

NPC와 B-Bridge 컨버터의 부스트 벡터와 커패시터전압의 해석

김정균, 김태진, 강대욱, 현동석
한양대학교 전기공학과

Analysis of Capacitor Voltage and Boost Vector in Neutral-Point-Clamped and H-Bridge Converter

Jung-Kyun Kim, Tae-Jin Kim, Dae-Wook Kang, Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Hanyang Uni.

ABSTRACT

This paper discover another boost vectors in high modulation index. In steady states, modulation index of converter operation is normally 0.7~0.8 [p.u]. Even though zero vectors are not imposed, DC-Link voltage is constant because 3-level boost convert has another boost vectors. and this paper proposes the analysis and the comparison for NPC and H-Bridge converter. It proposed the calculation method for the voltage ripple and charging current of each capacitor and deals with voltage balance problems of each link capacitor they are associated with the switching state, the position of reference voltage vector. Simulation and analysis are used in order to prove validity of the proposed methods.

1. 서 론

일반적으로 PWM AC/DC 컨버터 시스템은 단위역률, 고품질의 DC-link전압조절과 회생운전의 기능을 가지고 있다. 특히, 3상 3레벨 PWM AC/DC컨버터 시스템은 고전력과 고전압 산업의 이용에 있어 중요한 위치에 있다. 이것은 기존의 2레벨 컨버터와 비교하여 같은 DC-link 전압과 스위칭 주파수를 사용할 경우, 소자의 전압스트레스는 반으로 줄어들고 고조파도 훨씬 적게 발생하기 때문이다.^{[1]-[3]}

NPC(Neutral Point Converter)의 장점은 컨버터/인버터 연동제어가 가능하고 제어가 간단하다는 점이다. 하지만 부가적인 클램핑 다이오드를 요구하고 커패시터의 직렬 연결로 문제로 인하여 DC-link의 전압이 변동한다.

3레벨 H-Bridge컨버터의 경우에는 부가적인 클램핑 다이오드가 필요하지 않으므로 가장 적은 소자를 요구하고 각 셀이 같은 구조를 가졌기 때문에 패키징과 레이아웃이 가능하다. 또한 개별 dc원을 가지고 있기 때문에 멀티출력이 가능하지만 응용분야에 제한이 있다.^[4]

양 시스템은 dc 출력전압이 거의 일정하여도, 각 커패시터의 전위가 변동하는 고유의 문제를 가지고 있다.

현재까지 NPC에 대한 다양한 해석방법과 해결방법이 보고되었지만, NPC의 중성점 전류에 의해 표현되는 방법은 H-Bridge에 적용할 수 없다. 왜냐하면 3레벨 H-Bridge컨버터는 NPC와는 달리 커패시터가 분리되어 있다는 점과 NPC에서의 중성점 전류가 흐르는 중성점을 찾기 어렵기 때문이다. 따라서 듀티비를 이용하여 각 커패시터의 충전전류를 직접 계산한다.

본 논문은 3레벨 컨버터의 동작원리와 스위칭 상태, 지시전압 벡터의 위치와 관련된 각 커패시터의 전압리플에

대한 문제를 다룬다. 각 커패시터와 전압리플은 스위칭 상태에 의해 선택되는 벡터들로인해 결정되어지므로 계산할수 있다.

본 논문에서는 3레벨 NPC와 H-Bridge컨버터에 대해 듀티비를 이용한 각 커패시터의 충전 전류에 대한 새로운 해석방법이 제안되었다. 또한 양 시스템의 각 커패시터의 리플이 해석되고 비교되어진다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법을 증명하였다.

2. Neutral Point Clamped Converters

2.1 동작원리

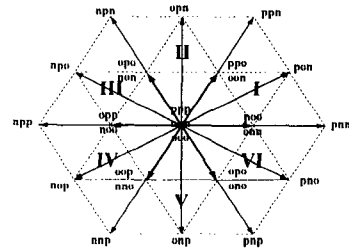


그림 1 3레벨 컨버터의 공간전압 벡터도
fig. 1 A space voltage vector diagram for 3-level converter.

그림 1은 3상 3레벨 컨버터의 전압벡터를 보여준다. 이들 벡터는 소스전압의 중성점을 기준으로 컨버터의 상 전압을 나타내었다. 이들은 스위칭 조합에 의해 4가지의 다른 벡터 zero-, small-, medium-, large벡터로 나뉘어진다. 여기서 3상 3레벨 컨버터 시스템은 컨버터의 출력이 순수한 dc라는 가정하에서 해석되어진다.^{[5]-[7]}

3레벨 NPC컨버터에서의 large벡터들은 3상중 2상 혹은 한상이 양의 출력단자에 연결되어 있고 나머지 상이 음의 출력단자에 연결되어 있기 때문에 커패시터의 중성점에 영향을 끼치지 않는다.

medium벡터의 경우, 한 상이 커패시터의 중성점에 연결되어 있기 때문에 커패시터의 리플을 만들어 두 커패시터 전압에 불평형을 발생시킨다.

small벡터는 3상중 한 상 혹은 두 상이 직렬 연결된 커패시터의 중성점에 연결되어있고 나머지 상은 양 혹은 음의 출력단자에 연결되어있다. 이 벡터들은 medium벡터처럼 각 커패시터 중성점 전압의 리플을 발생시킨다. 그러나 중성점의 리플은 리턴선들을 조절함으로써 제어할 수 있다. 이때의 입력3상의 전원에너지는 large벡터와 비교하여 반의 에너지만 전달되고 나머지는 인덕터에 저장된다.

zero 벡터는 입력 3상의 에너지를 커패시터에 전달하지 못한다. 따라서 이 벡터들은 커패시터 전압에 영향을 끼치지 않는다. 이때의 전원에너지는 2레벨과 같이 3상의 인덕터들에 축적된다. 이 벡터들은 DC-link 전압을 유지하는데 꼭 필요한 벡터들이다.

그림 2는 NPC 컨버터를 보여준다. KVL를 이용하면, 3레벨 컨버터는 다음 수식으로 정의된다.

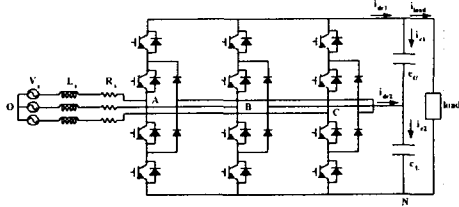


그림 2 NPC(Neutral-Point-Clamped) 컨버터
fig. 2 NPC (Neutral Point Clamped) converter.

$$L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a = V_{as} - (V_{AN} + V_{NO}) \quad (1)$$

3상 전압과 전류가 평형이라고 가정하면,

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2)$$

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (3)$$

위의 수식들을 풀면 V_{NO} 의 값을 얻을 수 있다.

$$V_{NO} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (4)$$

여기서 V_{xs} 는 전원전압을 의미하고 V_{AN} 은 각 레그의 출력전압 V_{NO} 는 common mode 전압을 의미한다. 2레벨 부스트 컨버터의 기본동작은 단상 부스트 DC 컨버터와 같다. zero 벡터가 인가되는 동안 전원 에너지는 인덕터에 축적되고, 부스트 컨버터의 스위칭에 의해 저장된 에너지는 부스트 효과에 의해 DC축으로 방출된다.^[8] 그러나 변조지수가 증가할수록 인가되는 zero 벡터는 줄어들게 되고 나중에는 인가되지 않는다. 정상상태에서의 컨버터의 변조지수는 약 0.7~0.8로 작동을 한다. 이 상태에서 zero 벡터가 인가되지 않아도 DC-link의 전압이 일정하게 되는데 이것은 또다른 부스트 벡터가 존재하기 때문이다. 부스트 벡터는 전원전압이 부하측으로 전달되지 않고 $V_{xs}=V_{Lx}$ 인 스위칭 상태를 말한다. 여기서 V_{Lx} 는 인덕터의 전압을 의미한다. 즉 인덕터에 에너지를 저장하는 상태를 의미한다. 이 스위칭 상태로는 zero-와 medium 벡터가 있다. zero 벡터는 2레벨 컨버터에서와 같이 3상의 인덕터에 에너지를 저장시키고 medium 벡터는 DC-link의 중성점에 연결되어있는 상의 인덕터에만 항상 에너지를 축적한다.

그림 3은 3레벨 컨버터의 부스트 축을 보여준다. 이 축들은 a, b, c로 정의되어지고 3레벨 컨버터에서는 이 축들은 medium 벡터들이다. 따라서 a축인 인가된 opn, onp 이면, 소스에너지는 a상의 인덕터에 축적되고, b, c축에 있는 스위칭 상태가 인가되면 각각 그상에 있는 인덕터에 에너지가 저장된다.

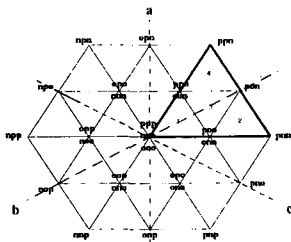


그림 3 컨버터의 부스트 축
fig. 3 Boost axis for 3-level converter.

2.2 커패시터 전압 리플의 해석

그림 4는 그림3안의 섹터 I을 보여준다. 3상 시스템의 회로적인 대칭으로 인하여, 섹터 I의 경우만을 고려해도 커패시터 전압 리플의 해석이 충분하다. 우선 지시전압이 "1"의 위치에 있을 경우 듀티비, 커패시터의 충전전류와 인덕터의 부스트는 스위칭상태에 따라 결정된다.

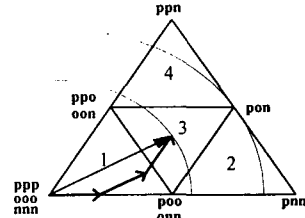


그림 4 섹터I에서의 V_{ref} 의 조합
fig. 4 Synthesis of V_{ref} in sector I.

zero 벡터의 경우(ppp, oon, nnn), 충전전류는 커패시터에 흐르지 못한다. 그러나 small 벡터의 경우 커패시터의 충전전류는 poo, onn은 각각 $i_{c1}=i_{dc1}-i_{load}=i_a-i_{load}$, $i_{c2}=i_{dc2}-i_{load}=i_a-i_{load}$ 이고 ppo와 oon의 커패시터 충전전류는 각각 $i_{c1}=i_{dc1}-i_{load}=-i_c-i_{load}$, $i_{c2}=i_{dc2}-i_{load}=-i_c-i_{load}$ 이다. 그림 5는 각각의 스위칭 상태를 나타낸다.

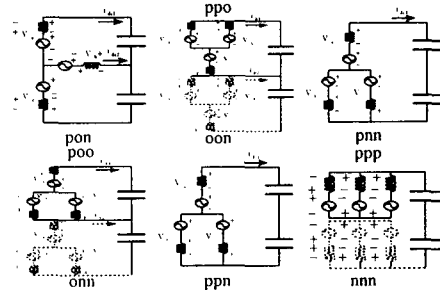


그림 5 각 스위칭 상태에 따른 커패시터 연결상태
fig. 5 Capacitor connection of each switching states.

지시전압은 식 (5)와 같다. 이때 각 듀티비는 다음과 같이 계산된다.

$$V_{ref} = m_a V_m e^{j\theta} \quad (5)$$

따라서,

$$m_a V_m e^{j\theta} = V_{01} e^{j0} d_{01} + V_{02} e^{j\pi} d_{02} \quad (6)$$

$$d_0 + d_{01} + d_{02} = 1$$

위의 식들을 이용하여 d_0 , d_{01} 과 d_{02} 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$d_0 = 1 - m_a (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$$

$$d_{01} = m_a (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) \quad (7)$$

$$d_{02} = 2 m_a \sin \theta$$

따라서, 각 충전전류는 식(8)처럼 나타낼 수 있다.

$$i_{c1} = i_{dc1} - i_{load} = i_a \times d_{01} - i_{load} \quad (8)$$

$$i_{c2} = i_{dc2} - i_{load} = -i_c \times d_{02} - i_{load}$$

여기서 i_{c1} 은 앞단의 커패시터를, i_{c2} 는 뒷단의 커패시터를 충전시키는 전류이다. small 벡터가 인가되면 인덕터에 저장된 에너지는 DC축으로 방출한다.

다음은 지시전압이 "2"의 위치에 있을 때이다. 스위칭 상태는 그림 5에 보여준다. poo, onn의 충전전류는 지시전압이 "1"의 위치에 있을 때와 같다. pon의 경우, 충전전류는 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, $i_{c2}=i_b-i_{load}$ 이고 pnn의 충전전류는 $i_{c1}=i_{c2}=i_a-i_{load}$ 이다. 각 스위칭 상태의 듀티비는 식(9)을 이용하여 식(10)으로 표현한다.

$$m_a V_m e^{j\theta} = V_{01} e^{j0} d_{s01} + V_{12} e^{j30} d_m + V_1 e^{j0} d_l$$

$$d_{s01} + d_m + d_l = 1 \quad (9)$$

이고,

$$d_{s01} = 2 - m_a(\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$$

$$d_m = 2 m_a \sin \theta \quad (10)$$

$$d_l = -1 + m_a(\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta)$$

따라서, 충전전류는 식(11)처럼 나타낸다.

$$i_{c1} = i_a \times (M_{Ua} d_{s01} + d_m + d_l) - i_{load}$$

$$i_{c2} = i_a \times M_{La} d_{s01} + i_b d_m + i_a d_l - i_{load} \quad (11)$$

여기서, M_{Un} 과 M_{Ln} 는 스위칭 함수이다. $M_{Un} = S_{1n} * S_{2n}$, $M_{Ln} = S_{1n} * S_{2n}$ 이다. 각상은 n으로 표시하였다.

지시전압이 "2"에 있을 경우, 에너지는 medium벡터에 의해 저장된다. 그리고 나머지 벡터들은 각 커패시터를 충전한다.

지시전압이 "3"의 위치에 있을 때, 스위칭 상태는 poo, onn, pon, ppo, oon이고 각 스위칭 상태는 그림 5에 보여진다. 각 커패시터의 충전전류는 다음과 같다. poo, onn, ppo, oon의 충전전류는 지시전압이 "1"의 위치에 있을 때와 같다. 하지만 medium벡터가 인가될 때의 충전전류는 지시전압의 위치에 따라 달라진다. 즉, $\theta < 30^\circ$ 일 경우와 $\theta > 30^\circ$ 일 경우에 b상의 전류방향이 바뀌게 되므로 중성점의 전압이 변동한다.(왜냐하면 전원전류와 전압은 동상이기 때문이다.)

듀티비는 식 (12)을 계산하면 식 (13)과 같다.

$$m_a V_m e^{j\theta} = V_{01} e^{j0} d_{s01} + V_{02} e^{j0} d_{s02} + V_{12} e^{j30} d_m$$

$$d_{s01} + d_m + d_{s02} = 1 \quad (12)$$

이고,

$$d_{s01} = 1 - 2 m_a \sin \theta$$

$$d_{s02} = 1 - m_a(\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) \quad (13)$$

$$d_m = -1 + m_a(\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$$

따라서, i_{c1} 과 i_{c2} 는 다음과 같다.

$$i_{c1} = i_a \times M_{Ua} d_{s01} + i_a d_m - i_{load}$$

$$i_{c2} = i_a \times M_{La} d_{s01} + i_b d_m - i_c d_{s02} - i_{load}$$

혹은

$$i_{c1} = i_a \times M_{Ua} d_{s01} + i_a d_m - i_c \times M_{Uc} d_{s02} - i_{load}$$

$$i_{c2} = -i_c \times M_{Lc} d_{s02} + i_b d_m - i_{load} \quad (14)$$

이다.

지시전압이 "4"의 위치에 있을 때, 스위칭 상태는 ppo, oon, pon, ppn이고 그림 5에서 보여준다. ppo와 oon인 경우의 충전전류는 지시전압이 "1"의 위치에 있을 때와 같고, pon의 경우 $i_{c1} = i_{dc} - i_{load} = i_b - i_{load}$, $i_{c2} = i_{dc2} - i_{load} = -i_c - i_{load}$ 이다. 따라서 각 듀티비는 식(16)과 같이 나타낸다.

$$m_a V_m e^{j\theta} = V_{02} e^{j0} d_{s02} + V_{12} e^{j30} d_m + V_2 e^{j0} d_l$$

$$d_{s02} + d_m + d_l = 1 \quad (15)$$

$$d_{s02} = 2 - m_a(\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$$

$$d_m = m_a(\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) \quad (16)$$

$$d_l = -1 + 2 m_a \sin \theta$$

따라서 커패시터의 충전전류 i_{c1} 과 i_{c2} 는 식 (17)처럼 나타낸다.

$$i_{c1} = -i_c \times M_{Uc} d_{s02} - i_c d_m + i_a d_l - i_{load}$$

$$i_{c2} = i_b d_m - i_c \times M_{Lc} d_{s02} - i_{load} \quad (17)$$

medium벡터가 인가될 때, i_{dc2} 의 리플은 다른 벡터가 인가될 때의 리플보다 크다. 즉, NPC는 구조적인 문제를 가지고 있기 때문에 각 커패시터의 전압리플이 다르게 되고 이것이 중성점 전압불평형의 원인이 된다..

각 커패시터의 전압은 스위칭 함수를 이용하여 계산한다.

$$V_{C_U} = -\frac{1}{C_U} \int i_{dc1} - i_{load} dt \quad (18)$$

$$= -\frac{1}{C_U} \int M_{Ua} i_a + M_{Ub} i_b + M_{Uc} i_c - i_{load} dt$$

$$V_{C_L} = -\frac{1}{C_L} \int i_{dc2} - i_{load} dt$$

$$= -\frac{1}{C_L} \int i_a (M_{Ua} + M_{La}) + i_b (M_{Ub} + M_{Lb})$$

$$+ i_c (M_{Uc} + M_{Lc}) - i_{load} dt$$

각 커패시터 전압의 리플은 다음처럼 계산된다.

$$\Delta V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int \Delta i_c = \frac{1}{C_{dc}} \int \frac{1}{V_{dc}} \frac{V_p I_p}{2} \cos 3\omega t dt$$

$$= \frac{V_p I_p}{6\omega C_{dc} V_{dc}} \sin 3\omega t \quad (19)$$

3. H-Bridge 컨버터

3.1 동작원리

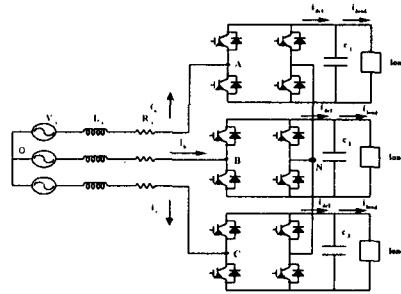


그림 6 H-Bridge 컨버터

fig. 6 H-Bridge converter

3상 3레벨 H-Bridge 컨버터는 NPC와는 달리 3개의 분리된 출력 커패시터를 가지고 있다. 따라서 이 토폴로지는 멀티출력을 필요로 하는 시스템에 적합하다. 그림 6은 H-Bridge 컨버터를 보여주고 N점을 기준으로 한 출력상전압을 가진다.

H-Bridge의 모든 벡터들은 NPC와 같지만 커패시터를 충전시키는 전류는 NPC와는 다르다. 하지만 동작원리와 부스트 벡터는 NPC와 동일하다.

large벡터는 모든 커패시터와 연결되어 있고, 각 커패시터는 전원전압과 다른 극성 혹은 같은 극성으로 연결되어 있다. 커패시터가 zero벡터와 달리 같은 극성으로 연결이 되어있지 않기 때문에 전원 에너지는 각각의 커패시터에 전달된다.

medium벡터는 3개의 커패시터 중 하나가 3상 전원에 연결되어 있지 않다. 이것은 NPC와는 달리 커패시터의 중성점에 불평형을 유발시키지는 않는다. 왜냐하면 각 커패시터는 분리되어 있고, 각 상의 전원은 단지 그상의 커패시터에만 전류를 흘리기 때문에 다른 상에는 영향을 끼치지 않는다. 커패시터가 연결되어 있지 않는 상의 인덕터는 전원의 에너지를 저장한다.

H-Bridge에서 인가된 small벡터는 NPC와 다르다. NPC에서는 하나의 커패시터만을 충전시키지만, H-bridge의 경우 이 벡터가 인가되면 하나 혹은 두 개의 커패시터를 충전한다. 즉, 스위칭 상태가 P나 N인 상태만 커패시터를 충전하고 O인 상태의 상은 커패시터를 충전하지 못한다.

zero벡터는 NPC와 같이 전압원의 에너지가 부하측으로 전달되지 못한다. 이때의 동작은 NPC와 같다.

3.2 커패시터 전압 리플의 해석

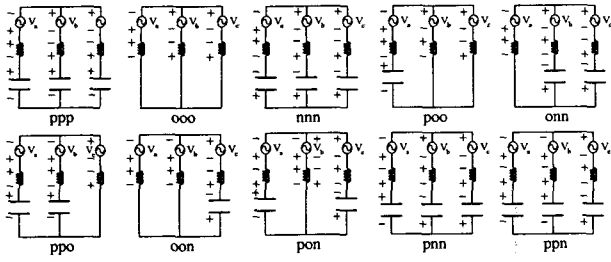


그림 7 각 스위칭 상태에 따른 커패시터 연결상태

fig. 7 Capacitor connection of each switching states.

같은 PWM방법을 사용할 경우, 공간전압 벡터에 의한 듀티비는 NPC의 경우와 같다. 그러나 H-Bridge의 커패시터는 분리되어 있기 때문에 충전전류는 NPC와 다르다. 각 스위칭 상태에 따른 전압과 개별 커패시터의 연결상태는 그림 9에 보여준다.

지시 전압이 섹터 I에 있을 때, 각 듀티비와 부스트 벡터는 NPC와 같다.

지시전압이 "1"의 위치에 있을 경우, 충전전류는 poo인 경우, $i_{c1}=i_a-i_{load}$ 이고 onn의 경우 $i_{c2}=-i_b-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$ 이다. 스위칭 상태에 따라 충전전류는 위단 혹은 아랫단 커패시터를 충전시키는 NPC와는 달리 H-Bridge의 경우에는 p 혹은 n 상태만이 그 상의 커패시터를 충전시킬 수 있고, o상태에서는 충전시킬 수 없다. H-Bridge의 듀티비는 NPC와 같지만, 충전전류는 다르다. 각 듀티비는 식 (7)과 같다.

따라서, 커패시터의 충전전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{pa} d_{s01} + M_a d_{s02}) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_b (M_{pb} d_{s01} + M_b d_{s02}) - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{pc} d_{s01} + M_c d_{s02}) - i_{load} \end{aligned} \quad (20)$$

여기서, $M_n = (S_1 \text{ xor } S_2)$ 이고 n은 각상을 나타낸다.

지시전압이 "2"의 위치에 있을 때, 충전전류는 poo에서는 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, onn에서는 $i_{c2}=-i_b-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$ 이고, pon에서는 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$, pnn에서는 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, $i_{c2}=-i_b-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$ 이다.

각 듀티비는 식 (12)와 같고, 충전전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{pa} d_{s01} + d_m) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_b M_{pb} d_{s01} - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{pc} d_{s01} + M_{pc} d_{s02} + d_m) - i_{load} \end{aligned} \quad (21)$$

혹은

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{pa} d_{s02} + M_{pa} d_{s02} + d_m) - i_{load} \\ i_{c2} &= i_b M_{pb} d_{s01} - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{pc} d_{s01} + d_m) - i_{load} \end{aligned}$$

"4"의 위치에 있을 경우, 듀티비는 식 (16)과 같고, 충전전류는 다음처럼 표현한다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{pa} d_{s02} + d_m + d_l) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_b (M_{pb} d_{s02} + d_l) - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{pc} d_{s02} + d_m + d_l) - i_{load} \end{aligned} \quad (22)$$

각 커패시터의 전압은 스위칭 함수에 의해 계산되고

$$\begin{aligned} V_{C1} &= \frac{1}{C_1} \int i_{dc1} - i_{load} = \frac{1}{C_1} \int M_a i_a - i_{load} dt \\ V_{C2} &= \frac{1}{C_2} \int i_{dc2} - i_{load} = \frac{1}{C_2} \int M_b i_b - i_{load} dt \\ V_{C3} &= \frac{1}{C_3} \int i_{dc3} - i_{load} = \frac{1}{C_3} \int M_c i_c - i_{load} dt \end{aligned} \quad (23)$$

커패시터 전압의 리플은 다음처럼 계산된다.

$$\begin{aligned} \Delta v_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} \int \Delta i_c = \frac{1}{C_{dc}} \int \frac{1}{V_{dc}} \frac{V_p I_p}{2} \cos 2\omega t dt \\ &= \frac{V_p I_p}{4\omega C_{dc} V_{dc}} \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (24)$$

두 토폴로지에 같은 PWM을 적용했을 때, H-Bridge의 충전전류는 NPC와 다르다. NPC의 경우, p, o, n 모든 스위칭 상태에서 커패시터를 충전시킬 수 있지만, H-Bridge의 경우에는 p나 n 상태만이 커패시터를 충전시킬 수 있었다.

예를 들어, 지시전압이 "3"의 위치에 있을 때, poo, ppo, onn, oon의 스위칭 상태에서 NPC는 (C_u) , (C_L) , (C_u) , (C_L) 를 H-Bridge는 (C_1) , (C_1, C_2) , (C_2, C_3) , (C_3) 를 충전시킬 수 있었다. 또한 pon의 경우 양쪽의 회로가 같아진다. 하지만 NPC의 경우 직렬로 연결된 커패시터에서 전압의 변동이 발생하지만 H-Bridge에서는 각각 분리되어 있기 때문에 불평형이 발생하지 않는다. H-Bridge의 경우 한 섹터에서 충전된 커패시터는 불평형이 된다. 왜냐하면 각 커패시터의 충전시간이 다르기 때문이다. 이 영역에 대한 충전의 보상은 1/2주기가 지나가면 된다. 이것은 H-Bridge의 커패시터의 리플이 NPC보다 크다는 것을 의미한다. 왜냐하면 NPC는 각 섹터내에서의 충전시간이 같기 때문이다. 또한 토폴로지상 NPC는 3상 정류기와 같고, H-Bridge는 단상 정류기와 같기 때문이다.

4. 시뮬레이션

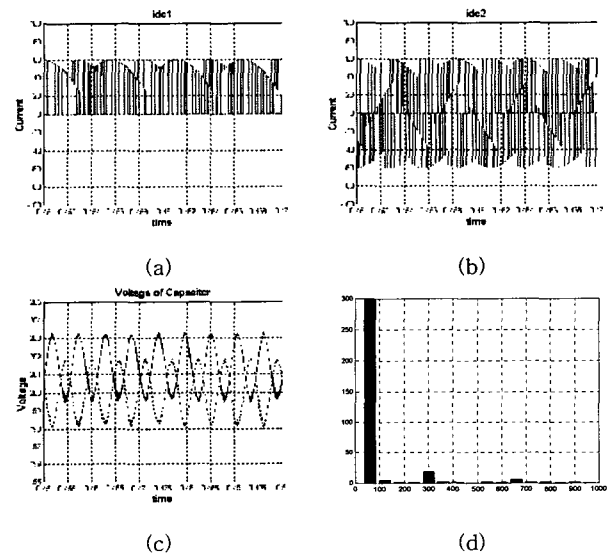
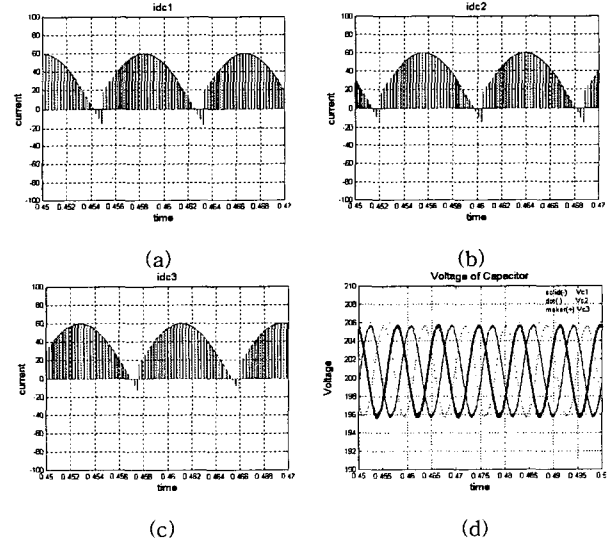
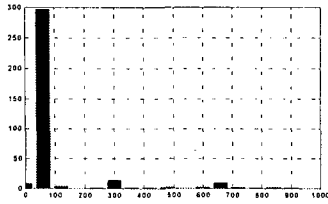


그림 8 NPC컨버터 파형 (a), (b) dc전류, (c) 커패시터전압, (d)FFT

fig. 8 waveform of NPC (a), (b) dc current (c) capacitor voltage, (d)FFT





(e)
 그림 9 H-Bridge컨버터 파형 (a), (b) dc전류,
 (c)커패시터전압, (d)FFT
 fig. 9 waveform of H-Bridge (a), (b), (c) dc current,
 (d) capacitor voltage, (e)FFT

제안된 해석과 모델링은 matlab이라는 시뮬레이션 툴을 이용하여 증명하였다. DC링크 전압과 단일역률제어를 위해 PI제어기가 사용되었고, PWM방법은 가장 많이 사용되고 간단한 SPWM을 사용하였다. 전압원이 평형하고, 컨버터의 출력 전압은 일정하다고 가정한다. 또한 두 토폴로지는 같은 부하 파워를 가진다. 시스템의 파라미터는 표 1에서 보여준다.

그림 8은 NPC컨버터의 dc전류와 전압리플을 보여준다. P상태의 경우, i_{dc1} 은 부하측으로 흐르고, 항상 양의 값을 갖는다. 그러나 i_{dc2} 는 양의 값과 음의 값을 번갈아 가진다. 이것은 i_{dc2} 가 dc링크의 중성점으로 전류가 들어가거나 나오고 전압 발란싱에 영향을 끼친다는 것을 의미한다. 중성점 전류에 의해서 위단과 아랫단 커패시터는 갈래 충전되지 않는다. 식 (19)를 사용하여 각 커패시터의 전압 리플을 구해보면 5.3[V]라는 것을 알 수 있다. 식과 그림이 일치한다는 것을 알 수 있다.

그림 9는 H-Bridge의 각 dc 전류와 전압리플을 보여준다. DC전류는 거의 양의 값을 갖는다. 이것은 H-Bridge 컨버터가 토폴로지상 단상 정류기와 비슷하다는 것을 의미한다. 음의 영역을 갖는 이유는 컨버터의 출력 상 전압과 전원 전압원사이의 위상차에서 발생한다. 식 (24)를 사용하면 커패시터의 전압리플이 8[V]이고 식과 파형을 비교하면 거의 같다는 것을 알 수 있다.

따라서 제안된 해석과 모델링의 타당성을 증명해준다.

표 1 시스템 파라미터
 table 1 system parameter

| System parameter | Value |
|----------------------|--------------------------------|
| Line-to-line voltage | 220 [V] |
| Line inductor | 2 [mH] |
| Line resistor | 1 [m] |
| Line frequency | 60 [Hz] |
| Switching frequency | 8000 [Hz] |
| DC-Link capacitor | 7500 [uF] |
| Load (R-L) | 10[Ω] (NPC), 7.5 [Ω](H-Bridge) |

5. 결 론

본 논문은 NPC와 H-Bridge의 커패시터 전압리플과 부스트백터에 대해서 해석하고 비교하였다. 각 토폴로지의 전압리플과 각 커패시터의 충전전류의 계산방법을 제안하였다. NPC컨버터의 전압리플은 H-Bridge의 것보다 적다. 왜냐하면 선택된 스위칭 상태에 의해 3상 정류기와 단상 정류기의 차이점과 같기 때문이다.

낮은 변조지수에서의 경우 부스트 백터는 zero백터였고 높은 변조지수에서의 부스트 백터는 medium백터였다. 이

러한 사실은 3레벨 컨버터에서의 새로운 부스트 백터가 medium백터라는 사실을 발견하였고, 이로 인하여 zero백터가 인가되지 않는 높은 변조지수에서도 DC링크전압이 일정하게 유지하는 이유를 알게 되었다. 하지만 medium백터의 경우는 DC링크 전압의 불평형을 만들기도 한다. 따라서 medium백터는 3상 3레벨 컨버터에서 필요 불가결한 요소이다.

참 고 문 헌

- [1] Akira Nabe, Isato Takakashi and Hirofumi Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, Sep./Oct 1981, pp. 518-523.
- [2] P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 19, no.6, Nov./Dec. 1981, pp. 1057-1069
- [3] Mario Marchesoni, "High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters", IEEE Trans, Power Electronics, vol. 7, January 1991, pp. 189-204
- [4] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel Converters A New Breed of Power Converters", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 32, no. 3, May/June 1996, pp. 509-517.
- [5] Shoji Fukuda, Yasumasa Matsumoto and Akirasagawa, "Optimal-Regulator-Based Control of NPC Boost Rectifiers for Unity Power Factor and Reduced Neutral-Point-Potential Variations", IEEE TransIndustrial Electronics, vol. 46, no. 3, June 1999, pp527-534.
- [6] Nikola Celanovic and Dushan Boroyevich "Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", IEEE Trans, Power Electronics, vol. 15, no. 2, Mar. 2000, pp.242-249.
- [7] Satoshi Ogasawara and Hirofumi Akagi, "Analysis of Variation of Neutral Point in Neutral-Point-Clamped Voltage source PWM Inverters, in Proceedings of the 1993 IAS, pp. 771-777.
- [8] In-Gun Park, Sang-Yong Park and Jong-Keun Park, "An Analysis of Boost Rectifier", in Proceedings of the 1991 IECON, CH2976-9, pp.519-524.