

IPMSM이 적용된 차세대 고속전철 시스템의 약계자 제어

논문

59P-4-2

Field Weakening Control of IPMSM Based Next Generation High Speed Railway System

진 강 환* · 이 두 회** · 김 성 제** · 장 진 영*** · 김 윤 호†

(Kang-Hwan Jin · Du-Hee Yi · Sung-Je Kim · Chin-Young Chang · Yoon-Ho Kim)

Abstract - In this paper, a vector control of the IPMSM drives for the next generation domestic high speed railway system is presented. The applied control method uses one pulse mode field weakening control in constant power region, and maximum torque control per ampere control in constant torque region considering current and voltage limits. An overmodulation control interval is inserted to improve the transient characteristics during transition period of the control modes. 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.

Key Words : MTPA, Field Weakening, Overmodulation, IPMSM

1. 서 론

전 세계적으로 에너지 환경문제로 인하여 친환경 에너지 개발과 효율적인 에너지 사용 기술이 연구되고 있다. 이에 고속전철 분야 역시 기존보다 에너지 효율성을 더 높인 고속전철 차량 개발을 필요로 하고 있다. 현재 진행되고 있는 국내 고속철도 기술은 경쟁력 제고를 통한 국내외 고속철도 시장의 능동적 대응과 지속 가능한 미래 성장동력 산업의 기반기술 확보를 위하여 영업속도 350 km/h, 시험 최고속도 400 km/h급 차세대 고속전철시스템을 개발하고 있다. 이러한 차량의 고속화 기술개발의 핵심은 추진 제어장치의 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, 축 중 증가에 따른 궤도 유지 보수 등의 어려움 등의 문제로 인해 선진 고속 차량 기술에서는 동력 분산식을 적용하고 있다. 이러한 동력분산식의 고속열차 시스템은 국내 기술경험이 없어 이에 대한 기술 확보가 요구되어 차세대 고속열차의 차량시스템으로 분산형 모듈개발을 위한 연구가 진행 중에 있다[1].

또한 차량의 고속화를 위하여 소형화, 경량화가 유리하고

고효율, 고회력을 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[2]. 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[3].

본 논문에서는 차세대 고속전철 시스템에 적용될 매입형 영구자석 동기전동기 구동시스템의 전체 속도 구간의 운전을 수행한다. 전체 속도 구간의 운전 특성에 따라 단위 전류당 최대토크 제어(MTPA)와 약계자 제어 기법을 적용하여 운전하였으며 제어방식의 전환에 따른 피크 전류를 줄이기 위하여 과변조 구간을 삽입하였다[4-11]. 제안된 제어방식의 타당성을 검증하기 위하여 각 운전 영역별 Matlab/Simulink 기반 모의시험 프로그램을 개발하고 이를 이용한 결과를 분석하였다.

2. 추진제어장치 회로와 제어 시스템

2.1 추진제어장치 회로 구성

철도 차량 추진 제어장치는 변압기, 컨버터, 인버터, 전동기와 주변 장치로 구성된다. 그림 1은 본 논문에서 대상으로 하는 1개의 인버터가 1대의 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM)를 제어하는(1C1M) 추진 제어장치 회로도를 나타낸다. 2개의 변압기와 2개의 컨버터가 병렬로 연결되고 그 출력단에 4개의 인버터가 병렬로 연결된 구조를 갖는다. 인버터는 건인 전동기에 가변전압 가변 주파수 전압을 공급하여 요구하는 구동력을 발생시키는 교류 가변속 장치이며 주전력 소자는 IGBT를 사용한다.

* 정 회 원 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정

** 준 회 원 : 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정

*** 중신회원 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정

† 교신저자, 중신회원 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수 · 공박

E-mail : yhkim@cau.ac.kr

접수일자 : 2010년 4월 30일

최종완료 : 2010년 8월 6일

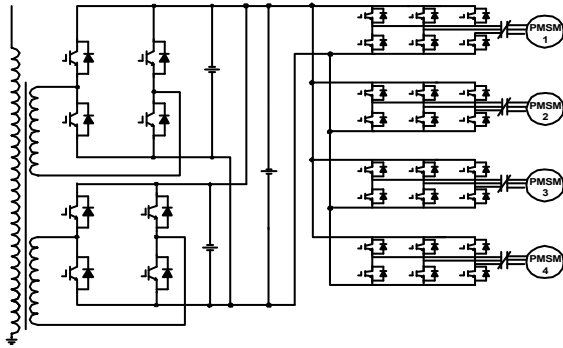


그림 1 추진제어시스템 회로도
Fig. 1 Traction control system circuit

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, ω_r : 전기 각속도
- ϕ_f : 영구자석에 의한 쇄교자속

IPMSM의 토크식은 다음과 같다.

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

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 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.

3. IPMSM의 가변속 운전특성

영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 있는 IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고속 운전 시에도 기계적으로 강인하며, 유효 공극 작게 할 수 있기 때문에 약계자 제어가 비교적 용이하다. 이러한 이유로 고속 운전을 위한 영구자석 동기 전동기로는 IPMSM이 주로 사용된다. IPMSM의 가변속 구동은 VVVF 제어 즉 주파수와 전압의 가변을 통해 이루어지며 속도 범위는 대개 그림 3과 같은 두 영역으로 나누어진다.

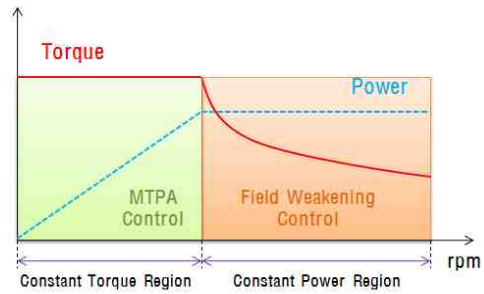


그림 2 가변속 운전 토크-속도 곡선
Fig. 2 Torque-speed curve of variable speed operation

3.1 일정 토크 영역 ($\omega_r \leq \omega_{base}$)

IPMSM에서는 $L_{ds} < L_{qs}$ 이므로 $i_{ds}^r < 0$ 인 경우에 릴럭턴스 토크가 영구자석에 의한 토크와 더해져서 더 큰 출력 토크를 얻을 수 있다. 그림 3은 식(2)로부터 동일한 토크 크기를 발생한 회전자 좌표계의 전류 i_{qs}^r 와 i_{ds}^r 의 조합들로 이루어진 곡선을 보여준다. 여기서, 동일 토크 발생에 대한 최소의 고정자 전류 $i_s = \sqrt{i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2}$ 가 존재한다. 요구되는 출력 토크 발생을 위해 필요로 하는 고정자 전류가 최소가 되는 i_{qs}^r 와 i_{ds}^r 의 조합을 찾아 이에 따라 운전하게 되면 단위 전류당 최대 토크 운전이 가능하다.

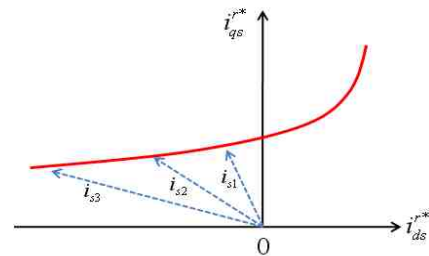


그림 3 동일한 토크를 발생하는 고정자 전류
Fig. 3 Stator current producing fixed constant torque

저속의 운전 영역에서는 이러한 단위 전류당 최대 토크 운전시 전동기가 출력할 수 있는 최대 토크는 허용 가능한 최대 전류 $I_{s,max}$ 에 의해서 제한된다. 그러나 역기전력이 큰 고속 운전 영역에서는 전류 제어를 위한 여유 전압이 부족하여 전동기가 발생할 수 있는 최대 토크는 $I_{s,max}$ 보다는 이용 가능한 최대 전압에 의해 제한된다. 역기전력이 큰 정격 속도 근처의 운전 영역에서는 고정자 저항에 대한 전압 강하 성분은 무시할 만하므로 IPMSM의 정상상태 고정자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v_{ds}^r = -\omega_r L_q i_{qs}^r \quad (3)$$

$$v_{qs}^r = \omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \phi_f \quad (4)$$

이들 d와 q축 전압은 이용 가능한 최대 전압 $V_{s,max}$ 와 다음의 관계를 만족 시켜야만 한다.

$$v_{ds}^{r*2} + v_{qs}^{r*2} \leq V_{smax}^2 \quad (5)$$

이 식들로부터 일정 토크 영역 운전의 최대 속도 ω_{base} 는 다음과 같이 구해진다.

$$\omega_{base} = \frac{V_{smax}}{\sqrt{(L_d I_{ds}^r + \phi_f)^2 + (L_q I_{qs}^r)^2}} \quad (6)$$

ω_{base} 는 일정 출력 영역 운전인 약계자 제어가 시작되어야 할 기준속도(base speed)가 된다. 따라서 전류제한 만을 고려한 기준속도 이하의 영역에서 전동기 운전시 적용 가능한 단위 전류당 최대토크 제어의 i_d, i_q 조건은 다음과 같다.

$$i_d = \frac{\Psi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (7)$$

$$i_q = \sqrt{I_s^2 - i_d^2} \quad (8)$$

3.2 일정 출력 영역($\omega_r \geq \omega_{base}$)

식(5)의 전압 제한 조건을 d와 q축 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$(\omega_r L_q i_{qs}^r)^2 + (\omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \phi_f)^2 \leq V_{smax}^2 \quad (9)$$

식 (9)는 최대 고정자 전압 V_{smax} 로 제어 가능한 지령 q 축 전류 i_{qs}^{r*} 와 d축 전류 i_{ds}^{r*} 의 범위를 나타낸다. 동일한 크기의 지령 전류를 제어하기 위해서 필요한 전압은 각속도 ω_r 에 따라 커짐을 알 수 있다. 그러나 이용 가능한 전압 V_{smax} 가 제한되어 있으므로 운전 각속도 ω_r 에 따라 제어 가능한 지령 전압의 영역은 작아진다. 그림 4는 전압 제한 조건의 d-q축 전류 평면에서 표현된 타원이다. 타원의 중심은 식 (10)과 같고 속도의 증가에 따라 전압제한원의 크기가 작아지는 특징을 보여 주고 있다.

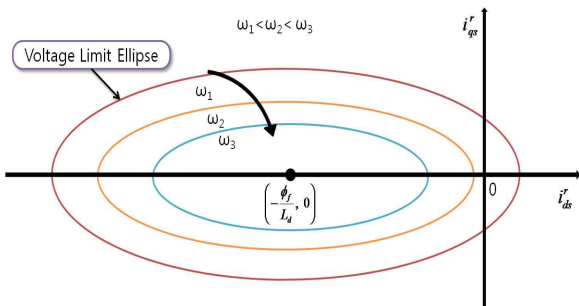


그림 4 속도에 따른 전압 제한 타원
Fig. 4 A voltage limit ellipse with respect to speed

이와 같은 전류 전압 조건하에 IPMSM의 고속운전 영역에서 d축 전류의 크기를 음의 방향으로 흐르게 하면 공극의 유효 자속이 감소되는 약계자 제어가 된다. 이 운전 영역에

서는 전동기의 전압은 일정하게 유지되어 일정 출력 영역이 된다. 이러한 제어 시 d와 q축 전류는 속도의 함수로 식 (11)과 식 (12)로 나타낼 수 있다. 여기서, i_s^r 는 속도 제어기에서 주어지는데 그 최대치는 I_{smax} 로 제한된다.

$$(i_{ds0}^r, i_{qs0}^r) = \left(-\frac{\phi_f}{L_d}, 0 \right) \quad (10)$$

$$i_{ds}^r = \frac{L_{ds} \phi_f - \sqrt{(L_{ds} \phi_f)^2 + (L_{ds}^2 - L_{qs}^2) \left\{ (\phi_f + (L_{qs} i_s^r)^2) - \left(\frac{V_{smax}}{\omega_r} \right)^2 \right\}}}{(L_{qs}^2 - L_{ds}^2)} \quad (11)$$

$$i_{qs}^r = \sqrt{i_s^{r2} - i_{ds}^{r2}} \quad (12)$$

4. 차세대 고속철도 구동용 제어 시스템 설계

차세대 고속철도의 영업속도인 350km/h에서의 전동기 회전수는 실제 제작될 차량의 데이터를 바탕으로 식 (13)과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \text{견인전동기 회전수}(rpm) & \quad (13) \\ &= \text{속도}(km/h) \cdot \text{기어비} \cdot \frac{1000}{60 \cdot \pi \cdot \text{차륜경}(m)} \\ &= 350 \cdot 2.0 \cdot \frac{1000}{60 \cdot \pi \cdot 0.82} = 4528rpm \end{aligned}$$

따라서 본 논문에서는 최대 운전 속도로 4500rpm을 선정하여 수행한다. 차세대 고속철도 구동 견인 전동기의 전 속도 구간에서의 제어를 위해 기준 속도 이하의 영역에서는 순시 토크 제어가 가능한 최대 토크제어를 사용하고 기준 속도 이상의 영역에서는 약계자 제어방식을 적용한다. 최대 토크 제어와 약계자 제어 사이에 과변조 영역을 두어 제어 방식 전환에 의한 과도상태의 발생을 줄이고자 한다. 표 1은 차세대 고속전철에 적용될 IPMSM의 파라미터를 나타내고 표 2는 구동 인버터 사양을 나타낸다.

표 1 매입형 영구자석 동기전동기 파라미터

Table 1 IPMSM parameter

항목	내용
정격 출력[kW]	410
정격 상전압[Vpk]	1760
정격 전류[Apk]	188
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 ²)]	1.33815

표 2 인버터 사양

Table 2 Inverter specification

장치	항목		내용	
인버터	전기적 사양	용량		512kVA
		입력측	정격전압	DC 2,800V
			정격전류	165A
		출력측	출력전압	AC 0~2,180V
			출력전류	135A
	시스템 사양	구성		1CIM
		전력 소자		IGBT
		냉각 방식		강제냉각
		제어 방식		VVVF
		스위칭 주파수(fsc)		660Hz

4.1 최대 토크제어 설계

4.1.1 최대 토크 제어가 적용될 최대 속도의 결정

최대 토크제어를 통하여 운전될 속도의 영역은 인버터 변조 방식에 의하여 인가되는 전압의 최대값에서 제한된다. 본 논문에서는 SPWM을 사용하고 있으며 변조 지수 1의 선형 변조영역의 최대 인가 전압과 차세대 고속철도에 적용할 인버터의 사양을 적용하여 다음과 같은 기본과 피크 상 전압을 얻을 수 있다.

$$V_{dc}/2 = 1400Vpk$$

변조지수 1의 최대 인가 전압에서의 속도(ω_{max})는 식 (6)을 사용하여 다음과 같이 얻어진다.

$$\omega_{max} = 250rad/s = 1193rpm$$

4.1.2 제어 전류의 결정

그림 5는 최대 토크제어를 위해 도출된 수식과 표 1의 전동기 파라미터를 사용하여 수치 해석 프로그램인 Mathcad를 사용하여 얻어진 전류 제한원과 단위 전류 당 최대 토크 곡선, 일정 토크 곡선을 나타낸다. 이들의 교점 A가 전류

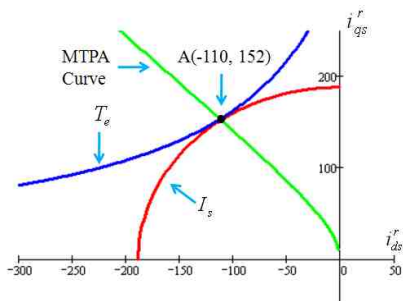


그림 5 전류 제한원, 최대 토크 곡선, 일정 토크 곡선
Fig. 5 Current limit circle, MTPA curve, Constant torque curve

제한원에서의 최대 출력 토크를 발생시키는 지점이 되며 이때의 일정 토크곡선의 값은 2500Nm, d축 전류는 -110A, q축 전류 152A의 값을 얻을 수 있었다.

4.2 약계자 제어 설계

약계자 제어 영역에서는 최대 출력을 위해 인버터 dc 전압을 최대한으로 활용할 수 있는 1펄스 모드(구형파)로 제어한다. 1펄스 제어를 사용하여 인버터에 의해 인가되는 기본과 피크 상 전압은 다음과 같다.

$$2 V_{dc}/\pi = 1782Vpk$$

약계자 제어가 적용될 기준 속도(ω_{base})는 다음과 같이 얻어진다.

$$\omega_{base} = 317rad/s = 1513rpm$$

그림 6은 약계자 제어를 위해 도출된 수식을 사용하여 얻어진 전류 제한원, 단위 전류 당 최대 토크 곡선, 속도에 따른 전압 제한원을 나타낸다. 전압 제한원은 점 C (-261, 0)의 중심점을 갖는 타원의 형태로 나타나고 V_{lim-1} 은 기준 속도 1513rpm에서의 전압 제한원, V_{lim-2} 는 최대 속도 4530rpm에서의 전압 제한원을 나타낸다. 속도의 증가에 따라 전압 제한원은 C 점을 향하여 줄어들며 이에 따라 전류는 A점에서 B점으로 이동하며 제어된다.

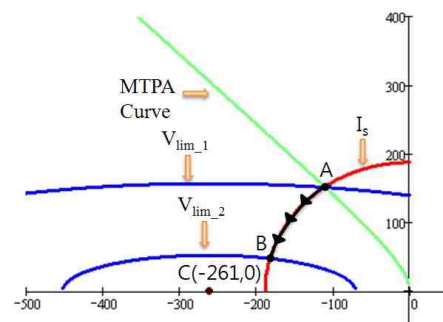


그림 6 전류 제한원, 최대 토크 곡선, 전압 제한원
Fig. 6 Current limit circle, MTPA curve, Voltage limit circle

4.3 파변조 영역

본 논문에서는 인버터를 제어하기 위하여 일정 토크영역에서는 속도 증가에 따라 SPWM을 사용하여 전압을 선형적으로 증가시키고 일정 출력 영역에서는 인버터에 의해 인가될 수 있는 최대의 전압을 이용하기 위하여 1펄스 제어를 이용하는 두 가지 제어방식을 적용한다. 일정 토크영역에서 SPWM을 사용하여 얻을 수 있는 인버터의 최대 인가 전압은 1400Vpk이다. 하지만 일정 출력영역에서 적용될 인버터에 의한 인가전압은 1펄스 제어에 의해 1782Vpk이다. 따라서 일정 토크영역의 최대 속도인 1193rpm에서 일정 출력영역으로 바로 전환하면 인버터에 의해 인가되는 전압이 순간적으로 약 380V가 증가되게 되어 인버터 출력 전류에 큰 과도 상태가 발생한다. 이러한 문제로 인하여 일정 토크영

역과 일정 출력 영역 사이에 과변조 구간을 삽입하여 인버터에 의해 인가되는 기본파 전압의 크기를 1400Vpk 이상으로 증가시켜 순간적인 인가전압의 증가를 줄인다.

5. 시뮬레이션

본 논문에서는 그림 7과 같이 Matlab/Simulink을 이용하여 고속전철의 견인전동기 구동 시스템을 구현하였다. 인버터 변조 방식은 SPWM을 사용하고 차세대 고속전철 시스템에 적용 예정인 전동기 파라미터를 이용하여 IPMSM을 모델링하였다.

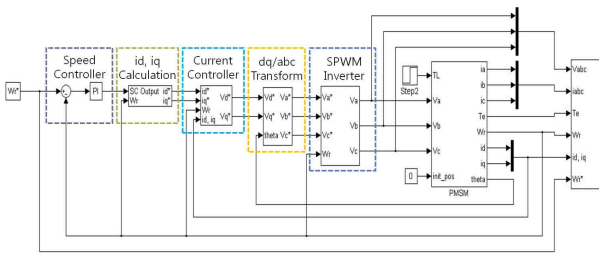
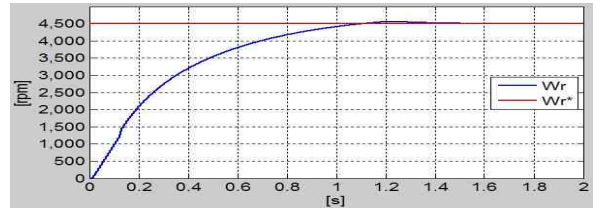


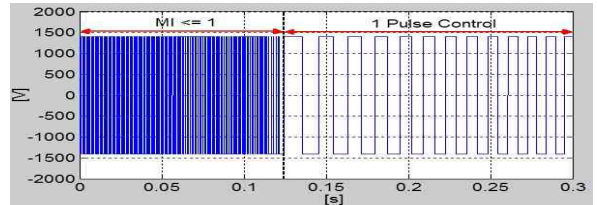
그림 7 MATLAB/Simulink 시뮬레이션 블록도
Fig. 7 MATLAB/Simulink simulation block diagram

그림 8과 9는 차세대 고속철도의 영업속도인 350km/h에서의 전동기 분당 회전수인 약 4500rpm의 지령 속도와 부하 토크 900Nm를 인가한 후의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 8은 최대 토크제어에서 약계자 제어 방식이 바로 적용되었을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 8 (a)의 속도 추종 파형을 살펴보면 지령속도 인가 후 약 1.1초 후에 지령 속도에 도달하는 것을 확인할 수 있다. 그림 8 (b)는 각 제어 구간에서의 동작 상태를 확인하기 위해 확대된 인버터 출력 상전압을 나타낸다. 최대 토크제어 구간인 변조지수(MI)가 1보다 작은 영역에서는 660Hz 스위칭 주파수로 동작되고 있고, 약계자 제어 구간에서 1 펄스로 동작함을 확인할 수 있다. 그림 8 (c), (d)는 d-q축 출력 전류와 상전류 파형을 나타낸다. 약계자 제어의 적용 시점인 1193rpm 전까지 d축은 -110A, q축은 152A로 최대 토크제어시의 전류가 인가되고 그 이후 약계자 제어에서 d축 전류가 음의 방향으로 증가되며 이에 따라 q축 전류가 감소함을 확인할 수 있다. 하지만 약계자 제어 전환 시점에서의 전류 파형을 살펴보면 d축 전류에 약 -240A, q축 전류에 약 200A의 피크가 발생함을 확인할 수 있다. 상전류 파형에서는 약 265A의 전류 피크가 발생하여 전동기의 정격 전류를 벗어나는 것을 확인하였다. 그림 8 (e)는 전동기의 토크를 나타낸다. 최대 토크 제어 영역에서 토크는 약 2500Nm가 발생하고 있으나 약계자 제어로의 전환 시에 약 5000Nm의 순간적인 피크 토크가 발생하는 문제가 생긴다. 그림 8 (f)는 출력 전력을 나타낸다. 출력 전력의 경우에도 마찬가지로 제어 전환 시점에서 큰 피크가 나타나고 전동기의 출력 정격인 410kW를 크게 벗어남을 확인할 수 있다.

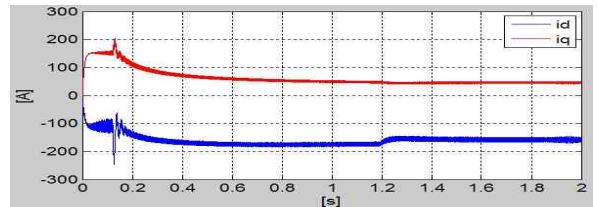
그림 9는 최대 토크제어와 약계자 제어 사이에 과변조 구간을 삽입하였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 9 (a)의 속도 추종 파형은 그림 8 (a)와 같이 약 1.1초 후에 지령 속도에



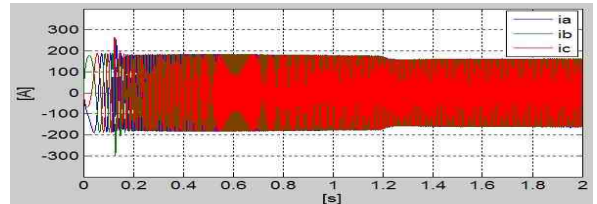
(a) 속도 추종



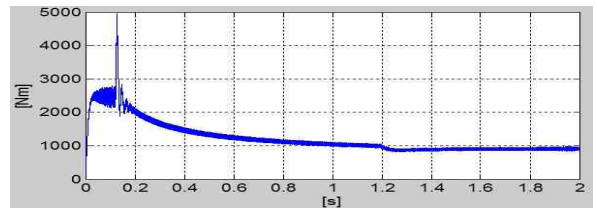
(b) 인버터 출력 상전압



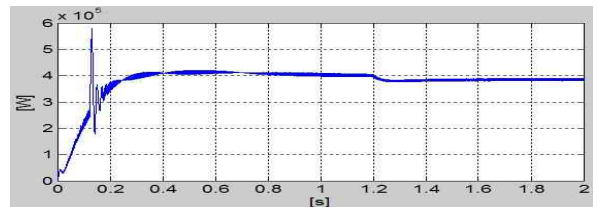
(c) d-q축 출력 전류



(d) 출력 상전류



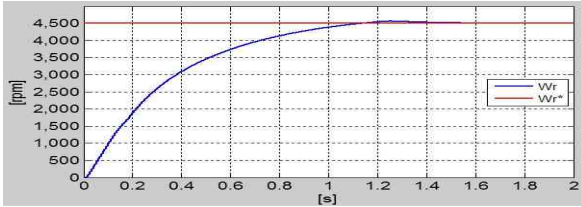
(e) 발생 토크



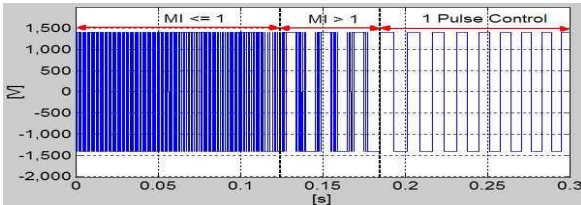
(f) 출력 전력

그림 8 최대 토크, 약계자 제어 적용에 따른 시뮬레이션 결과(과변조 구간이 없는 경우)

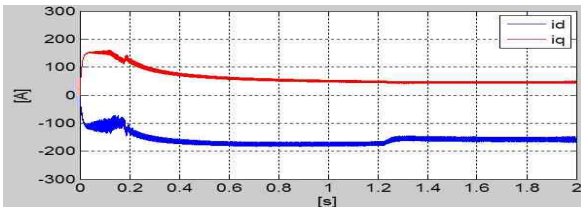
Fig. 8 Simulation result with respect to MTPA and field weakening control(without overmodulation interval)



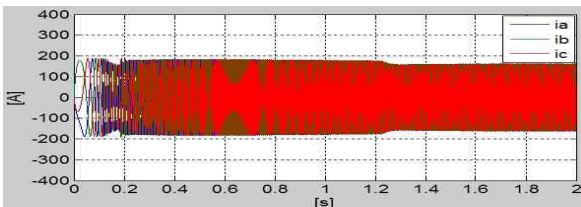
(a) 속도 추종



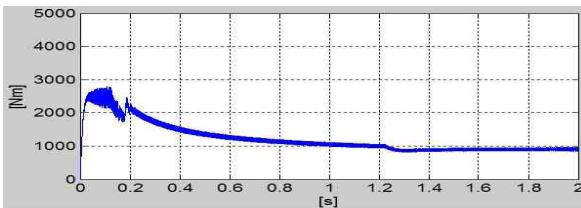
(b) 인버터 출력 상전압



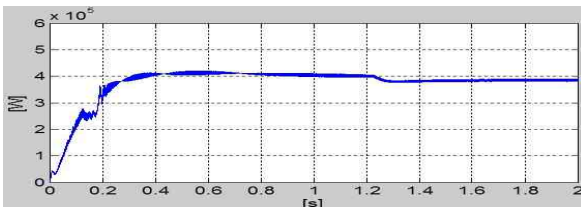
(c) d-q축 출력 전류



(d) 출력 상전류



(e) 발생 토크



(f) 출력 전력

그림 9 최대 토크, 과변조, 약계자 제어 적용에 따른 시뮬레이션 결과(과변조 구간이 있는 경우)

Fig. 9 Simulation result with respect to MTPA, over modulation and field weakening control(with overmodulation interval)

도달하는 것을 확인할 수 있다. 그림 9 (b)의 확대된 인버터 출력 상전압을 살펴보면, 최대 토크제어 구간인 변조지수(MI)가 1보다 작은 영역에서는 660Hz 스위칭 주파수로 동작되고 있고, 변조 지수 1보다 큰 과변조 구간에 의해 펄스의 중심 폭이 증가되며 약계자 제어 구간에서 1 펄스로 동작함을 확인할 수 있다. 그림 9 (c), (d)는 d-q축 출력 전류와 상전류 파형을 살펴보면, 그림 8의 결과에서와 마찬가지로 최대토크와 약계자 제어 영역의 동작은 동일하나 문제가 되었던 제어방식 전환에 의한 정격 전류 이상의 피크 발생이 과변조 구간의 삽입으로 인하여 제거된 것을 확인할 수 있다. 그림 9 (e)의 전동기 토크는 그림 8 (e)와 비교하여 1 펄스 제어 전환 시점에서의 피크가 약 2200Nm로 크게 줄어들었다. 그림 9 (f)의 출력 전력은 전체 구간에서 전동기 출력 정격인 410kW 이내로 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 최대 토크제어, 과변조 구간 삽입, 약계자 제어방식을 이용하여 차세대 고속철도 적용을 위한 매입형 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 전 속도 구간의 운전을 수행하였다. 초기 기동시 일정토크영역에서는 전류제한을 고려하여 660Hz의 SPWM을 사용한 단위 전류당 최대토크 제어를 사용하였고, 일정출력 영역에서는 전압제한과 전류제한을 고려하여 1 펄스 모드 약계자제어 기법을 적용하였으며 제어기법의 전환 시 발생하는 과도상태를 줄이기 위하여 과변조 구간을 삽입하였다. 시뮬레이션 결과 차세대 고속철도의 영업속도인 350km/h의 지령속도 까지 약계자 제어를 통하여 운전 영역을 확장시킬 수 있었으며 전동기의 출력 정격 내에서 제어됨을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 국토해양부 미래철도기술개발사업의 연구비지원(과제번호07차세대고속철도A01)에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] 철도기술연구원 차세대 고속철도 기술개발 사업단, “차세대 고속철도 기술개발사업 1단계 연구성과 자료집”, 2009.
- [2] Busco B. Marino P. Porzio M. Schiavo R. Vasca F. “Digital control and simulation for power electronic apparatus in dual voltage railway locomotive”, IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 18, pp. 1146 - 1157, 2003.
- [3] 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 ~ 153
- [4] 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

- [5] 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.
- [6] Bianchi N. Bolognani S. "Parameters and volt-ampere ratings of a synchronous motor drive for flux-weakening applications", IEEE Transactions on Power Electronic, Vol. 12, pp. 895 - 903, 1997.
- [7] Morimoto S. Sanada M. Takeda Y, "Effects and Compensation of Magnetic Saturation in Flux-Weakening Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 30 Issue: 6. 1994.
- [8] Zordan M. Vas P. Rashed M. Bolognani S. Zigliotto M, "Field-weakening in vector controlled and DTC PMSM drives, a comparative analysis" Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475), pp. 493 - 499, 2000.
- [9] Simanek J. Novak J. Cerny O. Dolecek R. "FOC and flux weakening for traction drive with permanent magnet synchronous motor", Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on. pp. 753 - 758, 2008.
- [10] Eilenberger, A, Schroedl, M, Demmelmayr, F, Troyer, M, " Short-circuit-proofed outer rotor PMSM with a wide field weakening range for high efficiency traction applications ", Industrial Electronics, IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, pp. 1294 - 1297, 2009.
- [11] Vaclavek, P, Blaha, P, "Interior permanent magnet synchronous machine field weakening control strategy - the analytical solution", SICE Annual Conference, pp. 753 - 757, 2008.



이 두 희 (李斗熙)

1983년 3월 21일생. 2009년 강원대 제어계측공학과 졸업. 현재 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정.
E-mail : bulpund@nate.com



김 성 제 (金成濟)

1985년 8월 9일생 2009년 원광대 전기전자 및 정보공학부 졸업. 현재 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정.
E-mail : optimaco@nate.com



장 진 영 (張珍榮)

2006년 철도대 철도차량전기와 졸업. 2010년 중앙대 전자전기공학부 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자전기공학부 박사과정.
E-mail : ccy9247@hanmail.net



김 윤 호 (金倫鎬)

1974년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업(공학박). 2004년 전력전자학회 회장 역임. 2008년 철도학회 회장 역임. 현재 중앙대 전자전기공학부 교수.
E-mail : yhkim@cau.ac.kr

저 자 소 개



진 강 환 (陳康煥)

2006년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2008년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자전기공학부 박사과정.
E-mail : bd20b@hanmail.net