

변압기 직렬 결합을 이용한 새로운 멀티 레벨 인버터

朴晁濬, 姜弼淳*, 朴魯植, 金喆禹

A Novel Multilevel Inverter Employing Series Connected Transformers

Sung-Jun Park, Feel-Soon Kang, Noh-Sik Park, and Cheul-U Kim

요 약

본 논문에서는 출력 고조파 성분을 억제하기 위한 한 방법으로 변압기의 조합에 의한 멀티 레벨 인버터를 제안한다. 제안된 인버터의 구조는 요구하는 멀티 레벨의 출력 생성을 위한 단상 풀-브리지 인버터 모듈과 이와 동일한 수의 변압기로 구성되며, 변압기의 권수비를 적절히 선택하여 직류 전원에 대한 정수비의 연속적인 전압 레벨의 발생이 가능한 새로운 멀티 레벨 인버터이다. 제안하는 인버터는 변압기의 직렬 운전으로 출력단의 필터용 인덕터가 필요 없다. 제안된 멀티 레벨 인버터의 타당성을 입증하기 위해 24 [V] 직류 전원에서 220 [V] 교류 전원을 발생시킬 수 있는 인버터에 대하여 1.5 [kW]급 시작품을 제작하고 실험을 행하였다.

ABSTRACT

This paper presents a novel multilevel inverter employing series connected transformers to reduce the harmonics of output voltage. The proposed inverter consists of several full-bridge modules and their corresponding transformers. Continuous output voltage levels can be generated from a suitable selection of turns ratio of transformer. And it appears an integral ratio to input DC source. Because of its series operation of transformers, output filter inductor is not required. The validity of the proposed system is verified through the experimental results using a 1.5 [kW] prototype, which can generate a 220 [V_{ac}] output voltage from 24 [V_{dc}] input.

Key Words : Multilevel inverter, transformer

1. 서 론

PWM 인버터는 출력전압과 주파수를 동시에 제어할 수 있는 장점을 가지고 있어 여러 산업분야에서 크게 각광을 받고 있다. 그러나 인버터의 출력 파형에는 기본파 성분 외에 스위칭 동작에 따라 발생하는 높은 dv/dt에 의한 고조파 성분이 함유되어 있어 전자유도

장해, 각종 계전기 등의 오동작, 전동기 소음 및 토크 맥동 등의 원인이 되고 있다. 또한, 커먼 모드 전압에 의한 누설 전류는 시스템 전체의 신뢰성을 저하시킨다. 이러한 원인들을 제거하기 위해서 인버터 자체에서 발생하는 고조파 성분을 최대한 억제하려는 시도가 이루어지고 있다.

전력 변환장치의 고조파와 이에 대한 해결 방안으로 인버터 출력단에 LC 필터를 설치하는 방법이 있으나 출력전압의 제어 응답 특성을 떨어뜨리고 대용량 시스템에서는 크기 및 비용 증가 등의 단점이 발생하게 된다. 이에 따라 인버터 출력단에 필터를 설치하지 않고 고조파 문제를 해결하는 방안으로 최근 멀티 레벨 인버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1]-[11]}.

*부산대학교 전기공학과 박사과정

E-mail : feelsoon@ieee.org

접수일자 : 2002. 7.12

1차심사 요청일 : 2002. 7.19 2차심사 요청일 : 2002. 9.24

심사완료일 : 2002.10.21

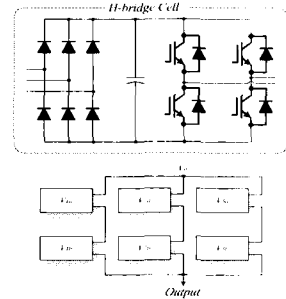
멀티 레벨 인버터는 크게 절연된 풀-브리지 형태를 모듈화하여 결합시킨 isolated H-bridge circuit(IHC), 프로팅 상태의 분리된 커패시터를 이용하여 출력 레벨을 형성하는 flying capacitor circuit(FCC), 다이오드 클램프 방식을 적용하여 출력 레벨을 형성하는 diode clamped circuit(DCC) 형태의 세 가지로 구분될 수 있다^{[1]-[4]}. 일반적으로 이들 회로는 저전압 스위칭 소자를 이용하여 고전압을 형성하는데 그 주안점을 두고 있으며, 직렬로 연결된 스위치들이 연속적으로 스위칭되어 요구되는 출력 전압을 계단 형태로 생성하게 된다.

그림 1(a)는 IHC의 형태로서 저압의 풀-브리지 형태의 회로를 직렬로 연결하여 독립된 DC 링크단을 가지는 셀들로 구성되고, 모듈화 설계가 가능하다. 따라서 최종 출력 상전압은 직렬로 연결된 각 풀-브리지 회로의 출력전압의 합과 같아 출력전압의 멀티 레벨화가 가능하게 된다. 그러나, 독립된 DC 링크 전압을 공급해야하므로 전원 분리를 위한 다권선 변압기와 각 모듈을 구성하기 위한 소자의 증가는 가격의 상승을 초래하는 문제점으로 작용하게 된다^{[3][7]}.

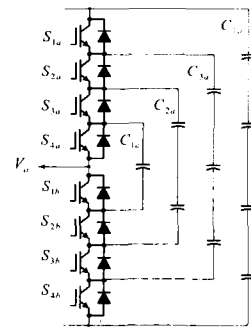
그림 1(b)는 5 레벨을 형성할 수 있는 4E, 3E, 2E, E로 분리된 커패시터 층들을 가지는 FCC의 형태이다. 여기서 보통 전압 4E는 입력단으로부터 충전되고, 나머지 커패시터들은 접지로부터 플로팅 된 상태로 동작하게 되므로 flying capacitor라는 용어를 사용하게 된다. 비교적 적은 소자로 멀티 레벨을 구성할 수 있다는 장점을 가지지만 다수의 커패시터로 인한 전체 시스템 부피가 증가하는 단점을 가진다^[8].

그림 1(c)에 도시한 DCC는 각 레벨의 생성을 위해서 4개의 스위치 소자와 커패시터, 그리고 다이오드의 조합이 필요하다. 각 커패시터의 전압은 DC 링크단의 1/4이며, DC 링크 커패시터의 전압의 균형을 제어하여야 한다. 소량의 고조파와 낮은 dv/dt 라는 장점을 가지지만 복잡한 PWM 제어가 요구되고, 다이오드의 개수가 증가하는 단점을 가진다^{[3][9][10]}.

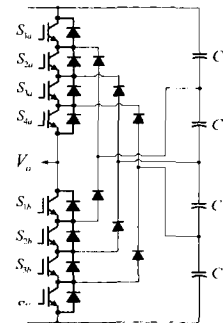
본 논문에서는 출력 고조파 성분을 억제하기 위한 방법으로 변압기의 조합에 의한 새로운 멀티 레벨 인버터를 제안한다. 제안된 인버터는 원하는 전압 레벨을 형성하기 위한 단상 3레벨 인버터 모듈과 이와 동일한 수의 변압기로 구성되며, 변압기의 권수비를 적절히 선택하면 직류 전원에 대한 정수비의 연속적인 전압 레벨의 발생이 가능하다. 또한 변압기의 직렬 운전으로 필터용 인덕터가 필요 없어 경제적인 면에서도 이점이 있다. 제안된 멀티 레벨 인버터의 검증은 위해



(a) isolated H-bridge circuit (IHC)



(b) flying capacitor circuit(FCC)



(c) diode clamped circuit (DCC)

그림 1 멀티 레벨 인버터의 구분

Fig. 1 Classification of multilevel inverter

서 UPS용 24 [V] 직류 전원에서 220 [V] 교류전원을 발생시킬 수 있는 인버터의 시작품을 제작하고 실험을 통하여 타당성을 검증하고자 한다.

2. 변압기 조합을 이용한 멀티레벨 인버터

그림 2(a)는 변압기와 결합된 단상 풀 브리지 인버터를 나타내고 있다. 이 인버터의 출력전압 V_k 는 인버터의 스위칭 소자의 온·오프에 따라 $+aV_{dc}$, 0 , $-aV_{dc}$ 의 3가지 전압을 발생시킬 수 있어 승압형 또는 강압

형 인버터로 많이 사용되고 있다. 이러한 인버터에서 출력전압을 정현적으로 발생하기 위해서 사용되는 일반적인 방식은 PWM 스위칭 방식이다. PWM 스위칭 방식에서 인버터 출력 파형의 고조파 성분 제거를 위해서는 필터회로를 추가하거나 스위칭 주파수를 올리는 방법을 사용하고 있다. 그러나 이러한 방법은 근본적인 대책이 될 수 없다. 스위칭 주파수를 올리지 않는 상태에서 인버터 출력 파형의 고조파 성분 제거를 위해서는 인버터의 출력전압의 레벨이 많이 존재하여야 한다. 그림 2(a)와 같은 인버터에서 출력전압은 직류전원전압과 변압기의 권수비로 표현된다. 일반적으로 인버터용 직류전원전압은 한 개이므로 인버터 출력전압의 크기는 변압기의 권수비에 의해 결정하는 것이 바람직하다. 다수의 인버터를 사용하여 효율적으로 많은 인버터의 출력전압을 발생하기 위해서는 인버터의 출력전압 레벨을 적절히 선택할 필요성이 있다.

그림 2(b)는 다수의 인버터 출력전압을 발생하기 위한 변압기 직렬운전회로를 나타내고 있다. 이때 출력전압의 적절한 레벨 선택에 있어 초점을 둘 부분은 각 인버터의 출력전압 조합의 결과와 연속적인 정수 배의

출력전압을 발생할 수 있는 변압기의 권수비의 설정이다. 그림 2(b)와 같이 변압기의 1차 권선에 $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$ 의 3 가지 전압을 발생시킬 수 있는 조건하에서 인버터의 출력전압이 연속적인 정수배의 각 전압을 발생시킬 수 있는 k 번째 변압기 권수비의 조건식은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$a_n = a \cdot 3^{n-1}, \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (1)$$

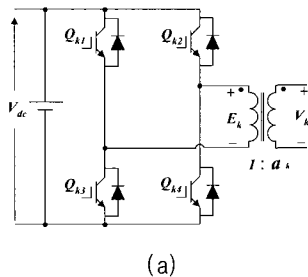
식 (1)의 a 는 E_1 을 입력으로 하는 변압기의 1차 권선에 대한 2차 권선의 비로 정의되며, 이 값은 출력 전압 레벨의 차를 결정할 수 있다. 표 1은 식 (1)의 관계식에 의해 결정된 변압기의 2차 권수비를 나타낸 것이다.

표 1에 의해 변압기 두 대를 직렬로 운전할 경우 첫 번째 변압기의 출력인 V_1 은 $+aV_{dc}$, 0 , $-aV_{dc}$ 의 3 레벨이 발생하며, 두 번째 변압기의 출력인 V_2 는 $+3aV_{dc}$, 0 , $-3aV_{dc}$ 의 3 레벨이 발생하게 된다. 각 변압기의 출력 레벨은 각 변압기의 입력 측에 연결된 인버터의 스위칭 함수에 의해 결정할 수 있다. 두 변압기에서 조합 가능한 출력전압은 표 2에 나타나 있으며, 전압 레벨은 $+4aV_{dc}$, $+3aV_{dc}$, $+2aV_{dc}$, $+aV_{dc}$, 0 , $-aV_{dc}$, $-2aV_{dc}$, $-3aV_{dc}$, $-4aV_{dc}$ 의 9 레벨의 전압을 발생시킬 수 있다.

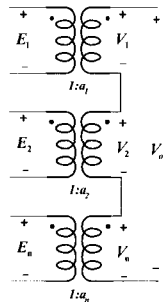
표 1의 권수비의 관계를 가지는 직렬 변압기의 수가 n 번째까지 이용될 경우 출력 가능한 전압의 레벨 수는 다음과 같다.

$$V_n = 3^n \quad (2)$$

식 (2)에 의해 표현되는 출력전압 레벨에서 순서적으로 적절한 인버터의 출력전압을 선택하기 위해서는 각 인버터의 스위칭 함수를 적절히 선택하여야 한다. 그림 2(a)와 같은 단상 풀-브리지 인버터에서 스위칭 함수는 다음과 같이 정의 될 수 있다.



(a)



(b)

그림 2 단상 풀-브리지 인버터와 변압기의 직렬운전
 (a) 단상 풀-브리지 인버터 (b) 변압기의 직렬 결합
 Fig. 2 Single-phase full-bridge inverter and series connection of transformer
 (a) Single-phase full-bridge inverter
 (b) Series connection of transformer

표 1 직렬 결합에서 변압기의 2차 권수비
 Table 1 Turn ratio of secondary of transformer at series connection

변압기 순서	2 차측 권수비
a_1	a
a_2	3a
a_3	9a
a_4	27a
a_5	81a
⋮	⋮

표 2 두 대의 변압기 운전시 출력전압
Table 2 Output voltage with two transformers

State	Tr.2	Tr.1	V_o
1	$+3aV_{dc}$	$+aV_{dc}$	$+4aV_{dc}$
2	$+3aV_{dc}$	0	$+3aV_{dc}$
3	$+3aV_{dc}$	$-aV_{dc}$	$+2aV_{dc}$
4	0	$+aV_{dc}$	$+aV_{dc}$
5	0	0	0
6	0	$-aV_{dc}$	$-aV_{dc}$
7	$-3aV_{dc}$	$+aV_{dc}$	$-2aV_{dc}$
8	$-3aV_{dc}$	0	$-3aV_{dc}$
9	$-3aV_{dc}$	$-aV_{dc}$	$-4aV_{dc}$

$$S_{FB} = \begin{matrix} 1: Q_{K2}, Q_{K3} & ON \\ 0: Q_{K1}, Q_{K2} \text{ or } Q_{K3}, Q_{K4} & ON \\ -1: Q_{K1}, Q_{K4} & ON \end{matrix} \quad (3)$$

여기서, S_{FB} 는 단상 풀-브리지 인버터의 스위칭 함수이다. 식 (3)과 같이 정의된 스위칭 함수에 의해 발생하는 인버터의 출력전압은 아래 식과 같이 표현된다.

$$V_o = \sum_{k=1}^n S_{FB} a_k V_{dc} \quad (4)$$

이상으로부터 직렬 변압기가 3개인 경우 인버터의 출력전압은 27레벨로 나타나며, 4개인 경우에는 81개의 출력전압 레벨이 나타난다. 만일 변압기의 수가 무한하다면 인버터의 출력 레벨은 무한한 레벨이 되어 아날로그와 같은 출력전압을 발생시킬 수 있다. 그러나 실제 변압기 수의 증대는 경제적인 면에서 불리할 뿐만 아니라 변압기의 권수비에 따른 제작상의 문제가 발생할 수 있다. 따라서 변압기의 수는 입력전압의 크기와 출력전압의 THD 및 경제적인 면을 고려하여 선택되어야 한다.

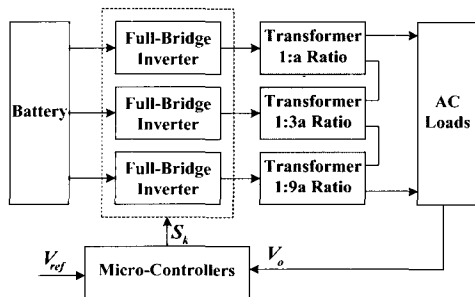


그림 3 3대의 변압기를 이용한 다중 레벨 인버터
Fig. 3 Multilevel inverter using 3 transformers

본 연구에서는 3대의 변압기 사용하여 제안된 멀티레벨 인버터의 타당성을 입증하려한다. 그림 3은 3개의 변압기를 직렬로 사용함으로 총 27레벨의 출력전압 발생이 가능한 제안된 인버터의 블록도를 나타내고 있다. 그림 3과 같이 구성한 인버터에서 스위칭함수에 따른 출력전압을 식 (4)를 이용하여 다시 정리하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_o = (9S_3 + 3S_2 + S_1) a V_{dc} \quad (5)$$

여기서, S_1, S_2, S_3 의 값은 표 3에 주어진다. 그림 4는 제안하는 멀티레벨 인버터의 제어 블록도를 나타낸다. 출력전압의 피드백을 통해 기준 전압을 인가하고 이를 통하여 출력전압과 그 시간을 결정하게 된다.

표 3은 출력전압레벨이 정인 경우에 대하여 출력전압 레벨에 따른 스위칭함수를 나타내고 있으며 출력전압레벨이 부인 경우에는 표 3의에 -1을 곱하여 줌으로 쉽게 구할 수 있다. 표 3을 살펴보면 최하단 인버터의 스위칭 함수 S_3 의 경우 나머지 인버터에서 발생할 수 있는 레벨이 4레벨보다 적거나 같은 경우에는 0을 취하고 큰 경우에는 1을 취함으로 쉽게 구현 가능하다. 인버터 2의 스위칭 함수 S_2 는 표 3에 의해 다음과 같이 결정된다.

표 3 출력 전압 레벨에 따른 스위칭 함수
Table 3 Switching function according to output voltage level

출력전압레벨	S_3	S_2	S_1
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	-1
3	0	1	0
4	0	1	1
5	1	-1	-1
6	1	-1	0
7	1	-1	1
8	1	0	-1
9	1	0	0
10	1	0	1
11	1	1	-1
12	1	1	0
13	1	1	1

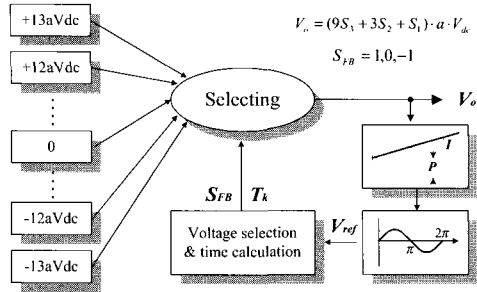


그림 4 멀티 레벨 인버터의 제어도
Fig. 4 Control block diagram of multilevel inverter

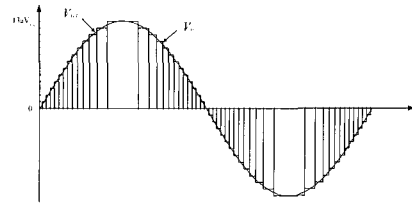
$$\begin{aligned}
 &\text{if}((n+1)/3)\%3 = 0) \quad \text{then} \quad S_2 = 0 \\
 &\text{if}((n+1)/3)\%3 = 1) \quad \text{then} \quad S_2 = 1 \\
 &\text{if}((n+1)/3)\%3 = 2) \quad \text{then} \quad S_2 = -1
 \end{aligned} \quad (6)$$

인버터 1의 스위칭함수 S_1 은 표 3에 의해 다음과 같이 결정된다.

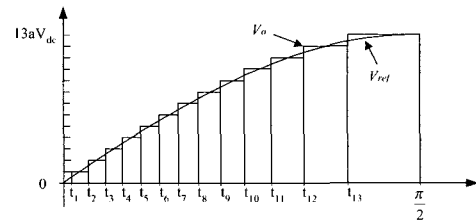
$$\begin{aligned}
 &\text{if}(n\%3 = 0) \quad \text{then} \quad S_1 = 0 \\
 &\text{if}(n\%3 = 1) \quad \text{then} \quad S_1 = 1 \\
 &\text{if}(n\%3 = 2) \quad \text{then} \quad S_1 = -1
 \end{aligned} \quad (7)$$

그림 3과 같이 구성된 인버터에서 출력 가능한 전압의 레벨은 스위칭 함수에 의해 결정된다. 따라서 원하는 출력전압을 얻기 위해서는 각 레벨의 출력전압의 선택과 그 선택 시간이 결정되어야 한다. 출력전압의 선택은 기준 전압과 비교하여 원하는 출력전압보다 한 단계 낮은 전압과 높은 전압의 사이의 중간 값을 선택한다. 그림 5는 인버터의 지령전압 및 출력전압 파형을 나타내고 있다. 그림 5(a)는 지령전압 한 주기에 대하여 출력전압의 파형을 도식화한 것이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 지령전압의 한 주기에 대하여 출력전압의 레벨의 선택과 선택시간을 결정하기 위해서 지령전압 1/4주기에 대하여 결정하면 이 정보와 지령전압의 대칭성을 이용하면 나머지의 스위칭함수 쉽게 구할 수 있다. 그림 5(b)는 지령전압의 1/4주기에 대한 출력전압을 나타내고 있다. 이때 영전압을 제외한 출력전압의 레벨은 최대 13개이므로 각 레벨을 선택하는 최대 13개의 시간 t_1 에서 t_{13} 을 결정하여야 한다. 이를 결정하기 위해서 출력전압을 $13aV_{dc}$ 로 정규화 하면 각각의 시간은 다음과 같이 주어진다.

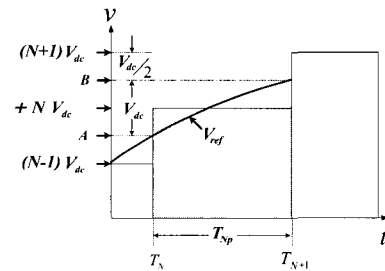
$$t_n = \sin^{-1} \left[\left[\frac{n-1}{13} + \frac{1}{26} \right] 13 a V_{dc} / V_p \right] \quad n = 1, 2, 3, \dots, 13 \quad (8)$$



(a)



(b)



(c)

그림 5 인버터의 지령전압 및 출력전압 파형
(a) 지령전압 및 출력전압의 한 주기 파형
(b) 지령전압 및 출력전압의 1/4 주기 파형
(c) 출력전압의 결정

Fig. 5 Reference and output voltage of inverter
(a) Reference and output voltage for one cycle
(b) Reference and output voltage for 1/4 cycle
(c) Determination of output voltage

여기서, V_p 는 정규화된 지령사인전압의 피크치이고, n 은 출력레벨전압의 레벨 수를 나타낸다. 식 (8)에서 n 은 아크사인이 1을 초과하지 않는 수까지 계산되며, 출력지령전압의 크기에 비례하고 최대 13까지 될 수 있다.

그림 5(c)는 출력전압의 레벨을 결정하는 방법을 나타낸다. 출력전압의 레벨은 이전 레벨인 $(N-1)V_{dc}$ 와 출력될 NV_{dc} 사이의 중앙에 위치한 A 점과 이후 레벨 $(N+1)V_{dc}$ 와의 중간인 B점의 중앙값으로 선택된다. 또한 이때의 A와 B점은 기준 전압과 비교되어 NV_{dc} 레벨의 출력시간이 결정된다.

그림 6에서 보는바와 같이 제안된 인버터에서 사용되는 각 변압기의 동작 주파수는 각각 다르게 동작하며 지령전압의 크기에 따라 가변 주파수로 동작하게 된다. 따라서 변압기의 설계에 있어 기저 주파수의 산정이 필요하다. 변압기의 기저 동작주파수를 최소 스위칭 주파수로 간단히 설정할 수도 있으나, 그림 6에서 보는바와 같이 각 변압기에는 영전압 인가시간이 존재하므로 이 시간을 고려하여 변압기의 기저 동작 주파수를 설정하면 변압기 설계시 크기를 줄일 수 있다. 영전압 인가 시간을 고려한 직렬로 연결된 각 변압기의 기저동작 주파수는 다음 식과 같이 주어진다.

$$f_{base} = \frac{3^n}{2 \cdot 3^{n-1}} \times f^* \quad (n=3) \quad (9)$$

여기서, f^* 는 인버터의 출력 지령 주파수이다. 식 (9)에 나타낸 변압기의 기저 동작 주파수는 한 주기 동안 스위치가 턴-온 되는 구간의 비로 유도되어진다. 따라서 출력 지령 주파수가 60 [Hz]인 경우 기저 동작 주파수는 90 [Hz]이며, 1:3a 변압기의 동작 주파수는 180 [Hz], 1:a 변압기의 동작 주파수는 540 [Hz]가 된다.

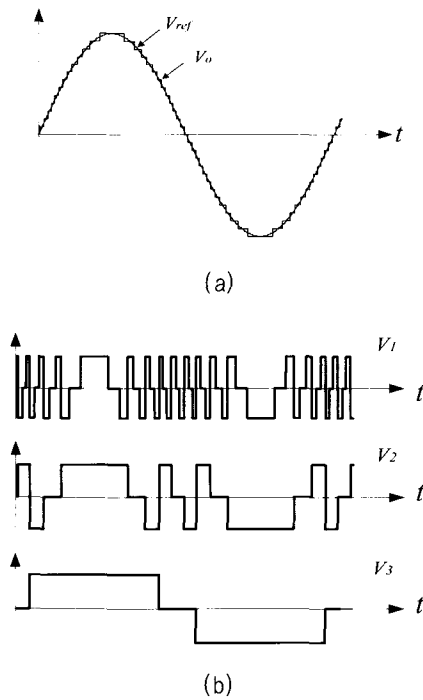


그림 6 지령전압, 출력전압 및 각 인버터의 스위칭함수
Fig. 6 Reference voltage, output voltage and switching function of each inverter

3. 실험 결과

본 논문에서 제안한 변압기 직렬 운전을 이용한 멀티 레벨 인버터의 타당성 검증을 위하여 1.5 [kW]급의 시작품을 제작하였다. 실험은 입력 전원으로 자동차용 배터리 2개를 직렬 연결한 DC 24 [V]로부터 출력 AC 220 [V]를 출력하도록 하여 UPS용에 적합하게 설계하였으며, 변압기 권수비 a 는 1.414로 선정하였다. 전체 시스템은 TMS320F241을 이용하여 제어하였다.

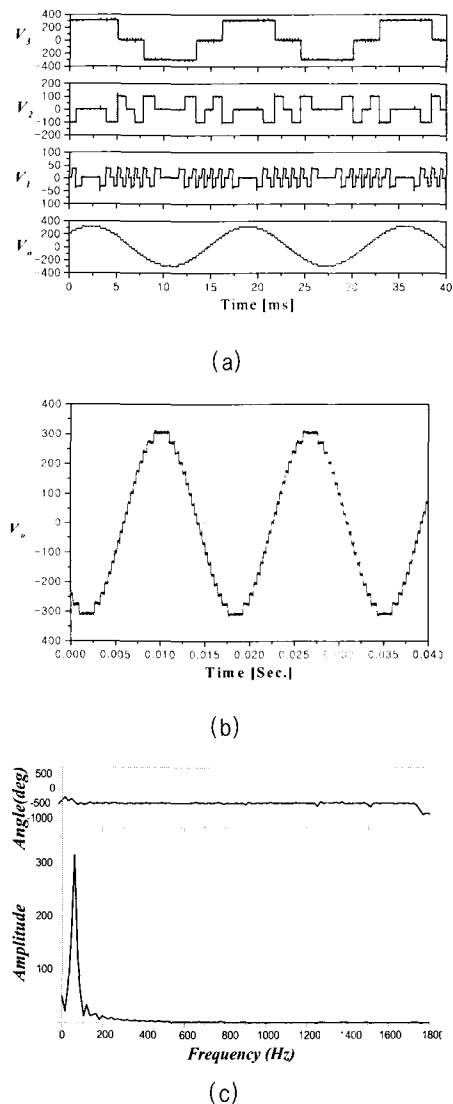
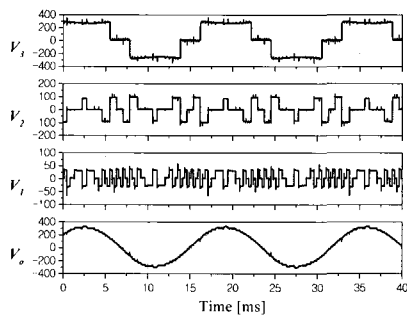
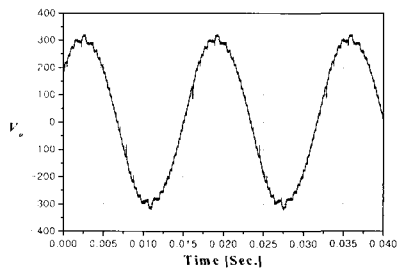


그림 7 무부하시 각 변압기의 출력 전압, 인버터 출력 전압 및 FFT 결과
Fig. 7 Output voltage of each transformer, output voltage of inverter and its FFT result with no load condition

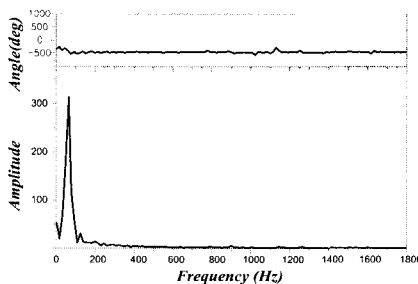
그림 7(a)와 (b)는 무부하 상태에서의 3개의 변압기 출력 전압 V_1 , V_2 , V_3 와 인버터 전체 출력 전압 V_o 를 나타낸다. 출력 전압으로부터 전체 27 레벨이 형성됨을 확인할 수 있고, 그림 7(c)의 출력 전압의 FFT 결과로부터 고조파가 상당히 감소하였음을 확인할 수 있다. 1 [kW]의 정격부하 동작에서의 3개의 변압기 출력 전압 V_1 , V_2 , V_3 와 인버터 전체 출력 전압 V_o 를 그림 8 (a)와 (b)에 나타내었다. 부하가 증가할수록 출력 전압은 정현파에 더욱 근접함을 확인할 수 있다.



(a)



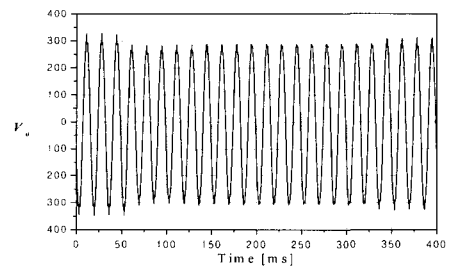
(b)



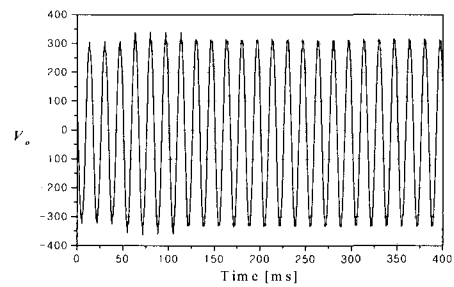
(c)

그림 8 정격부하시 각 변압기의 출력 전압, 인버터 출력 전압 및 FFT 결과
 Fig. 8 Output voltage of each transformer, output voltage of inverter and its FFT result with rated load condition

이는 전류가 증가함으로써 직렬로 결합된 변압기 2 차축의 필터 효과가 나타나기 때문이다. 그림 8(c)은 정격 부하에서의 출력 전압의 FFT 결과를 나타내고 있다. 그림 9(a)와 (b)에 제안한 멀티 레벨 인버터의 부하 변동에 따른 출력 전압 파형을 도시하였다. 그림 9(a)는 무부하 운전에서 정격 부하인 1 [kW]급 부하로 가변 하였을 경우를 나타내고, 그림 9(b)는 정격 부하 운전에서 부하의 약 1/4인 250 [W]로 가변 하였을 경우 인버터 출력 전압을 나타내었다.



(a)



(b)

그림 9 부하 변동시의 인버터 출력 전압
 (a) 무부하 → 1 [kW] (b) 1 [kW] → 250 [W]
 Fig. 9 Output voltage of inverter with load variation
 (a) no load → 1 [kW] (b) 1 [kW] → 250 [W]

4. 결 론

본 논문에서는 출력 고조파 성분을 억제하기 위한 방법으로 변압기의 직렬 조합에 의한 새로운 멀티 레벨 인버터를 제안하였다. 제안된 인버터의 구조는 요구하는 멀티 레벨의 출력 생성을 위한 단상 풀-브리지 인버터 모듈과 이와 동일한 수의 변압기로 구성되며, 변압기의 권수비를 적절히 선택하면 직류 전원에 대한 정수비의 연속적인 전압 레벨의 형성이 가능하다.

다. 제안된 멀티 레벨 인버터의 타당성을 입증하기 위해 24 [V] 직류 전원에서 220 [V] 교류 전원을 발생시킬 수 있는 1.5 [kW]급 UPS용 인버터로 시작품을 설계하고 실험하였다. 결과적으로 제안한 멀티 레벨 인버터는 3개의 직렬 결합된 변압기를 이용하여 27 레벨의 출력 전압을 형성할 수 있으므로 출력 전압 파형의 개선을 통해 THD의 저감을 이룰 수 있고, 기존의 멀티 레벨 방식과 비교하여 스위치 소자를 줄일 수 있는 장점을 가진다.

참 고 문 헌

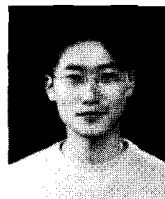
- [1] C. Newton and M. Sumner, "Multi-level convertors a real solution to medium/high-voltage drives", Power Engineering Journal, Vol. 12, Issue. 1, Feb. 1998.
- [2] 김태진, 강대욱, 이요한, 현동석, "멀티레벨 인버터 시스템의 전도손실과 스위칭손실 해석", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제2호, pp. 111~120, 2002년 4월.
- [3] 서광덕, 김종규, 박영민, 조성준, "멀티레벨 인버터의 기술동향 및 제어특성 연구", 전력전자학술대회 논문집, pp. 339~342, 2002. 7.
- [4] C. Newton and M. Sumner, "Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations", IEEE IAS '97, Vol. 2, pp. 1336~1343, 1997.
- [5] C. Newton, M. Sumner, and T. Alexander, "The Investigation And Development Of A Multi level Voltage Source Inverter", International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, No. 429, pp. 317~321, Sept. 1996.
- [6] K. Matsui, Y. Kawata, T. Yamaguchi, and F. Ueda, "Multi level modulations for parallel connected NPC-PWM inverters", International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, pp. 876~881, 1997.
- [7] K.A. Corzine, S.D. Sudhoff, and C.A. Whitcomb, "Performance characteristics of a cascaded two-level converter", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, Issue 3, pp. 433~439, Sept. 1999.
- [8] Sang-Gil Lee, Dae-Wook Kang, Yo-Han Lee, and Dong-Seok Hyun, "The carrier-based PWM method for voltage balance of flying capacitor multilevel inverter", IEEE PESC '01, Vol. 1, pp. 126~131, 2001.
- [9] Ying Cheng and M.L. Crow, "A diode-clamped multi-level inverter for the StatCom/BESS", IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 1, pp. 470~475, 2002.
- [10] Yo-Han Lee, Rae-Young Kim, and Dong-Seok Hyun, "A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter", IEEE APEC '99, Vol. 1, pp. 509~514, 1999.
- [11] 김경서, "산업용 인버터 하드웨어 기술", 전력전자학회지, 제7권, 제3호, pp. 19~24, 2002. 6.

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(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 1996년~2000년 거제대학 전기과 조교수. 현재 동명대학 전기과 조교수.



강필순(姜弼淳)

1973년 9월 5일생. 1998년 경상대 전기공학과 졸업. 2000년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).



박노식(朴魯植)

1959년 9월 7일생. 2001년 부산 동명대학 전기과. 1984년~1987년 울산 현대중공업 해양개발부 전장 및 계장 PARTS OA 근무. 현재 (주)한창트랜스 부설 기술연구소 차장.



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(박사). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당 학회 자문 위원.