

# 전기자동차 구동시스템에서의 유도전동기의 최대효율제어 효과( I )

(An Effect of Maximizing Efficiency Control of Induction Motor  
for Electric Vehicle Drive Systems( I ))

최옥돈\* · 김동희\*\* · 노재균\*\*

(Uk-Don Choi · Dong-Hee Kim · Dal-Hae Lee · Chae-Gyun Ro)

## 요 약

본 논문에서는 전기자동차에 적용된 유도전동기의 효율 최대운전을 위한 조건을 제시하였고, 벡터제어 시 전동기의 철손을 고려한 전동기 모델에서의 효율제어기법을 모의시험을 통해 기존의 방식과 비교, 제시하였다. 연구결과는 전기자동차의 구동시스템에서 주행거리 증대를 위해 적용할 예정으로 여기서는 전기자동차에 적용하기에 앞서 직접벡터제어방식의 구동시스템 구성과 모의시험을 통해 그 타당성을 검토하였다.

## Abstract

The purpose of this paper is to evaluate practical advantage in using maximizing efficiency control strategy in induction motor drives for electric vehicles. A maximizing efficiency control strategy consist of a flux estimation with direct field oriented controller is proposed and compared with the general constant flux control strategy. The comparison is carried out by simulation. The results are included to show the effectiveness of the proposed strategy in the electric vehicle applications.

## 1. 서 론

최근 환경문제와 화석연료의 고갈에 대비한 대책의 일환으로 전기자동차 및 하이브리드자동차의 실용화 연구가 꾸준히 이루어져 왔으며, 미국과 유럽은 법 제정에 의한 저공해자동차의 보급을 의무화하고 있어 이에 대한 실용화 연구의 필요성이 증대되고 있다. 전기자동차에서의 유도전동기 구동시스템은 자동차에서 요구되는 가속시간, 최고속도, 등판능력, 일충전 주행거리등을 만족시키기 위하여 고속운전을

위한 약계자 제어, 전지의 전압 이용율을 증대시키기 위한 과 변조 기법, 주행거리 및 제동력 향상을 위한 회생제동과 최대효율운전은 반드시 고려되어야 한다. 특히 전기자동차가 평탄한 길을 주행할 경우는 전동기가 경 부하상태이므로 이 영역에서의 효율 향상은 매우 중요하다. 이러한 관점에서 부하에 따라 전동기의 여자전류를 조절하여 경 부하 시 효율을 개선하는 방법이 제시되고 있다[1],[2]. 본 논문에서는 직접 벡터제어를 이용하여 철손을 고려한 벡터제어 시 유도전동기의 등가회로부터 여자전류와 토크전류의 비에 따라 임의의 부하에 대해 효율을 최대로 하는 조건 식을 유도하고 이 조건 식을 이용한 최대 효율 제어 기법을 모의시험을 통해 비교하였다.[3]

>정회원 : 현대중공업 기전연구소 책임연구원  
\*\*정회원 : 영남대 공대 전자정보공학부 교수  
접수일자 : 2000년 6월 29일

## 2. 제어 시스템의 구성

전기자동차용 전동기 제어시스템은 DSP와 실시간 연산을 통한 직접백터제어 방식으로 회전자 자속을 추정한다. 이때 전동기의 동기모델에서 P. L. Jansen 이 제안한 페루프 자속 추정기를 이용하여[1] 고정자의 전압 방정식을 이용한 전압모델과 회전자의 전류 방정식을 이용한 전류모델의 조합으로 저속에서는 전동기의 전류와 회전자의 속도를 이용하는 전류모델을, 고속에서는 전동기의 전압과 전류를 이용하는 전압모델로 자속을 추정하여 넓은 속도범위에서 정확한 회전자 자속 추정이 가능하며, 철손을 고려한 최대효율제어 시스템을 구성하였다[2],[3],[4],[10]. 그림1은 최대효율 제어기의 블록도이다.

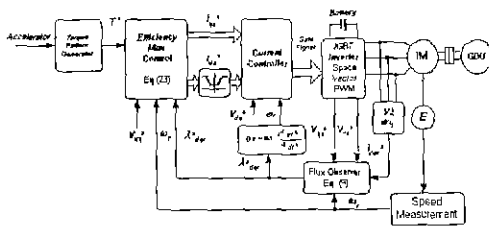


그림 1. 제어기 블록다이어그램  
Fig. 1. Controller Block diagram

## 3. 자속관측기의 구성

### 3.1 전류 모델 회전자 자속 관측기

전동기의 모델링으로부터 전류모델 자속추정을 위한 지배방정식은 고정자 전류와 회전자 속도를 이용하여 식(1), 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$d\hat{\lambda}_{dr}^s / dt = \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds}^s - \frac{R_r}{L_r} \hat{\lambda}_{dr}^s - \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (1)$$

$$d\hat{\lambda}_{qr}^s / dt = \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs}^s - \frac{R_r}{L_r} \hat{\lambda}_{qr}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (2)$$

여기서 :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  회전자시정수  $R_r, R_s$  : 회전자 및 고정자저항  $\omega_r$  : 회전자각속도  $L_r, L_s$  : 회전자 및 고정자 자기인덕턴스  $L_m$  : 상호 인덕턴스  $\hat{\lambda}_{dr}^s$ ,

$\hat{\lambda}_{qr}^s$  : 정지 좌표계에서의 d축 및 q축 회전자 자속 추정치  $i_{ds}^s, i_{qs}^s$  : d축 및 q축 고정자 전류를 나타낸다. 전류모델 자속추정기의 정확도는 전동기의 운전속도와 무관하지만 회전자 시정수의 변동에 민감하다.

### 3.2 전압 모델 회전자 자속 관측기

전압모델은 고정자 전압과 전류만을 사용하고 회전자 속도정보를 필요로 하지 않으며 고정자 전압 방정식으로부터 정지 좌표계 기준 고정자 자속을 (3) 식과 (4)식으로 나타낼 수 있다

$$\hat{\lambda}_{ds}^s = \int_0^t (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (3)$$

$$\hat{\lambda}_{qs}^s = \int_0^t (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (4)$$

이때 고정자 누설자속에 대한 성분을 고려하여 정지 좌표계 기준 회전자 자속을 구하면 식 (5), (6)과 같다. 여기서  $\hat{\lambda}_{ds}^s, \hat{\lambda}_{qs}^s$  는 각각 정지 좌표계에서의 d축 및 q축 고정자 자속 추정치이며,  $v_{ds}^s, v_{qs}^s$  는 정지 좌표계에서의 각각 고정자 d축 및 q축 전압이다.

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (5)$$

$$\hat{\lambda}_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad (6)$$

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

전기자동차의 구동시스템에서는 운전조건에 따라 저속에서는 전류모델을 이용하고 고속에서는 전압 모델을 이용하는 페루프 자속 추정기를 사용함으로써 넓은 속도 범위에서의 정확한 회전자 자속을 추정 할 수 있다[1],[2]. 그림2 는 전류모델과 전압모델을 이용한 페루프 자속 추정기로 전류모델의 회전자 자속추정치와 전압모델의 자속추정치는 각각 식(7)과 식(8)로 표현할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{dr-cm}^s = \frac{L_m}{1 + T_{r\beta}} i_{ds}^s \quad (7)$$

$$\hat{\lambda}_{dr-vr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (8)$$

$\hat{\lambda}_{dr-vr}^s, \hat{\lambda}_{qr-cm}^s$  는 각각 정지 좌표계의 전압모

델과 전류모델에서의 회전자 자속 추정치이고,  $\hat{\lambda}_{dr}^s$ 는 정지 좌표계의 고정자 자속,  $i_{dr}^s$ 는 정지 좌표계의 고정자 전류이며,  $p$ 는 미분연산자를 뜻한다. 본 연구에서는 속도에 따른 정확한 자속의 추정을 위해 전류 모델의 회전자 자속은 저주파 통과 필터를, 전압 모델의 회전자 자속은 고주파 통과 필터를 거쳐 구해진 자속은 식 (9)와 같다.

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = [HPF] \hat{\lambda}_{dr-sm}^s + [LPF] \hat{\lambda}_{dr-cm}^s \quad (9)$$

직접벡터 제어를 가능하게 하는 자속과  $\theta_e = \tan^{-1} \frac{\hat{\lambda}_{dq}^s}{\hat{\lambda}_{dr}^s}$ 은 식(9)로부터 구할 수 있으며, 여기서 필터의 차단 주파수는 60[Hz]로 하였으며, 자속 추정기는 고속시 전동기 상수에 둔감하고 저속시 측정 오차와 고정자 저항 오차에 대해 강인한 특성을 갖게 된다. 여기서  $\hat{\lambda}_{dr}^s$ 는 정지 좌표계에서의 회전자 자속추정치이고, [HPF]는 고주파 통과 필터, [LPF]는 저주파 통과 필터를 각각 의미한다.

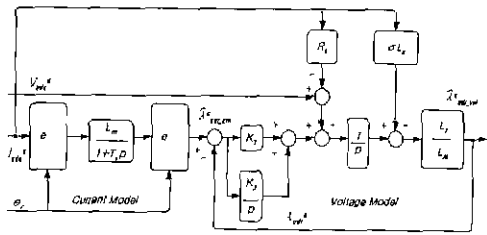


그림 2. 전류모델과 전압모델을 이용한 폐루프 자속추정기  
Fig. 2. Closed loop Flux Estimator using the Voltage Model and Current Model

### 4. 최대 효율 운전

최대효율 제어에는 온라인 최적화 방식과 오프라인 최적화 두 가지 방법이 있으며, 전자는 측정된 입력과 출력에 따라 온라인으로 최적인전점을 결정하기 위한 피드백 제어알고리즘과 추가적인 센서를 필요로 하며[6], 이 방법은 온라인으로 전동기의 파라미터를 동정하기 위한 많은 계산을 필요로 한다. 후자는 전류당 최대 토크비 제어 또는 일정 전류비 제어라 하며, 이 방식은 회전자 자속과 동기된 d, q 기

준 좌표계에서 고정자 전류의 두 성분을 동일하게 유지하므로 자속 기준 제어 방식에서 쉽게 구현 될 수 있으나 전동기의 시정수 변동에 매우 민감한 특성을 가지고 있다. 본 논문에서는 온라인 방식을 사용하였다.

### 4.1 최대 효율제어 원리

#### 4.1.1 벡터제어와 유도전동기의 효율

본 연구에서는 철손을 고려한 벡터제어 시 유도전동기의 등가회로부터 여자분 전류와 토오크분 전류의 전류비에 의해 임의의 부하에 대해 효율을 최대로 하는 간단한 조건 식을 이용하여 최대 효율제어를 구현하였으며 그 조건을 다음과 같이 가정한다 [3],[9].

- i) 자기 회로의 포화현상, 기계손, 표유부하손, 온도에 의한 저항 변화 등은 고려하지 않는다.
- ii) 시간적 및 공간적 기본파 성분만 고려한다.
- iii) 철손은 자속밀도의 제곱에 비례하고, 주파수의 1.6승에 비례하는 것으로 한다.

철손을 고려한 유도전동기의 벡터제어 등가회로는 그림 3 과 같이 나타낼 수 있다.

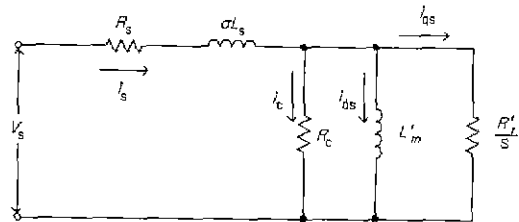


그림 3. 벡터제어 유도전동기의 T형 등가회로  
Fig. 3. T-type Equivalent Circuit of Vector Controlled Induction Motor

여기서  $R_c$  : 철손저항  $R_{ec}$  : 등가 철손저항  $\omega$  : 전원각주파수  $\omega_s$  : 슬립주파수  $p$  : 극수  $i_{ds}$  : 여자분전류  $i_{qs}$  : 토오크분 전류  $s$  : 슬립을 나타낸다.

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}, R_c = \alpha \frac{(\omega L_m)^2}{R_{ec}} \quad (10)$$

$$R'_r = \alpha^2 R_r, L'_m = \alpha L_m, \alpha = \frac{L_m}{L_r}$$

철손을 고려한 벡터제어 시 고정자전류  $i_s$ 와 슬립주

파수  $\omega_s$ 는 식 (11)과 식(12)로 각각 나타낼 수 있다.

$$i_s = \sqrt{(i_{qs} + i_c)^2 + i_{ds}^2} \quad (11)$$

$$\omega_s = \frac{R'_r i_{qs}}{L'_m i_{ds}} = \frac{R_r i_{qs}}{L_r i_{ds}} \quad (12)$$

철손분 전류  $i_c$  와 발생 토오크는 각각 식(13)과 식(14)와 같다.

$$i_c = \frac{\omega L'_m i_{ds}}{R_c} = \frac{R_{ec} i_{ds}}{\omega L_m} \quad (13)$$

$$T = 3pL'_m i_{ds} i_{qs} \quad (14)$$

유도전동기의 총 손실은 고정자와 회전자손, 고정자와 회전자 철손의 합으로 식(15)와 같이 나타낼 수 있다.

단,  $R_{ec} = k\omega^{1.6}$ ,  $R_{ec} \ll (\omega L_m)^2$  라고 가정한다.

$$W_{total} = 3R_s i_s^2 + 3R'_r i_{qs}^2 + 3R_c i_c^2 + W_m = 3[(R_s R'_r) i_{qs}^2 + (R_s + R'_{ec}) i_{ds}^2 + 2(\frac{R_{ec}}{\omega L_m}) R_r i_{ds} i_{qs}] \quad (15)$$

단,  $R'_{ec} = aR_{ec}$  이며

등가철손저항  $R_{ec}$  는 전원 주파수에 따라 변하므로 앞에서의 가정으로부터 등가 철손 저항  $R_{ec}$ 는 전원주파수  $f$  의 1.6승에 하므로 식(16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{ec} = R_{ecr} \times (\frac{f}{f_r})^{1.6} \quad (16)$$

여기서,  $R_{ecr}$  는 정격주파수  $f_r$  에서의 철손 저항이다. 또한, 전동기의 축 출력은 식(17)과 같다.

$$P_o = \omega_r T \quad (17)$$

그림3의 등가회로에서 임의의 속도와 부하 토오크에 대해 전동기의 손실을 쉽게 구할 수 있으며, 전동기의 효율은 (18)식으로 구해진다.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + W_{total}} \times 100 \quad (\%) \quad (18)$$

### 4.1.2 최대 효율 조건

전동기의 임의의 부하에 대해 효율을 최대로 하는 조건은 토오크분 전류와 여자분 전류의 비를 적절히

결정하여 부하에 따른 최적의 자속을 인가하는 것으로 이를 위한 전류의 비를  $\beta = \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$  라고 하면 식(14)

로부터

$$i_{ds}^2 = \frac{T}{(3pL'_m \beta)} \quad (19)$$

$$i_{qs}^2 = (\frac{T}{3pL'_m}) \beta^2 \quad (20)$$

을 구할 수 있다. 이것을 식(15)에 대입하여, 전동기의 손실을  $\beta$  의 함수로 식(21)로 표현 할 수 있다.

$$W_{total} = (R_s + R'_r) (\frac{T}{pL'_m}) \beta + (R_s + R'_{ec}) (\frac{T}{(pL'_m \beta)} + 2[\frac{R_{ec}}{(\omega L_m)}] R_r \frac{T}{(pL'_m)}) \quad (21)$$

임의의 부하 조건에서 전동기 효율을 최대화하기 위해서는 운전 중 손실을 최소화해야 하며, 이것을 실현하기 위한 최대효율조건은  $\frac{dW_{total}}{d\beta} = 0$ 의 해를 통해 구해진다 따라서, 최대효율조건은 식 (22) 와 같고,

$$\beta = \sqrt{\frac{(R_s + R'_{ec})}{(R_s + R'_r)}} \quad (22)$$

$$i_{ds}^* = \sqrt{\frac{T^*}{(3pL'_m \beta)}} \quad (23)$$

$$i_{qs}^* = \frac{T^*}{(3pL'_m i_{ds}^*)}$$

식(22)에서 엄밀하게는  $\omega$  및  $R_{ec}$ 도  $\beta$  의 함수로 미분의 영향을 받지만, 회전수를 고정된 경우 그 값은 각각 일정하다고 볼 수 있다. 여기서  $\beta$ 는 동작주파수에 따라 변할 필요가 있다. 주어진 토오크 지령  $T^*$  에 대해 각각의 전류 지령치는 식(23)으로 구해지며, 여기서 \* 표시는 지령치를 나타낸다. 최대 효율제어 시 실제로는 자기포화 및 제어의 안정성을 고려하여 여자전류의 제어범위를 정격의 25% 이상으로 제한하였다.

## 5. 모의시험

제안한 방식의 타당성 검증을 위해 실제 전기자동차용으로 제작된 전동기의 정수들을 이용하여 모의 시험을 실시하였다. 제어기는 10kHz 스위칭주파수의 SVPWM 방식 IGBT 인버터와 보조전원장치, 전지관리장치, 충전장치로 구성되어 있으며, 제어기의

샘플링 타임은  $100[\mu s]$ 이며, CPU로는 DSP TMS 320C32를 사용하였다. H/W는 NVRAM 28F800과 16 비트 SRAM KM6161002, AD7891, iSPLS1048과 AN8257로 구성하였다. 표 1은 모의시험과 제작된 전기자동차에 탑재된 유도전동기의 사양과 정수를 나타낸다. 모의시험은 우선, 일정자속에 의한 벡터제어와 최대 효율제어 시의 손실 및 출력 상전압과 전류를 통해 비교하였다. 그림4는 일정 자속제어 시의 전동기의 총 손실이고, 그림5는 제한한 방식을 적용하였을 때의 전동기 총 손실이다. 그림4와 그림5에서 알 수 있듯이 일정 자속제어가 최대 효율제어방식에 비해 정적에서 손실이 2 배 이상 크며, 경 부하일수록 차이는 더욱 커지게 된다. 모의시험조건은 전동기의 정격속도  $3,600[\text{rpm}]$ , 최대속도  $10,000[\text{rpm}]$ , 정격 토크  $40[\text{Nm}]$ , 순시 최대 토크  $160[\text{Nm}]$  이다. 모의시험은 정격속도의 2 배인  $7,200[\text{rpm}]$ , 토크는 최대  $160[\text{Nm}]$ 까지로 하였다. 그림6, 그림7, 그림8은 각각

표 1. EV용 전동기 사양 및 정수

전동기 사양 및 정수		
최대출력( $P_o$ )	[kW]	60
효율( $\eta$ )	[%]	93
최대토크( $T$ )	[Nm]	160
정격전압	[V]	195
극수( $p$ )	[pole]	4
정격속도( $N_r$ )	[rpm]	3,600
최대속도( $N_{max}$ )	[rpm]	10,000
고정자저항( $R_s$ )	[mΩ]	20.77
회전자저항( $R_r$ )	[mΩ]	10.37
등가철손저항( $R_{ec}$ )	[mΩ]	95.95
상호인덕턴스( $L_m$ )	[mH]	3.5382
누설인덕턴스( $L_{\sigma_s}, L_{\sigma_r}$ )	[mH]	0.09403

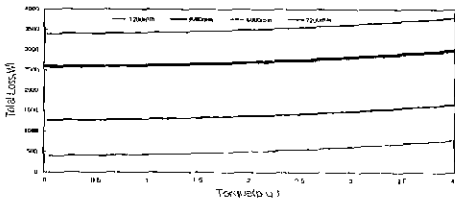


그림 4. 일정 자속 제어 시 전동기 총 손실  
Fig. 4. Motor Total Loss when Constant Flux Control

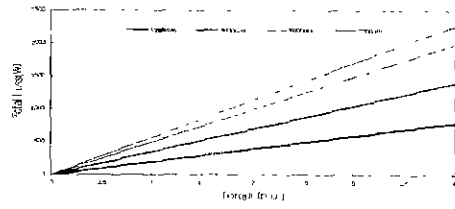


그림 5. 최적 자속 제어 시 전동기 총 손실  
Fig. 5. Motor Total Loss of Optimal Flux Control

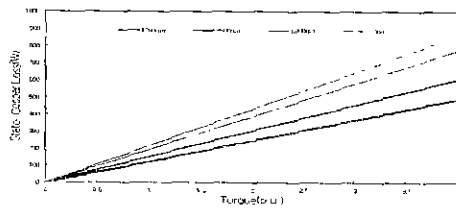


그림 6. 전동기의 고정자 동손  
Fig. 6. Stator Cooper Loss of the Motor

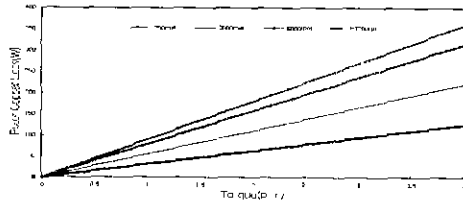


그림 7. 전동기의 회전자 동손  
Fig. 7. Rotor Cooper Loss of the Motor

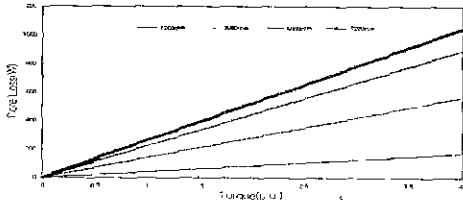


그림 8 전동기 철손  
Fig. 8 Core Loss of the Motor

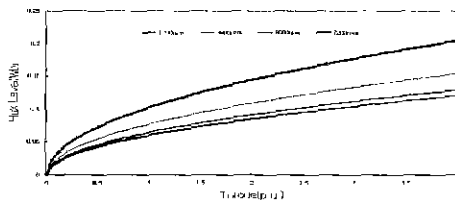


그림 9. 최대 효율제어를 위한 자속 레벨  
Fig. 9. Flux Level for Maximizing Efficiency Control

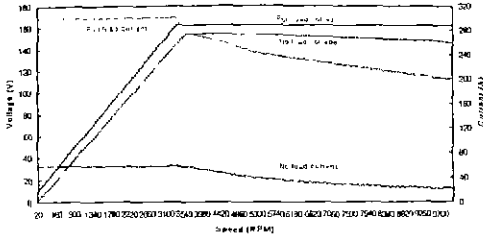


그림10. 일정 자속 제어의 전압-전류 특성  
Fig. 10. V-I Characteristics of Constant Flux Control

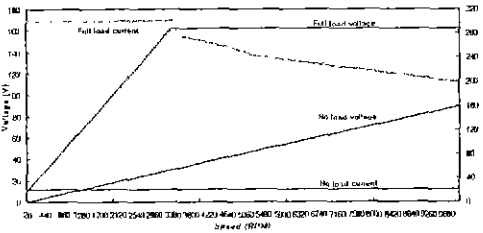


그림11. 최대 효율제어의 전압-전류 특성  
Fig. 11. V-I Characteristics of Maximizing Efficiency Control

전동기의 고정자 동손, 회전자 동손 및 철손이며, 그림9는 최대 효율제어 시 손실을 최소화하기 위한 자속레벨을 나타낸 것이다. 그림10은 일정 자속제어 시 전동기의 무부하와 부하시 전압과 전류의 특성을 나타낸 것으로 가로축은 전동기의 속도이고, 세로축은 전동기에 인가되는 상전압과 상전류를 나타내고 있다. 그림11은 최대 효율제어시의 무부하와 부하시의 전압, 전류를 나타낸 것이다.

그림10과 그림11을 통해서 알 수 있듯이 최대효율 제어의 경우에 경부하 시 입력전압과 전류가 부하 시에 비해 현저히 감소하였다. 따라서 이에 따른 손실이 최소화됨으로서 전동기의 최대효율운전이 가능하게 된다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 유도전동기의 최대효율조건과 시스템구성 및 전기자동차의 주행거리 증대를 위한 방안을 제시하였다. 모의시험결과 10,000 rpm에서 전력을 비교하면 각각 6.2kva 와 2.9kva로 제안된 방식이 기존방식에 비해 우수하다. 따라서, 제안된 방식의 적용 시 전기자동차의 주행거리 증대가 기대된다.

향후 전기자동차에서의 실증시험을 통해 그 결과를 본 논문에서 이어 “전기자동차 구동시스템에서 유도전동기의 최대효율제어 효과(II)” 발표할 예정이다.

## 참 고 문 헌

- [1] P.L.Jansen,R.D.Lorenz,D.W.Novotny,“Observer-Based Direct Field Orientation:Analysis and Comparison of Alternative Methods”, Transaction of IEEE, pp536-543, 1993.
- [2] 최종우, 정대용, 설승기, “철손을 고려한 유도전동기의 벡터 제어”, 전기학회논문지 46권 7호, pp1034-1040, 1997. 7.
- [3] T.Ashigawa, et al,“An efficiency Maximizing Control Method for Induction Motor Used Electric Vehicle Drive”, Transactions of IEE Japan, Vol. 116-D, No.3 March 1996.
- [4] U.D.Choi, J.R.Kwon, J.K.Kim, D.H.Kim, D.H.Lee “A High Efficiency Drive System for Electric Vehicles”, Proceeding of EVS13 Vol. II pp537-443, 1996.
- [5] 電気學會技術報告第637號 “電気自動車に適した電動機”, T. IEE Japan, Vol. 117-D, No 9, 1997.
- [6] A.Consoili, W.Cardaci, G.Scarcella, A.Testa “Efficiency Optimization Techniques in Induction Motor Drives for Electric Vehicles Application”, Proceeding of EVS15, 1998.
- [7] 内藤様太郎, 武藤信義, 高木武夫, 河内芳信, “電気自動車の性能向上を實現した交流駆動システム”日立評論, Vol. 77, No.2, pp 33-38, 1995.
- [8] 高橋勲, “電気自動車用電動機と駆動システムの現状”, 電気學會論文誌 D116巻 11號, pp1091-1092, 平成 8年.
- [9] Tetsuo Tamada, Kouki Matsuse, Masahiko Tsukakoshi and Lip-ei Huang, “A Determining Method of Flux Level for Deadbeat Flux Level Controlled Direct-Field-Oriented Induction Motors using Adaptive Flux Observer”, IEEE, IECON '94 Proceedings, pp287-297, 1994.
- [10] G.G. Garcia, J.C. Mendes Luis, R.M. Stephane E.H. Watanabe, “Fast efficiency maximizer for adjustable speed induction motor drive”, IEEE IECON Proceedings, pp.34-42, 1992.

## ◇ 저자소개 ◇

### 최 욱 돈 (崔旭惇)

1983년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 영남대 대학원 전기공학과 박사 수료. 1985년~현재 현대중공업 기전연구소 책임연구원. EV 전장팀장. 1996년~현재 전력전자학회 평 위원

### 김 동 희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 현재 영남대 공대 전기·전자정보공학부 교수.

### 노 채 균 (盧采均)

1938년 10월 7일생. 1961년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 1982~1983년 미국 쉐넬러 주립대학 교환교수. 현재 영남대 공대 전기·전자정보공학부 교수.