

주문형 IPM을 이용한 엘리베이터용 인버터의 최적화 설계 및 전도 EMI 노이즈 저감

曹洙德^{**}, 姜彌淳^{*}, 金喆禹^{***}

Optimal System Design and Minimization of Conducted EMI Noise in Elevator Inverter System by Customized IPM

Su Eog Cho, Feel-soon Kang, and Cheul-U Kim

요 약

본 논문에서는 부가적인 회로의 추가 없이 IPM 내부 IGBT의 게이트 저항을 시스템에 최적화된 값으로 선정하여 dv/dt 및 di/dt 를 감소시키고 이로 인한 전도 EMI 노이즈를 저감하여 엘리베이터 시스템에 최적화된 전력변환장치를 설계한다. 주문형 IPM을 엘리베이터용 인버터 시스템에 최적화하기 위하여 시스템에 적용될 전력변환장치의 게이트 저항에 따른 Spike 전압 및 전동기 서지전압, 스위칭 손실에 따른 IPM 케이스와 방열판의 온도 변화 등을 시뮬레이션 및 계측한다. 결과적으로 IPM의 게이트 저항을 시스템에서 요구하는 수명에 따라 최적화하여 전도되는 EMI 노이즈가 특정 주파수 대역에서 약 5~10 [dB μ V] 저감됨을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

This paper deals with the optimal design of a elevator inverter system based on the customized IPM. The proposed method reduces dv/dt and di/dt , which resulted in the minimized conducted EMI noise without an additional circuitry. It only optimizes the value of gate resistor in the IGBT embedded in the IPM. In order to optimize the customized IPM to a elevator system, we simulated and measured the spike voltage and the motor surge voltage including the temperature variation due to the switching losses at the IPM case and heat-sink. As a result, thanks to the optimized value of the gate resistor in the IPM, the conducted EMI noise is reduced approx. 5~10 [dB μ V] in a particular frequency domain.

Key Words : Intelligent power module, conducted EMI, gate resistor

1. 서 론

전력변환장치의 성능은 그 구성요소인 전력전자 소자의 특성에 의해 크게 좌우된다. 현재 산업전반에 걸쳐 가장 성능이 우수하고 범용적으로 사용되는 전력소자 중의 하나는 IGBT이다. IGBT는 높은 스위칭 주파수, 저구동 전류, 중대형 용량의 전력 정격 등의 장점으로 다양한 전력변환 시스템의 주요 소자로 이용되고

*정회원, (주)오토파워 연구원

E-mail : feelsoon@ieee.org

**정회원, OTIS-LG 엘리베이터팀 과장

***정회원, 부산대학교 전자전기통신공학부 교수

접수일자 : 2003. 3.10

1차심사 : 2003. 4. 7

심사완료 : 2003. 5.22

2차심사 : 2003. 5.13

있다. 최근에는 기존의 IGBT를 하나의 모듈안에 2개에서 7개까지 집적하고 보호회로 및 게이트 드라이브 회로를 내장한 IPM(Intelligent Power Module)이 개발되어 사용되고 있다. IPM은 전력변환 시스템의 간략한 설계를 가능하게 하고 IGBT 소자간의 배선 인덕턴스를 감소시킬 수 있어 스너버 회로의 정격을 저감시킬 수 있는 장점을 가진다. 그러나 IPM 내부의 IGBT 소자의 고주파 스위칭 동작 중 발생하는 과도한 dv/dt로 인한 노이즈 발생은 여전히 심각한 문제로 대두되고 있으며 관련된 국제 EMI/EMC 규격 역시 엄격해지고 있는 실정이다. 이러한 종류의 노이즈를 저감하기 위하여 IGBT 게이트 드라이브에 부가적인 회로를 추가하여 스위칭 손실의 과도한 증가 없이 dv/dt 및 di/dt를 감소하는 연구가 진행되었다^{[1]-[3]}. 노이즈 저감의 대표적인 방법은 IGBT의 턴-온과 턴-오프시의 게이트 저항을 달리하여 노이즈를 저감하는 방법이다^[1]. 이 방법은 IGBT 특성상 일정한 컬렉터(collector) 전류가 흐르고 일정 시간 후에 급속하게 감소하는 점으로부터 착안한 방법으로 일정한 컬렉터 전류가 흐르는 동안은 낮은 게이트 저항으로 구동하여 게이트 턴-온 전압 구간을 짧게 하고 컬렉터 전류가 급속하게 감소하여 환류 다이오드로 흐르는 구간에서는 높은 게이트 저항으로 구동하여 과도한 스위칭 손실의 증가 없이 dv/dt 및 di/dt의 감소를 꾀하였다. 또한 게이트 구동 회로에 부가적인 회로를 삽입하여 게이트의 충·방전 시간을 조절하여 di/dt를 감소시키는 방법이 연구되었다^[2]. 그러나 기존의 해결 방법들은 게이트 구동 회로의 구성이 복잡해지는 단점을 가진다. 따라서 본 논문에서는 부가적인 회로의 추가 없이 IPM 내부의 IGBT 게이트 저항 값을 시스템에 최적화된 값으로 선정하여 dv/dt 및 di/dt를 감소시켜 이로 인한 전도 EMI 노이즈를 저감하고자 한다. IGBT의 경우 스위칭 손실과 스위칭 시에 발생하는 스파이크 전압(dv/dt)은 상호 보완적인 관계로 주어진다. 엘리베이터 시스템에 적용시킬 전력변환장치의 개발자는 시스템이 요구하는 전력변환장치의 수명과 시스템의 노이즈 내량을 알 수 있기 때문에 게이트 저항을 시스템이 요구하는 전력변환장치의 수명과 노이즈 양으로 최적화 하여 전력변환장치를 설계한다면 부가적인 회로 없이 dv/dt 및 di/dt 저감에 따른 노이즈 저감이 가능하게 된다.

본 논문에서는 시스템에 적용될 IPM의 게이트 저항의 최적화 여부를 판단하기 위해서 스파이크 전압 및 전동기 서지 전압, 스위칭 손실에 따른 온도 변화 등의 상호 관계를 시뮬레이션과 실험을 통하여 분석한

다. 결과적으로 최적화된 게이트 저항이 삽입된 주문형 IPM을 적용한 시스템에서는 전도 EMI 노이즈가 표준 IPM을 이용한 시스템과 비교하여 특정 주파수 대역에서 약 5-10 [dB μ V] 저감됨을 확인할 수 있다.

2. 전력반도체 열손실 계산과정 및 수명과의 관계

본 논문에서는 엘리베이터용 인버터 시스템의 전력 소자인 IPM의 게이트 저항을 시스템에 최적화하여 전도 EMI를 저감하고자 한다. 일반적으로 게이트 저항이 증가할수록 노이즈는 저감되나 스위칭 손실의 증가로 수명은 감소하는 경향이 있다. 따라서 시스템에서 요구하는 수명에 최적화된 게이트 저항을 산정하기 위해서는 증가된 게이트 저항에 의한 스위칭 손실 및 접합부 온도 변화분에 대한 정확한 분석이 선행되어야 한다. IPM에서의 전력 소비는 그림 1에 나타낸 바와 같이 IGBT의 상전류와 스위칭 시비율을 근거로 하여 계산된다. 그림 1에 표기된 부하 전류(I_{load})는 전동기 토크 및 속도에 의해 결정되며 시비율(D)은 전동기 및 직류 평활(dc-link)전압에 의해 결정된다.

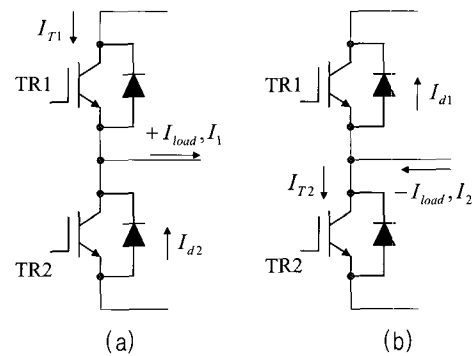


그림 1 PM 내부 한 암에 대한 IGBT 구조
(a) 정방향 부하 전류와 시비율(D)
(b) 부방향 부하 전류와 시비율(1-D)

Fig. 1 IGBT arrangement in single-arm of IPM
(a) positive load current and its duty ratio, D
(b) negative load current and its duty ratio, 1-D

각각의 IGBT에 의해 소비되는 전체 전력은 다음의 순서로 계산할 수 있다.

$$P_1 = P_{A100} + P_{A100} + P_{d100} \tag{1}$$

$$P_2 = P_{E_{2sw}} + P_{E_{2on}} + P_{E_{2off}} \quad (2)$$

여기서 P_{t1sw} 와 P_{t2sw} 는 스위치의 스위칭 손실, P_{t1cn} 와 P_{t2cn} 는 스위치의 도통 손실, 그리고 P_{d1cn} 와 P_{d2cn} 은 다이오드의 도통 손실을 나타낸다.

$$P_{E_{1sw}} = F_{sw} \cdot [E_{swon}(I_1) + E_{swoff}(I_1)] \quad (3)$$

$$P_{E_{1cn}} = F_{cn} \cdot [E_{d1cn}(I_1) + E_{d2cn}(I_1)] \quad (4)$$

여기서 F_{sw} 는 스위칭 주파수[Hz], $E_{swon}(I)$ 는 스위치의 턴-온 손실, 그리고 $E_{swoff}(I)$ 는 스위치의 턴-오프 손실분을 나타낸다.

$$P_{E_{1on}} = I_{F1} \cdot V_{ce}(I_1) \quad (5)$$

$$P_{E_{2on}} = I_{F2} \cdot V_{ce}(I_2) \quad (6)$$

$$P_{E_{d1cn}} = I_{d1} \cdot V_F(I_1) \quad (7)$$

$$P_{E_{d2cn}} = I_{d2} \cdot V_F(I_2) \quad (8)$$

여기서, $V_{ce}(I)$ (컬렉터-에미터 포화 전압)는 컬렉터 전류의 함수, $V_F(I)$ (에미터-컬렉터 포화 전압, 다이오드의 전압강하)는 에미터 전류의 함수, $E_{swon}(I)$ 는 스위치 턴-온 에너지 손실로서 컬렉터 전류의 함수, $E_{swoff}(I)$ 는 스위치 턴-오프 에너지 손실로서 컬렉터 전류의 함수이다. 그리고 $E_{swon}(I)$ 과 $E_{swoff}(I)$ 는 직류 평활(dc-link)전압에 비례하여 증가하므로 데이터 북에 제시되는 값에 비례하여 반영하여야 한다.

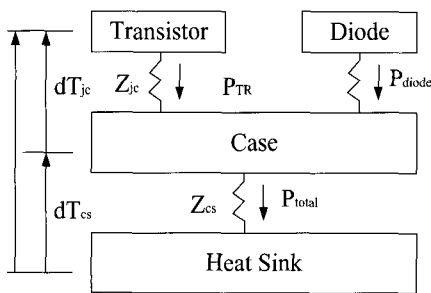


그림 2 IGBT 열 전도 모델
Fig. 2 IGBT thermal conduction model

IGBT의 접합부 온도는 그림 2의 열 전도 모델로부터 다음의 식에 의해 표현된다.

$$dT_{jc} = P_{TR} \cdot Z_{jc} \quad (9)$$

$$dT_{cs} = (P_{TR} + P_{diode}) \cdot Z_{cs} \quad (10)$$

$$dT_{jc} = dT_{jc} + dT_{cs} \quad (11)$$

여기서, Z_{cs} 는 방열판에 대한 케이스의 씨멀 임피던스이고 Z_{jc} 는 케이스에 대한 접합부의 씨멀 임피던스이다. 방열판에 대한 접합부의 온도 변화분(dT_{js})은 전력 반도체의 수명과 반비례의 관계이다. 즉 온도 변화분이 클수록 수명은 짧아지며 온도 변화분이 작을수록 수명은 길어진다.

3. 주문형 IPM을 이용한 엘리베이터 인버터 시스템의 최적화

본 장에서는 주문형 IPM을 사용하여 전력변환장치를 최적화 설계하기 위하여 시스템에 적용될 전력변환장치의 게이트 저항에 따른 스위칭 손실에 따른 온도 변화 및 수명과의 관계를 시뮬레이션을 통하여 분석한다. 또한 인버터의 spike 전압, 전동기의 서지 전압, 전도 EMI 노이즈를 표준형과 주문형 IPM에 대해서 비교 분석한다.

3.1 주문형 IPM에서의 전력 손실

그림 3은 IPM의 부하인 엘리베이터의 시스템 개략도를 나타내었다. IPM을 적용한 전력 변환 장치는 그림 1의 점선 부분으로 전력 반도체의 열 손실을 최적화하기 위해서는 먼저 부하의 프로파일을 정확하게 정의하여야 한다. 본 논문에서는 IPM의 접합부 온도 변화 분 시뮬레이션을 MATLAB으로 수행하였으며 시뮬레이션에 사용된 엘리베이터 사양과 유도 전동기의 사양은 각각 표 1과 표 2에 주어진다.

엘리베이터와 같이 시간에 따라 부하 및 속도가 가변 되는 경우 시간에 따라 토크가 가변하고 또한 모터

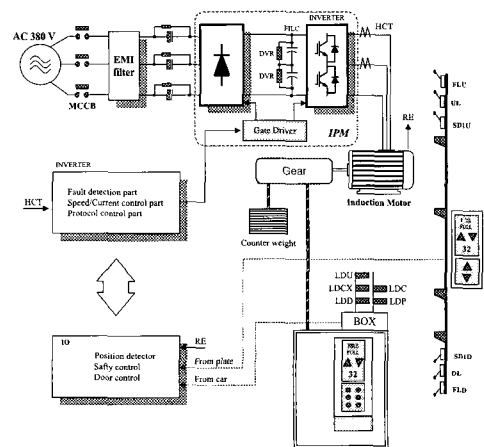


그림 3 IPM이 적용된 엘리베이터 시스템의 개략도
Fig. 3 Configuration of Elevator system equipped with IPM

에 인가되는 전류도 가변한다. 이와 같은 시스템에는 전력 반도체(IPM)의 열 손실을 시뮬레이션하기 위해서 부하 프로파일을 VDE0530 (IEC 34-1)의 S7 조건으로 인가한다. S7 조건은 높은 기동 토크와 전기적인 제동력을 가지고 주기적 듀티로 연속 운전을 하는 프로파일이다. 운전 듀티 사이클은 전력 반도체의 신뢰성과 예상 수명과도 밀접한 관계가 있다. 반복적인 부하 사이클은 추가적으로 전력 반도체에 열적 스트레스를 가한다. 반복적인 가속과 감속은 전력 반도체의 접합부 온도의 상승과 하강을 유발하고, 전력 반도체의 예상 수명은 접합부 온도의 온도 상승분의 크기에 따라 좌우된다. 특히 와이어 본딩(wire bonding)과 솔더 레이어(solder layers)가 사용된 IGBT의 경우 접합부 온도의 온도 변경 분의 크기가 클수록 더욱 수명에 치명적이다.

표 1 주문형 IPM이 적용된 엘리베이터 시스템 사양
Table 1 Specification of elevator system employed customized IPM

인승		11
속도	[m/min]	105
정격 하중	[kg]	750
전동기	[kw]	11
sheve 직경	[m]	0.6
엘리베이터 무게	[kg]	842
균형추 무게	[kg]	1217
로핑		1

표 2 적용된 유도 전동기 사양
Table 2 Specification of employed induction motor

출력[kw]	11	R1	0.22
극수	4	X1	0.45
주파수[hz]	50	R2	0.21
전압[V]	310	X2	0.49
정격 전류[Arms]	30.19	RM	0.17
여자 전류[Arms]	18.15	XM	9.57
정격 토크[kgf*m]	7.36	L2	32.05

그림 4는 IPM에 인가되는 전류 프로파일 및 엘리베이터의 속도를 나타낸다. 엘리베이터 속도에 따른 전동기 전류는 전력 반도체의 열손실로서 반복적으로 인가되는 스트레스로 간주될 수 있다. 그림 4에 나타난 모터 전류는 가속도 0.6 [m/sec²]으로 105 [m/min] 속도로 상승 방향으로 주행시의 전류이며 이때 엘리베이터 내의 승객은 11인승 750 [kg]의 부하가 승차한 상태이다. 그림 4에 주어진 조건으로 엘리베이터를 동작

시킬 경우 표준형 IPM과 주문형 IPM에서의 온도 변화분을 그림 5(a)와 (b)에 나타내었다. 그림 5(b)의 주문형 IPM의 내부 접합부 온도는 엘리베이터가 1회 주행 시 약 27[°C]의 온도 변화가 발생한다. 주문형 IPM의 게이트 저항을 표준형 IPM보다 약 2배 증가시키면 스위치 턴-온 손실 및 스위치 턴-오프 손실이 약 30 [%] 증가하게 되어 전력 반도체의 접합부 온도가 그림 5(a)의 표준형 IPM의 약 20[°C]와 비교하여 7 [°C] 증가하게 된다. 그러나 엘리베이터 시스템에서 요구되는 전력 반도체의 접합부 온도 변화량은 30[°C] 이내이므로 게이트 저항을 표준형의 2배로 선택할 수 있다.

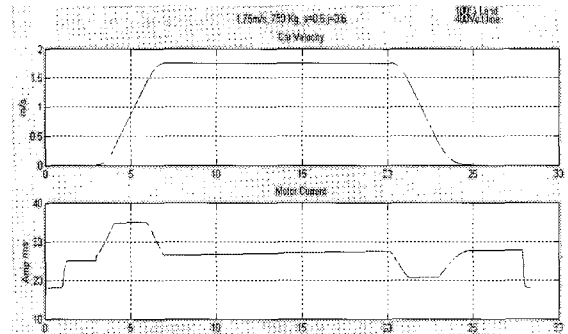
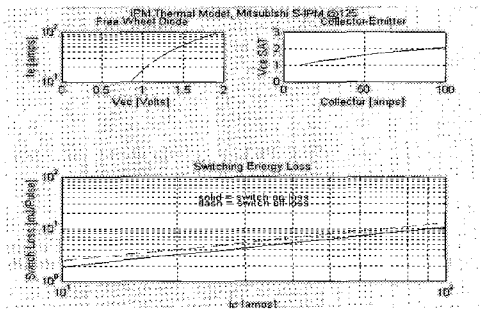
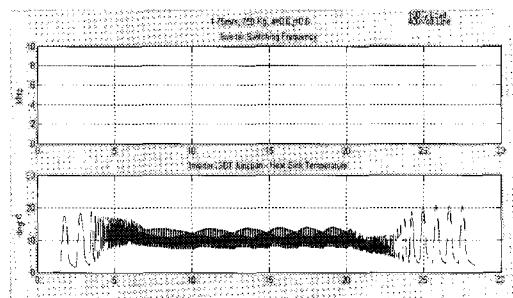


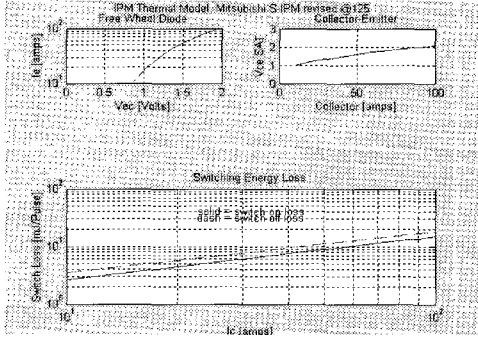
그림 4 전동기 속도 및 전류 (x축: sec/div.)
Fig. 4 Motor speed and Output current



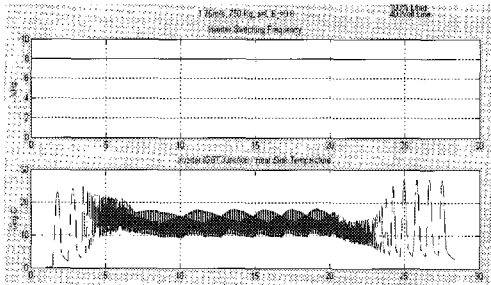
(a) 표준 게이트 저항에 의한 IPM (PM100 RSE120)의 특성



(b) 표준형 IPM - PM100 RSE120 (x축: sec/div.)



(c) 수정된 게이트 저항에 의한 IPM(PM100 RSE120)의 특성



(d) 주문형 IPM - PM100 RSE120 (x축: sec/div.)

그림 5 IPM의 접합부 온도 및 스위칭 주파수
Fig. 5 Junction temperature and switching frequency of the IPM

3.2 전력변환장치의 온도 변화 특성

IPM의 케이스 온도 상승 측정 위치는 그림 6의 B 지점, 방열판의 온도 측정은 B지점에서 2[mm] 떨어진 A지점에서 각각 측정하였다. IPM 케이스의 온도를 측정하기 위해 IPM의 구리 베이스를 드릴로 2[mm] 가 공한 다음 온도 측정용 열전대(thermo couple)를 삽입하여 온도를 측정하였다.

전력변환장치에 연속적으로 그림 7의 전류 형상을 인가하여 온도 변화를 측정하였다. 그림 8는 표준형과 주문형의 경우에 대해 IPM 케이스와 방열판의 온도 변화 그래프를 나타낸다. 그림 8(a)의 표준형 IPM의 경우 방열판이 포화되었을 때의 주위 온도는 34[°C], IPM 케이스의 B부는 61.3[°C], 방열판의 A부는 58.1[°C]이다. 그리고 ΔT_c (케이스 온도 변화)는 27.3[°C], ΔT_h (방열판 온도 변화)는 24.1[°C], ΔT_{A-B} : 3.2[°C]로 측정되었으며 연속 부하 인가시 방열판 포화 시간은 약 9 [min.]정도 소요됨을 확인할 수 있다. 그림 8(b)의 주문형 IPM을 사용한 경우의 주위 온도는 32[°C], IPM 케이스의 B부는 66[°C], 방열판의 A부는 63[°C]로 ΔT_c 는 34[°C], ΔT_h 는 31[°C], ΔT_{A-B} :

3 [°C]로 측정되었으며 연속 부하 인가시 방열판 포화 시간은 표준형과 동일하게 약 9 [min.]이 소요됨을 확인할 수 있다.

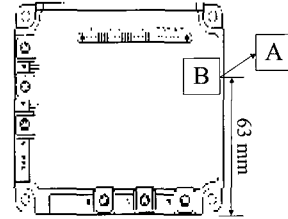


그림 6 열전대의 측정 위치
Fig. 6 Measurement point of thermal couple

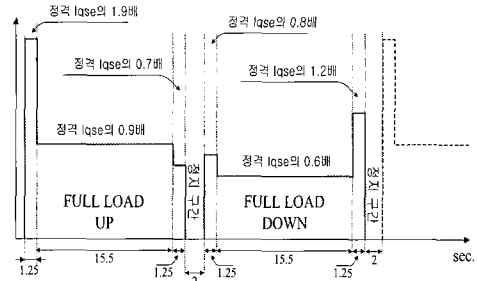
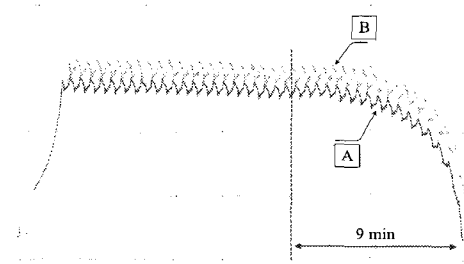
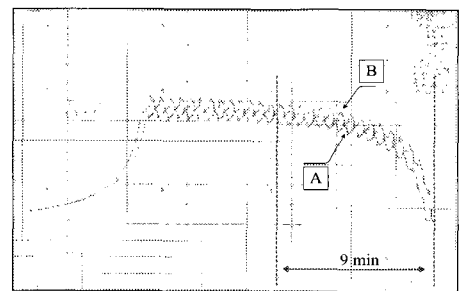


그림 7 전력변환장치에 인가한 전류 형상
Fig. 7 Current waveform applied to inverter



(a) 표준형 IPM, Y축: 1 [°C/div.]



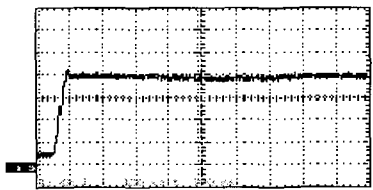
(b) 주문형 IPM, Y축: 1 [°C/div.]

그림 8 표준형과 주문형 IPM의 케이스 및 방열판의 온도변화
Fig. 8 Temperature variation of IPM case and heat-sink at standard and customized IPMs

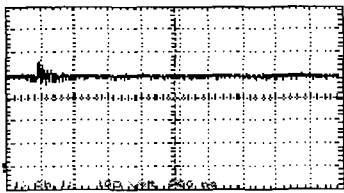
표준 게이트 저항이 적용된 IPM과 주문형의 수정된 게이트 저항이 적용된 IPM의 온도 차이는 $\Delta T_c = 6.7$ [°C], $\Delta T_h = 6.9$ [°C]로 최적화된 게이트 저항이 적용된 주문형 IPM이 온도 변화분이 많으며, 방열판 포화 소요 시간은 동일하게 9분이 소요된다.

3.3 Spike 전압 및 전동기 서지전압의 비교 분석

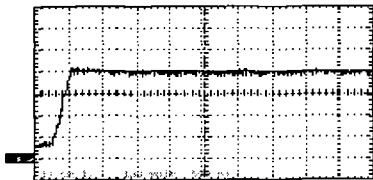
그림 9는 노이즈원의 하나인 Spike 전압을 나타낸다. 표준형 IPM의 경우 DC 링크 Spike 전압 실측결과 상승 시간은 137 [ns]이며, spike 전압은 920 [V]이다. 반면 최적화된 게이트 저항을 사용한 주문형 IPM을 사용한 전력 변환 장치에서는 상승 시간은 249 [ns]이며, spike 전압은 824 [V]로 DC 링크단의 Spike 전압을 약 100 [V] 저감하였다. DC 링크 spike 전압의 저감은 전도 EMI 노이즈 저감과 전력 반도체의 스트레스를 완화하는 효과를 가진다.



(a) 표준형 IPM



(b) 표준형 IPM 사용시 DC 링크단에서의 스파이크전압

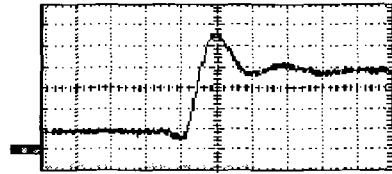


(c) 주문형 IPM

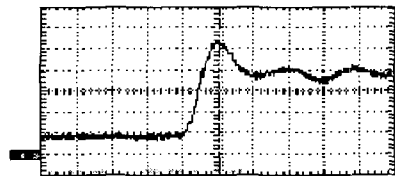
200 [V/div.], 500 [ns/div.]

그림 9 표준형과 주문형 IPM이 적용된 인버터의 Spike 전압

Fig. 9 Spike voltage of inverter with both IPMs



(a) 표준형 IPM



(b) 주문형 IPM

200 [V/div.], 500 [ns/div.]

그림 10 전동기의 서지 전압

Fig. 10 Motor surge voltage

전동기 서지 전압의 경우 그림 10에 보여지는 바와 같이 표준형의 경우 상승 시간이 590 [ns]이고, 서지 전압이 1116 [V]이나 주문형 IPM의 경우 상승 시간이 633 [ns]이고, 서지 전압이 1072 [V]이다. 최적화된 주문형 IPM의 경우 상승 시간의 증가로 전동기 서지 전압을 약 40 [V] 저감하여 전동기 절연 파괴를 방지하여 신뢰성을 상승시킬 수 있다.

3.4 전도 EMI 노이즈의 비교 측정 및 분석

그림 11은 주문형 IPM을 적용한 엘리베이터용 인버터 시스템을 나타낸다. 주문형 IPM에서의 EMC의 일부인 전도 노이즈는 시스템의 입력측에 LISN을 설치하여 스펙트럼 분석기를 이용하여 측정하였다. 측정시 엘리베이터는 정격 부하가 탑승한 상태로 상승하는 방향으로 구동하였다.

그림 12와 그림 13은 표준 IPM과 주문형 IPM의 150 [kHz]~1 [MHz], 1 [MHz]~30 [MHz]의 측정 대역에서의 전도 노이즈를 각각 나타낸다. 게이트 저항을 변경하여 표준의 2배로 최적화 한 주문형 IPM의 경우 상기 주파수 대역에서 약 5~10 [dBμV] 정도 저감됨을 확인할 수 있다.

특히 표준형 IPM의 전도 EMI 노이즈 대역 중에서 7.25 [MHz]대역이 그림 10(a)의 DC 링크단의 Spike 전압 상승시간 137 [ns]의 영향을 받는다는 것을 알 수 있다. 7.25 [MHz] 대역의 전도 노이즈를 감소시키기

위해 주문형 IPM에서 게이트 저항을 표준의 약 2배 증가시켜 상승시간을 249 [ns]로 변경하면 전도 노이즈를 약 10 [dB μ V] 정도 저감시킬 수 있다.

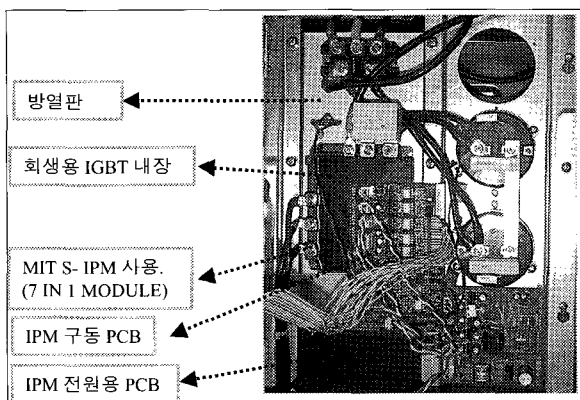
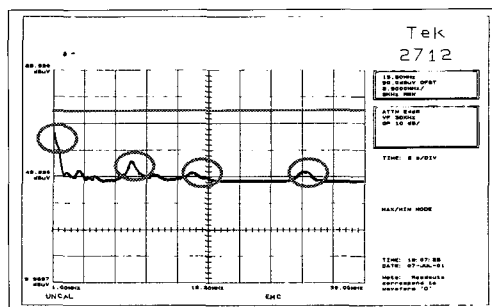
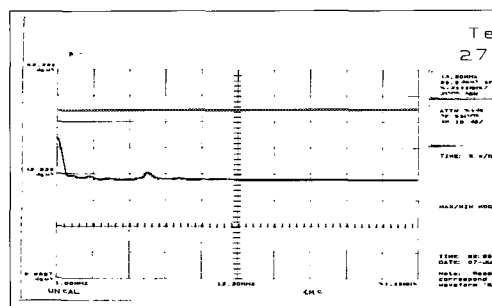


그림 11 주문형 IPM이 적용된 인버터 시스템
Fig. 11 Inverter employing a customized IPM

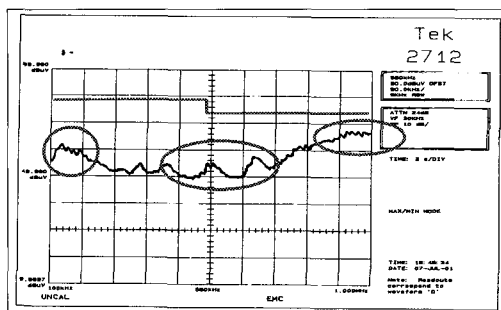


(a) 표준형 IPM

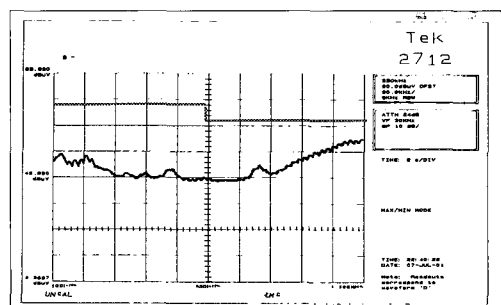


(b) 주문형 IPM

그림 13 EMI 전도 노이즈(1[MHz]~30[MHz])
Fig. 13 Conducted Emission of IPM



(a) 표준형 IPM



(b) 주문형 IPM

그림 12 EMI 전도 노이즈 (150[kHz]~1[MHz])
Fig. 12 Conducted Emission of IPM

4. 결 론

본 논문에서는 추가적인 회로의 추가 없이 IPM 내부 IGBT의 게이트 저항을 엘리베이터 시스템에 최적화 된 값으로 선정하여 dv/dt 및 di/dt를 감소하고 이로 인한 전도 노이즈를 저감하여 최적화 인버터를 설계하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 검토하였다. 결과적으로 수명, 온도 상승을 고려한 게이트 저항 값의 최적 선정을 통해 DC 링크단의 Spike 전압과 전동기 서지 전압의 저감을 이루어 전력 반도체의 스트레스 저감하고 전동기 신뢰성을 향상시켰다. 또한, DC 링크단의 Spike 전압의 상승 시간이 전도 노이즈원의 한 부분임을 실험을 통하여 증명하고 약 5~10 [dB μ V] 정도의 전도 노이즈를 저감하였다.

참 고 문 헌

[1] Masahiro Kimata, Satoru Chikai, Takeshi Tanaka, and Kazufumi Ishii, "High Performance Gate Drive Circuit of High Voltage IPMs (HVIPMs)", in Proc. IEEE

- PESC '98, pp. 1196~1200, 1998.
- [2] S. Igarashi, S. Takizawa, M. Tabata, M. Takei, and K. Kuroki, "An Active Control Gate Drive Circuit for IGBTs to Realize Low-noise and Snubberless System", in Proc. IEEE PESC '97, pp. 69~72, 1997.
- [3] Shihong Park and Thomas M. Jahns, "Flexible dv/dt Control Method for Insulated Gate Power Switches", in Proc. IEEE IAS '01, pp. 1038~1045, 2001.

저 자 소 개



조수억(曹洙億)

1965년 3월 20일생. 1993년 부산대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1992년 LG산전 입사, 현재 OTIS-LG 엘리베이터팀 과장.



강필순(姜弼淳)

1973년 9월 5일생. 1998년 경상대 전기공학과 졸업. 2000년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 (주)오토파워연구원 및 진주산업대학교 메카트로닉스공학과 강사.



김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당 학회 자문위원.