

# 스텝펄스형 멀티레벨 인버터를 위한 RMS 등가형의 새로운 사인파 변조법

陳善昊<sup>\*</sup>, 郭俊浩<sup>\*\*</sup>, 趙瑄濬<sup>\*\*\*</sup>, 吳珍錫<sup>†</sup>

## Equivalent RMS Sine-wave Modulation of the Step-pulse type Multi-level Inverter

Sun-Ho Jin, Jun-Ho Kwak, Kwan-Jun Jo and Jin-Seok Oh

### 요 약

본 논문에서는 스텝 펄스형의 멀티레벨 인버터에 적용하기 위한 새로운 사인파 변조기법을 제안하고자 한다. 제안된 변조기법은 레벨수의 증가에 무관하게 스위칭 각의 계산이 쉽고, 각각의 스텝에서 이상적인 정현파와 수학적으로 동일한 실효치를 출력하도록 설계되었으며, 높은 출력레벨의 스텝펄스형 멀티레벨 인버터에서 정현파를 근사적으로 추종하는 파형을 생성할 수 있다. 본 논문에서는 셀 전압비를 이용하여 출력 레벨을 확장한 3셀 구조의 13레벨 캐스케이드 H-브리지형 멀티레벨 인버터에 대하여 제안된 변조기법을 적용하였으며 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였다.

### ABSTRACT

This paper suggests a new modulation strategy for step pulse type multi-level inverter. The proposed strategy is simple to determine the switching angles without regard to increase of levels. Designed to extract the equivalent RMS value compared to ideal sine wave from inverter, it can be applied effectively to high level step pulse inverter. Also this paper proposed modulation strategy for modified H-bridge 13 level inverter which has different cell source voltages with simulation and experiment. The modulation characteristics from simulation and experiment, agreed very well with tracing sine wave about modified structure of cascaded H-bridge multi-level inverter.

**Key Words** : Modulation strategy, ERSM(Equivalent RMS Sine-wave modulation), Cascaded H-bridge, multi-level inverter(MLI), Step pulse, THD(Total Harmonic Distortion)

### 1. 서 론

전력 설비의 대형화에 따라 수천 볼트와 수 메가와

트 급의 전력변환 소요가 증가하고 있으며, 단일 전력 소자로서 고전압을 취급하기 곤란하다. 따라서 고전압을 운용하는 전력 변환 분야에서 멀티레벨 인버터(MLI)는 최근 들어 그 소요가 증가하고 있는 추세이다<sup>[1-2]</sup>. 이에 따라 멀티레벨 인버터의 구조와 출력파형의 개선을 위한 많은 연구들이 진행되고 있다<sup>[3-5]</sup>. MLI는 전통적으로 교류전동기 구동에 많이 사용되었지만 태양광 등 재생에너지 분야에서 고품질의 상용전원을 얻기 위한 연구도 진행되고 있다<sup>[6]</sup>. MLI의 변조는 그

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 해양대 메카트로닉스공학과 부교수

E-mail : ojs@hhu.ac.kr

<sup>\*</sup>정회원, 해양대 기관시스템공학과 박사과정 수료

<sup>\*\*</sup>정회원, 수중운동체 특화 연구센터 연구보조원

<sup>\*\*\*</sup>정회원, 해양대 메카트로닉스공학과 석사과정

접수일자 : 2006. 1. 16                      1차 심사 : 2006. 2. 15

2차 심사 : 2006. 3. 14                      심사완료 : 2006. 3. 22

림 1과 같이 고주파 PWM에 기반한 기법과 스텝펄스를 출력하는 기본파 스위칭(fundamental frequency switching) 기법으로 크게 구분할 수 있다<sup>[1,6,7]</sup>.

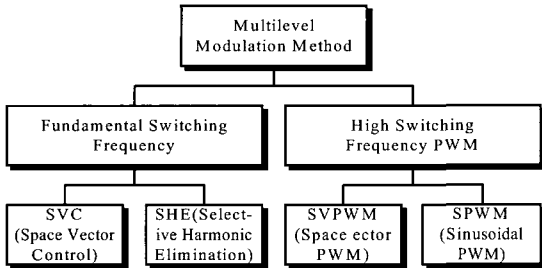


그림 1 멀티레벨 인버터의 변조기법  
Fig. 1 Modulation methods for Multi-level inverter

MLI는 스위칭 소자의 수가 많으므로 변조주파수가 높아지면 손실이 증가한다. 특정의 고조파를 제거하기 위해서 수학적으로 계산한 스위칭 각에 따라 스텝 펄스를 출력하는 선택적 고조파 제거형 변조법은 낮은 변조주파수로 인해 스위칭 손실이 작고, 동시에 저차의 고조파를 선택적으로 제거할 수 있다. 그러나 레벨 수가 증가함에 따라 스위칭 각을 수학적으로 계산하기가 매우 어려워지고 계산된 스위칭 각에 따라 정확한 스위칭을 구현하기도 어렵다.

본 논문에서는 스텝펄스 파형이 이상적인 정현파를 추종하도록 하는 새로운 사인파 변조기법을 제안한다. 제안된 변조법에서는 분할된 구간에서 정현파와 동일한 크기의 실효전압을 갖도록 하는 스위칭 각을 계산하고 계산된 각에 따라 스텝펄스 파형을 출력한다.

H-브리지 형의 MLI는 단상 풀브리지의 모듈로 구성되어 구조가 단순하고 일부 모듈의 고장시에도 지속적인 운전이 가능한 등의 장점이 있으나 출력 레벨의 증가에 따라 변압기와 인버터 셀의 수가 증가하고 따라서 시스템의 크기가 증가한다<sup>[8]</sup>.

H-브리지 형태의 MLI는 각 셀 인버터 간의 전원 전압비의 구성을 조정하여 출력레벨을 확장할 수 있다<sup>[1,9]</sup>. 캐스캐이드 MLI의 이러한 특성은 변압기, 인버터 셀의 수 및 시스템의 부피를 증가시키지 않고 출력 레벨수를 높일 수 있게 하므로 저 변조지수에서의 사용이 많은 시스템에서 출력 파형을 개선할 수 있으며, 또한 재생에너지 분야에 적용하여 고품질의 상용전원을 얻을 수 있다.

제안한 변조기법은 MLI의 출력 레벨수가 높을수록 이상적인 사인곡선을 잘 추종하고 고조파 함유율 또한 낮아지게 된다. 따라서 본 논문에서는 제안된 변조기

법에 따라 스위칭 각을 계산하고 고조파 특성을 분석하였으며, 서로 다른 셀 전압비를 갖는 확장형 H-브리지 멀티레벨 인버터에 대한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였다.

## 2. Equivalent RMS sine-wave modulation

### 2.1 변조기법

RMS 등가형 사인파 변조(ERSM, Equivalent RMS Sine-wave modulation)는 스텝펄스 형태를 가지며 이상적인 사인곡선을 근사적으로 추종한다. 그림 2는 13레벨 인버터의 ERSM 변조파형을 이상적인 정현파와 비교하고 있다. 0에서  $\pi/2$ 까지의 6개의 각 전압레벨과 사인곡선이 만나는  $\alpha_1, \dots, \alpha_6$  ( $\alpha_6 = \pi/2$ )를 기준으로 6개의 구간으로 분할하고 각 구간에서의 두 파형의 실효전압을 동일하게 하는 스위칭 각  $s_1, \dots, s_6$ 을 계산한다.

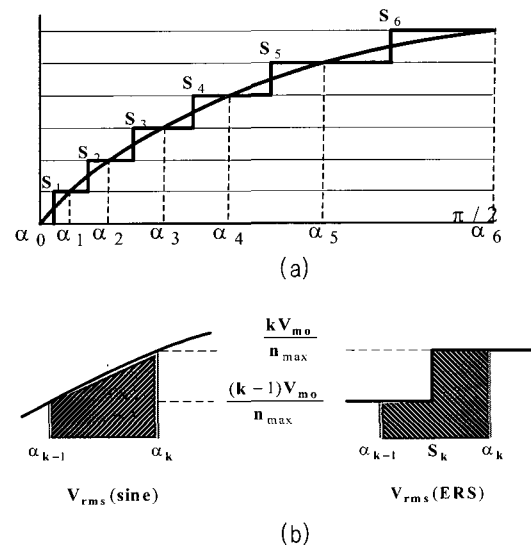


그림 2 ERSM 변조의 기본개념  
(a) 기본개념 (b) 동일한  $V_{rms}$

Fig. 2 Concept of Equivalent ERSM  
(a) Main concept (b) The same  $V_{rms}$

이상적인 정현파의 경우 임의의 구간  $k-1 \sim k$ 에서의 실효전압은 식 (1)과 같고,

$$\sqrt{\frac{1}{\alpha_k - \alpha_{k-1}} \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} \{V_{ms} \cdot \sin(t)\}^2 dt} \quad (1)$$

여기서  $k=1, \dots, 6$ 이며, 정현파의 피크전압  $V_{ms}$ 는 인버터 출력전압의 최대치  $V_{mo}$ 와 변조지수  $M$ 의 곱으로 나타낸다. 그리고 ERSM의 스텝펄스 파형의 실효전압은 식 (2)와 같다.

$$\sqrt{\frac{1}{\alpha_k - \alpha_{k-1}} \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} \{f_{ERS}(t)\}^2 dt} \quad (2)$$

여기서  $k=1, \dots, 6$ 이다. 식 (1)과 (2)는 같으므로 정리하면 식 (3)과 같다.

$$V_{ms}^2 \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} \frac{1 - \cos(2t)}{2} dt = \left\{ \frac{(k-1)V_{mo}}{n_{max}} \right\}^2 (s_k - \alpha_{k-1}) + \left\{ \frac{kV_{mo}}{n_{max}} \right\}^2 (\alpha_k - s_k) \quad (3)$$

스위칭 각  $s_k$  ( $\alpha_{k-1} \leq s_k \leq \alpha_k, k=1 \dots n$ )은

$$s_k = f(\alpha_{k-1})/H + f(\alpha_k)/H \quad (4)$$

여기서 식 (4)의 우변 항은 아래와 같다.

$$f(\alpha_{k-1}) = -\frac{1}{2}V_{ms}^2 + \left\{ \frac{(k-1)V_{mo}}{n_{max}} \right\}^2 \alpha_{k-1} + \frac{1}{4}V_{ms}^2 \sin(2\alpha_{k-1})$$

$$f(\alpha_k) = \left\{ \frac{1}{2}V_{ms}^2 - \left( \frac{kV_{mo}}{n_{max}} \right)^2 \right\} \alpha_k - \frac{1}{4}V_{ms}^2 \sin(2\alpha_k)$$

및,  $H = \frac{(1-2k)V_{mo}^2}{n_{max}^2}$  이다.

표 1 스위칭 각 계산 결과  
Table 1 Calculated switching angles

M	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>
1.05	6.06	14.25	23.64	33.89	45.61	58.11
1.0	6.38	15.04	25.01	36.04	49.04	68.17
0.9	6.99	16.51	27.56	40.02	55.39	86.81
0.8	7.97	18.90	31.85	47.28	73.15	-
0.7	9.11	21.70	37.04	55.25	-	-
0.6	10.54	25.28	44.05	78.60	-	-
0.5	12.88	31.44	59.56	-	-	-

표 1은 13레벨 스텝펄스 파형에서 ERSM의 스위칭

각 계산결과로  $\pi/2$ 까지의 스위칭 각을 나타내며  $\pi/2$  및  $\pi$  지점을 기준으로 한 QWS (Quarter Wave Symmetry)과 HWS (Half Wave Symmetry) 대칭 방법을 적용하여 완전한 사이클을 생성한다. 제안한 방법의 변조영역은  $M=0.0 \sim 1.058$ 로써 이론적으로는 5.8%의 과변조 영역까지 선형적으로 변조 가능하지만 과 변조지수 영역의 높은 레벨에서 효과적이므로 7레벨 이상의 영역에 대해서 나타내었다.

2.2 THD

인버터에서 생성되는 기본파와 고조파를 포함하는 출력파형의 Fourier 식과 계수는 QWS와 HWS를 적용하게 되면 식 (5)와 같다<sup>[6-7]</sup>.

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(nwt) + b_n \cos(nwt)] \quad (5)$$

여기서,

$$a_n = \begin{cases} \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^p \cos(n\alpha_k) & \text{odd } n \\ 0 & \text{even } n \end{cases}$$

및,  $b_n = 0$  이다.

그리고 THD는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} h_n^2}}{h_1} \quad (6)$$

여기서  $h_{(n)} = \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^p \cos(n\alpha_k)$  및  $h_1$ 은 기본파 성분을 나타낸다.

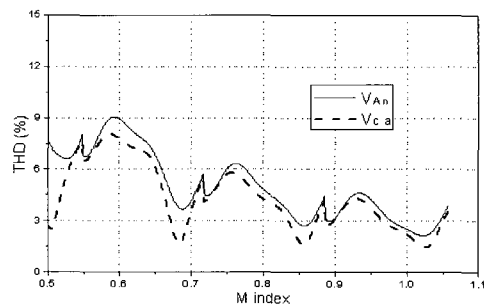


그림 3 극전압 및 선간전압 THD  
Fig. 3 THD analysis,  $V_{An}$  and  $V_{ca}$

그림 3은 13레벨에서의 ERSM의 THD 계산결과이며 실선은 극전압, 점선은 선간전압의 THD를 나타낸다. 선간전압에서의 THD가 극전압에 비해 현저하게 낮아지는 부분은 3상 출력의 위상차로 인해 3배의 고조파 성분이 흡수되는 부분이며 THD의 값이 불연속적인 부분은 변조지수의 증감에 따라 출력전압의 레벨수가 변화하는 지점이다.

### 3. 확장형 Cascaded MLI

#### 3.1 구조 및 출력레벨

그림 4는 케스캐이드 H-브리지 MLI의 일반적인 구조로써 A, B, C 각 상의 동일한 DC소스 전원을 갖는 인버터 셀이 직렬로 연결되어 n 개의 인버터 셀은 2n + 1 레벨의 극전압을 출력한다. 그리고 그림 5는 셀 인버터의 서로 다른 DC 소스 전압비를 이용하여 출력레벨을 확장한 구조의 한 상을 나타내고 있다.

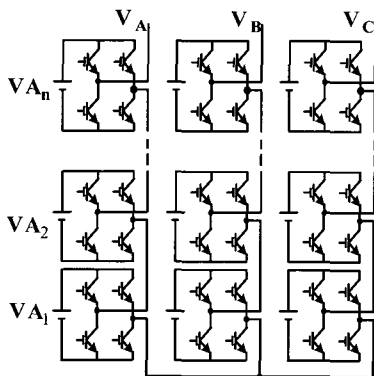


그림 4 2n + 1 레벨 H-브리지 인버터의 일반 구조  
Fig. 4 General structure of cascaded H-bridge 2n + 1 level inverter

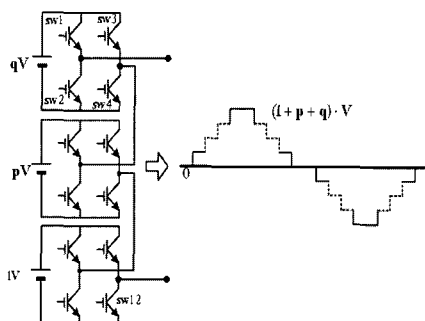


그림 5 H-브리지 MLI의 확장형 구조  
Fig. 5 Extended structure of H-bridge MLI

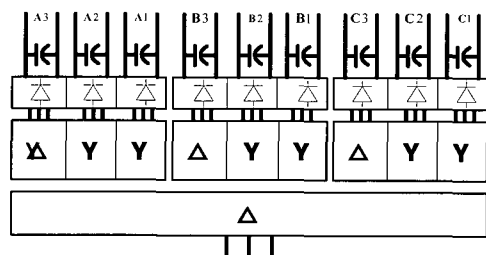
셀 전압비 선정시에는 입력전원을 상용전원 또는 교류발전기의 출력을 이용할 경우 입력부의 정류회로를 효과적으로 구성할 수 있도록 고려되어야 한다. 그리고 고압 셀 부분의 고장시 나머지 셀로써 사용할 수 있는 출력범위를 유지하고 스위칭 소자들이 전체 전압을 적절히 분담할 수 있도록 고압셀의 전압을 적절히 제한하여야 한다. 마지막으로 입력 전류 파형 개선과 스위칭 소자의 균형적인 사용을 위한 리턴던시를 확보할 수 있어야 한다.

본 논문에서는 3:2:1의 셀 전압비를 갖는 3셀 13레벨 인버터를 설계하고 실험장치를 구성하였다. 입력 정류회로는 D-Y형의 단순한 변압기를 사용한 그림 6과 같은 12펄스 시스템으로 시뮬레이션 하였다. 또한 고압셀의 고장시 50%의 출력전압을 유지할 수 있으며 스위칭 소자의 전압분담 또한 최대 50%로 제한되어 멀티레벨 인버터의 장점을 크게 약화시키지 않는다.

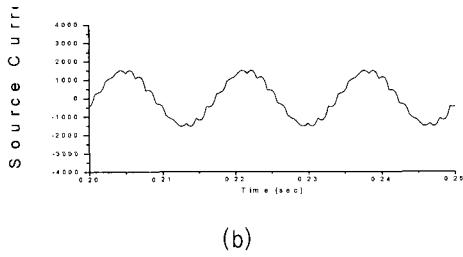
표 2는 셀의 전압비를 q : p : 1 을 3:2:1로 구성하여 13레벨로 확장한 구조에서의 스위칭 벡터 및 출력전압을 나타내고 있다.

표 2 스위칭 벡터와 출력 전압  
Table 2 Switching vector and output voltage (q : p : 1 = 3 : 2 : 1)

SW1~4	SW5~8	SW9~12	Vout
0101(1010)	0101(1010)	0101(1010)	0V
0101 1001/0110 0101	0101 0110/1001 1001/0110	1001/0110 0101 0110/1001	1V / -1V
0101 1001/0110	1001/0110 0101	0101 0110/1001	2V / -2V
1001/0110 0101	0101 1001/0110	0101 1001/0110	3V / -3V
1001/0110 1001/0110	0101 1001/0110	1001/0110 0110/1001	4V / -4V
1001/0110	1001/0110	0101	5V / -5V
1001/0110	1001/0110	1001/0110	6V / -6V



(a)



(b)

그림 6 12펄스 입력 정류회로 (a)구조 (b)시뮬레이션  
Fig. 6 Input rectifiers with 12 pulse system  
(a)structure (b)simulation result

#### 4. Simulation

그림 7은 전체적인 시뮬링크 모델이다. 2개의 leg를 가진 IGBT 블록을 셀 인버터로 구성하고 스위칭 벡터를 출력하는 (b)의 서브시스템 블록 및 무접지 삼상 부하를 적용하였다. powergui블록을 이용하여 시뮬레이션 결과에 대한 FFT를 분석하였다.

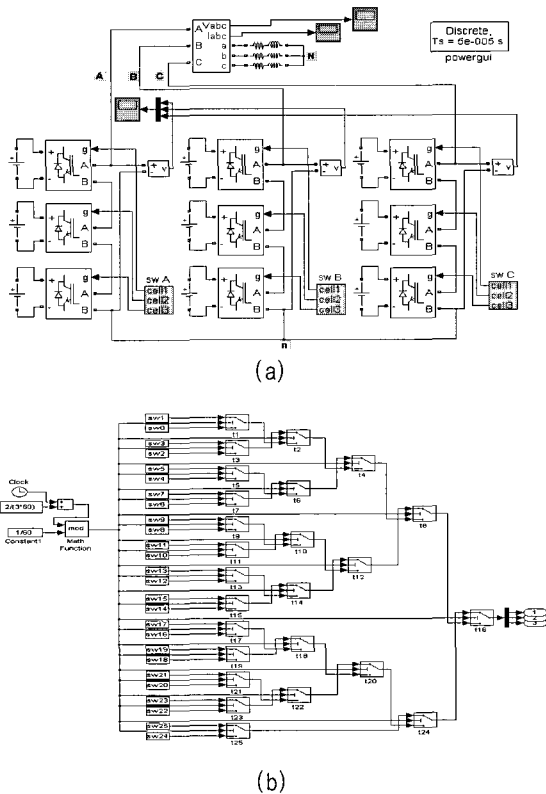


그림 7 H-브리지 13레벨 인버터 시뮬링크 모델  
(a)일반구조 (b)스위칭 scheme  
Fig. 7 SIMULINK model  
(a)overall structure (b)switching scheme

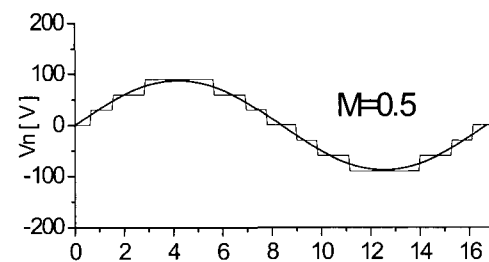
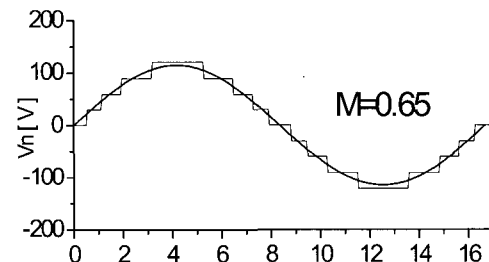
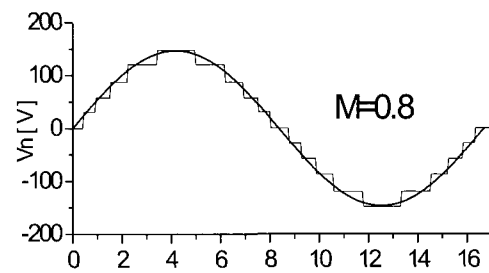
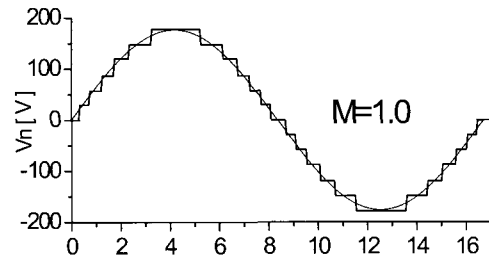


그림 8 변조지수와 극전압  
Fig. 8 M index and  $V_{AN}$ , time scale = ms

그림 8은 변조지수의 변화에 따른 시뮬레이션 결과이다. 13레벨을 출력하는 변조지수 1.0의 경우 이상적인 사인곡선에 거의 근사하게 추종하며, 높은 변조지수 영역, 즉 출력 전압레벨이 높은 영역일수록 이상적

인 사인파에 근접한 출력이 나타남을 알 수 있다.

표 3 변조지수와 극전압 레벨 및 THD  
Table 3 M index,  $V_{AN}$  level and THD

M	level	5th	7th	11th	THD (to 13th)
1.0	13	0.41	1.02	0.46	2.58
0.80	11	0.7	3.05	1.76	4.73
0.65	9	1.60	3.20	1.42	7.15
0.50	7	0.33	0.93	2.28	7.85

표 3은 각 변조지수에서의 고조파 크기의 시뮬레이션 결과로서 5, 7, 11차의 각 고조파 성분 및 13고조파까지의 THD를 나타낸다. 그림 9는 M=1.0에서의 부하 A상에서의 상전압  $V_{AN}$  및 13차 고조파까지의 THD를 나타낸다.

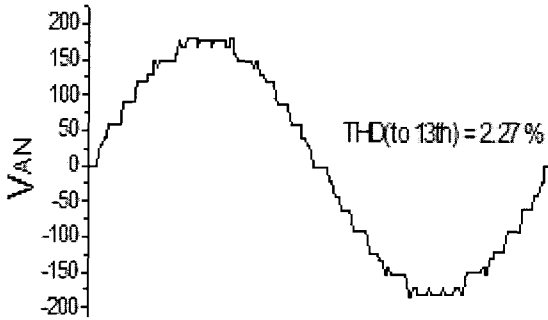


그림 9 상전압  $V_{AN}$ , M=1.0  
Fig. 9 Phase voltage  $V_{AN}$  at M=1.0

#### 4. 실험 및 검증

##### 4.1 실험장치

멀티레벨 인버터 실험장치로써 1KW급의 소용량 시제품을 제작하였으며 그림 10과 같이 메인 컨트롤러와 게이트 드라이브 및 인버터 부분으로 구성된다. 메인 컨트롤러 및 3상의 게이트 드라이브용으로 사용되는 프로세서는 Microchip사의 DSP controller인 dsPIC30F4013을 이용하였으며 주요 구성품은 표 4와 같다.

메인 컨트롤러에서는 가변저항으로 설정한 주파수와 변조지수의 기준값이 SPI 통신으로 각 게이트 드라이버의 프로세서에 전송되고 수신한 프로세서는 기준값을 이용하여 타이머를 변경하여 주파수를 조절한다.

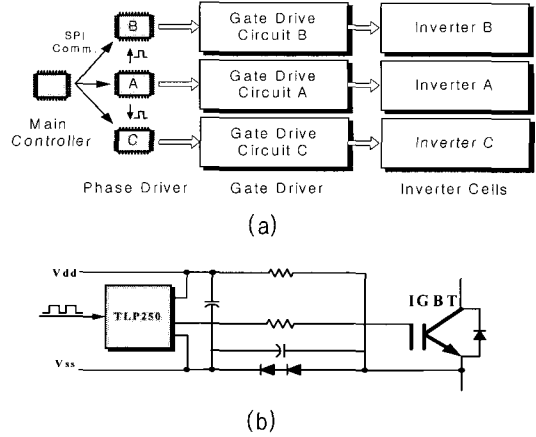


그림 10 MLI 실험장치 구성  
(a) 기본구조 (b) 게이트 드라이브  
Fig. 10 Experimental systems of MLI  
(a) overall Structure (b) gate drive circuit

표 4 실험장치 주요 사양  
Table 4 Items spec

Processor	dsPIC30F4013	microchip
Gate driver	TLP250	toshiba
Switch(IGBT)	SGH20NRUFD	fairchild
Cell source	Cell1:DC45V, Cell2:DC30V Cell3:DC15V	
Load	induction motor, 200w, 3Φ	
Vout	110V(line)	
Frequency	10~100 Hz	
M index	0.05 ~ 1.05	

각 상은 각각의 DSC에 의해 독립적으로 동작하며 A상 DSC의  $2\pi/3$  간격의 트리거 신호에 의해 B, C 주기는 초기화되어 세 개의 상은 서로 120도의 위상각을 유지한다.

실험장치로 제작된 13레벨 인버터는 각 상마다 3개의 단상 풀브리지 인버터 셀을 가지며 모두 전기적으로 분리된 DC 소스를 갖는다. 스위치 소자는 각 상당 12개, 모두 36개의 IGBT가 사용되며 데드타임은 3μs로 하였다.

##### 4.2 실험결과

그림 11은 M=1.0에서의 인버터 셀에서의 출력파형의 예를 나타내고 있으며 리턴던시를 고려하여 스위칭 백터를 선택하였으며 각 셀의 동작 주파수는 표 5와 같다.

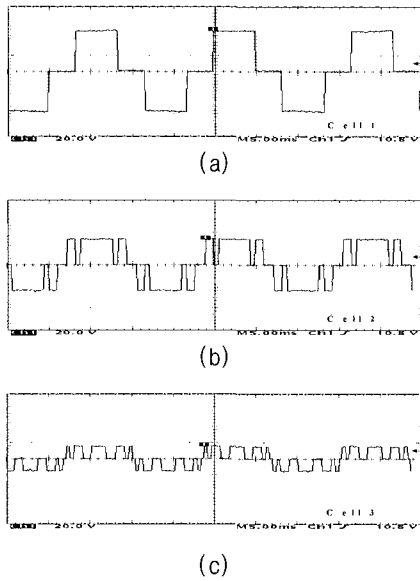


그림 11 셀 인버터 출력 파형  
 Fig. 11 Output waveform of cell inverters  
 (a) cell, 3V (b) cell, 2V (c) cell, 1V

표 5 셀 주파수,  $M=1.0$   
 Table 5 Frequency ratio of cells,  $M = 1.0$

Base Frequency	60Hz
Cell 1	60Hz
Cell 2	180Hz
Cell 3	240Hz

그림 12는 각 변조지수에 따른 출력 극전압의 실험 결과이며 그림 14는 선간 전압 및 3상 유도전동기를 무부하로 구동할 때의 전류파형을 나타낸다.

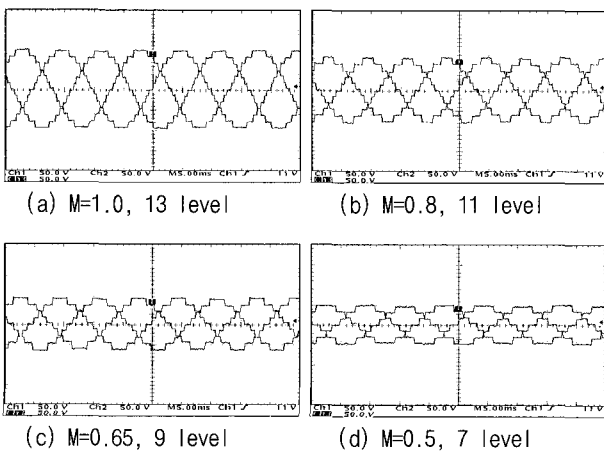
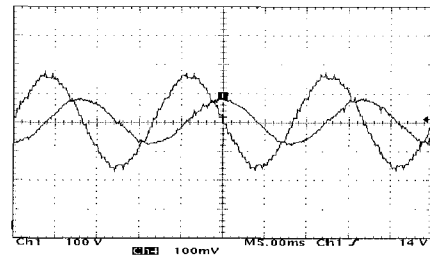
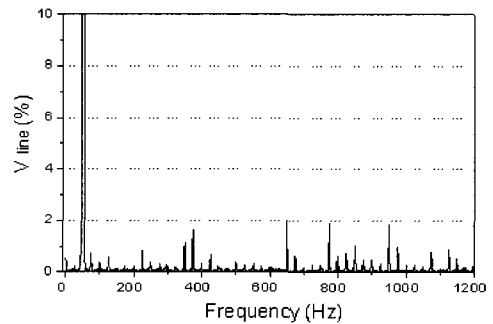


그림 12 A, B, C 상의 극전압  
 Fig. 12 Waveform of  $V_{An}$ ,  $V_{Bn}$  and  $V_{Cn}$



(a) 선간전압 및 전류  
 (a) line voltage and current



(b) 선간전압 FFT 분석결과  
 (b) FFT analysis of line voltage

그림 13 선간전압, 전류 및 FFT 분석결과  
 Fig. 13 Experimental results

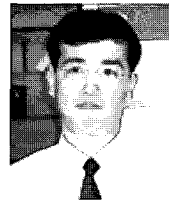
### 5. 결 론

본 논문에서는 이상적인 사인파를 근사적으로 추종하는 새로운 사인파 변조법을 제안하였다. 제안한 변조기법은 높은 레벨의 스텝펄스형 파형에서 각 스텝의 구간별로 이상적인 사인파와 동일한 실효치를 출력하도록 설계되었다. 또한 제안한 변조법은 서로 다른 셀 전압비를 이용하여 출력레벨을 확장한 3셀 구조의 13레벨 확장형 H-브리지 MLI를 통하여 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다. 제안된 변조기법은 높은 레벨수를 갖는 스텝펄스 형의 멀티레벨 인버터 변조에 적합하며, 레벨 수가 많아지는 경우에도 스위칭 각의 계산이 쉽고 이상적인 정현파와 동일한 실효치를 출력하도록 설계되어 양호한 고조파 특성을 가짐을 확인하였다.

본 논문은 수중운동체기술 특화연구센터의 지원으로 수행됨.

참 고 문 헌

- [1] Jose Rodriguez and Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topology, Controls, and Applications", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 49, No.4, pp.724-738, 2002.
- [2] J.S.Lai and F.Z. Peng, "Multilevel converters-A new breed of power converters," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp.509-517, 1996.
- [3] 박성준, 강필순, 박노식, 김철우, "변압기 직렬결합을 이용한 새로운 멀티레벨 인버터", 전력전자학회 논문지, 제8권 제1호, 2003년 12월.
- [4] 강필순, 박성준, 김철우, "출력전압 파형 개선을 위한 새로운 11레벨 PWM 인버터" 전력전자학회 논문지, 제 8 권 제2호, 2003년 4월.
- [5] 강필순, 오석규, 박성준, 김장목, 김철우, "하프·풀브리지 셀을 이용한 독립형 태양광 멀티레벨 인버터" 전력전자학회 논문지, 제9권 제5호, 2004년 10월.
- [6] J.S.Lai and F.Z. Peng, "A Vector control Technique for Medium-Voltage Multilevel Inverters" IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 49, pp.882-888, 1996.
- [7] Siriroj Sirisukprasert, "Optimized Harmonic Stepped Waveform for Multilevel Inverter", Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute, 1999.
- [8] 박영민, 김연달, 이현원, 이세현, 서광덕, "3,300V 1MVA H-브리지 멀티레벨 인버터 개발", 전력전자학회 논문지, 제 8권 제6호, 2003년 12월.
- [9] Nikola Celanovic, "Space vector modulation and control of Multilevel inverters", Doctoral thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [10] Jin-Suk Oh, "A Study on the Design of Hybrid Inverter", Journal of Electrical Engineering and Information Science, Vol. 2, No.1, pp.85-90, 1997.



**조관준(趙琯濬)**

1982년생 5월 29일생. 2005년 한국해양대 선박전자기계공학부 선박전기전자전공 졸업. 현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정.



**오진석(吳珍錫)**

1960년 3월 21일생. 한국해양대 졸업. 영국ZODIAC 선박회사 엔지니어. 1989년~1992년 국방과학연구소 연구원. 1992년~1996년 양산대 전임강사, 조교수, 학과장. 1996년~현재 한국해양대 전임강사, 조교수, 부교수. 2001년~2002년 영국 CARDIFF대학 교환교수. 2002년~현재 산학연컨소시엄사업단장. 2002년~현재 한국마린엔지니어링학회 편집위원. 2002년~현재 한국산학연논문집 편집위원. 2003년~현재 영국 K.O.Tech 연구원.

저 자 소 개



**진선호(陳善昊)**

1969년 11월 2일생. 해군사관학교 졸업. 2002년 한국해양대 대학원 기관시스템공학과 석사. 2006년 동 대학원 박사과정 수료.



**곽준호(郭俊浩)**

1980년 7월 20일생. 2002년 한국해양대 기관시스템공학부 전기전자제어전공 졸업. 2005년 한국해양대 대학원 기관시스템공학부 메카트로닉스과 졸업. 현재 수중운동체 특화 연구센터 연구보조원.