論文 10-3-4

2004 전력전자학술대회 우수추천논문

# IPM 스위칭 소자를 적용한 AC 전동차 추진제어장치 (Converter/Inverter) 개발

金泰潤†, 魯愛淑*

# Development of AC Electric Vehicle Propulsion System (Converter/Inverter) using IPM Switching Device

Tae-Yun Kim and Ae-Sook Kno

요 약

본 논문은 현재까지 전적으로 수입에 의존하던 국내 교류 전동차용 추진제어장치(Converter/Inverter)를 대용량 IPM 스위칭 소자를 적용하여 개발된 시스템을 제안한다. 컨버터의 용량을 향상시키기 위해 2대의 PWM 컨버터를 병렬 운전하고 병렬 운전 시 각각의 컨버터 스위칭 각을 다르게 제어하여 고조파 함유를 줄였으며 DC-Link단의 Beatless 제어를 수행하였다. VVVF 인버터 제어의 경우, 저속의 운전영역에서는 순시 토크 제어가 가능한 벡터제어를 적용하고, 고속 운전 영역에서는 슬립 주파수제어를 적용하는 벡터 제어와 스칼라 제어의 병용 제어기법을 제시하였다. 제시된 추진제어장치는 4대의 210kW 유도전동기를 이용하여 철도차량용 추진제어장치에 적용되는 관련 규격의 각종 시험을 통해 그 성능을 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, AC electric vehicle propulsion system(Converter/Inverter) using high power semiconductor, IPM is proposed. 2-Parallel operation of two PWM converter is adopted for increasing capacity of system and the harmonic content is eliminated by the phase shaft between two PWM converters switching phase. 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.

**Key Words** : AC electric vehicle, Propulsion system, Converter control, Vector control, Slip-frequency control

## 1. 서 론

국내 교류 철도차량 구동을 위한 추진제어장치(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 싸이리스터 위상 정류기를 많이 사용하였으나 최근에는 반도체 소자의 발달로 역률제어, 직류전압제어 및 전력의 회생 등이 가능한 PWM 컨버터가 주로 사용되고 있다[1]. 교류 철도차량용 추진제어장치는 최근 개통한 고속전철(KTX)과 도시형 전철 모두 대용량의 정격이 요구되어 대부분 고전압, 대용량의 싸이리스터 혹은 GTO 소자가 사용되어 왔으며 최근에는 대용량 IGBT 소자가 개발되어 도시형 전철 시스템에 적용되

†교신저자 : 정회원, (주)로템 전장품개발팀 주임연구원
E-mail : tykim@rotem.co.kr
*정회원, (주)로템 기술연구소 전장품개발팀 선임연구원
접수일자 : 2004. 9. 2 1차 심사 : 2005. 2. 1
심사완료 : 2005. 2. 26

고 있으나, 국내 기술수준은 주요 부품에 의한 국산화 제작 혹은 외국으로부터의 기술도입을 통한 자립을 추진하는 단계이다. 최근 직류 전동차 추진제어장치(VVVF Inverter)는 광주 1호선을 기점으로 국산화 장치가 적용되고 있으나 교류 전동차 추진제어장치(Converter/Inverter)는 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 추진제어장치를 제안하고자 한다. 시스템의 정격용량을 위해 2-병렬 구조로 설계된 단상 PWM 컨버터는 직류 출력 전압을 기준치로 제어하며, 가선 전류를 정현적이며 단위역률이 되도록 제어한다. 또한, VVVF 인버터는 벡터제어와 슬립주파수 제어의 두가지 제어방법을 병용하는 제어기법을 적용하여 역행 및 제동 시 정 토크, 정 출력, 정 전압 제어와 응하중 제어, 재점착 제어 등을 수행한다. 개발된 추진제어장치는 4대의 210[kW] 유도전동기를 이용하여 철도차량용 추진제어장치에 적용되는 관련규격의 각종 시험을 통해 성능 및 신뢰성을 확인한다.

## 2. 추진제어장치(C/I)의 설계

### 2.1 추진제어장치의 구성

주 회로를 구성하는 방식은 각각의 견인전동기를 제어하는 개별제어방식과 견인전동기를 병렬로 연결하여 제어하는 집중제어방식이 있다. 집중제어방식은 제어 측면에서 볼 때 제어와 안정성 면에서 개별제어방식보다 불리하나, 회로 구성이 간단하고 중량 및 부피를 감소할 수 있으며 경제성과 유지보수가 뛰어난 장점이 있기 때문에 국내에서는 대부분 집중제어방식을 사용하고 있다. 추진제어장치의 용량을 산정하기 위해 TPS(Train Performance Simulation)를 통해 컨버터와 인버터, 견인전동기의 정격 및 최대용량을 산정하고 이를 통해 전력반도체 소자 및 주 회로를 구성하는 기기의 용량을 산정한다. 전체 시스템의 회로 구성 및 사양은 각각 그림 1, 표 1과 같다. 가선전압의 차단 투입 기능을 하는 컨텍터(K, AK), 단상 교류를 직류 1,800V로 변환하는 2병렬 PWM 컨버터부, DC-Link부, 과전압 보호회로인 OVCRf, VVVF 제어를 담당하는 PWM inverter 부로 구성되어 있으며 그 외 전체 추진시스템을 제어하는 Control unit과 계전기의 동작을 담당하는 Relay unit, Power supply unit 등이 있다.

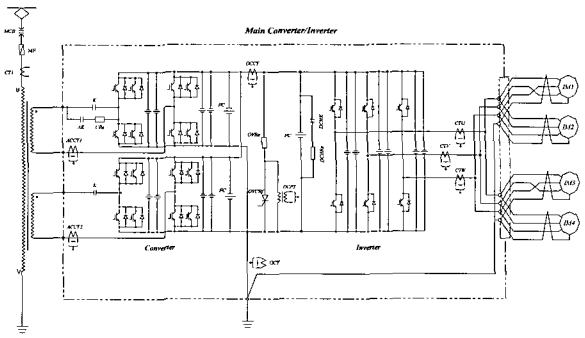


그림 1 추진제어장치(C/I)의 주 회로도
Fig. 1 Main circuit diagram of propulsion system

여기서, 컨버터의 Boost에 필요한 입력측 리액터는 시스템의 부피 및 중량을 고려해 입력 변압기 내부의 누설 임피던스 형태로 포함시켰다.

표 1 추진제어장치(C/I)의 사양
Table 1 Specification of propulsion system

| 구 분 | | 성 능 |
|---|---|---|
| 가선 전압 | | AC 25kV(20.0kV~27.5kV), 60Hz |
| 제어 방식 | | 전압형 PWM 제어 |
| 제어 전압 | | DC 100V(70V ~ 110V) |
| 컨버터 Part | 입력전압 | AC 840V × 2회로 |
| | 연속출력 | DC 1,800V 1,150kW |
| | 최대출력 | DC 1,800V 1,350kW이상 |
| 인버터 Part | 연속출력 | AC 0 ~ 1,370V 1,100KVA |
| | 최대출력 | AC 0 ~ 1,370V 1,520KVA이상 |
| | 출력주파수 | 0 ~ 183 Hz |
| 냉각방식 | | 자연냉각방식(Heat-pipe부) |
| 효 율 | | 95% 이상 |

### 2.2 반도체 소자 및 Stack 설계

#### 2.2.1 전력 반도체 소자 선정

추진제어장치에 적용된 전력 반도체 소자는 70년대에는 다이오드와 싸이리스터가 주류를 이루었고, 80년대 말부터 90년대 초에는 GTO가 사용되었으나 전류형 소자이기 때문에 스위칭 주파수가 낮고 게이트 구동회로가 복잡하며 별도의 스너버 회로를 구성해야 하는 단점이 있다. 90년대 후반 반도체 소자의 발달로

표 2 스위칭 소자의 비교
Table 2 Comparison of the switching device

| 구 분 | GTO | IGBT | IPM |
|---|---|---|---|
| Type | 5SGF40L4502 | CM1200HC-66H | PM1200HCE330 |
| 형상 | | | |
| 정격 | 4,500V/4,000A | 3,300V/1,200A | 3,300V/1,200A |
| 소자구성 | 자기소호형 Thyristor | FET+Transistor | FET+Transisitor +구동회로 |
| 스위칭 주파수 | Max. 500 Hz | Max. 2 kHz | 좌 동 |
| 보호기능 | 없 음 | 없 음 | OC, OT, UV |
| 병렬접속 | 복 잡 | 간 단 | 간 단 |
| 스위칭/ 도통손실 | 높음/낮음 | 낮음/높음 | 좌 동 |
| 취부방식 | 복 잡 (Press type) | 간 단 (Module type) | 좌 동 |
| 구조/중량 | 복잡/중량 | 간단/경량 | 좌 동 |

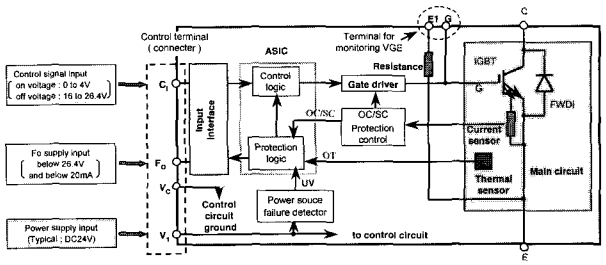


그림 2 HVIPM의 제어회로 블록 다이어그램
Fig. 2 Block diagram of HVIPM's control circuit

전압형 소자인 IGBT가 개발되면서 기존 소자 대체품으로 주목받게 되었고 최근에는 대용량 IGBT를 채용한 시스템이 적용되고 있다[2]. 본 연구에서는 IGBT 소자의 특성을 그대로 유지하면서 구동회로와 센싱부, 보호회로가 내장된 3,300V, 1,200A IPM 소자[3]를 사용하여 시스템을 구성하였다. 추진제어장치에 사용되는 반도체 소자에 대한 전반적인 비교를 표 2에 나타내었으며 IPM 소자의 제어회로 블록 다이어그램은 그림 2와 같다. IPM 게이팅 신호와 제어전원 공급용 DC 24V가 입력되고, 내부 보호회로를 통해 과전류(Over Current), 과온(Over Temperature), 저전압(Under Voltage) 발생 시 Fault 신호가 출력됨을 알 수 있다.

### 2.2.2 IPM stack 설계

IPM stack의 발열량 계산은 IPM 도통손실 및 스위칭 손실, 다이오드 도통 손실 및 스위칭 손실로 구분된다. 손실 계산에 사용되는 수식은 IPM과 다이오드의 시간에 따른 스위칭과 도통상태에 따라 계산되어야 하나, 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 도통 손실과 스위칭 손실이다.

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

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

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

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

여기서, $I_{MP}$는 입력(출력) 최대 전류, $V_{CE(sat)}$는 IPM의 C-E간 포화전압, $M$은 변조지수, $\cos\theta$ 는역률, $E_{ON}, E_{OFF}$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 추진제어장치의 역행시는 (-), 회생시는 (+)가 적용된다.

먼저, 식 (1)~(4)를 이용하여 컨버터 스택의 손실을 구하면 표 3과 같다. 컨버터부는 한 상당 4개의 IPM으로 구성되므로 stack의 전체 손실을 계산하면

표 3 2-병렬 PWM 컨버터의 손실
Table 3 Losses of 2-parallel PWM converter

| $I_{MP}$ | $f_{sw}$ | $E_{ON}$ | $E_{OFF}$ | $V_{CE(sat)}$ | $V_F$ | $M$ | $Q_{rr}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 447A | 540Hz | 0.85W | 0.9W | 2.2V | 1.7V | 0.525 | 423uC |

| | | | |
|---|---|---|---|
| $P_{IC}$ | (447)(2.2)[1/8+(0.525/3π)(0.95)] = 175 | $P_{IGBT}$ | $P_{total}$ =720 [W] |
| $P_{IS}$ | (0.85+0.9)(540)/π = 301 | 476 [W] | |
| $P_{DC}$ | (447)(1.7)[1/8+(0.525/3π)(0.95)] = 135 | $P_D$ | |
| $P_{DS}$ | (1/4)(423μ)(1900)(540) = 109 | 244 [W] | |

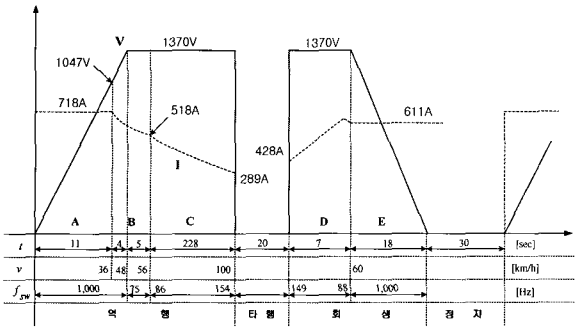


그림 3 VVF 인버터 주행 패턴
Fig. 3 VVF inverter operation pattern

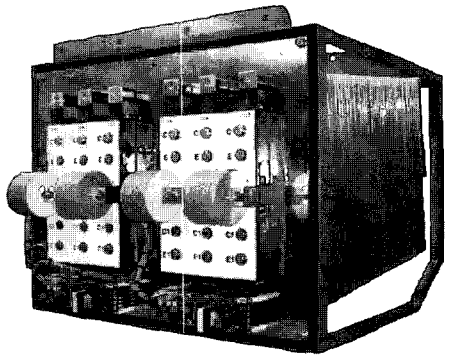

그림 4 컨버터 스택의 사진
Fig. 4 Assembly of converter stack

2,880[W]이다. 따라서, 컨버터 스택은 고조파 성분을 고려한 연속정격 3,200[W]의 히트파이프를 사용한 자연 냉각방식으로 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, 전동차의 운행 패턴에 따라 전압, 전류, 주파수가 변하기 때문에 전동차 운행 성능의 최악 상태를 고려하여 설계하여야 한다. 그림 3은 인천국제공항철도의 노선 중 동력차 고장 등을 고려한 최악 조건일 경우의 주행 패턴을 나타낸다.

주행 패턴에 따른 IPM과 다이오드의 도통 손실 및 스위칭 손실은 식 (1)~(4)을 반복 적용하여 정리하면 표 4와 같다. 인버터 스택의 냉각기를 선정하기 위한 IPM 소자의 손실계산은 인버터 구동시간(323sec)의 평균으로부터 구한다.

각 구간별 구동시간을 고려하여 계산하면 1개의 IPM에서 발생되는 손실은 541[W]이며 한 상당 2개의 IPM으로 구성되어 있으므로 IPM stack의 전체 손실은 1,082[W]이다. 따라서, 인버터 스택은 고조파 성분을 고려한 연속 정격 1,600[W]의 히트파이프를 사용한 자연냉각방식으로 설계한다.

표 4 VVF inverter의 손실
Table 4 Losses of VVF inverter

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

컨버터와 인버터 냉각기는 자연냉각방식으로 설계되어 강제냉각방식에 비해 비용 및 부피를 줄일 수 있으며 주행풍을 고려하면 충분한 냉각성능을 발휘할 수 있다. 컨버터와 인버터 스택은 각각 3,200[W], 1,600[W] 냉각기와 3,300V/1,200A IPM 소자, IPM 구동용 power supply, dv/dt 보호를 위한 clamp capacitor, Busplate 등으로 구성하였으며 컨버터 스택을 그림 4에 예시하였다.

## 3. 추진제어장치(C/I)의 제어 기법

### 3.1 제어기(Control unit)의 구성

추진제어장치의 전체적인 제어를 담당하는 제어기는 2장의 DSP board, Monitor board, Sensor board, Pulse generator board, Digital input board, Digital output board, Sensor 및 제어기용 power supply board, Rack 등으로 구성되어 있다.

### 3.2 단상 2-병렬 PWM 컨버터

PWM 컨버터의 제어방식은 단상 입력 전류를 센싱하여 이를 3상화한 후 동기 D, Q축으로 변환하여 입력전류의 유효분과 무효분을 순시적으로 제어하는 방식이 있으나 대용량 스위칭 소자를 사용하기 때문에 실효치 제어방식을 사용한다. 또한, 컨버터 병렬운전 시 각각의 컨버터 스위칭 각이 차이가 나도록 제어하면 입력 측 변압기를 통해 각 컨버터의 맥동분이 상쇄되므로 전원의 고조파 함유율을 크게 줄일 수 있기 때문에 스위칭 주기 $T_s$내에서 $T_s/2$만큼 위상차를 두고 제어한다[4].

그림 5는 단상 2-병렬 PWM 컨버터의 제어 블럭도를 나타낸다. 가선 1차측으로부터 센싱한 전원전압을

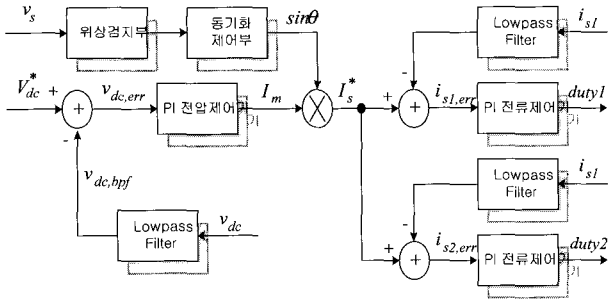


그림 5 2-병렬 PWM 컨버터의 제어블럭도
Fig. 5 Control diagram of 2-parallel PWM converter

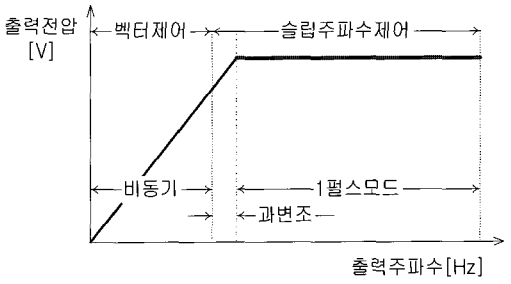


그림 6 벡터제어와 스칼라 제어의 병용
Fig. 6 The combination of the control modes

위상 검지부를 통하여 위상을 검지하고 이 신호를 EPLD를 사용하여 수신처리하여 동기화시킨다. 직류링크전압의 기준치( $V_{dc}^{*}$)와 센싱된 직류링크전압의 오차로부터 PI 제어기를 통해 전류크기의 지령치( $I_{m}^{*}$)를 생성한다. 직류링크전압에는 전원전압 주파수의 2배에 해당하는 120[Hz] 성분이 포함되어 있기 때문에 LPF(Low pass filter)를 통해 리플성분을 제거한다. 전압 제어부에서 생성된 전류 크기 지령치와 동기화 제어부에서 생성된 동기신호 $\sin\theta$를 곱하여 전류 지령치 ( $I_{s}^{*}$)를 생성한다. 센싱된 컨버터 1군과 2군 전류 ( $i_{s1}, i_{s2}$)를 LPF를 통해 스위칭으로 인해 발생되는 전류 고조파를 제거하고 전류 오차를 PI 제어기를 통해 PWM duty 신호를 발생한다.

### 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 저속일수록 구동특성이 저하되고 구배에서 기동시 특성이 나쁘다[5][6]. 반면, 벡터제어는 저속 및 고속영역에까지 빠른 순시 토크제어가 가능[7]하여 빠르고 정밀한 재점착 제어가 가능하지만 철도 차량용 구동 시스템은 DC-Link단의 전압 이용률을 최대로 하기 위해 고속 운전영역에서는 6-스텝 PWM 방법인 1-펄스 모드를 사용한다[8]. 1-펄스 모드를 사용하면 출력 전압의 크기는 DC-Link단의 전압에 의해서 결정되므로 순시적으로 전압의 크기와 위상을 제어해야 하는 벡터제어기법을 적용할 수 없다.

본 시스템에서는 점착력을 효과적으로 이용하게 하고, DC link 전압을 충분히 이용할 수 있도록 그림 6과 같이 두 가지 제어방법을 병용하는 제어기법을 적용[9]하였으며 그 기법을 간략히 설명한다.

또한, 직류링크전압이 컨버터에 의해 발생한 120[Hz]의 전압 리플에 의한 Beat를 억제하기 위하여 직류링크전압을 검출하여 직류 성분과 리플성분의 비에 의해 인버터 주파수를 변조하는 것으로 Beat를 저감하는 Beatless 제어방식을 채용하였다.

#### 3.3.1 벡터제어 및 슬립 주파수제어 모드

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 블럭도는 그림 7과 같다. 저속에서는 회전자 전류 모델로부터 추정된 자속이 선정되며 고속에서는 전압 모델로부터 추정된 자속이 선정되도록 한다. 전류제어를 위해서는 역기전력을 전향보상한 동기 좌표계 PI 전류제어기와 공간전압벡터 PWM 기법을 사용하였다. 벡터제어에서 슬립 주파수 제어로 제어 방법을 바꿀 때에 출력변수 변경으로 인한 과도 현상 없이 부드럽게 전환될 수 있도록 전류제어기의 출력인 d와 q축 전압 $V_{ds}^{e*}$, $V_{qs}^{e*}$는 그림 8에 보이는 차원 일치(Dimension Matching) 블록에서 그 크기 $V_{mag}$와 주파수 $\omega_{e}$로 변환한다. 이는 벡터제어에서 슬립 주파수제어로 제어 방법을 바꿀 때에 출력변수 변경으로 인한 과도 현상 없이 부드럽게 전환될 수 있도록 출력 제어변수를 두 제어기법에서 동일하게 맞추기 위함이다.

벡터제어에서의 전류제어기 출력 전압 $V_{ds}^{e*}$, $V_{qs}^{e*}$를 슬립 주파수제어에서 사용될 수 있도록 전압의 크기 $V_{mag}$와 주파수 $\omega_{e}$로 변환하는 식은 식 (5)~(7)과 같다.

$$V_{mag}=\sqrt{V_{ds}^{e*2}+V_{qs}^{e*2}} \tag{5}$$

$$\omega_e=(\lambda+\theta_e-\alpha)/T_{sampling} \tag{6}$$

$$\lambda=\tan^{-1}(\frac{V_{qs}^{e*}}{V_{ds}^{e*}}) \tag{7}$$

여기서, 회전자 자속각 $\theta_e$는 추정자속으로부터 구할 수 있고, 위상 $\alpha$는 PWM 제어 블록에서 주파수를 Forward Euler 적분에 의해 계산한다.

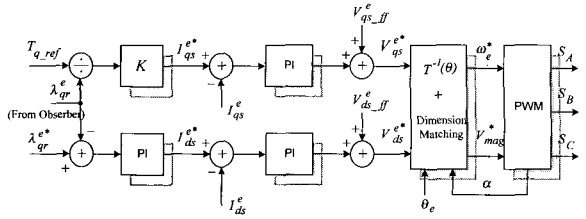


그림 7 벡터제어의 블럭도
Fig. 7 Block daigram of vector control

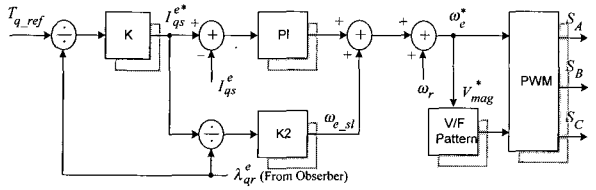


그림 8 슬립 주파수제어의 블럭도
Fig. 8 Block diagram of slip-frequency control

그림 8은 슬립 주파수 제어를 위한 블록도이다. 슬립 주파수 제어에서 사용되는 변수들은 벡터 제어와 동일한 차원(Dimension)에서 처리하기 위해 d-q축 변수로 설정되었다. q-축 기준 전류 $I_{qs}^{e*}$ 는 토크 지령치와 d-축 회전자 자속 $\lambda_{qr}^{e}$으로부터 얻어진다. 또한, 지령 주파수 $\omega_e^*$는 기준 토크를 발생하기 위한 슬립 주파수 $\omega_{sl}$과 전동기 속도 $\omega_r$로부터 식 (8)과 같이 주어진다.

$$\omega_e^*=\omega_{sl}+\omega_r \tag{8}$$

슬립 주파수 $\omega_{sl}$은 q-축 기준 전류를 제어하기 위한 PI 제어기의 출력과 식 (9)와 같은 전향보상 슬립 $\omega_{e_sl}$의 합으로 주어진다.

$$\omega_{e_sl}=K_2\frac{I_{qs}^{e*}}{\lambda_{dr}^{e}} \qquad (K_2=\frac{L_m}{T_r}) \tag{9}$$

여기서, 회전자 자속 $\lambda_{qr}^{e}$은 추정자속으로부터 얻는다. 주파수가 결정되면 기준 전압 $V_{mag}^*$는 V/F 패턴에 의해 결정된다. 여기서, V/F 패턴은 자속의 크기를 결정하므로 벡터제어시에서 사용된 자속수준과 일치하도록 결정해야 제어기법 변동시 자속 변동으로 인한 과도 현상을 줄일 수 있다.

### 3.3.2 제어모드의 절환

정상적인 운전시, 전동차는 빈번한 가감속을 하게 된다. 이는 빈번한 제어 모드의 절환을 의미한다. 따라서 과도 현상이 발생하지 않도록 정밀하고 부드러운 제어 모드의 절환이 요구된다. 이를 위해 제어 모드를 전환하는 경우 제어변수들이 급격하게 변동하지 않도록 두 제어 모드의 출력변수를 통일해야하며 또한 동일한 차원에서 변환되어야 한다. 앞 절에서와 같이 벡터제어에서의 출력은 슬립 주파수 제어에서의 출력과 동일하도록 전압의 크기와 주파수로 변환시킨다. 또한, 모든 상태 변수들은 연속적인 제어출력을 위해서 절환시에 연속적인 값으로 재 설정되어야 한다. 즉, 각 제어에서의 PI 제어기는 초기화가 되어야 과도 현상이 발생하지 않는다.

벡터제어에서 슬립 주파수제어로 전환시에 절환을 위해 필요한 조치는 그림 8에 보이는 슬립 주파수를 출력하는 PI 전류제어기의 적분기를 벡터제어의 q-축 전류제어기에서 사용된 값으로 초기화하고, 또한 벡터제어에서의 출력 전압을 반영하여 V/F 곡선을 조정하여 전압 값의 연속성을 유지하도록 한다. 슬립 주파수 제어에서 벡터제어로 절환 시에는 그림 7의 벡터 제어기의 d-와 q-축 PI 전류제어기를 초기화하고, V/F 곡선에 따라 자속제어기의 자속 기준을 조정하여 전압의 연속성을 유지한다.

## 4. 실 험

### 4.1 구성품 및 조합시험

개발된 교류 전동차용 추진제어장치는 전체적인 외형도는 그림 9와 같으며 관성부하 시험장치를 이용한 조합시험 구성도는 그림 10과 같다.

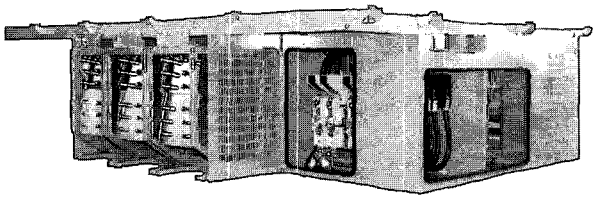

그림 9 추진제어시스템(C/I)의 외형
Fig. 9 Outline picture of propulsion system

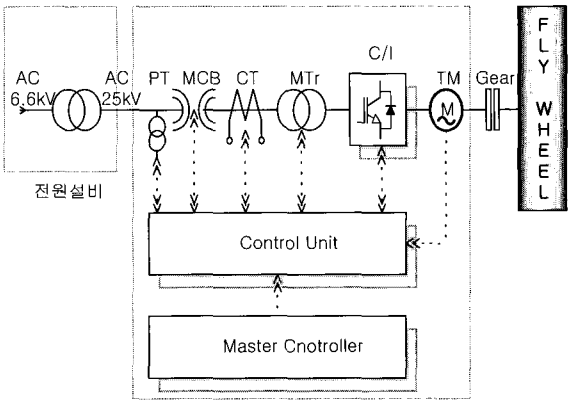


그림 10 조합시험 구성도
Fig. 10 Configuration of combined test

조합시험 구성은 실제 전동차의 경우와 동일한 조건으로 구성하였다. 즉, AC 25kV의 가선 전압, 주 회로 차단기인 MCB(Main Circuit Breaker), 주 변압기(Main Transformer), 추진제어장치(C/I), 견인전동기(Traction motor)을 조합하여 시험한다. 또한, 실제 승객이 최대로 탑승한 만차(滿車) 시의 상태와 동일하게 만들기 위하여 전체 중량을 120[ton]의 시험조건으로 하였다. 시험 항목 및 방법, 절차는 "도시철도 차량의 성능시험에 관한 기준"에 명시된 시험을 수행하였으며 세부 시험 항목은 표 5와 같다.

표 5 구성품 및 조합시험 항목
Table 5 Items of the component and combined test

| | | | |
|---|---|---|---|
| 구성품 시험 | 내전압시험 | 시퀀스확인시험 | 위상검지시험 |
| | 주회로시험 | 보호검출기능시험 | 안전요구시험 |
| | 노이즈시험 | 진동시험 | 방수시험 |
| 조합 시험 | T/M 냉각상태토크특성시험 | 견인특성 확인시험 | |
| | 전 토크 영역에서 속도시험 | 온도 상승시험 | |
| | T/M 발열상태 토크특성시험 | 제어전원 변동/중단시험 | |
| | 가선 입력전압 변동시험 | 소음측정 | |
| | 유도장애시험 | 환경시험 | |

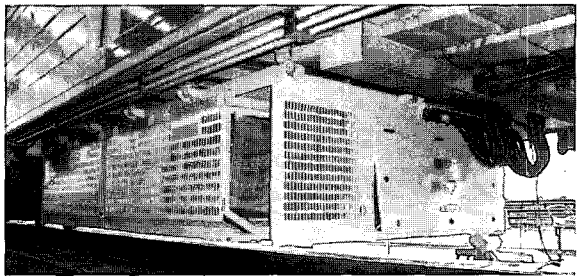

그림 11 시제 차량
Fig. 11 Traction system with the developed C/I

### 4.2 현차시험

제안된 교류 전동차용 추진제어장치를 현차 시스템에 적용하여 그 효용성을 알아보았다. 시험을 위해 장착된 모습이 그림 11에 보인다. 영업운전 차량은 추진제어장치를 장착한 동력차 3대와 부수차 3대의 6량 편성으로 구성되어 있다. 차량전체의 공차(空車) 중량은 217.5[ton]이며 승객 탑승시 중량은 응하중 신호를 통해 반영된다.

### 4.3 시험 결과

그림 12는 관성부하 시험장치를 이용하여 80km/h까지 가감속을 실시한 파형이다. 가속 및 감속 전구간에 걸쳐 컨버터의 직류전압이 기준치인 1,800[V]로 일정하게 제어됨을 알 수 있으며, 컨버터 1군과 2군의 전류제어 역시 거의 정현파에 가까운 입력전류로 제어된다. 또한, 2대의 PWM 컨버터의 스위칭 각 차이를 90도로 두어 운전함으로써 고조파 함유율이 감소함을 알 수 있다.

토크 지령치와 토크 달성치 데이터를 통하여 가속 및 감속 전구간에 걸쳐 토크 제어가 잘 이루어 지고 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 13의 점선으로 표시한 부분을 살펴보면 컨버터에 의해 발생한 120Hz 리플성분으로 인한 Beat 현상이 Beatless 제어로 인해 잘 제어되고 있음을 알 수 있다.

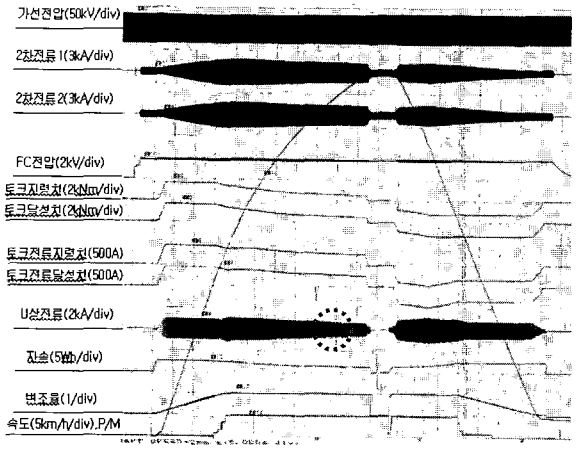


그림 12 관성부하 시험장치를 이용한 주행시험
Fig. 12 Result of combined test for inertia load system

현차 시스템에서 실시한 성능시험 역시 만족함을 알 수 있었으며 전체적인 시험 결과로 볼 때 전류 및 토크 등이 지령치를 정확히 추종하고 전 구간에 걸쳐 안정적인 제어가 이루어짐을 알 수 있다.

## 5. 결 론

본 논문은 IPM 스위칭 소자를 사용하여 교류 전동차 추진제어장치(Converter/Inverter)를 제시하였다. 구동 회로와 보호 기능을 내장된 대용량 IPM 반도체 소자를 사용하여 자연냉각방식(Heatpipe)의 컨버터와 인버터 스택을 포함한 추진제어장치의 하드웨어를 독자 설계, 제작하였으며, 2-병렬 PWM 컨버터의 제어, 벡터 제어와 슬립 주파수 제어의 병용기법 등을 시스템에 적용하였다. 개발된 추진제어장치는 4대의 210[kW] 유도전동기를 병렬 구동하는 AC 전동차 구동 시스템에 적용하여 시험한 결과, 성능 및 신뢰성에서 "도시철도 차량의 성능시험에 관한 기준"에 만족함을 확인하였다.

제안된 교류 전동차용 추진제어장치는 현재 전적으로 수입에 의존하는 국내 교류전동차 추진제어장치를 대체할 수 있으며 향후 해외 전동차 시장에도 수출될 수 있으리라 사료된다.

## 참 고 문 헌

[1] J. Holtz, "Adaptive Optimal Pulse-Width Modulation for the Line-Side Converter of Electric Locomotives". IEEE Trans. power electronics., Vol. 7, No. 1, pp. 205-211, January. 1992.

[2] 정만규, 방이석, "차량추진제어장치에 응용되는 전력전자 및 제어기술" *전력전자학회지*, 제8권, 제1호, pp. 14-19, 2003.

[3] "PM1200HCE330-1, High Voltage Intelligent Power Module Specification", Data sheet, Mitsubishi Electric.

[4] 이현원, 장성영, 김연준, 이광주, "IGCT를 이용한 단상 PWM 정류기 병렬운전", *전력전자학회논문지*, 제5권, 제1호, pp. 11-18, 2000.

[5] Takamasa Kanzaki, Ikuo Yasuoka and Gorge Yamamoto, "Direct Digital Controlled PWM GTO Inverter for DC 1500V Electric Cars", in proc. IPEC-Tokyo. pp. 1587-1598, 1983.

[6] Mikio Ohta, Atsushi KAGA, Mitsuo Muneyuki and Eiji Akagawa, "AC Propulsion System for Kumamoto Municipal Transportation Bureau.", in proc. IPEC-Tokyo. pp. 1575-1586, 1983.

[7] D.W. Novotny and T.A. Lipo, "Vector control and Dynamics of AC Drives", New York Oxford University Press., ch. 7, 1996.

[8] Yooske Nakazawa, Shin-Ichi Toda, Ikuo Yasuoka and Haruo Naito,, "One-Pulse PWM Mode Vector Control for Traction Drives", Power Electronics in transportation. IEEE, pp. 135-141, 1996.

[9] 김상훈, 배본호, 설승기, "벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발", *전력전자학회논문지*, 제6권, 제2호, pp. 125-131, 2001.

## 저 자 소 개

**김태윤(金泰潤)**

1973년 3월 20일생. 1997년 영남대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 (주)로템 기술연구소 전장품개발팀 주임연구원.

**노애숙(魯愛淑)**

1970년 8월 25일생. 1993년 경북대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년~1999년 대우중공업 주임연구원. 1999년~현재 (주)로템 기술연구소 전장품개발팀 선임연구원.