

# 스위치 손실 감소를 위한 단상 3레벨 NPC 인버터의 새로운 스위칭 방법

## A New Switching Method for Reducing switch loss of Single-phase three-level NPC inverter

이 승 주\* · 이 준 석\* · 이 교 범†  
(Seung-Joo Lee · June-Seok Lee · Kyo-Beum Lee)

**Abstract** - This paper proposes a method of switching to improve power loss for the single-phase three-level NPC inverter. The conventional switching methods, which are called as the bipolar and unipolar switching methods, are used for single phase inverters using three-level topology. However, these switching method have disadvantage in the power loss. Because all of the switch are operated. To reduce the power loss of the three-level NPC inverter, clamp switching method is introduced in this paper. This way, one of the lag is fixed that switching loss is reduced. This paper analyzes and compares power losses of unipolar method and clamp method. The validity of the power loss analysis is verified through the simulation and experimental results.

**Key Words** : Neutral point clamed (NPC), Three-level inverte, Clamp switching method.

### 1. 서 론

최근 환경 문제 및 천연 자원의 고갈로 인해 신재생 에너지의 관심이 증가하고 있는 추세다. 이에 따라 계통연계를 위한 전력 변환시스템의 관심이 증대되고 있으며, 전력용 반도체 소자의 개발로 PWM(Pulse Width Module) 인버터의 높은 주파수 대역에서 운전이 가능해지고 있다. 하지만 높은 주파수 대역에서의 스위칭 동작은 많은 스위칭 손실과 노이즈가 발생하기 때문에 인버터 효율의 감소를 야기한다. 또한 시스템의 고 전력화가 진행됨에 따라 스위칭 손실의 크기는 점점 증가하고 있으며, 이를 해결하기 위한 여러 대안이 소개되고 있다[1-2]. Tae-Woong Kim은 전력을 전달할 수 있는 최소한의 벡터를 이용한 스위칭 방법을 제안하였다[3]. 이는 스위칭 상태의 변동을 최소한으로 줄여주기 때문에 스위칭 손실이 감소한다. 그리고 Sun-Ki Hong는 기준 전류의 기울기를 비교한 상태에서 히스테리시스 전류 제어를 수행하는 방법을 제안하였다[4]. 이는 변동되는 전류의 기울기를 통해 불필요한 스위칭 상태를 제거해 줌으로써 스위칭 손실과 안정적인 전류제어를 수행한다. 또한 Seong-Ryong Lee는 보조 스위치와 공진회로를 추가하여 소프트 스위칭을 통한 손실 감소의

알고리즘을 제안하였다[5].

최근 멀티레벨 인버터에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 멀티레벨은 3레벨 이상의 인버터가 해당되며, 일반적으로 3레벨 인버터는 스위칭 상태가 3가지로 나뉘어 동작 된다. 따라서 같은 스위칭 주파수에서 2가지 스위칭 상태로 동작하는 2레벨 인버터와 비교했을 때 출력 전류의 고조파 성분을 반 이상 줄일 수 있는 장점이 있다[6-7]. 그러나 3레벨 인버터는 스위치 전압 스트레스를 줄이기 위해 커패시터가 양단으로 분리되기 때문에 양단의 전압 스트레스를 균등하게 유지하기 위한 중성점 제어가 추가적으로 요구되는 단점이 있다.

PWM에 사용되는 일반적인 스위칭 기법으로는 유니폴라 방법이 있다. 유니폴라 스위칭 방법은 각 레그에 따라 독립적인 스위치 동작을 한다. 따라서 그림 1의 단상 3레벨 인버터에 유니폴라 스위칭 방법을 사용하면, A 레그와 B 레그의 스위치는 독립적인 지령 전압에 의해 인버터가 동작된다. 이 때 한 주기 동안 모든 스위치가 ON/OFF 동작을 수행하기 때문에 스위칭 손실이 생기고, 그에 따른 시스템 효율이 감소된다.

본 논문에서는 이와 같은 스위칭 동작에 의해 발생하는 손실을 줄여 전체 시스템의 효율을 개선하기 위한 새로운 스위칭 방법을 소개한다. 새로운 스위칭 방법은 한 주기 동안 B 레그의 모든 스위치를 클램프 시켜 스위치 손실이 감소되는 원리를 바탕으로 동작된다. 본 논문에서 제안하는 스위칭 방법이 기존 유니폴라 스위칭 방법보다 효율이 개선됨을 증명하기 위하여 PSIM을 통한 시뮬레이션과 단상 3레벨 인버터 실험 세트를 통한 분석을 진행하였다.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical and Computer Engineering, Ajou University, Korea.

E-mail : kyl@ajou.ac.kr

\* Dept. of Electrical and Computer Engineering, Ajou University, Korea.

Received : October 06, 2014; Accepted : January 09, 2015

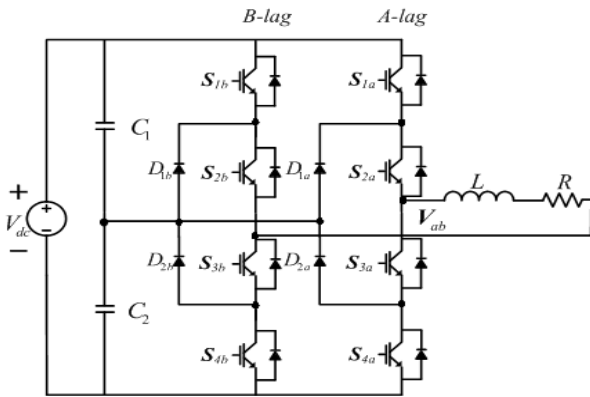


그림 1 단상 3레벨 인버터 회로.  
Fig. 1 Single phase three level inverter circuit.

## 2. 단상 3레벨 인버터

### 2.1 3레벨 인버터 동작원리

그림 1은 단상 3레벨 NPC 인버터의 회로이며, A 레그와 B 레그로 나뉜 형태를 갖는다. 각 레그는 4개의 전력반도체 스위치와 2개의 다이오드로 구성되며, 3가지 스위칭 상태를 갖는다. 3가지 스위칭 상태에 따라 각 레그의 스위치는 표 1과 같이 동작한다 [8]. P 스위치 상태에서는 Sx1과 Sx2 스위치, O 스위치 상태에서는 Sx2과 Sx3 스위치, N 스위치 상태에서는 Sx3과 Sx4 스위치가 ON 상태가 된다. 이때 3가지 스위칭 상태에서 Sx1과 Sx3 스위치, Sx2과 Sx4 스위치가 각각 상보로 동작되는 특징을 갖는다.

2레벨 인버터의 경우 스위칭 상태가 P 스위칭과 N 스위칭 상태로 교번하며 동작하기 때문에 변화되는 전압의 크기는 Vdc가 된다. 반면 3레벨 인버터의 경우 지령전압이 양일 때 P 스위칭과 O 스위칭 상태가 교번하며 동작하고, 지령전압이 음일 때 N 스위칭과 O 스위칭 상태가 교번하며 동작한다. 따라서 모든 구간에서 스위칭 상태에 따라 변화되는 전압의 크기는 Vdc/2가 된다. 이는 2레벨 인버터 출력 전압 변동 크기의 절반에 해당하며, 출력전압과 전류에서 더 적은 고조파 성분을 포함하는 이유가 된다.

표 1 3레벨 인버터 스위칭 상태.

Table 1 The switching state for three level inverter.

상태	각 스위치 상태				출력 전압
	Sx1	Sx2	Sx3	Sx4	
P	ON	ON	OFF	OFF	$V_{dc}/2$
O	OFF	ON	ON	OFF	0
N	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{dc}/2$

### 2.2 단상 3레벨 인버터에서의 스위칭

일반적인 단상 3레벨 인버터의 스위칭 방법으로 유니폴라 스위칭 방법이 사용된다. 이번 절에서는 유니폴라 스위칭 방법과 이를 바탕으로 본 논문에서 제안하는 고효율 스위칭 방법의 동작

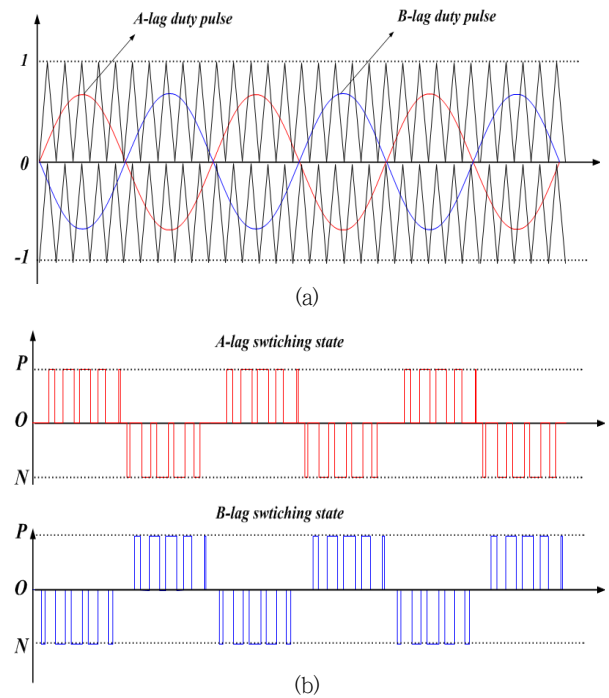


그림 2 단상 3레벨 인버터에서의 유니폴라 스위칭 방법 : (a) 삼각파 및 A, B 레그의 듀티 파형, (b) A, B 레그의 스위칭 상태.

Fig. 2 Unipolar switching method for single lag three level inverter : (a) carrier and A, B lag duty pulse, (b) A, B lag switching state.

원리를 설명한다.

#### 2.2.1 유니폴라(Unipolar) 스위칭 방법

유니폴라 스위칭 방법을 적용한 단상 3레벨 인버터에서 A, B 레그의 지령 전압 ( $V_{ref,A}$ ,  $V_{ref,B}$ )은 180도 위상차를 가지며, 식 (1)과 같이 표현된다.

$$V_{ref,A} = A \times \sin\theta \quad (1)$$

$$V_{ref,B} = A \times \sin(\theta - \pi)$$

여기서 A는 지령전압의 크기를 의미한다.

식 (1)의 지령 전압을 크기가 1인 삼각파와 비교하기 위하여 다음 식 (2)의 변환 과정을 수행한다.

$$D_A = V_{ref,A} / (V_{dc}/2) \quad (2)$$

$$D_B = V_{ref,B} / (V_{dc}/2)$$

여기서  $D_A$ 는 A 레그의 지령 듀티,  $D_B$ 는 B 레그의 지령 듀티,  $V_{dc}$ 는 커패시터 양단에 걸리는 전압을 의미한다.

식 (2)를 통해 계산된 듀티는 -1에서 1사이의 값을 갖는 정현

파가 되며, 이는 그림 2(a)에 나타난다. 그림 2(a)에는 듀티 파형 이외에 위와 아래에 위치한 삼각파와 파형이 존재하며, 듀티 파형과 삼각파를 비교하여 각 레그의 스위칭 상태를 결정한다. 위 삼각파보다 듀티 값이 큰 경우에는 P 스위칭 상태가 된다. 또한 위 삼각파와 아래 삼각파 사이에 듀티 파형이 위치한 경우에는 O 스위칭 상태가 된다. 마지막으로 아래 삼각파보다 듀티 파형이 작은 경우에는 N 스위칭 상태가 된다. 이와 같은 원리에 의하여 결정된 스위칭 상태는 그림 2(b)에서 나타난다. 각 레그는 P-O-N 3개의 스위칭 상태 중 하나로 동작되며, 두 듀티 파형은 180도 위상 차이를 보이기 때문에 총 7가지의 스위칭 상태가 발생한다. 표 2는 7가지 스위칭 상태에 따른 출력 전압 값을 보여준다.

유니폴라 스위칭 방법은 한 주기 동안 A, B 레그에 위치한 8개의 모든 스위치가 ON/OFF 동작을 하기 때문에 스위칭 손실이 크게 발생한다. 이러한 손실 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 새로운 스위칭 방법을 제안한다.

표 2 단상 3레벨 인버터의 유니폴라 스위칭 상태.

Table 2 The Unipolar switching state for single phase three level inverter.

상태	A상 스위치 상태	B상 스위치 상태	출력 전압
1	P	O	$V_{dc}/2$
2	P	N	$V_{dc}$
3	O	P	$-V_{dc}/2$
4	O	O	0
5	O	N	$V_{dc}/2$
6	N	P	$-V_{dc}$
7	N	O	$-V_{dc}/2$

2.2.2 클램프(clamp) 스위칭 방법

본 논문에서 제안하는 스위칭 방법은 유니폴라 스위칭 방법의 기본적인 동작 특성은 그대로 유지하고, 식 (2)에서 구해진 듀티 파형을 식 (3)에 적용하여 변화를 준다.

기존의 유니폴라 스위칭 방법에서 A, B 레그의 듀티는 180도 위상 차이를 보였다. 따라서 두 듀티의 차이는 A 레그 또는 B 레그의 듀티 값의 2배의 값을 갖는다. 이러한 특징을 새로운 스위칭 방법에 동일하게 적용하고, B 레그의 스위치를 클램프 시키기 위해 B 레그의 듀티는 -1, 0, 1의 3가지 상태 중 하나로 설정한다. 각 레그의 듀티는 3구간으로 구분되어 식 (3)과 같이 새롭게 정의된다.

$$\begin{cases} D_{ch,A} = 2 \times D_A - 1 \\ D_{ch,B} = -1 \end{cases} \quad \text{if } (0.5 < D_A \leq 1) \\
 \begin{cases} D_{ch,A} = 2 \times D_A \\ D_{ch,B} = 0 \end{cases} \quad \text{if } (-0.5 < D_A \leq 0.5) \\
 \begin{cases} D_{ch,A} = 2 \times D_A + 1 \\ D_{ch,B} = 1 \end{cases} \quad \text{if } (-1 \leq D_A < -0.5)
 \end{cases} \quad (3)$$

여기서  $D_{ch}$ 는 제안하는 스위칭 방법을 적용하기 위해 새롭게 변

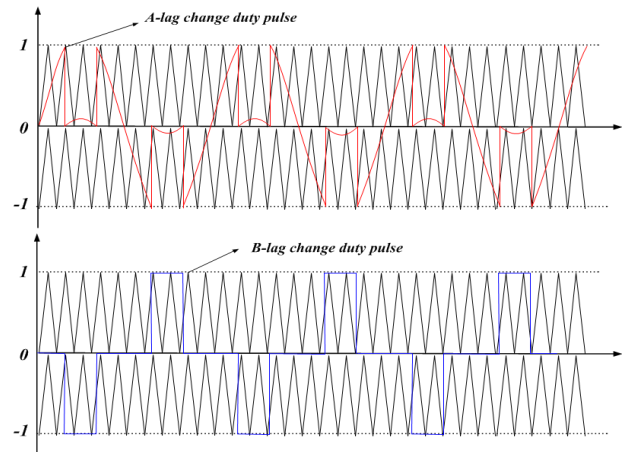


그림 3 클램프 스위칭 방법에서의 삼각파와 A, B 레그 듀티 파형. Fig. 3 carrier and A, B lag duty pulse for clamp switching method.

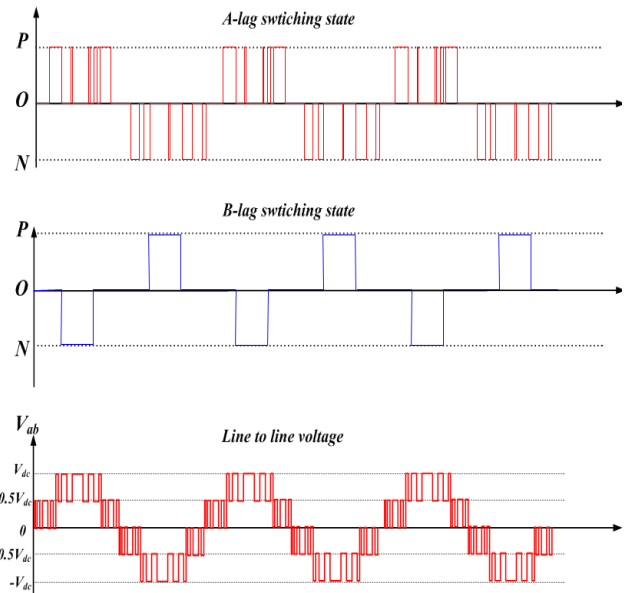


그림 4 클램프 스위칭 방법에서의 A, B상 스위칭 상태 및 출력 선간 전압. Fig. 4 A, B phase switching state and output line to line voltage for clamp switching method.

형되는 듀티를 의미한다.

A 레그의 듀티가 0.5 이상인 경우, 기존의 유니폴라 방식에서 두 지령 전압은 180도 위상 차이를 갖는 첫 번째 특징에 의하여 B 레그의 듀티는 -1의 값을 갖는다. 그리고 기존의 유니폴라 방법에서 두 듀티의 차는 항상  $2 \times D_A$  값을 갖는 두 번째 특징도 적용한다. B 레그의 듀티 값이 -1이기 때문에 A 레그의 듀티는  $2 \times D_A - 1$ 의 값을 갖게 된다. 마찬가지로 A 레그의 듀티가 -0.5이하인 경우에도 2가지 특징을 동일하게 적용한다. B 레그의 듀티는 1

의 값을 가지며, 듀티 차가  $2 \times D_A$  되기 위해 A 레그는  $2 \times D_A + 1$ 의 값을 갖는다. 마지막으로 A 레그의 듀티가 0.5와 -0.5 사이에 위치한 경우, B 레그의 듀티는 0의 값을 갖는다. 또한 B 레그의 듀티 값은  $2 \times D_A$ 이 되어 두 듀티 차를 일정하게 유지한다.

그림 3은 식 (3)에 의해 변형된 듀티를 보여준다. A 레그와 B 레그의 신호는 시간에 따른 전압의 변화량이 항상 일정한 결과를 보인다. 이는 두 신호의 차가 항상  $2 \times D_A$ 을 유지하고 있다는 기존 유니폴라 특성을 보여주고 있다. 또한 제한한 스위칭 동작 원리와 동일하게 B 레그의 듀티 신호는 -1, 0, 1 3가지 상태로 클램프 되고 있다.

새롭게 정의된 듀티는 앞서 유니폴라 스위칭 방법에 적용한 기법과 동일하게 삼각파와 비교되어 스위칭 상태가 결정된다. 그림 4는 그에 대한 스위칭 결과 상태를 보여준다. A 레그의 스위치는 한 주기 동안 계속해서 스위칭 상태가 변하는 반면, B 레그의 스위치는 한 주기 동안 모두 클램프 된다. 또한 기존의 유니폴라 스위칭 방법에서 나타난 7가지 스위칭 상태도 동일하게 나타난다. 따라서 출력 선간 전압이 5-스텝으로 출력 되는 것을 그림 4를 통해 알 수 있다.

### 2.3 스위칭 손실

스위치 동작에 따른 스위치 손실에는 스위칭 손실과 전도 손실이 존재한다. 이때 IGBT 스위칭 손실( $P_{sw,IGBT}$ )과 IGBT 전도 손실( $P_{cond,IGBT}$ )은 다음 식을 통해 계산된다[9-10].

$$P_{sw,IGBT} = f_{sw} \times (E_{on} + E_{off}) \quad (4)$$

$$P_{cond,IGBT} = V_{ce} \times I_c \times D_{IGBT}$$

여기서  $f_{sw}$ 는 스위칭 주파수,  $E_{on}$ 과  $E_{off}$ 는 IGBT의 턴-온/오프 상태에서의 에너지 손실,  $V_{ce}$ 는 IGBT의 collector-emitter 전압,  $I_c$ 는 IGBT의 collector 전류,  $D_{IGBT}$ 는 IGBT의 듀티 사이클을 의미한다.

3레벨 인버터에 추가적으로 사용되는 클램핑 다이오드 소자에서도 스위칭 손실( $D_{sw,IGBT}$ )과 전도 손실( $D_{cond,IGBT}$ )이 발생되며, 식 (5)을 통해 계산된다.

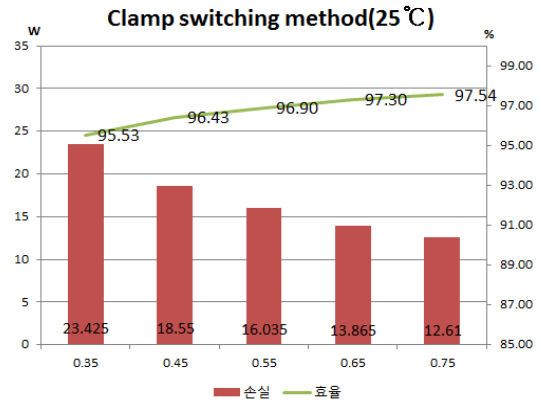
$$D_{sw,IGBT} = f_{sw} \times E_{rr} \quad (5)$$

$$D_{cond,IGBT} = V_d \times I_F \times D_{diode}$$

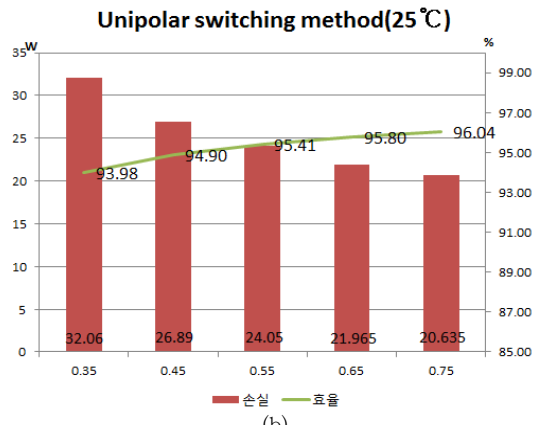
여기서  $E_{rr}$ 는 역회복 에너지 손실,  $V_d$ 는 다이오드 전압 강하,  $I_F$ 는 순방향 전류,  $D_{diode}$ 는 다이오드의 듀티 사이클을 의미한다.

IGBT 스위치 손실과 클램프 다이오드 손실을 식 (4)와 (5)를 통해 계산할 수 있다. 두 손실의 합은 전체 시스템의 손실이 되며, 전체 손실 값이 클수록 효율은 감소한다. 따라서 본 논문에서는 단상 3레벨 인버터에 유니폴라 스위칭 방법과 제안하는 스위칭 방법을 각각 적용하여 손실과 효율을 분석하였다.

그림 5는 PSIM을 통해 변조 지수에 따른 전체 손실과 효율을 분석한 결과이다. 일반적으로 변조 지수가 변할 때, 부하의 저항이 고정되어 있으면 출력 전력이 변한다. 그러므로 변조지수에 따라 부하의 저항을 변동시켜, 출력 전력을 500W로 고정시킨 상태에서 총 손실 값과 효율을 계산하였다. 그림 5(a)는 클램프 스



(a)



(b)

그림 5 스위치 손실 및 효율 분석 : (a) 클램프 스위칭 방법 (b) 유니폴라 스위칭 방법

Fig. 5 Analysis of switch loss and efficiency : (a) Clamp switching method (b) Unipolar switching method.

위칭 상태의 결과이며, (b)는 기존 유니폴라 스위칭 상태의 결과를 나타낸다. 변조 지수가 증가함에 따라 두 스위칭 방법 모두 전체 손실이 감소하고 효율은 증가하였다. 또한 유니폴라 스위칭 방법에 비하여 제안하는 스위칭 방법이 각 변조 지수에서 8W 더 적은 손실값을 가졌으며, 약 1.5% 효율이 개선된 결과를 보였다.

### 2.4 전류 THD (Total Harmonic Distortions)

전류 THD 측정을 통해, 출력 전류에 고조파 성분이 포함된 비율을 알 수 있다. 따라서 단상 3레벨 인버터에 유니폴라 스위칭 방법과 제안하는 스위칭 방법을 각각 적용했을 때 출력 전류의 THD를 비교하는 과정이 필요하며, 다음 식을 통해 출력 전류의 THD를 계산 할 수 있다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (6)$$

여기서  $I_1$ 는 기본파의 실효율을 나타내며,  $I_n$ 는 전고조파의 실효율

을 나타낸다. 표 4의 파라미터 값을 반영한 단상 3레벨 인버터 시뮬레이션을 통하여 두 스위칭 방법에 따른 전류 THD 결과를 표 3에 나타내었다. 제안하는 스위칭 방법의 전류 THD는 기존의 유니폴라 스위칭 방법에 비하여 약 1.7배 증가하는 결과를 보인다.

표 3 전류 THD 결과.

Table 3 The result of Current THD.

구분	Clamp switching	Unipolar switching
THD	4.2%	2.4%

표 4 시뮬레이션 파라미터.

Table 4 Simulation parameters.

Parameters	Value
DC단 전압	200V
DC단 커패시터	2200uF
출력단 인덕터	3.5mH
출력단 저항	10Ω
스위칭 주파수	10kHz
제어 주기	100us
변조 지수	0.75/0.3

### 3. 시뮬레이션

제안된 스위칭 방법의 성능을 확인하기 위하여 PSIM을 기반으로 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션은 표 4의 파라미터 값을 바탕으로 이루어 졌다.

그림 6은 제안된 스위칭 방법을 단상 3레벨 인버터에 적용한 시뮬레이션 결과이다. 위쪽부터 A 레그의 상전압, B 레그의 상전압, 선간 전압을 나타낸다. 한 주기 동안 A 레그의 스위치는 ON/OFF 스위칭 동작을 수행한다. 따라서 지령전압이 양수인 구간에서 P 스위칭 상태와 O 스위칭 상태가 교번하여 Vdc/2와 0의 상전압이 출력되며, 지령전압이 음수인 구간에서 N 스위칭 상태와 O 스위칭 상태가 교번하여 -Vdc/2와 0의 상전압이 출력된다. 반면 B상 레그는 Vdc/2, 0, -Vdc/2 3가지 상태 중 하나로 출력되어 클램프 동작이 이루어진

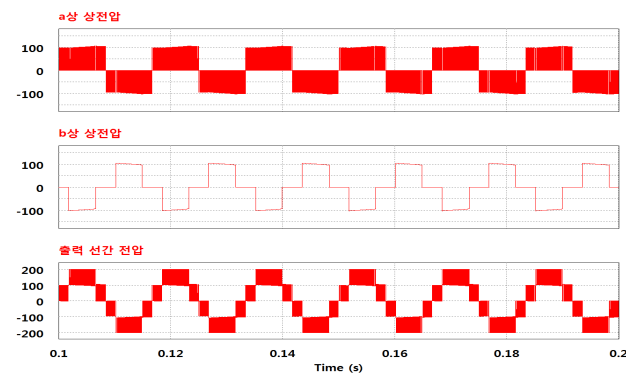


그림 6 클램프 스위칭 방법에서 A, B 레그 극전압과 선간전압.

Fig. 6 A, B lag pole voltage and line to line voltage for clamp switching method.

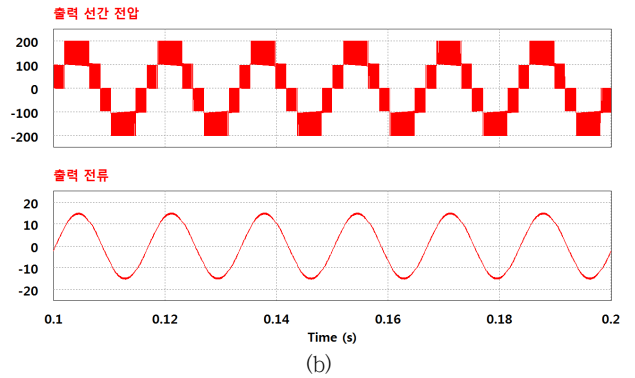
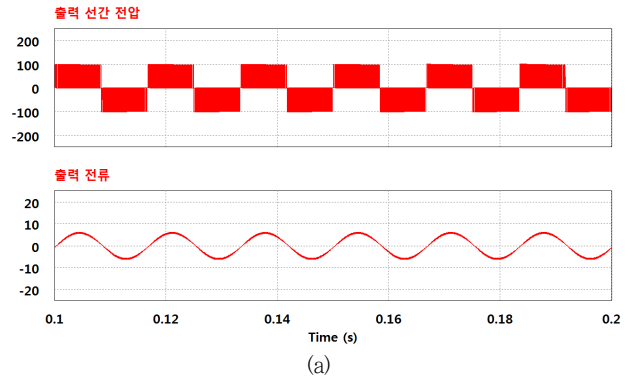


그림 7 클램프 스위칭 방법 : (a) 변조지수=0.3 (b) 변조지수 =0.75일 때 선간전압과 출력 전류.

Fig. 7 Clamp switching method : (a) Modulation index=0.3 (b) Modulation index=0.75, line to line voltage and output current.

다. 그림 7은 제안한 스위칭 방법을 단상 3레벨 인버터에 적용했을 때 변조 지수 값에 따른 선간전압과 출력 전류를 나타낸다. 이때 그림 7(a)는 변조지수가 0.3일 때, (b)는 0.75일 때를 나타낸다. 변조 지수가 0.5 이상인 경우에 출력 선간전압은 5-스텝, 0.5 이하인 경우에는 3-스텝으로 출력된다. 제안한 스위칭 방법에서도 이와 같은 기존 3레벨의 동작 특성을 확인할 수 있다.

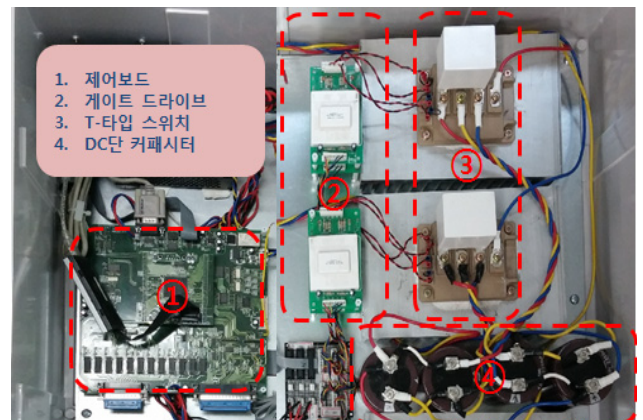


그림 8 3상 3레벨 인버터 실험 세트.

Fig. 8 Experiment set of three phase three level inverter.



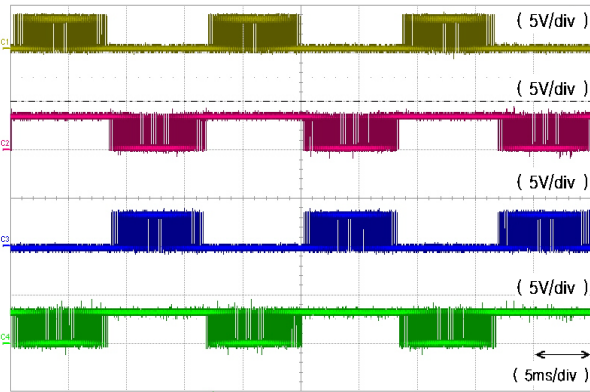


그림 9 유니폴라 방법에서 스위치 상태 : A 레그 1번, A상 2번, B 레그 1번, B상 2번 스위치.

Fig. 9 Switching state for Unipolar : A lag first switch, second switch, B lag first switch, second switch.

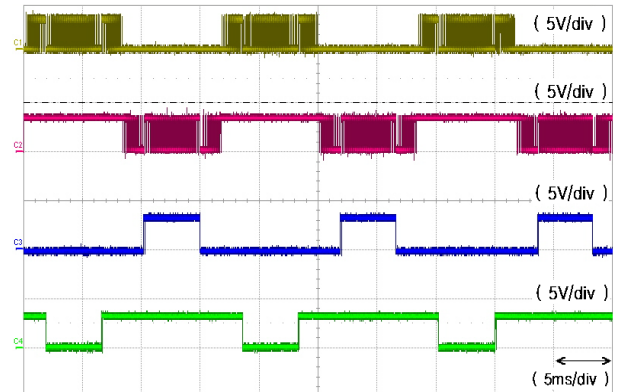
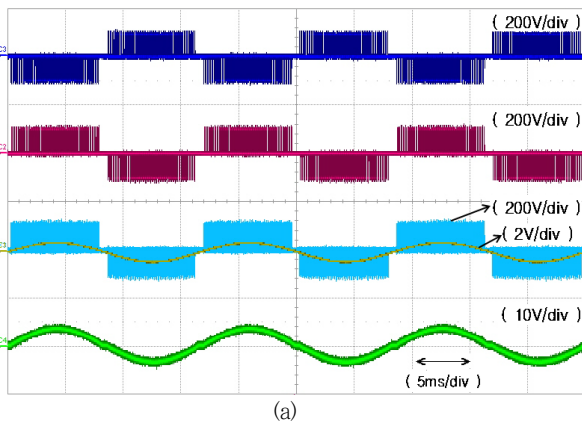
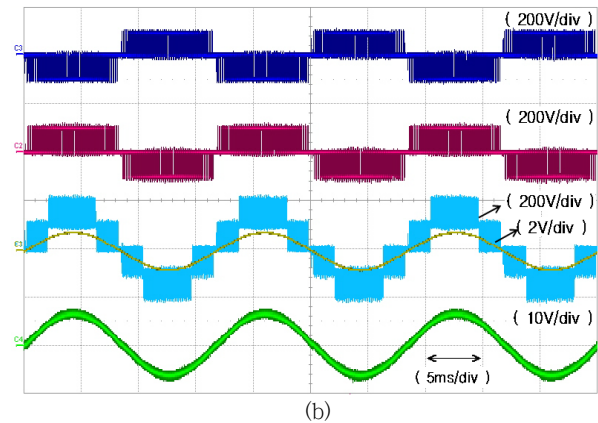


그림 10 클램프 방법에서 스위치 상태 : A 레그 1번, A상 2번, B 레그 1번, B상 2번 스위치.

Fig. 10 Switching state for clamp : A 레그 first switch, second switch, B lag first switch, second switch.



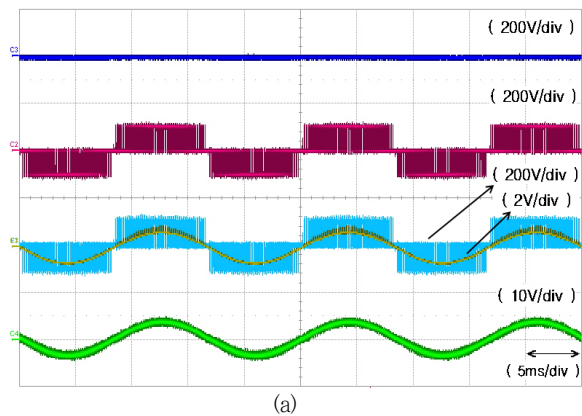
(a)



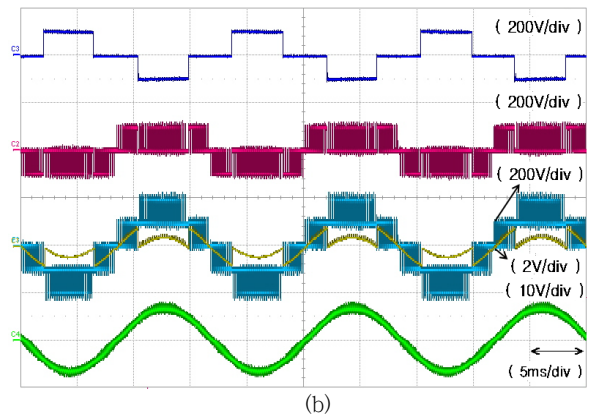
(b)

그림 11 유니폴라 방법에서 출력 파형 : (a) 변조지수=0.3 (b) 변조지수=0.75일 때 : A 레그 극전압, B 레그 극전압, 선간 전압과 A 레그 듀티, 출력 전류.

Fig. 11 Output pulse of Unipolar switching method : (a) Modulation index=0.3 (b) Modulation index=0.75 : A lag pole voltage, B lag pole voltage, line to line voltage and A lag duty, output current.



(a)



(b)

그림 12 클램프 방법에서 출력 파형 : (a) 변조지수=0.3 (b) 변조지수=0.75일 때 : A 레그 극전압, B 레그 극전압, 선간 전압과 A 레그 듀티, 출력 전류.

Fig. 12 Output pulse of Clamp switching method : (a) Modulation index=0.3 (b) Modulation index=0.75 : A lag pole voltage, B lag pole voltage, line to line voltage and A lag duty, output current.

유니폴라 스위칭의 경우 A 레그와 B 레그의 스위치가 한 주기 동안 비슷한 횟수로 동작하여 선간전압의 스위칭 주파수 대역은 20kHz이다. 반면, 제안하는 스위칭 방법은 한쪽 레그 스위칭 상태가 클램프 되어 다른 한쪽 스위치만 ON/OFF 동작을 하기 때문에 선간전압의 스위칭 주파수 대역은 10kHz로 감소된다.

#### 4. 실험 결과

단상 3레벨 인버터에 제안하는 클램프 스위칭 방법의 적용 가능성을 확인하기 위하여 실험을 진행하였다. 그림 8의 단상 3레벨 인버터 실험 세트를 이용한 부하 테스트를 진행하였으며, 입력 DC 전압 200V와 저항 20Ω과 인덕터 2mH의 값을 갖는 R-L부하를 연결하여 실험을 진행하였다.

그림 9 파형은 유니폴라 스위칭 방법을 적용 했을 때 A 레그의 Sx1, Sx2 스위치와 B 레그의 Sx1, Sx2 스위치 파형을 나타낸다. 3레벨 인버터의 Sx1과 Sx3, Sx2과 Sx4는 서로 상보적으로 동작하기 때문에 Sx2과 Sx4 스위치는 Sx1과 Sx3의 반대 스위칭 상태가 된다.

그림 10 파형은 본 논문에서 제안하는 클램프 스위칭 방법을 적용했을 때 동작하는 스위치 파형이다. 그림 10 파형이 나타내는 스위치는 그림 9에서 언급한 스위치와 동일하며, B 레그의 스위치는 모두 클램프 동작된다. 앞서 진행한 시뮬레이션 상의 각 스위칭 상태와 동일한 동작을 보인다.

그림 11은 유니폴라 스위칭 방법을 적용한 실험 결과를 나타낸다. 각 위치의 파형은 A, B 레그의 극전압, 선간전압 및 A 레그 듀티, 출력 전류를 나타낸다. 그림 11(a)는 변조 지수가 0.3일 때, 그림 11(b)는 0.75일 때의 출력 결과이다. 이때 변조 지수가 0.5이상인 상황에서 시뮬레이션 결과와 동일하게 선간전압이 5-스텝으로 출력된다.

그림 12는 제안하는 클램프 스위칭 방법을 적용한 실험 결과이다. 각 위치의 파형은 유니폴라 결과 파형과 동일하게 A, B 레그의 극전압, 선간전압 및 A 레그 듀티, 출력 전류를 나타낸다. 그림 12(a)는 변조 지수가 0.3일 때, 그림 12(b)는 0.75일 때의 실험 결과이다. 제안하는 스위칭 방법 또한 변조 지수 0.5 이상에서 선간 전압은 5-스텝으로 출력된다. 이로부터 본 논문에서 제안하는 스위칭 방법이 3레벨 인버터의 동작 특성을 유지하면서 출력전류에도 왜곡을 발생시키지 않는 것을 알 수 있다. 또한 제안한 스위칭 방법의 동작 원리와 동일하게 B 레그의 스위치 상태가 클램프 된 상태에서 인버터가 동작되고 있는 사실도 알 수 있다.

표 5는 변조 지수에 따른 클램프 스위칭 방법과 유니폴라 스

표 5 효율 및 THD 실험 결과 분석.

Table 5 Analysis of efficiency and THD in experiment.

MI	효율		THD	
	Clamp switching	Unipolar switching	Clamp switching	Unipolar switching
0.3	93.5%	92%	5.4%	3.3%
0.75	96.1%	94.5%		

위칭 방법 일 때의 효율과 THD 결과를 나타낸다. 변조 지수가 0.3일 때, 클램프 스위칭 방법을 적용하여 92%의 효율이 93.5%로 향상됨을 보여준다. 또한 변조 지수가 0.5일 때, 94.5%였던 효율이 96.1%로 향상됨을 보여준다. 이로부터 기존 유니폴라 스위칭 방법에 비해 클램프 스위칭 방법을 사용했을 때 효율이 개선되고 있음을 보여준다. 하지만 출력 전류의 THD 결과에서는 클램프 스위칭 방법이 유니폴라 스위칭 방법에 비해 높은 결과를 보이고 있다. 이는 클램프 스위칭 방법의 기본 주파수 대역이 유니폴라 스위칭 방법의 기본과 주파수 대역에서 2배 상승하였기 때문이다. 따라서 클램프 스위칭 방법을 사용할 때, 낮은 THD를 얻기 위하여 높은 필터 값을 선정하는 과정이 필요하다.

#### 5. 결 론

본 논문에서는 단상 3레벨 인버터에서의 스위칭 손실을 줄이기 위한 새로운 스위칭 방법을 제안하였다. 비교 대상은 일반적으로 사용되는 유니폴라 스위칭 방법을 선택하였다. PSIM 시뮬레이션 툴을 사용하여 각 스위치에서 발생하는 스위칭 손실과 전도 손실을 분석하였다. 이 과정에서 제안하는 클램프 스위치 방법에서의 효율이 기존의 유니폴라 스위칭 방법보다 개선됨을 증명하였다. 또한 실험을 통하여 제안한 클램프 스위칭 방법이 단상 3레벨 인버터에 적용 가능하며, 기존 스위칭 방법에 비해 효율이 개선됨을 확인하였다. 하지만 출력 전류의 THD가 기존 유니폴라 스위칭 방법을 적용했을 때에 비하여 약 1.7배 정도 높기 때문에 필터 값을 높게 설정하는 과정이 추가적으로 필요하다.

#### 감사의 글

이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2013R1A1A2A10006090)

#### References

- [1] B. Kaku, I. Miyashita, and S. Sone. "Switching loss minimised space vector PWM method for IGBT three-level inverter," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 144, no. 3, pp. 182-190, May, 1997.
- [2] Joachim Holtz, J. Krah, and M. Hoeltgen. "Space Vector Modulator for High Switching Frequency Control of Three-Level SiC Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2618-2626, May, 2014.
- [3] Tae-Woong Kim, Choon-Ho Cho, and Jaeho Choi. "Switching loss reduction modulation scheme based inverter for electric vehicle," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) Asia Downunder*, pp. 1246-1252, Jun, 2013.
- [4] Sun-Ki Hong and Thomas M. Jahns. "A study of single

phase hysteresis current control for reducing switching loss using the slope of reference current," *IEEE Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1295-1298, May. 2009.

- [5] Seong-Ryong Lee and Dong-Ho Lee, "Three level ZCT IGBT Inverter for High Power Applications," *The Korean Institute of Electrical Engineers (KIEE)*, vol. 48, no. 1, pp. 34-41, Jan. 1999.
- [6] Ui-Min Choi, Hyun-Hee Lee, and Kyo-Beum Lee, "Simple Neutral-Point Voltage Control for Three-Level Inverters Using a Discontinuous Pulse Width Modulation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 2, pp. 434-443, Jun. 2013.
- [7] June-Seok Lee and Kyo-Beum Lee, "New Modulation Techniques for a Leakage Current Reduction and a Neutral-Point Voltage Balance in Transformerless Photovoltaic Systems using a Three-Level Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1720-1732, April. 2014.
- [8] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, and Dong-Seok Hyun. "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 545-550, Jul. 2001.
- [9] June-Seok Lee and Kyo-Beum Lee, "Tolerance controls for open-switch fault in a grid-connected T-type rectifier at low modulation index," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1846-1851, Mar. 2014.
- [10] Dae Joong Kim, Jin-Hyuk Park and Kyo-Beum Lee, "Power Loss Analysis of EV Fast Charger with Wide Charging Voltage Range for High Efficiency Operation," *The Korean Institute of Electrical Engineers (KIEE)*, vol. 63, no. 8, pp. 1055-1063, Aug. 2014.

## 저 자 소 개



### 이 승 주(Seung-Joo Lee)

2014년 아주대 전자공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사 과정.

E-mail : lovebless@ajou.ac.kr



### 이 준 석(June-Seok Lee)

2011년 아주대 전자공학부 졸업. 2013년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.

E-mail : junpb@ajou.ac.kr



### 이 교 범(Kyo-Beum Lee)

1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박사). 2003년~2006년, Aalborg 대학교 에너지기술학과(덴마크). 2006년~2007년 전북대 전기공학과 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 교수.

E-mail : kyl@ajou.ac.kr