

전동차용 고성능 IGBT형 보조전원장치 개발

金泰完, 徐光德

A Development of the High Performance IGBT type Auxiliary Power Supply for Railways.

Tae Wan Kim, Kwang Duk Seo

요 약

본 논문에서는 새로운 개념으로 개발된 고성능 IGBT형 보조전원장치를 보인다. 새롭게 개발한 장치는 대용량 IGBT소자를 이용하여 직접형 3레벨 PWM 인버터로 시스템이 구성되고, 32bit DSP를 사용하여 시스템의 성능을 향상시킨 것이다. 기존의 것에 비해 무게와 크기는 40% 감소시켰고, 효율은 94% 이상, 소음은 65dBA로 개선시켰으며, 출력전압의 왜형율은 5%이하, 입력전압 및 부하변동 등의 과도상태시의 출력변동폭은 10% 이하로 향상시켰다.

ABSTRACT

This paper presents the high performance IGBT type auxiliary power supply designed by new concept. For the simplification and higher performance, the direct 3 level PWM inverter using the high capacity IGBT and the 32bit DSP are adopted. The cost as well as bulk and weight is appreciably reduced about 40% lower than those of conventional one, the electrical efficiency above 94% and the audible noise level is less than 65dB. In addition, the THD(Total Harmonic Distortion) factor is below 5% and the voltage fluctuation on a transient state is below 10%.

Key Words : Auxiliary Power Supply, SIV, Railways, 3 level PWM, IGBT

1. 서 론

최근, 철도차량 특히 전철이 대중교통의 중요한 수단으로 발전함에 따라 승객 편의의 향상과 에너지 절감, 차량의 자동화 등이 요구되고 있다. 이에 차량용 보조전원장치도 부하의 대용량화, 다양화에 대응하여 소형·경량화, 저소음·고효율화, 무보수화 등 특성이 향상된 제품이 요구되고 있다.

1958년 싸이리스터가 발표된 이래 1970년을 전후하여 철도차량에도 전력전자기술이 도입되어 싸이리스터를 사용한 정지형 보조전원장치(SIV: Static Inverter)가 실용화되기 시작하였다. 1990년대 중반까지는 대표적으로 GTO 소자를 사용한 PAM방식의 강압형 이중

쇼퍼와 트랜지스터 인버터의 방식과 직렬 인버터와 출력변압기의 직병렬 접속에 의한 12상 PWM 인버터 방식이 주로 사용되었다. 그러나 이러한 방식은 복잡한 회로구성으로 인해 부품수가 과다하고 다단의 필터회로 구성 등으로 인해 무겁고 크며, 효율이 낮을 뿐만 아니라 유지보수측면에서도 불리하였다. 이뿐만 아니라 제어측면에서도 부하 및 입력전압의 변화에 대한 출력전압의 변동이 크고 출력전압의 왜형율도 높다. 따라서 다양하고 고급화된 부하 조건과 수요자의 새로운 요구를 만족시키기 위해선 새로운 시스템의 개발이 필요하게 되었다¹⁾²⁾

최근에 들어 요구사항에 적합한 대용량 전력용 반도체 소자인 IGBT를 이용한 인버터를 개발하여 적용하

기 시작하였다. IGBT를 처음 적용할 당시에는 IGBT 소자의 전압 내량이 최대 1,200V정도인 관계로 GTO를 사용한 강압초퍼와 IGBT형 3레벨 인버터의 형태로 구성하였다. 그러나 1995년 이후 대용량 IGBT 소자의 제작기술이 급속히 발전하여 1700V, 3300V / 1200A급 까지 상품화됨에 따라 인버터 입력단에 강압형 초퍼부가 없는 직접형 2레벨 혹은 3레벨 PWM 인버터가 가능하게 되었다.

본 연구에서는 전동차용으로써 대용량 전력용 반도체 소자인 IGBT를 사용하여 강압형 초퍼가 없는 직접 제어형 IGBT형으로 개발된 보조전원장치를 소개한다. 이 장치는 1000V~1900V의 광범위한 입력전압 조건에 대해서도 시스템의 성능을 균일하게 유지하며, 신뢰성과 출력 품질을 향상시키기 위해 주 전파회로에 3레벨 PWM 인버터를 적용하였다.

이로써 구성 측면에서는 회로 및 부품의 최소화로 간략화·소형화·경량화 및 유지보수성을 향상시켜 기존 제품에 비해 크기와 무게를 60%수준으로 줄였고, 성능 측면에서는 시스템 고조파를 줄임으로써 출력전압 왜형율은 5%이하, 소음은 65dBA이하, 효율은 94% 이상으로 대폭 향상시켰다. 이뿐만 아니라 광범위한 입력전압에 대해 시스템 고조파를 최소화함으로써 필터의 용량이 줄어들어 입/출력 제어 응답특성을 향상시킬 수 있었으며, 불평형 부하에 대한 출력전압의 불평형을 감소시킬 수 있었다.

또한 고속 연산 프로세서인 32bit DSP를 주 제어기로 사용하여 순시 제어성을 향상시켰다. 이로써 단락부하 등 이상부하에 대해서도 과전류 제한제어를 수행할 수 있어 시스템의 고장 정지율을 감소시킬 수 있었다.

2. 시스템의 구성

개발된 전동차용 IGBT형 보조전원장치의 주요 기본 사양은 표 1과 같다. 전동차용 전장품에서의 동작 및 성능보장을 요구하는 입력전압 범위는 매우 넓다. 가선 정격전압을 1500V로 사용하는 경우 성능은 1000V~1900V에서 만족되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 이를 위해 시스템의 주 회로를 1700V, 600A급의 대용량 IGBT소자를 사용한 직접형 3레벨 인버터 방식으로 구성하였다.

그림 1은 전체 회로 구성을 보여주고 있다. 입력부는 시퀀스 운영을 위한 차단기와 입력전압의 공진에 대해 출력전압의 흔들림을 억제하기 위한 R-L로 구성

된 댐핑회로(damping circuit), 전력 전달방향을 제한하기 위한 다이오드, 그리고 입출력 고조파 전달 억제

표 1 개발제품 기본사양
Table 1 Main specification

항 목	사 양		
시 스템	주회로 방식	IGBT형 3레벨 PWM 인버터	
	IGBT 정격	1700V, 600A Dual Type	
	냉각 방식	Heat Pipe식 자연냉각방식	
	입력 전압 범위	DC 1000V ~ 1900V	
	교류출력	정격 전압	AC 380V +5%, -10%
		용 량	190kVA(직류 출력 포함)
		정격 주파수	60Hz ±1%
		왜 율	5% 이하
	직류출력	역 율	0.85 (지상) ~ 1.0
		정격 전압	DC 100V, +5%, -10%
용 량		20kW	
실효 리플 전압		+10%이내(실효치)	
가정 소음		65dB 이하	
제 어	효 율	94% 이상(정격 부하 조건)	
	제어기	32bit DSP TMS320C31	
	제어 방식	Direct Digital Control 방식	
	제어 대상	입력전압 평형 제어 출력전압 일정, 전류제한제어	
편리한 MMI	RS232, VFD에 의한 상태감시		

*VFD(Vacuum Fluorescent Display)

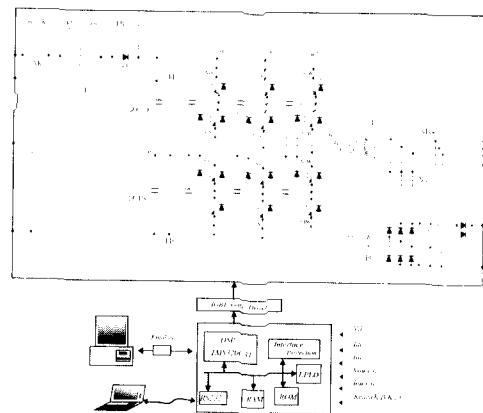


그림 1 전동차용 IGBT형 보조전원장치의 구성
Fig. 1 Diagram of IGBT type static inverter

용 L-C필터로 구성되고, 주전력 회로부는 3레벨 IGBT 인버터로 구성되어 있다. 출력부는 필터작용을 위한 %Z가 내포된 변압기와 정형용 콘덴서, 그리고 직류 100V를 출력하기 위한 회로로 구성되어 있다. 제어부는 32bit DSP인 TMS320C31을 사용하여 완전 디지털화 하였으며, One-board로 구성하였다.

그림 2는 시스템에 적용된 1700V/ 600A IGBT와 개발된 IGBT 구동회로이다. 구동회로는 과전류, 직전압 보호기능을 가진다. 기존 GTO와 Transistor를 사용할 경우에 비해 구동회로와 스너버 회로 등을 간략화 할 수 있다. 또한 이상 동작을 초기에 검출할 수 있기 때문에 시스템이 보다 안정적이다.

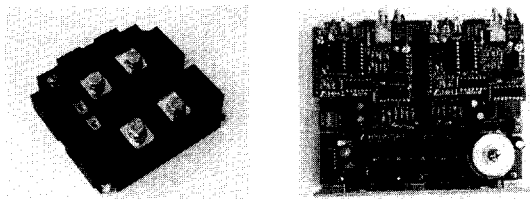


그림 2 1700V/600A IGBT와 구동회로의 사진
Fig. 2 Photograph of 1700V/600A IGBT and driver

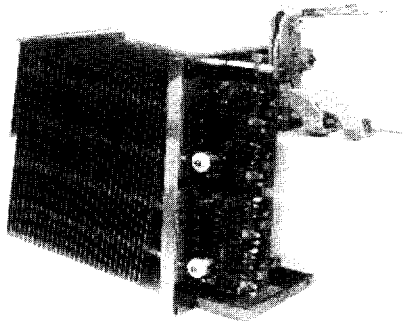
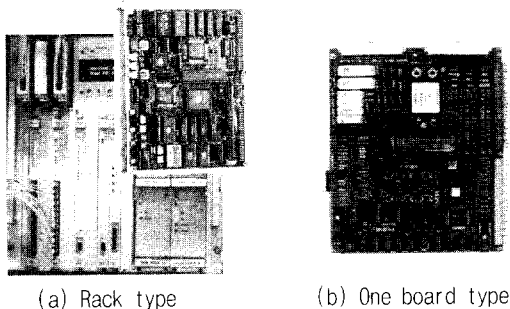


그림 3 3레벨 190kVA IGBT 스택(Heatpipe사용)
Fig. 3 190kVA IGBT stack for 3level inverter(Heatpipe)



(a) Rack type (b) One board type

그림 4 주 제어기의 사진
Fig. 4 Photograph of main controller

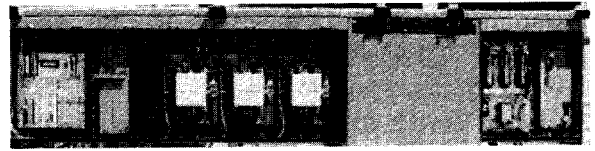


그림 5 3레벨 IGBT 인버터 Box 전면부
Fig. 5 Photograph of IGBT static inverter

그림 3은 3레벨 방식으로 설계된 190kVA급 1상 IGBT 인버터 스택이다. 유지보수성의 향상을 위해 반도체소자의 냉각장치로 Heat-pipe를 이용한 자연냉각 방식을 채택하고 있으며, 별도의 스너버 회로를 설계하지 않고 고조파용 콘덴서를 스택에 부착하여 스위칭시의 과도한 di/dt의 진류를 스택 내에서 흡수하게 하여 상별 구성이 가능케 하였다.

그림 4는 32bit DSP인 TMS320C31이 복수 구동하는 주제어기 사진인데, Rack형의 제어기와 one board형으로써, one board형은 대부분의 기능을 소프트웨어화하여 회로를 완전 디지털화, 간략화한 차세대형 제어기로 개발한 것이다.

그림 5는 개발한 3레벨 IGBT형 보조전원장치의 외형인데 기존 제품이 2box로 구성된 것에 비해 1box로 간략화 되었으며, 부품 수가 적어서 내부 구성도 간단하게 되었다. 왼쪽부터 차례로 제어부, 주 필터콘덴서, 인버터부, 변압기부, 출력부로 구성되어 있다. 크기는 3200×1000×730(L×W×H)이며 중량은 1.8t이다.

3. 3레벨 PWM 방식과 고조파 비교 분석

일반적으로 정전압 전원장치의 설계시 변조지수는 매우 중요한 요인이 된다. 변조지수는 시스템의 고조파 크기를 결정하기 때문에 필터, 소음 및 효율 설계시 중요한 고려사항이다. 입력전압이 일정한 경우 최적의 변조지수를 설계하기는 용이하다. 그러나 전동차량 시스템에서는 정격 입력전압은 1500V이지만 성능보장을 1000V~1900V의 큰 폭에 대해 요구하기 때문에 최적의 인버터 변조지수를 설정하기가 매우 어렵다. 일반적으로 1500V에서 최적화된 변조지수로 시스템을 설계한다면, 1000V의 경우에는 출력전압이 제어되지 못하거나 과변조로 인해 저차의 고조파가 많이 발생하게 되고, 1900V에서는 진류에 고조파가 많이 생기게 되어 결국 과대한 출력 필터가 필요하게 된다. 과대한 출력필터는 시스템의 크기 증대, 효율감소 및 제어응답성 저하를 유발하고, 불평형 부하에 대해 전압의 상불평이 심해지게 된다. 결국 1000V에서 출력전

압의 왜형율을 만족하는 변조지수를 설정하고, 1900V에서 고조파를 저감하기 위해 스위칭 주파수를 증대시킬 수밖에 없다. 그러나 이 또한 냉각장치의 크기를 증대시키므로 적용상 한계가 있다. 따라서 본 논문에서는 위와 같은 문제를 해결하기 위한 최적의 시스템 설계를 위해 3레벨 인버터를 전동차용 보조전원장치의 주회로 방식으로 채택한다. 2레벨과 3레벨 PWM 제어시 고조파 특성의 비교분석을 통해 적용의 타당성을 보인다.

3.1 3레벨 PWM 방식^{[3][4]}

표 2는 3레벨 인버터에서 제어할 수 있는 3가지 경우의 상전압 레벨에 대한 스위칭 상태를 표시한다. 게이트 S1U, S2U, S2V, S3V, S3W, S4W가 온(on) 되고 나머지는 오프(off)라고 가정하자. 이 때의 전류의 흐름에 따라 U, V, W상 상전압은 각각 +Vdc/2, 0, -Vdc/2이다. 그림 6에서는 이 경우의 스위칭 상태 및 전류 흐름에 대해 간략히 설명하고 있다. 또한 그림 7에 스위칭 패턴을 도시하였다.

3.2 변조지수 변화에 대한 2레벨과 3레벨 인버터의 고조파 비교 분석

PWM에서의 변조지수 M_f 와 전류리플에 대한 THD는 식 (1)과 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$M_f = V^* / (V_{dc} / 2) \tag{1}$$

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} / I_1 \tag{2}$$

여기서 V^* 는 상전압 피크값이고 I_n 은 출력전류이다.

그림 8은 Modulation Index에 대한 2레벨과 3레벨 인버터의 출력전압과 전류의 THD(100차까지의 고조파분)에 대한 비교 그림이다. 이때 정확한 비교를 위해 스위칭 주파수는 상전압 기준으로 동일하게 하였다. 즉, 3레벨의 경우에는 2레벨의 경우에 비해 반도체 계별의 스위칭 주파수는 1/2이다. 그림에서 보듯이 2레벨인 경우 전압의 왜형율이 변조지수의 변화에 대해 큰 폭으로 변하는 반면 3레벨의 경우는 크기가 적을 뿐만 아니라 거의 일정함을 알 수 있다.

따라서 3레벨의 경우 변조지수의 설정 및 필터 설계가 용이하며 시스템의 고조파 변화가 전반적으로 적기

표 2 상전압 레벨에 대한 스위칭 상태
Table 2 Switching table for -Vdc/2, 0, Vdc/2

스위칭 IGBT	U 상	V 상	W 상
S1 (U,V,W)	ON	OFF	OFF
S2 (U,V,W)	ON	ON	OFF
S3 (U,V,W)	OFF	ON	ON
S4 (U,V,W)	OFF	OFF	ON
출력 상전압	+Vdc/2	0	-Vdc/2

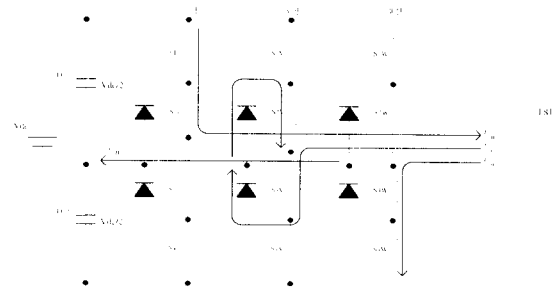


그림 6 스위칭 상태 및 전류 흐름
Fig. 6 Switching and current flow

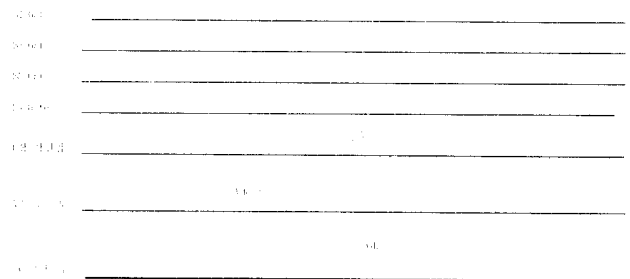


그림 7 3레벨 인버터의 스위칭 패턴
Fig. 7 Switching pattern of 3 level inverter.

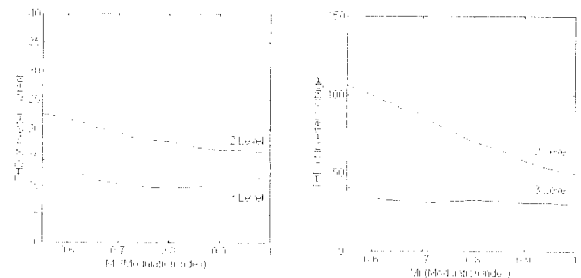


그림 8 2레벨과 3레벨 방식의 출력전압, 전류 왜형을 비교
Fig. 8 Comparison of THD for 2level and 3level PWM

때문에 부품의 정격설정에 대한 신뢰도가 향상될 수 있다. 변조지수는 DC1000V일 경우가 0.95정도이며 DC1800V일 경우는 0.55정도이다.

4. 제어 알고리즘

전동차용 보조전원장치에 대해서는 다음과 같은 특성들이 요구된다. 입력전압 변동이나 부하변동시 출력전압의 일정제어, 부하단의 단락 등 이상시 출력전류 제한제어 등이 필요하다.

그림 9는 본 장치에서 적용하고 있는 제어 알고리즘의 블록도이다. 제어부는 가선 입력전압이 1000V에서 1900V까지 변동하거나 부하가 변동하더라도 인버터 출력전압을 요구전압인 380V로 일정하게 제어하기 위한 주 제어부와 입/출력 과도상태에 대한 제어특성 향상을 위한 입력전압 변동분과 부하전류 변동에 대한 보상부가 있다. 부하전류에 대한 보상부는 식 (3)과 같이 필터 리액터의 임피던스 강하분으로 구성된다.

$$V_{i-ff} = \omega L_F \times I_o = K_i \times I_o \quad (3)$$

입력전압 변동에 대한 보상제어는 입력전압의 변화분을 추출하여 보상한다. 이때 변화분은 대역통과 필터에 의해 구해지며, 상위 차단주파수는 입력측 공진 주파수 이하로 하여 급변 성분과 공진 성분이 포함되지 않도록 한다. 이것은 가선측 임피던스가 크기 때문에 과도한 제어는 오히려 입력측의 공진을 유발하여 시스템 특성을 악화시킬 우려가 있기 때문이다. 따라서 입력 회로부에 필터 리액터와 병렬로 구성된 R-L 댐핑회로를 부과하여 제어의 안정성을 높였다.

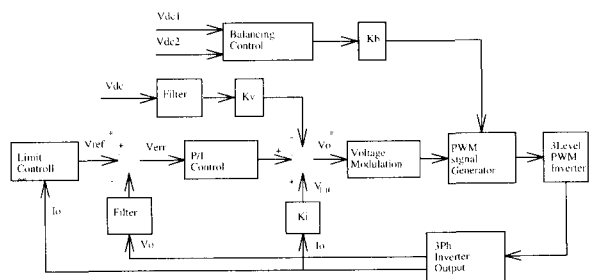


그림 9 제어 알고리즘 블록도
Fig. 9 Block diagram of control algorithm

기존의 보조전원장치는 과전류 제한제어가 적용되지 않고 있다. 따라서 임의의 부하가 단락된 경우 보조전

원장치는 과전류 검지에 의해 동작이 중지되고, 타 보조전원장치에 의해 연장급전이 수행된다. 그러나 단락을 유지하고 있는 부하에 의해 동일하게 동작이 중지됨에 따라 차량의 전원공급이 두절되는 현상이 생길 수 있다.

본 논문에서는 이러한 현상을 방지하기 위해 전류제한 제어기능을 부과하였다. 전류제한 제어기는 이상부하가 생긴 경우 전압을 감소시켜 전류를 제한하고 이상부하가 트립된 다음 전압을 복귀하여 정상동작을 지속적으로 수행하게 한다.

5. 실험 결과

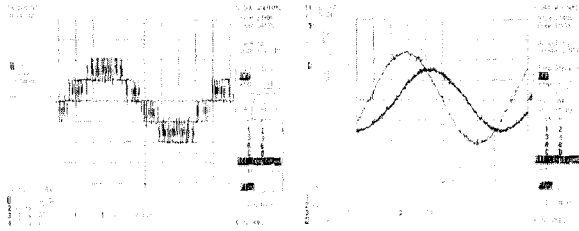
앞에서 제안된 시스템의 성능은 R-L 부하를 이용한 시험을 통해 검증하였다. 시험은 정상상태의 출력제어 특성과 입력전압 및 부하변동 그리고 단락된 이상부하 발생시 등 과도상태에 대해 수행하였다. 정격부하는 190kVA, 부하역율은 지상 0.85이다.

정상상태에 대한 시험으로는 광범위한 입력조건에 대한 출력전압의 특성을 확인하기 위한 것이다. 그림 10~12는 정격부하에서의 광범위한 입력 전압에 대한 동작과형으로 인버터의 출력전압과 최종 출력전압과 부하전류를 보인다. 그림 10은 입력 최저전압인 1000V인 경우이고, 그림 11은 정격전압인 1500V인 경우, 그림 12는 입력 최대 전압인 1900V인 경우의 파형이다. 출력전압의 THD는 전구간에 대해 3%이하로 우수하게 나타났다. 1900V에서의 인버터 출력전압은 2레벨 인버터의 입력 전압 1000V일 경우와 유사한 특성을 보인다. 이 경우 인버터와 1m 거리에서 측정된 소음은 부분별로 60~65dBA 정도로서 65dBA 이하로 나타났다.

그림 13은 정격부하에서의 기동 시퀀스를 보인다. 기존 방식은 출력전압이 형성된 후 부하에 전압을 직 투입하는 시퀀스를 가진다. 이 경우 배터리의 초기 충전 과전류 및 이상부하에 대한 과전류 등으로 시스템이 중지되는 경우가 가끔 발생하였다. 따라서 부하에 대한 Soft-start/stop 기능을 부과하여 시스템 운영에 안정성을 향상시켰다.

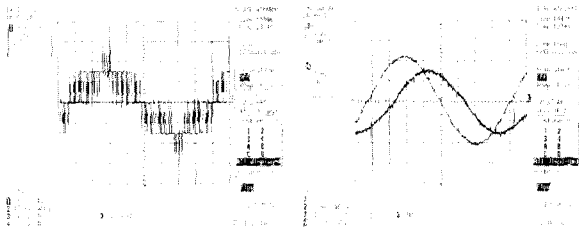
그림 14~16은 부하 및 입력전압 변동, 이상부하 발생시 등 과도상태에 대한 출력 제어특성 시험 결과를 보인다. 과도상태시 출력전압의 변동은 20% 이하로 제한하고 있다.

그림 14는 부하를 190kVA ↔ 130 kVA로 변동한 경우에 대한 시험 결과이다. 부하변동에 대한 출력전압의 변화는 거의 발생되지 않음을 확인할 수 있다.



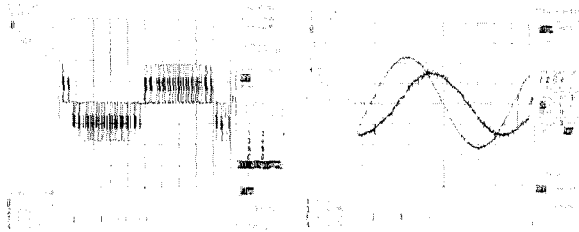
(a) 인버터 출력전압 (b) 출력전압, 출력전류

그림 10 가선 입력전압이 DC1000V일 때 정격부하 시험
Fig. 10 Inverter and load voltage at DC 1000V, rated load



(a) 인버터 출력전압 (b) 출력전압, 출력전류

그림 11 가선 입력전압이 DC1500V일 때 정격부하 시험
Fig. 11 Inverter and load voltage at DC 1500V, rated load



(a) 인버터 출력전압 (b) 출력전압, 출력전류

그림 12 가선 입력전압이 DC1900V일 때 정격부하 시험
Fig. 12 Inverter and load voltage at DC 1900V, rated load

그림 15는 입력전압 변동에 대한 시험으로서 정격부하에서 전압을 1500V ↔ 1800V로 급변하였다. 이 경우에도 입력측의 공진 유발없이 출력전압의 과도발생분이 10%이하로 우수하게 제어됨을 확인할 수 있었다.

그림 16과 그림 17은 이상 부하 발생시의 전류제한 제어 특성을 보인 것이다. 출력전류는 정격의 150%인 440A로 설정하여 시험하였다. 그림 16은 정부하로 운전 중 저임피던스의 부하가 발생한 경우의 전류제한 특

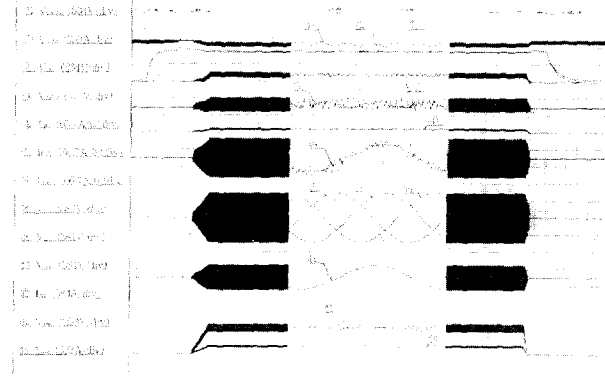


그림 13 DC1500V, 정격부하시 Soft-start/stop 시퀀스 시험
Fig. 13 Soft-start/stop sequence test at DC 1500V, rated load

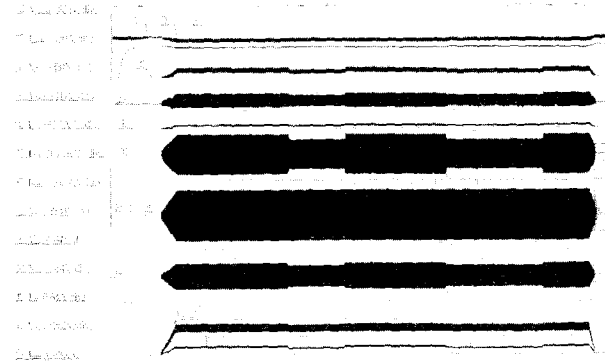


그림 14 DC1500V, 190kVA → 130kVA 부하 급변 시험
Fig. 14 Load sudden changing test, 190kVA → 130 kVA

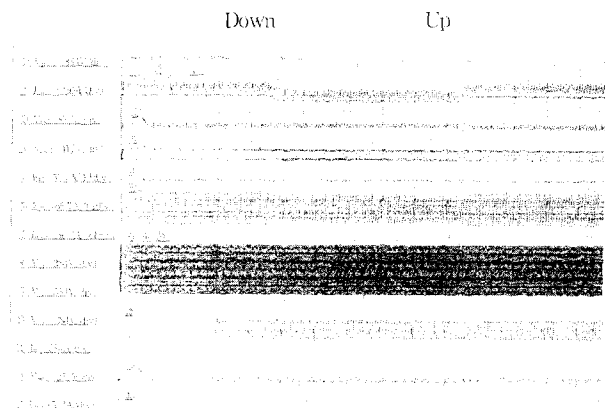


그림 15 정격부하시 가선 입력전압 변동 시험
Fig. 15 Input sudden charging test at rated load, 1500V → 1800V

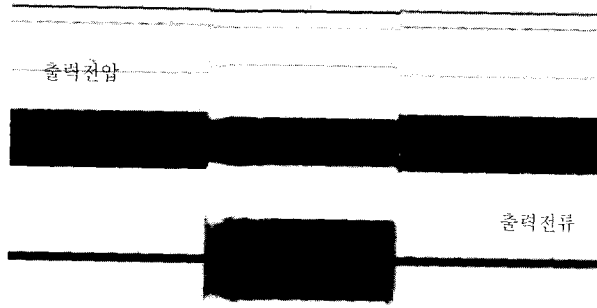


그림 16 이상 부하 발생에 대한 전류제한 제어특성
Fig. 16 Current limit control for instantaneous over-load

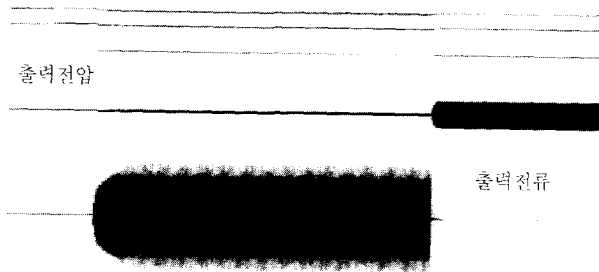


그림 17 단락부하에 대한 전류제한 기동특성
Fig. 17 Current limit control for short load at start

성을 보인 것이다. 이상부하가 발생한 경우 출력전압을 감소시켜 전류를 제한전류로 억제하며, 이상부하가 차단되면 정상 복귀함을 확인 할 수 있다. 그러나 급격한 전류 증가 기울기를 가지는 부하단락과 같은 경우에는 제어의 지연으로 인하여 시스템 보호동작이 먼저 발생될 수 있다. 그림 17은 단락 부하상태에서 초기 기동 혹은 과전류 보호에 의해 재기동을 수행하는 특성을 보인 것이다. 이 경우에도 단락 부하가 소멸된 경우 정상 동작으로 원활히 복귀함을 확인 할 수 있다. 그러나 전류제한 제어 시간이 일정시간 이상 지속되면 시스템의 보호를 위해 시스템을 중지시킨다. 위와 같은 실험을 통해 새로운 개념으로 설계된 전동차용 IGBT형 보조전원장치의 우수함을 확인할 수 있었다.

6. 결 론

본 연구에서는 대용량 IGBT와 직접형 3레벨 PWM 방식, 32bit DSP와 신개념 제어기법을 적용한 전동차용 보조전원장치를 제시하였다. 그 결과 부피와 무게

는 60%이하, 소음은 65dB이하, 효율은 94%이상인 놀라운 가시적인 성과가 있었다. 또 이상부하 발생 등에 대해서도 제어기능을 확보함으로써 시스템의 동작 신뢰성을 한층 높일 수 있었다. 따라서 제시된 보조전원장치는 최근 증대되는 수요자의 요구를 충족할 수 있을 것이다.

차후 현재 자기부상열차의 보조전원장치 1차분에 적용중인 2레벨 시스템에 대해서도 최적화를 위한 보완 연구를 지속하여 가격 경쟁력이 있는 더욱 간략화된 시스템의 개발도 필요하다고 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] N. H. Kim, H. W. Lee, D. S. Kim, "Development and Recent Trends of Auxiliary Power Equipment for Rolling Stock," ISPE'92, pp.432~437, 1992.4.
- [2] 정기찬, 이현원, 김두식, 김남해, "차량용 보조전원장치의 최신 기술 동향," 기술현대지, vol.14, No 3, pp.57~62, 1994.
- [3] Hyo L. Liu, Nam S. Choi, Gyu H. Cho, "DSP Based Space Vector PWM for Three-Level Inverter with DC-Link Voltage Balancing," Proceedings of IECON '91, vol.1, pp.197~203, 1991.
- [4] B. Velaert's, P. Marthys, E. Tatakis, "A Novel Approach to The Generator and Optimization of Three-Level PWM Wave Forms," PESC'88, RECORD, vol. 2, pp.1255~1262, 1988.

저 자 소 개



김태완(金泰完)

1972년 8월 5일생. 1995년 광운대학교 전기공학과 졸업(학사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 현대중공업 기전연구소 연구원.



서광덕(徐光德)

1964년 2월 22일생. 1986년 부산대학교 전기공학과 졸업(학사). 1989년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 현대중공업 기전연구소 책임연구원