

Neutral-Point-Clamped 인버터의 저 변조지수에서 DC 링크 전압 균형을 위한 간단한 컨트롤 기법

마창수, 김태진, 강대욱, 현동석
한양대학교 전기공학과

A Simple Control Strategy for Balancing the DC-link Voltage of Neutral-Point-Clamped Inverters at low modulation index

C.S. Ma, T.J. Kim, D.W. Kang, and D.S. Hyun
Dept. of Electrical Hanyang University

ABSTRACT

This paper proposes a simple control strategy based on the discontinuous PWM(DPWM) to balance the DC-link voltage of three-level Neutral-Point-Clamped(NPC) inverters at low modulation index. New DPWM methods in multi-level inverter are also introduced. The proposed DPWM method changes the path and duration to flow the neutral point current out of or into neutral point of the DC-link and it makes the overall fluctuation of the DC-link voltage zero during a sampling time of reference voltage vector. Therefore, the voltage of the DC-link can be balanced fairly well and also the voltage ripple of the DC-link is reduced significantly. Moreover, comparing with conventional methods, the proposed strategy is very simple. The validity of the proposed DPWM method is verified by experiment

1. 서 론

오늘날 멀티 레벨 인버터는 고전압과 고전력 분야에 널리 이용되고 있으며 멀티 레벨 인버터 제어 기법에 대한 큰 관심이 집중되고 있다. 이러한 멀티 레벨 인버터는 기존의 2-레벨 인버터에 비해 많은 장점을 가지고 있다. 멀티 레벨 인버터는 스위치를 직렬로 연결하여 스위치에 걸리는 전압 스트레스를 감소시킬 뿐만 아니라 스위칭 dv/dt 스트레스를 감소시킴으로써 EMI(Electro-Magnetic Interference) 현상을 저감시킬 수 있다. 더욱이 동일한 스위칭 주파수에서 멀티 레벨 인버터는 2-레벨 인버터보다 더 많은 레벨의 출력 파형을 가지기 때문에 보다 정현적인 출력 파형을 얻을 수 있다.

지금까지 많은 멀티 레벨 인버터 토폴로지들이 제안되

어 졌고 그러한 토폴로지중에서 가장 인기 있는 토폴로지는 3-레벨에서는 NPC(Neutral-Point -Clamped) 인버터라 부르는 다이오드 클램프드 인버터이다^[1]. 다이오드 클램프드 인버터의 구조적인 특성으로는 N-레벨의 상전압을 얻기 위해 클램핑 다이오드를 필요로 하지만 전체 DC 링크 전압을 단일 전원을 사용하여 충전할 수 있는 장점을 가진다.

그러나 3-레벨 NPC 인버터의 DC 링크는 두개의 커패시터로 나누어져 있고 각 커패시터는 직렬로 서로 연결되어 있다. 그래서 만약 각 커패시터 사이에 전압 불균형이 발생한다면 순간 출력 전압 파형에 많은 고조파 성분을 포함할 뿐만 아니라 NPC 인버터에 사용되는 전력 소자들의 안전한 동작을 보장하지 못한다. 많은 방법이 DC 링크 전압 균형 문제를 해결하기 위해서 제안되어 졌지만 그러한 방법들은 DC 링크 전압 균형을 유지하기 위한 스위칭 신호와 스위칭 지속시간을 결정하기 위해서 복잡한 계산을 수행해야하거나 별도의 부가 회로를 필요로 한다^{[2],[3]}.

본 논문은 DC 링크 전압 균형을 위한 불연속 전압 변조 방식의 원리를 이용한 간단한 컨트롤 기법을 제안하고 멀티 레벨에서의 새로운 DPWM 방식을 소개한다. 제안한 기법을 사용함으로써 DC 링크 전압은 복잡한 계산 없이 또는 별도의 부가 회로 없이 쉽게 균형이 유지된다. 제안한 불연속 전압 변조 방식의 타당성은 실험을 통해서 증명된다.

2. 불연속 전압 변조 방식

2.1 2-레벨 인버터에서 기존의 불연속 전압 변조 방식

인버터를 제어하는데 있어서 오늘날에는 펄스폭 변조 방식(Pulse Width Modulation)을 주로 사용하고 있으며 펄스폭 변조 방식(PWM)중에서 불연속 전압 변조 방식(DPWM)은 2-레벨 인버터의 스위칭 손실을 최소화하기

위해서 사용된다^[4]. 그림 1은 2-레벨 인버터에서의 불연속 전압 변조 방식을 보여준다. 불연속 전압 변조 방식은 각 인버터 leg의 출력전압(V_a, V_b, V_c)이 기본 주기(360°)의 120° 동안에 $V_{dc}/2$ 나 $-V_{dc}/2$ 로 클램핑 되는 방식이다. 인버터 leg의 각 출력 전압을 클램핑 시키기 위해 특정 전압을 인버터 leg의 각 출력 전압에 더해주는 것이 필요하다. 이 특정 전압을 offset 전압(V_{offset})이라고 부르며 offset 전압은 아래의 조건을 만족하는 어떤 값이라도 선택할 수 있다.

$$-\frac{V_{dc}}{2} - V_{min} \leq V_{offset} \leq \frac{V_{dc}}{2} - V_{max} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} V_{max} &= \max(V_a, V_b, V_c) \\ V_{mid} &= \text{mid}(V_a, V_b, V_c) \\ V_{min} &= \min(V_a, V_b, V_c) \end{aligned}$$

그림 1에서 V_a', V_b', V_c' 는 offset 전압이 더해진 새로운 출력 전압이며 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} V_a' &= V_a + V_{offset} \\ V_b' &= V_b + V_{offset} \\ V_c' &= V_c + V_{offset} \end{aligned} \quad (2)$$

표 1은 2-레벨 인버터에서 클램핑되는 레일에 따른 offset 전압을 보여준다.

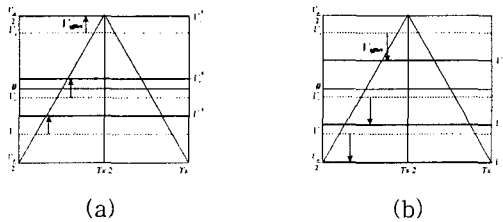


그림 1 2-레벨 인버터에서 DPWM 방법
Fig. 1 DPWM method in two-level inverter

표 1 클램핑 레일에 따른 offset 전압
Table I V_{offset} according to clamping rail in two-level inverter

Clamping rail	V_{offset}	Condition
$\frac{V_{dc}}{2}$	$V_{offset} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{max}$	No condition
$-\frac{V_{dc}}{2}$	$V_{offset} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{min}$	No condition

2.2 멀티 레벨 인버터에서 새로운 불연속 전압 변조 방식

2-레벨 인버터에서 사용되는 불연속 전압 변조 방식은 멀티 레벨 인버터에 확장되어 사용될 수 있

다. 그러나 멀티 레벨 인버터에서 불연속 전압 변조 방식은 2-레벨과 다른 점을 가지고 있다. 그것은 인버터 leg의 출력 전압을 클램핑 할 수 있는 rail의 수가 변조지수에 따라 증가한다는 것이다. 그림 2는 3-레벨 인버터에서의 불연속 전압 변조 방식을 나타낸다. 고 변조 지수일 때 각 인버터 leg의 출력 전압은 2-레벨 인버터와 마찬가지로 $V_{dc}/2$ 나 $-V_{dc}/2$ 에 클램핑 시킬 수밖에 없다. 하지만 저 변조 지수일 때에는 이 두 방법 외에도 세상의 출력 전압중 중간값을 0에 클램핑 시킬 수도 있으며 또한 세상의 출력 전압중 최대값을 0에 클램핑 시키거나 최소값을 0에 클램핑 시킬 수가 있다. 그러므로 불연속 전압 방식을 3-레벨 인버터에서 사용할 경우 고 변조 지수일 경우에는 2-레벨과 마찬가지로 2가지 방법만 가능하지만 저 변조 지수일 경우에는 고 변조 지수의 2가지 방법 외에도 3가지 방법이 더 가능하기 때문에 최대 5가지 방법이 가능하다. 표 2는 3-레벨에서 클램핑되는 레일에 따른 offset 전압을 보여준다.

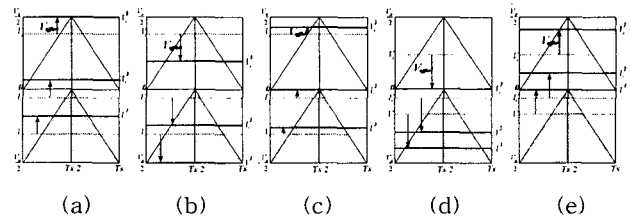


그림 2 3-레벨 인버터에서 DPWM 방법
Fig. 2 DPWM method in three-level inverter

표 2 클램핑 레일에 따른 offset 전압
Table II V_{offset} according to clamping rail in three-level inverter

Clamping rail	V_{offset}	Condition
$\frac{V_{dc}}{2}$	$V_{offset} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{max}$	No condition
$-\frac{V_{dc}}{2}$	$V_{offset} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{min}$	No condition
0	$V_{offset} = -V_{mid}$	$V_{max} - V_{mid} \leq V_{dc}/2$ $V_{mid} - V_{min} \leq V_{dc}/2$
	$V_{offset} = -V_{max}$	$V_{max} - V_{min} \leq V_{dc}$
	$V_{offset} = -V_{min}$	$V_{max} - V_{min} \leq V_{dc}$

결론적으로 N-레벨의 인버터의 경우 클램핑 할 수 있는 rail의 수는 N이고 인버터 leg의 출력 전압을 클램핑 시킬 수 있는 방법은 변조 지수에 따라 N+2로 증가한다.

3. DC 링크 전압 컨트롤 기법

3.1 DC 링크 전압 균형의 원리

그림 3은 3-레벨 NPC 인버터의 회로도이고 표 3은 각 인버터의 스위칭 상태와 그에 해당하는 인버터 leg 출력 전압을 나타낸다. 각 상에는 *p*, *o*, *n* 세 종류의 스위칭 상태가 있고 3상 3-레벨 인버터에는 모두 27개의 스위칭 상태가 존재한다.

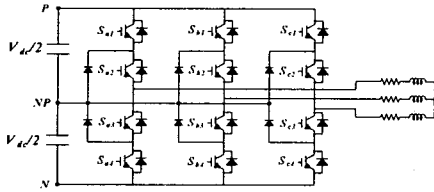


그림 3 3-레벨 NPC 인버터의 회로도

Fig. 3 Schematic of a three-level NPC inverter

표 3 3-레벨 인버터의 스위칭 상태

Table III Switching States in three-level inverter

Switching Symbols	Switching States				Output leg Voltage
	S_{X1}	S_{X2}	S_{X3}	S_{X4}	
<i>p</i>	ON	ON	OFF	OFF	$V_{dc}/2$
<i>o</i>	OFF	ON	ON	OFF	0
<i>n</i>	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{dc}/2$

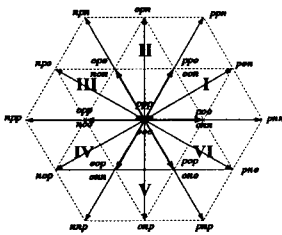


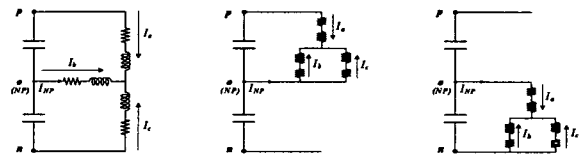
그림 4 3-레벨 인버터의 스위칭 상태 벡터도

Fig. 4 Switching state vectors of three-level VSI

그림 4는 27개의 스위칭 상태와 18개의 전압 공간 벡터들을 나타낸다. 18개의 벡터들은 4종류(Large vector, medium vector, small vector, zero vector)의 벡터로 나눌 수 있다. 영 벡터(zero vector)는 세 개의 스위치가 같은 점에 연결되어 있는 벡터이고 큰 벡터(Large vector)는 세 개의 스위치가 같은 점에 연결된 경우를 제외한 세 스위치가 P점과 N점에 연결되어 있는 벡터이다. 영 벡터와 큰 벡터는 중성점에 어떠한 스위치도 연결되어 있지 않으므로 중성점 전위의 변동에 영향을 미치는 중성점 전류가 흐르지 않는다. 중간 벡터(medium vector)는 중성점에 하나의 스위치가 연결되어 있고 나머지 두 개의 스위치들이 각각 P점과 N점에 연결되어 있는 벡터이다. 중간 벡터는 세상중에 한 상이 항상 중성점에 연결되어 있기 때문에 중성점

전위의 변동에 영향을 미치는 중성점 전류가 항상 흐른다. 작은 벡터(small vector)는 두 개의 스위치가 같은 점에 연결되고 나머지 한 개의 스위치는 인접한 다른 점에 연결된 벡터이다. 작은 벡터들은 두 개의 작은 벡터로 이루어진 여섯 개의 세트로 구성될 수 있다. 이 두 작은 벡터들은 같은 방향과 크기를 가지지만 두 벡터는 반대 방향의 중성점 전류를 가진다.

전압 벡터와 중성점 사이의 관계를 고려했을 때 중성점에 흐르는 중성점 전류를 인버터의 부하 전류로 나타낼 수 있다. 그림 5에서 전류 I_b 는 pon 벡터가 인가되는 동안 중성점에 흐르는 전류이고 poo 벡터일 때는 $-I_a$ 의 전류가 onn 벡터일 때는 I_a 가 중성점에 흐르는 전류이다. 그러므로 전압 벡터와 중성점에 흐르는 전류와의 관계는 표 4와 같이 나타낼 수 있다.



(a)pon vector (b)poo vector (c)onn vector

그림 5 전압벡터에 따른 중성점 전류와 출력전류의 관계

Fig. 5 Relationship between the NP current and the output current for space vectors

표 4 전압 벡터에 대한 중성점 전류

Table IV Neutral point current for space vectors

Small vector	I_{NP}	Small vector	I_{NP}	Medium vector	I_{NP}
<i>onn</i>	I_a	<i>poo</i>	$-I_a$	<i>pon</i>	I_b
<i>ppo</i>	I_c	<i>oon</i>	$-I_c$	<i>opn</i>	I_a
<i>non</i>	I_b	<i>opo</i>	$-I_b$	<i>npo</i>	I_c
<i>opp</i>	I_a	<i>noo</i>	$-I_a$	<i>nop</i>	I_b
<i>nno</i>	I_c	<i>oop</i>	$-I_c$	<i>onp</i>	I_a
<i>pop</i>	I_b	<i>ono</i>	$-I_b$	<i>pno</i>	I_c

기준 벡터는 공간 벡터 변조 방식을 이용하여 만들어진다. 이 방식은 선간 출력 전압의 고조파 성분을 최소화하기 위해 매 샘플링 시간마다 기준 벡터에 가장 인접한 스위칭 상태 벡터를 가지고 기준 벡터를 합성한다.

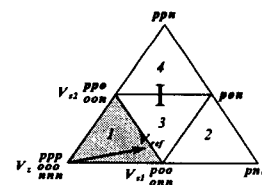


그림 6 벡터 I에서의 기준 전압 벡터

Fig. 6 Reference vector in the inner small triangle

그림 6에서 기준 전압 벡터가 색칠해진 작은 삼각형 안에 위치할 때 기준 벡터는 다음과 같이 합성되어 진다.

$$V_{ref} = d_{s1} V_{s1} + d_{s2} V_{s2} + d_z V_z \quad (3)$$

$$d_{s1} + d_{s2} + d_z = T_s$$

d_{s1}, d_{s2} : 작은 벡터의 지속시간
 d_z : 영 벡터의 지속시간
 T_s : 샘플링 시간

기준 벡터는 각 벡터들의 지속시간이 곱해진 세 벡터의 합성에 의해서 만들어지며 이때에 중성점에 흐르는 중성점 전류는 표4로부터 알 수 있다

선택되는 작은 벡터에 따라 중성점 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$I_{NP} = d_{s1} I_a + d_{s2} (-I_c) \quad (onn, oon \text{ 경우}) \quad (4)$$

$$I_{NP} = d_{s1} (-I_a) + d_{s2} I_c \quad (poo, ppo \text{ 경우})$$

위 식으로부터 중성점에 흐르는 실제 전류는 중성점 전류의 크기와 벡터의 지속시간의 곱이라는 것을 알 수 있다.

결론적으로 원하는 출력 전압은 매 샘플링 시간마다 기준 벡터에 가장 인접한 세 개의 스위칭 상태 벡터의 합성에 의해서 만들어지고 동시에 DC 링크의 불균형을 야기시키는 중성점 전류가 중성점을 통해서 흐른다. 그러므로 DC 링크 전압 균형을 위해서 적당한 벡터를 선택하고 그 벡터의 지속시간을 컨트롤하는 방식으로 중성점에 흐르는 전류를 한 샘플링 시간 동안 0로 만들어줌으로써 DC 링크 전압의 균형을 유지 할 수 있다.

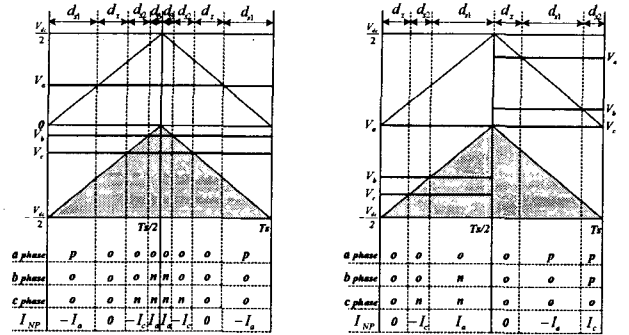
3.2 DC 링크 전압 균형을 위한 제안한 불연속 전압 변조 방식

이전의 섹션에서 설명한 것과 같이 다른 스위칭 상태를 가지는 두 개의 작은 벡터들의 세트가 존재하고 이 두 개의 작은 벡터들은 반대 부호의 중성점 전류를 갖는다. 이러한 작은 벡터들의 특징은 3-레벨 NPC 인버터의 DC 링크의 균형을 위해서 중요한 역할을 한다.

DC 링크의 균형을 위해 이러한 특징을 갖는 작은 벡터들을 교대로 사용하는 기법이 이용된다. 이 기법은 그림 6에서 처럼 기준 벡터가 색칠한 삼각형안에 위치하였을 경우 처음 반 샘플링 시간 동안에는 *oon*와 *onn*의 스위칭 상태를 선택하고 다음 반 샘플링 시간 동안에는 *poo*과 *ppo*의 스위칭 상태를 선택하는 기법이다. 이런 방식으로 스위칭을

선택하면 중성점에 흐르는 중성점 전류를 한 샘플링 시간 동안에 0으로 만들 수가 있고 DC 링크 전압은 균형을 유지하게 된다.

간단하게 이 기법은 제안한 불연속 전압 변조 (DPWM) 방식으로 실현되어 진다.



(a) SPWM (b) the proposed DPWM

그림 7 기준전압 벡터와 중성점 전류
 Fig. 7 Reference vector and Neutral point current

그림 7은 3-레벨 인버터의 기준 벡터와 중성점 전류 사이의 관계를 보여준다. 그림 7(b)의 제안한 불연속 전압 변조 방식은 처음 반 샘플링 시간 동안에는 세상의 출력 전압중에 최대값을 0에 클램핑 시키고 다음 반 샘플링 시간 동안에는 세상의 출력 전압중에 최소값을 0에 클램핑 시키는 방식이다. 최대 전압과 최소 전압을 0에 클램핑 시키기 위해서 offset 전압을 더하는 것이 필요하며 offset 전압은 표 2로부터 알 수 있다. 이러한 불연속 전압 변조 방식의 특징은 한 샘플링 시간 동안 반대 부호의 중성점 전류를 흐르게 하고 그러한 중성점 전류의 지속시간을 동일하게 만들어 준다. 이것은 DC 링크의 균형을 위해서 중성점 전류의 크기와 지속시간의 곱으로 이루어지는 한 샘플링 시간동안의 총 중성점 전류의 합을 0으로 만들어 준다. 그림 7(b)에서 처음 반 샘플링 시간 동안 세상의 출력 전압중에 최대값이 0에 클램핑이 되었을 때 *oon*과 *onn*의 스위칭 상태는 $-I_c$ 와 I_a 의 중성점 전류를 흐르게 하고, 다음 반 샘플링 시간 동안 세상의 출력 전압중에 최소값이 0에 클램핑 되었을 때 *poo*과 *ppo*의 스위칭 상태는 $-I_a$ 와 I_c 의 중성점 전류를 흐르게 한다.

한 샘플링 시간동안 중성점에 흐르는 전류를 구하면 다음과 같다.

$$I_{NP1} = d_{s2} (-I_c) + d_{s1} I_a \quad (\text{처음 반 샘플링})$$

$$I_{NP2} = d_{s1} (-I_a) + d_{s2} I_c \quad (\text{다음 반 샘플링}) \quad (5)$$

$$I_{NPT} = I_{NP1} + I_{NP2} = 0 \quad (\text{한 샘플링 시간})$$

결론적으로 제안한 불연속 전압 변조 방식은 작은 벡터를 사용하여 DC 링크의 중성점에 흐르는 중성점 전류의 방향과 지속시간을 적당하게 바꿈으로서 기준 전압 벡터의 한 샘플링 시간 동안 총 DC 링크의 변동을 0으로 만들어 주어 DC 링크 균형을 유지한다.

4. 실험 결과

제안한 불연속 전압 변조(DPWM) 방법과 DC 링크 전압의 컨트롤 기법의 타당성을 증명하기 위해 실험이 실행되었다.

제안한 DPWM 방법은 TMS320C31 DSP 보드를 이용하여 프로그램되었고 전력 소자로 Mitsubishi사의 CM100DY-6H가 사용되었다. NPC 인버터의 부하로 2마력 인덕션 모터가 사용되었고 모터를 구동하기 위해 v/f 일정 제어를 수행하였으며 출력 주파수는 20[Hz]이다. DC 링크 커패시터 용량은 각각 1000 [μF]이고 스위칭 주파수는 8[kHz]이다. 총 DC 링크 전압은 200[V]이고 변조 지수는 0.45이다. 그림 8은 두 커패시터 전압을 보여준다. 제안한 방법을 사용함으로써 DC 링크 전압의 균형이 잘 유지되는 반면에 SPWM 방법의 DC 링크 전압은 불균형이 발생하는 것을 볼 수 있다. 그림 9는 DC 링크 전압의 리플에 대한 실험 결과이다. 그림에서 보듯이 제안한 방법의 DC 링크 전압 리플은 SPWM 방법의 전압 리플보다 상당히 감소한 것을 볼 수 있다. 그림 10은 선간 전압과 부하 전류를 각각 보여준다.

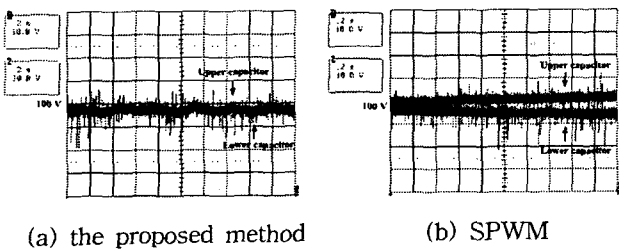


그림 8 두 캐패시터 전압
Fig. 8. Two capacitor voltage

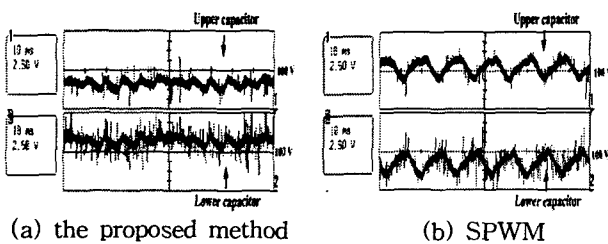
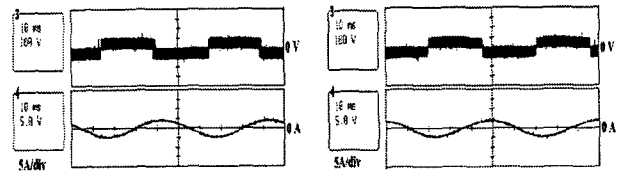


그림 9 DC 링크 전압의 리플
Fig. 9 The ripple of DC-link voltage



(a) the proposed method (b) SPWM

그림 10 선간 전압과 부하 전류

Fig. 10 Line-to-line voltage and load current

5. 결론

본 논문은 3-레벨 Neutral-Point-Clamped 인버터의 저 변조 지수에서 DC 링크 전압 균형을 위한 간단한 컨트롤 기법을 제안하고 멀티레벨 인버터에서의 새로운 불연속 전압 변조(DPWM) 방식을 소개한다. 제안한 불연속 전압 변조 방식은 DC 링크의 중성점에 흐르는 중성점 전류의 방향과 지속시간을 적당하게 바꿈으로서 기준 전압 벡터의 한 샘플링 시간 동안 중성점 전류에 의해 발생하는 총 DC 링크 전압의 변동을 0으로 만들어 주어 DC 링크 전압 균형을 유지한다. DC 링크 전압 균형을 위해 복잡한 계산을 수행해야 하는 기존의 방법들에 비해 제안한 방법은 매우 간단하게 DC 링크 전압 균형을 유지할 수 있으며 더욱이 DC 링크 전압 리플도 상당히 감소한다. 제안한 방법은 실험을 통해 그 타당성이 증명되었고 실험 결과는 제안한 방법이 저 변조지수에서 DC 링크의 전압 균형을 컨트롤하는데 상당히 효과적임을 보여준다.

참고 문헌

- [1] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-point-Clamped PWM inverter," *IEEE Trans. On Industrial Applications*, Vol. 17, No. 5, pp. 518-523, 1981.
- [2] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 965-970, 1993.
- [3] A. V. Jouanne, S. Dai, and H. Zhang, "A Multilevel Inverter Approach Providing DC-Link Balancing, Ride-Through Enhancement, and Common-Mode Voltage Elimination," *IEEE Trans Ind. Electronics*, Vol. 49, pp 739-745, 2002, August.
- [4] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "A high performance generalized discontinuous PWM algorithm," in *Conf. Rec. IEEE APEC97*, vol. 2, pp. 886-894, 1997.