

3상 변압기를 이용한 절연형 멀티레벨 인버터

金泰鎭[†], 宋成根[†], 朴晟濬^{**}, 金喆禹^{***}

Isolated Multi-level Inverter Using 3-Phase Transformers

Tae-Jin Kim, Sung-Geun Song, Sung-Jun Park and Cheul-U Kim

요약

본 논문에서는 3상 저주파 변압기를 이용한 절연형 멀티레벨 인버터를 제안한다. 제안된 인버터는 3상 절연형 변압기를 이용함으로써 비절연형 멀티레벨 인버터와 달리 단일 직류 전원을 사용할 수 있는 장점이 있으며, 기존의 단상 변압기를 이용한 3상 멀티레벨 인버터에 비하여 변압기의 수를 줄일 수 있다. 또한 출력 기본주파수와 동일한 스위칭 주파수로 동작하는 스위칭 각 제어 방식을 통하여 출력 전압의 저차 고조파 성분과 스위치 손실을 줄일 수 있었다. Matlab을 이용한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 방식의 타당성을 검증 하였다.

ABSTRACT

In this paper, we proposed the isolated multi-level inverter using 3-phase transformers. It makes possible to use a single DC power source due to employing low frequency transformers. In this inverter, the number of transformer could be reduced comparing with an exiting 3-phase multi-level inverter using single phase transformer. Also, using phase angle control method with switching frequency equal to output fundamental frequency, harmonics component of output voltage and switching losses can be reduced. Finally, we made a prototype inverter to clarify the proposed electric circuit and reasonableness of control signal.

Key Words : H-Bridge, Multi-level inverter, 3-Phase transformer, CHML

1. 서론

최근 인버터 출력의 고조파 성분을 제거하기 위해 인버터 자체에서 발생하는 고조파 성분을 최대한 억제 하려는 연구가 활발히 진행되고 있으며, 이러한 시도

중에서 대표적인 것이 멀티레벨 인버터이다. 멀티레벨 인버터는 낮은 동작주파수로 고조파성분을 감소시킬 수 있으며, 높은 전압 정격을 실현할 수 있는 장점을 갖고 있다. 이러한 특성은 기존의 PWM기법 인버터의 단점을 극복할 수 있는 대안으로 산업체의 적용이 활발해지고 있으며, 현재 새로운 변환기 영역으로 인정 받고 있다^{[1]-[5]}. 멀티레벨 인버터는 크게 플로팅 상태의 분리된 커패시터를 이용하여 출력 레벨을 형성하는 Flying Capacitor Circuit (FCC), 다이오드클램프 방식을 적용하여 출력 레벨을 형성하는 Diode Clamped Circuit (DCC), 절연된 풀-브리지 형태를 모듈화 하여

[†]교신저자 : 정회원, 전남대 전기공학과 박사과정

E-mail : fid_111@naver.com

^{*}정회원, 전기연구원 신재생에너지연구그룹 선임연구원

^{**}정회원, 전남대 전기공학과 조교수

^{***}정회원, 부산대 전자전기통신공학부 교수

접수일자 : 2006. 12. 26

1차 심사 : 2007. 2. 1

2차 심사 : 2007. 2. 16

심사완료 : 2007. 2. 23

결합시킨 Isolated H-bridge Circuit (IHC) 형태의 세 가지로 구분될 수 있다^{[1]-[5]}. 일반적으로 이들 회로는 저전압 스위칭 소자를 이용하여 고전압을 형성하는데 그 주안점을 두고 있으며, 직렬로 연결된 스위치들이 연속적으로 스위칭 되어 요구되는 출력 전압을 계단 형태로 생성하게 된다. FCC 타입 멀티레벨 인버터는 비교적 적은 소자로 멀티 레벨을 구성할 수 있다는 장점을 가지지만 다수의 커패시터로 인한 전체 시스템 부피가 증가하는 단점이 있다. DCC 타입 멀티레벨 인버터는 각 레벨의 생성을 위해서 다수의 커패시터와 다이오드가 필요하며, DC 링크 커패시터의 전압 균형을 위한 제어가 필요하므로 복잡한 PWM 제어가 요구된다^{[3],[9]}. IHC 타입 멀티레벨 인버터는 저압의 H-Bridge 형태의 회로를 직렬로 연결하여 독립된 DC 링크 단을 가지는 셀들로 구성되어 모듈화 설계가 가능하나 각 H-Bridge마다 독립된 전압을 공급해야하는 문제점이 있다^{[3],[4],[7]}.

본 논문은 단일 직류전원을 사용하는 3상 변압기 타입 멀티레벨 인버터에 관한 것으로 절연 변압기를 3상 저주파 변압기를 이용하여 전압을 적층하는 새로운 방식의 3상 변압기 절연형 H-Bridge 멀티레벨 인버터 (IHCML, Isolated H-Bridge Cascade Multi Level)를 제안 한다. 제안된 방식은 3상 변압기를 이용하므로 기존의 단상 변압기를 이용하여 구현하는 방식^{[8],[10]}보다 변압기 수를 감소시킬 수 있어 경제적이며 효율적인 인버터의 구현이 가능하다. 또한 각 H-Bridge 인버터의 스위칭 주파수가 출력 전압 기본파 주파수와 동일하게 스위칭 하면서 저차고조파 성분을 최적으로 제거하기 위해 각 스위치의 스위칭 각은 구간별로 Newton-Rapson법을 사용하여 결정하였으며, 이를 근거로 한 구간별 선형화 방법을 통한 전 영역에 대한 스위칭 각을 구현하였다. 제안된 IHCML은 Matlab을 이용한 시뮬레이션과 실험실 차원의 실물 제작을 통하여 그 타당성을 검증 하였다.

2. 3상 변압기 절연형 H-Bridge 멀티레벨 인버터

2.1 H-Bridge 타입 멀티레벨 인버터의 구조

멀티레벨 인버터로 일반적으로 사용되는 것은 HBML 인버터이다. 그림 1은 4개의 H-bridge 인버터를 직렬로 연결하여 9레벨을 발생할 수 있는 HBML 타입의 멀티레벨인버터의 구성과 그 동작원리를 나타내고 있다. HBML 인버터는 저압 H-bridge를 직렬로

연결되며 독립된 dc-link를 갖는 단위 셀로 구성된다. 각 H-bridge 인버터는 스위칭함수에 따라 영 전압 및 정, 부의 dc-link 전압을 발생할 수 있으며, 최종 출력 전압 V_o 는 직렬로 연결된 각 H-bridge 인버터의 출력 전압의 합이 된다. 그림 1에 나타낸 스위칭 함수는 일반적으로 사용되는 스위칭함수에 의해 나타난 각 인버터의 출력과 직렬로 연결된 최종 출력 전압이다. 그림 1에서 보는 바와 같이 각 인버터에서 출력을 제어할 수 있는 제어요소는 각 인버터의 스위칭 각인 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 가 된다. 그러나 이러한 구성의 멀티레벨 인버터는 H-bridge수와 동일한 독립된 직류전원이 필요하다라는 단점이 있다.

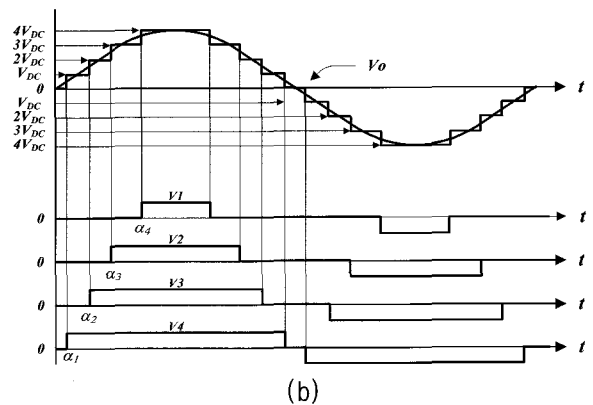
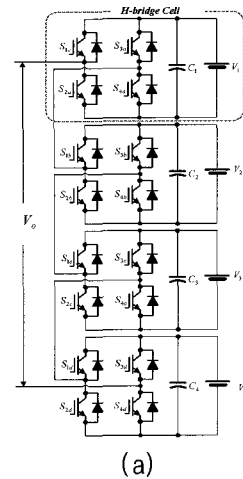


그림 1 9-레벨 HBML 인버터의 구성 및 출력 전압
(a) HBML 인버터의 구성
(b) HBML 인버터의 동작원리

Fig. 1 The configuration of 9-level HBML inverter & output voltage
(a) Configuration of HBML inverter
(b) The operation principle of HBML inverter

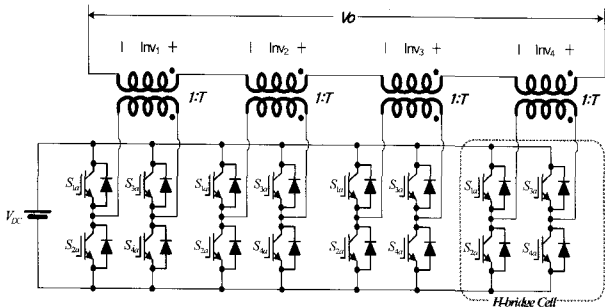


그림 2 변압기를 이용한 승압형 HBML 인버터의 구성
Fig. 2 The configuration of boost type HBML inverter using 4-transformers

그림 1과 같이 4개의 H-Bridge 인버터를 사용한 HBML방식에서는 출력 전압의 순시 최대치가 전원전압의 4배를 초과할 수 없다. 이러한 조건은 낮은 전원전압을 사용하여 높은 출력 전압의 발생이 필요로 하는 장치에는 별도의 승압용 전원장치가 부가적으로 필요하게 된다.

그림 2의 멀티레벨 인버터는 4개의 H-Bridge 모듈을 직류전원과 병렬로 연결하였고, 2차 측은 직렬로 결합된 4개의 변압기로 구성되어 있다. 그러므로 인버터의 출력 전압은 직류전원전압과 변압기의 권수비 (T)로 표현될 수 있다. 그림 2와 같은 멀티레벨 인버터는 변압기를 사용하므로 기존의 HBML인버터와 달리 전원전압과 출력 전압의 분리가 되는 절연형 HBML인버터가 되는 장점이 있다. 그러나 이와 같은 변압기 타입의 멀티레벨 인버터를 사용하여 3상 멀티레벨 인버터로 구성할 경우 각상에 동일한 변압기가 사용되어야 함으로 변압기의 수의 증대가 큰 문제점으로 되고 있다.

2.2 3상 IHCML 인버터

2.2.1 3상 IHCML 인버터 구조

본 논문에서 제안한 3상 IHCML 인버터의 구조는 그림 3과 같이 단일 직류 전원을 사용하며, 전압 적층을 위해 3상 저주파 변압기를 사용하는 구조로 되어 있다. 제안된 인버터는 3상 변압기를 이용하므로 단상 변압기를 이용한 경우 보다 변압기 수를 줄이 수 있으며, 변압기 이용률이 증가함으로 부피도 줄일 수 있어 저렴한 인버터 구현이 가능하다. IHCML 인버터의 변압기 1차측은 상별로 H-Bridge 인버터에 연결되어 있어 V_{DC} , 0 , $-V_{DC}$ 의 전압 레벨을 갖게 되며, 변압기 2차측은 전압을 적층하기 위해 각 상별로 직렬 연결되어 있다. 또한 각 상별 변압기 출력은 3상 변압

기의 3고조파 성분을 제거하기 위해 Δ 결선을 하였다.

그림 4는 3개의 변압기를 사용한 경우에 대해 3상 IHCML 인버터를 간단히 표현한 것으로 상별 IHCML 인버터는 3상 변압기를 그림 3에서 표현한 바와 같이 입력은 3상이고 출력은 한상을 가지고 있는 것으로 생각을 할 수 있으며 전압을 적층하기 위해 출력을 직렬로 연결한 구조로 생각할 수 있다.

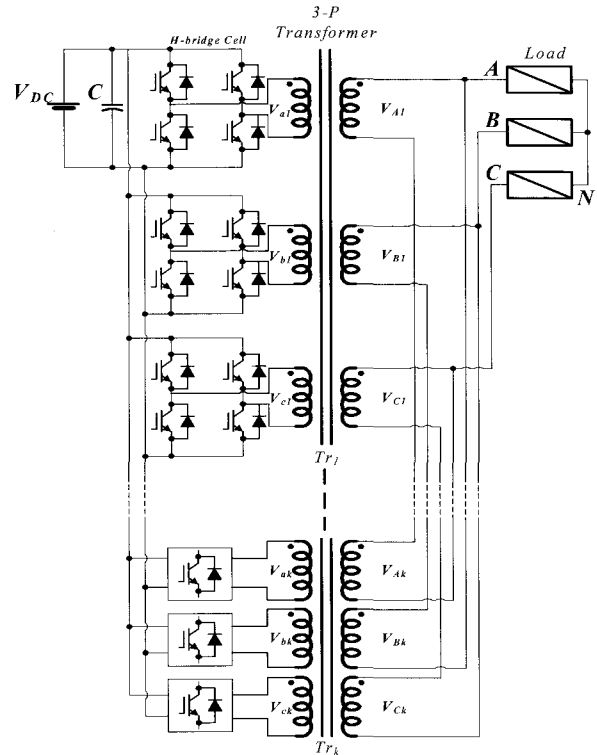


그림 3 제안된 3상 IHCML 인버터 구조
Fig. 3 The structure of proposed 3-Phase IHCML inverter

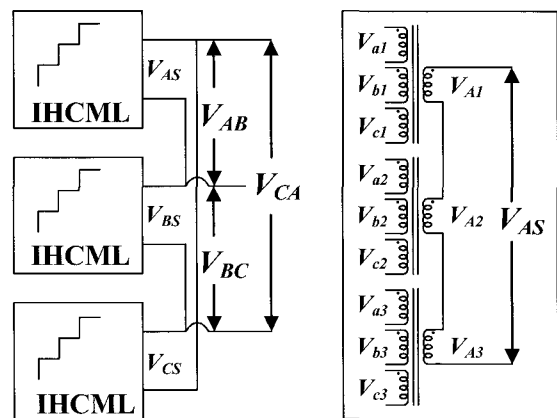


그림 4 3상 IHCML 인버터 개념도
Fig. 4 Simplified structure of 3-Phase IHCML inverter

이와 같은 구조로 인해 상별로 독립적인 표현이 가능하다. 그림 3에서 전압 V_{ak} , V_{bk} , V_{ck} 는 k 번째 변압기에 연결된 H-Bridge 인버터의 출력 전압을 나타내며, V_{Ak} , V_{Bk} , V_{Ck} 는 상별 변압기 출력 전압을 나타내고 있다. 따라서 3상 변압기의 입력과 출력 전압은 다음 식을 만족한다.

$$\begin{bmatrix} V_{Ak} \\ V_{Bk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} = \frac{T}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} \quad (1)$$

위 식에서 T 는 변압기 1, 2차 측의 변압비 (n_2/n_1)를 나타내며, 만약 입력전압이 3상평형이면 다음 식과 같이 각상 전압의 합은 0이 된다.

$$V_{ak} + V_{bk} + V_{ck} = 0 \quad (2)$$

이 경우 변압기 출력 전압은 식 (1), (2)를 이용하여 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{Ak} \\ V_{Bk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} \quad (3)$$

즉, 변압기 상별 출력 전압은 상별 입력전압에 변압기 턴수비를 곱한 값이 된다. 그러나 IHCML 인버터의 경우 변압기 1차측 전압 V_{ak} , V_{bk} , V_{ck} 는 각각 독립된 H-Bridge에 연결되어 V_{DC} , 0, $-V_{DC}$ 의 전압 레벨을 갖기 때문에 항상 3상 평형이 되지 않으므로 식 (3)은 성립하지 않고 식 (1)에 의해서만 표현이 가능하다. IHCML 인버터의 출력 전압은 각 변압기의 출력 전압을 직렬로 연결한 것이므로 다음 식 (4)에 의해 선간 전압 V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} 으로 표현이 가능하다.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{A1} + V_{A2} + \dots + V_{Ak} \\ V_{B1} + V_{B2} + \dots + V_{Bk} \\ V_{C1} + V_{C2} + \dots + V_{Ck} \end{bmatrix} \quad (4)$$

위 식에서 볼 수 있듯 3상 IHCML 인버터의 선간 전압은 각 변압기 출력 전압의 합으로 표현이 가능하

며 다음과 같이 간략히 정의 된다.

$$\begin{aligned} V_{AS} &= \sum_{i=1}^k V_{Ai} \\ V_{BS} &= \sum_{i=1}^k V_{Bi} \\ V_{CS} &= \sum_{i=1}^k V_{Ci} \end{aligned} \quad (5)$$

2.2.2 3상 IHCML 인버터 출력

그림 5는 k 번째 3상 변압기의 상별 변압기 입력 전압과 A 상의 출력 전압을 도식한 것으로 변압기 입력 전압은 H-Bridge의 출력에 해당한다. 그림 5에서 볼 수 있듯 H-Bridge의 스위칭 주파수는 기본 주파수와 같으며, b , c 상은 a 상에 대해 각각 120° 뒤지거나 앞서게 스위칭 하므로 제어 할 수 있는 요소는 스위칭 각 α_k 만 있다. k 개의 변압기를 사용하는 경우 제어 가능한 스위칭 각은 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ 이 있으며 이를 적절히 조절하면 변압기 출력 전압을 제어 할 수 있다^[2]. 또한 H-Bridge의 소호각은 $\pi/2$ 에 대해 대칭이어야 하므로 $\pi - \alpha_1, \pi - \alpha_2, \dots, \pi - \alpha_k$ 가 된다. 스위칭 각의 제어 범위는 $0 \leq \alpha_k \leq \pi/2$ 이나 앞에서 언급한 바와 같이 변압기 입력이 3상 평형을 이루지 못하므로 3상 변압기 출력 전압은 식 (1)에서 표현한 바와 같이 a, b, c 상 전압의 조합으로 형성되며, 스위칭 각에 따라 변압기 출력 전압은 모두 세 가지 경우가 있다. 그림 5(a)는 스위칭 각 α_k 의 범위가 $0 \leq \alpha_k \leq \pi/6$, (b)는 $\pi/6 \leq \alpha_k \leq \pi/3$, (c)는 $\pi/3 \leq \alpha_k \leq \pi/2$ 인 경우 각 상의 스위칭 패턴 및 3상 변압기의 출력 전압을 도식한 것으로 이 경우 변압비 T 는 모두 1로 가정한 경우이다. 각 경우에 대해 A 상의 출력 전압 V_{Ak} 는 대칭이며, 기함수이므로 푸리에 급수 전개를 하면 다음과 같다.

$$V_{Ak} = \sum_{n=1}^{\infty} b_{nk} \sin(n\theta) \quad (6)$$

위 식에서 상수 b_{nk} 는 스위칭 각에 따라 다음 식 (7)~(9)와 같이 전개된다.

case 1: $0 \leq \alpha_k \leq \pi/6$

$$\begin{aligned}
 b_{nk} &= \frac{4V_{DC}}{\pi} \left[\frac{2}{3} \int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_k} \sin(n\theta) d\theta \right. \\
 &\quad + \frac{3}{3} \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha_k}^{\frac{\pi}{3}+\alpha_k} \sin(n\theta) d\theta \\
 &\quad \left. + \frac{4}{3} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} \sin(n\theta) d\theta \right] \\
 b_{nk} &= \frac{4V_{DC}}{n\pi} \cos(n\alpha_k) \tag{7}
 \end{aligned}$$

case 2: $\pi/6 \leq \alpha_k \leq \pi/3$

$$\begin{aligned}
 b_{nk} &= \frac{4V_{DC}}{\pi} \left[\frac{1}{3} \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha_k}^{\alpha_k} \sin(n\theta) d\theta \right. \\
 &\quad + \frac{3}{3} \int_{\alpha_k}^{\frac{2\pi}{3}-\alpha_k} \sin(n\theta) d\theta \\
 &\quad \left. + \frac{2}{3} \int_{\frac{2\pi}{3}-\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} \sin(n\theta) d\theta \right] \\
 b_{nk} &= \frac{4V_{DC}}{n\pi} \cos(n\alpha_k) \tag{8}
 \end{aligned}$$

case 3: $\pi/3 \leq \alpha_k \leq \pi/2$

$$\begin{aligned}
 b_{nk} &= \frac{4V_{DC}}{\pi} \left[\frac{1}{3} \int_{\alpha_k-\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}-\alpha_k} \sin(n\theta) d\theta \right. \\
 &\quad \left. + \frac{2}{3} \int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} \sin(n\theta) d\theta \right] \\
 b_{nk} &= \frac{4V_{DC}}{n\pi} \cos(n\alpha_k) \tag{9}
 \end{aligned}$$

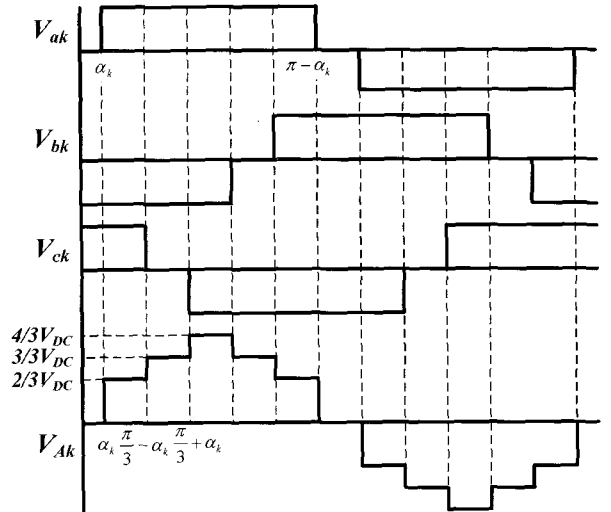
위 식에서 $n = 1, 5, 7, 11 \dots l-2, l$ 이다.

위의 식에서 확인 할 수 있듯 각 경우에 대한 푸리에 급수 전개 결과가 모두 같으므로 스위칭 각 범위 $0 \leq \alpha_k \leq \pi/2$ 에서 식 (6)의 b_{nk} 가 일정한 값을 갖는다는 것을 확인 할 수 있다. 이와 같은 과정은 식 (10)을 이용해 다음과 같이 증명이 된다. 변압기 1차측 전압 V_{ak}, V_{bk}, V_{ck} 를 푸리에 변환 하면 다음과 같다.

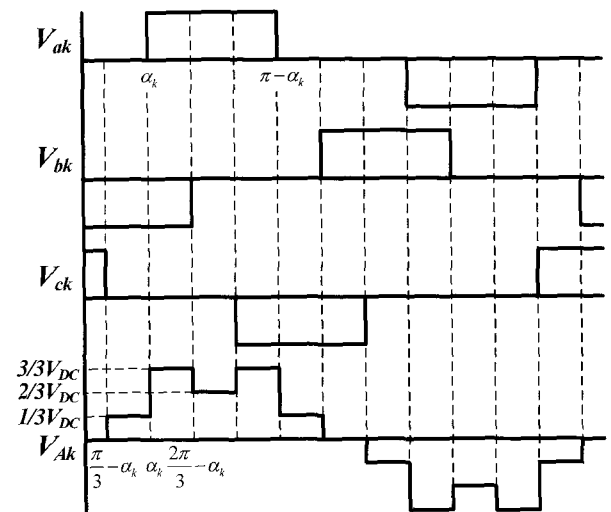
$$\begin{aligned}
 V_{ak} &= \sum_{n=1}^{\infty} b_{nk} \sin(n\theta) \\
 V_{bk} &= \sum_{n=1}^{\infty} b_{nk} \sin(n\theta - \frac{2n\pi}{3}) \\
 V_{ck} &= \sum_{n=1}^{\infty} b_{nk} \sin(n\theta + \frac{2n\pi}{3}) \tag{10}
 \end{aligned}$$

단 위의 $n = 1, 3, 5 \dots l-2, l$ 이다.

위 식에서 계수 b_{nk} 은 V_{ak} 가 반파 대칭 이면서, 기함수이므로 다음과 같다.



(a) Case 1



(b) Case 2

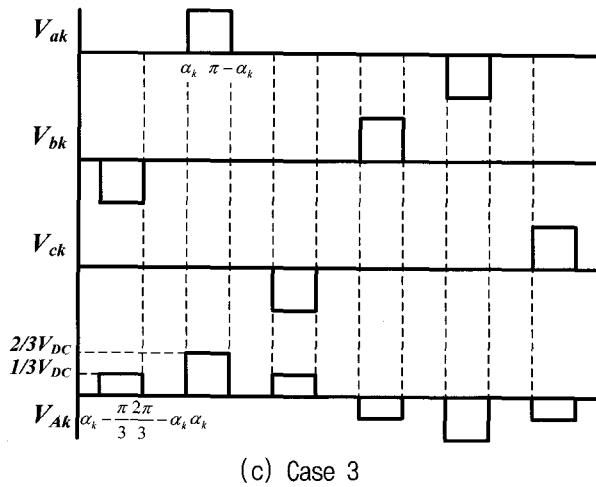


그림 5 스위칭 각에 따른 변압기 출력 전압 파형
Fig. 5 Waveform of transformer by switching angle

$$b_{nk} = \frac{4V_{DC}}{n\pi} \cos(n\alpha_k) \quad (11)$$

식 (1), (10)을 이용하여 A 상의 출력 전압 V_{Ak} 를 표현하면 다음과 같다.

$$V_{Ak} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\theta) - \frac{1}{3} \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left(\sin(n\theta) + 2 \sin(n\theta) \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right) \right) \quad (12)$$

$$\text{if, } n = 3, 9 \dots 3(l-2), 3l \quad V_{Ak} = 0 \quad (13)$$

$$\text{if, } n = 1, 5, 7, 11 \dots l-2, l \quad V_{Ak} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\theta) \quad (14)$$

이 되므로 k 번째 변압기의 출력 전압 V_{Ak} 는 차수 $n = 1, 5, 7, 11 \dots l-2, l$ 에 대해서만 존재한다. 이상에서 알 수 있듯 3상 인버터의 경우 출력측에 3의 배수 고조파 성분은 출력되지 않는다.

2.2.3 스위칭 신호발생

IHCML 인버터는 변압기 출력을 각 상별로 직렬연결 하므로 인버터의 출력 전압은 각 변압기의 합으로 표현이 가능하며 앞에서 언급한 바와 같이 각 변압기

의 출력 전압은 스위칭 각 범위 $0 \leq \alpha_k \leq \pi/2$ 에서 무관하게 정의 되므로 3상 변압기를 3개 사용한 경우 IHCML 인버터의 출력 전압은 다음 식 (15)과 같다.

$$V_{AS} = \frac{4V_{DC}}{n\pi} (\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)) \quad (15)$$

$$\text{단, } 0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \pi/2$$

위 식에서 알 수 있듯 인버터 출력 전압 제어는 스위칭 각 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 을 제어함으로써 가능하므로 기본파 성분을 만족 하면서 특정 고조파 성분을 제거 하도록 스위칭 각을 제어 할 수 있다^[2]. 위 식에서 3개의 스위칭 각 제어가 가능하므로 기본파 성분 제어와 동시에 2개의 고조파 성분을 제거 가능하며, 앞에서 언급한 바와 같이 3의 배수 고조파 성분은 출력에 나타나지 않으므로 본 논문에서는 5, 7차 고조파 성분을 제거 하였다. 기본파 성분을 만족하며 5, 7차 고조파 성분을 제거하기 위한 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) &= \frac{3m\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) &= 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) &= 0 \end{aligned} \quad (16)$$

위 식에서 m 은 변조비를 나타낸다.

위 비선형 방정식은 Newton-Rapson법과 같은 반복법에 의해 계산이 가능하나 실시간 계산은 거의 불가능 하므로 본 논문에서는 변조비를 0.1에서 1.0까지에 대해 0.1 단위로 10개에 대해 스위칭 각을 미리 계산하고 계산된 변조비 사이의 스위칭 각은 1차 함수를 이용하여 계산 하였다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과

그림 6은 표 1에서 계산된 스위칭 각을 이용하여 변조비 0.9, 직류전압 100V, 변압비 1로 가정한 경우 A 상의 출력 V_{AS} 와 각 변압기의 A 상 출력을 Matlab 를 이용하여 시뮬레이션 한 결과로 첫 번째 변압기의 스위칭 각 α_1 은 17.5°, 소호각은 162.5°로 그림 6(b)에 해당하며, 두 번째 변압기의 스위칭 각 α_2 는 43.1°, 소호각은 136.9°로 그림 6(c), 세 번째 변압기의 스위칭

각 α_3 는 64.1° , 소호각은 115.9° 로 그림 6(d)의 경우에 해당한다. 그림에서 V_{A1} , V_{A2} , V_{A3} 는 각 변압기별 A상 출력 전압을 V_{AS} 는 변압기를 직렬 연결한 인버터 A상 출력을 나타내며, V_{A-ref} 는 지령 전압을 나타낸다.

표 1 변조비별 스위칭 각
Table 1 Switching angles by modulation index

변조비(m)	α_1	α_2	α_3
0.1	76.4	-	-
0.2	61.9	-	-
0.3	50.2	86.2	-
0.4	44.2	74.3	-
0.5	40.8	65.8	89.4
0.6	39.4	58.6	83.1
0.7	38.3	53.9	74.0
0.8	29.2	54.4	64.5
0.9	17.5	43.1	64.1
1.0	11.7	31.2	58.6

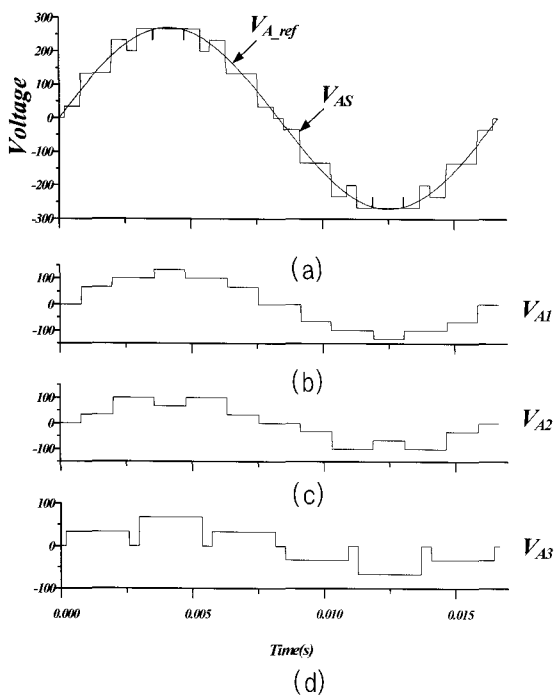


그림 6 변조비 0.9인 경우 시뮬레이션 결과
Fig. 6 Simulation results with modulation 0.9

표 1은 변조비를 0.1에서 1.0까지 0.1단위에 대해 Newton-Rapson법을 이용하여 스위칭 각을 계산한 결과이다.

그림 7은 변조비를 0.1에서 1.0까지 변화시킨 경우 Newton-Rapson법을 이용한 각 H-Bridge의 스위칭 각과 표 1과 같이 미리 계산된 10개의 스위칭 각을 이용하여 구간별 1차 선형화를 통해 계산한 스위칭 각을 도식한 것으로 거의 모든 영역에서 큰 차이가 없음을 확인 할 수 있다.

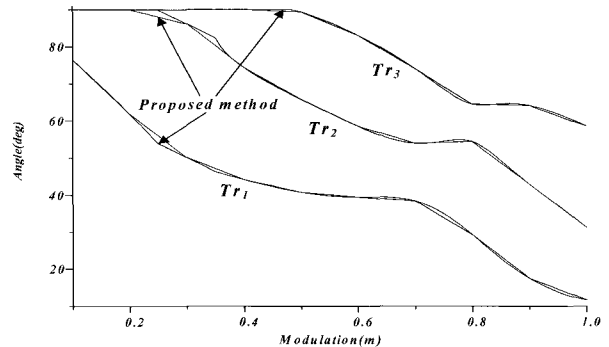


그림 7 변조비에 따른 변압기별 스위칭 각
Fig. 7 Switching angles of transformers by different modulation

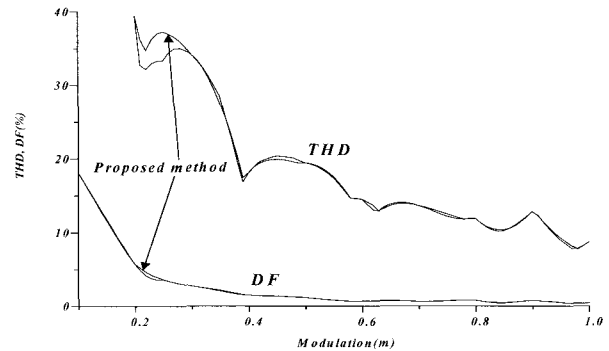


그림 8 변조비에 따른 인버터 출력 THD, DF
Fig. 8 Output voltage THD and DF by different modulation

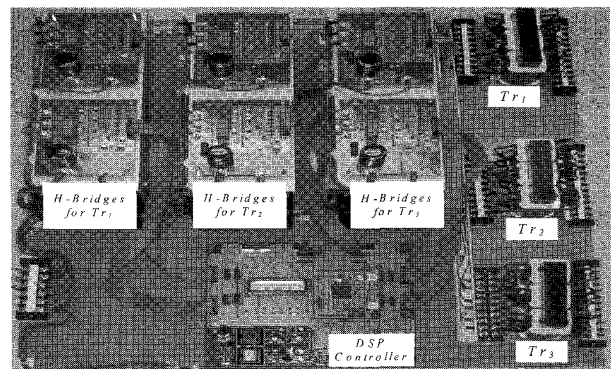
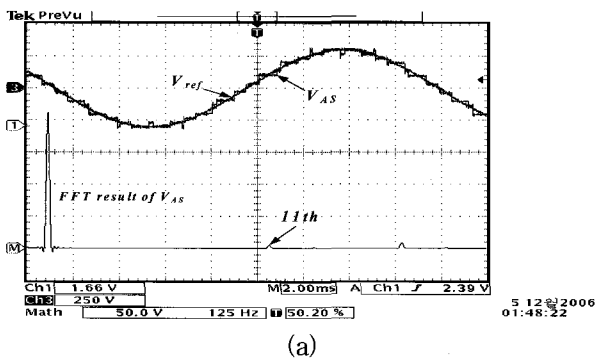


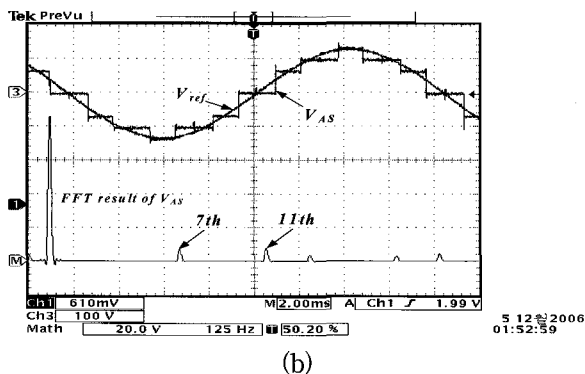
그림 9 3상 IHCML 인버터 프로토타입
Fig. 9 Prototype 3-Phase IHCML inverter

그림 8은 실제 스위칭 각과 계산된 스위칭 각에 대한 인버터 출력 전압에 대한 THD(Total Harmonic Distortion)와 DF(Distortion Factor)를 나타낸 것으로 변조비 0.2부근을 제외하고는 결과에 큰 차이가 없음을 확인 할 수 있다. 이와 같은 차이는 변조비 0.2부근에 결과 값을 더 추가하여 계산하면 된다.

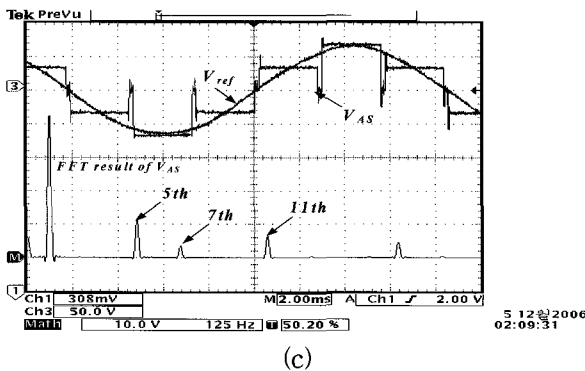
제안된 3상 IHCML 인버터의 타당성을 검증하기 위해 그림 9과 같은 3상 변압기 3개와 IPM 6개를 이용하여 실험실 차원의 실제 IHCML 인버터를 제작하여 실험을 수행 하였다. 제어는 DSP 2812를 이용하여 수행하였으며 다수의 스위치 제어를 위해 레지스터를 이용하였다.



(a)



(b)



(c)

그림 10 변조비에 따른 인버터 지령 전압, 출력 전압 및 FFT 분석 파형

(a) 변조비 1.0, (b) 변조비 0.4, (c) 변조비 0.2

Fig. 10 Waveform of inverter reference voltage, output voltage and FFT at

(a) modulation 1.0, (b) modulation 0.4, (c) modulation 0.2

그림 10은 각각 변조비를 1.0, 0.4, 0.2로 한 경우의 인버터 지령전압과 출력 전압 파형 및 출력 전압의 FFT 수행 결과파형이다. 표 1에서 확인 할 수 있듯 변조비 1.0에서는 3개의 H-bridge 인버터의 제어각을 사용함으로써 기본파 성분 크기 및 5, 7고조파 성분을 제거 할 수 있으며, 변조비가 0.4인 경우는 3개의 H-bridge 인버터 중 두 개의 제어각만 사용함으로써 기본파 성분 크기 제어와 5고조파 성분을 제거 할 수 있으며, 변조비 0.2는 한 개의 제어각만 사용함으로써 기본파 성분 크기 제어만 할 수 있다.

그림 10(a)는 변조비 1.0의 경우로 5, 7 고조파 성분이 제거 되어 있음을 볼 수 있고, 그림 10(b)는 변조비 0.4의 경우로 5고조파 성분만 제거 되었으며, 그림 10(c)는 변조비 0.2인 경우로 5, 7고조파 성분이 모두 제거 되지 않음을 확인 할 수 있다. 그림 10에서 알 수 있듯이 제안된 다중레벨인버터의 구조에서 각 상별 변압기 출력을 Δ 결선을 한 결과 변조비에 관계없이 출력 전압에 3의 배수 고조파 성분은 출력되지 않았다. 이와 같이 Newton-Rapson법을 이용한 특정고조파 성분제거 기법은 출력 전압이 클수록 인버터 출력 전압의 THD를 개선 시켜 전원의 품질을 향상 시킬 수 있다.

그림 11은 변조비를 1.0으로 한 경우 인버터 A상 출력 전압 파형 및 각 A상 스위치의 스위칭 파형으로 스위칭 주파수가 기본파 성분과 같음을 확인 할 수 있다.

그림 12는 변조비를 1.0으로 한 경우의 인버터 출력 전압 및 부하를 Y-결선한 경우의 상전압 파형과 FFT 결과를 나타낸다.

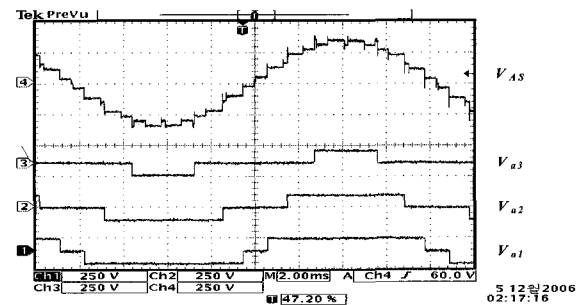


그림 11 변조비 1.0의 인버터 출력 전압 및 암 출력파형
Fig. 11 Output voltages of inverter and arms

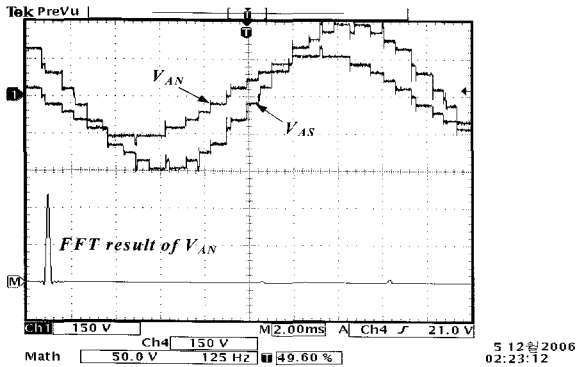


그림 12 인버터 출력 전압 및 Y-결선한 부하 상전압
Fig. 12 Output voltage of inverter and phase-to-neutral voltage of load

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 저주파 3상 변압기를 이용한 3상 변압기 절연형 H-Bridge 멀티레벨 인버터를 제안하였으며, 시뮬레이션 및 프로토타입을 제작하여 제안한 방식의 타당성을 검토 하였다. 또한 Newton-Rapson법을 근거로 한 구간별 선형화 방법을 통한 전 영역에 대한 스위칭 각을 구현하였다. 이와 같은 제안된 멀티레벨 인버터의 구성 및 스위칭 방식의 장점을 요약하면 다음과 같다.

- 1) 동일 변압기를 이용하므로 효율적이며 경제적임.
- 2) 3상 변압기를 이용함으로 변압기 이용률 증대 및 부피 감소
- 3) 절연 변압기를 사용함으로 단일 직류 전원 사용
- 4) 스위칭 주파수가 작으므로 대용량에 적합하며 스위칭 과도손이 거의 없음.
- 5) 전압 적층 방식이므로 고전압 형성 시 EMI 문제가 적음
- 6) 출력 전압의 특정 고조파 제거를 위해 Newton-Rapson법을 이용 하였으며, 연속 제어를 위한 구간 별 스위칭 각 선형화.

또한 제안된 방식의 단일 직류전원을 사용하는 변압기 절연형 H-Bridge 멀티레벨 인버터는 출력전원 주파수와 동일한 스위칭 주파수로 동작하는 기존의 스위칭 방식을 그대로 사용 가능함을 확인 하였다.

참 고 문 헌

- [1] K.A. Corzine, M.W. Wielebski, F.Z. Peng and J. Wang, "Control of Cascaded Multi-Level Inverters", Electric Machines and Drives Conference, Vol. 3, 2003, pp.1549~1555.
- [2] Tolbert, L.M., Fang Zheng Peng and Habetler, T.G., "Multilevel converters for large electric drives" Industry Applications, IEEE Transactions, Vol. 35, 1999, pp.36~44.
- [3] Fu-San Shyu and Yen-Shin Lai, "Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter" Power Electronics, IEEE Transactions, Vol. 17, 2002, pp.332~341.
- [4] Timothy L. S. "THE POWER ELECTRONICS HANDBOOK Industrial Electronics Series", Chap 6
- [5] Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, "Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters", Industry Applications, IEEE Transactions, Vol. 32, 1996, pp.509~517.
- [6] Fu-San Shyu, Yen-Shin Lai, Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter, IEEE Trans. Vol 17, No3 May 2002.
- [7] Lipo, T.A. and Menjrekar, M.D. "Hybrid Topology for Multi-Level Power Conversion", U.S. Patent Number 6,005,788, 1999.
- [8] 송성근, 이상훈, 남해근, 박성준, 이만형, "위상 변위 제어 기법을 이용한 저주파 다중레벨 스위칭 방식", 전력전자학회 논문지, 2006년 12월, 제 11권 6호, pp.520~528.
- [9] 김윤호, 문현욱, 김수홍, 곽영찬, 원충연, "멀티레벨 컨버터를 기반으로하는 고출력 연료 전지 시스템의 전압강화 대책", 전력전자학회 학술대회 논문집, 2003년 7월, pp.696~700.
- [10] 박성준, 송성근, 우토, 이상훈, 조수익, 문채주, 김철우, "공통암을 이용한 새로운 다중레벨 PWM 인버터", 전력 전자학회 논문지, 2005년 4월, 제10권 1호, pp.95~101.

저 자 소 개



김태진(金泰鎭)

1968년 8월 29일생. 1994년 부산대 전기공학과 졸업. 1997년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1995년 일본 오사카 대학 초전도 연구센터 연구원. 1997년~현재 한국전기연구원 신재생에너지연구그룹 선임연구원.



송성근(宋成根)

1975년 9월 16일생. 1998년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 졸업(석사). 2001년~2004년 (주)프로컴 시스템 연구원. 2004년~2005년 (주)세오전자 연구원. 현재 전남대 전기공학과 박사과정.



박성준(朴晙濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공박). 1996년 3월~2000년 2월 거제대 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월 동명대 전기과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 조교수.



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(공박). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당 학회 평의원.