

## IPMSM이 적용된 차세대 고속철도 견인시스템의 전류 및 속도 제어기 설계

(Design of the Current and Speed Controller for the IPMSM based High Speed Railway  
Traction System)

이두희\* · 진강환 · 권순환 · 김성제 · 김윤호\*\*

(Du-Hee Yi · Kang-Hwan Jin · Soon-Hwan Kwon · Sung-Je Kim · Yoon-Ho Kim)

### 요 약

본 논문에서는 차세대 고속철도에 적용하기 위한 IPMSM 견인시스템의 전류 및 속도제어기를 설계한다. 차세대 고속철도는 동력분산식 시스템으로 개발되며 고효율화를 위해 IPMSM 적용 견인전동기를 사용하였고 전동기 제어를 위해 벡터제어 기법을 사용한다. 이 때 벡터제어 루프내 제어기 이득 값은 IPMSM의 과도특성과 속도제어 능력에 영향을 미치기 때문에 알맞은 이득 설계가 요구된다. 본 논문에서는 IPMSM 적용 차세대 고속철도용 견인전동기의 제어기를 설계하여 Matlab/Simulink 기반 모의시험 프로그램을 개발하고 이를 이용한 시험 결과를 분석하였다.

### Abstract

This paper presents the current and speed controller design procedure and their performance for the IPMSM based next generation high speed railway traction system. The next generation high speed railway system is a power distributed type and uses vector control method for a motor speed control. Since the speed and current controller gains of the vector control system directly affects to the transient characteristics and speed control capability, the systematic design of the controllers are required. In this paper the controllers are designed using the IPMSM based next generation high speed railway system parameters. Simulation programs based on Matlab/Simulink is developed. Finally the controller characteristics are analyzed by the simulation results.

Key Words : Current Controller, Speed Controller, Electric Railway, PMSM

---

\* 주저자 : 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정  
\*\* 교신저자 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수  
Tel : 02-820-5290, Fax : 02-812-1407  
E-mail : yhkim@cau.ac.kr  
접수일자 : 2010년 4월 2일  
1차심사 : 2010년 5월 19일  
심사완료 : 2010년 6월 17일

## 1. 서 론

### 1.1 연구의 배경

현재 진행되고 있는 국내 고속철도 기술은 경쟁력 제고를 통한 국내외 고속철도 시장의 능동적 대응과 지속 가능한 미래 성장동력산업의 기반기술 확보를 위하여 영업속도 350[km/h], 시험 최고속도 400 [km/h]급 차세대 고속철도시스템을 개발하고 있다. 이러한 차량의 고속화 기술개발의 핵심은 추진 제어 장치의 성능이 가장 중요한 요소라 할 수 있다. 그 중 동력 집중형 추진 제어시스템은 프랑스 고속열차인 TGV를 기술 도입하여 상용운전하고 있으며 도입된 기술을 바탕으로 한국형 고속열차 개발에 성공하여 국내 독자기술을 확보하고 있다. 하지만 점착 성능의 한계, 축중 증가에 따른 궤도 유지 보수의 어려움 등의 문제로 인해 선진 고속 차량 기술에서는 동력 분산식을 적용하고 있다. 이러한 동력분산식의 고속열차 시스템은 국내 기술경험이 없어 이에 대한 기술확보가 요구되어 차세대 고속열차의 차량시스템으로 분산형 모듈개발을 위한 연구가 진행 중에 있다[1].

또한 차량의 고속화를 위하여 소형화, 경량화가 유리하고 고효율, 고출력을 갖는 전동기의 적용이 필수적이다. 이러한 조건으로 인해 차세대 고속철도의 주 전동기로 매입형 영구자석 동기 전동기(Interior buried Permanent Magnetic Synchronous Motor)를 적용한 연구가 진행되고 있다. IPMSM은 영구자석이 회전자에 매입된 형태를 갖고 있어 구조적으로 안정성이 크고, 자기적 돌극성이 커 넓은 속도 영역 운전을 위한 약계자 제어성과 출력/토크 밀도가 우수하여 고효율 운전이 가능한 특징이 있다[2-3].

본 논문에서는 차세대 고속철도 시스템에 적용될 동력 분산식 매입형 영구자석 동기전동기 추진제어시스템의 제어를 위한 전류 및 속도 제어기를 설계한다. 설계된 제어기의 이득값은 시제차량에 장착될 IPMSM의 파라미터를 적용하였으며 이를 바탕으로 벡터 제어를 수행하여 전체 제어 시스템의 성능을 확인하고자 한다[4-8].

## 2. 추진제어장치 회로와 제어 시스템

### 2.1 추진제어장치 회로 구성

분산형 차량 추진제어장치는 변압기, 컨버터, 인버터, 전동기와 주변 장치로 구성된다. 1C1M은 각각의 인버터가 전동기를 개별적으로 제어하여 고정밀도의 토크제어가 가능하며 일부 인버터 고장시에도 운전이 가능한 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 1개의 인버터가 1개의 전동기를 제어하는 개별제어방식(1C1M)을 대상으로하였다. 그림 1은 1C1M 추진제어장치 회로도도 나타낸다. 2개의 변압기와 2개의 컨버터가 병렬로 연결되고 그 출력단에 1C1M의 4개의 인버터가 병렬로 연결된 구조를 갖는다. 인버터는 견인 전동기에 가변전압 가변 주파수 전압을 공급하여 요구하는 구동력을 발생시키는 교류 가변속 장치이다. 주전력 소자는 IGBT를 사용한다[1-3].

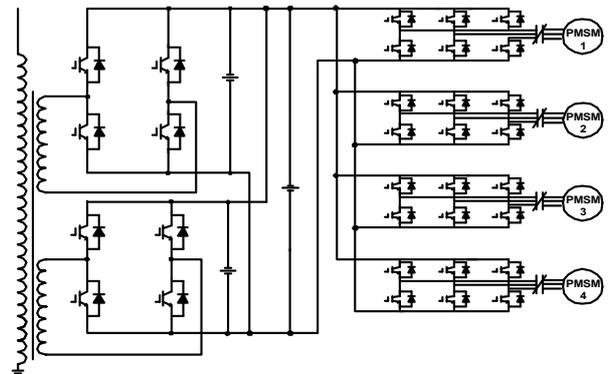


그림 1. 추진제어시스템 회로도  
Fig. 1. Traction control system circuit

### 2.2 영구자석 동기전동기 벡터제어 시스템

IPMSM은 회전자 자속 방향과 관련된 회전 좌표계의 등가 모델로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s + L_{qs} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $v_{ds}^r, v_{qs}^r$  : 회전좌표계 d, q축 고정자 전압  
 $i_{ds}^r, i_{qs}^r$  : 회전좌표계 d, q축 고정자 전류  
 $L_{ds}, L_{qs}$  : 회전좌표계 d, q축 인덕턴스  
 $R_s$  : 고정자 저항,  $\omega_r$  : 전기 각속도  
 $\phi_f$  : 영구자석에 의한 쇄교자속

IPMSM의 토크식은 다음과 같다.

$$T_c = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (2)$$

첫 번째 항은 회전자 d축에 일치된 자석의 자속과 q축에 일치된 고정자전류의 상호작용에 의하여 발생하는 자기토크(magnetic alignment torque)로서 자속과 q축 전류의 곱에 비례한다. 두 번째 항은 d축과 q축의 전류에 의한 자속성분에 수직인 전류성분  $i_{ds}^r, i_{qs}^r$ 가 작용하여 발생하는 토크, 즉 돌극성( $L_{qs} > L_{ds}$ )에 의한 자기저항 토크(reluctance torque) 성분이다.

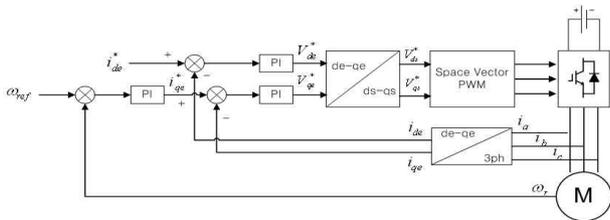


그림 2. 매입형 영구자석 동기전동기 벡터제어시스템  
 Fig. 2. Vector control system of IPMSM

그림 2는 IPMSM의 벡터 제어 시스템 블록도를 나타낸다. 이는 속도제어기와 전류제어기, PWM 방식을 적용한 인버터와 IPMSM으로 구성되어 있다. 속도 제어기의 출력은 q축 전류 제어기에 입력된다. 전류 제어기는 d축과 q축을 나누어 제어하고 전동기의 역기 전력 성분을 전향 보상하여 구성된다[4-8].

### 3. 제어 시스템 분석 및 설계

#### 3.1 전류제어기

그림 3은 회전좌표계 상의 d축, q축의 전류제어기

블록도의 나타낸다. 개루프 전달함수  $G_c^o(s)$ 는 다음과 같다.

$$G_c^o(s) = \frac{s + \frac{K_{ic}}{K_{pc}}}{s} \cdot \frac{\frac{K_{pc}}{L}}{s + \frac{R}{L}} \quad (3)$$

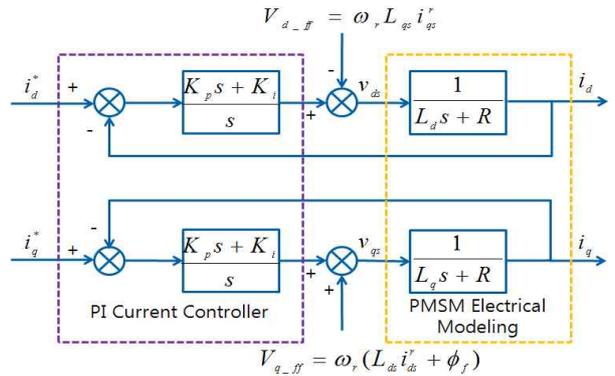


그림 3. 전류제어기 블록도  
 Fig. 3. Block diagram of a current controller

여기서 비례 적분 제어기의 영점이 시스템의 극점을 상쇄하도록 설계하면 개루프 전달함수  $G_c^o(s)$ 와 폐루프 전달함수  $G_c^c(s)$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$G_c^o(s) = \frac{1}{\frac{L}{K_{pc}} s} \quad (4)$$

$$G_c^c(s) = \frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{1}{\frac{L}{K_{pc}} s + 1} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (5)$$

식 (5)의 폐루프 전달함수의 이득이 직류 이득 크기의 -3[dB]가 되는 주파수를 계산하여 전류제어기의 주파수 대역폭을 얻을 수 있다. 원하는 전류 제어기 대역폭  $\omega_{cc}$ 로부터 요구되는 비례 이득  $K_{pc}$ 와 적분이득  $K_{ic}$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$K_{pc} = L \cdot \omega_{cc}, \quad K_{ic} = \frac{R}{L} \cdot K_{pc} = R \omega_{cc} \quad (6)$$

전류 제어기의 비례 적분 이득은 전동기 정수 L, R

과 대역폭에 의존함을 알 수 있다. 따라서 원하는 전류 제어 특성을 얻기 위해서는 정확한 전동기 정수와 적절한 대역폭 선정이 필요하다. 대역폭은 전력변환 장치의 스위칭 주파수 이상으로 제어할 수 없기 때문에 스위칭주파수와 디지털 제어기의 샘플링 주파수에 영향을 받게 된다. 일반적으로 전류제어기의 대역폭은 스위칭주파수( $f_{sc}$ )의 1/10정도로 선정하며 좀 더 안정적인 제어를 위해서 1/20정도로 선정한다.

### 3.2 속도제어기

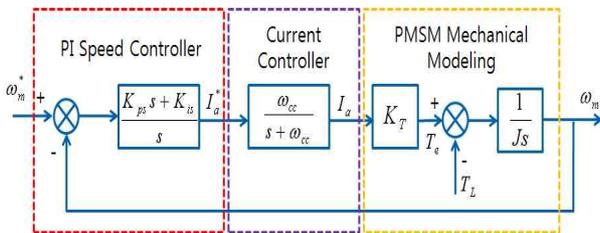


그림 4. 속도제어기 블록도  
Fig. 4. Block diagram of speed controller

그림 4는 속도제어기를 포함한 제어 시스템 블록도이며 그것의 개루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G_s^o(s) = \left( K_{ps} + \frac{K_{is}}{s} \right) \cdot \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \cdot \frac{K_T}{Js} \quad (7)$$

여기서  $K_{ps}$ 와  $K_{is}$ 는 각각 PI 속도 제어기의 비례 이득과 적분 이득이다.

속도 제어 시스템의 개루프 특성은 PI 속도 제어기와 전류 제어기 및 전동기를 포함한 기계 시스템에 대한 주파수 이득 특성의 합으로 주어진다.

전류 제어가 속도 제어에 미치는 영향이 없도록 하기 위해서는 전류 제어기의 대역폭  $\omega_{cc}$ 는 속도 제어기의 대역폭  $\omega_{cs}$ 보다 충분히 크게 선정되어야 하며 통상적으로 전류 제어기 대역폭의 1/5이하 값으로 설정한다. 이러한 조건으로 인해 속도 제어기의 교차각 주파수  $\omega_{cs}$  부근의 주파수에서 전류 제어기의 이득은 1이 된다. 또한 PI 제어기의 절점 주파수  $\omega_{pi}$ 를  $\omega_{cs}$ 보다 충분히 작도록 선정하면,  $\omega_{cs}$  부근의 각 주파수에서 PI 제어기의 전달함수는 다음과 같이 된다.

$$G_{pi}(s) = K_{ps} + \frac{K_{is}}{s} \approx K_{ps} \quad (8)$$

따라서 속도 제어기의 교차각 주파수  $\omega_{cs}$  부근에서의 속도 제어기의 개루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G_s^o(s) \approx K_{ps} \frac{K_T}{Js} \quad (9)$$

개루프 주파수 응답의 교차각 주파수는 페루프 시스템의 대역폭이 되므로 개루프 시스템의 교차각 주파수를 설정하는 것으로 대역폭을 설정할 수 있다. 속도 제어기의 비례 적분 이득은 다음과 같이 간단히 정리된다.

$$K_{ps} = \frac{J\omega_{cs}}{K_T}, \quad K_{is} = K_{ps}\omega_{pi} = K_{ps} \frac{\omega_{cs}}{5} = \frac{J\omega_{cs}^2}{5K_T} \quad (10)$$

### 4. 제어 시스템 설계

제어기 이득의 설계를 위해서는 적용할 인버터의 사양과 전동기 파라미터를 알아야 한다. 표 1은 차세대 고속 철도 추진제어장치에 사용되는 영구자석 동기전동기의 파라미터를 나타낸다.

표 1. 매입형 영구자석 동기전동기 파라미터  
Table 1. IPMSM parameter

| 항 목                              | 내 용      |
|----------------------------------|----------|
| 정격 출력[kw]                        | 410      |
| 정격 상전압[Vpk]                      | 1,760    |
| 정격 전류[Apk]                       | 133      |
| $R_s$ [Ω]                        | 0.08161  |
| $L_d$ [H]                        | 0.009846 |
| $L_q$ [H]                        | 0.035627 |
| Pole                             | 4        |
| Flux linkage[Wb]                 | 2.5707   |
| Inertia[J(kg · m <sup>2</sup> )] | 1.33815  |
| Torque Constant $K_T$            | 7.71     |

### 4.1 전류 제어기 이득 설계

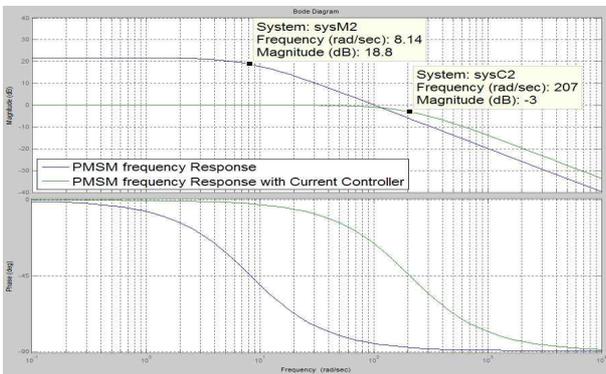
먼저 매입형 영구자석 동기전동기 수학적 모델링 수식인 (1)과 (2) 수식을 이용하여 회전자표계에서 d축과 q축을 분리하여 제어기를 설계하였다. 인버터 스위칭주파수의 1/20로 대역폭을 선정하고 전동기 정수를 대입하여 구한 비례이득과 적분이득은 다음과 같다.

d축 전류 제어기

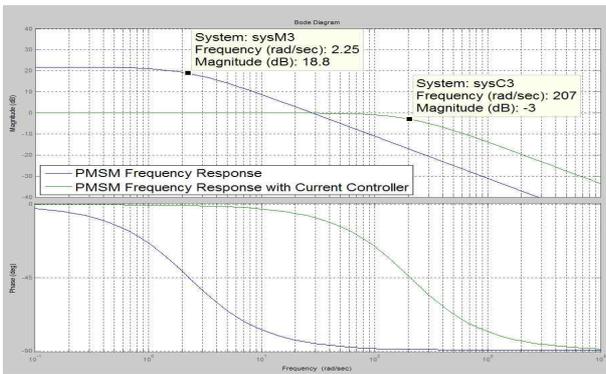
$$K_{pc}^d = L_d \cdot \omega_{cc} \cong 2.04, \quad K_{ic}^d = R \cdot \omega_{cc} \cong 16.92$$

q축 전류 제어기

$$K_{pc}^q = L_q \cdot \omega_{cc} \cong 7.39, \quad K_{ic}^q = R \cdot \omega_{cc} \cong 16.92$$



(a)



(b)

그림 5. 전동기와 전류제어기 주파수 응답 특성  
(a) d축 (b) q축

Fig. 5. Frequency response characteristics of a current controller (a) d-axis (b) q-axis

그림 5는 IPMSM의 고유 주파수 응답 특성과 설계한 전류제어기의 주파수 응답특성을 나타낸다. 그림 5 (a)에서 d축 전동기 고유의 이득은 4[dB], 차단각 주파수는 8.14로 나타나고 그림 5 (b)의 q축 전동기 고유의 이득은 40[dB] 대역폭은 2.25로 나타난다. 하지만 그림 5 (a)와 (b) 모두에서 설계된 전류제어기 적용 후의 이득은 0[dB]로 수렴하고 대역폭은 207[rad/s]의 값으로 동일하게 나타나 제어 가능한 영역이 훨씬 넓어짐을 확인할 수 있다.

### 4.2 속도 제어기 이득 설계

앞서 얻어진 전류제어기 대역폭의 1/5로 속도 제어기의 대역폭을 설정하고 전동기 정수를 대입하여 비례이득과 적분이득을 얻을 수 있다.

$$K_{ps} = J\omega_{cs} / K_T \cong 7.2, \quad K_{is} = J\omega_{cs}^2 / 5K_T \cong 59.68$$

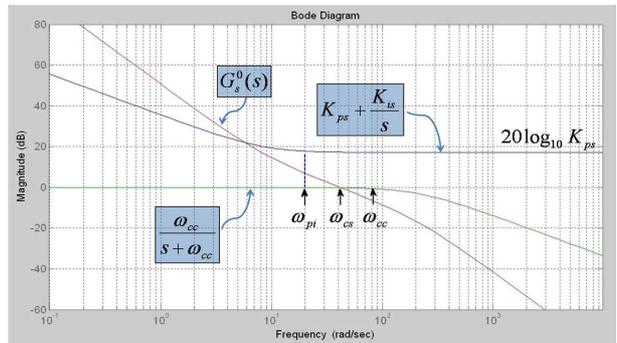


그림 6. 개루프 전달함수의 주파수 응답 특성  
Fig. 6. Frequency response characteristic of a speed controller

그림 6은 설계된 속도 제어기 이득을 적용하여 얻어진 PI 제어기, 속도제어기 개루프 전달함수와 전류제어기의 주파수 응답 특성이다. PI 제어기의 절점 주파수  $\omega_{pi}$ 는 8.3[rad/s], 속도 제어기의 대역폭  $\omega_{cs}$ 는 41.4[rad/s], 전류제어기의 대역폭  $\omega_{cc}$ 는 207 [rad/s]로 나타나 설계한 특성을 나타내고 있음을 확인할 수 있다.

5. 시뮬레이션

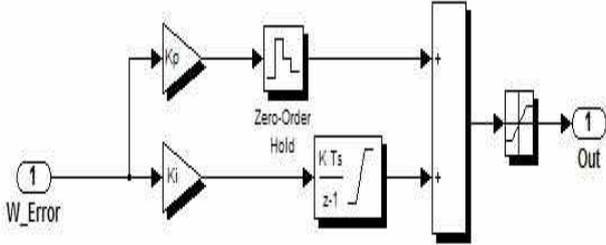


그림 7. Matlab/Simulink 속도제어기 블록도  
Fig. 7. Speed Controller block diagram with Matlab/Simulink

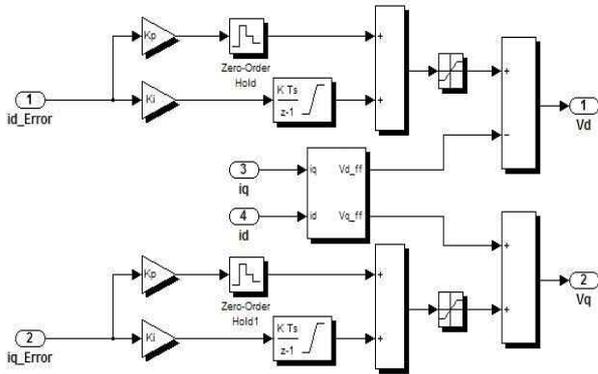


그림 8. Matlab/Simulink 전류제어기 블록도  
Fig. 8. Current Controller block diagram with Matlab/Simulink

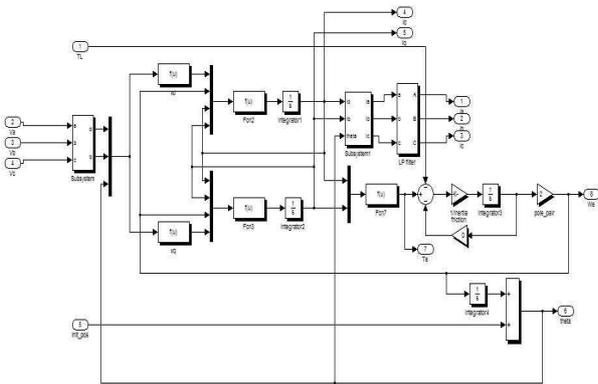


그림 9. Matlab/Simulink 전동기 블록도  
Fig. 9. Motor block diagram with Matlab/Simulink

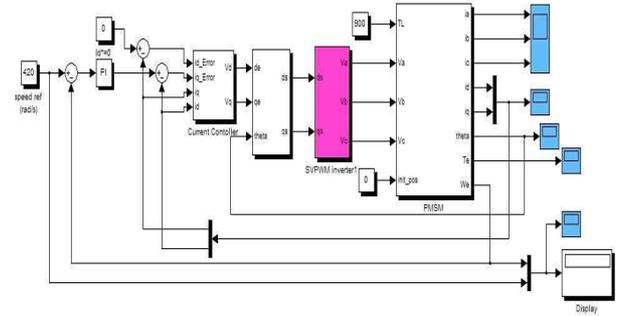
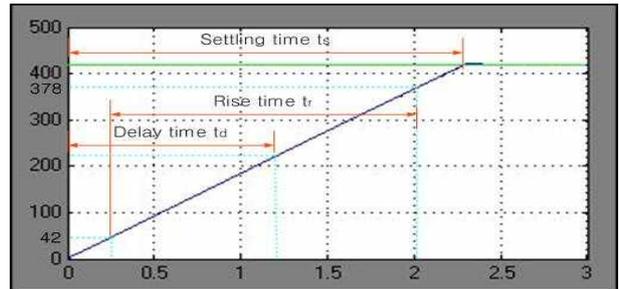
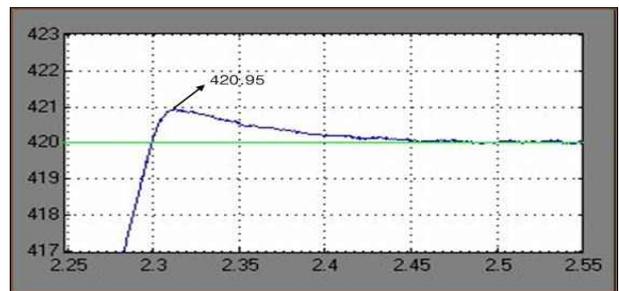


그림 10. Matlab/Simulink 시뮬레이션 블록도  
Fig. 10. Simulation block diagram with Matlab/Simulink

본 논문에서는 앞장에서 설계한 제어기를 그림 7~10과 같이 Matlab/Simulink을 이용하여 고속전철의 견인전동기 시스템을 구현하였다. 인버터 회로를 구성하고 차세대 고속전철 시스템에 적용 예정인 전동기 파라미터를 이용하여 IPMSM을 모델링하였다.

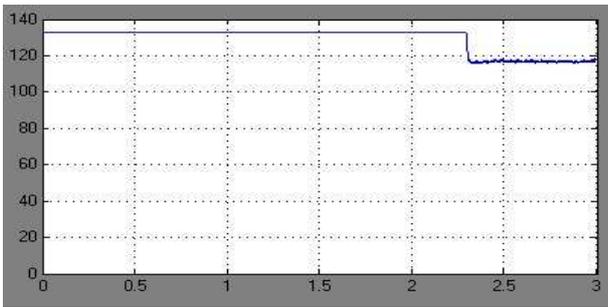


(a)

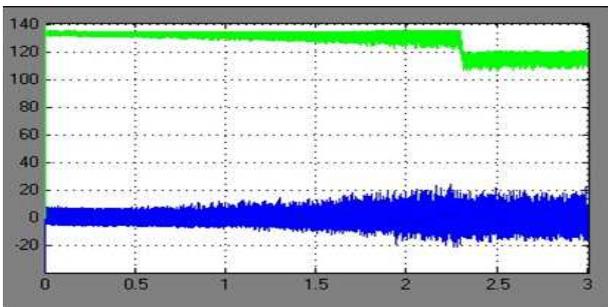


(b)

그림 11. 시뮬레이션 결과 (a) 지령속도와 출력속도[rad/sec], (b) 최대오버슈트  
Fig. 11. Simulation results (a) reference and output speed[rad/s] (b) maximum overshoot



(a)



(b)

그림 12. 지령 전류와 출력 전류 파형[A]

(a) q축 지령 (b) d-q축 출력

Fig. 12. Reference and output current waveform [A] (a) q-axis reference (b) dq-axis output

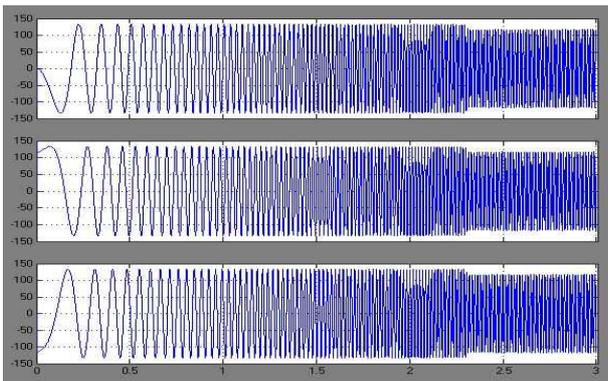


그림 13. 3상 출력 전류[A]

Fig. 13. 3-Phase output current[A]

그림 11 (a)는 지령속도와 출력속도의 전체 시뮬레이션 파형을 나타내고 (b)는 최대 오버슈트를 확인하기 위하여 확대된 파형을 나타내었다. 시뮬레이션 결과 정착시간은 약 2.3[s], 상승시간은 약 1.83[s], 지연

시간은 약 1.19[s], 최대 오버슈트는 약 0.23[%]를 나타내어 적절한 제어기 이득이 설계되었음을 확인할 수 있다. 그림 12 (a)는 속도제어기 출력인 q축 지령 전류, (b)는 d-q축 출력 전류를 나타낸다. q축 지령 전류는 리미터를 사용하여 전동기 전류 정격 133[A]로 제한을 하여 얻어진 결과이고 이에 따라 dq-축 출력 전류가 제어되고 있음을 파형을 통해 확인할 수 있다. 그림 13은 인버터 3상 출력 전류를 나타낸다. 전동기에 인가되는 출력 전류가 가속 구간인 과도상태에서 피크 133[A]를 나타내고, 정상상태 구간에서 피크 116[A]의 값으로 감소하여 전동기 정격 이내에서 제어되고 있음을 확인할 수 있다. 그림 14는 전동기의 출력 토크를 나타낸다. 과도상태 구간에서 약 1,000 [N·m]의 토크를 내다가 정상상태 구간에서 약 900[N·m]의 토크가 출력되는 것을 확인하였다.

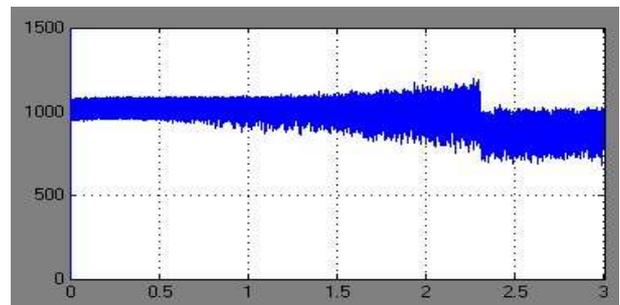


그림 14. 출력 토크 [N·m]

Fig. 14. Output torque [N·m]

## 6. 결론

본 논문에서는 차세대 고속전철 분산형 추진제어 시스템 시제 차량에 적용될 인버터와 IPMSM의 사양을 적용한 벡터 제어시스템의 속도 제어기, 전류제어기를 설계하였고 이를 토대로 Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션 모델을 개발하였다. 설계된 이득 값을 적용하여 제어기의 주파수 응답특성을 분석하고 모의시험을 수행하였다. 부하 토크 900[Nm]를 인가한 모의 시험 결과 최대 오버슈트는 약 0.23[%], 정착시간은 약 2.3초를 나타내고 인버터 출력 전류가 IPMSM 정격 내에서 제어됨을 확인하여 적절한 제어기 설계가

수행되었음을 확인하였다. 개발된 시뮬레이터 및 모의시험 결과는 IPMSM 적용 차세대 분산형 고속전철 견인전동기 시스템설계에 직접적으로 활용될 수 있을 것으로 기대된다. 본 논문에서는 1대의 ICIM에 대한 시뮬레이션 및 설계를 하였지만 향후 4대의 ICIM 시스템을 병렬 연결시 파라미터의 변화나 고조파 성분 등 전동기 서로 간의 영향을 고찰하고 이를 분석하는 연구가 필요할 것으로 사료된다.

**감사의 글**

본 연구는 국토해양부 미래철도기술개발사업의 연구비지원 (과제번호 07차세대고속철도A01)에 의해 수행되었습니다.

**References**

- [1] 철도기술연구원 차세대 고속철도 기술개발 사업단, “차세대 고속철도 기술개발사업 1단계 연구성과 자료집”, 2009.
- [2] 김상훈, 배본호, 설승기, “벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발”, 전력전자학회 논문지 제6권 제2호, 2001, pp:48~51.
- [3] 김형철, 최재호, “열차 추진제어장치의 알고리즘에 관한 연구”, 한국철도학회 논문집 제10권 제1호 2007, pp:51~56.
- [4] Seok-Beom LEE, “Closed-Loop Estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor Parameters by PI Controller Gain Tuning”, IEEE Trans. on energy Conversion, VOL. 21, NO.4, Dec. 2006, pp:863~870.
- [5] Uddin M.N. Radwan T.S. George G.H. Rahman M.A, “Performance of current controllers for VSI-fed IPMSM drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 36, 2000 , pp: 1531~1538.
- [6] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman, and Y. Hu, “A novel direct torque control for interior permanent -magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux -A speed-sensorless approach,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 6, pp. 1748-1756, Nov./Dec. 2003.
- [7] Jun Zhang Rahman, M.F. Grantham, C. “A New Scheme to Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Low Torque Ripple”, Power Electronics and Motion Control Conference, IPENC CES/IEEE 5th International, 2006. Vol 3, pp 1~5.
- [8] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, “Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, pp. 528-536, 1997.

◆ 저자소개 ◆



**이두희(李斗熙)**

1983년 3월 21일생. 2009년 강원대 제어계측공학과 졸업. 현재 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정.



**진강환(陳康煥)**

1979년 6월 29일생. 2006년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2008년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자전기공학부 박사과정.



**권순환(權純煥)**

1981년 11월 11일생. 2008년 단국대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 현재 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정.



**김성제(金成濟)**

1985년 8월 9일생. 2009년 원광대 전기전자 및 정보공학부 졸업. 현재 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정.



**김윤호(金倫鎬)**

1974년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업(박사). 2004년 전력전자학회 회장 역임. 2008년 철도학회 회장 역임. 현재 중앙대 전자전기공학부 교수.