

신경회로망을 사용한 특정용도의 3-level PWM 인버터 제어방법

The Control Method of 3-level PWM Inverter in Special Application using Neural Networks

이현원 김남해* 김광배** 박귀태***

*현대중공업(주) 중전기 개발부문(TEL:0331-289-5161 FAX:0331-283-8365)

**한국과학기술연구원 정보전자연구부(TEL:958-5748)

***고려대학교 공과대학 전기공학과(TEL:920-1538)

Abstract : This paper presents the design of a neural network based PWM technique for a three level inverter of electric trains. A three-level inverter has several advantages compared with a two-level inverter in this application. In viewpoint of correcting unbalance of DC-link voltage, a novel method is developed and verified in computer simulation.

Keyword : 3-level Inverter, PWM, Neural Networks, DC-link Voltage Unbalance.

1. 서론

3-level PWM 인버터는 회로구성상 직렬연결 스위칭소자 수가 늘어 인버터에 사용되는 스위칭소자의 내압정격을 줄일 수 있다. 현재 사용되고 있는 전력용 반도체소자인 GTO, IGBT 소자등은 소자의 내압과 스위칭주파수범위가 반비례하는 특성을 지니고 있어 일반적으로 GTO소자가 IGBT소자에 비해 전류, 전압정격은 높지만 스위칭가능 주파수범위는 상대적으로 작다. 따라서 입력전압이 큰 특정용도 (예: 철도차량용 전력변환장치)의 시스템에 3-level PWM 인버터를 적용하면 현재 사용중인 GTO 소자를 IGBT소자로 대치가 가능하고 이에 따라 소자의 스위칭 주파수를 높일 수 있어 고조파손실을 줄일 수 있다. 하지만 3-level 인버터는 회로의 특성상 입력측 콘덴서에 분배되는 전압의 불균형이 발생하는데 이 전압불균형을 해결하지 않으면 정상적인 시스템사용이 불가능하다[4]. 3-level 인버터의 전압불균형을 해결하기 위해 본 논문에선 최근에 전력전자분야에 적용이 활발한 신경회로망을 사용하여 전압불균형제어를 포함한 3-level PWM 인버터의 전류제어를 하였다. PWM 인버터의 스위칭신호 발생에 신경회로망을 적용하면 신경회로망의 장점인 강인성을 갖는 제어부를 구성할 수 있으며 간단한 입력패턴의 추가로 전압불균형 문제를 해결할 수 있다. 본 논문에선 스위칭주파수 2KHz의 IGBT소자를 사용하는 3-level PWM 인버터를 구현하기 위해 히스테리시스 전류제어방식과 정현파변조 전류제어방식, 신경회로망방식을 각각 채택하여 모의실험한 결과를 보인다.

-link 콘덴서전압의 불균형 발생은 필연적인 것으로 실제 3-level 인버터의 동작에 있어선 전체 입출력 범위에서 전압불균형을 바로잡는 것이 반드시 필요하며 그렇지 않을 경우 2차고조파를 포함한 짝수고조파의 발생으로 시스템에 악영향을 준다[7]. 각 전압 벡터가 DC전압불균형을 야기시키는 상황은 이미 알려져 있는 것처럼 주로 그림2와 같은 부하연결 상태의 small 벡터이다. 그림2(a)에서 각각의 small 벡터는 부하측에서 보면 동일한 크기의 접속이지만 일정한 시간동안 어느 small 벡터를 사용하느냐에 따라 V_{d1} 과 V_{d2} 의 전압차이가 발생한다. 한편 그림2(b)는 유도전동기를 부하로 사용했을 경우 전류의 방향에 따라 V_{d1} 과 V_{d2} 전압이 차이가 발생할 수 있음을 나타낸다.

표1.스위칭상태와 전압벡터의 관계

Table 1 Relations between Voltage vector and the switching pattern

전압벡터		스위칭 패턴
zero 벡터		(1,1,1), (0,0,0), (-1,-1,-1)
large 벡터 (P, N 만 사용)		(1,-1,-1), (1,1,-1), (-1,1,-1), (-1,1,1), (-1,-1,1), (1,-1,1)
medium 벡터 (P, N, O 모두사용)		(1,0,-1), (0,1,-1), (-1,1,0), (-1,0,1), (0,-1,1), (1,-1,0)
small 벡터	상단 (P, O 만 사용)	(1,0,0), (1,1,0), (0,1,0), (0,1,1), (1,0,1), (1,1,1)
	하단 (O, N 만 사용)	(0,-1,-1), (0,0,-1), (-1,0,-1), (-1,0,0), (-1,-1,0), (0,1,-0)

2. 3-level PWM 인버터의 DC-link 전압불균형

2.1 3-level 인버터의 구성

3상 3-level 인버터의 주회로 구성을 그림1에 나타낸다. 그림에서 V_{d1}, V_{d2} 는 DC-link 콘덴서전압이며 $S_{1u} \sim S_{4u}, S_{1v} \sim S_{4v}, S_{1w} \sim S_{4w}$ 는 자기소호소자인 IGBT이다. freewheeling diode인 $D_{1u} \sim D_{4u}, D_{1v} \sim D_{4v}, D_{1w} \sim D_{4w}$ 와 clamp diode인 $D_{u5}, D_{u6} \sim D_{w5}, D_{w6}$ 으로 구성되었으며 부하는 3상평형부하로 이루어져 있다. 3-level 인버터는 각상에 3개의 스위칭상태가 존재하므로 모두 27개의 스위칭상태가 존재한다[3]. 이 스위칭상태를 전압벡터로 표시하면 표1과 같다. 3-level 인버터의 회로구성에 있어 DC

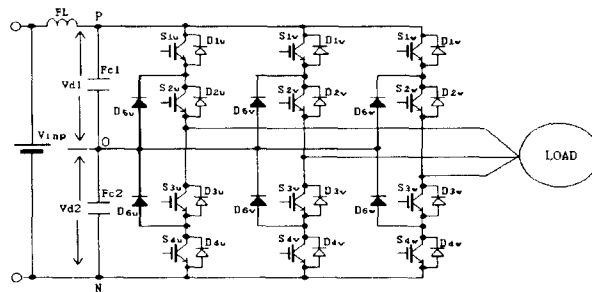


그림 1. 3-level 인버터 구성도

Fig. 1. The Schematic diagram of 3-level inverter

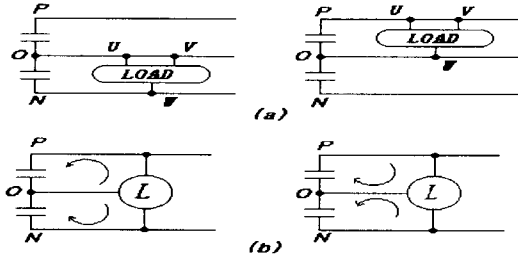


그림 2. 전압 불평형을 일으키는 부하연결
Fig. 2. The load connection for causing voltage unbalance.

2.2 히스테리시스 전류제어

히스테리시스 전류제어에 의한 3-level 인버터의 스위칭구현을 위해 기존 2-level 방식과는 달리 히스테리시스 대역을 그림3과 같이 $h1$, $h2$ 로 나누어 설정하고 아래조건에 따라 각소자의 스위칭상태를 결정한다.

- 1) $I_{u-w} \geq h2$ 이면 $S_{a-c} = -1$
- 2) $-h1 < I_{u-w} < h1$ 이면 $S_{a-c} = 0$
- 3) $I_{u-w} \leq -h2$ 이면 $S_{a-c} = 1$

여기서 I_{u-w} → 인버터 각 u, v, w 상의 전류오차

$S_{a-c} = 1 \rightarrow S_{1u-w} = ON \quad S_{2u-w} = ON \quad S_{3u-w} = OFF \quad S_{4u-w} = OFF$
 $S_{a-c} = 0 \rightarrow S_{1u-w} = OFF \quad S_{2u-w} = ON \quad S_{3u-w} = ON \quad S_{4u-w} = OFF$
 $S_{a-c} = -1 \rightarrow S_{1u-w} = OFF \quad S_{2u-w} = OFF \quad S_{3u-w} = ON \quad S_{4u-w} = ON$

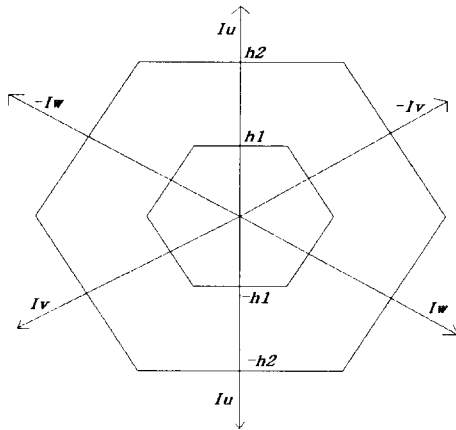


그림3. 3-level 인버터를 위한 Hysteresis 대역
Fig. 3. Hysteresis band for 3-level Inverter

3-level 인버터의 히스테리시스 전류제어는 위에서 정한 조건에 따라 스위칭상태가 결정될 뿐이며 상, 하 small 벡터의 사용이 일정한 동작구간에서 동일하게 사용된다는 보장을 할 수가 없어 DC-link 콘덴서의 전압불균형문제 해결이 어렵다.

2.3 정현파 변조 전류제어

3-level 인버터를 위한 정현파변조방식은 기본적으로 2개의 반송파를 필요로 하며 2개 반송파의 배치형태에 따라 특성이 달라지는데 그림4와 같이 반송파가 서로 180도 위상차를 갖도록 함으로써 시스템 한 arm상의 4개 스위칭소자가 서로 엇갈리는 스위칭을 하게 하여 출력전압의 저차 고조파 성분을 감소시키는 정현파 변조방식을 본 논문에선 모의실험대상으로 하였다[6].

이러한 정현파변조방식 역시 스위칭의 상태가 2개의 반송파와 변조파의 크기 비교만으로 결정되기 때문에 2.2절에서 설명한 이유와 마찬가지로 DC-link 콘덴서의 전압불균형문제가 발생하며 또한 각상의 전류검지실패나 제어부 동작이상에 의한 과실허용(Fault Tolerant)기능을 갖지 못한다.

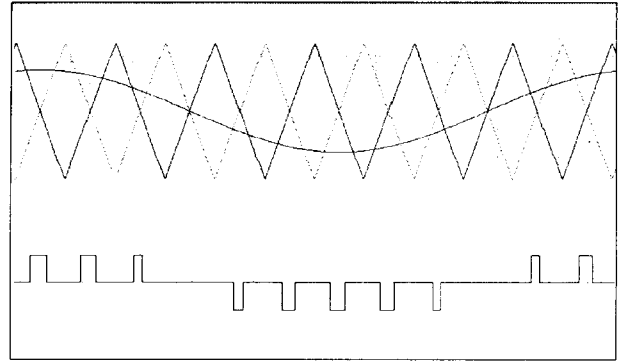


그림 4. 3-level인버터의 정현파PWM변조방식
Fig.4. Sinusoidal modulation of 3-level Inverter

3. 신경회로망을 이용한 전류제어

전압불균형 문제를 고려하지 않은 신경회로망을 이용한 3-level PWM 인버터에 대한 연구는 이미 발표된 바 있는데 신경회로망 입력신호를 각상의 기준전류값과 실제 전류값의 차이로 하고 출력은 스위칭함수인 1, 0, -1로 하였다[1][9]. 이 방식은 오차의 크기에 의해 스위칭상태가 정해지는 Hysteresis 방식을 학습한 것으로 입력패턴에 대응해 원하는 출력패턴을 결정할 수 있기 때문에 학습능률이 우수하다. 본 논문에선 DC-link 콘덴서 전압 $Vd1$, $Vd2$ 의 차이를 입력패턴에 추가하여 $Vd1$, $Vd2$ 의 전압차이에 의해 상, 하 small 전압벡터를 선택하도록 출력스위칭패턴을 결정한 표2와 같이 48개의 학습패턴을 사용하였다. 표2의 패턴에서 7번의 경우처럼 동일한 형태의 전류오차입력에 대해 상, 하 small 전압벡터를 구분하여 출력하도록 신경회로망의 가중치(weight)를 학습시키으로써 시스템의 일정한 동작구간에서 전압균형이 이루어지도록 하였다. 신경회로망의 구조는 그림5와 같은 4-10-3 구조를 사용하였으며 역전파 학습(error back propagation) 알고리즘을 사용하였다.

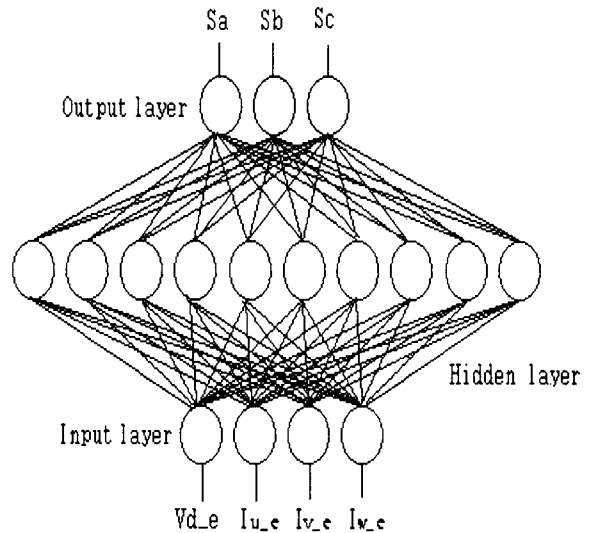


그림 5. 신경회로망의 구조
Fig.5. Feedforward neural network architecture

표2. 신경회로망 학습패턴

Table 2. The learning pattern for 3-level Inverter

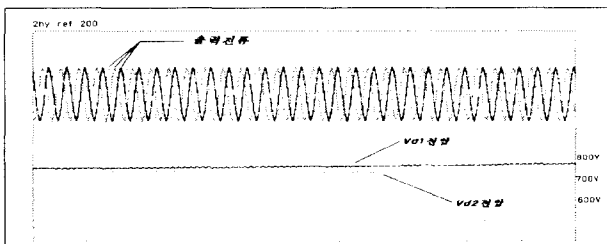
	pattern								pattern						
	input				desired output				input				desired output		
	Vd_e	Iu_e	Iv_e	Iw_e	Sa	Sb	Sc		Vd_e	Iu_e	Iv_e	Iw_e	Sa	Sb	Sc
1	1	-1	1	1	1	-1	-1	13	1	1	0	-1	-1	0	1
	-1	-1	1	1	1	-1	-1		-1	1	0	-1	-1	0	1
2	1	1	-1	1	-1	1	-1	14	1	-1	0	-1	1	0	1
	-1	1	-1	1	-1	1	-1		-1	-1	0	-1	0	-1	0
3	1	1	1	-1	-1	-1	1	15	1	0	1	1	0	-1	-1
	-1	1	1	-1	-1	-1	1		-1	0	1	1	1	0	0
4	1	1	-1	-1	-1	1	1	16	1	0	-1	1	0	1	-1
	-1	1	-1	-1	-1	1	1		-1	0	-1	1	0	1	-1
5	1	-1	1	-1	1	-1	1	17	1	0	1	-1	0	-1	1
	-1	-1	1	-1	1	-1	1		-1	0	-1	1	0	-1	1
6	1	-1	-1	1	1	1	-1	18	1	0	-1	-1	0	1	1
	-1	-1	-1	1	1	1	-1		-1	0	-1	-1	-1	0	0
7	1	1	1	0	-1	-1	0	19	1	1	0	0	-1	0	0
	-1	1	1	0	0	0	1		-1	1	0	0	0	1	1
8	1	-1	1	0	1	-1	0	20	1	-1	0	0	1	0	0
	-1	-1	1	0	1	-1	0		-1	-1	0	0	0	-1	-1
9	1	1	-1	0	-1	1	0	21	1	0	1	0	0	-1	0
	-1	1	-1	0	-1	1	0		-1	0	1	0	0	1	0
10	1	-1	-1	0	1	1	0	22	1	0	-1	0	0	1	0
	-1	-1	-1	0	0	0	-1		-1	0	-1	0	0	-1	-1
11	1	1	0	1	-1	0	-1	23	1	0	0	1	0	0	-1
	-1	1	0	1	0	1	0		-1	0	0	1	1	1	0
12	1	-1	0	1	1	0	-1	24	1	0	0	-1	0	0	1
	-1	-1	0	1	1	0	-1		-1	0	0	-1	-1	-1	0

4. 모의실험 및 결과

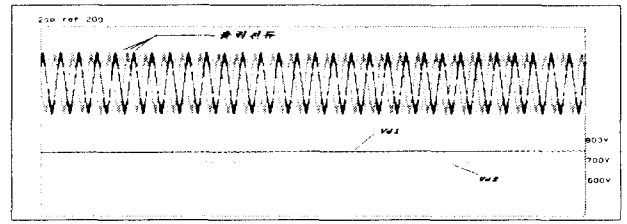
모의실험에선 전력소자의 스위칭주파수를 약 2KHz로 하여 히스테리시스방식, 정현파변조방식과 신경회로망제어방식을 각각 비교 실험하였으며 모의실험에서 사용한 파라미터들의 값은 다음과 같다.

입력 Inductance : 6mH, 입력 Resistance : 0.4Ω
 입력 Filter Capacitance : 8000μF, 입력전압 : 1500VDC
 부하 Inductance : 0.5mH, 부하 저항 : 1.2Ω.

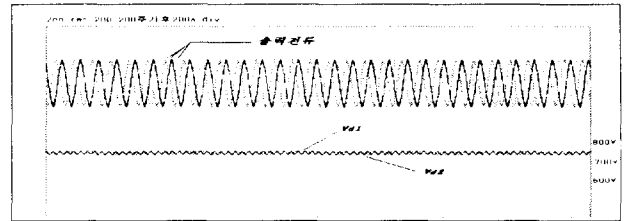
기준전류는 실효치 200A로 하고 각 제어방식의 과실허용여부를 측정하기위해 1상의 전류제어부 이상상태(전류오차=0)와 실제전류검지실패상태 2가지 경우에 대해서도 모의실험을 실시하였다. 실험결과 초기 전압불균형이 나타나기 이전에는 Total Harmonic Distortion(THD)이 정현파변조방식을 사용한 경우가 제일 작았으나 전압불균형이 발생함에 따라 히스테리시스방식과 정현파변조방식은 THD가 계속 증가하지만 신경회로망방식은 전압균형을 유지하여 THD의 변화가 없다. 그림 6의 (a), (b)는 히스테리시스방식과 정현파변조 방식 시스템동작후 Vd1과 Vd2의 차이가 75V정도 발생했을 때이며 그림 8의 (a), (b)는 이 시점에서의 고조파해석이다. 또한 과실허용 실험결과 정현파변조방식은 제어에 실패한 반면 히스테리시스방식과 신경회로망방식은 제어성능을 유지하고 있으나 히스테리시스방식은 DC-link 콘덴서전압의 차이가 급격히 발생함을 그림(9)에서 알 수 있다.



(a)



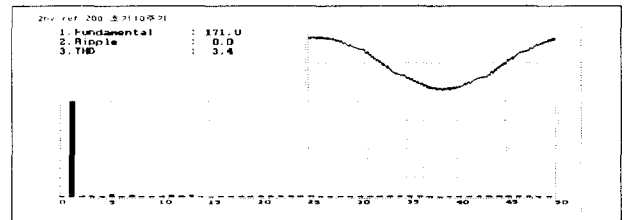
(b)



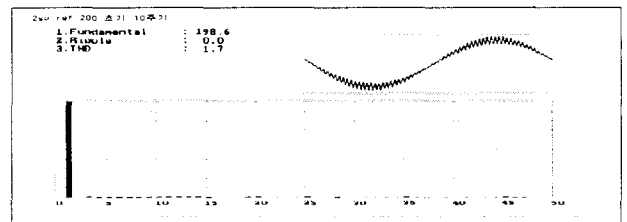
(c)

그림 6. DC-link 콘덴서 전압 - Vd1, Vd2.
 (a) 히스테리시스 방식. (b) 정현파변조 방식.
 (c) 신경회로망 방식.

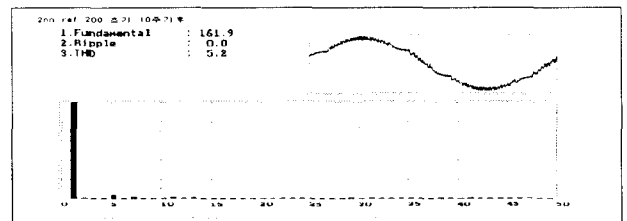
Fig.6. DC-link capacitor Voltage - Vd1, Vd2
 (a) Hysteresis method. (b) Sinusoidal modulation method.
 (c) Neural network method.



(a)



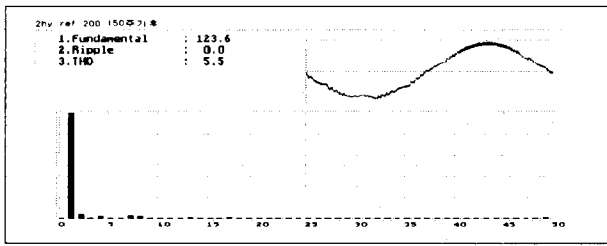
(b)



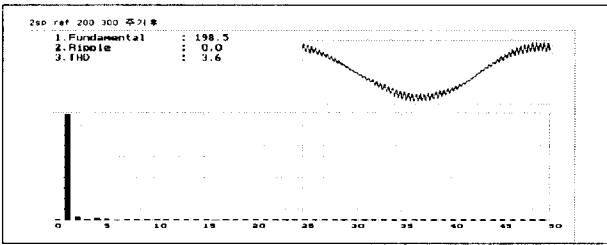
(c)

그림 7. 고조파해석-불평형 발생전. (a) 히스테리시스 방식.
 (b) 정현파변조 방식. (c) 신경회로망 방식.

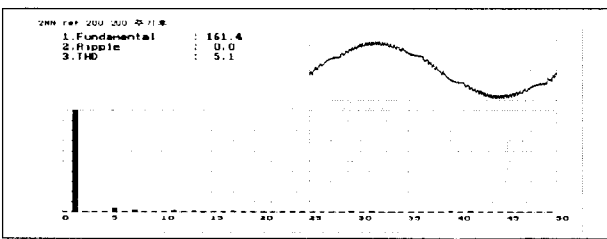
Fig.7. Harmonics analysis- before unbalance occurrence
 (a) Hysteresis method. (b) Sinusoidal modulation method.
 (c) Neural network method.



(a)



(b)



(c)

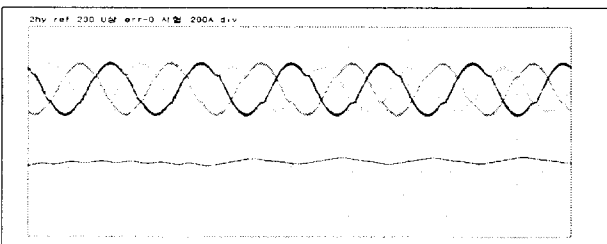
그림 8. 고조파해석 - 불평형 발생후. (a) 히스테리시스 방식.

(b) 정현파 변조방식. (c) 신경회로망 방식.

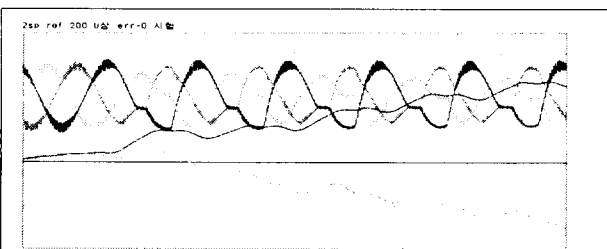
Fig.8. Harmonics analysis - unbalance occurred.

(a) Hysteresis method. (b) Sinusoidal modulation method.

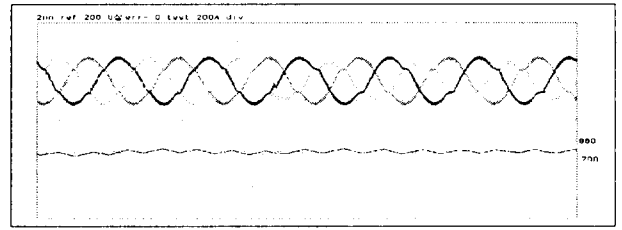
(c) Neural network method.



(a)



(b)



(c)

그림 9. 과실허용시험. (a) 히스테리시스 방식.

(b) 정현파 변조 방식. (c) 신경회로망 방식.

Fig.9. Fault Tolerant test. (a) Hysteresis method.

(b) Sinusoidal modulation method.

(c) Neural network method.

5. 결론

본 논문에선 3-level 인버터의 장점을 이용하여 전동차용 전력변환장치에서 GTO소자를 IGBT소자로 대체 사용할 경우 시스템의 제어방식을 전압불균형해결의 관점에서 고찰하였다. 모의 실험 결과 신경회로망방식이 DC-link 콘덴서전압 균형유지, 과실허용, 입력전압변동시험등에서 우수한 성능을 나타내었으며 앞으로 정현파변조방식의 장점을 포함하여 학습시킨 신경회로망방식에 대한 연구가 계속되어야 하며 실제 모터부하를 사용하는 시스템 동작시험이 이루어져야 하겠다.

참고문헌

- [1] J.Y.Choi et al., "A Neural Network based Optimal Pulse Width Modulation Converter of High Speed Electric Trains," *ICEE Electrical Engineering International conf.*, pp. 864-868
- [2] F.Harashima et al., "Application of Neural Networks to Power Convert control," *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 1086-1091 1989.
- [3] Y.H.Lee et al., "A Novel PWM Scheme for a 3-level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors," *IEEE TRANS. Industrial Application*, vol. 32, No.2, pp. 260-268, 1996.
- [4] H.L.Liu et al., "DSP based Space Vector PWM for 3-level Inverter with DC-link Voltage Balancing," *IEEE IECON conf. rec.*, pp. 197-203, 1991.
- [5] A.Nabae et al., "A New Neutral Point Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. Industrial Application* vol. IA-17 No.5, pp. 518-523, 1981.
- [6] H.Stemmler, "Power Electronics in Electric Traction Application," *IEEE IECON, conf. rec.*, pp. 707-713, 1993.
- [7] Tadros.Y et al., "3-level IGBT Inverter," *IEEE IAS conf. rec.*, pp. 46-52, 1992.
- [8] 田中 茂 外, "中性點 Clamp式インバータのPWM 制御法の検討," *일본전기학회 논문집* 112권 6호, pp. 553-560, 1992.
- [9] 구세완 외, "신경회로망을 이용한 3레벨 PWM 전역인버터의 전류제어," *전기학회하계학술대회논문집*, pp. 339-341, 1996.