

SVPWM을 이용한 전기철도용 회생 인버터 개발

白秉山[†], 鄭文九^{*}, 金泰完^{*}Development of Regenerative Inverter for Electric Railway
Using Space Vector PWM

Byung-San Baek, Moon-Goo Jung, and Tae-Wan Kim

요 약

회생차량에서 직류전원단으로 회생되는 에너지를 교류전원측으로 반환하여 활용하기 위한 장치로서 사이리스터 인버터가 널리 사용되고 있다. 기존의 사이리스터 인버터는 단방향의 위상제어방식으로 출력의 역률제어가 불가능하고, 고조파 함유율이 높아 별도의 필터를 필요로 한다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하고자 스위칭 소자로서 양방향 제어가 가능한 IGBT를 채용하여 Space vector PWM 제어를 함으로서 유효전력 및 무효전력 제어가 가능한 인버터를 개발하였다. 개발한 인버터는 상업용으로 실계통에 바로 적용이 가능하도록 경제성 및 신뢰성을 제고하여 전체 제어시스템을 디지털 형식으로 구현하였고, 저대역 필터를 내장하여 고조파 발생을 억제하였으며, 전체 부피를 콤팩트하게 하였다. 본 논문에서는 전기철도 직류급전계통에 적합한 회생 인버터의 설계기준, 기술사양, 전력회로, 인버터 및 계통연계 제어기법, 개발시스템, 시험결과 및 특성 등을 기술하였다.

ABSTRACT

As a device that returns surplus energy, regenerated from trains to d.c. source, to a.c. system and reuses it, the thyristor inverter has been widely used. Because the conventional thyristor inverter is a unidirectional phase-controlled device, it is impossible to control the power factor of its output. Moreover, harmonics emission is high and it needs to take a additional filter. In this paper, to solve the problems stated above, the inverter, which can control real and reactive power by adopting IGBT modules as switching elements and being controlled by means of space vector PWM, is developed. Considering high economical efficiency and reliability in order to apply to the system for commercial use, the developed inverter is equipped with fully digital control system and low pass filter, and reduces harmonics and has compact size. The detail description about the developed inverter is stated in various respects: design criteria, technical description, power circuits, control techniques, the developed system, test results, etc.

Key Words : Regenerative inverter, Regenerative braking, Electric railway, Space vector PWM

1. 서 론

[†] 교신저자 : 정희원, 현대중공업 기계전기연구소 책임연구원

E-mail : bsbaek@hhi.co.kr

^{*} 정희원, 현대중공업 기술개발본부 기계전기연구소 연구원

접수일자 : 2003. 8. 26 1차 심사 : 2003. 10. 6

심사완료일 : 2003. 10. 15

최근 전력전자기술의 발달에 힘입어 직류 전기철도 각 노선 구간에는 회생에너지를 활용하기 위하여 회생 차량이 널리 투입되고 있다. 그러나, 급전선에 나타나

는 잉여 회생에너지를 적절히 처리하지 않는다면 전기 철도 급전계통 및 기기에 악영향을 미칠 수 있어 이에 대한 대책이 강구되어 왔다.

이러한 대책의 일환으로 사용되어지는 회생 인버터는 회생제동 시 발생하는 잉여 직류전력을 교류전력으로 변환하여 교류계통에 재공급하는 것을 목적으로 하는 설비로서, 그동안 사이리스터 방식의 인버터를 널리 사용하여 왔다. 기존의 사이리스터 인버터는 단방향의 위상제어방식으로 출력의 역률제어가 불가능하고, 고조파 함유율이 높아 별도의 필터를 설치해야하는 단점을 가지고 있다.^{[1][2][3]} 이러한 단점을 개선하기 위하여 스위칭 소자로서 양방향 제어가 가능한 IGBT를 채용하여 Space-Vector PWM제어를 함으로서 유효전력 및 무효전력 제어가 가능한 인버터를 개발하였다. 본 설비를 채용할 경우 전기철도 직류급전계통의 경제성 및 신뢰도 제고를 도모할 수 있다. 또한, 전동차에서는 기계 제동에 의한 제동 설비의 수명 연장과 제동 시 발생하는 분진 등을 줄일 수 있어 환경오염을 감소시킬 수 있다.

본 논문에서는 전기철도 직류급전계통에 적합한 회생 인버터의 설계기준, 기술사양, 전력회로, 인버터 제어기법 등을 제시하고, 이를 바탕으로 실제 계통에 적용할 수 있는 제품을 제작 및 공인기관의 시험결과 및 특성 등을 기술한다.

2. 본 론

2.1 설계기준

설계 기준으로 전기철도용 전력변환장치로서의 기술 기준도 중요하지만, 보다 중요한 것은 차량에서 넘어오는 회생에너지가 매 순간마다 정현파의 양질의 전기로 변환되어 계통에 영향 없이 전송되어야 한다는 것이다.^[3] 그림 1은 회생 인버터 시스템의 구성 예로서 개발된 장치가 적용될 경량전철 시험선의 개략도를 보여준다. 그림에서 보여진 바와 같이 인버터의 입력부는 정류기의 출력단으로서 정류기가 실리콘 다이오드 정류기인 경우 항상 전압이 변동하여 리플 및 서지성 노이즈가 존재하므로 이를 고려하여 설계해야 한다.^{[3][4]}

인버터의 제어는 먼저 출력단의 연계계통과 위상동기를 맞추어서 원하는 출력을 얻도록 제어되어야 하며, 또한 직류 입력단이 항상 일정하지 않으므로 직류입력이 변동하여도 인버터 출력의 교류 전압을 일정하게 제어할 수 있어야 한다.

인버터의 용량 및 과부하 내량은 시스템에 따라 회

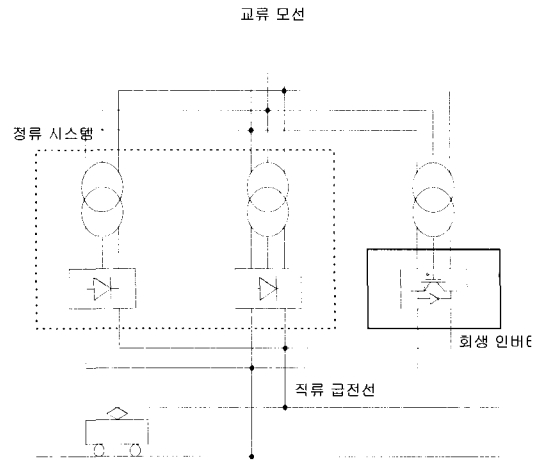


그림 1 회생 인버터 시스템의 구성 예
Fig. 1 Example of Regenerative inverter system configuration

생 에너지를 안정하여 설계되어야 하는데 보통 회생 에너지는 짧은 시간동안 발생하므로 용량을 줄이고 과부하 내량을 크게 설계하고 있다. 인버터 출력단에는 연계교류계통의 전압레벨 및 고조파 허용율을 고려하여 보통 필터장치, 변압기 및 인터페이스 장치 등으로 구성되는데, 여기에서는 계통 연계시 고려해야 하는 고조파 및 위상의 일치 등이 중요하다. 또한 출력단의 변압기의 입·출력 전압레벨은 물론 과부하 내량도 시스템에 적합하게 설계되어야 한다.^[3]

2.2 기술 사양

경량전철 시험선용으로 사용한 전력용 반도체소자인 IGBT(1700V, 800A, EUPEC)와 SVPWM 스위칭 방식을 포함한 디지털제어 기술을 적용하여 개발·제작한 회생 인버터의 기술사양은 표 1과 같다.

개발된 시스템은 기존의 Thyristor 방식이 아닌 IGBT 방식을 채용하여 PWM 제어를 함으로써 높은 전압안정성 및 이용률이 우수하고 단위 역률의 제어가 가능한 장점을 갖는다. 또한 출력 필터의 설계가 용이하고 계통에 별도의 필터를 설치할 필요가 없다.

2.3 방열 설계

방열설계는 발열량을 계산하여 수행되었으며, 열의 이동경로를 등가화하여 열저항 값을 구한 후 이 열저항 값보다 작은 값으로 설계한다. PWM 방식으로 동작하는 인버터에서 반도체 소자인 IGBT와 환류 다이오드의 스위칭과 관련하여 발생하는 열은 IGBT의 정손실(P_{SS})과 동손실(P_{SW}) 그리고 환류 다이오드의 정

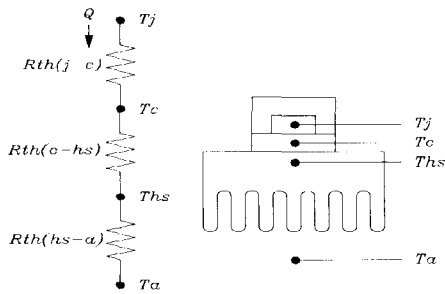
표 1 회생 인버터 기술사양
Table 1 Technical description of the developed inverter

전기 사양	정격용량		100kVA
	과부하내량		300%, 30초
	입력(직류)	정격전압	750V
		허용범위	700-1000V
	출력(교류)	정격전압	삼상 440V
		왜형율	3% 이하
주파수		60Hz	
	효율	95% 이상	
기타 사양	제어방식		완전 디지털 제어
	적용소자		IGBT
	냉각방식		강제 공냉식
	소음		70dB 이하
	MMI	장치	Touch screen
		기능	실측값, 동작 상태 및 고장 내용 등
Dimension(DxWxH)		1200x1000x2100mm	

손실(P_{DS})과 동손실(P_{DW})로 구성된다. 정손실은 도통 상태일 때의 손실을 말하고, 동손실은 스위칭에 의하여 발생하는 손실을 말한다. 이들 손실로부터 발생하는 총 손실(P_{tot})은 식(1)과 같다.

$$P_{tot} = P_{SS} + P_{SW} + P_{DS} + P_{DW} \quad (1)$$

상기에서 계산된 열의 반도체 소자에서 주위온도까지 이동경로를 등가회로로 나타내면 그림 2와 같다.



- Q : 열손실(Power loss)
- T_j : 반도체의 Junction 온도(°C)
- T_c : 반도체의 Case 온도(°C)
- T_{hs} : Heatsink 표면온도(°C)
- T_a : 주위온도(°C)
- $R_{th}(j-c)$: Junction과 Case 간의 열저항(°C/W)
- $R_{th}(c-hs)$: Case와 Heatsink 표면 간의 열저항(°C/W)
- $R_{th}(hs-a)$: Heatsink와 주위온도 간의 열저항(°C/W)

그림 2 열의 이동 경로
Fig. 2 Thermal Path

그림 2의 등가회로로부터 반도체 소자의 열저항값 $R_{th}(hs-a)$ 는 T_j 와 T_a 의 임의 설정값에 따라 약간 다를 수 있지만 보통 $T_j=110\text{ }^\circ\text{C}$, $T_a=40\text{ }^\circ\text{C}$ 로 설정하여 사용하고 열손실 Q 는 식(2)로 표현된다.

$$Q = \frac{T_j - T_a}{R_{th}(j-c) + R_{th}(c-hs) + R_{th}(hs-a)} \quad (2)$$

그러므로 식(2)으로부터 $R_{th}(hs-a)$ 을 구하면 다음 식(3)과 같다.

$$R_{th}(hs-a) = \frac{T_j - T_a}{Q} - R_{th}(j-c) - R_{th}(c-hs) \quad (3)$$

2.4 시스템 모델링

전력회로의 설계 및 제어동작에 대한 컴퓨터 모의를 위하여 그림 3과 같이 모델링하였다.

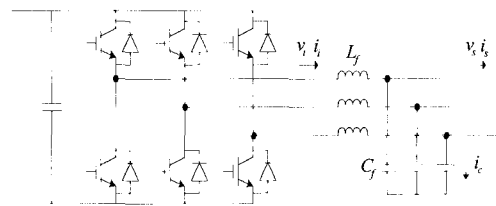


그림 3 시스템 모델링 회로도
Fig. 3 The circuit for system modelling

상기 회로도로부터 시스템 상태방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$i_c = C_f \frac{dv_s}{dt} = i_i - i_s \quad (4)$$

$$v_i = R_f i_i + L_f \frac{di_i}{dt} + v_s \quad (5)$$

여기서, 필터부의 저항값 R_f 는 무시하고, 첨자 i 는 인버터 출력단을 의미하고, s 는 인버터 필터 출력단을 의미하며, c 는 필터 캐패시터단을 의미한다.

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\theta = \omega t \quad (7)$$

여기서, ω 는 모션전원전압의 각속도이고, θ 는 a상과 d상의 위상차이며, dq 변환의 영상성분은 무시한다.

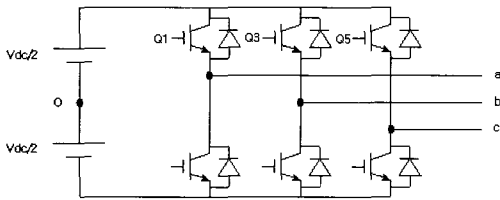
식 (4)와 식 (5)의 두 식을 식 (6)과 (7)을 이용하여 dq 변환하면 다음과 같은 상태방정식을 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{qs} \\ \dot{v}_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{qi} \\ i_{di} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qi} \\ \dot{i}_{di} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qi} \\ i_{di} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{qi} \\ v_{di} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.5 Space Vector PWM

3상 PWM 인버터의 제어는 통상 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) 방식이 일반화되고 있고, 출력 특성 또한 좋은 것으로 평가받고 있다.



(a) 토폴로지

	Q1	Q3	Q5	V (크기, 위상)	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
V_1	1	0	0	$(2/3)V_{dc}$, 0°	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$
V_2	1	1	0	$(2/3)V_{dc}$, 60°	$1/3$	$1/3$	$-2/3$
V_3	0	1	0	$(2/3)V_{dc}$, 120°	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$
V_4	0	1	1	$(2/3)V_{dc}$, 180°	$-2/3$	$1/3$	$1/3$
V_5	0	0	1	$(2/3)V_{dc}$, 240°	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$
V_6	1	0	1	$(2/3)V_{dc}$, 300°	$1/3$	$-2/3$	$1/3$
V_7	1	1	1	0, 0°	0	0	0
V_0	0	0	0	0, 0°	0	0	0

(b) 스위칭 상태 및 출력전압

그림 4 스위칭 상태에 따른 출력전압

Fig. 4 Inverter output voltage according to switching state

인버터 암(arm)의 스위칭 상태에 따라 인버터가 출력할 수 있는 전압은 V_n ($n = 0, 1, \dots, 7$)이고, 각각의 전압은 스위칭 상태에 해당하는 전압벡터이다. 그림 4는 인버터 암의 스위칭 상태에 따른 인버터 출력전압을 나타낸다. 인버터가 원하는 전압 V^* 을 출력하려고

한다면 스위칭 상태를 변동시켜 즉, V_i ($i = 1, 2, \dots, 6$)과 V_j ($j = 1, 2, \dots, 6$) 두 전압벡터를 조합하여 출력전압 V^* 을 형성시킬 수 있다. 이 때 V_i 를 인가하는 시간은 T_1 이고, V_j 를 인가하는 시간은 T_2 이다. T_0 는 V_0 나 V_7 을 인가하는 시간이다. 예를 들어, 원하는 출력전압 V^* 이 그림 5의 sector 1에 있다 가정한다면 V_1 과 V_2 두 전압벡터를 이용하여 식 (10)과 식 (11)에 따라 V^* 을 출력하기 위한 V_1 과 V_2 의 전압벡터 인가시간인 T_1 과 T_2 를 계산할 수 있다. 식(11)에서 T_s 는 총 스위칭 시간이다. 전압벡터 인가시간의 계산 결과식은 식 (12) - 식 (14)와 같다. 계산되어진 T_1 과 T_2 구간별로 그림 5에 나타난 스위칭 시퀀스에서 6개의 Mode 중 해당 Mode에 따라 게이트 신호를 발생시키면 T_s 동안 교류 출력 평균전압은 V^* 이 되게 된다.^{[4]-[8]}

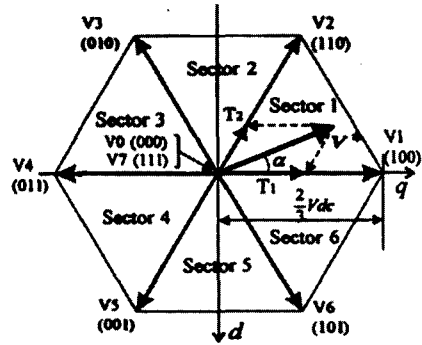


그림 5 스위칭 상태 벡터도

Fig. 5 Switching space vector diagram

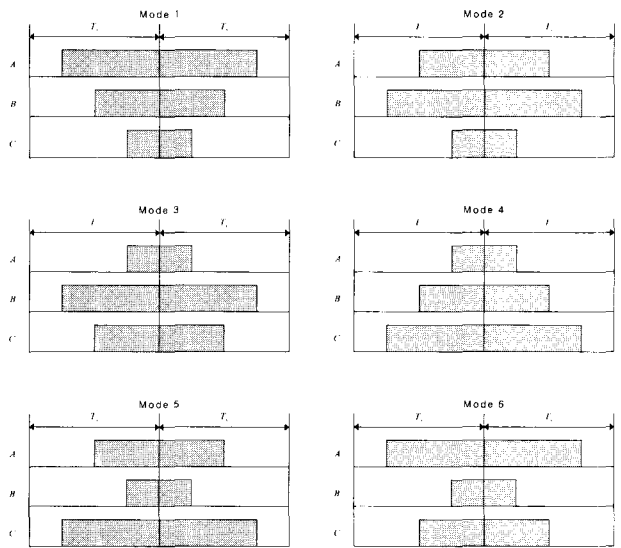


그림 6 스위칭 시퀀스

Fig. 6 Switching sequence

$$T_1 V_1 + T_2 V_2 = V^* \tag{10}$$

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_s \tag{11}$$

$$T_1 = T_s \frac{|V^*|}{(2/3)V_{dc}} \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \tag{12}$$

$$T_2 = T_s \frac{|V^*|}{(2/3)V_{dc}} \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \tag{13}$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \tag{14}$$

2.6 제어알고리즘

회생 인버터의 제어는 인버터가 회생동작을 요구받으면 출력단 전원과 동기되고 단위 역률로 제어된 회생에너지가 계통에 과도현상 없이 보내지도록 되어야 한다. 이를 위하여 입력되는 직류전압을 검지하여 회생량을 결정하고, 출력계통의 전압 및 전류를 dq 변환하여 유효전력 및 무효전력제어가 가능하게 한 제어 알고리즘은 그림 7과 같다.

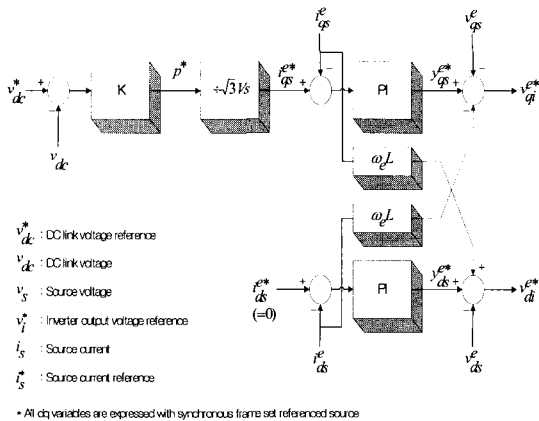


그림 7 회생 인버터의 제어 블록도
 Fig. 7 Control block diagram of regenerative inverter

교류전원의 전압이 일정하다고 할 때, 급전선에 입력되는 회생전력은 급전선 전압의 상승과 비례하므로 그 전압을 항상 감시하여 무부하전압 이상 상승하는 경우, 그에 비례하는 전력을 계산하고 그로부터 전류를 계산하여 교류전원전압과 위상을 고려하여 모선에 전류를 주입한다.

제어는 그림 7에 나타난 바와 같이 내부 루프 순시 전류제어와 외부 루프 전력제어로 구성된다. 순시전류 제어는 비례적분(PI) 제어기로 구성된다. 교류모션전압

과 교류모션주입전류가 동상을 유지하기 위해서는 교류모션전압을 위상의 기준으로 잡는다면 모션주입전류의 d-축 값이 영이 되어야 한다. 동기좌표축으로 변환시 d축과 q축 사이에는 인덕터에 의한 간섭성분이 존재하는데 이를 배제하기 위해 비간섭항을 둔다. 외부 루프의 전력제어는 급전선 전압의 기준값과 실제값과의 차이에 비례하는 회생전력을 계산하는 비례(P) 제어기 형태로 구성된다.^{[9]-[12]}

2.7 디지털 제어기 구현

디지털 제어기는 그림 8에서 상세하게 보여지고 있다. 각 제어보드의 관계와 주요 제어기능을 함께 나타내었으며, 신뢰성 및 제어기능 확장성을 고려하여 완전 디지털 회로로 구성하고, 아날로그 신호부와 디지털 신호부를 완전 분리하였다. 또한 다양한 방법으로 시스템의 관리가 가능하도록 설계하였음을 알 수 있다.

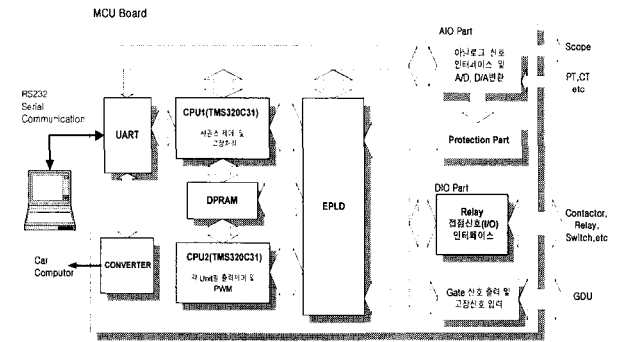


그림 8 회생 인버터 제어기의 구성도
 Fig. 8 Schematic diagram of digital controller

개발·적용된 제어기의 특징을 살펴보면 다음과 같다. 첫째, 사용된 프로세서인 TMS320C31은 50MHz, 32비트 실수 연산을 수행하며, C컴파일러를 지원하기 때문에 각종 호환용 제어 기능 및 정보관리 프로그램을 C언어로 구현함으로써 기능 향상 및 변경이 요구될 경우 쉽게 구현할 수 있다.

둘째, 신뢰성이 높은 제어 시스템을 확보하고자 고성능 DSP와 EPLD 등을 사용하여 집적화시킴으로써 부품 수를 최소화하여 간단히 구성하였다. 이로써 잡음 등의 발생 부분과 고장 확률을 줄였다.

셋째, 자기 진단 기능 시스템의 안정된 동작 수행을 위해 초기 전원 인가시 표준 데이터버스에 병렬로 접속되어 구동되는 DSP는 자기 고장 진단뿐만 아니라 주변기능도 진단한다. 이때, 하드웨어적인 면은 물론이고 여러 가지 제어 패턴 등 소프트웨어적인 면도 진단

하며, 진단의 결과는 저장된다.

넷째, 시스템 정보 관리측면을 살펴보면 모든 동작 정보는 메모리에 저장되어 관리된다. 검수자 및 관리자는 이러한 정보를 일반 컴퓨터와 통신을 이용하여 쉽게 전달받을 수 있다. 정보취득은 항상 가능하며 저장된 고장 자료뿐만 아니라 동작중인 실시간 자료도 취득할 수 있다.

2.8 모의결과

상기에서 기술된 시스템 모델링 및 제어기법에 따라 컴퓨터 모의를 통하여 나온 결과를 소개한다. 컴퓨터 모의는 자체 개발하여 사용 중인 시뮬레이션 프로그램을 이용하였다.

회생 인버터의 회생동작 및 성능에 관련된 파형을 소개하면 다음과 같다. 그림 9, 그림 10 및 그림 11은 컴퓨터 모의 파형으로 각각 정격 회생시 모선전압, 전류 및 인버터 전압, 전류 및 인버터 전압과 출력필터 전압 및 THD 그리고 계통 주입전류 및 THD를 나타낸다.

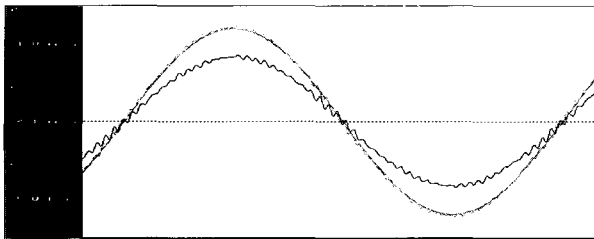


그림 9 정격 회생시 모선전압, 전류 및 인버터 전압
Fig. 9 Bus voltage & current and inverter output voltage in rated regeneration

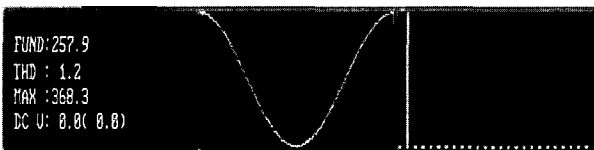


그림 10 정격 회생시 출력필터 전압 및 THD
Fig. 10 Filter output voltage and its THD in rated regeneration



그림 11 정격 회생시 계통 주입 전류 및 THD
Fig. 11 Output current and its THD in rated output

2.9 실험결과

개발된 회생 인버터의 외관은 그림 12와 같다. 이 설비는 경량전철 시험선에 적용하기 위하여 시험선에 적합한 용량으로 설계·제작되었고, 이를 인증시험을 통하여 그 성능을 검증 하였다.

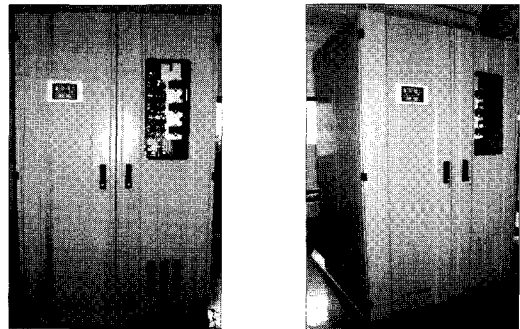


그림 12 개발 시스템 외관
Fig. 12 Appearances of the developed system

가선에 회생현상이 나타날 때 가선전압은 무부하전압보다 크게 되는데, 본 시험을 위한 회생전압을 형성하기 위하여 440[V] 교류모선으로부터 660[V]로 승압한 후 이를 정류한 직류전압을 입력으로 취하였다. 무부하 상태에서는 약 900[V]의 전압이 형성된다. 이에 회생 인버터는 직류 기준전압의 지령에 따라 모선으로 회생 동작을 개시하여 교류 출력을 모선으로 회생하는 시험을 하였다.

그림 13은 정격 회생시 인버터 출력의 선간전압과 상전류의 파형을 나타냈었다. 이 그림에서 전류의 div는 100A/div이다. 파형이 정현파에 매우 가깝다는 것을 알 수 있다.

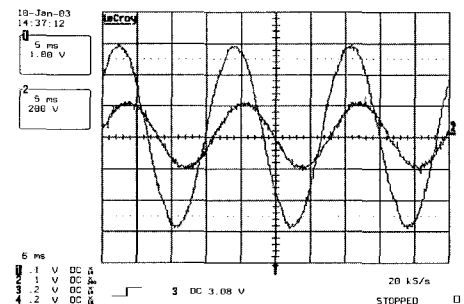


그림 13 정격 회생시 출력 파형(선간전압, 상전류)
Fig. 13 output waveform(line-to-line voltage & phase current) in rated regeneration

그림 14는 실시간 온라인 감시 시스템에 의하여 측정된 파형으로 300kW(300%) 회생동작시 특성을 보여주고 있다. 이 그림에서 회생 동작이 일어나는 매순간의 입력전압, 전류 및 출력전압, 전류 그리고 전력을 확인할 수 있다.

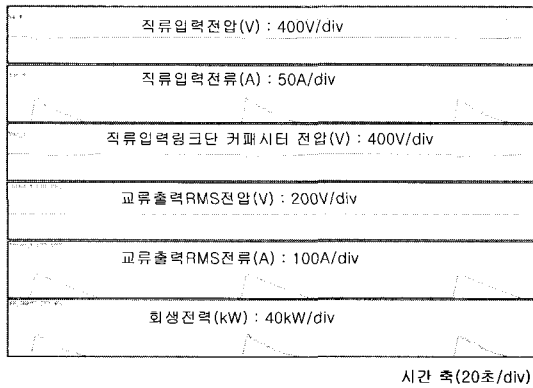


그림 14 300kW 회생시 출력 프로파일
Fig. 14 Profile of outputs in 300kW regeneration

표 2는 인버터의 전력특성 시험결과로서 직류입력 및 교류출력 특성을 보여준다. 이 때 효율은 95.95%로 나타났다.

표 2 입력 및 출력 전력특성
Table 2 Characteristics of input and output power

직류 입력			교류 출력						
전압 (V)	전류 (A)	전력 (kW)	전압 (V)	전류 (A)	주파수 (Hz)	역률	THD	전력 (kW)	
755.5	140.8	106.4	UV	419.3	U	142.0	1.0	[전압]	102.1
			VW	416.2	V	140.9		1.80%	
			WU	413.2	W	141.3		1.76%	

3. 결 론

본 논문은 직류전기철도에서 회생차량이 회생시키는 에너지를 활용하기 위한 기존의 사이리스터 인버터의 단점을 개선하기 위하여, 스위칭 소자로서 양방향 제어가 가능한 IGBT를 채용하여 Space-Vector PWM제어를 함으로서 유효전력 및 무효전력 제어가 가능한 인버터를 개발하였다.

기술한 바와 같이 직류전기철도 급전계통에 적합한 회생용 인버터의 토폴로지 제시, 기술기준 정립, 기술 사양 제시, 제어알고리즘을 제안하여 이를 바탕으로

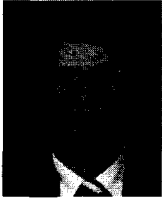
실제 계통에 적용을 위한 제품을 제작하였고, 시험을 통하여 그 성능을 입증하였다.

끝으로, 개발된 제품은 경량전철 시험선에 적합한 용량으로 설계·제작된 것으로 향후, 시험선 공사가 완료되면 설치하여 실증시험을 통하여 신뢰성을 확보할 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] Mohan, "Power Electronics Converters, Application and Design", John Wiley & Sons, 1989.
- [2] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives Technology and Applications", IEEE Press, 1996.
- [3] 건설교통부, 경량전철 전력공급시스템 기술개발 4차년도 연구결과보고서, 12. 2002.
- [4] Frede Blaabjerg "Adaptive SVM to Compensate DC-Link Voltage Ripple for Four-Switch Three-Phase Voltage-Source Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 14, No. 4, pp. 743~752, July. 1999.
- [5] Chihchiang Hua "High Switching Frequency DSP Controlled PWM Inverter", IEEE Conference on Control Applications, Vol. B, pp. 273~283, 1993.
- [6] Joachim Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", IEEE Pro. Vol. 82. No. 8, pp. 1194~1215, August. 1994.
- [7] Hans-Christoph Skudelny "Analysis and Realization of Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 24, No. 1, pp. 142~150, January/February. 1988.
- [8] 장도현, 박재권, "2상 인버터를 위한 공간 전압벡터 방식", 전력전자학술대회 논문집, pp. 280~285, 7. 1998.
- [9] Satoshi Ogasawara, Jin Takagaki "Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, pp. 1023~1030, 1992.
- [10] 서광덕, "전동차용 전원장치의 출력전압 제어 안정성 향상", 한국조명&전기설비학회지, Vol. 13, No. 4, pp. 134~141, 11. 1999.
- [11] 김경원, 윤인식, 서영민, 윤덕용, 홍순찬, "직류전력 회생 시스템의 역률 개선에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, pp. 410~415, 10. 2001.
- [12] 김경원, 서영민, 홍순찬, "회생전력 제어용 인버터 시스템의 구현에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, pp. 205~213, 4. 2002.

저 자 소 개



백병산(白秉山)

1963년 6월 16일생. 1987년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 송실대 대학원 전기공학과 박사과정. 1991년~현재 현대중공업 기술개발본부 기계전기연구소 책임연구원.



정문구(鄭文九)

1972년 1월 4일생. 1998년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 현대중공업 기술개발본부 기계전기연구소 연구원.



김태완(金泰完)

1972년 8월 5일생. 1995년 광운대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 현대중공업 기술개발본부 기계전기연구소 연구원.