

# IPMSM 구동 차세대 고속전철 시스템의 최대 토크운전

## Maximum Torque per Ampere Operation of IPMSM Drives for the Next Generation High Speed Railway System

진강환<sup>†</sup>      김성제\*      이두희\*      권순환\*      김윤호\*\*  
Kang-Hwan Jin    Sung-Je Kim    Du-Hee Yi    Soon-Hwan Kwon    Yoon-Ho Kim

### ABSTRACT

The next generation domestic high speed railway system is a power dispersed type and uses vector control method for motor speed control. Nowadays, inverter driven induction motor system is widely used. However, recently PMSM drives are deeply considered as a alternative candidate instead of an induction motor driven system due to their advantages in efficiency, noise reduction and maintenance.

In this paper, the maximum torque control approach is presented for the IPMSM drives with reluctance torque. The applied control method uses maximum torque control per ampere technique. Simulation programs based on Matlab/Simulink are developed. Finally the designed system is verified by simulation and their characteristics are analyzed by the simulation results.

### 1. 서론

전 세계적으로 그린 에너지 시대를 맞이하여 고효율 대량 수송시스템에 적합한 고속철도가 주목 받고 있으며 기술선도 국가와 업체들이 고속철도 건설 수주에 모여드는 실정이다. 고속철도 차량의 수송능력을 증가시키기 위해서는 빠른 가감속 특성과 고속 운전 영역을 필요로 한다. 이에 세계적인 경쟁력을 갖추기 위해 국내에서는 영업속도 350 km/h, 시험 최고속도 400 km/h급 차세대 고속철도시스템을 개발하고 있으며 이에 대한 연구로 차량의 고속화를 위하여 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)를 사용하는 동력분산식 추진제어시스템의 개발이 수행되고 있다. IPMSM은 영구자석이 회전자에 매입되어 있어 고속 동작에서의 영구 자석의 이탈과 같은 문제가 제거되어 구조적으로 안정성이 크며, 자기적 돌극성(Magnetic Saliency)이 좋아 출력/토크 밀도가 우수하여 고효율 운전을 가능하게 하고 유효 공극은 작아 전기자 반작용 효과가 좋은 장점이 있다[1-3]. 이러한 IPMSM의 일정 토크 영역에서의 구동을 위한 제어 방식은 d축 전류를 0으로 하는 제어, 역률 1 제어, 공극 자속 일정제어, 단위 전류 당 최대 토크제어 등이 있다[4-6]. 이중 IPMSM의 자기적 돌극성을 최대로 활용하고 빠른 동특성을 얻기 위해 적합한 제어 방식은 단위 전류당 최대 토크제어이다.

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)를 적용한 차세대 고속전철 구동시스템의 일정 토크 영역에서의 제어를 수행한다. 적용된 제어 기법은 IPMSM의 릴럭턴스 토크를 이용하기 위한 단위 전류당 최대 토크 제어[7-10]가 사용되었으며 Matlab/Simulink를 사용하여 모의시험 프로그램을 개발하여 시험하고 적용된 방식의 효용성을 증명하였다.

† 책임저자 : 중앙대학교 전자전기공학부 정회원  
E-mail : bd20b@daum.net  
TEL : (02)820-5290

\* 중앙대 전자전기공학부 석사과정

\*\* 중앙대 전자전기공학부 교수

## 2. 차세대 고속전철 추진제어장치 및 IPMSM 모델링

### 2.1 차세대 고속전철 추진제어 장치

그림 1은 변압기, 컨버터, 인버터, 전동기로 구성된 차세대 고속철도 추진제어시스템의 회로도이다. 2개의 변압기와 2개의 컨버터가 병렬로 연결된다. 견인구동 시스템은 컨버터의 출력 단에 4개의 인버터가 병렬로 연결되며 각각의 인버터에 모터가 연결된 구조를 갖는 1CIM의 구조이다. 인버터는 견인 전동기에 가변전압 가변 주파수 전압을 공급하여 요구하는 구동력을 발생시키는 교류 가변속 장치이다. 주전력 소자는 IGBT를 사용한다.

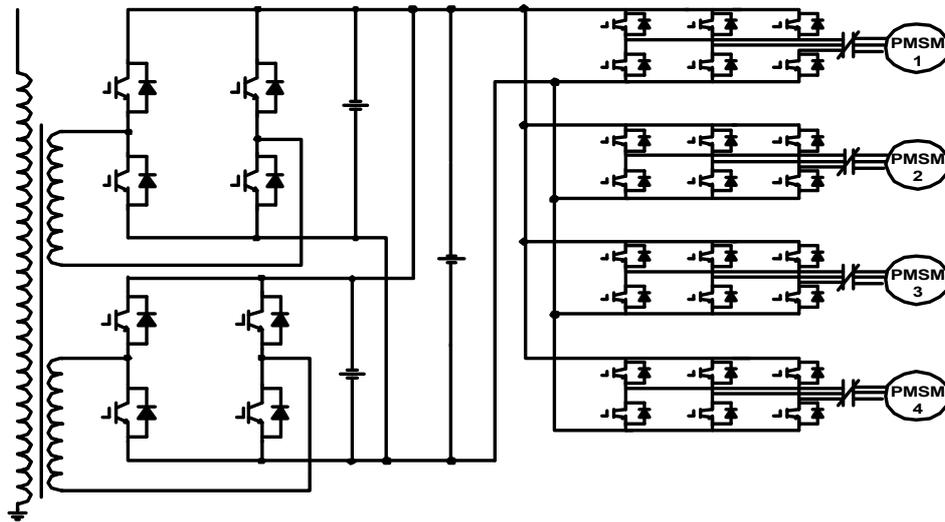


그림1. Traction control system circuit

### 2.2 IPMSM의 수학적 모델링

영구자석 동기전동기의 3상 고정자 전압 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} v_{as} &= R_s i_{as}(t) + \frac{d\lambda_{as}(t)}{dt} \\ v_{bs} &= R_s i_{bs}(t) + \frac{d\lambda_{bs}(t)}{dt} \\ v_{cs} &= R_s i_{cs}(t) + \frac{d\lambda_{cs}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $\lambda_{abc}$ 는 고정자의 전자속을 의미하며 자기인덕턴스, 다른 상과 쇄교하는 상호 인덕턴스, 그리고 회전자의 자속에 의한 상호 인덕턴스로 이루어진다. 식 (1)를 역기전력이 포함된 수식으로 정리하면 다음과 같다.

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} (L_{abc}(\theta_r) i_{abc}) + e_{abc} \quad (2)$$

IPMSM의 3상 고정자 전압방정식을 2상 정좌표계의 전압방정식으로 좌표 변환하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[ L_{dq}(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \right] - \omega_r \phi_f \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

자속 쇄교값은 회전자 위치함수와 관련되며, 인덕턴스항에는 회전자가 비둘극형인 SPMSM과는 달리 회전자 위치의 2배 함수와 관련 있을 뿐만 아니라 2상 각각에 상호 간섭항이 존재한다.

회전자를 기준으로 한 동기좌표계에서는 좌표축이 동기속도로 회전하고 있으므로 동기속도로 회전하고 있는 고정자의 전압과 전류벡터는 회전자 축에서 볼 때 직류 값과 같이 일정 값으로 된다. 회전자의 위치에 관련된 항은 모두 상수값이 되므로 수식을 간략화 할 수 있게 되며 2상 동기좌표계 전압방정식은 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s + L_{qs} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서,  $\omega_r$  : 동기 각속도

$v_{ds}^r, v_{qs}^r$  : 동기좌표계 d,q축 고정자 전압

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

$L_{ds}, L_{qs}$  : 동기좌표계 d,q축 인덕턴스

$R_s$  : 고정자 저항

$\phi_f$  : 영구자석에 의한 쇄교자속

매입형 영구자석 동기전동기의 토크식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (5)$$

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

### 3. 단위 전류당 최대토크 제어

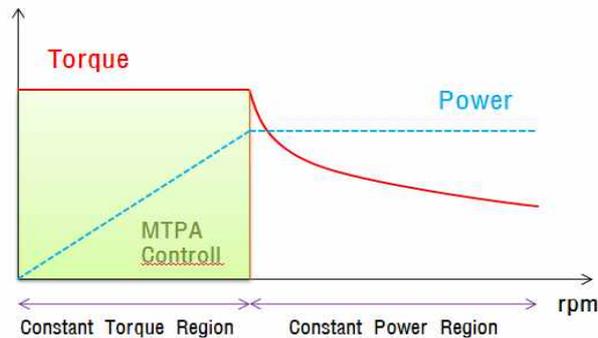


그림2. 전동기의 가변속 운전 토크-속도 곡선

고속철도 건인 전동기 시스템의 가변속 구동은 VVVF 제어 즉 주파수와 전압의 가변을 통해 이루어지며, 속도 범위는 그림 2와 같은 기준속도 이하의 일정 토크와 기준속도 이상의 일정 출력의 두 영역으로 나누어진다. 본 논문에서는 차세대 고속철도의 일정 토크 영역까지의 제어를 수행한다. 기준속도

이하의 영역인 일정토크영역에서 전동기의 토크는 인버터 전류에 의해 제한되며 주어진 전류 제한에서 출력토크가 최대가 되는 d, q축 전류로 제어한다면 전동기의 동특성을 빠르게 할 수 있다.

IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 식 (5)에서도 알 수 있듯이 d축 인덕턴스와 q축 인덕턴스가 달라 생기는 릴럭턴스 토크가 존재한다. 따라서  $i_{ds}^r$ 를 0보다 작은 값으로 제어를 하면 릴럭턴스 토크가 영구자석에 의한 토크와 더해져 더 큰 토크를 얻을 수가 있다.

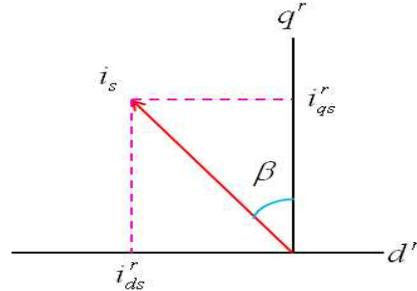


그림3. Current phasor diagram

전압이 낮은 일정토크 운전영역에서는 전압여유가 있기 때문에 전류제한만 고려하면 된다. 동기 좌표계에서 d, q축 전류를 고정자 전류  $i_s$ 와 위상각  $\beta$ 로 표현하면 그림 3과 같고, d축 및 q축 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_s &= \sqrt{i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2} \\ i_{ds}^r &= -i_s \sin\beta, \quad i_{qs}^r = i_s \cos\beta \end{aligned} \quad (6)$$

식 (5),(6)의 관계에 의해 IPMSM의 토크식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left( \phi_f i_s \cos\beta + \frac{1}{2} (L_{qs} - L_{ds}) i_s^2 \sin 2\beta \right) \quad (7)$$

IPMSM에서 단위 전류당 최대토크를 발생시키기 위한 전류 위상각은 식 (7)를  $\beta$ 로 편미분하여 0으로 하여 다음 식으로 나타낼 수 있고,

$$\begin{aligned} \frac{\partial T}{\partial \beta} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left( -\phi_f i_s \sin\beta + (L_{qs} - L_{ds}) i_s^2 \cos 2\beta \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left( -\phi_f i_s \sin\beta + (L_{qs} - L_{ds}) i_s^2 (1 - 2\sin^2\beta) \right) \\ \beta &= \sin^{-1} \left( \frac{-\phi_f + \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_{qs} - L_{ds})^2 i_s^2}}{4(L_{qs} - L_{ds}) i_s} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (6)의 관계에 의해 d, q축 전류의 관계는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$i_d = \frac{\phi_f}{2(L_{qs} - L_{ds})} - \sqrt{\frac{\phi_f^2}{4(L_{qs} - L_{ds})^2} + i_q^2} \quad (9)$$

그림 4는 이상에서 얻어진 수식들을 바탕으로 표 1의 차세대 고속철도에 적용되는 IPMSM 파라미터를 사용하여 얻은 일정 토크 곡선과 전류 제한원, 단위 전류 당 최대 토크 곡선을 나타낸다. 이들의 교

점인 점 A가 전류 제한원에서 최대의 출력 토크를 발생시키는 지점이 된다. 수치 해석 프로그램인 Mathcad를 사용하여  $i_{ds}^r = -110$ ,  $i_{qs}^r = 152$ 의 점 A의 값을 얻을 수 있다.

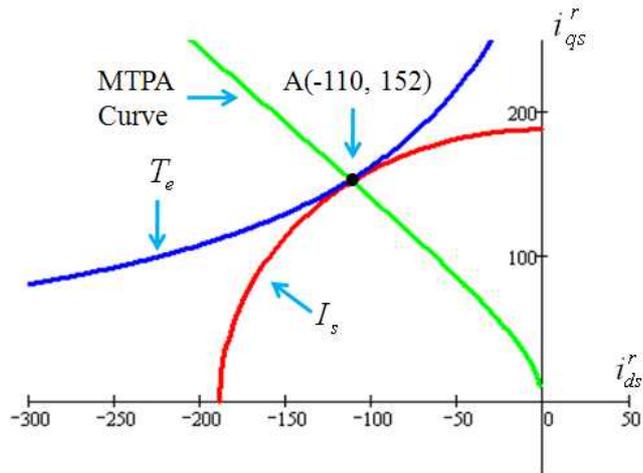


그림4. Constant torque curve, current limit circle and current curve with maximum torque per ampere approach

그림 5는 단위 전류당 최대토크 제어기법이 적용된 IPMSM 벡터 제어 시스템 블록도를 나타낸다. 이는 속도제어기와 전류제어기, 공간 벡터(SVPWM) 방식을 적용한 인버터와 IPMSM으로 구성되어 있다. 속도 제어기의 출력은 q축 전류 제어기에 입력된다. 전류 제어기는 d축과 q축을 나누어 제어한다.

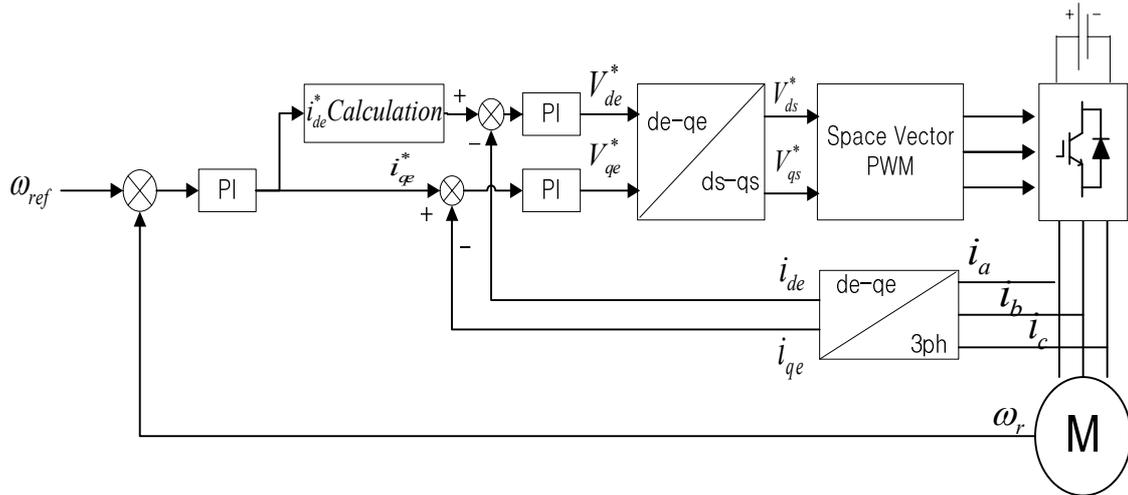


그림5. Vector control system of IPMSM using MTPA

#### 4. 시뮬레이션

본 논문에서는 차세대 고속전철의 일정토크영역 구간인 160km/h(약 2100rpm)의 속도까지 제어를 수행한다. 적용된 제어방식은 일반적으로 많이 사용되는 d축을 0으로 제어하는 방식과 최대 토크제어 방식을 적용하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기 파라미터는 차세대 고속전철 시제차량에 적용될 IPMSM의 파라미터를 적용하였으며 표 1에 나타내었다. 인버터 스위칭 주파수는 660Hz로 동작되었으며 그림 6은 Matlab/Simulink로 구현한 IPMSM이 적용된 차세대 고속전철 최대토크제어 시스템 블록도를 나타낸다.

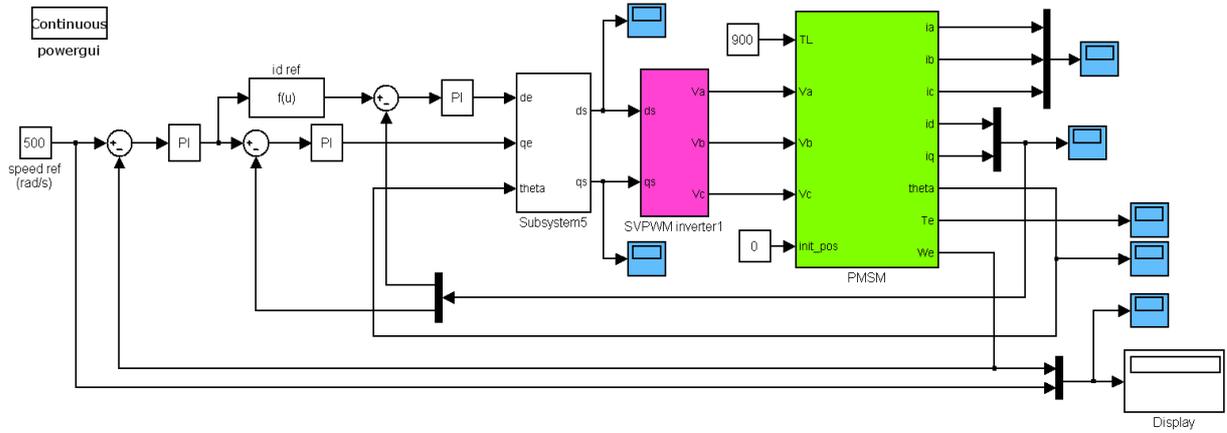
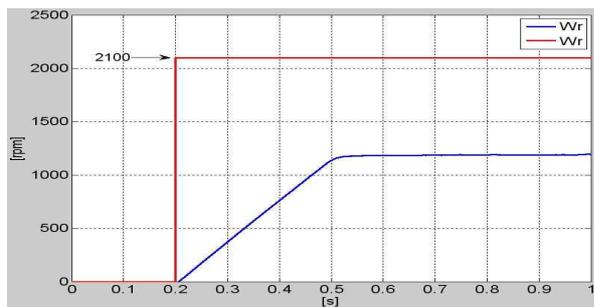


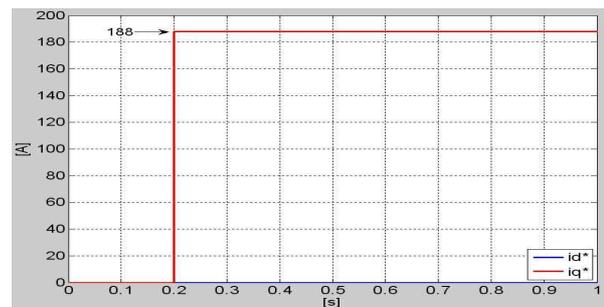
그림6. Total system block diagram using Matlab/simulink

도표 1. IPMSM parameter

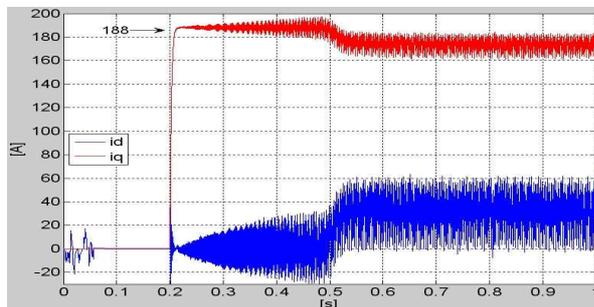
Parameter	Value
Phase current rating [Arms]	133
$R_s$ [ $\Omega$ ]	0.08161
$L_d$ [H]	0.009846
$L_q$ [H]	0.035627
Flux Linkage [Wb]	2.5707
Inertia [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]	1.33815
Pole [P]	4



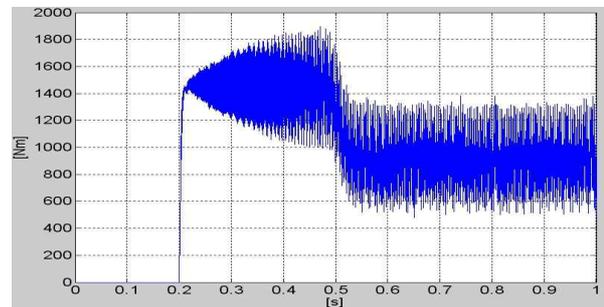
(a)



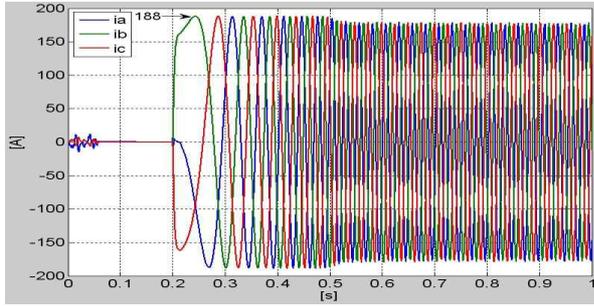
(b)



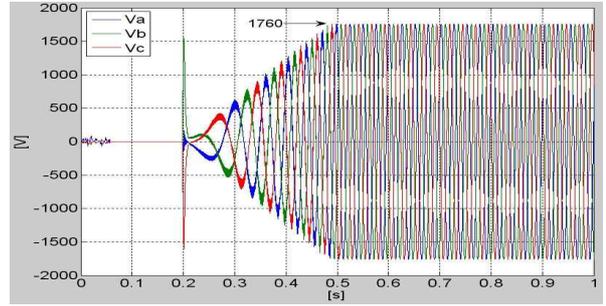
(c)



(d)



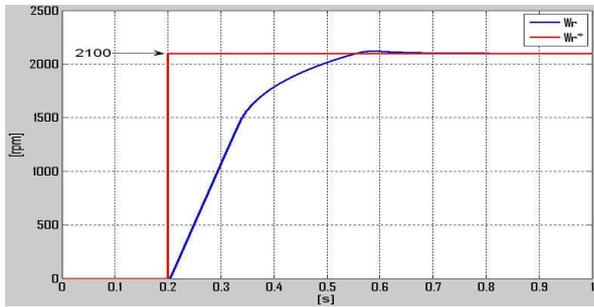
(e)



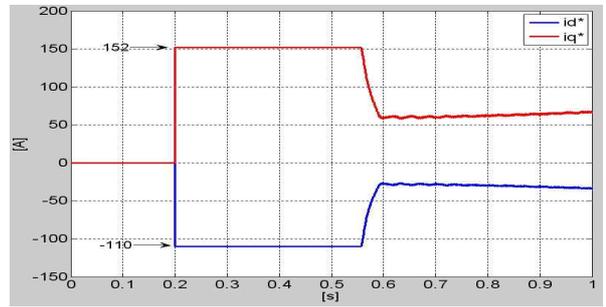
(f)

그림 7. Operating characteristics of  $i_d = 0$  control at 900[N·m] load

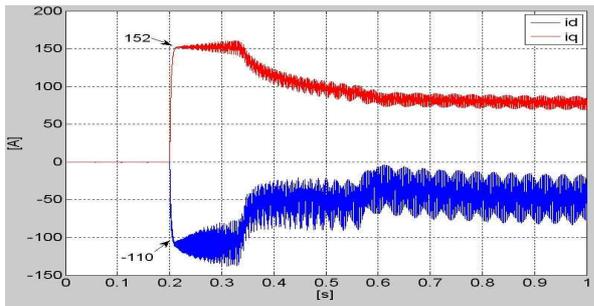
- (a) Reference and real speed[x : time(s), y : speed(rpm)]
- (b) Reference d, q axis current[x : time(s), y : current(A)]
- (c) Real d, q axis current[x : time(s), y : current(A)]
- (d) IPMSM torque[x : time(s), y : torque(N·m)]
- (e) Output Current[x : time(s), y : current(A)]
- (f) Output Voltage[x : time(s), y : voltage(V)]



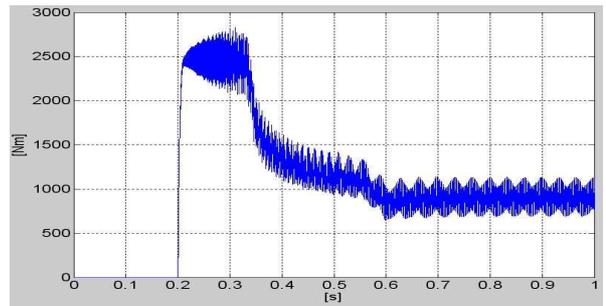
(a)



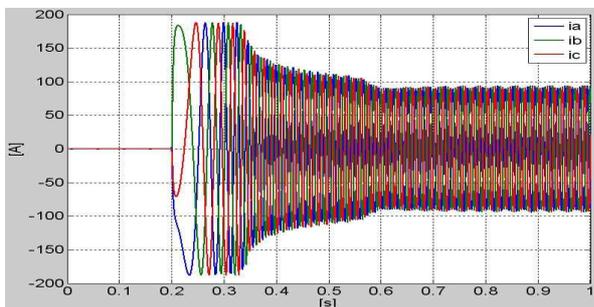
(b)



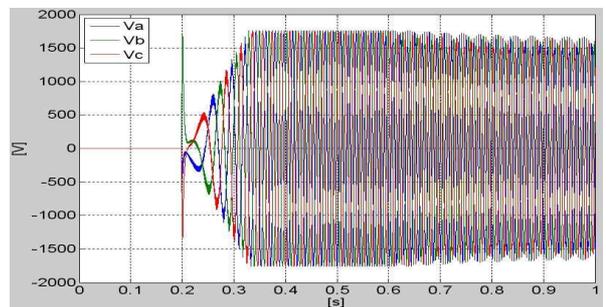
(c)



(d)



(e)



(f)

그림 8. Operating characteristics of MTPA control at 900[N·m] load

- (a) Reference and real speed[x : time(s), y : speed(rpm)]
- (b) Reference d, q axis current[x : time(s), y : current(A)]

- (c) Real d, q axis current[x : time(s), y : current(A)]
- (d) IPMSM torque[x : time(s), y : torque(N·m)]
- (e) Output Current[x : time(s), y : current(A)]
- (f) Output Voltage[x : time(s), y : voltage(V)]

그림 7과 그림 8은 부하 토크 900[N·m]를 인가하고 지령속도를 2100[rpm]으로 운전 할 경우의 제어와 최대토크제어의 응답특성을 나타낸다. 각 그림의 (a)는 지령속도와 실제 속도를 나타내고 (b)는 d, q축 지령 전류 (c)는 실제 d, q축 전류 (d)는 전동기 발생토크 (e)는 3상 출력 전류 (f)는 3상 출력 전압을 나타낸다. 그림 7의  $i_d = 0$  제어의 운전특성을 살펴보면 약 0.5초 지점에서 인버터가 인가할 수 있는 최대 전류와 최대 전압에 도달하여 실제 속도가 지령 속도에 도달하지 못하였다. 속도 상승 구간에서의 q축 지령은 188[A], d축 지령은 0[A]로 인가되고 이에 따라 실제 d, q축 전류가 제어됨을 확인할 수 있다. 이때의 발생토크를 살펴보면 속도 증가 구간에서는 약 1400[N·m], 정상상태 구간에서는 약 900[N·m]를 나타내었다. 그림 8의 최대 토크제어에서는 지령속도에 도달할 때까지 0.4초 정도가 걸리며, 속도 상승구간에서의 q축 지령은 152[A], d축 지령은 -110[A]로 인가되고 이에 따라 실제 d, q축 전류가 제어되고 있음을 알 수 있다. 전동기 발생 토크는 속도 증가 구간에서 약 2500[N·m], 정상상태 구간에서 약 900[N·m]가 나타남을 확인하였다.

이상의 시뮬레이션 결과를 살펴보면 d축을 0으로 제어하는 방식과 최대 토크제어 모두 속도 증가구간에서 d축, q축 전류 지령의 벡터 합이 188[A]로 동일한 조건하에서 동작하고 있음을 확인할 수 있다. 부하토크가 900[Nm]인 경우에  $i_d = 0$  제어는 지령 속도에 도달하지 못하는데 반해 최대토크제어를 적용한 결과는 빠른 가속 성능을 나타내어 정상상태에 도달하였고, 그때 발생하는 토크는 약 1100[N·m] 만큼 더 크게 발생하였음을 확인하였다. 이는 동일한 지령속도 도달시간을 가정하여 최대토크 제어 방식이 훨씬 작은 크기의 전류로 운전할 수 있음을 의미한다.

## 5. 결론

본 논문에서는 고속전철 시제차량에 적용될 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM) 파라미터를 적용한 차세대 고속전철 구동시스템의 일정 토크 영역에서의 제어를 수행하였다. 제어 기법은 일반적으로 많이 사용되는 d축 전류를 0으로 제어하는 방식과 최대토크 제어기를 설계 적용하여 동특성을 비교 분석하였다. Matlab/simulink를 기반으로 하는 시뮬레이션 프로그램을 설계하여 900[Nm]의 부하토크 인가 후 모의시험 결과 최대토크제어를 적용한 경우만 지령속도에 도달하였다. 속도 상승 구간에서의 발생토크는  $i_d = 0$  제어와 비교하여 최대 토크제어가 약 1100[N·m] 더 크게 발생하였다. 따라서 차세대 고속전철 시제차량에 적용될 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM) 구동시스템의 일정 토크영역에서의 제어 방식은 IPMSM의 릴럭턴스를 효과적으로 사용할 수 있는 단위전류 당 최대 토크 제어(MTPA)가 적절함을 확인하였다.

## 감사의 글

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

## 참고문헌

1. 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
2. L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "magnetsynchronousmotordrives," IEEE

Transactions on Power Electronics, Vol. 12, 1997, pp. 528-536.

3. S. M. Kim, Y. D. Yoon, S. K. Sul, K. Ide and K. Tomita, "Parameter Independent Maximum Torque per Ampere(MTPA) Control of IPM Machine Based on Signal Injection", 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE APEC, pp.103-108
4. M. F. Moussa, A. Helal, Y. Gaber, H. A. Youssef, "Unity Power Factor control of permanent magnet motor drive system", IEEE MEPCON 2008, pp.360-367
5. C. Mademlis, I. Kioskeridis, N. Margaris, "optimal efficiency control strategy for interior permanent-magnet synchronous motor drives", IEEE Trans. Energy Conv. Vol. 19, pp.715-723, 2004
6. A. Dianov, Y.-K. Kim, S. -J. Sang and S. -T. Lee, "Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives", IEEE IECON 2008, pp. 1355-1360
7. P. Niazi and H. A. Toliyat, "Robust maximum torque per amp (MTPA) control of PM-assisted synchronous reluctance motor", IEEE APEC 2006, pp. 685-692
8. S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, L. Sgarbossa, "Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection", IEEE ECCE 2009, pp.2340-2346.
9. P. Niazi, H. A. Toliyat and A. Goodarzi, "Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of PM-Assisted SynRM for Traction Applications", IEEE Trans. Ind. July, Vol.56, pp.1538-1545, 2007
10. F. Tahami, H. Nademi and M. Rezaei, "A high-performance vector-controlled PMSM drive with maximum torque per ampere operation", IEEE 2nd International PEC 2008, pp. 254-258.