

## 변압기 직렬구성을 이용한 HBML 인버터에 관한 연구

朴晁濬<sup>†</sup>, 朴魯植<sup>\*</sup>, 姜弼淳<sup>\*\*</sup>, 金堯憲<sup>\*\*\*</sup>, 任永徹<sup>\*\*\*\*</sup>, 金喆禹<sup>\*\*\*\*</sup>

### The Study on the HBML Inverter Using the Cascaded Transformers

Sung-Jun Park, Noh-Sik Park, Feel-soon Kang, Kwang-Heon Kim, Young-Cheol Lim, and Cheul-U Kim

#### 요 약

본 논문에서는 캐스케이드 변압기를 이용하는 멀티레벨 인버터의 변압기 크기를 동일화시키기 위한 효과적인 스위칭 패턴을 제안한다. 제안된 스위칭 방식은 기존의 SHEPWM 스위칭 방식을 기초로 하여 각 변압기에 인가되는 최대 자속을 동일하게 함으로서 캐스케이드 변압기의 위치에 상관없이 동일한 설계가 가능하다. 따라서 동일한 풀-브리지 모듈의 이용이 가능하고, 모듈화 특성을 개선시키며, 제작의 용이성을 꾀할 수 있다. 제안된 스위칭 기법의 기본 아이디어를 이론적으로 분석하며, 타당성을 실험을 통하여 입증한다.

#### ABSTRACT

In this paper, an efficient switching pattern to equalize the size of transformer is proposed for a multi-level inverter employing cascaded transformers. It is based on the prior selected harmonic elimination PWM(SHEPWM) method. Because the maximum magnetic flux imposed on each transformer becomes exactly equal each to each, all transformers can be designed with the same size regardless of their position. Therefore, identical full-bridge inverter units can be utilized, thus improving modularity and manufacturability. The fundamental idea of the proposed switching pattern is illustrated and then analyzed theoretically. The validity of the proposed switching strategy is verified by experimental results.

**Key Words** : cascaded transformers, magnetic flux, multi-level inverter, power distribution, new switching angel technique.

#### 1. 서 론

인간생활의 질적 향상을 위한 기기의 보급이 확대됨에 따라 양질의 전원에 대한 필요성이 증대되고 있다.

PWM 인버터는 출력전압과 주파수를 동시에 제어할 수 있는 장점을 가지고 있어 여러 산업분야에서 크게 각광을 받고 있다. 그러나 인버터의 출력 파형에는 기본파 성분 외에 고조파 성분이 함유되어 있어 전자유도 장애, 각종 계전기들의 오동작, 전동기 소음 및 토크 맥동 등의 원인이 되고 있다. 최근 이러한 원인들을 제거하기 위해서 인버터 자체에서 발생하는 고조파 성분을 최대한 억제하려는 시도가 이루어지고 있다<sup>[1-4]</sup>. 이러한 시도 중에서 대표적인 것이 다중레벨 인버터이다. 다중레벨 인버터는 고조파성분 감소와 높은 전압 정격을 실현할 수 있는 큰 장점을 갖고 있다. 또

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 전남대 전기공학과 조교수

E-mail : sjpark1@chonnam.ac.kr

<sup>\*</sup>학생회원, 전남대 일반대학원 전기공학과 석사과정

<sup>\*\*</sup>정회원, 일본 오사카대학 전기공학과 객원연구원

<sup>\*\*\*</sup>정회원, 전남대 전기공학과 교수

<sup>\*\*\*\*</sup>정회원, 부산대 전자전기통신공학부 교수

접수일자 : 2004. 3. 10 1차 심사 : 2004. 4. 2

심사완료 : 2004. 5. 11

한 다중레벨 인버터는 전압의 레벨 수가 증가함에 따라 적은 고조파성분과 낮은 동작주파수 및 낮은  $dv/dt$ 를 갖는다. 이러한 특성은 기존의 PWM기법 인버터의 단점을 극복할 수 있는 대안으로 산업체의 적용이 활발해지고 있다. 다중레벨 인버터의 토폴로지는 크게 diode clamped multi-level(DCML) 인버터, capacitor clamped multi-level(CCML) 인버터, H-bridge type multi-level(HBML) 인버터로 분류된다<sup>[4]-[6]</sup>. 이 중에서 HBML은 직류링크전압의 불균형의 문제가 발생하지 않고, 가장 적은 수의 소자를 갖고 다중레벨인버터의 확장이 용이한 장점이 있다. 그러나 변압기를 사용하지 않은 HBML인버터는 H-Bridge 인버터의 수와 동일한 수의 독립된 직류전원이 필요한 단점과 각 독립전원의 합보다 높은 출력전압을 발생시킬 수 없는 단점이 있다. 이러한 단점을 개선하여 한 개의 직류전원으로 구동하기 위해서는 H-Bridge 인버터와 승압형 변압기 조합에 의한 다중레벨 인버터로 구성하여야 한다. 또한 변압기와 결합된 HBML 인버터시스템에서는 상이한 변압기 정격으로 인하여 크기가 다른 변압기를 설계하여 사용하여야 하는 단점이 있다. 따라서 본 연구에서는 단상 인버터에서 출력고조파 성분을 억제하기 위한 한 방법으로 변압기의 조합에 의한 새로운 스위칭 방식으로 동일한 변압기를 사용할 수 있는 다중레벨인버터를 제안한다. 제안된 HBML 시스템의 구조는 다수의 H-Bridge 인버터를 직류전원에 대하여 병렬로 구성하였으며, 그와 동일한 수의 변압기의 2차측을 직렬로 구성하여 인버터와 출력의 절연을 확보하였다. 또한 변압기의 이용률을 동일하게 할 수 있는 스위칭 방식으로 각 변압기의 용량을 동일하게 하였다. 제안된 전력회로의 타당성을 입증하기 위해 입력 12[V] 직류전원에서 110[V] 교류전원을 발생시킬 수 있는 인버터에 대하여 실험을 행하였다.

## 2. 다중전압발생을 위한 새로운 인버터

### 2.1 스텝 펄스파형 HBML 인버터의 구조와 특성

다중레벨용 인버터에는 DCML 인버터, CCML 인버터, HBML 인버터 등 다양한 종류의 다중레벨 인버터가 있다. 그 중에서 단상용 다중레벨 인버터로 일반적으로 사용되는 것은 HBML 인버터이다. HBML 인버터는 저압 H-bridge를 직렬로 연결되며 독립된 dc-link를 갖는 단위 cell로 구성된다. 그림 1은 4개의 H-bridge 인버터를 직렬로 연결하여 9레벨을 발생시킬 수 있는 HBML 타입의 다중레벨인버터의 구성과 그

동작원리를 나타내고 있다.

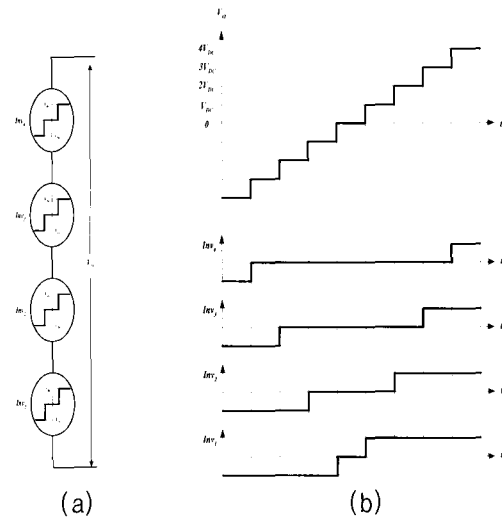
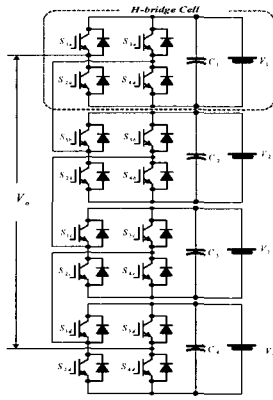


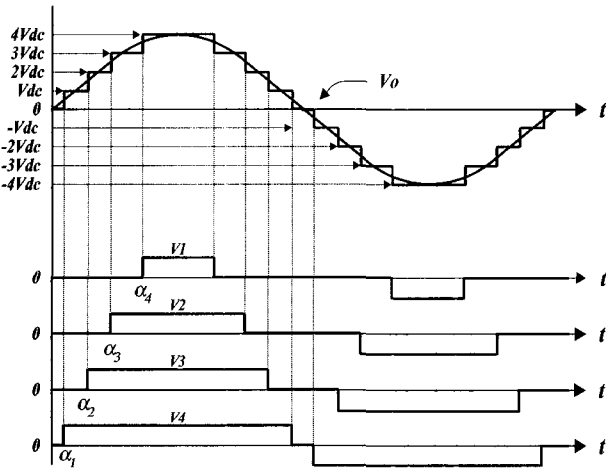
그림 1 9레벨 HBML 인버터의 동작원리  
 (a)HBML 타입의 인버터의 구성  
 (b)HBML 타입의 인버터의 동작원리  
 Fig. 1 operational principle of 9-level HBML inverter  
 (a)Configuration of HBML inverter  
 (b)Operational principle of HBML inverter

각 H-bridge 인버터는 스위칭함수에 따라 영 전압 및 정, 부의 dc-link 전압을 발생시킬 수 있으며, 최종 출력전압  $V_o$ 는 직렬로 연결된 각 H-bridge 인버터의 출력전압의 합이 된다. 그림에서 나타낸 스위칭 함수는 일반적으로 사용되는 스위칭함수에 의해 나타낸 각 인버터의 출력과 직렬로 연결된 최종출력전압이다.

그림 2는 4개의 H-bridge 인버터를 직렬로 연결하여 9레벨을 발생시킬 수 있는 HBML 타입의 다중레벨인버터의 구성과 이를 이용하여 정현적인 출력전압을 발생시키기 위한 동작원리를 나타내고 있다. H-Bridge 다중레벨 인버터에서 최상위레벨을 발생하는 스위칭 함수는 유일하게 존재하나, 그 밑의 레벨들은 다양한 스위칭 함수로 구현할 수 있다. 그러나 변압기를 사용하지 않은 다중레벨 인버터에서는 그림 2(b)와 같이 기본주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스파 방식을 사용한 스위칭 함수를 나타내고 있다. 그림 2(b)는 9개의 출력레벨을 갖는 HBML인버터의 각 인버터의 출력전압과 그 때의 최종 출력전압을 나타내고 있다. 그림에서 보듯이와 같이 각 인버터에서 출력을 제어할 수 있는 제어요소는 도통각(a)이다. 따라서 출력전압을 제어할 수 있는 요소는 각 인버터의 도통각인  $a_1, a_2, a_3, a_4$ 가 된다.



(a)



(b)

그림 2 9레벨 HBML 인버터의 구성 및 출력전압  
 (a)HBML 인버터의 구성, (b)HBML 인버터의 동작원리  
 Fig. 2 Configuration of HBML inverter & output voltage  
 (a)Configuration of HBML inverter  
 (b)Operational principle of HBML inverter

각 인버터의 도통각인  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 에 따라 출력전압의 실효치는 식 (1)과 같이 주어진다.

$$V_o = V_{DC} \sqrt{\frac{2}{\pi} (8\pi - \alpha_1 - 3\alpha_2 - 5\alpha_3 - 7\alpha_4)} \quad (1)$$

식 (1)에서 원하는 실효치를 만족하는 도통각  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 의 해는 유일하지 않고, 수없이 많이 존재할 수 있다. 따라서 동일한 실효치를 발생하면서 고조파 성분을 줄일 수 있는 도통각 결정이 필요하다. 각 인버터의 도통각인  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 에 따라 출력전압의 기본파 성분 및 고조파 성분을 분석하기 위해서 푸리에 급수의 전개가 필수적이며, 그림 1(b)의 파형을 보면 최종

출력전압 파형은 기함 수임으로 푸리에 급수의 계수는 식 (2)와 같다.

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_{DC} \sin(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} 2V_{DC} \sin(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} 3V_{DC} \sin(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_4}^{\frac{\pi}{2}} 4V_{DC} \sin(n\theta) d\theta \right]$$

$$= \frac{4V_{DC}}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) + \cos(n\alpha_4)] \quad (2)$$

식 (2)의 푸리에 급수에서 기본파 성분의 크기가 크며, 고조파성분의 크기가 적을 수 있도록 각 인버터의 도통각인  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 를 결정하여야 한다. 식 (2)로부터 기본파 성분의 실효치 및 고조파성분의 실효치는 식 (3) 및 식 (4)과 같이 주어진다.

$$V_1 = \frac{4V_{DC}}{\sqrt{2}\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4)] \quad (3)$$

$$V_h = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} b_n^2} \quad (4)$$

기본파 성분과 그 외 파형간의 모양의 근접도를 나타내는 수단인 전 고조파왜율(total harmonic distortion)은 다음 식과 같이 정의된다.

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_n^2}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{V_o}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (5)$$

식 (5)의 정의 식으로부터 THD를 구하면 다음과 같다.

$$T = \sqrt{\frac{\pi}{4} \cdot \frac{8\pi - \alpha_1 - 3\alpha_2 - 5\alpha_3 - 7\alpha_4}{\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4)} - 1} \quad (6)$$

### 2.2 EA method HBML 인버터의 스위칭함수

그림 3는 각 인버터의 도통각을 결정하는 스위칭 함수의 발생을 위한 기본 개념도이다. 각 레벨의 전압과 정현적인 지령전압과의 교점은 다음과 같다.

$$\theta_n = \sin^{-1}\left(\frac{n V_{DC}}{V_p}\right) \quad (7)$$

만일 식 (7)을 만족를 만족하는 n 번째의 교점이 존재하면 인버터의 도통각은 아래 수식으로 결정된다.

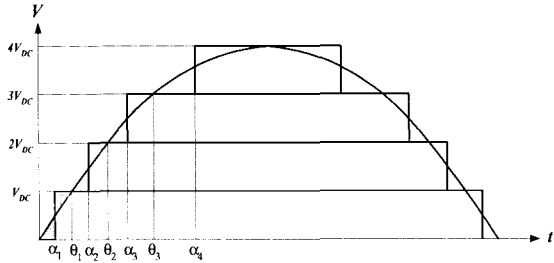


그림 3 THD 저감을 위한 스위칭 함수  
Fig. 3 Switching function for THD reduction

$$\alpha_n = \theta_n - \frac{1}{V_{DC}} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (V_P \sin(\theta) - nV_{dc})d\theta \quad (8)$$

단,  $\theta_0 = 0$

만일 식 (7)이 만족하지 않는다면 n 번째 인버터의 도통각은 아래 수식으로 결정된다.

$$\alpha_n = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2V_{DC}} \int_{\theta_{n-1}}^{\pi - \theta_{n-1}} (V_P \sin(\theta) - nV_{dc})d\theta \quad (9)$$

### 2.3 변압기와 결합된 HBML 인버터의 스위칭함수

HBML의 최대 단점은 독립된 dc-link 전원을 공급해야만 한다는 것이다. 또한 그림 2와 같이 4개의 H-Bridge 인버터를 사용한 HBML방식에서는 출력전압의 순시 최대치가 전원전압(VDC)의 4배를 초과할 수 없다. 이러한 조건은 낮은 전원전압을 사용하여 높은 출력전압의 발생이 필요로 하는 장치에는 별도의 승압용 전원장치가 부가적으로 필요하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 HBML인버터와 변압기를 결합한 방식의 인버터를 구성하였다. 4개의 H-Bridge 인버터와 변압기를 사용한 다중 레벨 PWM 인버터의 구성을 그림 4에 나타내었다. 그림 4의 다중레벨 인버터는 4개의 H-Bridge 모듈을 직류전원과 병렬로 연결하였고, 2차 측은 직렬로 결합된 4개의 변압기를 가진다. 그러므로 인버터의 출력전압은 직류전원전압과 변압기의 권수비(N)로 표현될 수 있다. 그림 4와 같은 다중레벨 인버터는 변압기를 사용함으로써 기존의 HBML 인버터와 달리 전원전압과 출력전압의 분리가 되는 절연형 HBML인버터가 되는 장점이 있다.

그림 4와 같은 변압기를 사용한 다중레벨 인버터에서 그림 2와 같은 기본주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스파 방식을 사용한 스위칭 함수를 사용할 경우 각 변압기 1차측에 인가되는 전압의 폭이 다르게 된다. 따라서 각 변압기 자속의 크기는 각 인버터의 스

위칭함수의 다르게 된다. 만일 정현적인 지령전압의 최대치인  $V_p$ 가 다중레벨의 최대치와 같다면 다음 수식이 성립한다.

$$V_p = NV_{dc} \quad (10)$$

여기서 N은 H-Bridge의 인버터 수를 나타내고 있다.

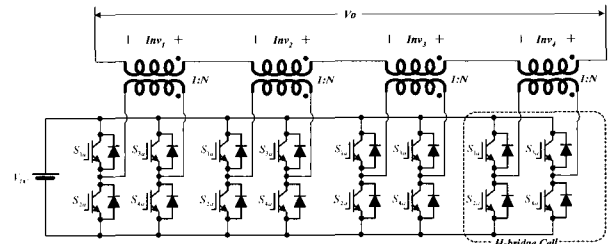


그림 4 변압기를 이용한 승압형 HBML 인버터의 구성  
Fig. 4 Configuration of boost type HBML inverter by using 4-transformers

스텝 펄스파 방식을 사용한 스위칭 함수를 사용할 경우 각 변압기의 자속 최대치는 아래와 같다.

$$\Phi_n = (\pi - 2\alpha_n) \frac{V_p}{N} \quad (11)$$

이러한 자속의 차이는 곧 변압기의 정격의 차이로 나타난다. 변압기의 정격이 다르게되면 변압기의 설계시 각각의 변압기를 설계하는 문제점이 있을 뿐만 아니라 각 H-Bridge의 전류정격이 다르게 된다. 특히 H-Bridge의 전류정격이 다름으로서 인버터의 설계 및 제작시 어려움이 있다. 따라서 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 변압기의 사이즈를 동일하게 할 수 있는 스위칭 방식을 제안한다. 제안된 스위칭 방식은 그림 5에 나타나있다.

그림 5(a)는 정의 지령전압에 대한 각 변압기에 인가되는 전압을 나타내고 있다. 제안된 방식은 스텝 펄스파 방식을 사용한 스위칭 함수를 기본으로 하여 각 레벨단위에서 각 변압기에 인가되는 전압적분이 같도록 세분화하여 스위칭함수를 발생하는 것이다. 위와 같이 변압기 이용률을 동일하게 스위칭 하는 방법은 다양하게 존재할 수 있으나, 그 기본법칙은 동일하게 된다. 우선 각 레벨이 인가되는 주기  $T_n$ 를 다시 인버터의 개수에 해당되는 세분화되는 주기를 나눈다.

$$T_{nm} = \frac{T_n}{N} \quad (12)$$

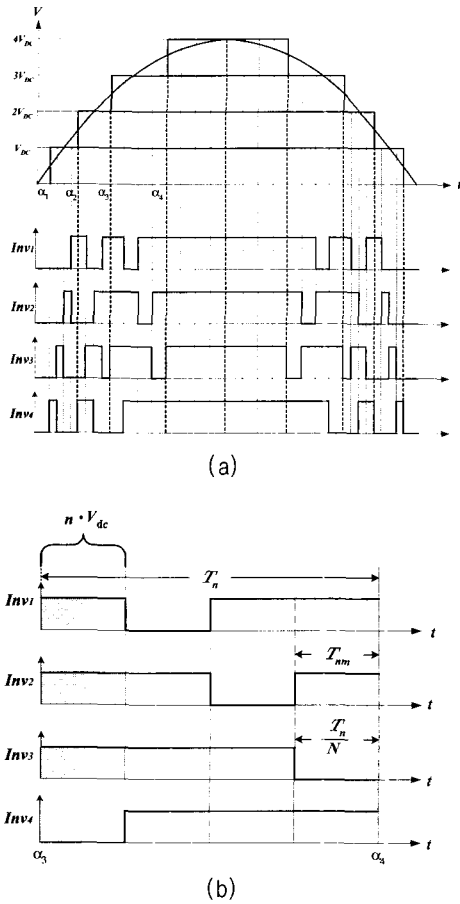


그림 5 동일한 변압기 정격을 사용한 승압형 HBML 인버터의 스위칭 함수  
 Fig. 5 The switching function of boost type HBML inverter using the same rating transformers

각 레벨  $n$ 이 인가되는 주기  $T_n$ 에서 인가되는 전압의 폭이 같기 위해서는  $n$ 개의 정의 전압이 나타나도록 각 레벨에서의 스위칭 구간을 변압기의 수와 같이 나누어 교번적으로 스위칭 하게 하였다. 스위칭 교변에 있어 그 순서는 스위칭의 상태가 변화가 적은 형태를 취하게 하였다. 이러한 스위칭 신호는 스위칭 변압기의 이용률을 동일하게 함과 동시에 스위칭 주파수를 적게 할 수 있다. 그림 5(b)는 4개의 H-Bridge를 사용하여 3레벨의 전압을 발생하는 스위칭 함수의 예를 도시한 것이다.  $N=4$ ,  $n=3$ 이므로 레벨의 주기를 4개의 세분화 주기로 나누고, 세분화된 주기에서 정의 전압이 인가되는 개수는 3개가 되도록 하고 스위치 상태변화가 최소가 되도록 하였다.

제안된 방식의 스위칭 방식을 사용할 경우 각 변압기의 최대 자속은 동일하며 그 값은 다음과 같다.

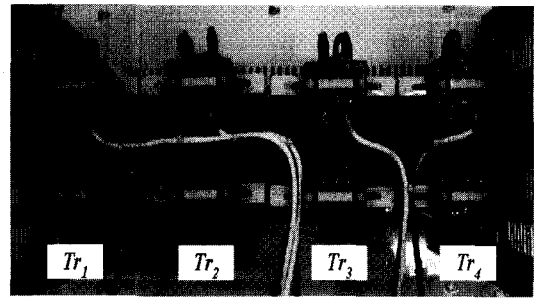
$$\Phi'_n = \frac{2 V_p}{N} \quad (13)$$

따라서 기존의 스위칭 방식에 대한 제안된 스위칭 방식에서 각 변압기의 최대 자속비는 다음과 같다.

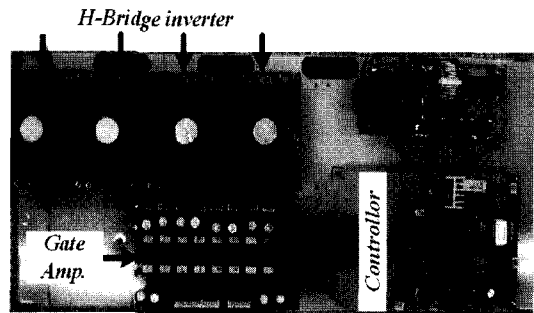
$$R_n = \frac{\Phi'_n}{\Phi_n} = \frac{2}{(\pi - 2\alpha_n)} \quad (14)$$

위 식에서 다중레벨의 수가 무한히 많다면 제일 하단의 변압기의 최대 자속비는  $2/\pi$ 가 된다.

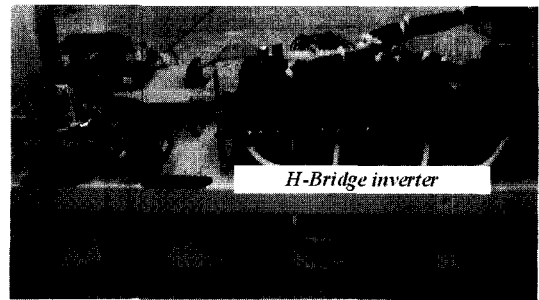
### 3. 실험결과



(a)



(b)



(c)

그림 6 제작된 시제품 인버터의 사진  
 Fig. 6 The photograph of prototype inverter

그림 6은 제작된 시작품 인버터의 사진으로 그 구성은 4개의 H-Bridge 인버터 부, 4개의 직·병렬 변압기 부, 게이트 앰프 부 및 프로세서로 구성된 제어 부로 나눌 수 있다.

그림 7은 4개의 변압기를 사용한 9레벨인버터에서 변조지수가 1일 때의 각 인버터의 상 신호를 나타내고 있다. 그림 8은 그림 7에서 나타난 각 인버터의 게이트 신호를 인가하였을 때의 직렬로 연결된 다중레벨인버터의 각 부 파형을 나타내고 있다. 제일 밑 파형은 변압기 한 개의 출력 파형이며, 그 위는 2개, 3개 및 4개의 직렬변압기의 출력 파형이다. 파형에서 알 수 있듯이 출력전압레벨은 9레벨로 양호하게 나타남을 알 수 있었다.

그림 9는 그림 8의에서 나타난 다중레벨 인버터의 최종 출력 파형인 제일 위 파형에 대한 고조파 분석결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 제 3 고조파 성분이 다소 존재하나 그 외의 고조파 성분은 거의 나타나지 않았다.

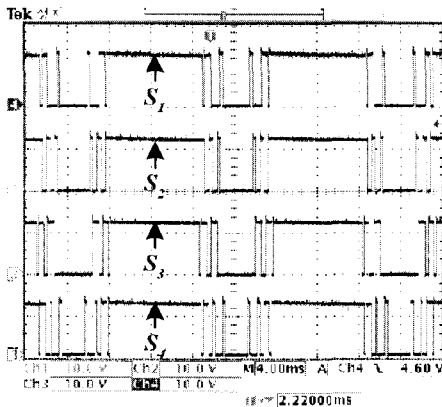


그림 7 각 인버터의 상 신호 파형  
Fig. 7 Each phase signal of inverter

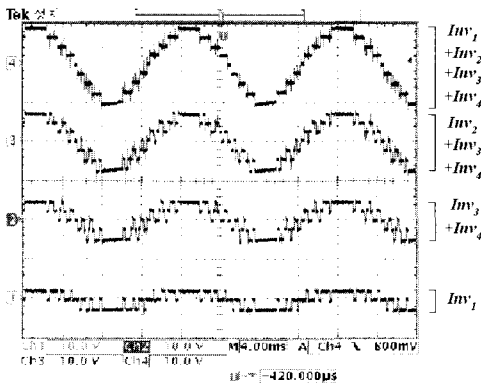


그림 8 다중레벨용 인버터의 각부 파형  
Fig. 8 Each terminal waveform of multi-level inverter

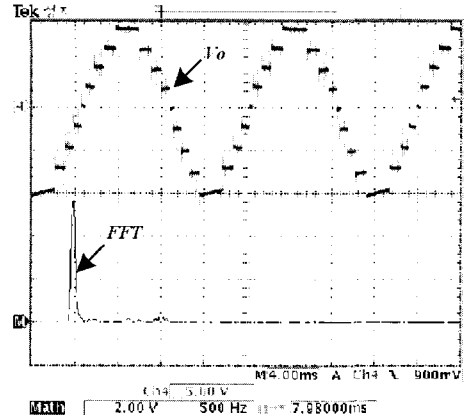


그림 9 출력전압 고조파분석  
Fig. 9 FFT analysis of the output voltage

#### 4. 결 론

본 연구는 기존의 HBML인버터가 독립된 직류전원이 필요한 단점과 각 독립전원의 합보다 높은 출력전압을 발생할 수 없는 단점을 극복하기 위하여 변압기와 결합된 HBML 인버터에 관한 것이다. 변압기 조합의 다중레벨 인버터시스템에서 발생하는 변압기 정격의 차이로 인한 변압기의 설계 및 H-Bridge 제작시 문제점을 극복하기 위해 변압기의 정격을 동일하게 할 수 있는 스위칭 방식을 제안하였다. 또한 제안된 스위칭 방식의 타당성을 이론적으로 해석하였으며, 4개의 변압기를 사용한 시작품 승압형 9레벨 인버터를 제작하여 실험을 행하였다.

이 논문은 2003년도 전남대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음

#### 참 고 문 헌

- [1] Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, McGraw-Hill, Inc., 1991.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: converters, applications, and design, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [3] B. K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, IEEE Press, 1997.
- [4] 박성준, 강필순, 박노식, 김철우, "변압기 직렬 결합을 이용한 새로운 멀티 레벨 인버터", 전력전자학회 논문지, 제 8권, 제 1호, PP. 9~16, 2003년 2월.

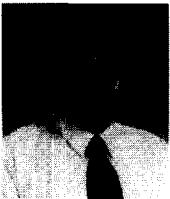
- [5] 박건태, 김태진, 강대욱, 현동석, "3상 NPC 인버터의 한 상 고장시 연속적인 운전을 위한 제어기법", *전력전자학회 추계학술대회 논문집*, pp. 6~10, 2003년 11월.
- [6] 김윤호, 문현욱, 김수홍, 광영찬, 원충연, "멀티레벨 컨버터를 기반으로하는 고효율 연료 전지 시스템의 전압강화 대책", *전력전자학회 학술대회 논문집*, pp. 696~700, 2003년 7월.

**저 자 소 개**



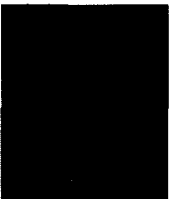
**박성준(朴晟濬)**

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공학박) 1996년 3월~2000년 2월 거제대학 전기과 조교수. 2000년 3월~2002년 8월 동명대학 전기과 조교수. 2002년 8월~현재 전남대 전기공학과 조교수.



**박노식(朴魯植)**

1959년 9월 7일생. 1989년 2월~2003년 3월 (주)한창트랜스 부설기술연구소 전력전자 팀장. 2003년 9월~현재 신기술창업(세아전자 사장). 현재 전남대 일반대학원 전기공학과 석사과정.



**강필순(姜弼淳)**

1973년 9월 5일생. 1998년 경상대 전기공학과 졸업. 2000년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 일본 오사카 대학 전기공학과 객원연구원.



**김광현(金坑憲)**

1960년 12월 27일생. 1983년 전남대 제어계측공학과 졸업. 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 전남대 전기공학과 교수.



**임영철(任永徹)**

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대 전기공학과 졸업. 1977년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년 오스트레일리아 모나시대학 Visiting Scholar. 현재 전남대 전기공학과 교수. 한국과학재단 지정 전남대 고품질 전자부품 및 시스템 연구센터(RRC) 소장. 영



**김철우(金喆禹)**

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당 학회 자문위원