

# 전기자동차용 제어기 및 EV시스템 개발

최옥돈, 김진식, 이종찬, 이재문<sup>o</sup>  
 현대중공업마북리연구소

## Development of EV System and Controller for Electric Vehicles

Uk-Don Choi, Jin-Sik Kim, Jong-Chan Lee, Jae-Moon Lee  
 Hyundai Heavy Industry Co., Ltd

Abstract - This paper focuses on methods of achieving a direct vector control of induction motors for an electric vehicle based on a closed-loop flux observer. Also over-modulation topology and maximum torque per ampere over the entire field weakening region have been implimented. The proposed scheme is verified through the simulation and the experiment using the chassis dynamometer and road load driving test for the induction motor controller and the electric vehicle system

### 1. 서론

전기자동차의 운전조건과 부하특성에 적합한 유도전동기 제어를 위해서는 무엇보다도 정출력영역에서의 운전특성이 매우 중요하다. 차량의 주요성능평가 항목에 해당하는 최고속도 및 가속성능등은 차량의 무게, 기어비, 타이어직경, 전지종류, 공기저항 계수등 여러 파라메타와도 관련이 있지만 제어기 측면에서는 전동기의 상수변동에 강인하고 정지상태에서 고속운전영역 까지 전구간에서 부드러운 운전이 가능하여야 한다. 따라서 본 연구에서는 이러한 특성을 만족 시키기 위해서 직접 자속 기준 제어방식(Direct Field Orientation)을 사용하였으며, 정확한 추정을 위해 정지상태나 저속운전영역에서는 전류모델의 관측기를 그리고 고속운전영역에서는 전압모델의 관측기를 사용하는 폐루프자속관측기(Closed Loop Flux Observer)를 사용하고, 전약계자 영역에서 전동기가 최대 토크를 발생할 수 있는 약계자 제어방식과 고속운전시 전지의 전압을 최대한 활용하여 전동기 입력전압을 높이기 위한 변조방법이 요구 된다. 이를 위해 본 연구에서는 고속운전시 최대출력 토크를 얻기위한 방법 및 과변조기법을 적용하여 시뮬레이션과 시험을 통해 그 타당성을 입증 하였으며, 개발된 제어기로 전기자동차를 제작 Chassis Dynamometer를 이용한 특성시험과 실주행로 시험결과를 제시 하였다.

### 2. 폐루프 자속 추정기(CLFO)

전기자동차용 전동기제어 시스템은 저속과 고속의 전 운전영역에서 부하의 변동이 크며, 이러한 조건이 계속 반복되는 시스템

로 안전성이 무엇보다 중요하다. 따라서 본 연구에서는 제어기의 안전성 및 제어 성능의 향상을 위해 정확한 자속을 알아 낼 수 있는 폐루프 자속 추정기(Closed-Loop Flux Observer : CLFO)를 이용한 직접 벡터제어 방식을 채택 하였다. 이 방식은 유도 전동기 모델로부터 자속에 관한 수식이 고정자 전압 방정식을 이용한 전압모델식과 회전자 전류 방정식을 이용한 전류모델식으로 나타낼 수 있으며 각 모델식의 정확도는 지금까지 일반적으로 알려져 있듯이 전동기의 전압과 전류를 이용하는 전압모델은 전동기 상수의 영향을 거의 받지 않고 정확한 자속정보를 제공하는 반면 전동기 운전 속도가 낮은 영역에서는 역기전력이 작은 관계로 정확도가 떨어지고 전동기의 전류와 회전자 속도를 이용하는 전류모델은 전 운전영역에서 동일한 정확도를 유지하나 전동기 파라메타에 크게 의존한다. 따라서 운전영역에 따라 두 모델을 적절히 선택하여 이용하는 방법이 가장 바람직하다.

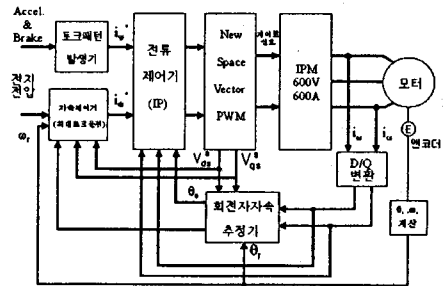


그림 1 제어기 블록도

### 2-1. 전류모델 자속추정기

전류모델 자속 추정기는 전동기 모델링으로부터 고정자 전류와 회전자 속도를 이용하여 구성할 수 있으며 식(1)과 같이 나타낸다.

$$d\lambda_{dr}^s = r_r \frac{L_m}{L_r} i_{dr}^s - \omega_{br} \lambda_{dr}^s \quad (1)$$

$$d\lambda_{dr}^s = r_r \frac{L_m}{L_r} i_{dr}^s - \omega_{br} \lambda_{dr}^s$$

여기서  $\omega_{br}$ 은 전동기 회전자의 자속도이다. 이 식을 회전자 기준 좌표로 변환하여 주파수 영역에서 나타내면 다음 식과 같이 나타낸다.

$$\frac{\lambda_{dr}^s(s)}{i_{ds}^s(s)} = \frac{L_m/\tau_r}{s+1/\tau_r} \quad (2)$$

이 식을 제어기의 프로세서에서 처리하기 위해 z-domain으로 나타내면 식(3) 과 같다.

여기서  $T_s$ 는 샘플링 시간 이다.

$$\frac{\lambda_{dr}^s(z)}{i_{ds}^s(z)} = \frac{[L_m(1-e^{-T_s/\tau_r})]z^{-1}}{1-[e^{-T_s/\tau_r}]z^{-1}} \approx \frac{[T_s L_m/\tau_r]z^{-1}}{1-[1-T_s/\tau_r]z^{-1}} \quad (3)$$

식(3)은 회전자의 자속도를 이용하여 자속을 구하는 것이 아니라 회전자의 위치를 이용하여 자속을 구하는 식으로 엔코더로부터 회전자의 속도를 구하는 것보다 본 연구에서 구현한 T-method을 이용하여 회전자의 위치를 얻는 것이 훨씬 더 정확한 정보를 얻을 수 있으므로 위의 전류 모델 자속식중 회전자 자속 기준 자속 식을 이용한다. 그림2 는 회전자 좌표계에서 자속정보를 얻기 위한 전류모델 자속 추정기의 블록도이다.

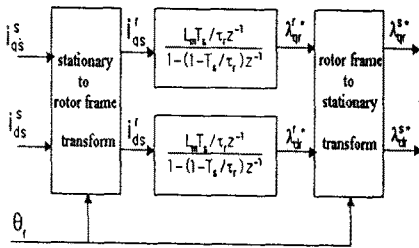


그림 2 회전자 좌표계에서의 전류 모델 자속 추정기

전류모델 자속 추정기의 정확도는 전동기의 운전 속도와 무관하나 전동기의 회전자 시정수  $\tau_r$ 의 변동에 대해 의존적이므로 전류 모델만 이용하여 자속을 추정할 경우는 정확한 전동기 상수의 추정이 요구된다.

## 2-2. 전압모델 자속추정기

전동기의 모델에서 고정자의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\lambda_{ds}^s = \int_0^t (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (4)$$

$$\lambda_{qs}^s = \int_0^t (V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt$$

이때 고정자 누설자속에 대한 성분을 고려하여 회전자 자속을 구하면

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

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

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (7)$$

이 된다. 여기서 고정자 누설 인덕턴스( $\sigma L_s$ )는 식(7) 이다. 전동기의 고정자 전압방정식으로 부터 전압 모델 자속 추정기를 구현하기 위한 블록도는 그림 3과 같다. 그림에서 나타나 있듯이 고정자 자속을 구하는데 필요한 고정자 전압의 적분항이 지역 통과 필터로 구성되어 있다. 이 방법은 순수 적분 대신 저주파 통과 필터를 사용하여 주로 고속 운전영역에서 사용한다.

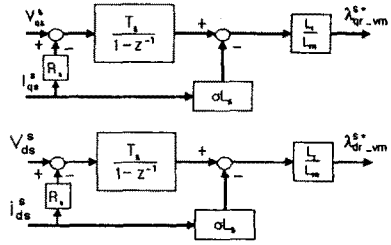


그림 3 고정자 전압방정식을 이용한 전압모델 자속 추정기

본 연구에서는 두 모델을 PI 제어기로 구성하여 저속 운전 영역에서는 전류모델 자속추정기를 그리고 고속 운전영역에서는 전압 모델 자속 추정기를 사용 하였으며 구성도는 그림4 와 같다. 이때 페루프 자속 추정기의 구성에는 서로 간섭을 일으키는 커플링 항이 존재 하지 않는 장점이 있다. 그림에서 보이듯이 PI제어기에서 선정된 제어 이득에 따라 PI제어기의 대역폭보다 전동기의 운전 주파수가 낮을 때에는 전류모델에서 연산된 자속성분이 제어기를 통과하여 우세하게 작용하며, 운전주파수가 높을때에는 전압 모델로부터 연산된 자속 성분이 우세하여 페루프 자속 추정기의 출력을 결정한다. 그림4와 같이 구현할 때 중요한 점은 샘플링 시간  $T_s$ 와 PI제어기의 제어 이득  $K_1, K_2$ 의 선정이다. 샘플링 시간  $T_s$ 는 가능한 짧게 선정하는 것이 좋으며  $K_1, K_2$ 는 PI제어기의 대역폭을 결정하여 전류모델과 전압모델 사이의 천이 주파수 (Transition frequency)를 결정짓는다. 본 연구에서는 전류 모델과 전압 모델 사이의 천이 주파수가 1800 RPM이 되도록 시뮬레이션 및 실험을 통해 선정하였다.

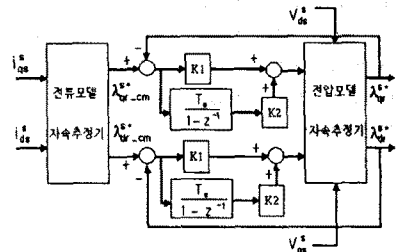


그림 4 페루프 자속 추정기

위의 페루프 자속 추정기를 이용하여  $\lambda_{dr}^s$ 와  $\lambda_{qr}^s$ 을 구하고 이를 이용하여 자속의 크기 및 자속의 위치를 구하며, 이 정보는 직접 벡터제어 및 자속 제어기에 이용된다.

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \quad (8)$$

$$\theta_e = \tan^{-1}(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s}) \quad (9)$$

## 3. 새로운 과변조 기법의 적용

일반적인 공간 전압벡터 PWM 알고리즘에서의 과변조 기법은 구형파 인버터에 비해 출력전압의 기본파가 90.6%에 불과하여 입력 전압을 최대로 이용할 수 없다는 문제점이 있다. 특히 전기자동차용 전동기 제어기처럼 한정된 입력 전원을 가지고 있는 시스템에서 순간적으로 큰 출력을 얻기 위해서는 제어기의 입력전압을 최대한 활용해야 하므로 본 연구에서는 고속운전 영역에서 인버터

의 입력전압을 최대한 활용하기 위해 출력전압의 기본파의 크기를 확장할 수 있는 새로운 과변조 기법을 적용하였다. 기존의 공간전압벡터 PWM은 그림 9의 벡터도 상에서 기준 전압벡터가 삼각형 내부에 존재할 때 삼각형의 두변에 해당하는 전압벡터로 다음과 같이 합성될 수 있다.

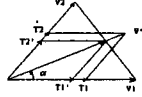


그림 9 육각형 변상 제한 과변조 기법

$$V^* = V_1 \frac{T_1}{T_s} + V_2 \frac{T_2}{T_s} \quad (10)$$

여기서 한 PWM 주기  $T_s$  동안 전압벡터  $V_1$ 와  $V_2$ 를 인가하는 시간  $T_1$ 과  $T_2$  및  $T_0$ 는 위의 식 (10)으로 나타난다. 그러나 기준전압벡터가 육각형 외부에 존재하면 인버터가 한 샘플링 주기 동안 이 기준전압을 발생시킬 수 없게 되고 외부로 벗어난 기준전압벡터의 방향을 그대로 유지시키고, 크기를 육각형의 변상으로 축소하여 출력하는 방법을 사용한다. 이때 스위칭 시간을 나타내면 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} T_1 &= T_s \cdot \frac{T_1}{T_1 + T_2} \\ T_2 &= T_s \cdot \frac{T_2}{T_1 + T_2} \\ T_0 &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

그러나 이방법은 출력전압의 크기를 변조지수 0.956까지 확장할 수 있으나 이런 과변조법에서는 기준전압벡터의 크기가  $V_{dc}/\sqrt{3}$ 보다 더 커지게 되면 인버터의 출력은 비 선형적으로 이루어져 정확한 전류제어가 어렵지만 그림10과 같은 새로운 과변조 기법에서는 이때 출력하지 못한 전압의 크기를 기준벡터가 육각형 내부에 존재하는 구간에서 보상해 주는 방법으로 선형적인 출력전압이 가능하도록 해준다.

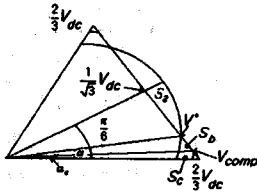


그림 10 새로운 과변조 기법

그림10 에서 기준전압은 원계적을 그리는  $V^*$ 이다. 여기서, 위상각이  $\alpha$ 보다 큰 구간에서는 인버터의 출력범위를 벗어나므로 면적  $S_a$ 에 해당하는 전압을 출력할 수 없다. 그러나 위상각이  $\alpha$ 보다 작은 구간에서는 출력의 여유가 있으므로 기준 전압의 크기를 그림에서 처럼  $V_{comp}$ 로 증가 시키면 면적  $S_b$ 와  $S_c$ 의 전압 부족분을 보상할 수 있는 새로운 과변조 기법을 적용하였다.

### 4. 약계자 영역에서의 최대 토크 제어

유도전동기의 전압방정식은 식(12),(13)과 같다

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (12)$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e - \omega_e L_s i_{qs}^e \quad (13)$$

이 식을 정출력영역에서 고려해 보면, 고정자 저항에 의한 전압 강하성분은 역기전력 성분에 비해 무시할 수 있으므로 이식을 다시 전개하면

$$v_{qs}^e \approx \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (14)$$

$$v_{ds}^e \approx -\omega_e L_s i_{qs}^e \quad (15)$$

과 같다. 여기서 전압 제한조건은 식(16)과 같다

$$v_{smax}^2 \geq v_{dsc}^2 + v_{qsc}^2 \quad (16)$$

위식을 전류에 관한 식으로 다시 전개하면

$$v_{smax}^2 \geq (\omega_e L_s i_{ds}^e)^2 + (\omega_e L_s i_{qs}^e)^2 \quad (17)$$

과 같고 전류 제한 조건은 다음과 같다.

$$i_{smax}^2 \geq i_{ds}^{e*2} + i_{qs}^{e*2} \quad (18)$$

즉 고속운전 영역에서는 위의 전류 제한 조건과 전압제한 조건을 동시에 만족하면서 출력 토크를 최대한 발생하도록 자속을 제어하여야 한다. 이런 최대 토크 발생 알고리즘은 인버터의 입력전압이 일정할 경우에는 비교적 안정된 제어 특성을 보이나, 그림11처럼 인버터 입력전압이 변화하는 경우에는 그 제어의 안정성이 나빠진다.

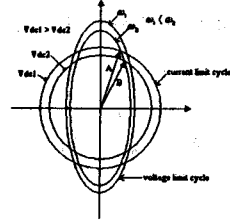


그림 11 입력전압 변화에 따른 최대 출력토크의 변화

그림 11은 인버터의 운전주파수와 입력전압, 즉 전지전압이 동시에 변동하는 경우에 운전가능한 최대 출력 토크의 변화 양상을 보여주고 있다. 원은 전압제한 조건을 나타내고 타원은 전류제한 원을 나타낸다. 인버터의 입력전압이  $V_{dc1}$ 으로 항상 일정 할 경우에는 일정 운전 주파수에서 최대 출력토크는 항상 A점으로 고정되나 전기자동차용 인버터의 경우는 부하량에 따라 전지 전압이 떨어지므로 이때 최대 토크 출력이 가능한 운전점은 B점으로 움직이게 된다. 위 그림에서 보이듯이 인버터의 운전 주파수 및 입력전압이 변동하는 경우에는 최대 출력 토크 운전점이 주파수 및 전압 두가지 요인에 의해 영향을 받음을 알 수 있다. 위 그림으로부터 운전점 A로부터 B로 이동하는 속도가 제어기의 안정성에 큰 영향을 줄 수 있음을 알 수 있다. 즉 축전지 조건 및 운전 주파수의 변동에 따라 운전 가능한 점이 A점에서 B점으로 변화함을 제어기에서 감지하여 현재 운전점을 변화 시켜주지 않으면, 제어기의 출력 불가능 영역을 제어하려고 시도하다가 오버플로우가 발생하는 상황이 생긴다. 따라서 전기자동차용 제어기는 자속제어기 및 토크제어기가 고속운전영역에서 항상 안정영역에서 동작하도록 제어 이득 및 제한 조건을 적절히 설정해 주어야 한다.

## 5. Simulation

본 연구에서 구현하고자 하는 제어기의 이론적 타당성을 입증하기 위해 시뮬레이션을 수행한다. 시뮬레이션의 모든 조건은 실제 실험을 하게될 조건과 일치시켰으며, EV용 전동기의 파라미터는 제작한 모터의 값을 이용하였고 스위칭 소자는 동작이 이상적이라는 가정 하에 PWM전압을 전동기 모델에 직접 인가하였다. 다음 그림 12는 전동기의 회전자 시정수를 실제 값의 0.7배 ( $T_r = 0.7T_r$ )을 이용 하였을때 페루프 자속 추정기(CLFO)의 직접 벡터 제어방식의 성능을 시뮬레이션한 결과 이다

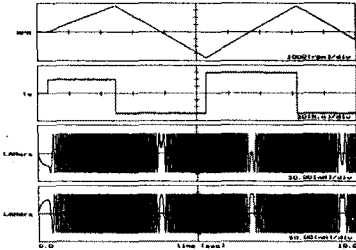


그림 12 페루프 자속추정기를 이용한 직접벡터제어( $T_r = 0.7T_r$ )

여기서 자속추정기의 전류 모델과 전압 모델 사이의 차이 주파수는 1800 RPM이 되도록 선정 하였으며, 전류제어기는 동기 좌표계에서의 비간섭 IP제어기를 이용 하였다. 시뮬레이션 조건은 전동기의 회전 속도를 +3600RPM에서 -3600RPM 사이를 번갈아 지령 토오르크를  $\pm 60$  Nm로 주었을때 출력 결과값이다. 시뮬레이션에서는 백터제어가 잘 수행됨을 보였고 새 번째와 네 번째 그래프는 회전자 자속  $\lambda_{rd}$ 와  $\lambda_{rq}$ 을 나타낸다.

그림13은 최대출력 시뮬레이션결과로 축전지의 모델링, 차량의 모델링, 제어기의 모델링등을 가능한 실제 시스템과 같도록 하였으며, 시뮬레이션 변수들도 실제 상황과 같도록 하였다.시뮬레이션은 최대출력으로 운전하여 차량속도가 100 km/h에 도달하면 회생동작으로 차량을 제동하도록 하였으며, 위로부터 차량속도, 인버터 출력전력, 전동기 출력토크, 축전지 전압을 나타내며 제어기는 전 운전영역에서 안정된 제어특성을 보여 주고 있다.

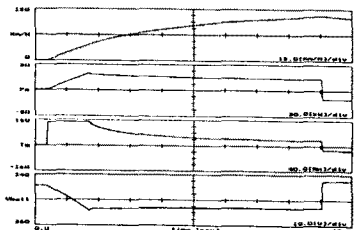


그림 13 전기자동차 최대 출력 시뮬레이션결과

시뮬레이션 결과 초기 축전지 전압이 약 321V였으나 운전시 거의 286V 까지 떨어졌으며, 가속이 모두 끝나고 회생 동작에 들어갔을때에는 축전지 전압이 약 330V이상으로 상승 하였다. 따라서 EV제어기는 이러한 상황을 잘 고려 하여 전동기를 제어해야 한다.

## 6. 시험결과

제안된 방식을 적용한 전기자동차용 제어기와 EV용전동기(60kW)를 다이노메트로 부하시험을 실시 하여 정 출력 영역에서의 토오르크 특성을 파악하고, 전기자동차를 제작하여 Chassis Dynamometer 와 실 주행로시험을 통해 EV 시스템의 특성시험을 실시 하였다. 그림14는 전기자동차용 전동기와 제어기를 조합하여 부하시험을 통해 도출된 속도-토오르크 특성을 나타낸것으로 시뮬레이션결과와 부하시험결과가 고속에서 거의 일치함을 알 수 있다.

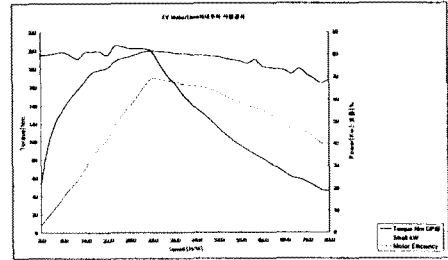


그림 14 시제품 부하시험 결과

그림 15는 개발된 전동기와 제어기를 탑재하여 제작한 전기자동차의 내부 모습이다.

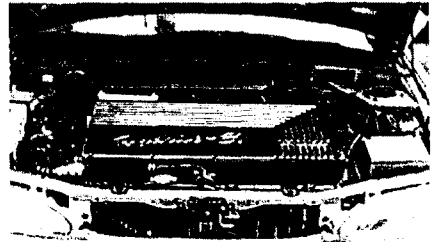


그림 15 개발된 제어기가 탑재된 전기자동차(ACCENT)

그림 16은 본 연구에서 제시한 약제자 영역에서의 전류 및 전압제한을 고려한 최대 토크 제어 방법을 적용하여 Chassis Dynamometer로 가속성능을 시험한 결과이다.

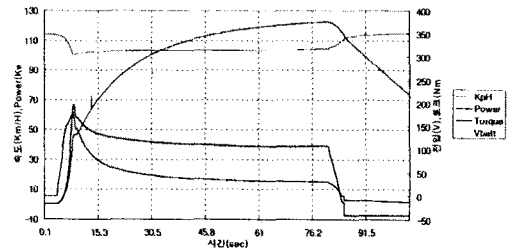


그림 16 전기자동차 가속성능 시험결과

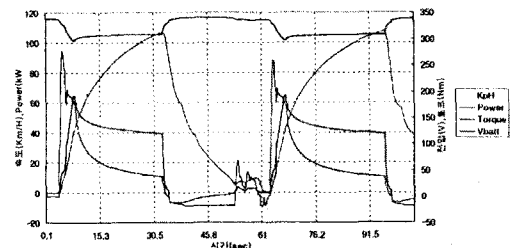


그림 17 전기자동차 도로주행 시험결과

그림 17은 전기자동차 도로주행시 현차시험 결과를 계속한 것으로 위로부터, 전지전압, 차량속도, 출력, 발생토크를 나타낸다. 그래프에서 감속시 토크 및 출력은 음(-)으로 되어 제동력으로 작용하고 이때 회생 에너지는 전지를 충전하게 되어 1충전 주행 거리를 연장하는데 도움이 된다.

## 7. 결론

축전지로 구동되는 전기자동차용 제어기는 부하와 축전지 상태에 따라 단자 전압이 변하며, 이러한 조건을 고려하여 전 운전영역에서 안정하고 전기자동차의 성능을 만족 시키도록 설계 되어야 한다. 이를 위해 제안한 페루프 자속관측기를 이용한 직접벡터제어 기법과 고속시 출력전압 증대를 위한 과변조기법, 정 출력 영역에서의 전압과 속도의 변동시 최대토크 출력을 위한 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션과 부하시험, EV시스템의 실부하 시험 및 현차시험을 통해 그 타당성을 검증 하였다. 제안한 제어방식을 적용한 경우 부하시험결과 정 출력영역인 고속에서의 토크, 출력특성은 비교적 양호한 반면 최고속도 주행시험, 가속성능 시험등에서는 Chassis Dynamometer 시험 결과와 시뮬레이션결과 및 도로 주행시험결과 부하 조건의 차이로 인해 정확히 일치 하지 않았지만 경향은 비슷한 것으로 나타났다. 앞으로 EV시스템의 성능 개선을 위해 정확한 부하조건에서의 보다 많은 시험이 필요하며 승차감 향상등을 위한 연구도 병행하여야 할것으로 생각된다.

## 참 고 문 헌

[1] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rotating Machines," *Simens Review*, vol. 39, No. 5, pp. 217-220, 1972

[2] C.Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational transducers," *Conf. Rec. IEEE IAS*, pp. 493-499, 1989

[3] Fang-Zheng Peng, Tadashi Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors," *Conf. Rec. IEEE IAS*, pp. 419-426, 1993

[4] A.Fratta, A.Vagati, F.Villata, "Vector Control of Induction Motors without Shaft transducers," *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 839-846, 1988

[5] U.Baader, M.Depenbrock, "Direct Self Control of Inverter-fed Induction Machine, A Basis for Speed Control without Speed Measurement," *IEEE IAS*, pp. 486-492, 1989

[6] T. Ohtani, "A New Method of Torque Control Free from Motor Parameter Variation in Induction Motor Drives," *Conf. Rec. IEEE IAS*, pp. 203-209, 1986

[7] Masato Koyama et al, "Microprocessor-Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, No. 3, pp. 453-459, 1986

[8] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 1986

[9] Peter Vas, *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machine*, Clarendon Press. Oxford, 1993

[10] P.S. Bimbhra, *Generalized Circuit Theory of Electrical Machines*, Khanna Publishers, 1975

[11] D.W. Novotny et al, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive," *PESC. REC. APRIL*, pp. 870-876, 1988

[12] Edward Y.Y HO, Paresh C. Sen, "Decoupling Control of Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, No. 2, pp. 253-262, May, 1988,

[13] Geng Yang, Tung-Hai Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, No. 4, pp. 820-824, 1993

[14] Hisao Kubota, Kouki Matsuse, "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation," *Conf. Rec. IEEE IAS*, pp. 414-418, 1993

[15] Hirokazu Tajima, Yoichi Hori, "Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine," *Conf. Rec. IEEE IAS*, pp. 385-391, 1991