

3-레벨 인버터 공간벡터 변조시의 중성점 전위 변동 보상법

서재형*, 김광섭, 방상석, 최창호
(주)포스콘 기술연구소

Compensating for the Neutral-Point Potential Variation in Three-Level Space-Vector PWM Method

Jae Hyeong Seo, Kwang Seob Kim, Sang Seok Bang, Chang Ho Choi
R&D Center, POSCON Co., Ltd

ABSTRACT

In performing the three-level SVPWM, it is nearly impossible to control the neutral-point potential exactly to the half of the dc-link voltage at all times. Therefore the inverter would produce an erroneous output voltage by this voltage unbalance. So the voltage unbalance has to be compensated in doing PWM, when the voltage unbalance occurs whether it is small or large, to make the inverter output voltage follow the reference voltage exactly the same. In this paper, a new compensating method for the neutral-point potential variation in a three-level inverter space vector PWM (SVPWM) is presented. By using the proposed method, the output voltage of the inverter can be made same as the reference voltage and thus the current and torque ripple of the inverter driven motor can be greatly improved even if the voltage unbalance is quite large. The proposed method is verified experimentally with a 3-level IGBT inverter.

1. 서 론

NPC(Neutral-Point Clamped) 3-레벨 인버터 시스템은 스위칭 소자의 직렬연결 구조로 되어 있으면서도 턴-오프시의 균등한 차단전압 분배를 이룰 수 있고 출력전압의 고조파를 같은 스위칭 주파수에서 비교할 때 2-레벨 인버터 보다 2배 이상 줄일 수 있어 고성능의 고압 전동기 구동시스템에 널리 적용되고 있다. 그러나 이러한 장점들을 충분히 이용하기 위해서는 DC-링크 중성점 전압을 항상 DC-링크 전압의 1/2로 유지시켜야 한다. 따라

서 이러한 중성점 전압 불균형 문제를 해결하는 다양한 방법들이 제시되어 졌다^{1,2)}. 이러한 중성점 전압 제어 방법들은 3-레벨 인버터의 중복 전압 벡터들의 크기와 위상이 동일하다는 가정에 기초하고 있으나 실제로는 중성점 전압이 인버터의 모든 동작영역에서 항상 DC-링크 전압의 1/2로 유지되지는 못하므로 중복 전압 벡터들의 크기와 위상은 서로 다른 값을 가지게 된다. 따라서 이러한 가정은 중성점 전압 제어에는 유용하지만 이로 인해 지령 전압과 3-레벨 인버터의 실제 출력전압 사이에는 오차가 발생하게 된다. 더욱이 중성점 전압 제어로 인하여 이러한 출력전압의 오차가 더 증가할 수도 있으며 작은 중성점 전압 변동에도 전압 제어를 행하여야 함으로써 인버터 소자의 스위칭 주파수를 증가시키게 되는 단점을 가지게 된다.

본 논문에서는 3-레벨 공간 벡터 변조 시, 이러한 중성점 전압 불균형을 보상하여 상당한 중성점 불균형 전압이 발생하여도 인버터 출력 전압이 지령 전압을 정확히 추종하는 방안을 제시하고 실험을 통하여 그 타당성을 검증한다.

2. 중성점 전압 변동 보상법

2.1 중성점 전압 변동 보상법의 기본 원리

그림 1은 NPC 인버터의 구성도이며 각 상의 스위칭 상태는 표 1에 제시되어 있다. 인버터 각상에는 P,O,N의 3가지 스위칭 상태가 존재하고 3상 인버터의 경우 27가지의 스위칭 상태 조합이 있다.

그림 2는 이상적인 경우의 3-레벨 인버터의 스위칭 궤적이며 내부의 검은 점으로 표시된 벡터는 중복벡터를 나타낸다. 중성점 전압 변동에 의한 지령 전압 벡터와 실제 출력 전압과의 오차는 다음 그림 3을 이용하여 설명한다. 그림 3은 A상의 스위칭 상태가 P에서 O로, B상과 C상은 O에서 N으로 바뀌는 경우이다.

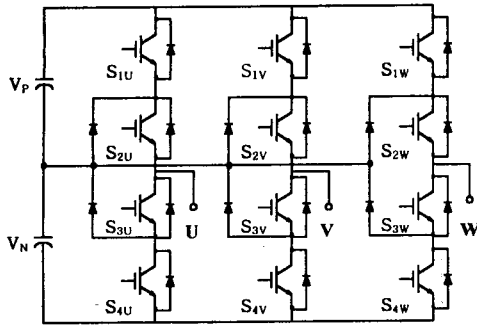


그림 1 NPC 3-레벨 인버터 구성도
Fig. 1 Circuit diagram of NPC inverter

표 1 인버터 스위칭 상태와 출력 전압(X=U,V,W)
Table 1 Switching states and terminal voltage

Switching Symbol	Switching States				Terminal Voltage
	S1X	S2X	S3X	S4X	
P	ON	ON	OFF	OFF	Vdc
O	OFF	ON	ON	OFF	Vdc/2
N	OFF	OFF	ON	ON	0

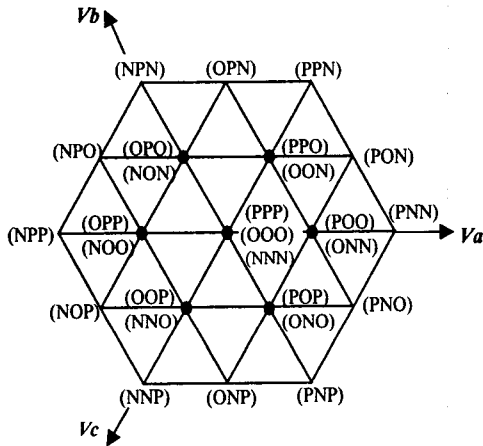


그림 2 3-레벨 인버터의 스위칭 궤적
Fig. 2 Switching Trajectory of NPC inverter

만약 3-레벨 인버터의 중성점 전압이 전체 DC-링크 전압의 1/2로 정확히 유지된다면 그림 1과 3의 Vn은 Vdc/2가 될 것이다. 이때 Vn은 DC-링크 아랫단 커패시터의 전압이다. 그림 3에서 Vn이 Vdc/2로 정확히 제어되는 경우 A, B상의 출력 전압은 다음의 식 1과 같이 계산할 수 있다.

$$V_A = \frac{T_A \cdot V_{DC} + (T_S - T_A) \cdot \frac{V_{DC}}{2}}{T_S} \quad (1)$$

$$V_B = \frac{T_B \cdot \frac{V_{DC}}{2}}{T_S}$$

그러나 중성점 전압 불균형이 발생하는 경우, 실제 출력 전압은 다음 식 (2)와 같이 계산되어 진다.

$$\overline{V}_A = \frac{T_A \cdot V_{DC} + (T_S - T_A) \cdot V_N}{T_S} \quad (2)$$

$$\overline{V}_B = \frac{T_B \cdot V_N}{T_S}$$

위의 식(1)과 (2)로부터 알 수 있듯이 인버터 실제 출력 전압은 중성점 전압 변동에 의하여 지령 전압 벡터와 다른 값을 가질 수 있게 된다. 따라서 중성점 전압 불균형이 발생할 경우, A상과 B상의 벡터 인가 시간을 아래 식(3)의 VA', VB'과 같이 수정하여야 실제 인버터 출력 전압과 지령전압을 일치시킬 수 있다.

$$V_A' = \frac{T_A \cdot V_{DC} + (T_S - T_A) \cdot V_N}{T_S} \quad (3)$$

$$V_B' = \frac{T_B \cdot V_N}{T_S}$$

즉 3-레벨 인버터에서 한상의 스위칭 상태가 P에서 O상태로 변하는 경우는 식(3)의 VA'와 같이, 스위칭 상태가 O에서 N으로 변하는 경우는 VB'과 같이 전압 벡터 인가 시간을 수정하면 중성점 전압 불균형 문제가 발생하여도 실제 출력 전압과 지령 전압을 정확히 일치시킬 수 있다.

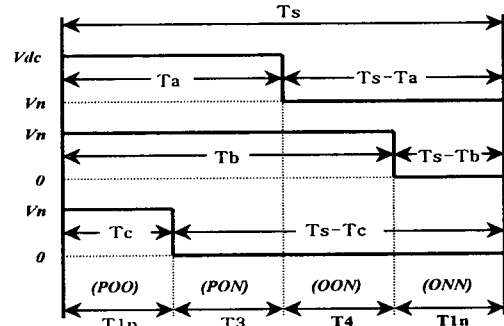


그림 3 3-레벨 인버터 스위칭 시퀀스(1)
Fig. 3 Switching sequence of 3-level inverter

2.2 중성점 전압 제어와 인버터 출력 전압 오차

본 절에서는 3-레벨 인버터의 중성점 전압 제어 알고리즘의 인버터 출력 전압 오차에의 영향에 대하여 설명하기로 한다. 그림 3은 3-레벨 인버터의 스위칭 상태가 (POO)→(PON)→(OON)→(ONN)의 순서로 변화하는 경우의 스위칭 시퀀스를 표시한 것이다. T_{IP}와 T_{IN}은 각각 (POO), (ONN) 전압 벡터 인가 시간이며 중성점 전압 오차와 전동기 동작 모드에 따라 아래 식 4와 같이 계산되어 진다.^[2]

$$T_{IP} = \frac{T_1}{2} \times (1-f), \quad T_{IN} = \frac{T_1}{2} \times (1+f) \quad (4)$$

$$T_{IP} + T_{IN} = T_1, \quad -1 \leq f \leq 1$$

만약 전동기가 motoring 모드이고 Vp가 Vn보다 높은 경우 식 4의 제어 변수 f는 음의 값을 가지게 된다. 따라서 (POO) 벡터의 인가 시간은 증가하고 (ONN) 벡터의 인가 시간은 감소하게 된다. 이로 인해 A, B 상의 출력 전압은 모두 증가하게 되나

B상의 전압은 A상 출력 전압의 증가량 보다 작게 되고 결국 출력 선간전압은 지령 전압 보다 감소하게 된다. 즉 중성점 전압 제어에 의해 인버터 출력 전압과 지령 전압과의 오차가 더욱 증가하게 되는 결과를 가져오게 된다.

그림 3과 같은 스위칭 시퀀스가 주어지고, 중성점 전압 제어를 행하지 않을 경우의 A,B상 선간 전압 지령치와 실제 출력 전압과의 오차는 다음의 식 5와 같이 계산되고, 중성점 전압 제어를 행하는 경우는 식 6과 같이 계산할 수 있다.

$$\Delta V = (T_C - T_A) \cdot (V_P - V_N) / 2 \quad (5)$$

$$\Delta V = (T_C - T_A - 2T_C(1-f)) \cdot (V_P - V_N) / 2 \quad (6)$$

위의 두 식으로부터 중성점 전압 제어 알고리즘에 의해 인버터 출력 선간 전압의 오차가 더욱 증가할 수 있음을 알 수 있다. 그러나 앞서 설명한 중성점 전압 보상법을 적용하여 아래 식 7과 같이 T_A , T_B 를 수정하면 이러한 중성점 전압 제어에 의한 인버터 출력 전압 오차를 제거 할 수 있다.

$$T_A' = \frac{0.5V_{DC}(T_A + T_C(1-f)) + T_S(0.5V_{DC} - V_N)}{V_P} \quad (7)$$

$$T_B' = \frac{0.5V_{DC}(T_B + T_C(1-f))}{V_N}$$

앞서 제시된 중성점 전압 불균형 보상법에 의해 인버터 출력전압 오차는 제거되나 이로 인해 중성점 전압 제어를 위해 계산된 f 의 값, 즉 T_{IP} , T_{IN} 이 왜곡되는 결과를 초래하게 된다. 따라서 정확한 중성점 전압제어를 위해서는 계산된 T_{IP} , T_{IN} 을 중성점 전압 불균형 보상법 적용 후에도 유지되도록 하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 가상의 보상 시간 ΔT 를 최초 선택 전압 벡터 인가시간(그림 3의 경우 (POO) 벡터의 인가시간)에 더한 후, 제안된 보상법을 적용한다. 이와 같은 과정에 의하여 중성점 전압 제어에 필요한 제어변수 f 의 값을 유지하면서 중성점 전압 불균형에 의한 출력 전압의 오차를 제거할 수 있게 된다. 이때 필요한 가상의 보상 시간 ΔT 는 인버터의 스위칭 시퀀스에 따라 다음의 두 가지 경우로 분류하여 계산한다.

Case I : 인버터 A, B, C 3상 가운데 가장 먼저 스위칭 상태가 변하는 상의 초기 출력 전압이 그림 3의 C상과 같이 DC-링크 아랫단 커패시터 전압에 의해 결정이 되는 경우로 이때 ΔT 는 아래 식 8과 같이 계산되어 진다.

$$\frac{V_{DC}}{2} \left(\frac{T_1}{2} (1-f) + \Delta T \right) / V_N = \frac{T_1}{2} (1-f) \quad (8)$$

$$\therefore \Delta T = \frac{T_1}{2} (1-f) \frac{V_N - V_P}{V_{DC}}$$

Case II : 위의 case I과 달리 인버터 A, B, C 3상 가운데 가장 먼저 스위칭 상태가 변하는 상의 초기

출력 전압이 그림 4의 A상과 같이 DC-링크 전체 전압에 의해 결정이 되는 경우로 이때 ΔT 는 아래 식 9와 같이 계산되어 진다.

$$\frac{V_{DC}}{2} \left[\frac{T_1}{2} (1-f) + \Delta T \right] + T_S \left(\frac{V_{DC}}{2} - V_N \right) = \frac{T_1}{2} (1-f) \quad (9)$$

$$\therefore \Delta T = \left[\frac{T_1}{2} (1-f) - T_S \right] \frac{V_P - V_N}{V_{DC}}$$

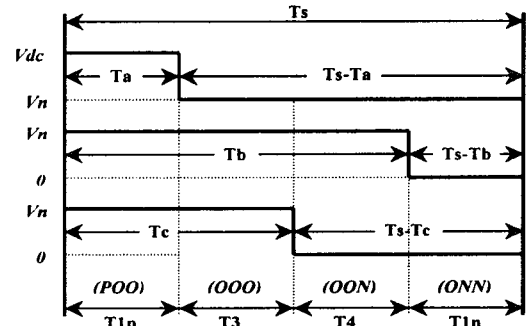


그림 4 3-레벨 인버터 스위칭 시퀀스(11)
Fig. 4 Switching sequence of 3-level inverter

3. 실험 결과

본 논문에서 제안한 중성점 전압 불균형을 보상한 공간 전압 벡터 변조법의 타당성을 검증하기 위하여 IGBT 3-레벨 인버터 컨버터 시스템을 이용한 실험을 행하였다. 실험 조건은 아래 표 2와 같고 참고문헌 [3]에서 제시된 공간 전압벡터 변조법을 이용하였다. 그림 5와 6은 DC-링크 불균형 전압이 -5V인 경우의 실험 결과로 각각 전동기 속도 900[rpm]과 1800[rpm]에서의 실험결과 파형이다.

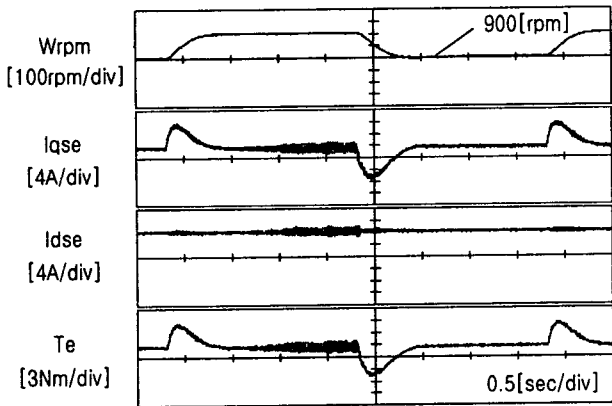
표 2 실험 조건
Table 2 Test Conditions

System Configuration	PWM Converter/Inverter Pair
DC-Link Voltage	300[V]
Switching Frequency	750[Hz]
Motor Rating	220V, 5.5[Kw], 3상 유도전동기

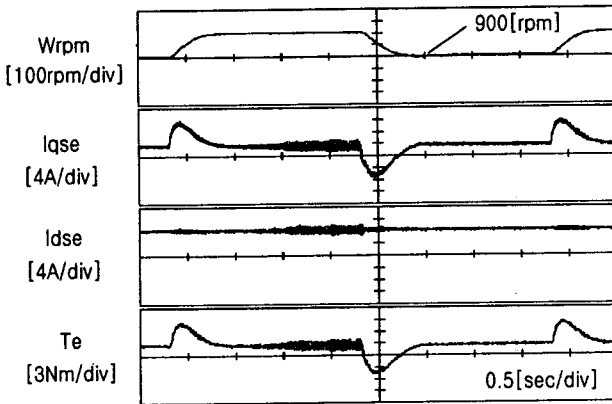
그림 5와 6의 실험결과 파형으로부터 알 수 있듯이 DC-링크 불균형 전압이 전체 DC-링크 전압의 2% 미만으로 매우 작으나 공간전압 벡터 변조 시 이를 고려하지 않으면 인버터 출력 전압이 지령 전압을 정확히 추종할 수 없다. 따라서 이러한 출력 전압의 오차는 전동기의 전류 및 토오크 리플을 야기하여 전동기 구동 시스템의 성능을 저하시킨다. 본 논문에서 제시한 중성점 전압 불균형을 공간 전압 벡터 변조시 보상하면 이와 같은 전류, 토오크 리플을 현저히 저감시킬 수 있음을 실험을 통하여 확인하였다.

4. 결 론

3-레벨 인버터로 구현된 고압 대용량 인버터의 경우, 순시적인 중성점 전압 제어는 대단히 어렵다. 따라서 이러한 중성점 전압 불균형은 피할 수 없으며, 이를 고려하지 않고 공간 벡터 변조법을 수행하면 인버터 출력 전압과 지령 전압과의 오차가 발생할 수밖에 없다. 따라서 본 논문에서는 이러한 중성점 전압 변동을 보상한 공간벡터 변조법을 제시하고 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다. 제시된 중성점 전압 보상법 그 구현이 간단하면서도 3-레벨 인버터의 출력 전압과 지령전압과의 오차를 제거하여 3-레벨 인버터로 구동되는 전동기의 전류 및 토오크 리플을 저감시킬 수 있는 장점을 지닌다.



(a)

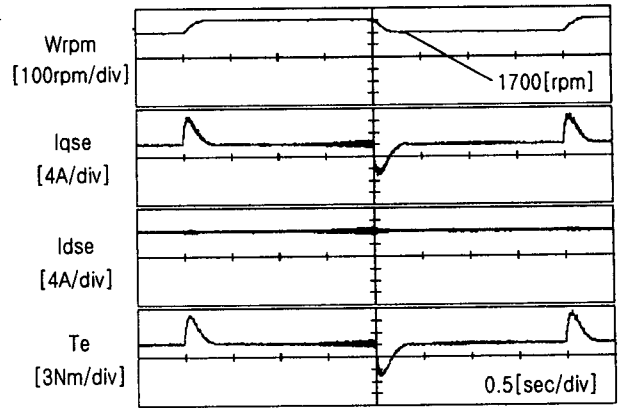


(b)

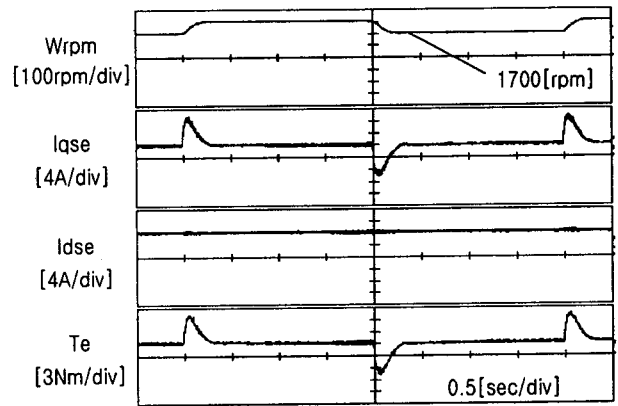
그림 5 $W_{rpm}=900\sim1100[\text{rpm}]$, $V_{dc_err}(V_P-V_N)=-5[\text{V}]$ 에서의 실험 결과 파형,

- (a) 중성점 전압 불균형을 보상하지 않은 경우,
- (b) 중성점 전압 불균형을 보상한 경우

Fig. 5 Test results when W_{rpm} changes from 900 to 1100 and $V_{dc_err}=-5[\text{V}]$,
(a) without compensation, (b) with compensation



(a)



(b)

그림 6 전동기 속도 900-1800[rpm], $V_{dc_err}(V_P-V_N)=-5[\text{V}]$ 에서의 실험 결과 파형,

- (a) 중성점 전압 불균형을 보상하지 않은 경우
- (b) 중성점 전압 불균형을 보상한 경우

Fig. 6 Test results when W_{rpm} changes from 1700 to 1800 and $V_{dc_err}(V_P-V_N)=-5[\text{V}]$
(a) without compensation, (b) with compensation

참 고 문 헌

- [1] H.L.Liu, DSP Based Space Vector PWM for Three-Level Inverter with DC-Link Voltage Balancing, IECON Conf. Rec., pp. 197~203, 1991.
- [2] S.Tamai, "3-Level GTO Converter-Inverter Pair System For Large Capacity Induction Motor Drive", EPE Conf. Rec., pp. 45~50, 1993.
- [3] Jae-Hyeong Seo, "A New Simplified Space Vector PWM Method for Three-Level Inverters", APEC Conf. Rec., pp. 515~550, 1999.