

# 교류 전동차용 IPM 주 전력변환장치(Converter/Inverter) 개발

## Development of IPM Propulsion System (Converter/Inverter) for AC Electric Vehicle

김 태윤\*, 노 애숙\*\*, 황 광철\*\*\*, 최 종묵\*\*\*\*  
T.Y. Kim\*, A.S. Kno\*\*, K.C. Hwang\*\*\*and, J.M. Choi\*\*\*\*

### ABSTRACT

In this paper, AC electric vehicle propulsion system(Converter/Inverter) using high power semiconductor, IPM(Intelligent Power module) is proposed. 2-Parallel operation of two PWM converter is adopted for increasing capacity of system and the VVVF inverter control is used a mixed control algorithm, where the vector control strategy at low speed region and slip-frequency control strategy at high speed region. The proposed propulsion system is verified by experimental results with a 1,350kW converter and 1,100kVA inverter with four 210kW traction motors.

### 1. 서론

국내 교류 철도차량 구동을 위한 주 전력변환장치(Converter/Inverter)는 단상전원으로부터 3상 유도전동기를 구동하기 위하여 교류를 직류로 변환하는 컨버터와 이를 다시 3상 VVVF로 변환하는 인버터로 구성되는데 컨버터의 경우 종래에는 다이오드 정류기 또는 사이리스터 위상 정류기를 많이 사용하였으나 최근에는 반도체 소자의 발달로 역률제어, 직류전압제어 및 전력의 회생 등이 가능한 PWM 컨버터가 주로 사용되고 있다<sup>[1]</sup>. 교류 철도차량용 주 전력변환장치는 최근 개통한 고속전철(KTX)과 도시형 전철 모두 대용량의 정격이 요구되어 대부분 고전압, 대용량의 사이리스터 혹은 GTO 소자가 사용되어 왔으며 최근에는 대용량 IGBT 소자가 개발되면서 도시형 전철 시스템에 적용되고 있으나 국내 기술수준은 주요 부품에 의한 국산화 제작 혹은 외국으로부터의 기술도입을 통한 자립을 추진하는 단계이다. 최근 직류 전동차 주 전력변환장치는 광주 1호 선을 기점으로 국산화 장치가 적용되고 있으나 교류 전동차 주 전력변환장치는 전적으로 수입에 의존하고 있어 국산화 개발이 중요하다.

본 연구에서는 대용량 전압형 소자이면서 구동회로와 센싱부 및 보호회로 등이 내장된 대용량 IPM (Intelligent Power Module) 소자를 사용한 교류 철도차량용 주 전력변환장치를 제안하고자 한다. 시스템의 정격용량을 위해 2-병렬 구조로 설계된 단상 PWM 컨버터는 직류출력단 전압을 그 기준치로 제어하며, 가선 전류를 정현적이며 단위역률이 되도록 제어한다. 또한, VVVF인버터는 벡터제어와 슬립주파수 제어의 두 가지 제어방법을 병용하는 제어기법을 적용하여 역행 및 제동시 정토크, 정출력, 정전압 제어와 응하중 제어, 재점착 제어등을 수행한다.

\* (주)로템 중앙연구소 전장품개발팀 연구원, 비회원  
\*\* (주)로템 중앙연구소 전장품개발팀 주임연구원, 비회원  
\*\*\* (주)로템 중앙연구소 전장품개발팀 선임연구원, 비회원  
\*\*\*\* (주)로템 중앙연구소 전장품개발팀 수석연구원, 정회원

## 2. 주 전력변환장치(C/I)의 설계

### 2.1 주 전력변환장치의 구성

주 전력변환장치의 용량을 산정하기 위해 TPS(Train Performance Simulation)를 통한 컨버터와 인버터, 건인전동기의 정격 및 최대용량을 산정하고 이를 통해 전력반도체 소자 및 주 회로를 구성하는 기기의 용량을 산정한다. 전체 시스템의 회로 구성은 그림 1과 같다.

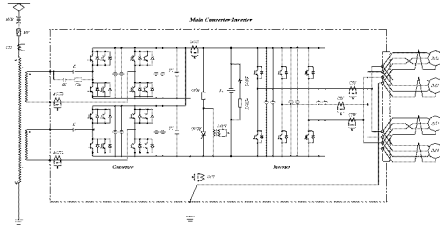


그림 1 (C/I) 주 회로도

### 2.2 반도체 소자 및 Stack 설계

주 전력변환장치에 적용된 전력 반도체 소자는 70년대 전력용 다이오드와 싸이리스터, 80년대 말부터 90년대 초까지는 GTO 그리고 90년대 후반에는 IGBT를 채용한 시스템이 적용되고 있다<sup>[2]</sup>. 본 연구에서는 IGBT 소자의 특성을 그대로 유지하면서 구동회로와 센싱부, 보호회로가 내장된 3.300V, 1,200A IPM 소자<sup>[3]</sup>를 사용하여 시스템을 구성하였다. IPM stack의 열열량 계산은 IPM 소자의 도통손실 및 스위칭 손실, 다이오드 도통 손실 및 스위칭 손실로 구분 계산한다. 손실 계산에 사용되는 수식은 IPM과 다이오드의 시간에 따른 스위칭과 도통상태에 따라 계산되어야 한다. 실제로 소자 메이커에서 제공하는 데이터를 적용한 계산식은 식 (1) ~ (4)와 같다. 여기서,  $P_{IC}$ 와  $P_{IS}$ 는 각각 IPM 소자의 도통 손실과 스위칭 손실이며,  $P_{DC}$ 와  $P_{DS}$ 는 환류 다이오드의 도통손실과 스위칭 손실이다.

$$P_{IC} = I_{MP} \cdot V_{CE(sat)} \cdot \left( \frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cdot \cos \theta \right) \quad (1)$$

$$P_{IS} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f_{sw} \cdot \frac{1}{\pi} \quad (2)$$

$$P_{DC} = I_{MP} \cdot V_F \cdot \left( \frac{1}{8} \mp \frac{M}{3\pi} \cdot \cos \theta \right) \quad (3)$$

$$P_{DS} = \frac{1}{8} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot V_{CE(sat)} \cdot f_{sw} \quad (4)$$

여기서,  $I_{MP}$ 는 임력(출력) 최대 전류,  $V_{CE(sat)}$ 는 IPM의 C-E간 포화전압,  $M$ 은 변조지수,  $\cos \theta$ 는 역률,  $E_{ON}$ ,  $E_{OFF}$ 는  $I_{MP}$ 에서의 턴-온, 턴-오프 손실,  $f_{sw}$ 는 스위칭 주파수,  $V_F$ 는  $I_{MP}$ 에서 다이오드의 순방향 전압,  $I_{rr}$ 는 다이오드 역회복 전류,  $t_{rr}$ 는 다이오드 역회복 시간이다. 한편, 식 (3)에서 주 전력변환장치의 역행시는 (-), 회생시는 (+)가 적용된다.

먼저, 식 (1) ~ (4)를 이용하여 컨버터 스택의 손실을 구하면 표 1과 같다. PWM 컨버터부는 한 상당 4개의 IPM으로 구성되므로 stack의 전체 손실을 계산하면 2,880[W]이다. 따라서, 컨버터 스택은 고조파 성분을 고려한 연속 정격 3,200[W]의 히트스피크를 사용한 자연냉각방식이다.

표 1. 2- PWM 컨버터의 손실

$I_{MP}$	$f_{sw}$	$E_{CN}$	$E_{OFF}$	$V_{CE(sat)}$	$V_F$	$M$	$Q_{rr}$
447A	540Hz	0.85W	0.9W	2.2V	1.7V	0.525	4230C
$P_{IC}$	$(447)(2.2)[1.8 + (0.525 \cdot 3\pi)(0.95)] = 175$					$P_{IGBT}$	$P_{total}$ =720 [W]
$P_{IS}$	$(0.85 - 0.9)(540)\pi = 301$					476 [W]	
$P_{DC}$	$(447)(1.7)[1.8 + (0.525 \cdot 3\pi)(0.95)] = 135$					$P_D$	
$P_{DS}$	$(1.4)(423\mu)(1900)(540) = 109$					244 [W]	

주위 온도의 최고치인 40℃ 이하가 되도록 설계되어 IPM 소자의 최대 접합 온도인 125℃ 보다 25℃ 이상의 여유를 고려하여 신뢰성을 보장하도록 하였다.

VVVF 인버터 스택의 경우, 전동자의 운행 패턴에 따라 전압, 전류, 주파수가 변하기 때문에 전동자 운행상태의 최악상태를 고려하여 설계하여야 한다. 그림 2는 인천국제공항철도의 노선 중 동력차 고장 시 등을 고려한 최악 조건일 경우의 주행 패턴을 나타내며 이에 따른 IPM과 다이오드의 도통 손실 및 스위칭 손실은 식 (1)~(4)을 반복 적용하여 정리하면 표 2와 같다. 인버터 스택의 냉각기를 선정하기 위한 손실계산은 인버터 구동시간(323sec)의 평균으로부터 구한다. 각 구간별 구동시간을 고려하여 계산하면 1개의 IPM에서 발생하는 손실은 541[W]이며 한 쌍당 2개의 IPM으로 구성되어 있으므로 IPM stack의 전체 손실은 1,082[W]이다. 따라서, 인버터 스택은 고조파 성분을 고려한 연속궤적 1,600[W]의 히트파이프를 사용한 자연냉각방식으로 설계한다.

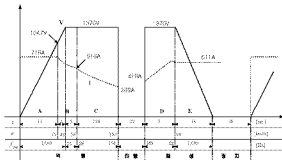


그림 2. 컨버터 주행 패턴

표 2. VVVF inverter 손실

구분	A구간	B구간	C구간	D구간	E구간
$P_{IGBT}$ [W]	1,412	1,683	505	434	1,417
	~1,683	~506	~271	~627	~1,205
$P_D$ [W]	571	351	71	70	686
	~351	~71	~48	~85	~517
$P_{total}$ [W]	1,983	2,034	576	504	2,103
	~2,034	~577	~319	~712	~1,722

컨버터와 인버터 스택은 각각 3,200[W], 1,600[W] 냉각기(Heatpipe)와 3,300V/1,200A IPM 소자, IPM 구동용 power supply, dv/dt 보호를 위한 clamping capacitor, Busplate 등으로 구성하였다.

### 3. 주 전력변환장치(C/U)의 제어 기법

#### 3.1 제어기(Control Unit)의 구성

주 전력변환장치의 전체적인 제어를 담당하는 제어기는 2장의 DSP board, Monitor board, Sensor board, Pulse generator board, Digital input board, Digital output board, Sensor용 power supply board, 제어기 power supply board, Rack 등으로 구성되어 있다.

#### 3.2 단상 2병렬 PWM 컨버터

PWM 컨버터의 제어방식은 대용량 스위칭 소자를 사용하기 때문에 실효치 제어방식을 사용하고, 컨버터 병렬운전 시 각각의 컨버터 스위칭 각이 차이가 나도록 제어하면 입력 측 변압기를 통해 각 컨버터의 백동분이 상쇄되므로 전원의 고조파 함유율을 크게 줄일 수 있기 때문에 스위

칭 주기  $T_s$  내에서  $T_s/2$ 만큼 위상차를 두고 제어한다<sup>[4]</sup>. 그림 3은 단상 2-병렬 PWM 컨버터의

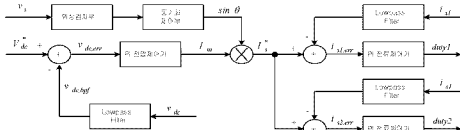


그림 3. 2- 병렬 PWM 컨버터의 제어블럭도

제어 블럭도를 나타낸다. 직류링크전압이 컨버터에 의해 발생한 120[Hz]의 전압 리플에 의한 Beat를 억제하기 위하여 직류링크전압을 검출하여 직류 성분과 리플 성분의 비에 의해 인버터 주파수를 변조하는 것으로 Beat를 저감하는 Beatless 제어방식을 채용하였다.

### 3.3 3상 VVVF 인버터

유도전동기를 사용하는 대부분의 전동차 구동시스템은 스칼라 제어방식인 V/F 제어방식을 사용하였으나 이 경우 빠른 토크 응답 특성을 얻을 수 없어 저속영역속 구동특성이 저하되고 구배에서 기동시 특성이 나쁘다<sup>[15][16]</sup>. 반면, 벡터제어는 저속 및 고속영역에까지 빠른 순시 토크제어가 가능<sup>[7]</sup>하여 빠르고 정밀한 제동과 제어가 가능하지만 절로 차량용 구동 시스템은 DC link단의 전압 이용률을 최대한 하기 위해 고속 운전영역에서는 6-스텝 PWM 방법인 1-퀵스 모드를 사용한다<sup>[8]</sup>. 1-퀵스 모드를 사용하면 출력 전압의 크기는 DC link단의 전압에 의해서 결정되므로 순시적으로 전압의 크기와 위상을 제어해야 하는 벡터제어기법을 적용할 수 없다. 따라서, 본 시스템에서는 점락력을 효과적으로 이용하게 하고, DC link 전압을 충분히 이용할 수 있도록 두 가지 제어방법을 병용하는 제어기법을 적용<sup>[9]</sup>하였다.

#### 3.3.1 벡터제어와 슬립 주파수제어

출력전압의 선형제어가 가능한 저속영역에서는 벡터제어를 사용하여 정밀한 순시 토크 제어가 가능하도록 하였다. 회전자 자속각을 얻기 위해 전류 모델과 전압 모델을 결합한 자속 추정 방법을 사용하는 직접벡터제어를 적용하였으며 제어 블록도는 그림 4와 같다. 저속에서는 회전자 전류 모델로부터 추정된 자속이 선정되며 고속에서는 전압 모델로부터 추정된 자속이 선정되도록 한다. 전류제어를 위해서는 역기전력을 전압모상한 동기 좌표계 PI 전류제어기와 공간전압벡터 PWM 기법을 사용하였다. 벡터제어에서 슬립 주파수제어로 제어 방법을 바꾼 때에 출력변수 변경으로 인한 과도 현상 없이 부드럽게 전환될 수 있도록 전류제어기의 출력인 d와 q축 전압  $V_{sd}^*$ ,  $V_{sq}^*$ 는 그림 4에 보이는 차원 일치(Dimension Matching) 블록에서  $\omega_e$  크기  $V_{mag}$ 와 주파수  $\omega_e$ 로 변환한다. 이는 벡터제어에서 슬립 주파수제어로 제어방법을 바꾼 때에 출력변수 변경으로 인한 과도 현상 없이 부드럽게 전환될 수 있도록 출력 제어변수들 두 제어기법에서 동일하게 맞추기 위함이다.

그림 5는 슬립 주파수 제어를 위한 블록도이다. 슬립 주파수 제어에서 사용되는 변수들은 벡터 제어와 동일한 차원(Dimension)에서 처리하기 위해 d-q축 변수로 선정되었다. q-축 기준 전류

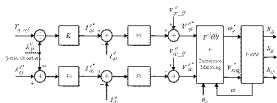


그림 4. 배터리 제어의 블록도

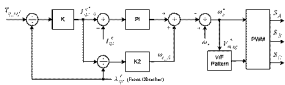


그림 5. 슬립 주파수 제어의 블록도

\$I\_{dref}^\*\$는 토르 명령치와 d-축 회전자 자속 \$\lambda\_{dr}^\*\$으로부터 얻어진다. 또한, 지령 주파수 \$\omega\_r^\*\$는 기준 토르를 발생하기 위한 슬립 주파수 \$\omega\_{sl}^\*\$와 전동기 속도 \$\omega\_r\$로부터 식 (5)와 같이 주어진다.

$$\omega_r^* = \omega_{sl}^* + \omega_r \quad (5)$$

슬립 주파수 \$\omega\_{sl}^\*\$은 q-축 기준 전류를 제어하기 위한 PI 제어기의 출력과 식 (6)와 같은 전장보 상 슬립 \$\omega\_{e-sl}\$의 합으로 주어진다.

$$\omega_{e-sl} = K_2 \frac{F_{sl}}{\lambda_{dr}^*} \quad \left( K_2 = \frac{L_m}{T_r} \right) \quad (6)$$

여기서, 회전자 자속 \$\lambda\_{dr}^\*\$은 추정자속으로부터 얻는다.

주파수가 결정되면 기준 전압 \$V\_{max}^\*\$은 V/f 패턴에 의해 결정된다. 여기서, V/f 패턴은 자속의 크기를 결정하므로 벡터제어에서 사용된 자속수준과 일치하도록 결정해야 제어기법 변동시 자속 변동으로 인한 리드 현상을 줄일 수 있다.

## 4. 실험

### 4.1 조합시험 및 현차시험

개발된 수 전력변환장치의 완성부하 시험장치를 이용한 조합시험 구성도는 그림 6과 같은 현차시험은 그림 7과 같이 동력차 3대와 부속차 3대의 6량 편성으로 구성된 차량을 이용한다. 시험 항목 및 방법, 절차는 “도시철도 차량의 성능시험에 관한 기준”에 명시된 시험을 수행한다.

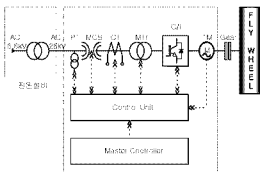


그림 6. 조합시험 구성도



그림 7. 현차시험

### 4.2 시험결과

그림 8은 완성부하 시험장치를 이용하여 80km/h까지 가속 및 감속을 실시한 파형이다. 가속 및 감속 전구간에 걸쳐 권버터의 직류전압이 기준치인 1.800V로 일정하게 제어됨을 알 수 있으며, 권버터 1군과 2군의 절류제어 역시 거의 정현파에 가까운 임펄스전류로 제어된다. 또한, 2대의 PWM 권버터의 스위칭 각 차이를 90도로 두어 운전함으로써 고조파 함유율이 감소함을 알 수 있다. 토르 명령치와 토르 달성치 데이터를 통하여 가속 및 감속 전구간에 걸쳐 토르 제어가 잘

이루어지고 있음을 알 수 있다. 또한, 제어방식 데이터를 통해 가속 및 감속 구간에서 벡터 제어와 슬립주파수 제어 방식의 전환이 부드럽게 연속적으로 이루어지며, 이때 전환으로 인한 상태의 급변이 없음을 알 수 있다. 일정 토크 구간에서 속도 데이터의 기울기를 보면 만차 상태에서도 가속 구간에서의 가속도 설계 목표치 3.0[km/h/sec] 및 감속 구간에서의 감속도 설계 목표치 3.5[km/h/sec]가 만족되고 있음을 보여준다.

또한, 그림 8의 점선으로 표시한 부분을 살펴보면 컨버터에 의해 발생한 120Hz 리플성분으로 인한 Beat 현상이 Beatless 제어로 인해 잘 제어되고 있음을 알 수 있다.

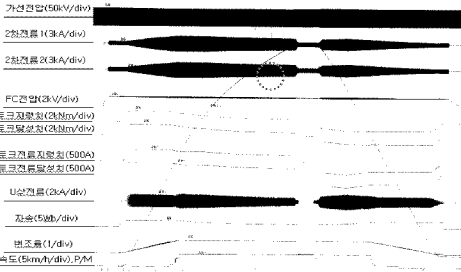


그림 7. 관성부하 시험장치를 이용한 성능시험

## 5. 결론

본 논문은 IPM 스위칭 소자를 사용하여 교류 전동차 주 전력변환장치(Converter/Inverter)를 제시하였다. 구동회로와 보호기능을 내장된 대용량 IPM 소자를 사용하여 자연냉각방식의 컨버터와 인버터 스택을 포함한 주 전력변환장치의 하드웨어를 독자 설계, 제작하였으며, 2방면 PWM 컨버터의 제어, 벡터제어와 슬립 주파수 제어의 병용기법 등을 시스템에 적용하였다.

개발된 주 전력변환장치는 4대의 210[kW] 유도전동기를 병렬로 구성하고 설계 차량의 조건과 동일한 시험장치를 통해 전도차량에 적용되는 각종 시험 항목 및 방법, 절차를 통한 시험 결과로부터 성능 및 신뢰성을 만족함을 확인하였다. 제시된 교류 전동차용 주 전력변환장치는 현재 전력으로 수입에 의존하는 국내 교류전동차 주 전력변환장치를 대체할 수 있으며 해외 전동차 시장에 도 수출될 수 있으리라 사료된다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. Holtz (1992), "Adaptive Optimal Pulse-Width Modulation for the Line-Side Converter of Electric Locomotives", IEEE Trans. power electronics, vol. 7, no. 1, pp. 205-211.
- [2] 정만규, 방이선 (2003), "차량주전제어장치에 응용되는 전력전자 및 제어기술" 전력전자학회지, 제8권, 제1호, pp. 14-19.
- [3] "PM1200HCE330-1, High Voltage Intelligent Power Module Specification", Data sheet, Mitsubishi Electric.
- [4] 이현원, 장성영, 김연준, 이광주 (2000), "IGCT를 이용한 단상 PWM 정류기 병렬운전", 전력전자학회논문지, 제5권, 제1호, pp. 11-18.
- [5] Takamasa Kanzaki, Ikuo Yasuoka and Gorge Yamamoto (1983), "Direct Digital Controlled PWM GTO Inverter for DC 1500V Electric Cars", in proc. IPEC-Tokyo, pp. 1587-1598.

- [6] Mikio Ohta, Atsushi KAGA, Mitsuo Muneyuki and Eiji Akagawa (1983), "AC Propulsion System for Kumamoto Municipal Transportation Bureau.", in proc. IPEC-Tokyo. pp. 1575-1586.
- [7] D.W. Novotny and T.A. Lipo (1996), "Vector control and Dynamics of AC Drives", New York Oxford University Press., ch. 7.
- [8] Yooske Nakazawa, Shin-Ichi Toda, Ikuo Yasuoka and Haruo Naito (1996), "One-Pulse PWM Mode Vector Control for Traction Drives", Power Electronics in transportation. IEEE, pp. 135-141.
- [9] 김상훈, 배본호, 설승기 (2001), "벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발", 전력전자학회논문지, 제6권, 제2호, pp. 125-131.