

# 독립 구동형 전기자동차의 추진 시스템 제어 기법

朴正雨, 河會頭, 金興根

## A Traction System Control Method for 2 Motor Driven Electric Vehicle

Jung-Woo Park, Hoi-Doo Ha, Heung-Geun Kim

### 요 약

매입형 영구자석 동기전동기와 인버터, 그리고 추진제어기로 구성된 추진시스템을 갖는 독립 구동형 전기자동차에 대하여 파라미터 변동특성을 반영하는 전동기 제어기법과 주행특성을 개선한 새로운 추진제어기 기법을 제시하였다.

기존의 방식과는 다르게 전동기의 등가파라미터인  $L_d$ 와  $L_q$ 의 변동을 전류의 크기뿐만 아니라 전류 위상각의 관점에서 고려하였으며, 해석적인 방법으로 전 영역에 대한 변동 곡선을 제시하였다. 그리고  $L_d$ 와  $L_q$ 에 대한 변동을 신경회로망을 이용하여 추정기를 구성한 후 신경회로망 추정기를 갖는 매입형 영구자석 동기 전동기용 벡터제어 기법을 제시하였다. 또한, 추진제어기는 토크 분배 기능과 토크약화제어 기능을 구비하도록 만들어졌으며, 선회 조종성과 슬립율이 안정 영역 내에서 운전 되도록 개선된 추진 제어기를 제시하였다. 제안된 제어기의 동특성을 실험과 모의 실험을 통하여 검증하였다.

### ABSTRACT

When traction system of 2-motor driven electric vehicle(EV) is consisted of two motors(IPMSM), two inverters, and one traction controller, control performances of IPMSM for an electric vehicle is affected by parameter variation because of large current magnitude and wide current phase angle. To solve this problem, new parameter estimator for  $L_d$  and  $L_q$  is constructed by neural network technique. And new vector control algorithm with parameter estimator by neural network is proposed for IPMSM. And also, an advanced traction control algorithm is proposed using fuzzy controller in order to enhance the driveability of two-wheel drive EVs with fitted with a traction control system.

Performances of the proposed algorithm are examined by simulations and the experimental results with respect to the prototype IPMSM and EV.

**Key Words:** Electric Vehicle, IPMSM, Vector Control, Estimator, Traction Control

### 1. 서론

지구 온난화와 대기 보존법에 대응하기 위한 각 분야의 환경 친화적인 기술 개발이 요구되고 있는 국제적인 조류 속에서, 교통 및 수송 분야에서의 대처 방법 중 하나로 전기자동차에 대한 연구가 전세계적으로 추진 중에 있다. 특히, 미국

에서 판매 차량의 일정 비율을 무공해 자동차가 차지하도록 하는 의무적인 강제 규제 안이 통과되면서 국내에서는 수출 전략 측면에서 더욱 주목을 받고 있다.

전기자동차에서의 핵심 기술은 주행거리 향상과 경량화로 요약되며, 전지 분야에서의 고출력밀도와 고에너지 밀도를 갖는 전지 개발과 더불어, 전동기 분야에서는 고출력 밀도와

고효율 특성을 갖는 전동기 개발에 대한 연구가 국·내외적인 주요 연구 분야이다.

고효율과 고회전 밀도의 특성을 갖는 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM)가 유도전동기 보다도 전기자동차의 견인 전동기로서 더욱 적합하다고 판단되며, 전동기 2대로 구동되는 독립 구동형 전기 자동차 용도로 IPMSM 전동기를 개발한 바 있다.<sup>(1)</sup>

전동기 2대로 구동되는 독립 구동형 전기자동차의 추진시스템은매입형 영구자석동기전동기(IPMSM)와 인버터, 그리고 추진제어기로 구성되어 있다.

그런데 전기자동차 용도로 사용되는 전동기의 운전 조건은 부하 변동률이 매우 크고 정격전류가 크며 사용하는 속도 영역이 넓기 때문에 IPMSM의 등가 파라미터인  $L_d$ ,  $L_q$ 의 변동이 크게 나타나는 특성을 갖고 있다. 이러한 현상 때문에 파라미터 변동을 고려하지 않고 벡터제어를 수행하게 되면 전류제어기 특성이 나빠지며 특정 속도 이상에서 속도 추종성이 깨어지는 심각한 문제점을 초래할 수 있다. 그리고 독립 구동형 전기자동차에는 종래의 자동차에서 사용하였던 차동기어를 갖고 있지 않기 때문에 경량화를 꾀할 수 있지만 좌우 구동륜을 동일한 토크로 구동하였을 때는 바퀴에서 슬립율이 크게 발생하여 종래의 자동차와 같이 조종 성능이 저하될 수 있다.

따라서 부하크기와 운전 속도에 따라 크게 변동되는 파라미터 특성을 제어기에서 반영할 수 있는 전동기 제어기법과 독립 구동형 전기자동차의 주행특성을 개선하기 위한 추진제어 방식이 요구된다.

기존의 방식<sup>(2,3,7,8)</sup>에서는 파라미터 변동을 전류의 크기만의 함수로 전제하고, 전류의 크기에 따라  $L_q$  파라미터만 선형적으로 변동하는 것으로 모형화하여 사용하였지만, 정확하게는 전류의 크기뿐만 아니라 전류 위상각에 따라서  $L_d$ 와  $L_q$  파라미터가 변동된다는 것을 해석적인 방법을 이용하여 제시하였으며 실험으로 검증하였다. 그리고  $L_d$ 와  $L_q$  변동 곡선을 이용하여 신경 회로망 기법을 적용한 파라미터 추정기를 구성하여 전류제어기의 파라미터를 보정해주는 개선된 벡터제어 방법을 제시하였다.

독립 구동형 전기자동차 자체가 새로운 시스템이기 때문에 추진제어 방식에 대하여 거의 연구되지 않은 분야로, 토크분배 기능과 토크약화제어 기능을 구비하도록 추진제어기를 만들었다. 토크분배 기능은 운전자가 요구하는 단일 토크 값을 운전 상태에 따라 좌우 전동기에서 부담해야하는 토크 값으로 분배해 주는 역할을 하는 것으로 토크분배 제어 규칙을 이용하였고, 노면 조건과 바퀴에서의 슬립율에 따라 전동력을 안정적으로 전달할 수 있는 영역과 비 안정 영역으로 구분되는데, 본 논문에서는 항시 안정 영역에서 운전되도록 퍼지제어기를 이용하여 토크 약화 제어를 수행함으로써 슬립율이 안정 영역 내에서 운전되도록 개선된 추진제어기를 제시하였다.

## 2. 독립 구동형 전기자동차

### 2.1 시스템 특징

전동기 2대 구동형 전기자동차는 전동기 한 대로 구동되는 전기자동차와는 다르게 좌우 구동 바퀴에 전용의 전동기가 각각 구동을 담당하는 시스템으로, 독립적으로 좌우 구동륜을 제어할 수 있어 주행특성을 개선시킬 수 있는 자유도를 가지고 있으며, 전동기 한 대로 구동되는 전기자동차에서 필요로 하였던 차동기어(Differential Gear)와 동력전달 요소(Axle)를 제거할 수 있기 때문에 차체를 경량화시킬 수 있는 장점이 있다. 또한 대상 차에 대한 사양이 결정되면 요구되는 속도대 토크 사양을 2대의 전동기로 분담하기 때문에 상대적으로 소형 전동기로 추진시스템을 구축할 수 있으며 궁극적으로 바퀴에 전동기를 내장하거나 부착하는 추진시스템 구축을 가능하게 하여 조밀 구조화가 가능해지고, 전동기에 의한 무게중심을 대칭적으로 낮게 분산시킬 수 있는 장점을 가지고 있다.

그림1에 전동기, 감속기, 그리고 바퀴로 구성된 독립된 2개의 구동장치를 갖는 독립 구동형 전기자동차 사진을 나타내었다. 그리고 독립 구동형 전기자동차 용도로 설계·제작한 매입형 영구자석 동기 전동기의 등가 파라미터는 표 1과 같다.<sup>(1, 4)</sup>

표 1 독립구동형 전기자동차용 IPMSM의 파라미터  
Table 1 Parameters of IPMSM for EV

파라미터	기호	단위	값
영구자석에 의한 상당 역기전력	$E_0$	[V]	82.6
상당 자속밀도	$\phi_f$	[Web]	0.08764
상 저항	$R_a$	[ $\Omega$ ]	0.0404
d축 리액턴스	$X_d$	[ $\Omega$ ]	0.42
q축 리액턴스	$X_q$	[ $\Omega$ ]	0.78
부하각	$\delta$	[deg]	40.7
전류 위상각	$\gamma$	[deg]	22
역률각	$\psi$	[deg]	22.73
상 전류	$I_a$	[A]	85
합성 토크	$T_{tol}$	[Nm]	47.32
전자기적 토크	$T_m$	[Nm]	42
릴러턴스 토크	$T_R$	[Nm]	5.1
최대 출력 (2080rpm)	$P_{omax}$	[kW]	49.3
최대 전류 (2080rpm)	$I_{max}$	[A]	300

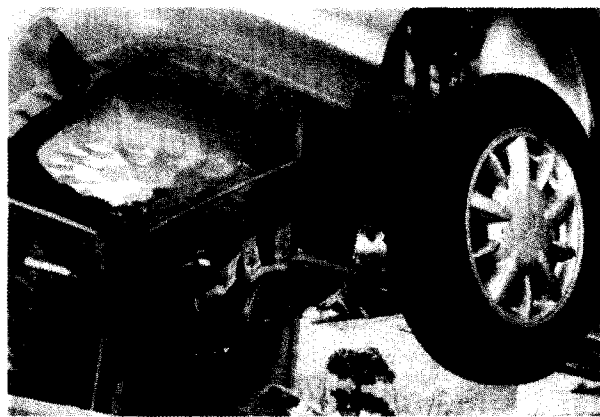


그림 1 IPMSM 2대로 구동되는 독립구동형 전기자동차  
Fig. 1 2 Motor driven EV (IPMSM)

## 2.2 운전 특성

전기자동차 특유의 운전 특성을 인버터에서 수용 가능 할 때 전기자동차 용도로의 우수한 제어 특징을 가질 수 있기 때문에 운전특성을 고려한 제어기 구성을 살펴보면 다음과 같다.

첫째, 전기자동차는 기동시 가속 특성이 우수해야하고, 정토크 영역에서의 최대 전류는 정격전류의 2배에서 4배까지 되는 큰 부하 변동률을 갖는 운전 특성을 가지므로 정토크 영역에서는 가속 능력을 최대로 발휘하기 위해서는 단위 전류당 최대 토크제어 기법이나 단위 위상각당 최대 토크 제어 기법을 적용하는 것이 고효율 제어나 역률 1 제어 방식 보다 유리하다.

둘째, 정출력 영역에서의 제어는 전기자동차에서 사용되는 구동전류가 매우 크기(200A 이상) 때문에 고정자 저항이 비록 작더라도(수십 mΩ) 고정자 저항 성분 때문에 생기는 전압 강하 성분(약 10 Volt 이상)을 무시할 수가 없다. 따라서 고정자 저항 성분에 의해서 생기는 전압강하 성분을 고려한 약계자 제어가 적합하다.

셋째, 부하의 크기(전류 크기)에 따라 기저 속도가 크게 변동되는 특성 때문에 절대 정토크 영역과 절대 정출력 영역 사이에 정토크 영역과 정출력 영역이 공존하는 주파수 영역을 설정한 후 전압의 포화 유무에 따라 영역을 결정하여 제어하는 방식이 적합하다.

넷째, 정토크 영역과 정출력 영역에서 계산하는 기준전류는 IPMSM의 등가 파라미터인  $L_d$ 와  $L_q$ 를 이용하여 계산되는데, 이들 파라미터는 부하(전류의 크기)와 운전 속도(전류위상각)에 따라 크게 변동되는 파라미터 변동 특성을 고려해 주어야 전류 제어기의 특성과 속도 추종성을 개선시킬 수 있다. 이러한 관점은 기존의 논문에서는 깊이 고려되지 않은 사항으로, 파라미터 변동에 대한 이제까지의 문헌에서  $L_d$ 와  $L_q$ 의 변동을 전류 크기만의 함수로 전제하고 직선의 방정식으로 모형화하여 보상하는 방식<sup>[3,7,8]}</sup>과는 구별되는 것으로,  $L_d$ 와  $L_q$ 에 대한 파라

미터 변동을 전류의 크기뿐만 아니라 전류 위상각을 함께 고려하여 이차원 평면 영역 내에서 비 선형으로 변동되는 특징을 벡터제어 알고리즘에 접목시키는 것이 전기 자동차 용도로 사용되는 IPMSM의 제어 특성을 향상시키기 위해서 매우 중요하다.

## 2.3 전기자동차 운전특성을 고려한 벡터제어

### (1) 정토크 영역제어

정토크 영역에서는 전압에 대한 포화는 일어나지 않으므로 토크 식과 전류 제한 식으로부터 단위 전류당 최대 토크를 얻기 위한 d축 기준전류  $i_{ds}^*$ 를 유도할 수 있다.

$$\begin{cases} T = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\phi_f i_{qs}^* + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^* i_{qs}^*) \\ I_s = \sqrt{(i_{ds}^*)^2 + (i_{qs}^*)^2} \leq I_{s,max} \end{cases} \quad (1)$$

여기서

$i_{ds}^*, i_{qs}^*$  : 동기좌표계 d, q축 고정자 전류

$\phi_f$  :  $\sqrt{\frac{3}{2}}$  \* (영구자석에 의한 최대해교자속)

$L_{ds}, L_{qs}$  : 고정자 d, q축 자기 인덕턴스

$I_s, I_{s,max}$  : 고정자 전류 및 최대치

$P$  : 극수

전류 제한 식으로부터  $i_{qs}^*$ 를 얻은 후, 토크 방정식에 대입하여 토크 방정식을  $i_{ds}^*$  함수로 만든 후  $i_{ds}^*$ 에 대하여 미분함으로써 단위 전류당 최대 토크를 얻기 위한 기준 전류값을 계산하면 다음과 같다.<sup>[2-3]}</sup>

$$i_{ds}^* = \frac{\phi_f - \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_{ds} - L_{qs})^2 (I_{s,max})^2}}{4(L_{qs} - L_{ds})} \quad (2)$$

또는

$$i_{ds}^* = \frac{\phi_f}{2(L_{qs} - L_{ds})} - \sqrt{\frac{\phi_f^2}{4(L_{qs} - L_{ds})^2} + (i_{qs}^*)^2} \quad (3)$$

### (2) 정출력 영역 제어

정출력 영역에서 고정자 저항을 고려한 약계자제어를 수행하기 위하여 IPMSM의 전압방정식과 전압 제한 식을 이용하여  $i_{ds}^*$ 를 유도할 수 있다.

$$V_{ds}^* - R_s i_{ds}^* = L_{ds} \frac{di_{ds}^*}{dt} - \omega_r L_{qs} i_{qs}^* \quad (4)$$

$$V_{qs}^* - R_s i_{qs}^* = L_{qs} \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_r (L_{ds} i_{ds}^* + \phi_f) \quad (5)$$

$$\sqrt{V_{ds}^r{}^2 + V_{qs}^r{}^2} \leq V_{smax} \quad (\text{상전압 제한치}) \quad (6)$$

정상상태 조건에서 전압 방정식 (4)와 (5)를 각각양변 제곱한 후에 더하여 정리하면 수식 (7a)와 같다. 여기서 전동기 역률 (cos θ) 은 전동기 영역에서는 근사적으로 +1을, 제동 영역에서는 -1을 적용하였다.

$$\begin{aligned} & (-\omega_r L_{qs} i_{qs}^r)^2 + (\omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \phi_f)^2 \\ &= (V_{ds}^r - R_s i_{ds}^r)^2 + (V_{qs}^r - R_s i_{qs}^r)^2 \\ &= V_{smax}^2 - 2R_s (V_{ds}^r i_{ds}^r + V_{qs}^r i_{qs}^r) \\ &+ R_s^2 (i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2) \\ &= V_{smax}^2 - 2R_s (\sqrt{V_{ds}^r{}^2 + V_{qs}^r{}^2} \sqrt{i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2} \cos \delta) \\ &+ R_s^2 (i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2) \\ &\approx (V_{smax} - R_s I_{smax})^2 \quad \text{if } T\omega_r > 0 \\ &\approx (V_{smax} + R_s I_{smax})^2 \quad \text{if } T\omega_r < 0 \\ &\Delta = V_{cf}^2 \\ &= V_{cf}^2 \end{aligned} \quad (7a)$$

수식 (7a)를  $i_{ds}^r$ 에 대하여 정리한 후  $i_{ds}^r$ 에 대한 근을 구하면 전압 제한 조건을 만족시키는 전류 기준치를 계산 할 수 있다.<sup>[2-3]</sup>

$$i_{ds}^r = \frac{1}{L_{ds}} \sqrt{\left(\frac{V_{cf}}{\omega_r}\right)^2 - (L_{qs} i_{qs}^r)^2} - \frac{\phi_f}{L_{ds}}$$

여기서

$$V_{cf} = V_{smax} - R_s I_{smax} \quad (\text{for } T\omega_r \geq 0)$$

$$V_{cf} = V_{smax} + R_s I_{smax} \quad (\text{for } T\omega_r < 0)$$

$$\left| i_{qs}^r \right| \leq \left( \frac{V_{cf}}{\omega_r L_{qs}} \right) \quad (7b)$$

따라서 약계자 영역에서 d축기준 전류를 식(7b)와 같이 제어하면 정상상태에서 고정자 저항을 고려한 상전압은 상전압 제한치인  $V_{smax}$ 로 일정 전압 제어가 가능하다.

(3) 제어영역 판정

상전압은 속도에 따라 상승하게 되는데 상전압제한치 ( $V_{smax}$ )와 처음으로 같아지는 점에서의 속도가 기저속도이므로 고정자 저항에 의한 전압 강하 성분을 보상한 기저속도 계산은 다음과 같이 결정된다.

$$\omega_r = \frac{V_{smax} - R_s I_{smax}}{\sqrt{(L_{qs} i_{qs}^r)^2 + (L_{ds} i_{ds}^r)^2 + 2L_{ds} i_{ds}^r \phi_f + \phi_f^2}} \quad (8)$$

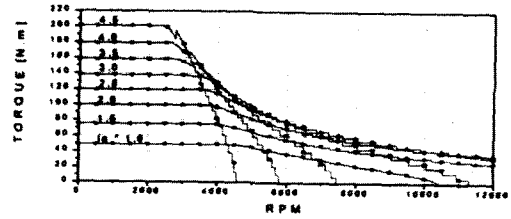


그림 2 전류의 크기에 따른 속도-토크(IPMSM)  
Fig. 2 Char. of speed to torque of the IPMSM according to current magnitude

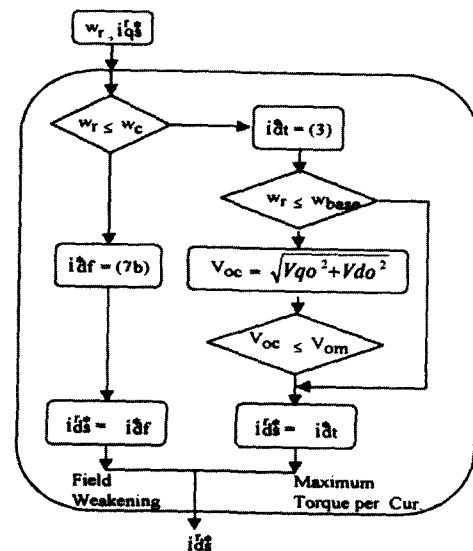


그림 3 제어영역 결정  
Fig. 3 Decision of Control Region

수식 (8)로 부터 기저 속도는 등가 파라미터와 d,q축 전류에 따라 변동됨을 알 수 있으며, 독립구동형·전기자동차의 견인 전동기로 개발된 IPMSM에서도 속도대 토크 곡선을 분석해 보면 그림 2에서 보는 바와 같이 전류 크기에 따라 기저속도가 변동됨을 확인할 수 있다.<sup>(1)</sup> 이 경우, 최대를 이용하는 부하율을 250%로 고려하였을 때 약 3900[rpm] 이내에서는 정토크 영역의 제어를 수행하면 되고, 약 4500[rpm] 이상으로는 약계자 영역의 제어를수행하면 된다. 그런데 3900과 4500[rpm] 사이에서는 정토크 영역과 정출력 영역이 공존되는 영역이므로 상전압이 상전압 최대치까지 포화되었는지 유무를 판정함으로써 영역을 결정하여 제어하면 된다. 제어 영역은 수식(9)와 같은 정의 식을 이용하여 그림 3과 같이 판별할 수 있다.<sup>[2-3]</sup>

$$V_{d0} = -\omega_r L_{qs} i_{qs}^r \quad (9a)$$

$$V_{q0} = \omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \phi_f \quad (9b)$$

$$V_{om} = V_{smax} - R_s I_{smax} \quad (9c)$$

### 3. 파라미터 변동을 고려한 벡터제어

파라미터 변동이 무시 가능한 IPMSM에 대한 벡터제어는 2장에서 언급한 d축 기준전류 생성 방법을 이용하여 좋은 제어 특성을 얻을 수 있으나, 전기 자동차 용도로 사용되는 IPMSM에서는 파라미터 변동이 매우 크기 때문에 파라미터 변동을 고려해 주지 않게 되면 약계자 영역 내에서 속도 추종성이 깨지는 문제점을 가질 수 있다. 따라서 독립 구동형 전기자동차 용도로 개발된 IPMSM을 대상으로 전류의 크기와 전류 위상각에 변동되는  $L_{ds}$ 와  $L_{qs}$  특성을 유한 요소법을 이용하여 해석적으로 구한 파라미터 변동 특성을 제시하고자 한다. 그리고 전류 크기와 전류 위상각에 따른  $L_d$ 와  $L_q$  변동특성을 신경 회로망을 이용하여 추정기를 구성한 후 이를 2장에서 설명한 벡터제어기법과 결합하여 신경 회로망 추정기를 갖는 매입형 영구자석 동기전동기용 벡터제어 알고리즘을 제시하고자 한다.

#### 3.1 $L_d$ 와 $L_q$ 변동 특성

전기자동차 용도로 개발된 IPMSM의 파라미터변동 특성을 분석하기 위하여 유한 요소 방법을 이용하였으며 그 결과를 그림 4와 그림 5에 나타내었다. 그림 4와 그림 5로부터, IPMSM의 등가 파라미터인  $L_d$ 와  $L_q$ 의 변동 특성은 전류 크기와 더불어 전류 위상각의 함수이며 이차원 평면 영역 내에서 비선형으로 변동하는 것을 알 수 있다. 이러한 사실은 IPMSM의 파라미터 변동을 보상하는 기존의 방식<sup>(3,7,8)</sup>, 즉 등가파라미터  $L_d$ 와  $L_q$ 는 전류의 크기에 따라서만 변동하며 한 개의 선형 방정식으로 보상하는 방식으로는 일정 속도(전

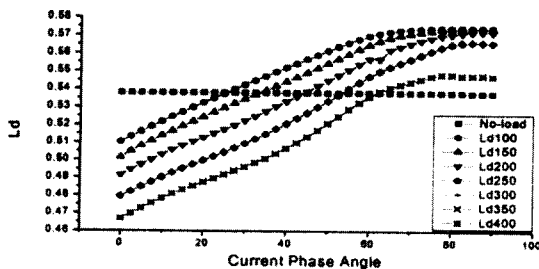


그림 4 전류 위상각에 따른 IPMSM의 d축 인덕턴스의 변화  
Fig. 4 Characteristics of  $L_d$  of the IPMSM according to current phase angle

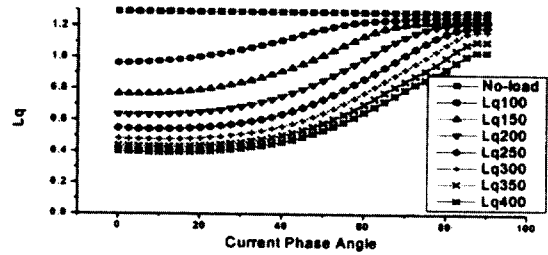


그림 5 전류 위상각에 따른 IPMSM의 q축 인덕턴스의 변화  
Fig. 5 Characteristics of  $L_q$  of the IPMSM according to current phase angle

류 위상각 일정)에서 가변 부하로 운전되는 경우에만 가능하고 가변속 가변부하 조건에서는 한 개의 선형 방정식으로 모형화 되지 않는 문제점을 가지고 있다.

따라서 가변속과 가변 부하 조건에 따라 전류크기와 전류 위상각의 함수로 변동되는 등가 파라미터 변동 특성을 모두 반영해 줄 수 있는 파라미터 추정기를 사용하게 되면 부하변동과 전류위상각의 변동에 대해 강인한 전류 제어기 특성을 갖도록 할 수 있다.

#### 3.2 신경 회로망을 이용한 파라미터 추정기

매입형 영구자석 동기 전동기의 d,q축 인덕턴스의 변화는 파라미터 변동 곡선으로부터 3입력 (2입력+1바이어스), 2 출력 시스템으로 결정할 수 있고, 비선형인 특징을 갖도록 한 개의 중간층을 두고 5개의 마디를 갖도록 신경 회로망을 구축하였다.

학습은 그림 4와 그림 5를 이용하여 오프라인(Off Line)으로 수행하였으며 전향(Forward) 루틴만을 제어기에 붙여서  $L_d$ 와  $L_q$ 에 대한 파라미터 추정기를 구축하였다. 신경 회로망을 이용한  $L_d$ 와  $L_q$  추정기를 갖는 매입형 영구자석 동기전동기용 벡터제어 알고리즘을 그림 6에 제시하였다.

### 4. 추진 제어기

독립 구동형 전기자동차에서 추진제어기의 역할은 독립적으로 제어 가능한 2대의 전동기를 이용하여 운전 특성을 개선시키는데 있으며 토크분배기능과 토크약화제어(Torque Weakening Control) 기능을 가지도록 구성하였다. 토크 분배는 차선 변경에 대한 속응성을 부여하고 선회시 선회 반경을 줄일 수 있도록 운전자가 지령한 단일 토크 명령 값을 좌우전동기가 부담해야 하는 각각의 토크 명령 값으로 분배해주는 것을 말하며, 토크약화제어는 다양한 노면 조건에서도 구동 바퀴가 안정한 슬립을 영역 내에서 운전 되도록 전동기의 구동력을 제어하는 것을 말한다. 독립구동형 전기자동차에

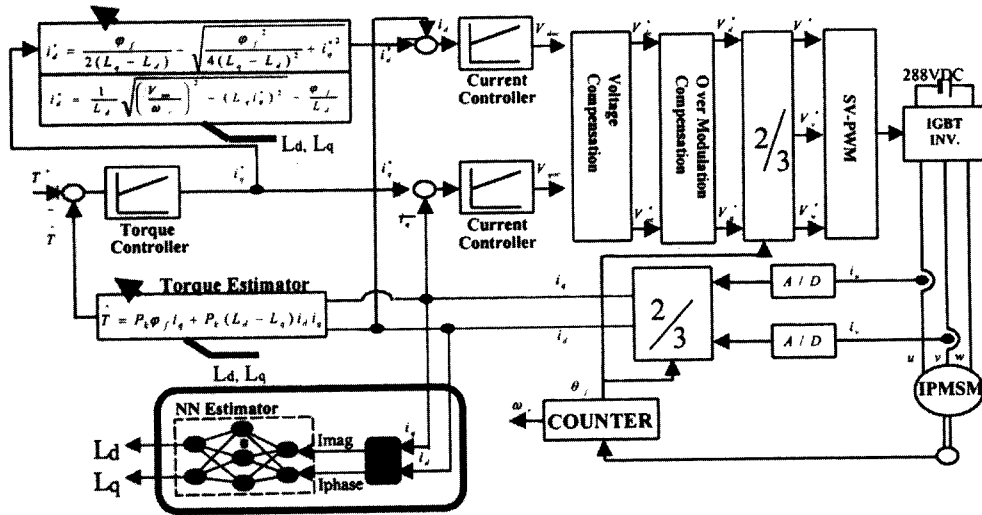


그림 6 신경회로망 추정기를 갖는 IPMSM용 벡터제어 구성도  
 Fig. 6 Vector control block diagram with  $L_d$  and  $L_q$  estimator for IPMSM

대한 토크 분배 방법에 대해서는 본저자가 발표한바있는 참고문헌<sup>(5)</sup>에서 인용하였고, 본 논문에서는 퍼지제어기를 이용한 새로운 토크 약화 제어 방식을 제시하고자 한다.

4.1 토크 분배

토크 분배는 운전자가 설정한 토크 기준 값을 핸들각과 요각속도(yaw rate), 그리고 주행속도에 따라 좌우 구동륜에 부착된 전동기에서 부담해야하는 토크 기준치를 설정해 주는 역할을 수행한다. 좌우 전동기의 토크 기준치는 토크제어를 수행하는 인버터의 입력이 되며 기본 개념은 다음과 같다. 직진 주행 모드에서는 좌우 구동륜의 구동 토크를 균등 분배해 줌으로써 좌우 구동륜에서의 토크를 동일하게 갖도록 해 주고, 선회시에는 좌우 구동륜의 구동 토크를 다르게 분배함으로써 차등토크 성분에 의한 요잉모멘트(yawing moment)를 발생시켜 선회 조종성을 향상시키자는 것이다. 좌우 구동륜의 토크 기준치의 차이를  $T_c$ 라고하고,  $\lambda_L$ 과  $\lambda_R$ 은 좌우 구동륜에서의 슬립율을 나타내며,  $\phi$ 는 요각속도,  $\delta_f^*$ 는 조향각,  $V$ 는 차속,  $V_i$ 는 좌우 바퀴속도,  $T^*$ 는 토크기준치를 각각 나타낼때 운전 상태에 따라 좌우 구동륜의 토크 기준치는 수식(12)과 같이 분배해 줄 수 있다.<sup>(5-6)</sup>

$$T_c = k_2(\Delta\lambda_x^* - \Delta\lambda_x) \tag{10}$$

여기서

$$\Delta\lambda_x^* = k_1(\phi - \frac{V}{L}\delta_f^*) \tag{11a}$$

$$\Delta\lambda_x = \lambda_L - \lambda_R \tag{11b}$$

$$\lambda_L = \frac{V_3 - V}{V_3}, \lambda_R = \frac{V_4 - V}{V_4} \text{ (for } V_i \geq V) \tag{11c}$$

$$\lambda_L = \frac{V_3 - V}{V}, \lambda_R = \frac{V_4 - V}{V} \text{ (for } V_i < V) \tag{11d}$$

$$T_L^* = \frac{T^*}{2} - T_c \tag{12a}$$

$$T_R^* = \frac{T^*}{2} + T_c \tag{12b}$$

여기서  $k_1$ 과  $k_2$ 는 제어기에서 조절하는 이득을 나타내며, 슬립율이 크거나 좌우 비대칭 노면 조건시 슬립율에 따라 토크 보정 량을 조절해 주기 위하여 분배 규칙을 보완 할 수 있으며, 수식(14)과 같이  $k_L$ 과  $k_R$ 을 도입한 후 수식(13)과 같이 분배할 수 있다.

$$T_L^* = \frac{T^*}{2} - T_c k_L \tag{13a}$$

$$T_R^* = \frac{T^*}{2} + T_c k_R \tag{13b}$$

여기서

$$k_L = \frac{1}{|\lambda_L| + 1} \tag{14a}$$

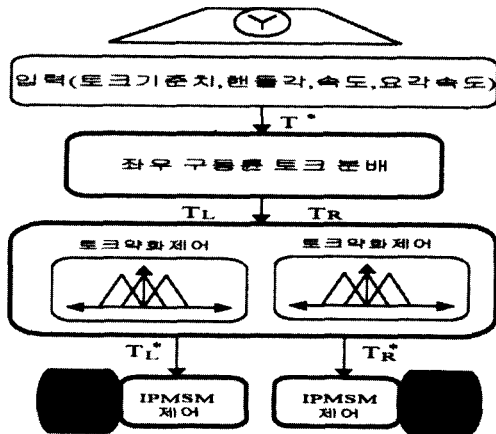


그림 7 추진제어 알고리즘구조도(독립구동형전기자동차)  
Fig. 7 Block diagram of the traction control algorithm for 2 motor driven EV

$$k_R = \frac{1}{|\lambda_R| + 1} \quad (14b)$$

$k_L$ 과  $k_R$ 은 정상상태에서는 거의 영향을 끼치지 않음을 알 수 있으며, 분배된 토크 식으로부터 좌우 구동륜에 걸리는 토크 차이( $\Delta T^*$ )는 다음과 같다.

$$\Delta T^* = T_R^* - T_L^* = \left\{ k_1 k_2 \left( \dot{\phi} - \frac{V \delta_f^*}{L} \right) - k_2 \Delta \lambda_x \right\} (k_L + k_R) \quad (15)$$

노면 조건이 양호하고,  $k_2$  값을 보통 1 근처의 값을 사용한다고 전제하면 좌우 구동륜의 토크 분배량은 요각속도( $\dot{\phi}$ )와 추정한 요각속도( $\frac{V \delta_f^*}{L}$ ) 차이에 의해서 지배됨을 알 수 있으며, 추정한 요각속도 성분은 직진 주행 시에는 정상상태 오차가 발생하지 않고 추정되기 때문에 보정토크 값은 거의 영(zero)이 되지만 선회시의 과도 상태에서는 정상상태 오차가 존재하게 되어  $k_1$ 이득에 따라 보정 토크 값을 설정 할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 이득의 조절에 따라 토크 값의 차이가 결정되며, 좌우 구동륜에서의 기준토크 값 차이에 의해서 발생하는 요잉모멘트 크기가 결정되므로 차선 변경 시와 선회 주행 시험시 안전한 차량의 미끌림각( $\beta$ ) 범위 내에서 빠른 조종성을 얻을 수 있도록 이득을 조절하면 된다. 추진제어 알고리즘의 전체 흐름도를 그림 7에 나타내었다.

#### 4.2 새로운 토크약화제어

좌우 구동 바퀴에서의 분배된 토크 값도 슬립율이 일정 범위

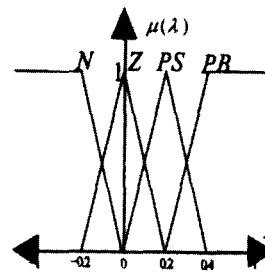


그림 8 슬립율에 대한 멤버십 함수  
Fig. 8 Membership func. for slip ratio

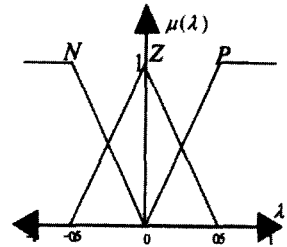


그림 9 슬립율 미분치에 대한 멤버십 함수  
Fig. 9 Memb. func. for ch. of slip ratio

(N : Negative, Z : Zero, PS : Positive Small, PB : Positive Big)

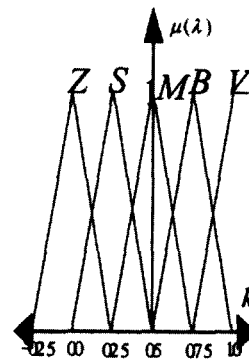


그림 10 출력에 대한 멤버십 함수  
Fig. 10 Memb. func. for output

$\lambda$	PB	PS	Z	N
$\dot{\lambda}$				
P	Z	Z	M	Z
Z	Z	S	VB	S
N	S	M	B	Z

표 2 퍼지 규칙  
Table 2 Fuzzy control rule

를 벗어나면 진행 방향으로의 마찰계수와 횡 방향으로의 마찰계수가 떨어지기 때문에 전동기 구동력을 바꾸로전달하는 비율이 떨어지므로 슬립율에 따라 토크를 제동해 줄 필요가 있다. 이에 대한 역할을 수행하는 단계가 토크약화제어이다. 토크약화 방법에는 슬립율이 일정한 범위에서 운전 될 때는 토크를 약화시키지 않고, 한계 범위 (보통 0.10~0.15)를벗어나면 점진적으로약화시키는 방법<sup>[5]</sup>을 사용 할 수 있으나 노면 조건에 따라 최대치가 다르고, 떨어지는 기울기도 각각 다르며, 동일 노면 조건에서도 바퀴의 슬립각에 따라서 마찰계수가 달라지는 특성을 가지고 있기 때문에 고정된 수식으로 모델링하기가 어렵다. 따라서 본 논문에서는 퍼지제어를 접목하여 슬립율과 슬립율의 미분치에 근거하여 약화 정도를 결정하도록 설계하였다. 퍼지화기로는 삼각형법을 사용하였으며 슬립율과 슬립율 미분치에 대한 각각의 멤버십 함수는 그림 8과 그림 9와 같다.

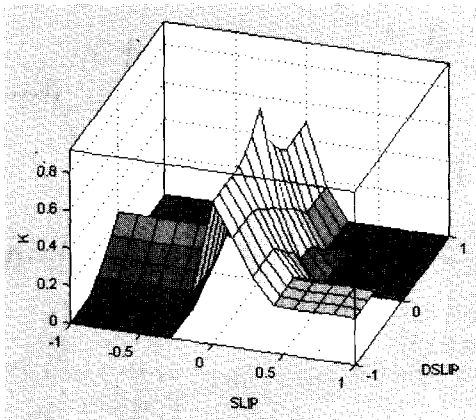


그림 11 약화 계수 분포도  
Fig. 11 Characteristic field of fuzzy rulebase

추진 제어알고리즘에 적용되는 퍼지 제어 규칙은 모두 12개의 규칙으로 구성되어 있으며 표 2와 같은 규칙을 적용하였다. 비퍼지화기는 무게중심법(Center Of Gravity Method)을 사용하였으며 출력변수인 약화계수 k에 대한 멤버십 함수는 그림 10과 같다. 슬립율과 슬립율의 미분치의 입력들에 대해 토크 약화 퍼지 규칙을 적용하여 구한토크 약화 계수 k의 분포도는 그림 11과 같다.

### 5. 실험 및 모의 실험 결과

#### 5.1 파라미터 변동 측정(정격부하)

정격 전류(85A)에서 전류위상각을 5° 단위로 제어하면서  $L_d$ 와  $L_q$  계산을 위해서 측정된 실험 데이터는 표 3과 같다.  $L_d$ 와  $L_q$  파라미터 계산은 IPMSM의 전압방정식으로부터 구해지는 벡터도로부터 얻을 수 있는 수식(16)을 이용하여 구할 수 있다. 그렇지만 수식(16)은 정상상태의 등가회로로부터 구한 것이기 때문에 과도상태에서  $L_d$ ,  $L_q$ 를 측정하는데 적절하지 않으며, 손실 성분을 고려해 주지 못하며 많은 잡음을 포함한 제어기 파라미터( $V_d$ ,  $V_q$ )를 이용하기 때문에 직접 이용하는 데는 적합하지 않다고 판단된다.

정격 부하 조건에서 파라미터를 필터링하고 수차례의 실험을 통하여 측정된  $L_d$ ,  $L_q$  분포와 수치 해석적으로 구한 결과를 그림 12에 나타내었다. 그림 12로부터 유한 요소법을 이용하여 해석적으로 구한 파라미터 변동 특성과 실험으로 측정된 변동 특성이 비교적 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 따라서 전류 크기와 전류위상각을 함께 이용하여 전 영역의 운전 특성에 대한 파라미터 변동을 고려하여 계산한 그림 4와 그림 5의 변동 특성을 적용하는데 타당성을 확보하게 되었다.

표 3 전류 위상각 제어 상태에서 측정된 데이터  
Table 3 Experimental data in the circumstances of current phase angle control

제어조건	측정 파라미터								
	$\gamma$	$i_a$	rpm	$V_d$	$E_d$	$i_d$	$i_q$	$V_d$	$V_q$
5	85	4114	61.4	41.1	7.42	84.8	41.9	44.9	
10	85	4305	61.6	42.8	14.8	83.8	43.4	43.7	
15	85	4570	63.0	44.0	22.0	82.3	45.7	43.3	
20	85	4683	62.3	44.9	29.1	80.0	46.4	41.7	
25	85	4670	60.3	45.2	36.0	77.2	45.9	39.1	
30	85	4654	58.6	44.9	42.5	73.7	45.5	36.9	
35	85	4502	55.4	44.0	48.8	69.7	43.8	33.9	
40	85	4217	51.0	42.5	54.7	65.1	41.0	30.3	
45	85	3691	44.1	40.0	60.1	60.1	35.9	25.5	
50	85	3341	39.5	36.7	65.0	54.6	32.5	22.5	
55	85	2687	31.7	31.8	69.5	48.7	26.3	17.6	

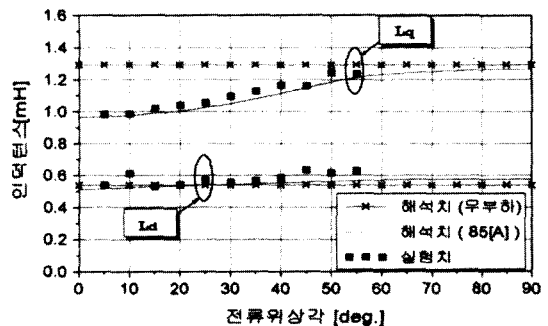


그림 12 전류크기와 전류 위상각에 따른  $L_d$ ,  $L_q$  파라미터 변동 특성  
Fig. 12 Characteristics of  $L_d$  and  $L_q$  according to current magnitude and current phase angle

$$L_d = \frac{E_0 + Ri_q - V_q}{\omega_e i_d}, \quad L_q = \frac{V_d - Ri_d}{\omega_e i_q} \quad (16)$$

#### 5.2 전류제어기 동특성 개선

매입형 영구자석 동기 전동기의 등가 회로 파라미터인  $L_d$ 와  $L_q$ 의 변동 특성에 대하여 강인한 전류제어기의 동특성을 검증하기 위하여 모의 실험을 수행하였다.

$L_d$ 와  $L_q$ 의 변동 특성은 중부하(과부하) 조건뿐만 아니라 경부하 조건에서도 넓은 속도 영역을 운전하게 될 때 벡터제어 알고리즘의 전류 제어기에 큰 영향을 끼친다. 이러한 현상을 분석하기 위하여 전류크기와 전류위상각에 따른 파라미터



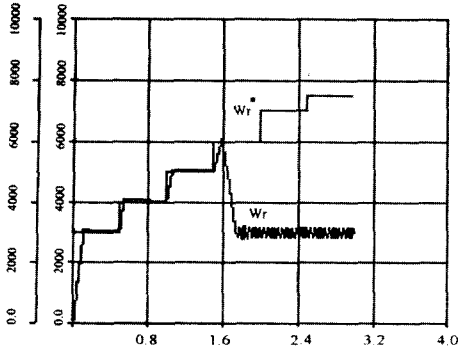


그림 13 (a) 속도 추종 특성 ( $W_r^*$ ,  $W_r$ ) 신경회로망 추정기 미적용  
Fig. 13 (a) Characteristics of Speed controller

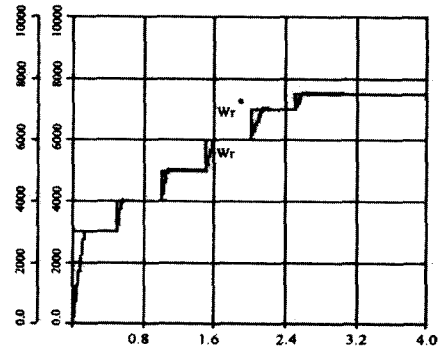


그림 13 (b) 속도 추종 특성 ( $W_r^*$ ,  $W_r$ ) 신경회로망 추정기 적용  
Fig. 13 (b) Characteristics of Speed controller

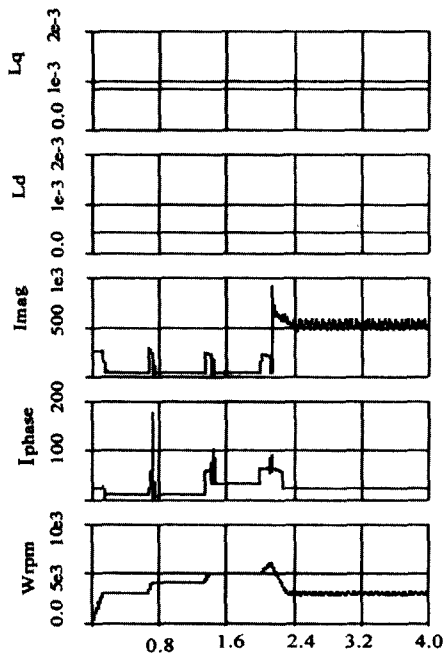


그림 14 (a)  $L_d$ ,  $L_q$  파라미터 특성(rpm,  $I_{phase}$ ,  $I_{mag}$ ,  $L_d$ ,  $L_q$ )  
신경회로망 추정기 미적용

Fig. 14 (a) Variation characteristics of  $L_d$  and  $L_q$

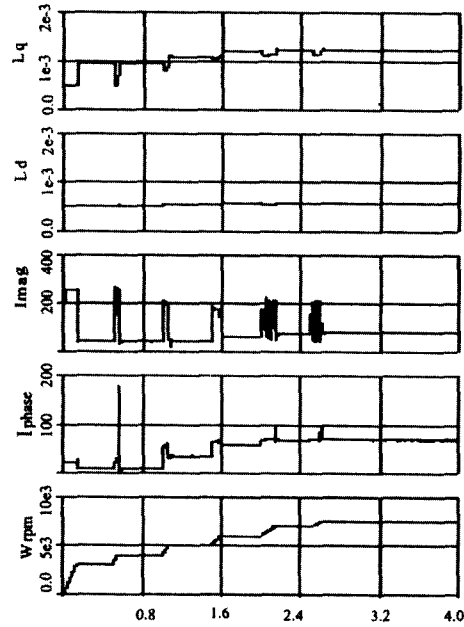


그림 14 (b)  $L_d$ ,  $L_q$  파라미터 특성(rpm,  $I_{phase}$ ,  $I_{mag}$ ,  $L_d$ ,  $L_q$ )  
신경회로망 추정기 적용

Fig. 14 (b) Variation characteristics of  $L_d$  and  $L_q$

변동을 신경 회로망을 이용하여 추정한 후에, (a)플랜트 (IPMSM)는 시변 시스템으로 고려하기 위하여 추정된  $L_d$ 와  $L_q$ 를 갱신시켜주고 제어기(벡터제어알고리즘)에는 정적 조건에서 구한  $L_d$ 와  $L_q$  상수값을 적용한 경우와, (b) 플랜트와 제어기 각각에 추정된  $L_d$ 와  $L_q$  값을 갱신시켜준 경우에 대하여 ACSL를 이용하여 특성을 비교하였다.

(a)의 경우에는 그림 13(a)에서 보이는 바와 같이 경부하 조건 (50% 부하)에서도 약제자 영역의 속도(약

6000rpm)에서 속도 추종성이 깨어지는 문제점을 나타내었다. 그렇지만 신경 회로망을 이용하여 파라미터를 추정하여 제어기에서 사용한 (b)의 경우에는 그림 13(b)에 나타난 것과 같이 파라미터가 크게 변동하는 전 영역의 속도 운전에 대하여 강한 속도 추종성을 나타냄을 보였다.

그림 14(a)와 그림 14(b)에서는 50% 부하조건( $47.32 \times 0.5$  Nm)에서 정지상태에서 7500 rpm까지 운전시킬 때, (a)와(b)의 경우에 대한 전류의 크기와 전류 위상각을 나타

내었으며 이때 제어기가 사용하는  $L_d$ 와  $L_q$  값을 나타내었다. 신경 회로망 추정기를 갖는 벡터제어 알고리즘에서 운전 속도(전류 위상각)에 맞추어 적정한  $L_d$ 와  $L_q$ 를 갱신시켜 줌으로써 전 영역의 속도 운전이 가능하도록 d축 기준 전류를 잘 설정해 주었음을 알 수 있다. 따라서 넓은 부하 변동 폭(약 200~300%)과 약계자 영역(기저 속도의 2배 이상)까지 모두 사용하는 전기 자동차의 경우에서 사용되는 매입형 영구 자석 동기 전동기의 벡터제어에서는 d축 기준 전류를 계산하기 위해서 사용되는 파라미터 변동이 크기 때문에 신경 회로망을 이용한 파라미터 추정기를 이용함으로써 파라미터 변동에 강한 전류제어기 특성을 얻을 수 있다.

### 5.3 추진제어 특성실험

전동기 2대로 구동되는 독립 구동형 전기자동차를 대상으로, 제시한 추진제어기의 특성을 검증하기 위하여 주행 실험을 하였다. 실험은 다음과 같이 두 가지 방식에 대하여 실험하였다. (a)좌우 구동륜의 토크를 균등하게 분배하고 토크 약화 제어기가 없는 균등토크-무제동 방식과, (b)토크 분배는

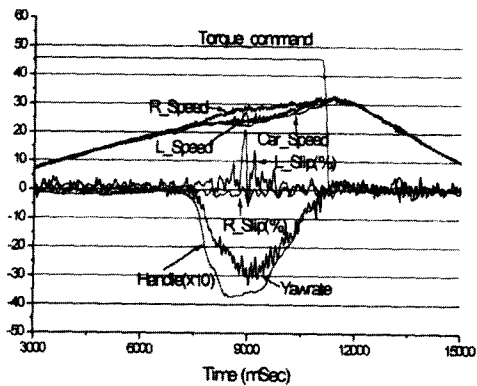


그림 15(a) 균등토크-무제동 방식  
Fig. 15(a) Char. of equal torque distribution method

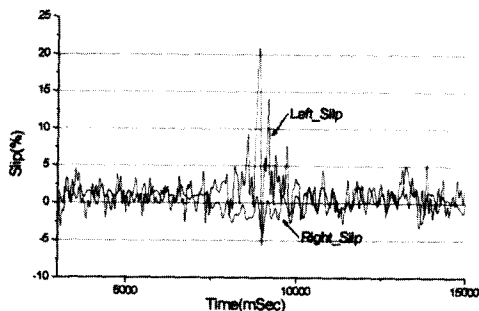


그림 15(b) 균등토크-무제동 방식(좌우바퀴 슬립율)  
Fig. 15(b) Char. of equal torque distribution method

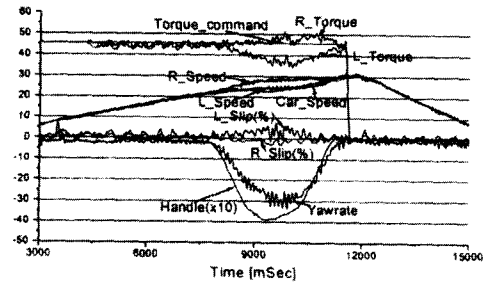


그림 16(a) 차등토크-퍼지제동방식  
Fig. 16(a) Char. of torque distribution - torque weakening method (fuzzy control)

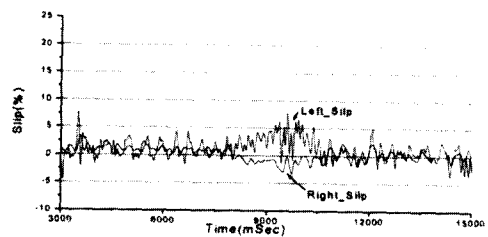


그림 16(b) 차등토크-퍼지제동방식(좌우바퀴 슬립율)  
Fig. 16(b) Char. of torque distribution - torque weakening method (fuzzy control)

요각속도와 차속도 그리고 핸들각에 따라 차등 토크로 분배하고, 본 논문에서 제시한 토크 약화 제어기를 적용한 차등토크-퍼지제동 방식에 대하여 비교 실험을 하였다. 실험 조건은 미끄러지기 쉬운 시멘트 포장길에서 시속 30km 정도의 속도로 직진 주행을 하다가 좌측으로 90°의 "┐"자 코스로 선회한 후 제동 할 때에 각각의 주행제어 방식에 따라 핸들각(°), 요각속도[°/sec], 좌우 구동축의 슬립율, 좌우 바퀴의 속도(km/h), 차량의 속도(km/h)를 각각 측정하였다. 이에 대한 각각의 실험 결과를 그림 15와 그림 16에 나타내었다.

균등토크-무제동 방식인 (a)의 경우에는, 그림 15에서 알 수 있듯이 직진주행 구간과 선회 구간 모두에서 동일한 구동 토크 지령치를 가지고 운전하기 때문에 직진에서는 문제가 되지 않지만 선회 구간에서는 상대적으로 슬립율이 크게 발생됨을 알 수 있다. 따라서 저속에서도 선회시에는 좌우 바퀴에서의 슬립율이 상대적으로 크게(15%이상) 발생함을 알 수 있으며, 눈과 얼음이 쌓여 있는 노면 조건에서 발진과 제동을 하는 경우에도 슬립율이 크게 발생(바퀴에서의 마찰력 저하)되므로 가·감속 시간이 길어지게 됨을 예견할 수 있다.

차등토크-퍼지제동 방식인 (b)의 경우에는, 그림 16에서 알 수 있듯이 직진 주행 구간에서는 좌우 구동륜의 토크 지령치는 동일하지만 선회구간에서는 토크가 분배되고, 균일패턴 제동 방식에서 수행하지 못했던 토크제동을 수행하여 전동기

가 부담하는 전체 토크는 (a)의 경우보다도 적게 들어감을 알 수 있으며 토크가 적게 들어가고 있는 상황인데도 선회 조종성과 관련 있는 요각속도는 줄지 않았음을 알 수 있다. 따라서 독립 구동형 전기자동차에 차등토크-퍼지제동방식을 구비한 추진제어기를 구비하면 안전한 차량의 미끌림각 범위 내에서 분배 이득( $k_1, k_2$ )을 조절하여 발생시키고자하는 요잉 모멘트를 조절할 수 있는 자유도를 갖고 있기 때문에 선회 조종성을 향상시킬 수 있게 되었으며, 슬립율이 크게 발생할 수 있는 노면 조건(눈길, 빙판길, 비대칭 노면)에서도 안전한 슬립을 영역(10~15%) 내에서 운전 되도록 제동함으로써 바퀴에서의 마찰력을 안정적으로 확보해 주기 때문에 기동과 감속 특성을 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.

### 6. 결 론

독립구동형 전기자동차 용도로 개발한 IPMSM 전동기와 시스템을 소개하고, 파라미터 변동에 따른 문제점 제거와 신경 회로망 추정기를 갖는 벡터제어 알고리즘을 제시하였다. 그리고 독립 구동형 전기자동차의 조종성과 안정성을 향상시킬 수 있는 개선된 추진제어 방식을 제시하였다. 매입형 영구자석 동기전동기의 등가파라미터인  $L_d$ 와  $L_q$ 와 파라미터는 전류 크기 뿐만 아니라 전류 위상각의 변동에 따라 변동된다는 것을 해석적인 결과를 이용하여 제시하였으며 실험으로 검증하였다. 그리고 신경회로망 추정기를 갖는 벡터제어 알고리즘의 전류 제어가  $L_d$ 와  $L_q$ 의 파라미터 변동에 대해서도 강한 특성을 갖는다는 것을 수치적인 방법을 이용하여 검증하였다. 추진제어 방식에 대한 실험 결과로부터 요 각속도의 추정 오차에 따라 토크 분배를 수행함으로써 약화된 기준 토크에 대해서도 선회 조종성과 관련 있는 요각속도는 줄지 않으면서 바깥쪽 바퀴에서의 슬립율을 줄일 수 있었음을 주행 실험으로 검증하였고, 슬립율이 안정영역에서 운전되도록 퍼지제어기를 적용한 토크약화 제어를 구비함으로써 슬립이 크게 발생하는 노면 조건에서의 운전 특성을 개선시킬 수 있게 되었다.

### 참 고 문 헌

[1] 한국전기연구소, 전기자동차용 바퀴일체형 전동기 및 제어기 개발, 산업자원부, 1998.  
 [2] Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, and Yoji Takeda, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High Performance Current Regulator", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 30, No. 4, pp. 920~926, 1994.  
 [3] Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, and Yoji Takeda, "Effects and Compensation of Magnetic

Saturation in Flux-Weakening Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 30, No. 6, pp. 1632~1637, 1994.

[4] G.H.Kang, J.P.Hong, G.T Kim, and J.W.Park etc, "Improved Parameters Modelling of IPMSM based on Finite Elements Analysis", COMPUMAG, 1999.  
 [5] H.D.Ha, J.W.Park, J.M.Kim, "Development of Traction Control Algorithm for Two Motor Driven Electric Vehicle", EVS-14, 1997.  
 [6] C.Doniselli, G.Mastinu, R.Cal. "Traction Control for Front-Wheel Drive Vehicles", Vehicle System Dynamics, PP.87~103, 1993.  
 [7] Ajith H. Wijenayake, "Modeling and Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor by Taking Saturation and Core Loss into Account", IEEE PEDS, 1997.  
 [8] Ajith H. Wijenayake, "A More Accurate Permanent Magnet Synchronous Motor Model by Taking Parameter Variations and Loss Components into Account for Sensorless Control Applications", IEEE IEMDC, 1997.

### < 저 자 소 개 >



#### 박정우(朴正雨)

1963년 2월5일생. 1986년 충남대 공대 전자공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1997년 경북대 대학원 전기공학과 박사수료. 1988년~현재 한국전기연구소 선임연구원.



#### 하회두(河會頭)

1954년 10월3일생. 1977년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 뉴욕주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 박사수료. 현재 한국전기연구소 선임연구원.



#### 김흥근(金興根)

1956년 4월24일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1990년~1991년 미국 Wisconsin대학 전기공학과 객원교수. 현재 경북대 전자 전기공학부 교수. 당 학회 편집이사.

학부 교수. 당 학회 편집이사.