

벡터제어 유도전동기의 최대효율 운전

Maximum Efficiency Drive of Vector-Controlled Induction Motors

尹德鏞, 崔圭夏, 洪淳瓚, 白壽鉉, 李殷雄

(Duck-Yong Yoon, Gyu-Ha Choe, Soon-Chan Hong, Soo-Hyun Baek, Eun-Woong Lee)

Abstract - This paper proposes the control algorithm for maximum efficiency drive of PWM inverter - induction motor system with high dynamic performance. If the induction motor is driven under light load with rated magnetizing current, the iron loss is excessively large compared with the copper loss, which results in poor motor efficiency. Maximum efficiency drive of an induction motor can be achieved by controlling the magnetizing current to satisfy the optimal ratio that leads the total motor loss to be a minimum value at a given speed. The proposed control algorithm essentially uses vector control technique and adopts voltage decoupling control strategy to prevent the degradation of dynamic performance due to reduced magnetizing current. To verify the proposed method, digital simulations and experiments are carried out for a squirrel-cage induction motor with the rating of 2.2[kW].

Key Words : Induction motor, Maximum efficiency control, Optimal ratio, Vector control, DSP

I. 서론

1960년대말에서 1970년대초에 확립된 벡터제어 이론과, 비슷한 시기에 출현하여 비약적으로 발전되고 있는 고성능 마이크로프로세서 및 전력용 반도체 등을 바탕으로 전력전자 기술이 급속히 진보됨에 따라 종래에 산업체에서 가변속 구동용으로 사용되던 직류전동기가 유도전동기로 대체되어 가고 있다. 현재까지 유도전동기를 구동하기 위한 인버터에 관한 연구는 주로 유도전동기의 속도나 위치제어를 목표로 이의 정밀도나 속응성을 향상시키고자 하는 고성능 제어에 치중되어 왔다.

그러나, 점차 지구상의 에너지 문제가 심각해지고 특히 최근에 이르러 전기자동차와 같이 매우 한정된 에너지를 사용하여 전동기를 구동해야 하는 응용분야가 나타나면서 유도전동기의 고효율제어에 관한 문제가 관심을 끌게 되었다. 기본적으로 유도전동기의 고효율제어는 전동기가 모든 부하 및 속도영역에서 운전될 때 정격자속을 발생하기 위하여 여자전류가 항상 정격치를 유지하므로써 고정손인 철손이 지나치게 크다는 점에 착안하여 특히 경부하에서 여자전류를 감소시키면 철손이 감소하여 효율이 향상될 수 있다는 원리에서 출발한다.

벡터제어 기술이 보편화되기 이전의 유도전동기의 고효율제어에 관한 연구에서는 전동기의 속도에 대하여 최대효율을 발생시키는 슬립주파수를 미리 계산하여 조건표(look-up table)로 작성하고 이를 최적의 기준 슬립주파수로 제어하는 방법과, 전동기의 입력전력을 실시간으로 측정하면서 슬립주파수를 조정하여 입력전력을 최소로 하는 슬립주파수를 제어하는 방식 등이 사용되었다.^{[1],[2]} 그러나, 이들 방법은 미리 계산된 최적 슬립주파수가 온도 등의 영향에 의한 파라미터 변동으

로 정확한 최적효율제어가 되지 않거나, 입력전력 곡선에서 최소점 부근의 기울기가 너무 완만하여 시스템의 안정성이 저하되는 등의 단점을 가지고 있었으며, 매우 속응성이 낮아 서보제어에는 사용하기가 곤란하였다.

벡터제어 알고리즘을 사용하는 유도전동기의 고효율 운전에서는 최대의 효율을 유지하도록 직접 여자전류를 제어하는 방식을 사용하는데, 이와 같이 자속분 전류가 감소하면 속도 제어기는 속도를 일정값으로 유지하기 위하여 토크분 전류를 증가시킨다. 이같은 최적 여자전류 제어방식으로는 인버터의 입력전력을 측정하면서 이 입력전력이 최소가 되도록 여자전류를 제어하는 적용제어방식^{[3]~[5]}과, 각 운전점에서 최대의 효율을 발생하는 자속발생 전류성분과 토크발생 전류성분의 비 즉, 최적비(optimal ratio)를 미리 계산하여 조건표로 작성해 두고 이를 기준으로 자속분 전류를 제어하는 방식^{[6],[7]}이 제안되었다. 앞의 방식은 전동기의 파라미터 변동에 영향이 적고 전동기와 인버터를 포함하는 전체 시스템에 대하여 최대효율제어를 수행한다는 장점이 있으나, 역시 입력전력의 최소점이 명확하지 않아 시스템의 안정성이 떨어지는 단점이 있다. 이에 비하여 뒤의 방식은 파라미터 변동의 영향을 받을 수 있는 단점이 있으나, 시스템의 안정성이 매우 우수하여 특히 전기자동차와 같이 극도로 안정성이 요구되는 응용분야에 적합하다.

본 논문에서는 기본적으로 최적비 제어방식을 사용하면서 전압분리제어 알고리즘과 공간전압벡터 PWM 전류제어기를 사용하여 우수한 동특성을 보임으로써 고성능 서보제어용이나 전기자동차에 사용될 수 있는 유도전동기의 최대효율제어 방식을 제안한다. 벡터제어 및 최대효율제어 알고리즘을 해석적으로 제시하고, 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 확인한다.

II. 유도전동기의 수학적 모델링 및 벡터제어

1. 유도전동기의 시스템 방정식

농형 유도전동기의 고정자 권선은 3상 Y결선 대칭분포이고, 공극의 기자력은 정현파이며, 고정자 철심의 자화특성은 선형이라는 가정하에 고정자 및 회전자축의 전압방정식을 동기 회전좌표계에서 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, R_s 와 L_s 는 고정자의 저항 및 인덕턴스, R_r 과 L_r 은 회전자의 저항 및 인덕턴스, L_m 은 상호인덕턴스, ω_e 는 동기 각속도, ω_{sl} 은 슬립각속도이며, p 는 미분연산자이다. 식(1)은 쇠교자속을 사용하여 다시

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + p \lambda_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + p \lambda_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} \end{aligned} \quad (2)$$

와 같이 나타낼 수 있으며, 여기서 쇠교자속은

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} = L_s i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} = L_s i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (3)$$

로 표현된다. 단, L_s 와 L_r 은 각각 고정자 및 회전자의 누설 인덕턴스이다.

또한, 전동기의 발생토크는

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \end{aligned} \quad (4)$$

와 같이 표현된다.

2. 간접벡터제어

유도전동기를 토크발생 전류성분과 자속발생 전류성분으로 분리하여 타여자 직류전동기와 같은 특성을 갖도록 제어하려면 고정자에서 측정된 전류를 동기 회전좌표계로 좌표 변환하여야 하는데, 이에 필요한 자속각을 얻기 위하여 전동기에서 측정된 회전속도와 고정자 전류 및 전동기 파라미터들로 부터 계산된 슬립각속도를 이용하는 방식을 간접벡터제

어라고 한다. 그림 1의 벡터도는 동기속도로 회전하는 dq 좌표축, 고정자에 고정된 $\alpha\beta$ 좌표축, 그리고 회전자의 기준축 사이의 관계를 나타낸다. 여기서 고정자의 α 축을 기준으로 한 d 축의 회전각 θ_e 는

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} \quad (5)$$

의 관계가 있으므로, θ_r 을 전동기로 부터 측정하고 θ_{sl} 은 전동기 상수를 이용하여 계산하는 방법으로 자속각 θ_e 를 얻을 수 있다.

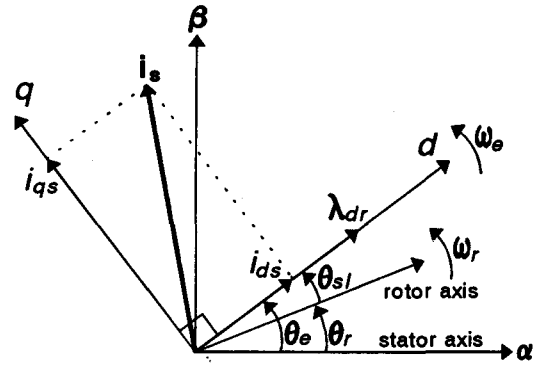


그림 1. 고정자 전류 및 회전자 쇠교자속의 벡터도
Fig. 1 Vector diagram of stator currents and rotor flux.

앞의 식(2)에서 회전자 전압방정식에 식(3)의 쇠교자속을 대입하면

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} &= 0 \\ \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

가 된다. 여기서, 유도전동기에서 타여자 직류전동기와 같은 제어특성을 얻기 위해서는 그림 1과 같이 회전자 쇠교자속을 d 축과 일치시켜

$$\lambda_{qr} = 0, \quad \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (7)$$

로 제어해야 하므로 이를 식(6)의 윗식에 대입하면

$$T_r \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (8)$$

가 되고, 식(6)의 아랫식으로 부터 슬립각속도는

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}} i_{qs} \quad (9)$$

와 같이 얻어진다. 단, 여기서 T_r 은 회전자 시정수로서

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (10)$$

와 같이 표현된다. 또한, 이때 식(7)을 식(4)에 적용하면 전동기의 발생토크는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (11)$$

그러나, 만약 전동기가 정상상태에 있다면 회전자의 쇄교 자속이 일정하게 되어

$$\lambda_{dr} = \text{constant} = \lambda_r, \quad \frac{d\lambda_{dr}}{dt} = 0 \quad (12)$$

로 되므로 식(8)은

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (13)$$

로 되고, 슬립각속도는

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (14)$$

와 같이 되며, 전동기의 발생토크는

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (15)$$

가 된다.

이제 위에서 계산된 슬립각속도를 이용하여 자속각은

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (16)$$

와 같이 구할 수 있다.

3. 전압분리제어

앞의 식(2)와 (3)에서 볼 수 있듯이 유도전동기에서 고정자의 d 축전압 및 q 축전압은 각각 역기전력항을 포함하는데 이것들은 동기속도 ω_e 와 반대축의 자속 또는 전류에 의하여 결정된다. 즉, 고정자 d 축전압의 역기전력은 고정자의 q 축전류 영향을 받고, 반대로 고정자 q 축전압의 역기전력은 고정자의 d 축전류 영향을 받고 있다. 전동기 제어에서 이와 같은 d 축전류와 q 축전류의 상호간섭을 고려하지 않으면 전동기의 고정자 인가전압이 부족하여 제어성능이 저하되거나 시스템의 동특성이 저하될 수 있다.

앞의 식(1)에 식(2)와 (3)의 회전자 자속관계를 적용하면 시스템 전압방정식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma p & -\omega_e L_\sigma & \frac{L_m}{L_r} p & -\omega_e \frac{L_m}{L_r} \\ \omega_e L_\sigma & R_s + L_\sigma p & \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m}{L_r} p \\ -\frac{R_r}{L_r} L_m & 0 & \frac{R_r}{L_r} + p & -\omega_{sl} \\ 0 & -\frac{R_r}{L_r} L_m & \omega_{sl} & \frac{R_r}{L_r} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} \quad (17)$$

단, 여기서 L_σ 는 고정자 과도인덕턴스(stator transient inductance)로서 다음과 같이 정의된다.

$$L_\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (18)$$

이제 식(17)에 식(7)의 벡터제어 관계를 적용하면 고정자 전압방정식을

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + p \left(L_\sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \right) - \omega_e L_\sigma i_{qs} \\ &= V_{dz} + E_{ds} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} v_{qs} &= R_s i_{qs} + p L_\sigma i_{qs} + \omega_e \left(L_\sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \right) \\ &= V_{qz} + E_{qs} \end{aligned}$$

와 같이 표현할 수 있는데, 여기서 E_{ds} 와 E_{qs} 는 각각 d 축 및 q 축의 역기전력항으로 다음과 같다.

$$E_{ds} = -\omega_e L_\sigma i_{qs} \quad (20)$$

$$E_{qs} = \omega_e \left(L_\sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \right)$$

인버터의 d 축 및 q 축 전류제어기의 출력인 지령전압에 대하여 이와 같은 상호간섭 성분을 보상함으로써 전압분리제어 또는 비간섭제어를 구현할 수 있는데 이를 블록도로 보면 그림 2와 같다.

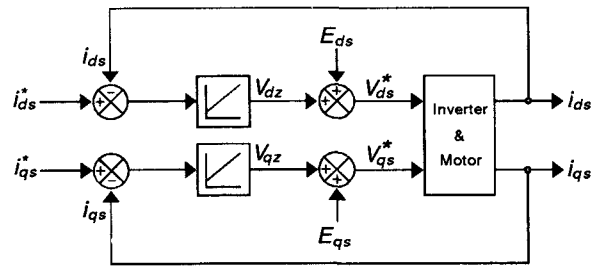


그림 2. 유도전동기의 전압분리제어기
Fig. 2 Voltage decoupling controller of induction motor.

III. 유도전동기의 최대효율제어

1. 유도전동기 최대효율제어의 원리

모든 전동기는 정격속도 및 정격출력토크로 운전될 때 최대의 효율을 나타내도록 설계되므로 이보다 속도나 부하가 낮은 점에서 운전하는 경우에는 효율이 감소하게 된다. 따라서, 대부분의 경우 전동기가 정격보다 낮은 경부하 영역에서 운전되는 것을 고려하면 사실상 전동기는 거의 최대효율보다 낮은 효율로 운전되고 있다고 볼 수 있다. 본질적으로 유도전동기가 이와 같이 효율이 낮아지는 이유는 경부하에서 회전자의 자속이 필요이상으로 크고 이를 발생시키기 위한 전류가 고정자 및 회전자에서 동손 및 철손을 야기하기 때문이다. 그러므로, 전동기의 부하가 감소하면 이에 적합한 자속발

생전류가 흐르도록 제어할 수 있다면 전동기를 최대효율로 운전할 수 있게 된다.

앞에서 설명한 바와 같이 벡터제어 기법에서는 고정자 전류를 자속발생 성분 i_{ds} 와 토크발생 성분 i_{qs} 로 분리하여 토크를 제어한다. 그런데 회전자 자속은 식(8)에서처럼 d 축전류 i_{ds} 에 대하여 1차 지연되므로, 속응제어가 요구되는 경우에는 i_{ds} 를 정격치로 일정하게 유지하고 q 축전류 i_{qs} 만을 제어하는 것이 바람직하다. 이와 같은 제어방법을 일정자속제어(CFC; Constant Flux Control)라고 부르기로 한다. 그러나, 자속이 정상상태인 경우에는 식(15)와 같이 토크가 i_{ds} 와 i_{qs} 의 곱에 비례하며, 주어진 기준속도에서 부하가 요구하는 토크를 발생하기 위한 이들 두 전류의 조합은 무수히 많이 존재한다. 따라서, 전동기가 일정속도일 경우에 이들 두 전류 i_{ds} 와 i_{qs} 를 항상 전동기의 손실이 최소가 되는 조합으로 결정하여 제어한다면 유도전동기의 고효율 운전이 가능하게 된다. 이와 같은 제어방법을 최대효율제어(MEC; Maximum Efficiency Control)라고 부르기로 한다. 결과적으로 최대효율제어 운전점에서는 d 축전류 i_{ds} 가 정격치보다 작은 값으로 된다.

유도전동기 구동 시스템에서 전기적으로 제어가 가능한 손실은 전동기 고정자 및 회전자에서의 동손(copper loss)과 철손(iron loss)뿐이므로 최대효율제어를 위해서는 이들 두 손실의 합이 최소가 되도록 자속발생 전류성분을 제어하여야 한다. 철손중에서 히스테리시스손(hysteresis loss)은 대체로 전원의 주파수에 비례하고 와류손(eddy current loss)은 전원 주파수의 제곱에 비례하며 또한 이것들은 모두 자속밀도의 제곱에 비례하므로 이들 손실들을 식으로 정리하여 나타내면 다음과 같다.^{[8],[9]}

$$\text{고정자 동손} : P_{cs} = \frac{3}{2}(R_s i_{ds}^2 + R_s i_{qs}^2) \quad (21)$$

$$\text{회전자 동손} : P_{cr} = \frac{3}{2}(R_r i_{dr}^2 + R_r i_{qr}^2) \quad (22)$$

$$\text{고정자 철손} : P_{is} = \frac{3}{2}(K_h \omega_e \lambda_r^2 + K_e \omega_e^2 \lambda_r^2) \quad (23)$$

$$\text{회전자 철손} : P_{ir} = \frac{3}{2}(K_h \omega_{sl} \lambda_r^2 + K_e \omega_{sl}^2 \lambda_r^2) \quad (24)$$

단, 여기서 K_h 및 K_e 는 각각 철심의 재질등에 의하여 결정되는 히스테리시스 손실계수와 와류손 손실계수이며, 고정자의 철손식에서는 고정자 쇄교자속 대신에 편의상 회전자 쇄교자속을 사용하였는데 이는 크기가 서로 비슷하므로 그 오차를 무시할 수 있다.

따라서 제어가 가능한 총손실은 이들 각 손실들을 합하여 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_L &= P_{cs} + P_{cr} + P_{is} + P_{ir} \\ &= \frac{3}{2} [R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) + \lambda_r^2 \{K_h(\omega_r + 2\omega_{sl}) \\ &\quad + K_e(\omega_r^2 + 2\omega_r \omega_{sl} + 2\omega_{sl}^2)\}] \end{aligned} \quad (25)$$

그런데, 벡터제어 시스템에서 자속이 정상상태에 있는 경우를 가정하면 식(2), (3), (7), (12)로부터 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$i_{dr} = 0, \quad i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (26)$$

이제 식(25)에 식(12), (13), (14), (26)을 대입하면 총손실은 다음과 같이 i_{ds} , i_{qs} , ω_r 만의 함수로 표현된다.

$$P_L = \frac{3}{2}(C_1 i_{ds}^2 + C_2 i_{qs}^2 + C_3 i_{ds} i_{qs}) \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } C_1 &= R_s + K_h \omega_r L_m^2 + K_e \omega_r^2 L_m^2 \\ C_2 &= R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 + 2K_e \left(\frac{L_m}{T_r}\right)^2 \\ C_3 &= 2(K_h + K_e \omega_r) \frac{L_m^2}{T_r} \end{aligned} \quad (28)$$

여기에 다시 정상상태에서의 전동기 토크식

$$T = K_T i_{ds} i_{qs}, \quad K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \frac{L_m^2}{L_r} \quad (29)$$

를 대입하면 총손실은

$$P_L = \frac{3}{2} \left\{ C_1 i_{ds}^2 + C_2 \left(\frac{T}{K_T}\right)^2 \frac{1}{i_{ds}^2} + C_3 \frac{T}{K_T} \right\} \quad (30)$$

의 형태로 되어, 유도전동기의 운전점(ω_r , T)이 주어지면 제어가능한 총손실은 자속발생 전류성분 i_{ds} 만의 함수가 된다. 여기서 총손실을 최소로 하는 전류 i_{ds} 를 구하기 위하여 이 총손실식의 i_{ds} 에 대한 미분값이 0으로 되는 조건을 구하면

$$i_{ds}^4 = \frac{C_2}{C_1} \left(\frac{T}{K_T}\right)^2 \quad (31)$$

가 되고, 여기에 식(29)를 대입하면 총손실을 최소로 하는 조건식은 다음과 같다.

$$\left(\frac{i_{ds}}{i_{qs}}\right)^2 = \frac{C_2}{C_1} \quad \text{또는} \quad \left|\frac{i_{ds}}{i_{qs}}\right| = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = K_{or} \quad (32)$$

이제 식(32)에서 계수 C_1 과 C_2 는 전동기의 회전속도 ω_r 에만 관계되므로, 총손실을 최소로 하는 조건은 주어진 회전속도에서 부하에 관계없이 자속발생 전류성분 i_{ds} 와 토크발생 전류성분 i_{qs} 의 비가 ω_r 의 함수인 일정한 값으로 되는 것을 알 수 있다. 이 일정한 값 K_{or} 을 효율제어의 최적비(optimal ratio)라고 부르기로 한다. 모든 운전속도에 대하여 해당 최적비를 만족하도록 i_{ds} 를 제어하면 유도전동기를 항상 최대효율로 운전할 수 있는데, 이와 같은 최적비는 자속이 정상상태라는 가정에서 유도된 것이므로 전동기가 일정속도로 운전되고 있는 동안에만 적용됨에 유의하여야 한다.

한편, 식(32)의 총손실의 최소화 조건식을 다시 정리하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} &i_{ds}^2 \{R_s + K_h \omega_r L_m^2 + K_e \omega_r^2 L_m^2\} \\ &= i_{qs}^2 \left\{ R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 + 2K_e \left(\frac{L_m}{T_r}\right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (33)$$

이 식의 좌변은 자속발생 전류에 의한 손실로서 무부하 손실에 해당되고, 우변은 토크발생 전류에 의한 손실로서 부하손실에 해당되며 고정자 동손, 회전자 동손, 회전자 와류손의 합이다. 이와 같이 무부하 손실과 부하 손실이 서로 같을 경우에 유도전동기의 총손실은 최소로 된다.

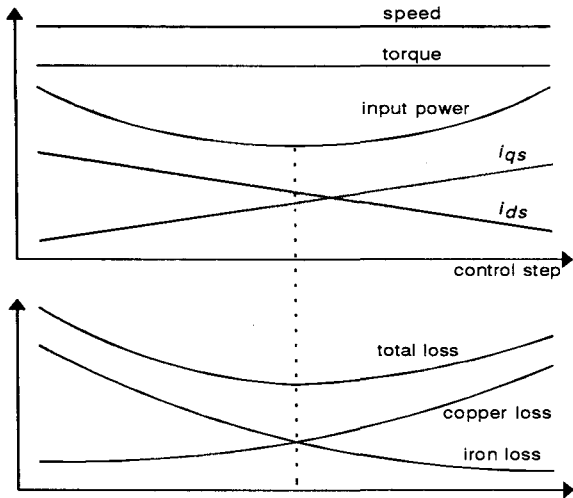


그림 3. 최대효율제어의 원리도
Fig. 3 Principle of maximum efficiency control.

위에서 설명한 식(32)로 표현되는 최적비는 히스테리시스 손실계수 K_h 와 와전류 손실계수 K_e 를 알아내기가 어려우므로 해석적으로 구하는 것은 거의 불가능하다. 따라서 제어하

고자 하는 유도전동기가 정해지면 이에 대한 최적비는 실험적으로 구하는 것이 바람직하다. 즉, d 축 기준전류 i_{ds}^* 를 임의로 설정하여 제어할 수 있는 일정자속 제어시스템을 이용하여 전동기의 출력을 일정하게 유지하는 상태에서 d 축 기준전류를 여러가지로 변화시키면서 유도전동기의 입력전력을 측정하여 이것이 최소가 되는 점에서 d 축전류와 q 축전류의 비를 구한다. 이와 같은 실험을 여러가지의 기준속도에 대하여 반복함으로써 각 회전속도에서의 최적비를 구할 수 있다.

그림 3에 보인 바와 같이 최대효율제어를 위하여 d 축 기준전류를 감소시키면 회전자 자속이 감소하고, 이에 따라 속도제어기에서 전동기의 발생토크를 일정하게 유지하기 위하여 q 축 기준전류를 증가시킨다. 회전자 자속이 감소하면 철손은 감소하고 동손은 증가하나 전체적인 손실은 감소한다. 그러나 d 축 전류를 감소시키면 과도응답특성이 저하될 수 있으므로 최대효율제어는 정상상태에서만 적용하는 것이 바람직하다.

2. 유도전동기의 최대 효율제어 알고리즘

이제 이와 같이 실험에 의하여 최적비가 구해지고 이를 벡터제어방식에 의한 속도제어 시스템에 적용하여 최대효율 제어 시스템을 구현하고자 하면 그림 4와 같이 기본적인 속도제어 알고리즘에서 d 축 기준전류를 설정하는 부분에 이를 추가하기만 하면 된다.

유도전동기의 속도제어 알고리즘은 먼저 기준지령속도 ω_r^* 이 주어지면 이는 전동기 회전축의 로터리엔코더로 부터 측정된 실제속도 ω_r 과 비교되어 토크를 발생하기 위한 q 축 기준전류 i_{qs}^* 를 발생한다. 이 속도제어기와 d, q 축 전류제어기 등 모든 제어기의 오차보상에는 PI 제어방식을 사용한다. $d,$

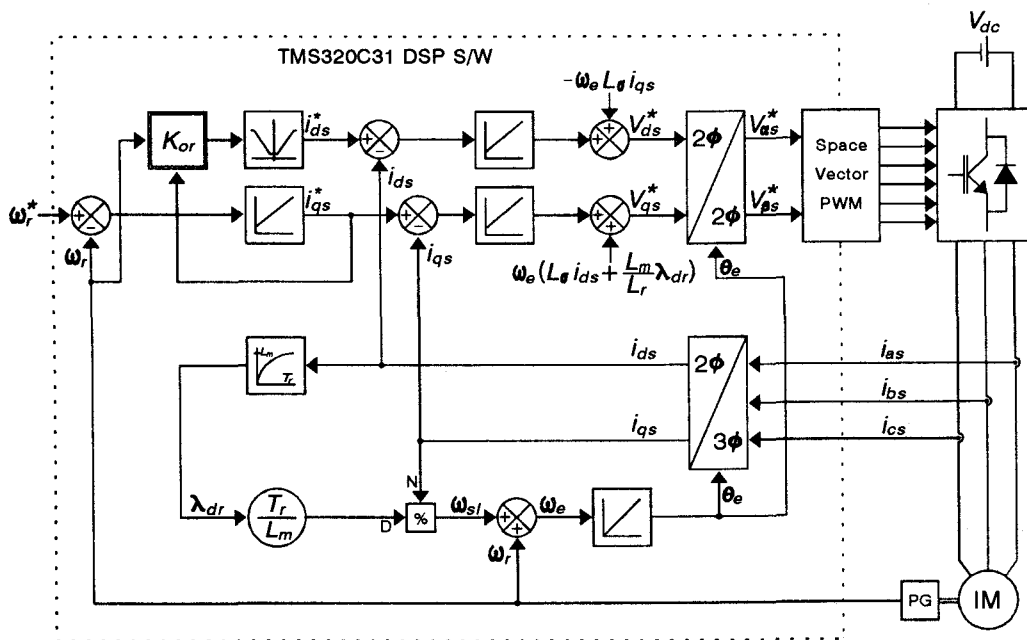


그림 4. 유도전동기 시스템의 최대효율제어 알고리즘 블럭선도
Fig. 4 Block diagram of an induction motor system for maximum efficiency control.

q 축의 전류제어기에서 각 기준전류는 전동기의 고정자에서 측정된 실제전류와 비교되어 이를 인버터로 제어하기 위한 기준전압이 된다. 그러나 이 기준전압들은 인버터로 인가되기 전에 전압분리제어기에서 역기전력에 해당하는 값을 보상함으로써 최종적인 고정자 기준전압 V_{ds}^* , V_{qs}^* 가 된다. 한편, 이와 같은 동기 회전좌표계의 기준전압을 실제 인버터에 인가하기 위한 2축 정직좌표계의 기준전압으로 변환하거나, 고정자의 3상 전류를 측정하여 이를 동기 회전좌표계로 변환하기 위해서는 이들 변수의 좌표변환이 필요하며, 이를 위한 자속각 θ_e 를 얻기 위하여 간접벡터제어 방식을 사용한다. 이와 같은 제어알고리즘은 매우 많은 연산을 필요로 하므로 성능이 우수한 32비트 DSP(Digital Signal Processor)로 구현한다. 벡터제어용 인버터는 순시전류의 제어특성이 우수해야 하므로 과도응답 특성이 우수하고 부하전류의 고조파가 적은 공간전압벡터 PWM 제어방식을 사용한다.

이와 같은 속도제어 알고리즘에서 일정자속제어의 경우라면 d 축 기준전류로 정격치에 해당하는 전류값을 일정하게 인가하지만, 그림 4에 보인 바와 같이 최대효율제어를 위해서는 이 기준전류를 속도에 따라 결정되는 최적비 K_{or} 에 q 축 기준전류를 곱한 값으로 인가하면 된다. 일반적으로는 이러한 경우 ROM(Read-Only Memory)을 이용한 조건표로 처리하는데, 본 시스템에서는 이 최적비를 회전속도 ω_r 에 대한 함수로 만들어 실시간 제어시 임의의 속도에서 이 함수값을 계산하여 얻는다. 그런데 최대효율 제어를 위한 조건은 철심의 자화특성이 선형이라는 가정에서 얻어진 것이므로, 철심이 포화되지 않도록 d 축 전류의 상한치는 철심이 포화되지 직전의 값 즉, 정격 여자전류로 하고, 하한치는 경부하시에 자속이 감소하여 시스템의 동특성이 지나치게 저하되지 않도록 정격치의 1/5로 정하였다.

IV. 디지털 시뮬레이션

앞에서 제안한 최대효율제어 알고리즘의 타당성을 알아보기 위하여 디지털 컴퓨터로 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에는 IBM PC Pentium과 Turbo C를 사용하였으며, 시뮬레이션에 필요한 히스테리시스 손실계수 K_h 와 와전류 손실계수 K_e 및 전동기의 회전속도에 따른 최적비는 제V장에서와 같이 실험으로 구한값을 사용하였다. 또한, 모든 시뮬레이션에서 전동기의 전류 상한치는 정격치의 150%로 제한하였다.

시뮬레이션 및 실험에 사용한 유도전동기의 정격 및 파라미터들은 표 1과 같다.

표 1. 유도전동기의 정격 및 파라미터

Table 1. Ratings and parameters of an induction motor

정 격	파라미터
전압 3φ 220[V]	R_s 0.921[Ω]
전류 8.6[A]	R_r 0.583[Ω]
출력 2.2[kW]	L_s 0.0671[H]
속도 1740[rpm]	L_r 0.0671[H]
극수 4	L_m 0.0650[H]

그림 5는 일정자속제어와 최대효율제어시에 각각 기준속도의 변화에 대하여 제안된 제어 시스템의 과도응답 특성을 살펴보기 위한 시뮬레이션 결과로서, 전동기를 무부하 상태에서 기준속도 1000[rpm]으로 스텝 기동하고, $t=1.0$ [sec]에서 이를 1500[rpm]으로 스텝 가속하며, 다시 $t=2.0$ [sec]에서 이를 1000[rpm]으로 스텝 감속하였을 경우의 응답특성을 시뮬레이션한 결과파형을 나타낸다. 그림의 (a)는 일정자속제어의 경우이고, (b)는 최대효율제어 알고리즘을 적용하였을 경우이다.

최대효율제어를 위한 최적비는 전동기가 정상상태일 때만 의미를 가지지만 빈번한 가감속이 요구되는 응용분야에서는 전동기의 속도가 일정할 때만 이를 적용하는 것이 번거로운 것이므로 전동기가 과도상태에 있을 경우에도 계속 최대효율제어 알고리즘을 적용하는 것으로 시뮬레이션하였다.

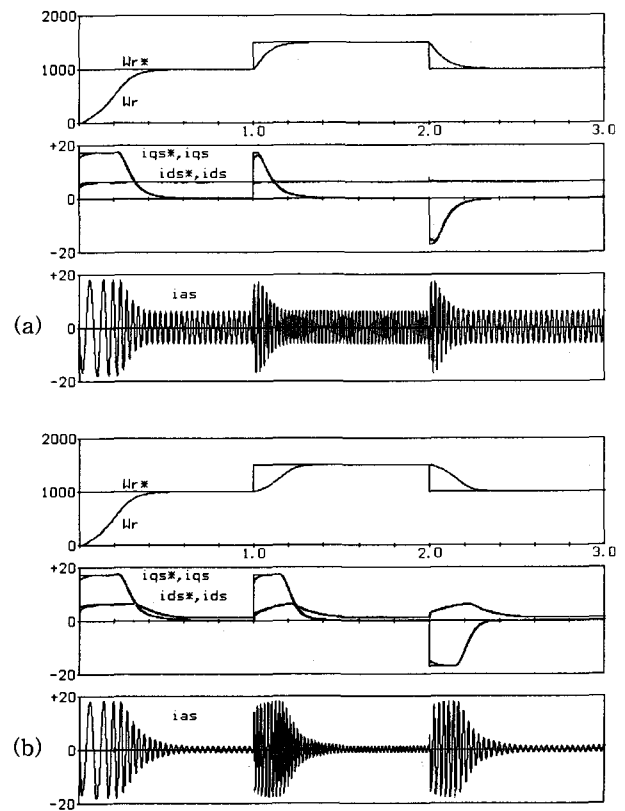


그림 5. 기준속도 변화에 대한 과도응답(무부하)

(a) 일정자속제어의 경우 (b) 최대효율제어의 경우

Fig.5 Transient responses for speed variation(No load).

(a) In case of CFC (b) In case of MEC

그림에서 보듯이 최대효율제어 알고리즘을 적용하였을 경우에는 여자전류 또는 자속이 감소되어 있는 상태이므로 일정자속제어의 경우에 비하여 응답속도가 다소 낮아진다. 이는 정상상태에서 감소된채로 있던 d 축 기준전류가 과도상태에서 속도변화에 대응되는 최적비를 만족시키면서 완만하게 증가하기 때문이며, d 축 기준전류의 상한치를 정격치로 제한하였으므로 이후에는 일정자속제어에서와 유사한 상황으로 되다가 다시 정상상태에 접근하면 d 축 기준전류가 감소한다.

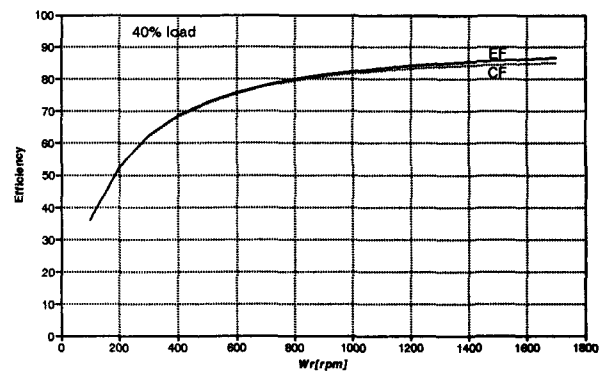
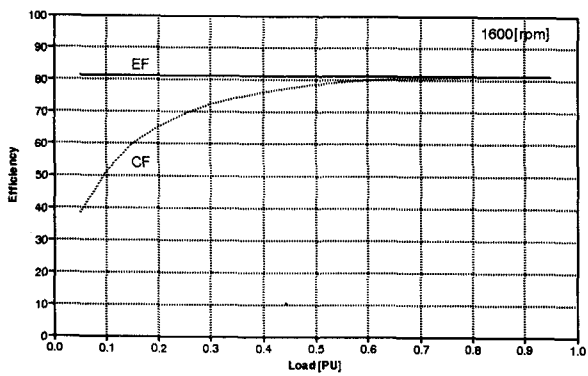
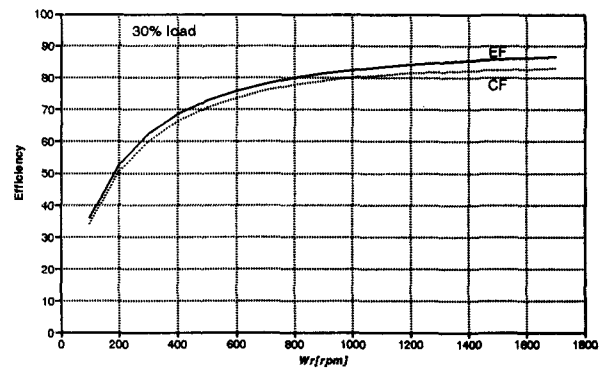
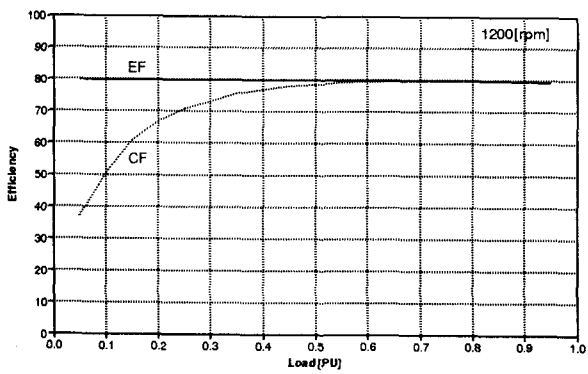
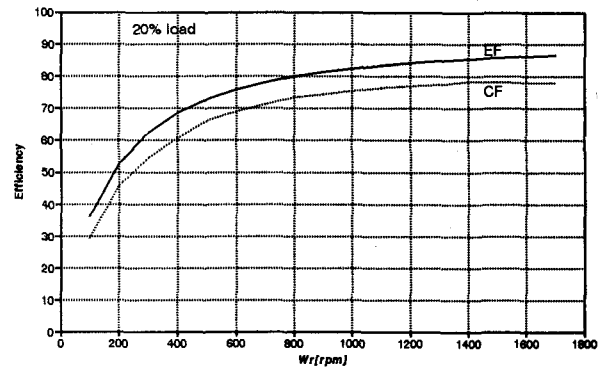
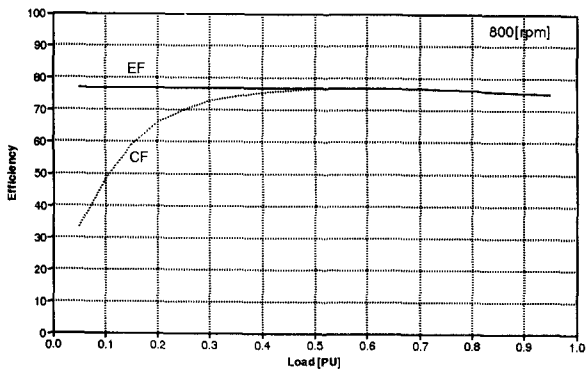
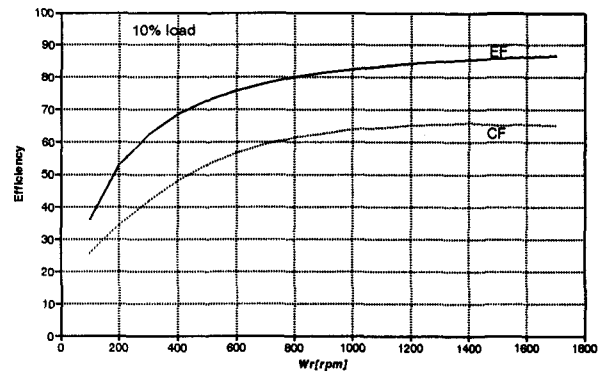
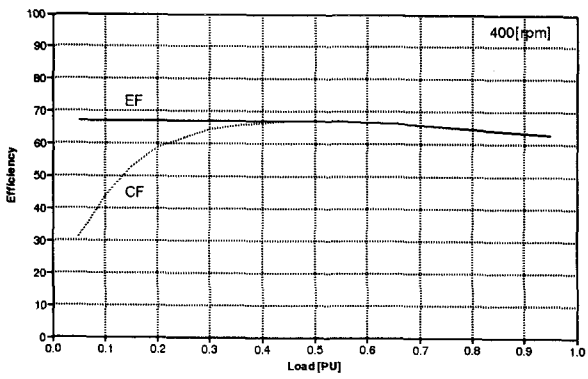


그림 6. 부하율에 따른 유도전동기의 효율
Fig.6 Induction motor efficiency for load variation.

그림 7. 회전속도에 따른 유도전동기의 효율
Fig.7 Induction motor efficiency for speed variation.

이같이 낮은 d 축 기준전류값에 기인하는 과도응답 특성의 저하를 보다 적게 하려면 과도상태에서는 일정자속제어를 적용하고 정상상태에 접근하면 최대효율제어 알고리즘으로 전환하는 제어방식의 스위칭을 사용하는 것이 바람직하다.

유도전동기가 여러 가지의 조건에서 운전될 때 최대효율제어 알고리즘을 적용하여 효율이 개선되는 양을 시뮬레이션 한 결과는 그림 6 및 그림 7에 보였다. 시뮬레이션에서 마찰손이나 풍손과 같은 기계손은 무시하였으며, 그림에서 곡선 CF는 일정자속제어를 나타내고 곡선 EF는 최대효율제어의 경우를 나타낸다.

그림 6은 부하율에 따라 일정자속제어의 경우에 비하여 최대효율제어시에 효율개선 효과를 보여주는 것으로 회전속도 400, 800, 1200, 1600[rpm]에서 각각 시뮬레이션 하였다. 모든 속도에서 경부하시에 효율개선 효과가 크다는 것을 알 수 있으며, 부하율이 50%를 넘게 되면 거의 효율개선이 이루어지지 않음을 볼 수 있다.

그림 7은 반대로 회전속도에 따라 최대효율제어에 의한 효율개선 효과를 보여주는 것으로 부하율 10, 20, 30, 40[%]에서 각각 시뮬레이션 한 것이다. 역시 경부하일 때 효율개선이 뚜렷하며, 또한 부하율이 같은 경우에는 저속영역에서 보다는 고속영역에서 효율개선 효과가 다소 큰 것을 알 수 있다.

V. 실험결과 및 검토

본 논문에서 제안한 최대효율제어 알고리즘의 타당성을 확인하기 위하여 그림 8과 같이 실험장치를 구성하였다. 전력회로는 컨버터에 3상 다이오드 모듈을 사용하였고, 인버터

에 3상 브리지 회로와 회생제동용 스위칭 소자를 내장하고 있는 IPM(Intelligent Power Module)을 사용하여 간결하게 구성하였으며, 이밖에도 평활용 콘덴서, 돌입전류 제한회로, 발전제동을 위한 제동저항 등을 포함한다. 제어 CPU에는 32비트 DSP인 TMS320C31을 사용하였고, 대부분의 디지털 로직 회로는 EPLD(Erasable/ Programmable Logic Device)를 사용하여 소형화하였다. 제어 시스템에서 전동기의 고정자 전류는 홀 전류센서 및 12비트 A/D 컨버터를 사용하여 a, b 의 2상만 측정하고 c 상은 이로부터 계산으로 구한다. 전동기의 회전속도는 분해능이 2000[ppr]인 로터리 엔코더를 이용하여 M/T 방식으로 측정하며, 측정 정밀도를 높이기 위하여 로터리 엔코더의 신호를 2배배하여 사용하였다. CPU의 처리시간과 이들 센서들의 변환시간을 고려하여 전류 샘플링 주기와 속도 샘플링 주기는 각각 100[μ s] 및 5[ms]로 하였다. 또한, 유도전동기의 부하로는 동일한 용량 2.2[kW]의 직류발전기를 MG세트로 구성하여 사용하였다.

앞에서 설명한 바와 같이 최적비는 해석적으로 구하기가 불가능하므로 먼저 이를 구하기 위한 기초실험을 실시하였는데 그 결과를 보이면 그림 9와 같다.

그림 9(a)는 여러가지 부하에 대하여 d 축 기준전류 i_{ds}^* 를 변화시키면서 전동기 입력전력을 측정 한 것이며, 그림 9(b)는 여러가지 회전속도에 대하여 i_{ds}^* 를 변화시키면서 전동기 입력전력을 측정 한 것이다. 각각의 경우에 입력전력이 최소가 되는 점, 즉 전동기의 효율이 최대가 되는 점이 존재함을 알 수 있으며, 이 점들에서의 q 축 전류 i_{qs} 를 함께 측정하여 i_{ds}^* 와의 비를 계산하면 최적비를 구할 수 있으며, 이를 이용하여 역으로 히스테리시스 손실계수 K_h 와 와전류 손실계수 K_e 도 계산하여 얻을 수 있다.

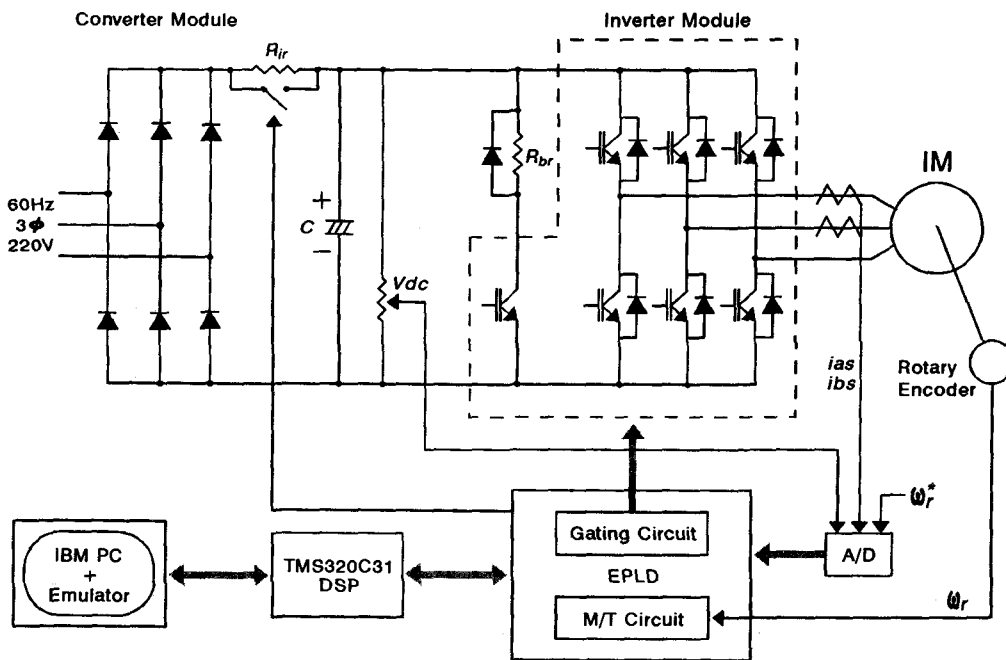
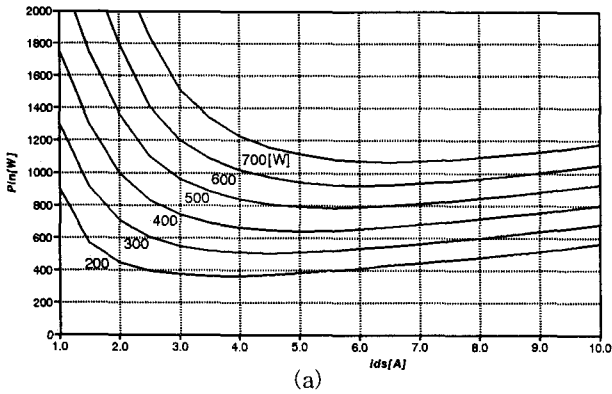
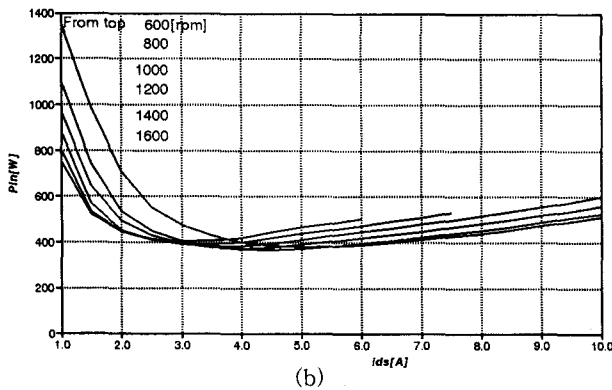


그림 8. 실험장치의 하드웨어 구성도
Fig. 8 Hardware configuration of experimental setup.

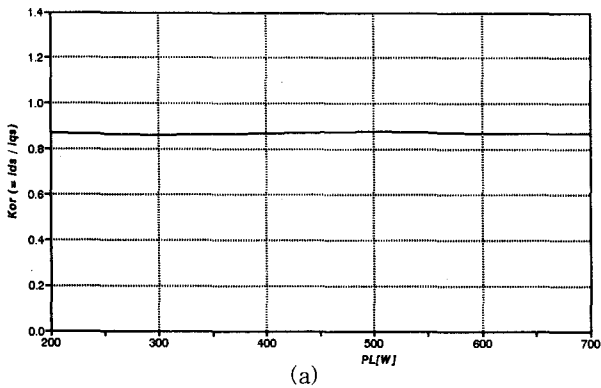


(a)

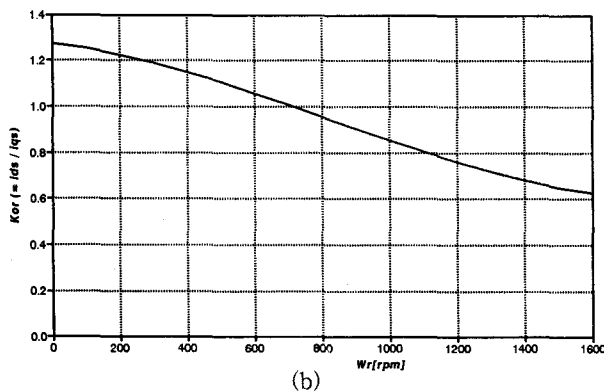


(b)

그림 9. d축 기준전류 변화에 대한 입력전력 특성
Fig. 9 Input power for d-axis current variation.



(a)



(b)

그림 10. 실험으로 측정된 최적비
Fig. 10 Optimal ratio measured by experiments.

이와 같이 측정된 최적비를 부하의 크기 및 회전속도에 대한 곡선으로 도시하면 그림 10과 같다. 그림 10(a)는 부하의 크기에 따른 최적비로 부하율에 관계없이 일정하여 해석적인 결과와 일치하는 것을 볼 수 있으며, 그림 10(b)는 회전속도에 따른 최적비로 속도가 증가함에 따라 3차함수로 최적비가 감소하는 것을 알 수 있다. 이와 같은 회전속도에 대한 최적비의 관계를 최소자승법을 사용하여 함수식으로 나타내면

$$K_{or} = 1.660 \times 10^{-10} \times \omega_{rpm}^3 - 4.097 \times 10^{-7} \times \omega_{rpm}^2 - 1.773 \times 10^{-4} \times \omega_{rpm} + 1.276 \quad (34)$$

가 되는데, 인버터의 제어 프로그램에서는 이를 이용하여 측정된 전동기의 회전속도로 부터 각각의 속도에 대응하는 최적비를 계산하여 사용한다. 또한, 컴퓨터 시뮬레이션을 위하여 측정된 최적비로 부터 역으로 추정하여 계산한 손실계수는 각각 $K_h = 0.002$, $K_e = 0.006$ 이다.

그림 11은 일정자속의 속도제어 알고리즘만을 적용하였을 경우 기동특성을 나타내는 실험파형이다. 1000[rpm]으로 스텝기동한 경우 응답시간이 약 400[ms]로서 이는 그림 5의 시뮬레이션 결과와 일치하는 것을 알 수 있다.

그림 12는 최대효율제어 알고리즘을 적용하였을 경우의 실험파형이다. 먼저 그림 (a)는 회전속도 1000[rpm], 부하 300[W]의 경부하에서 정상상태로 운전되고 있을 때 일정자속제어 모드에서 최대효율제어 모드로 전환되는 순간의 파형으로서, 정격치로 인가되던 d축 기준전류가 최대효율제어 모드가 되면 최적비에 의하여 크게 감소하고, 상대적으로 q축 기준전류는 토크를 일정하게 유지하기 위하여 증가되며, 이에 따라 전동기의 입력전력이 뚜렷이 감소되나 회전속도는 안정되게 일정한 값을 유지하고 있는 것을 볼 수 있다.

한편, 그림 (b)는 같은 조건에서 앞의 경우와는 반대로 최대효율제어 모드에서 다시 일정자속제어 모드로 전환되는 순간의 파형으로서, 효율제어를 위하여 감소되어 있던 d축 기준전류가 다시 정격치로 증가하고, 상대적으로 q축 기준전류는 토크를 부하에 맞도록 낮게 유지하기 위하여 감소되며,

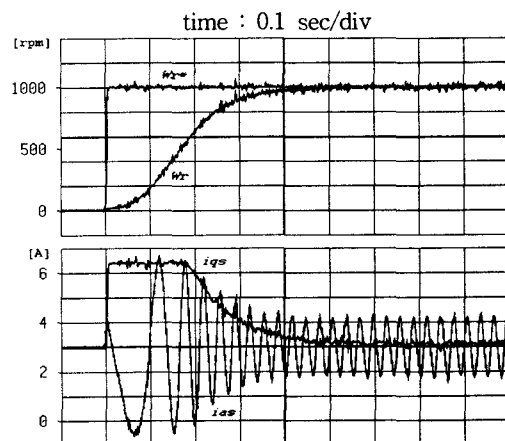
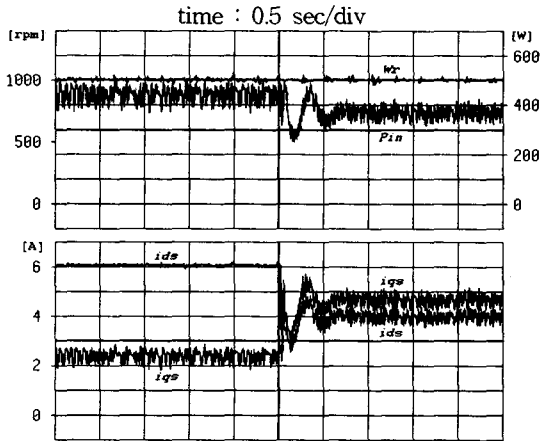
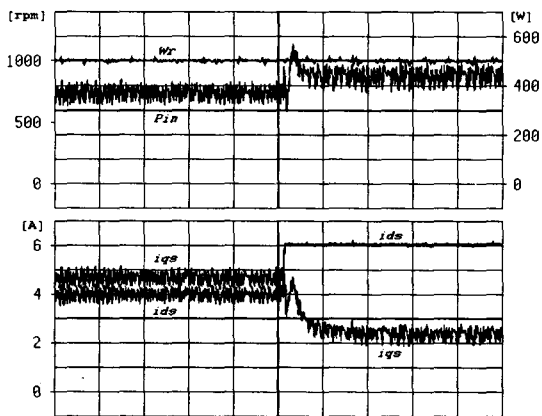


그림 11. 기동 특성(무부하)
Fig. 11 Starting characteristics(No load).



(a) 일정자속제어에서 최대효율제어로 전환되는 경우



(b) 최대효율제어에서 일정자속제어로 전환되는 경우
그림 12. 최대효율제어 모드전환(부하: 300[W])

Fig. 12 Mode transition during maximum efficiency control(Load: 300[W]).

(a) From CFC to MEC (b) From MEC to CFC

이에 따라 전동기의 입력전력이 뚜렷이 증가되고 역시 회전 속도는 안정되게 일정한 값을 유지하고 있는 것을 볼 수 있다.

이상에서 유도전동기가 경부하로 운전될 때 최적비 제어 방식에 의하여 효율개선이 이루어짐을 명백히 확인하였으나, 본질적으로 PWM으로 제어되는 출력파형으로 부터 전동기에 입력되는 전력을 정확히 측정하기가 어려우며 이를 위한 계측기도 마땅하지 않으므로 시뮬레이션에서와 같이 각 부하의 크기나 회전속도에 대하여 효율개선을 정량적으로 측정하기는 곤란하다. 결국, 이와 같은 정량적인 실험은 향후의 과제가 될 것이다.

VI. 결론

본 논문에서는 인버터로 구동되는 유도전동기를 고효율로 제어하는 알고리즘을 제시하였다. 이를 위해 유도전동기를 정확히 모델링하고 해석하여 정상적인 속도제어 기능을 수행 하면서 동시에 최대의 효율을 유지하도록 운전하는 제어알고

리즘을 개발하였으며, 컴퓨터를 사용한 디지털 시뮬레이션을 수행하여 전동기의 부하율이나 회전속도에 따라 효율이 개선되는 효과를 정량적으로 계산하였다. 해석 결과 전동기는 경부하에서 효율개선 효과가 두드러졌으며, 같은 부하율에서는 저속보다 고속영역에서 다소 효율이 더 개선되었다.

제안된 최대효율제어 알고리즘은 전동기가 정상상태에서 운전되고 있을 경우에만 적용되는데, 과도상태에서 이를 적용할 경우에도 효율은 개선되나 시스템의 과도응답특성이 다소 저하된다. 본 논문에서는 시스템 제어기에 전압분리제어 기법을 사용하여 응답특성의 저하를 감소시켰으나, 동특성이 강조되는 응용분야에서는 과도상태에서 운전되는 동안에는 일정자속제어를 적용하고 정상상태에 접근하면 최대효율제어 알고리즘으로 전환하는 스위칭 방식의 제어알고리즘을 사용하는 것이 필요하다.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소의 주관으로 수행되었음.

참고문헌

- [1] M. H. Park and S. K. Sul, "Microprocessor-Based Optimal-Efficiency Drive of an Induction Motor", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. IE-31, No. 1, pp. 69~73, Feb. 1984.
- [2] P. Famouri and J. J. Cathey, "Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-27, No. 1, pp. 32~37, Jan./Feb. 1991.
- [3] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 4, pp. 610~616, May/June. 1985.
- [4] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, and J. G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On-Line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. IE-42, No. 2, pp. 192~198, Apr. 1995.
- [5] 전태원, 유혁재, "고 효율 및 고 동특성을 가지는 전기자동차 구동용 유도전동기 제어", 전기학회논문지, 제45권, 제5호, pp. 667~673, 1996.
- [6] 김홍근, "고효율 벡터제어 유도전동기 구동 시스템에 관한 연구", 전기학회논문지, 제39권, 제11호, pp. 1174~1182, 1990.
- [7] G. O. Garcia, J. C. Mendes Luis, R. M. Stephan, and E. H. Watanabe, "An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. IE-41, No. 5, pp. 533~539, October 1994.
- [8] Peter Vas, *Electrical Machines and Drives, A Space-Vector Theory Approach*, Oxford University

Press, New York, pp. 723~726, 1992.

[9] L. W. Matsch, *Electromagnetic and Electromechanical Machines*, IEP-A Dun-Donnelley Publisher, pp.37~43, 1977.



윤덕용 (尹德鏞)

1958년 5월 19일생. 1981년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~1984년 삼성전자 종합연구소 주임연구원. 1985년

~현재 천안공업전문대학 제어계측과 교수.



최규하 (崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1980년~현재 건국대 공대 전기공학과 교수. 1987년~1988년

미국 오레곤 주립대학교 교환교수. 현재 당학회 재무이사.



홍순찬 (洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임강사.

1978년~현재 단국대 공대 전기공학과 교수. 1986년~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 현재 당학회 학술이사.



백수현 (白壽鉉)

1949년 5월 2일생. 1972년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1977년~현재 동국대 공대 전기공학과 교수. 1993년~1995년 대

한전기학회 재무이사. 현재 대한전기학회 총무이사.



이은웅 (李殷雄)

1944년 8월 14일생. 1971년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1971년~1976년 대전공업전문대학 전기과 조교수. 1976년~

현재 충남대 공대 전기공학과 교수. 현재 충남대 공대 학장.