NPC 3-레벨 인버터를 적용한 차세대 고속전철 IPMSM의 구동

IPMSM Drives Using NPC 3-Level Inverters for the Next Generation High Speed Railway System

권순환¹ · 진강환¹ · 김성제¹ · 이태형² · 김윤호^{1*}

Soon-Hwan Kwon · Kang-Hwan Jin · Sung-Je Kim · Tae-Houng Lee · Yoon-Ho Kim

Abstract In this paper, speed control of IPMSM drives for the next generation domestic high speed railway system using NPC 3-level inverters is presented. The NPC multilevel inverter is suitable for the high-voltage and high-power motor drive system because it has advantages in that the voltage rating of the power semiconductor devices and output current harmonics are reduced. For the speed control of IPMSM using NPC 3-level inverters, maximum torque control is applied in the constant torque region, and field weakening control is applied in the constant power region. Simulation programs based on MATLAB/Simulink are developed. Finally the designed system is verified and their characteristics are analyzed by the simulation results.

Keywords : IPMSM, High speed railway, NPC multilevel inverter

초 록 NPC 멀티레벨 인버터는 2-레벨 인버터 방식에 비해 전력용 반도체 소자의 정격 전압과 출력전류의 고조파를 감소시킬 수 있는 장점이 있어 고압 대용량 전동기 구동시스템에 적합하다. NPC 3-레벨 인버터를 이용한 IPMSM의 속도 제어에서 일정 토크 영역에서는 최대 토크 제어, 일정 출력 영역에서는 약제자 제어 방식을 적용하였다. 제안된 시스템은 MATLAB/Simulink를 이용한 시뮬레이터를 구현하여 모의 시험 결과 분석을 통해 그 타당성을 검증하였다.

주요어 : 매입형 영구자석 동기전동기, 고속전철, NPC 멀티레벨 인버터

1. 서 론

전 세계적으로 그린 에너지 시대를 맞이하여 대량 수송 및 무공해 교통 수단으로 가치가 높아지고 있는 고속전철에 대한 관심이 그 어느 때보다 대두되고 있다. 현재 진행되고 있는 국내 고속전철 기술은 경쟁력 제고를 통한 국내외 고속전철 시장의 능동적 대응과 지속 가능한 미래 성장 동력 산업의 기반기술 확보를 위해 영업 속도 350km/h, 시험 최고 속도 400km/h급 고속전철 시스템을 개발하고 있으며 차량의 고속화를 위하여 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)를 사용하는 동력분산식 추진제어시스템의 개발이 수행되고 있다. IPMSM은 기존에 쓰이던 유도전동기에 비해 소형, 경량화 및 유지보수 비용 절감 등의 장점과 함께 기계적 견고함이 우수하여 전인전동기 응용으로 크게 각광을 받고 있다[1-3].

최근 전력계통에서는 IPMSM 등과 같은 고압 대용량 전동기 구동을 위한 멀티레벨 인버터가 주목을 받고 있다. 멀티레벨 인버터는 높은 전압 정격을 구현할 수 있고 전압의 레벨이 증가함에 따라 보다 정형적인 출력 전압 파형을 얻

을 수 있다[4]. 이로 인해 고조파 감소 뿐만 아니라 동일한 정격을 갖는 기존 2-레벨 인버터와 비교하여 낮은 dv/dt와 낮은 스위칭 주파수, 그리고 낮은 정격의 스위칭 소자로도 대용량의 전력 변환 시스템을 구현할 수 있는 장점이 있다. 이러한 장점으로 일본 신칸센 차량 중 유도전동기를 대상으로 멀티레벨 인버터가 적용된 것이 운행 중에 있다. 멀티레벨 인버터의 종류 중 NPC 인버터는 다른 멀티레벨 인버터에 비해 부가적인 커패시터가 필요 없고 단일 전원을 이용하여 인버터를 구동시킬 수 있기 때문에 소형 경량화가 용이하다. 따라서 NPC 인버터는 고압 직류 전송 시스템, 무효 전력 보상기, 고압 가변속 전동기 구동 시스템 등과 같은 응용분야에 널리 사용되고 있다[5-8].

본 논문에서는 기존의 2-레벨 인버터 적용방식이 아닌 NPC 3-레벨 인버터를 적용한 차세대 고속전철 구동시스템을 구현한다. 2-레벨 인버터와 NPC 3-레벨 인버터의 기본적인 구조와 동작원리를 분석하고 MATLAB/Simulink를 이용한 차세대 고속전철 구동시스템 시뮬레이터를 구현하여 두 방식의 인버터를 적용한 IPMSM 속도 제어 모의 시험을 수행한다. 전체 속도 구간의 운전 특성에 따라 단위 전류당 최대토크 제어[9]와 약제자 제어 기법을 적용하였으며 각 인버터 방식에 따른 출력 상전압과 상전류의 THD 분석을 통한 차세대 고속전철 구동 시스템의 적합성과 효율성을 증명하였다.

*교신저자 : 중앙대학교 공과대학 전자전기공학부
E-mail : yhkim@cau.ac.kr

¹중앙대학교 공과대학 전자전기공학부

²한국철도기술연구원

2. NPC 3-레벨 인버터의 구조 및 동작원리

Fig. 3은 일반적인 2-레벨 인버터와 NPC 3-레벨 인버터의 구조를 나타낸다. 2-레벨 인버터는 각 상에 2개의 스위칭 소자와 역병렬 다이오드 2개로 이루어져 있으며 NPC 3-레벨 인버터는 각 상에 4개의 스위칭 소자와 역병렬 다이오드 4개, 그리고 2개의 클램핑 다이오드로 이루어져 있다. Fig. 2에 2-레벨 인버터와 NPC 3-레벨 인버터의 한 상에서의 동작 원리에 이에 따른 출력 폴전압을 나타내었다. Fig. 2(a), (c)처럼 2-레벨 인버터의 경우 스위치가 S_+ 위치에 있을 때는 폴전압이 $V_{dc}/2$ 가 되고 S_- 위치에 있을 때는 $-V_{dc}/2$ 가 된다. 반면에 NPC 3-레벨 인버터의 경우 Fig. 2(b), (d)처럼 S_+ , S_- 스위칭 외에도 S_0 에 위치할 수 있는 스위칭상태 하나가 더 존재한다. S_+ 는 상단의 두 스위칭 소자가 ON일 때이며 출력 폴전압은 $+V_{dc}/2$ 이다. S_- 는 하단의 두 스위칭 소자가 ON일 때이며 $-V_{dc}/2$ 이다. 그리고 S_0 는 안쪽 스위칭 소자 2개가 ON인 상태를 나타내며 출력단이 클램핑 다이오드를 통해 DC 링크 중성점과 연결이 되어 출력 폴전압이 0이 된다. 따라서 3개의 상을 모두 고려하였을 경우 가질 수 있는 스위칭 상태는 총 27가지이며 이러한 27가지의 상태를 출력 상전압의 값을 기준으로 생각하면 Fig. 3과 같이 3차원 공간상의 벡터를 평면상의 벡터도로 나타낼 수 있다. 공간 벡터도 상의 모든 전압벡터는 출력 상전압의 크기에 따라 Table 4과 같이 분류할 수 있다. 큰 벡터(Large vector)는 한

Fig. 1 Structure of inverters

Fig. 2 Comparison of 2-level inverter and NPC 3-level inverter

Fig. 3 Space vector diagram in XY plane

Table 1 Switching state and pole voltage

State	Switching Vector	Amplitude
ZV	(PPP)(OOO)(NNN)	0
SV	(POO)(PPO)(OPO)(OPP)(OON)(NON) (ONN)(OON)(NON)(NOO)(NNO)(ONO)	$V_{dc}/3$
MV	(PON)(OPN)(NPO)(NOP)(ONP)(PNO)	$V_{dc}/3$
LV	(PNN)(PPN)(NPN)(NPP)(NNP)(PNP)	$2V_{dc}/3$

상 혹은 2상이 $+V_{dc}/2$ 에 연결이 되고 다른 상은 $-V_{dc}/2$ 에 연결이 된 경우로 6가지의 스위칭 조합이 존재한다. 중간 벡터(Middle vector)는 큰 벡터보다는 작고 작은 벡터(Small vector)보다는 큰 출력전압을 내는 경우로서 역시 6가지의 스위칭 조합이 가능하다. 작은 벡터는 2-레벨 인버터에서만 들어지는 전압벡터와 동일하게 생각할 수 있지만 중복되는 스위칭 조합이 있으므로 총 12가지의 스위칭 조합이 존재한다. 마지막으로 부하로 전력공급이 이루어지지 않는 3가지의 영 벡터(Zero vector)가 있다.

3. IPMSM의 가변속 운전특성

IPMSM의 가변속 구동은 VVVF 제어 즉 주파수와 전압의 가변을 통해 이루어지며 속도 범위는 대개 Fig. 4와 같은 두 영역으로 나뉘어진다.

Fig. 4 Torque-speed curve of variable speed operation

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

IPMSM의 토크식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3P}{22}(\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs})i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (1)$$

여기서 i_{ds}^r, i_{qs}^r : 회전좌표계 d, q축 고정자 전류
 L_{ds}, L_{qs} : 회전좌표계 d, q축 인덕턴스
 R_s : 고정자 저항
 ϕ_f : 영구자석에 의한 쇄교자속

IPMSM에서는 $L_{ds} < L_{qs}$ 이므로 식 (1)에서 $i_{ds}^r < 0$ 인 경우에 토크턴스 토크가 영구자석에 의한 토크와 더해져서 더 큰 출력 토크를 얻을 수 있다. 여기서 동일 토크 방안에 대한 최소의 고정자 전류 $i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$ 가 존재한다. 요구되는 출력 토크 발생을 위해 필요로 하는 고정자 전류가 최소가 되는 i_{ds}^r 와 i_{qs}^r 의 조합을 찾아 이에 따라 운전하게 되면 단위 전류당 최대 토크 운전이 가능하다.

저속의 운전영역에서는 이러한 단위 전류당 최대 토크 운전 시 전동기가 출력할 수 있는 최대 토크는 허용 가능한 최대 전류 I_{smax} 에 의해 제한된다. 그러나 역기전력이 큰 고속 운전 영역에서는 전류 제어를 위한 여유 전압이 부족하여 전동기가 발생할 수 있는 최대 토크는 I_{smax} 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.

$$v_{ds}^r = -\omega_r L_{qs} i_{qs}^r \quad (2)$$

$$v_{qs}^r = \omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \phi_f \quad (3)$$

이들 d와 q축 전압은 이용 가능한 최대 전압 V_{smax} 와 $v_{ds}^2 + v_{qs}^2 \leq V_{smax}^2$ 의 관계를 만족시켜야만 하며, 이 식들로부터 일정 토크 영역 운전의 최대 속도 ω_{base} 는 다음과 같이 구해진다.

$$\omega_{base} = \frac{V_{smax}}{\sqrt{(L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f)^2 + (L_{qs} i_{qs}^r)^2}} \quad (4)$$

ω_{base} 는 일정 출력 운전 영역인 약계자 제어가 시작되어야 할 기준속도(base speed)가 된다. 따라서 전류제한만을 고려한 기준속도 이하의 영역에서 전동기 운전 시 적용 가능한 단위 전류당 최대토크제어의 i_{ds} 와 i_{qs} 조건은 다음과 같다.

$$i_{ds} = \frac{\phi_f}{2(L_{ds} - L_{qs})} - \sqrt{\frac{\phi_f^2}{4(L_{qs} - L_{ds})^2} + i_{qs}^2} \quad (5)$$

$$i_{qs} = \sqrt{I_s^2 - i_{ds}^2} \quad (6)$$

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

$v_{ds}^2 + v_{qs}^2 \leq V_{smax}^2$ 에서의 전압 제한 조건을 d와 q축 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$(\omega_r L_{qs} i_{ds}^r)^2 + (\omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \phi_f)^2 \leq V_{smax}^2 \quad (7)$$

식 (7)은 최대 고정자 전압 V_{smax} 로 제어 가능한 지령 q축 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.

이와 같은 전류 전압 조건하에 IPMSM의 고속운전 영역에서 d축 전류의 크기를 음의 방향으로 흐르게 하면 공극의 유효 자속이 감소되는 약계자 제어가 된다. 이 운전 영역에서는 전동기의 전압은 일정하게 유지되어 일정 출력 영역이 된다. 이러한 제어 시 d와 q축 전류는 속도의 함수로 식 (8)과 (9)로 나타낼 수 있다. 여기서 i_s^r 은 속도 제어기에서 주어지는데 그 최대치는 I_{smax} 로 제한된다.

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

$$i_{qs}^r = \sqrt{i_s^2 - i_{ds}^2} \quad (9)$$

4. 모의 시험

MATLAB/Simulink를 이용한 차세대 고속전철 견인전동기 구동 시스템 시뮬레이터를 Fig. 5와 같이 구성하였다. 인버터 입력 전압은 DC 2800V, 스위칭 주파수 1500Hz, 변조 방식은 Space Vector PWM을 적용한 2-레벨 인버터와 NPC 3-레벨 인버터의 두 방식으로 나누고, 차세대 고속전철 영업 속도인 350km/h에서의 전동기 분당 회전수인 약 4500rpm의 지령 속도와 부하 토크 860Nm를 인가하였을 경우의 모의 시험을 수행하였다. Table 2는 모의 시험에 사용된 차세대

Table 2 IPMSM parameter

Parameter	Value
Power rating [kW]	410
Phase current rating [Apk]	188
Phase voltage rating [Vpk]	1760
R_s [Ω]	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	4

Fig. 5 MATLAB/Simulink simulation block diagram

(a) Reference speed and real speed

(b) Output phase current

(c) Output phase voltage

(d) FFT analysis of output phase current

(e) FFT analysis of output phase voltage

Fig. 6 Operating characteristics of IPMSM using 2-level inverter

고속전철 시제차량 적용 예정 파라미터를 나타낸다.

Fig. 6과 Fig. 7은 토크 부하 860Nm 인가 상태에서 4500rpm의 지령 속도로 운전할 경우의 모의시험 결과를 나타낸다. Fig. 6은 2-레벨 인버터를 적용하였을 경우, Fig. 7은 NPC 3-레벨 인버터를 적용하였을 경우이며 각 그림의 (a)는 지령 속도와 실제 속도, (b)는 3상 출력 전류, (c)는 3상 중 한 상

의 출력 전압, (d)는 출력 전류 FFT 분석 결과, (e)는 출력 전압 FFT 분석 결과를 나타낸다. Fig. 6(a)와 Fig. 7(a)를 비교해보면 실제 속도가 지령 속도의 목표편차 5% 이내에 도달하기까지의 시간은 2-레벨 인버터와 NPC 3-레벨 인버터 모두 약 1.8초로 두 방식 간의 차이가 거의 없었다. (b)의 출력 상전류의 경우 두 방식 모두 전동기 정격 전류인 188A

(a) Reference speed and real speed

(b) Output phase current

(c) Output phase voltage

(d) FFT analysis of output phase current

(e) FFT analysis of output phase voltage

Fig. 7 Operating characteristics of IPMSM using NPC 3-level inverter

이내의 범의로 제어되고 있음을 확인할 수 있다. (c)의 출력 상전압을 비교하면 2-레벨 인버터에 비해 NPC 3-레벨 인버터의 파형이 보다 정현적으로 나타나는 것을 알 수 있다. Fig. 6(d)와 (e)는 2-레벨 인버터의 출력 전류와 전압의 FFT 분석 결과이고 Fig. 7(d)와 (e)는 NPC 3-레벨 인버터의 출력 전류와 전압의 FFT 분석 결과를 나타내고 있으며, 지령 속도 4500rpm의 주파수인 150Hz의 기본파 크기를 100% 기준으로 하여 고조파 크기를 분석하였다. 출력 전류 FFT 분석 결과를 보면 2-레벨 인버터의 경우 스위칭 주파수인 1500Hz 대역에서는 약 0.13%, 3000Hz 대역에서는 약 0.55%, 4500Hz 대역에서는 약 0.04%로 2배수 주파수 대역에서 고조파 크기가 가장 크게 나타났다. NPC 3-레벨 인버터의 경우 1500Hz에서는 약 0.2%, 3000Hz에서 약 0.195%, 4500Hz에서 약 0.07%로 1500Hz와 4500Hz 주파수 대역에서는 2-레벨 인버터와 비교했을 때 차이가 미미했지만 3000Hz 주파수 대역에서는 2-레벨 인버터 기준으로 3-레벨 인버터에서 약 64% 정도 줄어든 것을 확인할 수 있다. THD의 경우에는 2-레벨 인버터의 1.04%에 비해 약 0.4% 줄어든 0.63%의 값을 나타내었다. 출력 전압 FFT 분석 결과에서도 역시 2-레벨 인버터는 약 21%, NPC 3-레벨 인버터는 약 7%로 2-레벨 인버터 기준 약 67% 가량 감소하였고 THD의 경우에도 56.09%

에서 29.24%로 2-레벨 인버터에 비해 크게 감소한 것을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 차세대 고속전철 구동 시스템 시뮬레이터를 구현하여 기존의 2-레벨 인버터와 NPC 3-레벨 인버터의 두 가지 인버터 토폴로지 방식을 적용한 IPMSM 속도 제어 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험에서는 차세대 고속전철의 영업 속도 350km/h에서의 전동기 분당 회전수인 약 4500rpm의 지령 속도를 주어 실제 속도가 정상 상태에 도달하였을 때의 출력 전류와 출력 전압 THD를 측정하였다. 모의 실험 결과 실제 속도의 정상 상태 도달 시간은 두 방식의 차이가 거의 없으며 NPC 3-레벨 인버터를 적용하였을 경우에도 기존의 2-레벨 인버터와 마찬가지로 속도 제어가 잘 이루어짐을 알 수 있었다. 그러나 출력 전류와 전압의 고조파 성분은 2-레벨 인버터보다 NPC 3-레벨 인버터에서 크게 감소했으며 출력 THD의 경우에도 NPC 3-레벨 인버터 방식이 상대적으로 낮은 값을 나타내어 더 우수한 특성을 보임을 확인할 수 있었다. 따라서 NPC 3-레벨 인버터를 적용한 IPMSM 구동 시스템이 차세대 고속전철 시스템에 적절함을 확인할 수 있었다.

후 기

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

참고문헌

- [1] M.N. Uddin, T.S. Radwan, G.H. George, M.A. Rahman, (2000) Performance of current controllers for VSI-fed IPMSM drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 36, pp. 1531-1538.
- [2] L. Zhong, M.F. Rahman, W.Y. Hu, K. W. Lim (1997) Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, 19, pp. 528-536.
- [3] S.M. Kim, Y.D. Yoon, S.K. Sul, K. Ide, K. Tomita (2010) Parameter Independent Maximum Torque per Ampere(MTPA) Control of IPM Machine Based on Signal Injection, *Twenty-Fifth Annual IEEE APEC*, pp. 103-108.
- [4] B. Velaerts et al. (1988) A novel approach to the generation and optimaization of three-level PWM waveforms, *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, pp. 1255-1262.
- [5] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi (1981) A new neutral point clamped PWM inverter, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-17, (5), pp. 518-523.
- [6] A. Horie, S. Saito, S. Ito, T. Takasaki, H. Ozawa (1995) Development of a three-level converter-inverter system with IGBT's for AC electric cars, *IEE Japan IAS Annu. Meet. Rec.*, pp. 75-78.
- [7] E. Akagawa, S. Kawamoto, S. Tamai, H. Okayama T. Uemura, (1995) Three-level PWM converter-inverter system for next-generation Shinkansen, *IEE Japan IAS Annu. Meet. Rec.*, pp. 81-82.
- [8] H. Miyazaki, H. Fukumoto, S. Sugiyama, M. Tachikawa N. Azusawa (1997) Neutral-point-clamped inverter with parallel driving of IGBTs for industrial applications, *IEEE Industry Applications Society Conference Record*, pp. 1293-1299.
- [9] K.H. Jin, S.J. Kim, D.H. Yi, S.H. Kwon, Y.H. Kim (2010) Maximum torque operation of IPMSM drives for the Next generation high speed railway system, *Journal of the Korean Society for Railway*, 13(5), pp. 493-499.

접수일(2011년 11월 1일), 수정일(2012년 1월 30일),
게재확정일(2012년 2월 21일)