

유도전동기의 속도 추정 벡터제어에 관한 연구

A Study on the Vector Control of Induction Motor Based on Speed Estimation

薛承基* · 權奉鉉** · 姜俊求**
(Seung-Ki Sul · Bong-Hyun Kwon · Jun-Koo Kang)

요 약

유도전동기의 벡터제어에서는 전동기의 속도정보를 반드시 필요로한다. 그러나 속도를 측정하는장치는 대부분 가격이 비싸고 설치환경에 민감하며 전동기와 인버터의 거리가 멀 경우는 전기적인 노이즈에 취약한 문제등을 안고 있어서 벡터 제어를 쉽게 적용하는 데 있어서 큰 제한 요소이다.

본 논문에서는 전동기의 입력 전압과 전류 정보로 자속을 계산하여 전동기의 속도를 추정하고 전동기의 2차측 자속을 순시적으로 보정하여 q 축 성분의 자속을 영으로 유지하게 하는 자속위상 보정 알고리즘을 제안하여 응답특성이 개선된 벡터제어 시스템을 구성한다.

Abstract- In the vector controlled induction machine drives, mechanical speed sensors such as shaft encoder and resolver have been used. However, the mechanical speed sensors present some problems and restrict the wide applications of high performance AC drives. This paper describes the vector control strategy with the speed estimation algorithm in which motor slip frequency is calculated. Also, the angle deviation of the rotor flux vector is calculated and instantaneously compensated to keep the q axis flux zero in the rotational reference frame.

1. 서 론

산업전자 분야의 급속한 발전과 함께 벡터제어를 이용한 유도 전동기의 고성능 제어도 그 응용

영역이 광범위해지고 있다.

종래의 벡터제어에서는 전동기의 속도정보를 엔코더, 레졸버 등의 속도측정 장치를 부착하여 제어하는 방법 등이 널리 사용되어 왔다. 그러나 속도측정 장치는 1) 제품가격이 비싸고, 2) 전동기와 커플링이 어렵고 설치환경에 민감하며, 3) 인버터와 전동기가 멀리 떨어져 있을 때 전기적 노이즈에 취약한 문제점 등을 가지고 있기 때문에

*正 會 員 : 金星産電研究所 第2研究室長 · 工博
 上 會 員 : 金星産電研究所 主任研究員
 接 受 日 字 : 1990年 3月 12日
 1 次 修 正 : 1990年 7月 16日
 2 次 修 正 : 1990年 7月 25日

유도전동기에 벡터제어를 쉽게 적용하는 데에 큰 제한요소로 작용해왔다.

근래에 위와 같은 문제점을 해결하기 위해 속도 측정 장치를 사용않고 전동기 속도를 추정하여 벡터제어를 하는 방법이 연구되어 왔다. [1~8] 대부분의 경우, 전동기의 전압과 전류가 측정되고 이를 통하여 추정속도가 계산되어 지는데 MRAS 방식이나 [2, 3], 자속 추정 방식 [4] 등으로 전동기의 2차측 자속을 계산하는 과정을 통하여 속도를 얻어내는 방법과 전동기의 슬립 속도를 추정하여 속도를 얻는 방법, 토오크 성분 전류의 오차를 PI 제어하여 속도를 계산하는 방법 [4, 5] 등이 알려져 있다.

본연구에서는 참고문헌 [4]의 자속측정 방식을 도입하여 전동기의 속도를 추정하고 전동기의 2차측 자속을 순시적으로 보정하여 q 축 성분의 자속을 영으로 유지하게 하는 자속위상 보정 알고리즘을 제안하여 응답특성이 개선된 벡터제어 시스템을 구성하였다.

2. 유도전동기의 기본제어 방정식

동기속도로 회전하는 회전좌표계에서 유도전동기의 전압방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -L_s \omega_e & L_m p & -L_m \omega_e \\ L_s \omega_e & R_s + L_s p & L_m \omega_e & L_m p \\ L_m p & -L_m \omega_{sl} & R_r + L_r p & -L_r m \omega_{sl} \\ L_m \omega_{sl} & L_m p & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 ω_e 는 동기속도, ω_{sl} 는 슬립속도, 고정자와 회전자에 자속에 관한 식을 나타내면 다음 식들과 같다.

$$\Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (2)$$

$$\Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \quad (3)$$

$$\Phi_{dr} = L_m I_{ds} + L_r I_{dr} \quad (4)$$

$$\Phi_{qr} = L_m I_{qs} + L_r I_{qr} \quad (5)$$

식 (2)~(5)를 식 (1)에 대입하여 전개하면 전압과 자속의 관계식 식 (6)~(9)를 얻을 수 있다.

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + p \Phi_{ds} - \omega_e \Phi_{qs} \quad (6)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + p \Phi_{qs} + \omega_e \Phi_{ds} \quad (7)$$

$$0 = R_r I_{dr} + p \Phi_{dr} - \omega_{sl} \Phi_{qr} \quad (8)$$

$$0 = R_r I_{qr} + p \Phi_{qr} + \omega_{sl} \Phi_{dr} \quad (9)$$

한편 유도 전동기의 토오크식은 식 (10)으로 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (10)$$

여기서 d 축을 회전자 자속축과 일치시키면 $\Phi_{qr} = 0, \Phi_r = \Phi_{dr}$ 되고 식 (2)~(10)의 관계에 의하여 회전자 쇄교자속 Φ_r 및 슬립각속도 ω_{sl} , 토오크 T_e 는 각각 식 (11), (12), (13)으로 된다.

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + p T_r} I_{ds} \quad (11)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r} \quad (12)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (13)$$

여기서 P 는 전동기의 극수이며

$$\text{회전자측 시정수 } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

3. 속도 추정 벡터제어의 원리

유도전동기의 속도 ω_r 은 입력 각속도 ω_e 와 슬립 각속도 ω_{sl} 의 차이 $\omega_e - \omega_{sl}$ 로 나타낼 수있으며, ω_e 는 인버터가 인가하는 각속도이므로 슬립 각속도의 추정치 ω_{sl} 를 계산하면 전동기 속도 ω_r 을 추정할 수 있다.

식 (12)에서 토오크분 실제 전류 I_{qs} 가 지령치 I_{qs}^* 와 일치하도록 제어가 이루어지면 ω_{sl} 는 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r} \quad (14)$$

따라서,

$$\omega_r = \omega_e - \omega_{sl} = \omega_e - \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r} \quad (15)$$

4. 회전자 쇄교자속의 추정 방법

슬립 각속도 ω_{sl} 의 정확한 연산을 위해서는 회전자 쇄교자속의 정확한 추정이 중요한 문제이다.

일반적으로 고정좌표계의 d - q 축에서 본 회전자 쇄교자속은 각각 식 (16), (17)과같이 나타낸다.

$$\phi_{dr} = (L_r / L_m) [\int (v_{ds} - R_s i_{ds}) dt - \sigma L_s i_{ds}] \quad (16)$$

$$\phi_{qr} = (L_r / L_m) [\int (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt - \sigma L_s i_{qs}] \quad (17)$$

여기서 전동기 순시 누설 인덕턴스 σL_s 는

$$\sigma L_s = L_{ls} + L_{lr} L_m / (L_{lr} + L_m)$$

위의 식들을 통하여 자속을 얻는 방법은 고속에서는 비교적 정확하지만 저속으로 갈수록 전동기의 제 정수의 영향을 크게 받게되어 온도변동에 취약하다. 또, 적분연산에 포함될 수 있는 초기 오프셋(offset)도 문제가 될 수 있다.

따라서 최근에는 순수적분 대신에 일차지연 필터를 사용하는 사례가 많아지고 있다.

본 연구에서도 인버터의 출력전압에 포함되는 고주파 성분을 감쇄시키면서 적분동작을 할 수 있는 일차지연 필터를 채택한다.[2, 4]

회전자 쇄교자속을 다른 표현 방법으로 식 (18), (19)과 같이 나타낼 수도 있다.

$$P\phi_{dr} = \phi_{dr} / T_r - \omega_r \phi_{qr} + (L_m / T_r) i_{ds} \quad (18)$$

$$P\phi_{qr} = -\phi_{qr} / T_r + \omega_r \phi_{dr} + (L_m / T_r) i_{qs} \quad (19)$$

회전자의 회전 각속도가 $1/T_r$ 에 비하여 충분히 작은 경우 ω_r 을 0으로 볼 수 있다. 이를 대입하여 다시 풀면 식 (20), (21)과 같다.

$$\phi_{dr} = \frac{L_m}{(1 + T_r p)} i_{ds} \quad (20)$$

$$\phi_{qr} = \frac{L_m}{(1 + T_r p)} i_{qs} \quad (21)$$

위의 관계를 이용하여 저속에서는 식 (20), (21)의 특성을 나타내도록 필터계수를 선정한다. [4]

그림 1.은 회전자 자속추정의 블록도를 나타낸다.

인버터의 출력전압에서 고정차속 전압 강하분을 빼서 회전자의 역기전력 e_{dqr} 을 계산하여 필터 $T_c/(1 + T_c p)$ 를 거치고 회전자 쇄교자속의 지령치 ϕ_{dqr}^* 가 필터 $1/(1 + T_c p)$ 를 거친 후 서로 더해지면 식 (22)와 같다.

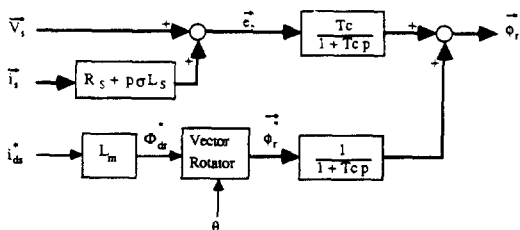


그림 1 회전자 자속추정 블록도
Fig. 1 Block diagram of rotor flux estimation

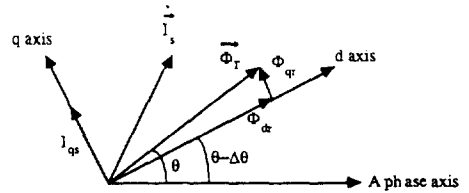


그림 2 회전자 자속 벡터도
Fig. 2 Rotor flux vector diagram

$$\phi_{dqr} = \frac{T_c}{(1 + T_c p)} e_{dqr} + \frac{1}{(1 + T_c p)} \phi_{dqr}^* \quad (22)$$

식 (22) 우변의 첫째 항은 고속에서 회전자 쇄교자속을 지배하고 둘째 항은 저속에서 자속을 지배하게 되어 모든 운전영역에서 안정된 자속추정이 가능해진다.

5. 회전자 쇄교자속의 위상 보상

고정좌표계에서의 회전자 쇄교자속 ϕ_{dr} , ϕ_{qr} 을 회전좌표계로 변환할 때 자속의 위상 θ 를 정확히 추정하면 q축성분의 자속 ϕ_{qr} 은 영이 되어야 한다.

자속의 위상 θ 를 추정할 때 $\Delta\theta$ 의 오차가 있다고 가정하면 회전자 자속의 벡터도는 그림 2.와 같다. 여기서 ϕ_r 축은 실제 자속의 위치이고 d축은 추정된 자속의 위치를 나타낸다. 그림에서 위상 오차 $\Delta\theta$ 는 식 (23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{qr}}{\phi_{dr}} \right) = \frac{\phi_{qr}}{\phi_{dr}} \quad (23)$$

따라서 $\Delta\theta$ 를 추정된 자속위상각(Estimated Field Angle)에 더하여 보상하면 ϕ_{qr} 을 영으로 유지할 수 있다.

6. 시스템의 구성

그림 3.은 속도 추정 벡터시스템의 구성도이다. 전 연산과정은 고속 프로세서의 내부에서 이루어진다. 시스템은 크게 속도제어부, 회전자자속 연산부, 자속위상 보상부로 나눌 수 있다. 속도제어부에서는 지령속도 ω_r^* 와 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 의 차를 PI 제어하여 토크 성분전류 지령치 I_{qs}^* 를 만든다. 이때 I_{qs}^* 의 제한기를 둔다. 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 은 출력각속도 ω_e 에서 슬립각속도의 추정치 ω_s 를 빼서 얻는다.

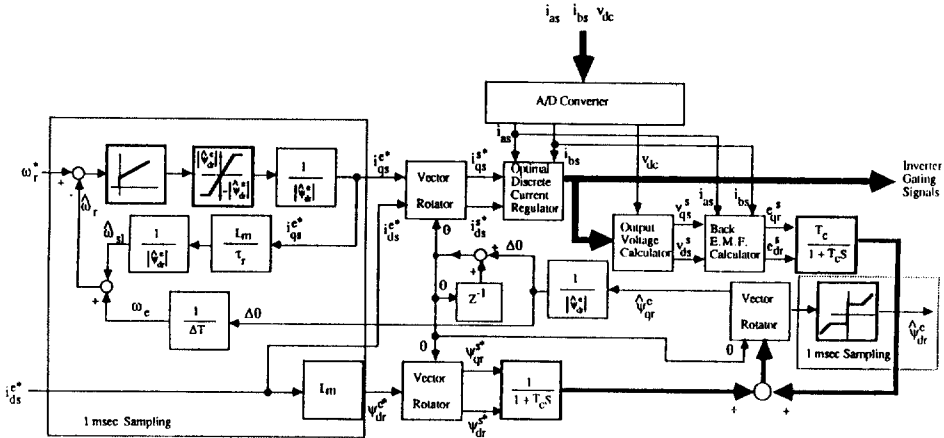


그림 3 속도 추정 벡터시스템의 구성도
 Fig. 3 Block diagram of vector control based upon speed estimation

회전자자속 연산부에서는 출력전압에서 고정자 임피던스 강하분을 빼서 회전자 역기전력 e_{dr}, e_{qr} 를 만들고 일차지연 필터를 거친 후 이와 자속의 지령치 ϕ_{dr}^*, ϕ_{qr}^* 를 더하여 추정자속 ϕ_{dr}, ϕ_{qr} 를 연산한다.

자속위상 보상부에서는 회전자파계에서의 자속 ϕ_{dr}, ϕ_{qr} 을 얻고 위상보상각 $\Delta\theta$ 를 연산하여 ϕ_{dr}, ϕ_{qr} 이 영으로 유지되게 한다.

7. 시뮬레이션

속도 추정 벡터제어 알고리즘을 검증하기 위한 시뮬레이션을 수행하였다.

전류제어형 인버터로 구동되는 유도전동기에 대하여 시뮬레이션 하였으며 사용된 전동기의 정격은 3.7[KW], 4poles, 220[V]이다.

그림 4.는 전동기의 가감속 응답특성을 보인다. 전동기를 0.3초에서 무부하로 기동한 후 1000rpm에 이르면 1.4초 시점에서 부하를 인가하였다.

그림 5는 추정된 회전자자속을 나타낸다. 그림 (a)는 회전자 역기전력으로부터 일차지연 필터를 거친 파형이고 그림 (b)는 자속의 지령치로부터 얻은 파형, 그림 (c)는 위의 두 값으로부터 얻은 회전자 자속의 파형이 된다. 그림 (d)는 전동기의 실제 자속을 표시하고 있다. 그림 (c)와 (d)를 비교하여 보면 시뮬레이션상의 추정된 자속과 실제 자속은 차이가 없음을 알 수 있다.

문헌[4]의 속도 추정방식은 실제 토크분 전류

와 명령된 토크분 전류와의 차이를 PI제어기를 이용하여 속도로 추정하는 방식이므로 PI제어기의 이득에 의해 속도추정 및 응답특성이 변화한다. 반면에 제안된 알고리즘은 시뮬레이션에서 나타난 바와 같이 PI제어기 없이 좋은 특성을 얻을 수 있다.

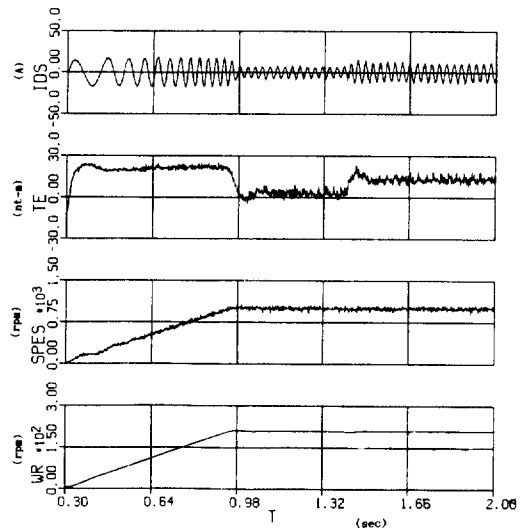


그림 4 전동기의 속도응답 특성(위로 부터 출력 전류, 발생토크, 추정속도, 실제속도)
 Fig. 4 Speed response characteristics(From the top output current, Torque, estimated speed, and speed reference)

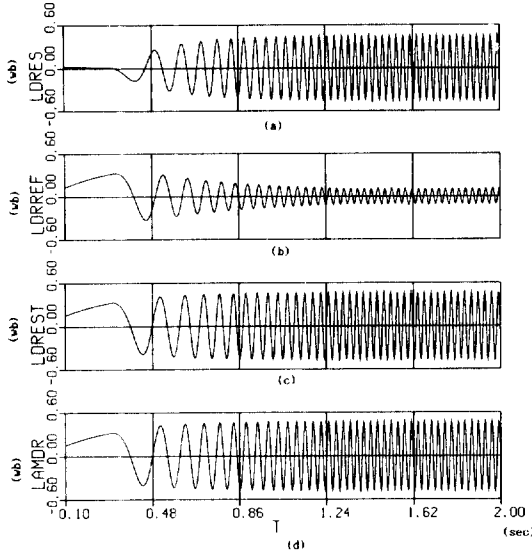
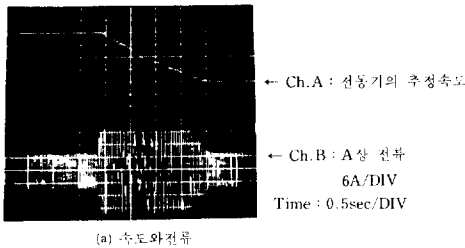


그림 5 회전자 자속의 추정파형과 실제파형(위로부터 측정치에서 얻은 자속, 기준치에서 얻은 자속, (a)와 (b)의 합성치, 실제치)
Fig. 5 Estimation of rotor flux and real flux (From the top rotor flux by measured quantities, rotor flux by reference values and rotor flux by summation with (a) and (b) and real flux)

8. 실험

본 속도 추정 벡터제어 알고리즘을 적용한 인버터로 3상 유도전동기를 구동하였다.

실험에 사용한 전동기는 3.7[Kw], 220[V], 4



(a) 속도와전류

- a) speed and current
- b) Time scale expansion of current

그림 6 정역 운전 특성

Fig. 6 Forward and Reverse operation characteristic

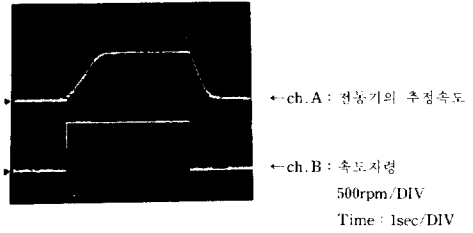


그림 7 속도 응답 특성

Fig. 7 Speed response characteristic

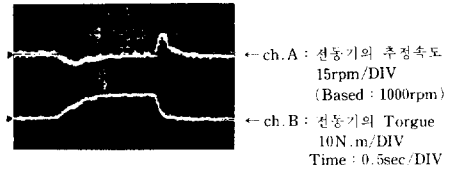


그림 8 부하 토오크 응답 특성

Fig. 8 Load torque response characteristic

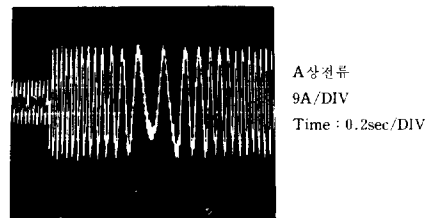
Poles이다. 그림 6은 전동기의 1000rpm에서 -1000rpm으로의 정역운전 특성을 나타낸다.

그림 6의 (a)는 전동기의 추정속도와 한 상의 전류이고, (b)는 정역 순간의 전류를 확대한 파형이다.

그림 7은 정지에서 500rpm으로 기동했다가 제동할 때의 속도 응답 특성을 나타낸다.

그림 8은 1000rpm으로 무부하 운전 중에 10[N·m]의 부하를 인가한 후 다시 제거한 경우의 전동기 속도와 발생 토오크를 나타낸다.

9. 결론



(b) 전류의 시간축 확대파형

본 연구에서는 별도의 속도측정 장치를 사용하지 않고 전동기 회전속도를 추정하여 벡터제어 시스템을 구성하고 제특성을 검토하였다. 기존의 연구에서 문제시 되었던 전동기 속도가 0에 가까운 부분에서의 안정된 운전을 적절한 자속 추정 및 보정을 통하여 해결하였고 이를 실험을 통하여 확인하였다.

전동기 속도추정은 슬립각속도의 연산을 통하여 실행했으며 과도상태 및 정상상태에서 양호한 특성을 얻었다. 정상상태에서 1000rpm회전시 부하가 0에서 정격 부하까지 변동할때 추정속도와 실제 측정 속도의 차이는 최대 5rpm이내로 관찰되었다. 회전자의 쇄교자속의 추정을 위하여 일차 지연 필터를 쓰는 방법을 채택하고 자속위상 보상부를 통하여 자속위상의 오차를 즉각적으로 보상할 수 있는 방법을 제시하였다.

추후의 과제로 속도추정에 대한 지속적인 알고리즘 개선과 전동기 제 정수의 변동, 특히 온도에 따른 고정자 및 회전자 저항의 변동이 속도추정 및 자속제어에 미치는 영향에 대해 체계적인 규명이 요구된다.

참 고 문 헌

[1] Jotten, R. and Madder, G., "Control Methods For Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based On Current And Voltage As Measured Quantities," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-19, No. 3, 1983, pp. 356~363.
 [2] T. Ohtani et. al., "Induction Motor Drives Without Speed Sensor By Vector Control,"

T. IEEE Japan, Vol. 107-D, No. 2, 1987, pp. 199~206.
 [3] Colin Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transductors," *Conference Record IEEE/IAS Annual Meeting*, 1989, pp. 493~499.
 [4] T. Okuyama, et. al., "Vector Control Scheme of Induction Motor Without Speed And Voltage Sensors,," 일본 전기학회 논문지, 산업응용부문지, Vol. 107-D, No. 2, 1987, pp. 191~198.
 [5] T. Nakano et. al., "Field Oriented Control System For Induction Machine Without Speed Sensor," *Proc. Of International Symposium On Power Electronics*, , 1989, pp. 332~336.
 [6] S. Tamal, et. al., "Speed Sensor-less Vector Control of Induction Motor With Model Reference Adaptive System", *Conference Record IEEE/IAS Annual Meeting*, 1987, pp. 189~195.
 [7] U. Badder et. al., "Direct Self Control Of Inverter-Fed Induction Machine, A Basis For Speed Control Without Speed-Measurement", *Conference Record IEEE/IAS Annual Meeting*, 1989, pp. 486~492.
 [8] I. Takahashi, et. al., "A new Quick Response And High Efficiency Control Strategy Of An Induction Motor", *IEEE Transaction on Industry Application*, Vol. IA-22, 1986, pp. 820~827.