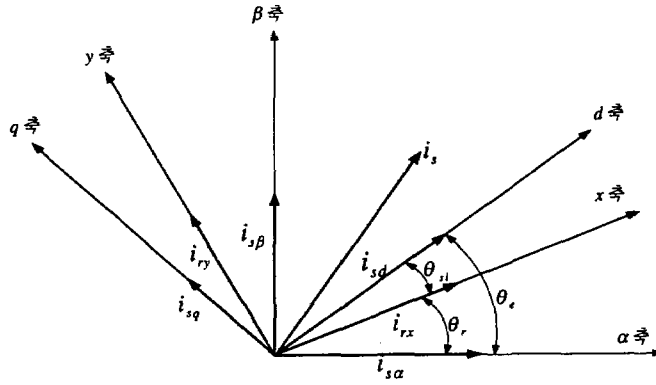


그림 2. 2상 기준 좌표계

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (10)$$

적용 법칙을 유도하기 위해 먼저 적응제어 시스템을 그림 4와 같은 등가 피드백 회로로 변환한다. 이를 위해 우선 식(6) ~ 식(9)로부터 추정되어질 프로세서와 추정모델의 상태벡터의 오차를 구하면 비선형 상태방정식으로 표현되고 선형화를 위해 미소 차이분에 대해 소신호 해석법(small signal analysis)을 사용해 선형화 시키면 식(11)과 같이 된다.

$$p \begin{bmatrix} \epsilon_{rd} \\ \epsilon_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{rd} \\ \epsilon_{rq} \end{bmatrix} - \epsilon_\omega \begin{bmatrix} I_{rq} + \frac{L_m}{L_r} & I_{sq} \\ -I_{rd} & -\frac{L_m}{L_r} I_{sd} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\Delta i_{rd} - \hat{\Delta i}_{rd} = \epsilon_{rd}, \quad \Delta i_{rq} - \hat{\Delta i}_{rq} = \epsilon_{rq}, \quad \Delta \omega_r - \hat{\Delta \omega}_r = \epsilon_\omega$$

식(11)을 다시 상태 오차 방정식으로 나타내면 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{\Delta e} = A_o \Delta e + I \Delta z_1 \quad (12)$$

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}, \quad \Delta e = \begin{bmatrix} \epsilon_{rd} \\ \epsilon_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{rd} - \hat{\Delta i}_{rd} \\ \Delta i_{rq} - \hat{\Delta i}_{rq} \end{bmatrix}, \quad \Delta z_1 = \epsilon_\omega \begin{bmatrix} R_{rq} + \frac{L_m}{L_r} & I_{sq} \\ -I_{rd} & -\frac{L_m}{L_r} I_{sd} \end{bmatrix}$$

다. 적응 법칙 유도

본 논문에서는 초안정도 이론을 이용하여 적응법칙을 유도하는 방법을 사용하였다. 그림 3은 피드포워드부의 선형 시불변부(Linear Time Invariant)와 피드백부의 비선형 시변부(Nonlinear Time Varying)로 나누어지는데 피드백 시스템에서 선형 시불변부가 강정실(Positive Definition)조건을 만족하고 비선형 시변부가 Popov적분부등식을 만족할 경우 초안정(Hyperstability)이라 하고 이 때 그림 3의 피드백 시스템은 점근적 안정(Asymptotically stable)이다. 본 시스템의 그림 4는 등가 피드백 시스템으로서 비선형 시변 피드백부의 안정도는 비선형 시변부가 어떠한 조건을 만족시킨다면 순전히 선형 시불변부의 특성에 의해 제어된다. 따라서 적응제어 시스템이 안정될 수 있도록 상태 오차 벡터를 직접 적응법칙의 입력으로 사용하지 않고 우선 선형 시불변부가 강정실 조건을 만족하도록 선형 보상기를 설계하여 피드포워드부의 출력을 적응법칙의 입력으로 사용하여 피드백부의 비선형 시변부가 Popov적분 부등식을 만족하게 적응법칙을 설계한다.

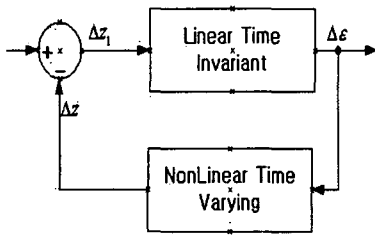


그림 3 비선형 시변 피드백 시스템

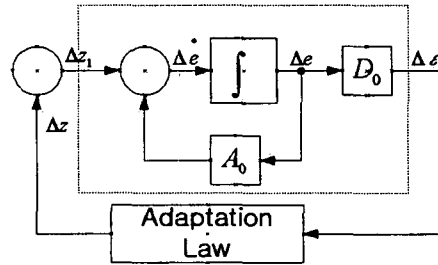


그림 4 MRAC 등가 피드백 시스템

적응법칙의 설계는 먼저 강정실조건을 만족시킬 수 있도록 피드포워드부의 선형보상기(그림 4, D_o)를 설계해야 한다.

$$\Delta \varepsilon = D_o \Delta e \quad (13)$$

$$\dot{\Delta e} = A_o \Delta e + I \Delta z_1 \quad (14)$$

$$H_o(s) = D_o (sI - A_o)^{-1} \quad (15)$$

피드포워드부의 선형보상기는 전달함수에서 $D_o = (sI - A_o)$ 로 설계하면 전달함수는 단위행렬이 되어 항상 Positive Definition조건을 만족한다. 따라서 피드백부의 입력으로 사용될 $\Delta \varepsilon$ 은 식(13)에서 식(16)과 같이 된다.

$$\Delta \varepsilon = D_o \Delta e = \begin{bmatrix} S + \frac{R_r}{L_r} & w_r \\ -w_r & S + \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{rd} \\ \varepsilon_{rd} \end{bmatrix} \quad (16)$$

이제 비선형 시변 형태인 피드백부가 Popov적분부등식을 만족하도록 적응 법칙을 구한다. 입력 $\Delta \varepsilon$ 과 출력 Δz 에 대한 Popov적분부등식은

$$\int_0^t \Delta \varepsilon' \Delta z dt' \geq -r_0^2 \quad (17)$$

과 같고 다음 부등식은 Popov 적분부등식을 만족하는 추정속도를 얻는 편리한 방법으로 적용될 수 있다.

$$\int_0^t [f'(t') \cdot \{f(t') + C\}] dt' = \frac{1}{2} f^2(t) - \frac{1}{2} f^2(0) \geq -\frac{1}{2} f^2(0) \quad (18)$$

식(17) 및 식(18)을 이용하여 회전각속도 $\hat{\Delta \omega}_r$ 을 구하면 다음과 같다. (19)

$$\hat{\Delta \omega}_r = \int_0^t \left[\left(p + \frac{R_r}{L_r} \varepsilon_{rd} \right) + w_r \varepsilon_{rn} \right] \left(I_{r0} + \frac{L_m}{L_r} I_{s0} \right) + \left[-w_r \varepsilon_{rd} + \left(p + \frac{R_r}{L_r} \right) \varepsilon_{rn} \right] \left[-I_{rd} - \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \right]$$

회전각속도 추정식은 식(19)와 같이 표현되며, 이 식은 추정속도의 미소변화량으로 실제 추정속도는 추정속도 미소변화량의 적분으로 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{w}_r = K \int \Delta w_r dt \quad (20)$$

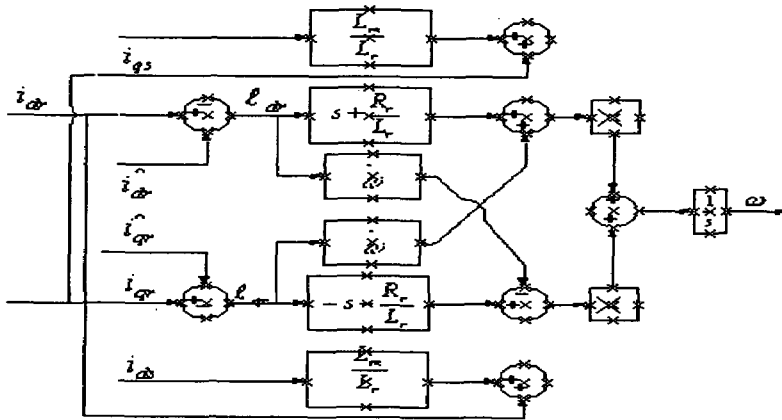


그림 5 속도 추정 알고리즘 블록도

그림 5는 식(19)를 바탕으로 권선형 유도 전동기의 속도 추정을 위한 알고리즘 블록도를 나타낸다.

3. 모의 실험

본 연구에서 제안한 알고리즘의 타당성을 검토하기 위해 C 언어를 사용하여 시뮬레이션을 수행했다. 시뮬레이션은 속도 검출기를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우를 비교하여 속도 지령치에 따른 추정속도 비교 및 부하변동에 따른 속도 비교 등을 행한다.

그림 6은 제안된 알고리즘에 의한 권선형 유도전동기 속도 제어 시스템의 블록도이다. 여기서 전류제어는 벡터 제어기법을 사용했고 이를 위한 전류 제어기는 히스테리시스 제어기를 사용한다. 그리고 전류제어 샘플링 주기는 5 μ s마다 고정자 및 회전자 전류를 검출하여 기준전류와 비교해 인버터의 동작을 결정하고 속도 제어기의 샘플링 주기는 1ms로서 전류 제어기가 200회 수행될 때마다 한번씩 속도제어를 행한다.

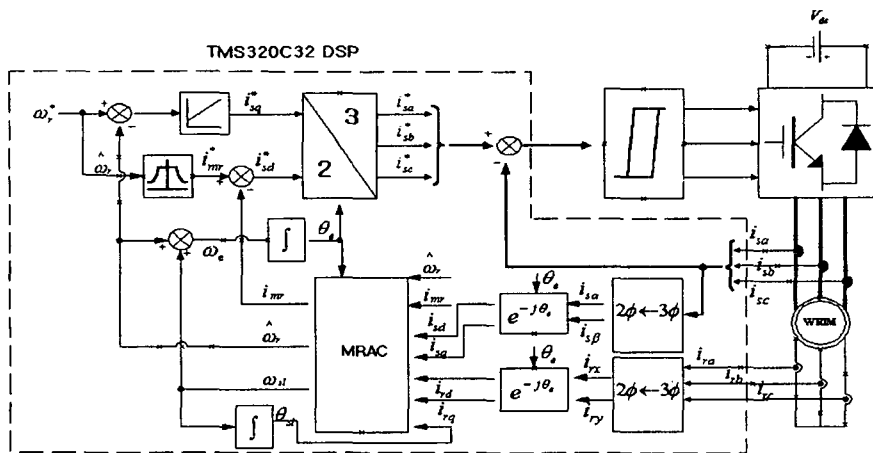


그림 6 권선형 유도 전동기의 센서리스 속도 제어 블록도

그림 7에서 그림 12까지 제안된 알고리즘을 적용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 7 및 그림 8은 적응 법칙의 입력으로 사용되어지기 위한 전류 오차의 입력으로 사용되어지는 기준전류 및 추정전류를 d축(그림 7), q축(그림 8) 전류 및 오차를 나타내었다. 그림 9(속도지령치 500[rpm])에서 그림 10(속도지령치1500[rpm])은 일정 속도지령치에 따른 센서리스 추정속도가 적응법칙에 의해 실제속도를 추정하는 결과를 보여주고 있다. 그림 11은 속도지령치의 가속 및 감속의 변화(500[rpm] - 1500[rpm] - 1000[rpm])에 따른 실제속도 및 추정속도 및 d-q축 전류를 나타낸다. 그림 12는 1000[rpm]의 정상상태 운전 시 부하인가에 따른 속도 비교 및 전류 변화를 나타낸 것으로 부하가 인가될 경우에도 속도 지령치를 제안된 알고리즘에 의한 추정속도가 잘 적응함을 보인다.

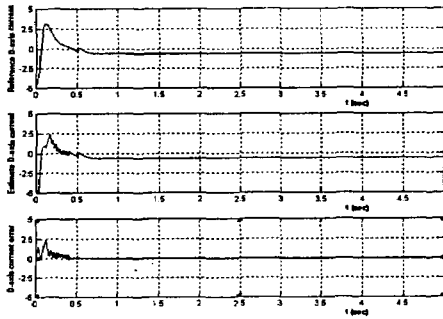


그림 7 d축 기준-추정 전류 및 오차

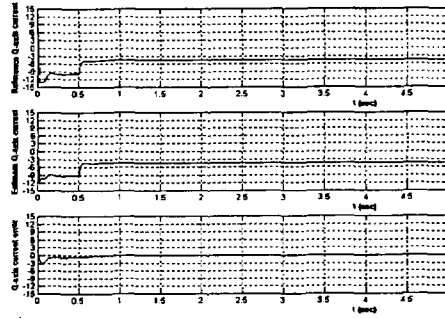


그림 8 q축 기준-추정 전류 및 오차

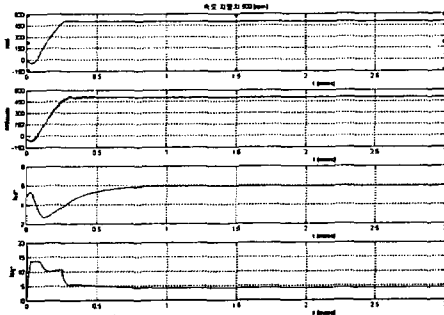


그림 9 일정 속도지령치(500[rpm])에서 추정속도 및 d-q축 전류

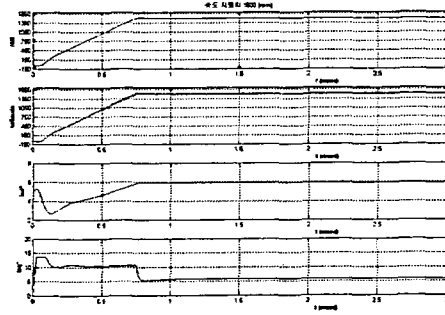


그림 10 일정 속도지령치(1500[rpm])에서 추정속도 및 d-q축 전류

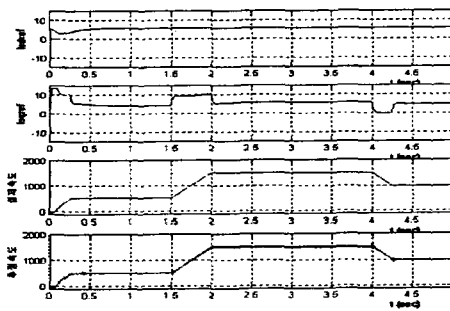


그림 11 속도 변화(500-1500-100[rpm])시 추정속도 및 d-q축 전류

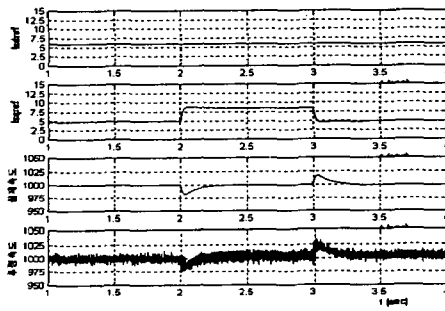


그림 12 정상상태에서 부하 변동에 따른 추정속도 및 d-q축 전류

4. 제어시스템 및 실험 결과

본 논문에서 제안한 방법을 실험적으로 구현했다. 권선형 유도 전동기로서 2.2kW급의 M-G세트를 사용했으며, 부하인가를 위해 전자 부하를 사용하였다. 그림 13은 실험에 사용된 권선형 유도 전동기 제어 시스템의 전체 구성도를 나타내며, 기본적으로 벡터 제어방식을 사용하며 하드웨어는 전력변환부, 마이크로프로세서부, 인터페이스부등의 전형적인 3부분과 제어전원 및 보호회로로서 구성된다.

전력변환부는 마이크로 프로세서인 DSP(Texas Instrument社, TMS320C32)의 지시를 받아 상용전원으로부터 공급되는 교류 전원을 직류로 변환하였다가 권선형 유도전동기의 구동에 적합한 가변주파수 및 가변전압의 교류 전원으로 변환하는 부분이다. 마이크로프로세서는 전체 시스템의 두뇌에 해당하는 부분으로 속도 또는 토크제어, 전류제어, 입출력 제어 등을 담당하는데 이를 위해 각종 입력 데이터 및 측정 데이터를 바탕으로 많은 연산을 수행하고 연산결과에 따라 인버터에 제어신호를 출력하며, 제어에 필요한 내부적인 시간을 계산하거나 시스템에 제어상태를 외부로 출력하기도 한다. 인터페이스부는 마이크로 프로세서와 전력변환부 사이에 동작지령이나 검출신호 등을 상호 전달하고 컨트롤러가 외부에 상태를 표시하거나 외부에서 컨트롤러에게 각종 지시를 내릴 수 있는 입출력 기능을 수행하는 부분이다.

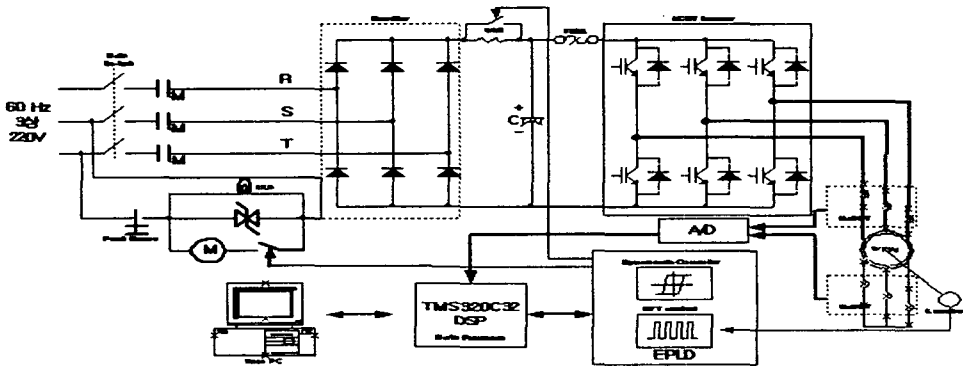


그림 13 권선형 유도 전동기 제어 시스템의 전체 구성도

그림 14에서 그림 19까지 제안된 알고리즘을 적용한 실제 실험 결과를 나타낸다. 그림 14는 적응 법칙의 입력으로 사용되어지기 위한 기준전류 및 추정전류를 나타내었다. 그림 15는 300[rpm], 그림 16은 500[rpm], 그림 17은 700[rpm]의 속도 검출기에 의한 속도 지령치를 제안된 알고리즘에 의한 추정속도를 나타낸 결과이다. 그림 18은 속도 지령치의 가속 및 감속의 변화(300[rpm] - 700[rpm] - 500[rpm])에 따른 실제속도 및 추정속도 및 d-q축 전류를 나타낸다. 그림 19는 500[rpm]의 정상상태 운전시 부하 인가에 따른 속도 비교 및 전류 변화를 나타낸 것으로 부하가 인가될 경우에도 속도 지령치를 제안된 알고리즘에 의한 추정속도가 잘 적응함을 보인다.

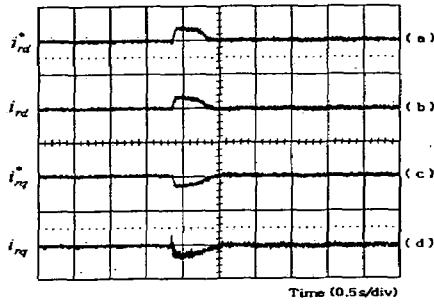


그림 14 d-q축 기준전류 및 추정전류

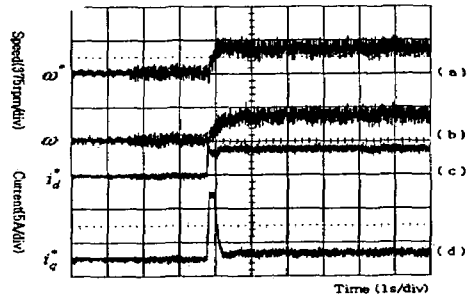


그림 15 일정 속도 지령치(300rpm)에서 추정속도 및 d-q축 전류

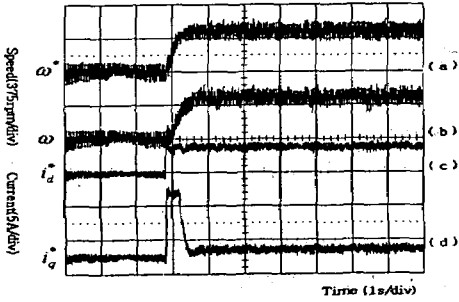


그림 16 일정 속도지령치(500rpm)에서 추정속도 및 d-q축 전류

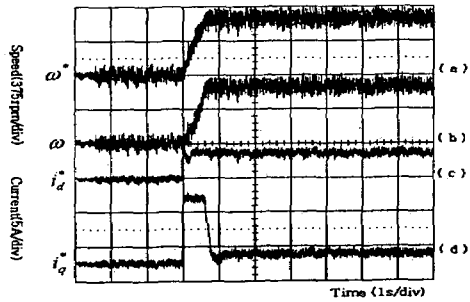


그림 17 일정 속도지령치(700rpm)에서 추정속도 및 d-q축 전류

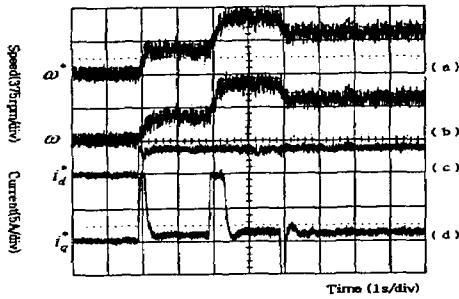


그림 18 속도 변화(300-700-500rpm)의 추정속도 및 d-q축 전류

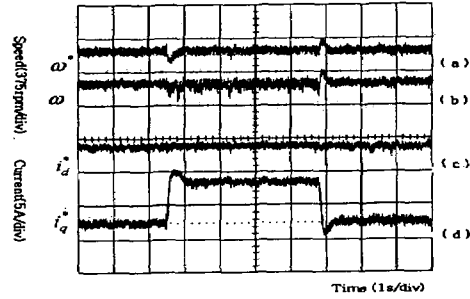


그림 19 정상상태에서 부하 변동에 따른 추정속도 및 d-q축 전류

5. 결 론

본 논문에서는 속도검출기 및 2차측 저항값을 사용하지 않고 회전자 전류를 검출하여 기존에 사용되고 있는 권선형 유도전동기의 동특성과 유사한 조건을 만족시킬 수 있는 속도 센서리스 벡터제어 알고리즘을 제안하고 컴퓨터 시뮬레이션 및 실제 실험을 통해 타당성을 증명했다. 즉, 고정자 및 회전자 전류를 검출하고 간접벡터 제어방식을 사용해 추정된 슬립주파수를 모델기준 적응제어 센서리스 제어기의 입력으로 사용함으로써 회전자 속도를 추정하는 알고리즘을 개발했다. 특히, 제안된 속도 추정 알고리즘은 전동기 저항을 사용하지 않고, 고정자 d축 전류 지령치를 얻기 위해서 사용되어지는 자화전류 성분 또한 회전자 저항에 무관하게 추정할 수 있어 전동기 정수 변동에 강인하다.

본 알고리즘은 제어가 간편하고 신뢰성이 우수하여 전류 측정상의 문제점만 해결된다면 실제 시스템에 적용이 가능한 것으로 판단된다.

참고문헌

1. Peter Vas "Vector Control of AC Machine", Oxford University Press, 1998
2. D.W.Nonotny, and T.A.Lipo "Vector Control and Dynamics of Drives", Oxford University Press, 1997
3. Young Ahn Kwon and Dae Won Jin, "A Novel MRAS Based Speed Sensorless Control of Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Appl, pp. 933-938, 1999
4. Shinzo Tamai and Ridehiko Sugimoto, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor with Model Reference Adaptive System", IEEE Trans. Ind. Appl., pp. 189-193, 1987
5. Li Zhen and Longya Xu, "Sensorless Field Orientation Control of Induction Motor Based on a Mutual MRAS Scheme", IEEE Trans. Ind. Appl, pp. 824-831, 1998
6. H.Kubota and K.Matsuse, "DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Appl, pp. 344-348, 1993
7. P.L.Jansen and R.D.Lorenz, "Observer-based Direct Field Orientation Analysis and Comparison of Alternative Methods", IEEE Trans. Ind. Appl., pp.945-953, 1994