

전기 철도용 200kVA IGBT SIV 개발 및 제작에 관한 연구

이상석*, 신동희*, 김재문**, 김연중**, 원충연**

*파워 테크, **성균관대학교

A Study of 200kVA IGBT SIV development and production for electric coache

Lee Sang Suk*, Shin Dong Hee*, Kim Jae Mun**, Kim Yuen Chung**,
Won Chung Yuen**

*Power Tech Co. Ltd., **Sung Kyun Kwan University

Abstract

The SIV(Static InVerter) of the electric coach mainly consists of GTO type inverter. But, it is the drawback that GTO type inveter must have the complicated driving circuits. Recently, appearing the IGBT of high speed switching frequency, simple driving circuits, relative large capacity, GTO type inverter is changed IGBT type inverter. In this paper, IGBT type SIV substituting for the existing GTO type SIV is designed and produced. The experimental results are presented to verify the performance of the designed IGBT type SIV.

1. 서론

SIV는 전철의 보조전원 장치로서 냉난방 장치, 조명장치, 공기압축기, 제어장치 등에 안정적인 상용 3상 전원을 공급하는 전원공급장치로서 현재 국내에서 상용화되고 있는 SIV는 PTR(Power TRansistor) 또는 GTO방식의 소자를 사용한 것이 전부이다.

PTR방식은 게이트구동전류가 크고, 구동회로가 복잡하여 병렬운전이 어렵기 때문에 용량을 크게 할 수 없을 뿐만 아니라 스위칭 주파수를 높일 수 없는 등 많은 단점을 가지고 있으며, GTO방식은 소자의 내압과 정격용량은 크지만 강제로 게이트 신호를 on/off시켜야하며 이 때 구동전류가 PTR방식보다 크기 때문에 구동회로가 복잡하고 용량이 커서 비경제적이다. 그러나, IGBT는 고속 스위칭

소사이므로 PWM주파수를 높일 수 있고 전압구동 이므로 구동전류가 적어 회로가 간단하여 신뢰성이 향상되고 경박 단소화할 수 있어 소형화가 가능하며 취급이 용이하는 등 많은 장점이 있다. 따라서, 본 연구에서는 IGBT를 이용한 200kVA SIV를 설계·제작하였다.

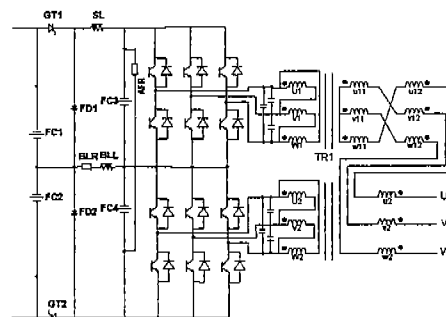


그림 1. 인버터 주회로도

기존의 SIV는 그림 1과 같이 GTO로 구성되는 Double Chopper에서 DC Link전압을 일정하게 제어하고 후단에 30°의 위상차를 갖는 인버터를 직렬로 연결하여 출력을 변형 천조절선된 변압기에 의해 12step으로 합성 출력하는 방식이다. 이 때 출력 인버터는 duty를 고정하고 전단의 Chopper에 의해 DC Link전압을 제어하므로 변압기의 변압비로 인한 전압불평형이 발생하게 된다. 전압 불평형은 시스템의 안정도를 저하시키고 심하면 전력소자가 소손되는 경우까지 발생하므로 전압 불평형은 일정전압이상 되지않게 제어해야만 하는데 기

존에는 주로 Voltage Balancing Components를 추가하여 해결하고 있으나 저항 및 Reactor에서 열이 발생되고 에너지 효율이 떨어지는 등 많은 문제점이 노출되고 있다.

본 연구는 200kVA IGBT SIV개발에 관한 것으로 DSP(Digital Signal Processor)를 이용한 신경회로망 제어기를 이용하여 위와 같은 문제점을 해결하고 국내 실정에 맞는 최적의 제어 알고리즘을 개발하여 현장에서 즉시 상용화할 수 있도록 하는데 목적이 있다.

2. 신경 회로망 제어기

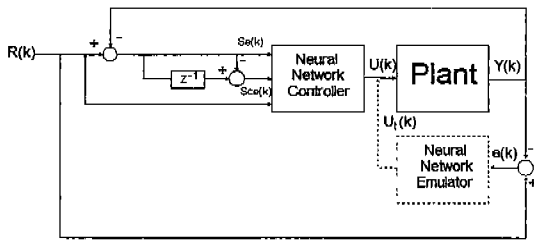


그림 2. 신경회로망 제어기의 블럭도

신경망 제어기는 그림 2와 같이 $Se(k)$, $Sce(k)$, $R(k)$ 를 이용하여 식 (1)과 같이 $e(k)$ 가 최소가 되도록 $U(k)$ 를 출력한다.

$$e(k) = (R(k) - Y(k)) \cong 0 \quad (1)$$

그러나, 신경회로망 제어기를 학습시키기 위해서는

$$Ue(k) = (U_t(k) - U(k)) \quad (2)$$

의 계산이 필요하나 $U_t(k)$ 의 계산이 불가능하므로 그림 2와 같이 신경회로망 에뮬레이터를 이용한다.

본 연구에서 사용한 신경회로망 제어기는 3개의 입력층 뉴런, 8개의 은닉층 뉴런, 한 개의 출력층 뉴런으로 그림 3과 같이 구성되어 있다.

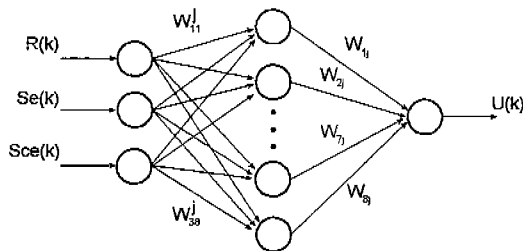


그림 3. 본 연구에서 사용된 신경회로망 제어기

신경회로망 제어기는 비선형 매핑을 실행하며 식

(3)과 같이 표현된다.

$$U(k) = NNC(Se(k), Sce(k), R(k)) \quad (3)$$

신경회로망 제어기의 학습은 순시 오차 역전파 알고리즘을 이용하며 학습과정을 먼저 제어기 출력층의 가중치 변화량 식(4)를 구하므로써 시작된다.

$$\Delta W_i^j \propto -\frac{\partial Ue(k)}{\partial W_i^j} \quad (4)$$

식 (4)는 chain rule에 의하여

$$\frac{\partial Ue(k)}{\partial W_i^j} = \frac{\partial Ue(k)}{\partial net^k} \frac{\partial net^k}{\partial W_i^j} \quad (5)$$

이 되고

$$\frac{\partial net^k}{\partial W_i^j} = \frac{\partial}{\partial W_i^j} \sum_{i=1}^8 OUT_i^j W_i^j = OUT_i^j \quad (6)$$

이 된다.

$$\delta^k = \frac{\partial Ue(k)}{\partial net^k} = \frac{\partial Ue(k)}{\partial U(k)} \frac{\partial U(k)}{\partial net^k} \quad (7)$$

여기서, $\frac{\partial U(k)}{\partial net^k} = f'(net^k)$ 으로 계산된다. 그러나,

$Ue(k)$ 를 알지 못하여 $\frac{\partial Ue(k)}{\partial U(k)}$ 는 계산이 불가능하므로 본 연구에서는

$\frac{\partial Ue(k)}{\partial U(k)}$ 는 신경회로망 에뮬레이터를 통하여 역전파된 오차값을 이용

하였다. 오차항 $\frac{\partial Ue(k)}{\partial U(k)}$ 을 구하기 위하여 플랜트의 출력단에서의 오차항 $e(k)$ 를 구하면

$$e(k) = \frac{1}{2} (R(k) - Y(k))^2 \quad (8)$$

식 (8)을 이용하여 역전파된 은닉층에서의 오차항을 구하면

$$\begin{aligned} \delta_i^m &= f'(net_i^m)(\delta^m W_j^m) \\ &= \{1 - (OUT_i^m)^2\}(\delta^m W_j^m) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \delta^n &= f'(net^n)(R(k) - Y(k)) \\ &= (1 - Y(k)^2)(R(k) - Y(k)) \end{aligned} \quad (10)$$

이 된다. 따라서, 신경회로망 제어기의 출력 $U(k)$ 와 연결된 노드에서의 오차항은 은닉층의 각 노드에서 역전파되어 온 오차항의 합이 된다.

$$\delta_j^f = \sum_i \delta_i^m \quad (11)$$

여기서, 오차항 δ_j^f 는 다시 신경망 제어기를 학습

시키기 위한 오차항으로 사용되며 $\frac{\partial Ue(k)}{\partial U(k)}$ 를

에뮬레이터를 통하여 역전파된 오차항 δ_j^f 로 대체

$$\frac{\partial Ue(k)}{\partial U(k)} = \delta^{k+1} \quad (12)$$

이 된다. 따라서,

$$\delta^k = f'(\text{net}^k) \delta^{k+1} \quad (13)$$

$$\delta^{k+1} = \delta_j^f = \sum_j \delta_j^m \quad (14)$$

이 되며 제어기 출력단에서의 가중치 변화량은

$$\begin{aligned} \Delta W_j^i &= -\frac{\partial Ue(k)}{\partial W_j^i} = -\frac{\partial Ue(k)}{\partial \text{net}^k} \cdot \frac{\partial \text{net}^k}{\partial W_j^i} \\ &= -\frac{\partial Ue(k)}{\partial U(k)} \cdot \frac{\partial U(k)}{\partial \text{net}^k} \cdot \frac{\partial \text{net}^k}{\partial W_j^i} \\ &= -\delta^{k+1} f'(\text{net}^k) \text{OUT}_j^i \end{aligned} \quad (15)$$

으로 구해지며 은닉층에서의 오차항도 위와 같이 구할 수 있다.

3. DC Link단의 인버터 1, 2의 전압 불평형 해석

DC Link단의 인버터 1, 2의 전압 불평형에 영향을 주는 요소는 DC Link양단의 콘덴서 등가직렬저항(ESR), 전력용 반도체의 특성, 변압기의 %임피던스, 변압비등이 있으나 변압비를 제외한 항목은 거의 일정하므로 DC Link전압은 변압기의 변압비 및 인버터 1, 2의 부하 분담에 따라서 콘덴서 전압의 불평형을 초래한다. 인버터 1과 2는 전기각으로 30° 위상차를 갖고 인버터 1측이 전상측으로 되어 있다. U, V간의 상전압이 만들어지는 것은 그림 4와 같다.

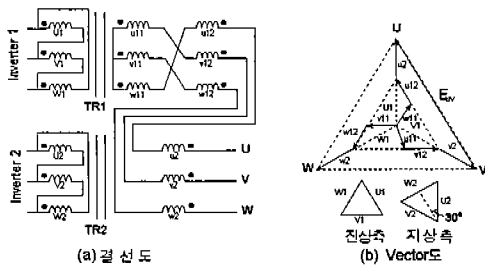


그림 4. 변압기의 변형 천조 결선도

변압기 TR1의 2차측은 변형된 성형결선이고 U상 전압은 W_{11} 과 U_{12} 권선으로 만들어지고 V상 전압은 U_{11} 과 V_{12} 로 합성된다. 변압기 TR2의 2차측은 개방 성형결선으로 변압기 TR1의 2차측 각상권선과 직렬로 접속되어 있다. 따라서, 최종 출력 U상 전압은 W_{11} 과 U_{12} 와 U_2 의 3권선으로 만들어지고 V상 전압은 U_{11} 과 V_{12} , V_2 의 3권선으로 만들어진다.

V상 및 W상 전압도 U상과 같이 만들어지고 U상 전압과 V상 전압은 30° 위상차가 있어 U상 전압과

V상 전압의 벡터차가 E_{UV} 전압으로 된다. E_{WV} 및 E_{VW} 상도 E_{UV} 상과 동일하게 만들어지고 변압기의 권선비는 2개 변압기 용량이 동일하면 전상측 변압기 TR1의 6개 2차 권선은 동일 권수이고 V_2 와 U_{12} 의 권선비는 $1 : \frac{1}{\sqrt{3}}$ 이다. 그러나, 변압기 권선은 정수로 밖에 할 수 없으므로 U_1 과 U_2 의 크기를 동일하게 제작하기 어려우므로 변압기 TR1 및 TR2 2차측 권선에는 동일한 전류가 흐르므로 권선비에 의하여 1차측 전류가 다르게 되어 인버터 입력단의 콘덴서는 전압 불평형이 발생할 수 밖에 없다.

4. 인버터 입력단의 콘덴서 전압 불평형 보상

국내 지하철 전동차의 보조전원장치 대부분은 전압 불평형을 해결하고자 인버터 전단에 Chopper 및 Balancing Components(R, L)를 사용해 해결하고 있는데 이 때문에 시스템이 복잡해지고 제품가격이 상승하며, 취급에 불편하다. 따라서, 본 연구에서는 인버터 1 및 2를 DSP 보드로 그림 5와 같

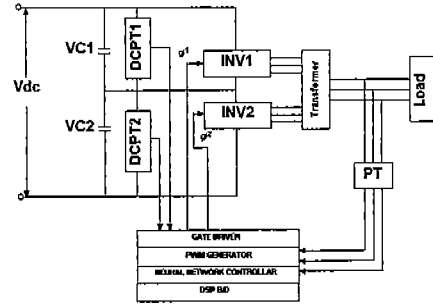


그림 5. DSP에 의한 전압 불평형 보상 블록도

이 신경회로망 제어를 이용하여 문제를 해결하였다.

5. 실험 및 결과

실험을 위한 시스템 구성은 그림 6과 같다. 본 연구에 사용된 시스템은 DCPT, 전류 돌입 방지회로, 인버터 1·2, 변압기, AC필터, 제어용 Board 및 부하시험을 위한 저항 및 리액터 그리고 모니터용 PC로 구성되어 있다. 제어기는 DSP(TMS320C31)를 이용하여 full digital 처리하였고 하드웨어를 간단히 할 목적으로 EPLD를 사용하였다.

표 1은 SIV사양과 실험 결과를 나타내고 있다(입력 DC 1500[V]).

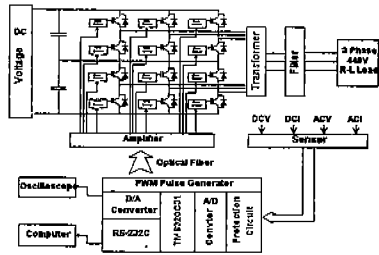


그림 6. 실험 시스템의 구성

표 1. SIV사양(TRA SIV)과 실험 결과

항 목	사 양	실험 결과	비 고
출력 전압	AC 440[V]	AC 440.5[V]	정격 상태
출력 전압 불평형률	+5, -10%	±1.0%	정격 상태
출력 전류 불평형률	-	1.1%	정격 상태
출력 전압 왜율	10%이하	3.7%	정격 상태
고조파 함유	-	5차 : 0.3% 7차 : 0.1%	정격 상태
인버터 1, 2 전압 불평형률	Max 100[V]	10[V] 이하	정격 상태

그림 7은 IGBT 게이트의 시퀀스 파형을 나타내고 그림 8과 그림 9는 출력 필터가 없을 때와 있을 때의 파형이다. 그림 10은 DC 입력전압 1200[V]에서 부하 급변(50[A]→150[A])일 때의 출력 전압과 전류 파형이며 부하 상태에 관계없이 출력 전압이 잘 제어됨을 알 수 있다. 그림 11(1000[V]→1200[V])과 그림12(1200[V]→1000[V])는 부하 150[A]상태에서의 입력전압 급변시 출력 전압 및 전류의 파형이다. 실험결과 전압변동에서도 출력전압이 잘 제어됨을 알 수 있다. 그림 13은 출력 전압의 FFT분석결과 저차고조파가 제거되어 있음을 보였고 인버터 1·2의 전압 불평형은 정격 상태에서 9.7[V]로 제어됨을 확인하였다.

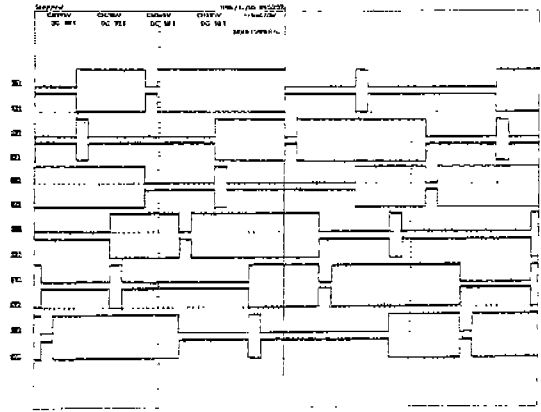


그림 7. IGBT Turn On/Off Sequence

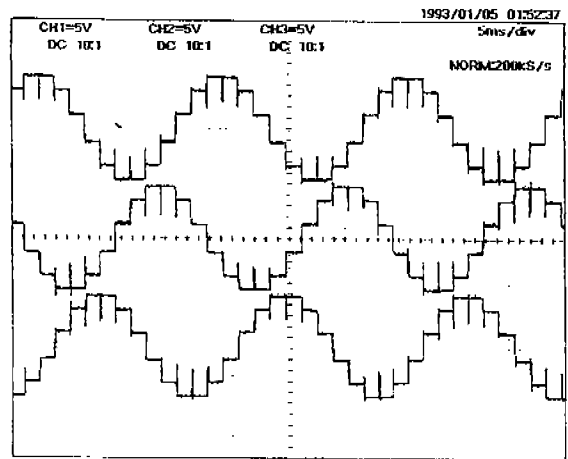


그림 8. 필터 콘덴서가 없을 시 출력 상전압
CH1 : U상, CH2 : V상, CH3 : W상

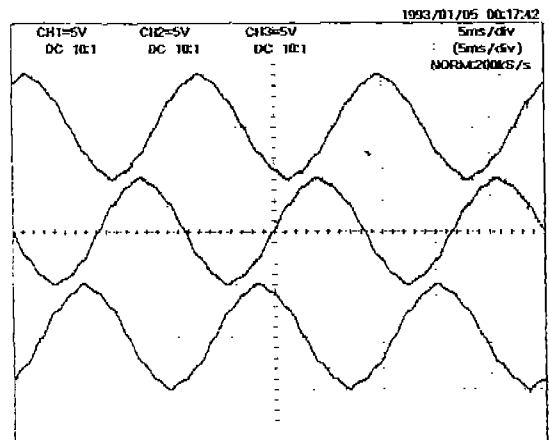


그림 9. 필터 콘덴서가 있을 시 출력 상전압
CH1 : U상, CH2 : V상, CH3 : W상

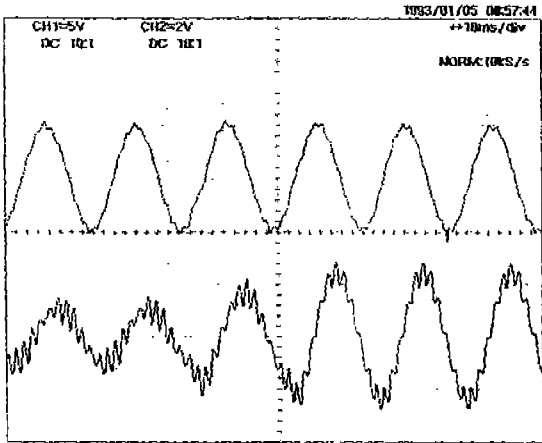


그림 10. 부하 급변 시험 (50[A]→150[A])
CH1 : U상 출력전압, CH2 : U상 출력 전류

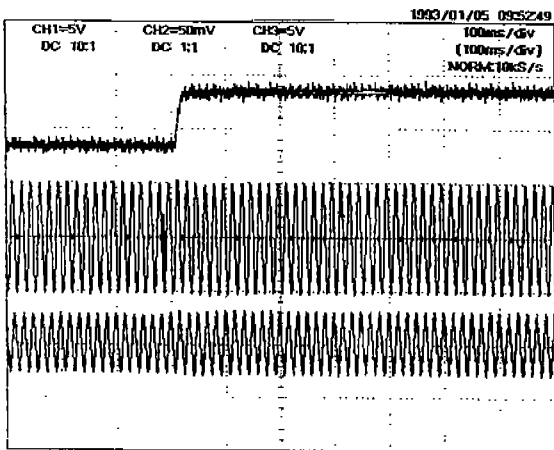


그림 11. 전압 급변 시험 (1000[V]→1200[V])
CH1 : DC Link전압, CH2 : 출력 전압,
CH3 : 출력전류, 부하 : 50[A_{rms}]

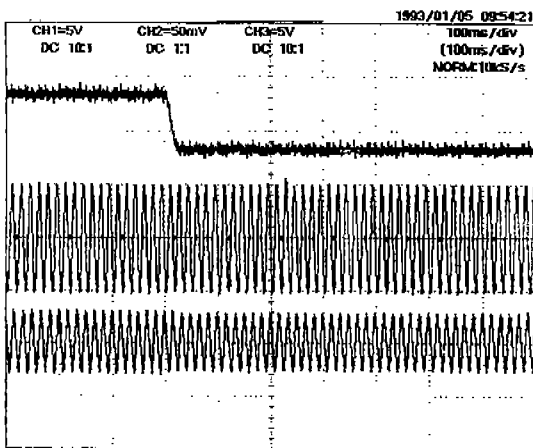


그림 12. 전압 급변 시험 (1200[V]→1000[V])
CH1 : DC Link전압, CH2 : 출력 전압,
CH3 : 출력전류, 부하 : 50[A_{rms}]

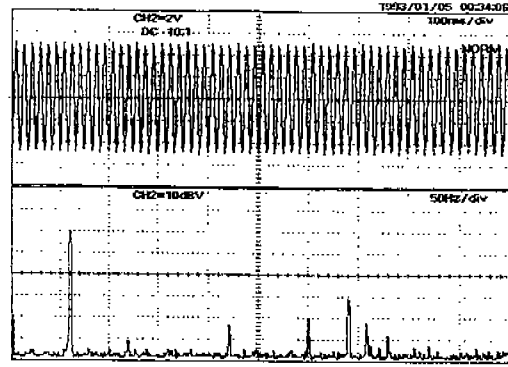


그림 13. U상 출력의 FFT분석 결과

6. 결론

본 연구에서는 서술한 바와 같이 신경회로망 제어기를 사용하여 DC Link단 인버터 1·2의 전압 불평형을 개선하였고 부하 급변 및 입력 전압 급변에서도 시스템이 안정하게 운전됨을 확인하였다. 이와 같이 고신뢰성의 IGBT SIV를 개발함으로써 국내 지하철 전동차의 대부분을 차지하고 있는 GTO 및 PTR방식의 SIV를 대체하면 경제적 파급 효과가 크고, 본 연구수행중 습득한 SIV제어 알고리즘 및 고압에서의 IGBT Gate Driver 등의 기술은 전력전자 분야에 활용할 수 있다.

앞으로 지속적인 연구 개발을 통해 보다 신뢰성 있고 경량화할 수 있는 기술개발과 변압기에서의 소음 저감등이 향후 개선되어야 할 것으로 생각된다.

참고 문헌

1. F.T Bannel, "Current Equalizing Transformer for Current Balance in Parallel-Connected 12-Pulse Converter", IEEE Proc.-B, pp. 85~90, 1988.
2. Hau-Chuen Chan, K.T.Chau, and C.C. Chan, "A Neural Network Controller for Switching Power Converter", PESC'93, pp. 887~892, 1993.
3. 김세찬, "신경회로망을 이용한 유도 전동기 고 성능 속도제어에 관한 연구", 성균관대학교 박사학위 논문, 1995.
4. 노의철, 김인동, "2상 초퍼 Preregulator를 갖는 12-step 인버터의 DC Link단 전압 불평형 해석", 대한전기학회 추계학술대회, 1995.
5. Texas Instrument, TMS320C30x User's Guide, 1994.