

NPC와 H-Bridge 컨버터의 부스트 벡터와 커패시터 전압의 해석

金貞均^{*}, 金兌珍^{**}, 姜岱旭^{**}, 玄東石^{***}

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

Jung-Kyun Kim, Tae-Jin Kim, Dae-Wook Kang, and Dong-Seok Hyun

요 약

대용량 전력변환기기인 멀티-레벨 컨버터는 전동기구동시스템 및 유연송전시스템 등에 널리 사용되고 있다. 이중 H-Bridge 컨버터는 캐스캐이드 형태를 사용하여 멀티-레벨로의 확장이 용이한 장점으로 인해 shunt형 기기로 점차 응용이 확대되고 있다. 정상 상태에서 대략 0.7~0.8의 변조지수 범위에서 작동한다. 고변조지수에서는 부스트 벡터인 zero vector가 인가되지 않아도 DC-link 전압은 일정하게 유지된다. 이것은 3-레벨 컨버터의 여러 벡터 중 zero vector 이외에도 또 다른 boost vector가 존재한다는 것을 의미한다. 본 논문은 boost vector의 원리를 살펴보고 3-레벨 컨버터에서 zero vector와 또 다른 boost vector와의 차이점을 고찰하였다.

또한 본 논문은 두 토폴로지의 충전 전류와 커패시터 전압을 해석하고 비교한다. 이 전압과 전류는 스위칭 상태와 기준전압과 관련되어 있고 이것을 이용하여 각 커패시터의 충전전류와 전압리플에 대한 계산 방법을 제안하였고 다양한 DC-Link 전압제어 방법을 시뮬레이션을 통해 비교하였다.

ABSTRACT

Multi-level converter that is high-capacity electric power conversion system is used widely to electric motor drive system and FATCs(Flexible AC Transmission Systems). H-Bridge converter has been prevalently applied to shunt-type system because it can be easily expanded to the multi-level. In steady states, converter is normally operated in the range of 0.7~0.8 of modulation index. Even though zero vectors are not imposed to high modulation index, DC-Link voltage is constant. It means that converter has another boost vector except for zero vectors among several vectors in 3-level converter. This paper has examined the principle of boost vector and investigated the difference between another boost vector and zero vectors in 3-level converter.

In addition, this paper has analysed and compared the charging currents and the capacitor voltages of two topologies. The currents and voltages are related to reference voltage. Therefore, it proposed the calculation method for the voltage ripple and the charging current of each capacitor and compared various DC-Link voltage control methods through the simulation.

Key Words : multi-level converter, NPC converter, H-Bridge converter, capacitor voltage, boost vector

1. 서 론

일반적으로 PWM AC/DC 컨버터 시스템은 단위 역률, 고품질의 DC-link전압 제어와 회생운전의 기능을

가지고 있다. 특히 3상 3-레벨 PWM AC/DC 컨버터는 2-레벨 컨버터와 비교하여 같은 DC-Link전압, 스위칭 주파수를 사용하였을 시에, 소자의 전압 스트레스를 반으로 감소시킬 수 있고 발생하는 고조파의 양

도 줄일 수 있는 장점을 가진다^[1]. 따라서, 대용량의 직류전동기를 구동하거나 송배전 시스템에서 전력의 품질을 향상시키기 위한 보상기로 사용되는 등 대전력과 고전압 산업분야에 있어 매우 중요하고 광범위하게 사용된다.

3-레벨 컨버터의 주 토폴로지는 Neutral-Point-Clamped(NPC) 컨버터와 H-Bridge 컨버터가 있다. NPC는 컨버터/인버터 연동제어가 가능하다는 장점이 있지만 과도한 클램핑 다이오드를 요구하고 DC-Link의 중성점으로 인해 개별 커패시터의 전압이 변동한다는 단점이 있다^[2-4]. H-Bridge 컨버터는 가장 적은 소자 수와 모듈화가 가능하고 전기적으로 절연된 커패시터를 가지기 때문에 멀티출력이 가능하다는 장점이 있지만, 이로 인하여 사용분야에 제한이 따르며 주로 SVC와 같은 Shunt형 기기로 사용된다^[4-7].

H-Bridge 컨버터는 멀티-레벨로의 확장이 용이한 장점으로 인해 PWM방법보다는 기본파 주기에 대해 한번 온-오프를 통한 펄스합성의 방법이 주로 사용되었다^[4]. 이 방법은 스위칭 손실을 감소시킨다는 장점이 있으나 과도 응답이 느리다는 단점을 가지므로 빠른 과도 특성을 요구하는 경우에는 PWM방법의 사용이 필수적이다. 그러나 펄스합성방법은 기본파 주기에 대한 거시적인 해석을 하였으므로 PWM방법 사용시의 특성을 알 수 없다. 따라서 NPC 컨버터에 주로 적용된 PWM방법을 H-Bridge 컨버터에서 비교, 분석하는 것은 H-Bridge 컨버터의 특성을 직관적으로 이해하는데 기초가 된다.

3-레벨 컨버터는 2-레벨의 출력 파형을 가지는 저변조지수($0 < M_a < 0.5$)와 3-레벨의 파형을 가지는 고변조지수($0.5 < M_a < 1$)로 작동한다. 여기서 변조지수(M_a)는 $\frac{V_{ref}}{V_{dc}/\sqrt{3}}$ 로 정의된다. 정상상태에서 3-레벨 컨버터는 변조지수가 대략 0.7~0.8로 작동을 한다. 즉 고변조지수에서는 boost vector로 알려진 zero vector가 인가되지 않음에도 불구하고 DC-Link 전압이 일정하게 유지된다. 이것은 zero vector이외에 다른 boost vector가 존재하는 것을 의미하며 이에 대한 특성 및 zero vector와의 차이점에 대해 분석한다.

또한 위의 두 토폴로지는 각 커패시터의 전압변동이 라는 문제를 가지고 있지만 그 원인과 양상이 서로 차이가 난다. 이것은 두 토폴로지의 구조적 차이로 인해 같은 PWM방법을 사용하더라도 커패시터를 충전시키는 전류의 양이 다르기 때문이다. 따라서 두 토폴로지의 스위치 상태에 따른 충전전류를 비교, 분석하고 이를 통해 각 커패시터의 전압변동 값을 계산한다. NPC 컨버터의 경우 커패시터의 중성점에 관한 전류의 해석을 통해 각 커패시터의 전압을 계산하였다^[8]. 그러나 H-Bridge 컨버터의 경우에는 중성점이 존재하지 않으므로 이 방법을 적용할 수가 없다. 따라서 본 논문은 스위치 상태와 지령 전압 벡터의 위치를 사용하여 개별 커패시터에 흐르는 전류를 통해 두 토폴로지의 커패시터 전압을 분석하였다. 제안된 방법을 사용하여 두 토폴로지의 커패시터 전압을 비교 및 분석하고 시뮬레이션을 통해 증명하며 DC-Link 전압제어의 방법에 대해 비교한다.

2. 3-레벨 컨버터의 Boost 원리

3-레벨 컨버터의 부스트 원리는 DC-DC 부스트 컨버터의 원리와 같다. 즉 스위치가 on일 때 전원의 에너지는 인덕터에 저장되고 스위치가 off일 경우에는 입력단과 인덕터에 저장된 에너지의 합이 부하측으로 전달되므로 출력되는 전압은 입력전압보다 높게 된다^[9].

그림 1은 3-레벨 컨버터의 공간전압 벡터도를 보여 준다. 공간전압벡터들은 3-레벨 컨버터의 모든 스위칭 상태를 나타낼 수 있으며 총 27가지의 상태를 갖는다. 각 레그전압은 세 가지의 출력 상태를 갖고, 스위칭 상태는 전압벡터의 크기에 따라 zero, small, medium, large vector등 4가지로 구분되며 표 1에 나타내었다.

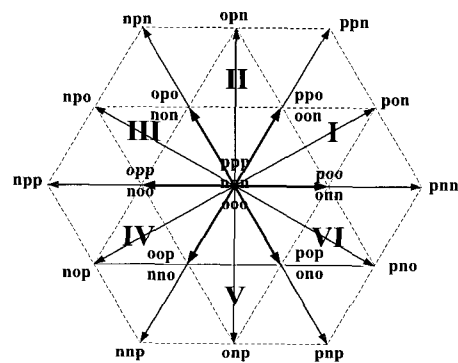


그림 1 3-레벨 컨버터 시스템의 공간전압 벡터
Fig. 1 Voltage Vector for 3-level Converter System

* 학생회원, 한양대학교 전기공학과 석사

E-mail : jungkyunk@ihanyang.ac.kr

** 정회원, 한양대학교 전기공학과 박사과정

*** 정회원, 한양대학교 전기공학과 교수

접수일자 : 2002.12.10

1차심사 : 2003. 2. 4

2차심사 : 2003. 5. 6

심사완료일 : 2003. 5.15

표 1 3-레벨 컨버터의 공간전압벡터와 스위칭 상태
Table 1 Space voltage vectors and switch states of 3-level converter

Classification of voltage vector	Switching states
Zero Vector	ppp, nnn, ooo
Small Vector	poo, ppo, opo, opp, oop, pop, onn, oon, non, noo, nno, ono
Medium Vector	pon, opn, npo, nop, onp, pno
Large Vector	pnn, ppn, npn, npp, nnp, pnp

large vector는 한 상 혹은 두 상이 +DC bus에 연결되고 나머지 상은 -DC bus에 연결이 된 경우로 6가지의 스위칭 조합이 존재한다. medium vector는 large vector보다는 작고 small vector보다는 큰 출력전압을 내며 삼 상이 각각 DC-Link 커패시터의 중성점, +DC bus와 -DC bus에 연결된 경우로 6가지의 스위칭 조합이 가능하다.

small vector는 한 상 혹은 두 상이 커패시터 중성점에 연결되고 다른 상은 +DC bus 혹은 -DC bus에 연결되는 경우로 2-레벨 인버터에서 만들어지는 전압벡터와 동일하게 생각 할 수 있지만 중복되는 스위칭 조합이 있으므로 총 12가지의 스위칭 조합이 존재한다. 마지막으로 삼 상이 모두 커패시터 중성점이나 +DC bus 혹은 -DC bus에 연결되어 부하로 전력공급이 이루어지지 않는 3가지의 zero vector가 있다.

일반적으로 sinusoidal PWM(SPWM) 혹은 space vector PWM(SVPWM) 방법은 저변조지수에서는 zero와 small vector로, 고변조지수에서는 small, medium과 large vector들로 기준전압을 합성한다. 저변조지수의 경우 zero vector는 2-레벨 컨버터처럼 컨버터 입력단에 단락회로를 구성하여 인덕터에 에너지를 저장하고 다른 스위칭 상태가 인가될 때 전원전압과 인덕터의 전압합을 DC-Link에 전달하여 boost시킨다. 그러나 고변조지수의 경우 이러한 zero vector는 존재하지 않게 되며 이는 다른 벡터가 boost vector의 역할을 하는 것을 의미한다. 따라서 컨버터의 모델링을 통해 고변조지수에서의 boost vector를 고찰하도록 한다.

그림 2는 NPC 컨버터를 보여준다. Kirchhoff의 전압법칙(KVL)에 의해 컨버터는 다음과 같은 식으로 표현된다.

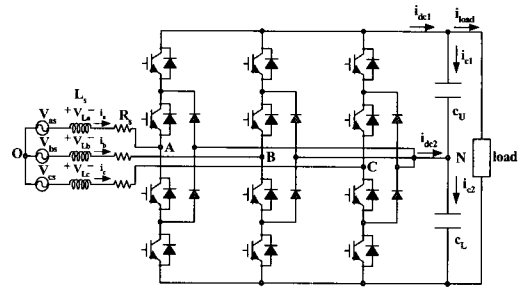


그림 2 Neutral-Point-Clamped 컨버터
Fig. 2 Neutral-Point-Clamped Converter

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

$$L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b = V_{bs} - (V_{BN} + V_{NO}) \quad (1)$$

$$L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c = V_{cs} - (V_{CN} + V_{NO})$$

전원 전압과 전류가 평형하다고 가정하면

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

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

가 되며 V_{AN} , V_{BN} 과 V_{CN} 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{AN} = \frac{1}{2} V_{dc} * S_a$$

$$V_{BN} = \frac{1}{2} V_{dc} * S_b \quad (4)$$

$$V_{CN} = \frac{1}{2} V_{dc} * S_c$$

여기서 S_a , S_b , S_c 는 스위칭 함수로서 'p', 'o', 'n' 상태에 따라 각각 1, 0, -1의 값을 갖는다. 식 (1)~식 (4)을 이용하면 다음과 같은 V_{NO} 를 얻게된다.

$$V_{NO} = - \frac{V_{dc} (S_a + S_b + S_c)}{6} \quad (5)$$

표 2는 각 vector가 인가될 때의 V_{NO} 의 값을 나타낸다. zero vector들의 경우 V_{NO} 의 값은 각각 $-V_{dc}/2$, 0 , $V_{dc}/2$ 가 된다. 이로부터 전원전압의 중성점인 'O'와 'A', 'B', 'C'점은 같은 전위를 갖는 것을 알 수 있고, R_s 가 매우 작다면 $V_{as}=V_{La}$, $V_{bs}=V_{Lb}$, $V_{cs}=V_{Lc}$ 가 된다. 즉 전원전압과 인덕터전압이 같게되어 boost동작을 하게 된다. non-zero vector들 중에서 medium vector는 0의

V_{NO} 값을 갖는다는 사실을 주목해야된다. 이는 커패시터의 중성점과 전원전압의 중성점의 전위가 같아지게 되며 'N'에 연결된 상은 $V_{ks}=V_{Lk}$ ($k=a, b$ or c)의 상태가 되며 이 상에서 전원에너지가 인덕터에 저장되는 boost동작이 이뤄진다. 한 예로 'pon' 스위칭 상태의 경우 'B'상에서 boost 동작이 이뤄지며 'A'와 'C'는 전력을 DC-Link로 전달한다.

결과적으로 3-레벨 NPC 컨버터는 저변조지수에서는 zero vector가 고변조지수에서는 medium vector가 boost vector가 된다. boost vector인 zero vector와 medium vector의 차이는 삼 상의 인덕터에 에너지를 저장하느냐 한 상의 인덕터에 에너지를 저장하느냐이다.

zero vector는 중성점 전위변동에 영향을 주진 않지만 medium vector는 인버터에서처럼 중성점 전위변동에 다른 벡터들보다 큰 영향을 끼친다^[10].

그림 3은 3-레벨 컨버터의 부스트 축을 보여준다. 이들은 'a, b, c'로 정의된다. 3-레벨 컨버터의 경우, 이들 축은 medium vector라는 스위칭 상태에 놓여지게 된다. 따라서 이 축위에 놓인 스위칭 상태가 인가된다면 전원의 에너지는 각 스위칭 상태 중 'o'의 스위칭 상태의 상에 boost 동작이 발생된다.

표 2 전압벡터들의 인가시 V_{NO} 값
Table 2 The value of V_{NO} for voltage vectors

Classification of voltage vector	Switching states	V_{NO}
Zero Vector	ppp	$-V_{dc}/2$
	ooo	0
	nnn	$V_{dc}/2$
Small Vector	poo, opo, oop	$-V_{dc}/6$
	ppo, opp, pop	$-V_{dc}/3$
	onn, noo, ono	$V_{dc}/6$
	onp, nop, pno	$V_{dc}/3$
	onn, non, nno	$V_{dc}/3$
Medium Vector	pon, opn, npo, nop, onp, pno	0
Large Vector	pnn, npr, nnp	$V_{dc}/6$
	ppn, npp, pnp	$-V_{dc}/6$

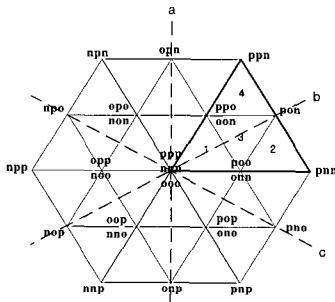


그림 3 3레벨 컨버터의 부스트 축
Fig. 3 Boost axes for 3-level Converter

3. Neutral-Point-Clamped Converter

3.1 동작 원리

NPC 컨버터는 그림 1과 같은 공간전압 벡터도를 가지며, 이들 벡터들은 전원전압의 중성점에 대한 컨버터의 출력 상전압을 나타낸다. NPC 컨버터의 경우 'pnn, ppn'등과 같은 large vector들은 각 커패시터의 전압불평형에는 영향을 미치지 않는다. 왜냐하면 3상 전원 중 하나 혹은 두 개가 +DC bus에 나머지 상은 -DC bus에 연결이 되어 전체적으로 전압을 충전시켜 주기 때문이다.

'pon'과 같은 medium vector들은 한 상이 직렬로 연결된 커패시터의 중성점에 연결된 상태로서 이 상의 인덕터에 전원전압의 에너지가 저장되며 나머지 상들은 각각 +DC bus와 -DC bus에 연결되어 전력을 DC-Link에 전달한다. 그러나 한 상이 DC-Link 커패시터의 중성점에 연결이 되어있기 때문에 커패시터의 중성점 전위의 불평형을 발생시키는 원인이 된다.

'poo, onn, ppo, oon'과 같은 small vector들은 삼 상 전원의 하나 또는 두 개가 직렬로 연결된 커패시터의 중성점에 연결되고 나머지 상은 +DC bus 혹은 -DC bus에 연결되어 있으므로 medium vector와 마찬가지로 커패시터의 중성점 전위 불평형을 발생시킨다. 그러나 small vector에 의한 전압 변동은 윗단 커패시터와 아랫단 커패시터의 충전시간을 같게 함으로서 제어할 수 있다.

zero vector들은 2-레벨 컨버터와 같이 전원의 에너지를 삼 상의 인덕터에 저장하는 boost vector로서 전원전압의 에너지를 부하측으로 전달하지 않는다. 그러므로 zero vector들은 출력 커패시터 전압의 변동과 무관하다. 그러나 만약 boost vector인 zero 혹은 medium vector가 인가되지 않는다면 DC-Link전압은 일정하지 않게 된다. 따라서 boost vector는 컨버터의 DC-Link전압을 일정하게 유지하는데 꼭 필요한 vector들이다.

3.2 커패시터 전압의 해석

그림 4는 그림 1의 섹터 I을 보여준다. 삼 상 시스템의 회로적인 대칭으로 인하여, 섹터 I의 경우만을 고려해도 커패시터 전압의 해석은 충분하다. 여기서 d_0 은 zero vector가 인가되는 듀티비를 의미하고 d_{s01} 과 d_{s02} 는 small vector가 인가되는 듀티비, d_m 은 medium vector가 인가되는 듀티비, d_l 은 large vector가 인가되는 듀티비를 의미한다. 또한 V_0 는 zero vector, V_{01} 과 V_{02} 는 small vector, V_{12} 는 medium vector, V_1 과 V_2 는

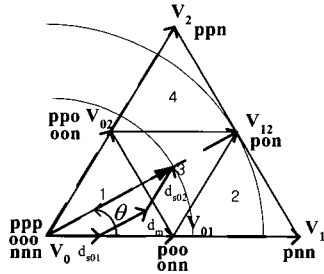


그림 4 섹터 I에서의 V_{ref}의 조합
Fig. 4 Synthesis of V_{ref} in Sector I

large vector의 전압크기를 나타낸다. 기준전압이 그림 처럼 섹터 I의 위치에 있을 경우 듀티비와 커패시터의 충전전류는 스위칭 상태에 따라 결정된다.

기준전압이 섹터 I의 영역 '1'에 위치했을 때, zero vector의 경우 충전전류는 커패시터에 흐르지 못한다.

그러나 small vector의 경우 'poo, onn'은 각각 $i_{c1}=i_{dc1}-i_{load}=i_a-i_{load}$, $i_{c2}=i_{dc2}-i_{load}=i_a-i_{load}$ 의 충전전류를 갖고 'ppo, oon'은 각각 $i_{c1}=i_{dc1}-i_{load}=-i_c-i_{load}$, $i_{c2}=i_{dc2}-i_{load}=-i_c-i_{load}$ 를 갖는다. 그림 5는 각각의 스위칭 상태 시에 전원전압과 커패시터와의 연결상태와 충전전류를 나타낸다.

기준전압이 식 (6)과 같이 주어진다면

$$V_{ref} = m_a V_m e^{j\theta} \tag{6}$$

이때 각 듀티비는 다음 식들을 이용하여 계산된다.

$$\begin{aligned} m_a V_m e^{j\theta} &= V_{01} e^{j0} d_{s01} + V_{02} e^{j\frac{\pi}{3}} d_{s02} \\ d_0 + d_{s01} + d_{s02} &= 1 \end{aligned} \tag{7}$$

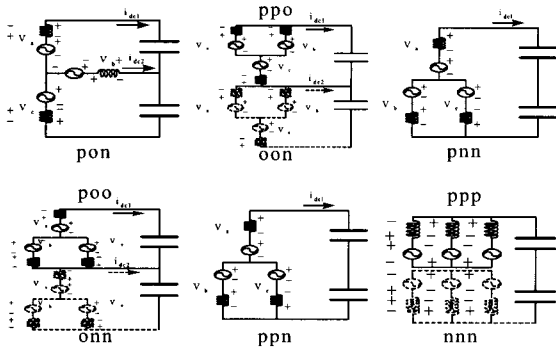


그림 5 각 스위칭 상태에 따른 커패시터 연결상태
Fig. 5 Capacitor connection of each switching states

이로부터 d_0 , d_{s01} 과 d_{s02} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} d_0 &= 1 - m_a (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta) \\ d_{s01} &= m_a (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) \\ d_{s02} &= 2 m_a \sin \theta \end{aligned} \tag{8}$$

따라서 커패시터의 충전전류는 식 (9)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a \times (M_{Ua} d_{s01} + M_{La} d_{s02}) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_c \times (M_{Uc} d_{s01} + M_{Lc} d_{s02}) - i_{load} \end{aligned} \tag{9}$$

여기서, M_{Uk} 와 M_{Lk} 는 스위칭 함수로서 각각 윗단 스위치와 아랫단 스위치상태를 표시한다. M_{Uk} , $M_{Lk} \in [0,1]$ 이며 M_{Uk} 과 M_{Lk} 은 항상 반대로 작동한다. 각상은 k 로 표시하였다. i_{c1} 은 윗단의 커패시터를 i_{c2} 는 아랫단의 커패시터를 충전시키는 전류이다.

다음은 기준전압이 '2'의 위치에 있을 때이다. 'poo, onn'의 충전전류는 기준전압이 '1'의 위치에 있을 때와 같다. 'pon'의 경우, 충전전류는 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, $i_{c2}=i_b-i_{load}$ 이고 'pnn'은 $i_{c1}=i_c=i_a-i_{load}$ 이다. 각 스위칭 상태의 듀티비는 식 (10)을 이용하여 식 (11)로 표현된다.

$$\begin{aligned} m_a V_m e^{j\theta} &= V_{01} e^{j0} d_{s01} + V_{12} e^{j\frac{\pi}{6}} d_m + V_{11} e^{j0} d_l \\ d_{s01} + d_m + d_l &= 1 \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} d_{s01} &= 2 - m_a (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta) \\ d_m &= 2 m_a \sin \theta \\ d_l &= -1 + m_a (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) \end{aligned} \tag{11}$$

따라서, 충전전류는 식 (12)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a \times (M_{Ua} d_{s01} + d_m + d_l) - i_{load} \\ i_{c2} &= i_a \times (M_{La} d_{s01} + d_l) - i_c d_m - i_{load} \end{aligned} \tag{12}$$

기준전압이 '3'의 위치에 있을 때, 스위칭 상태는 'poo, onn, pon, ppo, oon'이며 각 커패시터의 충전전류는 다음과 같다.

'poo, onn, ppo, oon'의 충전전류는 기준전압이 '1'의 위치에 있을 때와 같다. 하지만 medium vector가 인가될 때의 충전전류는 기준전압의 위치에 따라 달라진다. 즉, $\theta < \pi/6$ 일 경우와 $\theta > \pi/6$ 일 경우에 전원전류와 전원전압이 동상이라면 b상의 전류방향이 바뀌게 되므로 중성점의 전압이 변동한다. 듀티비는 식 (13)을 계산하면 식 (14)과 같다.

$$m_a V_m e^{j\theta} = V_{01} e^{j\frac{\pi}{3}} d_{s01} + V_{02} e^{j\frac{\pi}{3}} d_{s02} + V_{12} e^{j\frac{\pi}{6}} d_m$$

$$d_{s01} + d_m + d_{s02} = 1 \quad (13)$$

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

$$d_{s02} = 1 - m_a (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) \quad (14)$$

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

따라서, i_{c1} 과 i_{c2} 는 다음과 같다.

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

$$i_{c2} = i_a \times M_{La} d_{s01} - i_c (d_m + M_{Lc} d_{s02}) - i_{load} \quad (15)$$

기준전압이 '4'의 위치에 있을 때, 스위칭 상태는 'ppo, oon, pon, ppn'이며 'ppo'와 'oon'인 경우의 충전 전류는 기준전압이 '1'의 위치에 있을 때와 같고, 'pon'의 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 (17)과 같이 나타난다.

$$m_a V_m e^{j\theta} = V_{02} e^{j\frac{\pi}{3}} d_{s02} + V_{12} e^{j\frac{\pi}{6}} d_m + V_2 e^{j\frac{\pi}{3}} d_l$$

$$d_{s02} + d_m + d_l = 1 \quad (16)$$

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

$$d_m = m_a (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta) \quad (17)$$

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

따라서 커패시터의 충전전류 i_{c1} 과 i_{c2} 는 식 (18)처럼 나타낸다.

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

$$i_{c2} = -i_c \times (M_{Lc} d_{s02} + d_m + d_l) - i_{load} \quad (18)$$

medium vector가 인가될 때, i_{dc2} 의 변동은 다른 벡터가 인가될 때의 변동보다 크다. 즉, NPC 컨버터는 스위칭 상태에 따라 충전되는 경로가 결정되는 구조적인 문제를 가지고 있기 때문에 각 커패시터의 전압변동이 다르게 되고 이것이 중성점 전압불평형의 원인이 된다.

각 커패시터의 전압은 스위칭 함수를 이용하여 계산된다.

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

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

$$V_{C_L} = -\frac{1}{C_L} \int (i_{dc2} - i_{load}) dt \quad (19)$$

$$= -\frac{1}{C_L} \int \{ i_a (M_{Ua} + M_{La}) + i_b (M_{Ub} + M_{Lb}) + i_c (M_{Uc} + M_{Lc}) - i_{load} \} dt$$

따라서 커패시터 전압의 리플은 다음처럼 계산된다.

$$\Delta v_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \int \Delta i_c dt = \frac{1}{C_{dc}} \int \left(\frac{1}{V_{dc}} \frac{V_p I_p}{2} \cos 3\omega t \right) dt$$

$$= \frac{V_p I_p}{6\omega C_{dc} V_{dc}} \sin 3\omega t \quad (20)$$

4. H-Bridge 컨버터

4.1 동작 원리

그림 6은 H-Bridge 컨버터를 보여주며 공간전압 벡터는 'N'점을 기준으로 한 컨버터의 출력전압으로 표현된다. NPC와는 기준점이 다르지만 같은 PWM방법을 사용하므로 인가되는 모든 벡터들은 NPC와 같은 기준전압을 구성하는 각 벡터들의 인가시간, 즉 듀티비도 같다. 3-레벨 H-Bridge 컨버터는 NPC 컨버터와는 다르게 3개의 출력 커패시터를 가진다. 각 커패시터는 직접 서로 연결되어 있지 않고 분리되어 있기 때문에 각 커패시터의 충전전류는 NPC와는 다르다.

H-Bridge 컨버터의 경우, 'prn, ppn'과 같은 large vector들은 그림 7에서 보여주는 것과 같이 3개의 개별 커패시터는 각 전원전압과 서로 다른 전위로 연결되어 있기 때문에 각 커패시터의 전압불평형에 영향을 미친다.

'pon'과 같은 medium vector들의 경우 'o'상태가 인가된 상의 전원과 커패시터는 서로 연결되어 있지 않은 상태로 전원전압의 중성점과 커패시터의 중성점이 같은 전위를 가지므로 boost 동작을 하게된다. 이 상태의 경우 커패시터가 연결된 상은 전압불평형이 발생된다.

'poo'와 같은 small vector들은 하나 혹은 두 개의 커패시터가 전원과 연결되어 전압불평형이 발생되며, 'o'상태는 medium vector와 마찬가지로 커패시터 전압 불평형에 무관하다.

zero vector들의 경우 'ooo' 벡터가 인가될 때는 NPC 컨버터와 동일하지만 'ppp'나 'nnn'의 벡터가 인가될 시에는 3개의 개별 커패시터가 그림 7과 같이 등전위로 연결되어 있으므로 전원전압과 인덕터전압이 같게되어 등전위 개념에 의해 'ooo' 벡터와 동일한 boost 동작을 하게된다. 따라서 이들 벡터들도 커패시터의 전압불평형과는 무관하다.

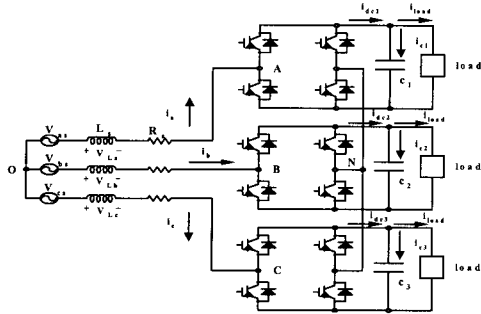


그림 6 H-Bridge 컨버터
Fig. 6 H-Bridge converter

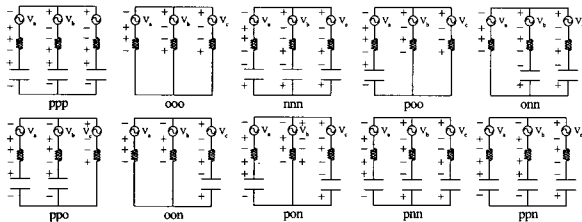


그림 7 각 스위칭 상태에 따른 커패시터 연결상태
Fig. 7 Capacitor connection of each switching states

결과적으로 H-Bridge 컨버터는 NPC 컨버터와 다르게 'p'나 'n'의 스위칭 상태에서만 커패시터를 충전시키는 반면 'o' 상태는 커패시터 전압에 영향을 미치지 않는다는 것을 알 수 있다. 따라서 커패시터의 충전전류도 NPC 컨버터와 다르게 되고 각 커패시터의 전압도 다르게 된다.

4.2 커패시터 전압의 해석

같은 PWM방법을 사용할 경우, H-Bridge 컨버터는 NPC 컨버터와 같은 듀티비를 갖는다. 각 스위칭 상태에 따른 전원전압과 개별 커패시터의 연결상태는 그림 7에 보여준다. 스위칭 상태에 따라 윗단 혹은 아랫단 커패시터를 충전시키는 NPC 컨버터와는 달리 H-Bridge 컨버터의 경우에는 'p' 혹은 'n' 상태만이 그 상의 커패시터를 충전시킬 수 있고 'o'상태에서는 충전시킬 수 없다.

기준전압이 '1'의 위치에 있을 경우, 충전전류는 'poo' 상태일 때 $i_{c1}=i_a-i_{load}$ 이고 'onn'일때 $i_{c2}=-i_b-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$ 이다.

각 듀티비는 식 (8)과 같고 커패시터의 충전전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{Ua} d_{s01} + M_{Ua} d_{s02}) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_b (M_{Ub} d_{s01} - M_{Lb} d_{s02}) - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{Lc} d_{s01} + M_{Lc} d_{s02}) - i_{load} \end{aligned} \quad (21)$$

기준전압이 '2'의 위치에 있을 때, 충전전류는 'poo'에서 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, 'onn'에서 $i_{c2}=-i_b-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$ 이고, 'pon'에서는 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$, 'pnn'에서는 $i_{c1}=i_a-i_{load}$, $i_{c2}=-i_b-i_{load}$, $i_{c3}=-i_c-i_{load}$ 이다.

각 듀티비는 식 (11)과 같고, 충전전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{Ua} d_{s01} + d_m + d_l) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_b (M_{Lb} d_{s01} + d_l) - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{Lc} d_{s01} + d_m + d_l) - i_{load} \end{aligned} \quad (22)$$

기준전압이 '3'의 위치에 있을 때, 듀티비는 식(13)과 같고 충전전류는 다음처럼 표현된다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{Ua} d_{s02} + M_{Ua} d_{s02} + d_m) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_b (M_{Ub} d_{s01} + M_{Lb} d_{s02}) - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{Lc} d_{s01} + d_m + d_l) - i_{load} \end{aligned} \quad (23)$$

'4'의 위치에 있을 경우, 듀티비는 식 (17)과 같고, 충전전류는 다음처럼 표현된다.

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_a (M_{Ua} d_{s02} + d_m + d_l) - i_{load} \\ i_{c2} &= -i_b (M_{Ub} d_{s02} + d_l) - i_{load} \\ i_{c3} &= -i_c (M_{Lc} d_{s02} + d_m + d_l) - i_{load} \end{aligned} \quad (24)$$

각 커패시터의 전압은 스위칭 함수에 의해 다음처럼 계산된다.

$$\begin{aligned} V_{c1} &= \frac{1}{C_1} \int (i_{dc1} - i_{load}) dt = \frac{1}{C_1} \int (M_a i_a - i_{load}) dt \\ V_{c2} &= \frac{1}{C_2} \int (i_{dc2} - i_{load}) dt = \frac{1}{C_2} \int (M_b i_b - i_{load}) dt \\ V_{c3} &= \frac{1}{C_3} \int (i_{dc3} - i_{load}) dt = \frac{1}{C_3} \int (M_c i_c - i_{load}) dt \end{aligned} \quad (25)$$

커패시터 전압의 리플은 다음처럼 계산된다.

$$\begin{aligned} \Delta V_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} \int \Delta i_c = \frac{1}{C_{dc}} \int \frac{1}{V_{dc}} \frac{V_p I_p}{2} \cos 2\omega t dt \\ &= \frac{V_p I_p}{4\omega C_{dc} V_{dc}} \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (26)$$

5. 비 교

앞장에서 살펴보았듯이, 같은 PWM방법에 대해 H-Bridge 컨버터의 충전전류는 NPC 컨버터와는 다르다. 이것은 NPC 컨버터는 small, medium과 large vector등 유효백터 인가시에 삼 상의 전원이 모두 커패시터에 연결이 되어 있는 반면 H-Bridge 컨버터는 한 상의 전원이 하나의 커패시터에만 연결되어 있는 구조적인 차이 때문이다. 즉 삼 상의 전원이 직렬로 연결된 커패시터를 번갈아 충전시킬 수 있는 NPC 컨버터와는 달리 H-Bridge 컨버터는 한 상의 전원이 하나의 커패시터만을 충전시킨다. 이것은 NPC 컨버터의 스위칭 상태가 'p, o, n'의 모든 상태에서 커패시터를 충전시킬 수 있지만, H-Bridge컨버터는 'p'나 'n'상태만이 커패시터를 충전시킬 수 있다는 것을 보여준다.

NPC 컨버터와 H-Bridge 컨버터의 각 커패시터 충전전류는 삼상 폴 브릿지와 단상 폴 브릿지 정류기의 dc 정류 파형과 비슷하다. 따라서 NPC 컨버터의 커패시터 전압의 변동은 H-Bridge 컨버터의 변동보다 작다. 그러나 NPC 컨버터는 커패시터가 직렬로 연결이 되어있기 때문에 유효백터 중 small 과 medium vector 인가시에 두 커패시터의 전압 불평형이 나타난다. small vector는 두 가지 상태가 존재하고 이들은 서로 상보적인 관계를 가지고 있으므로 각 커패시터의 전압불균형을 상쇄시킬 수 있지만 medium vector는 다른 리턴덴시가 없으므로 가장 큰 전압불균형을 발생시킨다. 이로 인해 변조지수가 증가하면 medium vector의 인가시간이 증가하므로 이 백터에 의한 불균형을 제어하는데 한계를 가진다. 이에 비해 H-Bridge 컨버터는 커패시터가 분리되어 있고 유효백터 중 'p'나 'n' 상태가 있는 경우만 개별 커패시터 전압불균형을 발생시키지만 이 상태들은 60도마다 대칭적으로 인가됨으로 전체적인 커패시터의 전압불평형은 발생하지 않는다. 따라서 두 토폴로지의 구조적인 차이로 인하여 각 전압백터 인가시 커패시터 전압에 미치는 영향과 전압불균형의 원인이 다르기 때문에 이를 제어하는 방법 또한 다르게 적용되어야 할 것이다.

6. 시뮬레이션

두 토폴로지에 대해 제안된 해석과 비교는 시뮬레이션을 통해서 검증하였다. 컨버터의 기본적인 DC-Link 전압제어와 역률제어를 위해 PI제어기가 사용되었다. H-Bridge는 각 상에 독립적인 커패시터를 가지고 있

으므로 어떤 전압을 센싱받아 제어하느냐에 따라 전압 출력특성에 영향을 줄 수 있으므로 한 상의 커패시터 전압만 받을 경우, 두 상의 전압을 받을 경우, 세 상중에 최소값을 받을 경우에 대해 출력특성을 비교한다. PWM방법은 SPWM방법과 SVPWM방법을 사용하여 비교하였다. 전원전압은 정현적이고 두 토폴로지의 부하는 같은 용량이란 가정하에 해석하였으며 시스템 파라미터는 표 3에서 보여준다.

그림 8은 NPC 컨버터에서 SPWM방법을 사용하고 전체 DC-Link 전압을 제어했을 경우의 각 dc 전류와 커패시터 전압의 변동값을 보여준다. 본문에서 설명한 바와 같이 각 dc 전류는 스위칭 상태에 따라 삼상 다이오드 정류기의 정류파형 맥동과 같은 주기를 가지면서 흐른다. 그러나 i_{dc} 는 양과 음의 값을 갖는데 이는 커패시터의 중성점의 전위가 변동하는 것을 의미한다. 이 양의 평균이 영을 갖지 않으면 DC-link 중성점의 전위가 한 쪽으로 기울어지게 된다. 그러나 그림 8(c)에서처럼 각 커패시터 전압의 변동이 서로 대칭적이기 때문에 전체 DC-link단의 전압은 거의 일정하게 유지되며 그림 8(d)에서는 약간의 고조파를 갖고 있음을 보여준다.

그림 9는 H-Bridge 컨버터에서 SPWM방법을 사용하고 A상의 커패시터 전압만을 센싱받아 전압제어를 했을 경우 각 dc전류와 커패시터 전압의 변동값을 보여준다. DC 전류는 거의 양의 값을 갖고 단상 다이오드 정류기의 정류파형 맥동과 유사하게 나타난다. 그림 9(c)에서는 이로 인해 각 커패시터 전압의 변동은 NPC 컨버터보다 크게 나타나며 한 상 커패시터 전압만을 제어했기 때문에 다른 상의 DC-Link 전압은 기준값(200[V])과 차이가 발생한다. 그림 9(d)에서는 커패시터 전압의 변동으로 인하여 각 DC-Link 커패시터 전압에 NPC 컨버터보다 많은 고조파를 포함하게 된다. 음의 dc 전류 영역이 발생하는 이유는 컨버터의 출력전압이 전원전압보다 뒤지기 때문이다.

표 3 시스템 파라미터
Table 3 System parameter

System Parameter	Value
line-to-line voltage	220 [V]
total DC reference	400 [V]
line inductor	2 [mH]
line resistor	1 [mΩ]
line frequency	60 [Hz]
switching frequency	8000 [Hz]
DC-Link capacitor	7500 [μF]
load (R-L)	10 [Ω] (NPC) 7.5 [Ω] (H-Bridge)

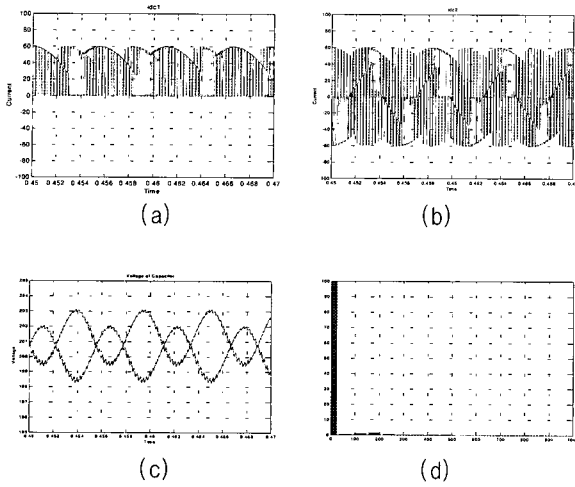


그림 8 NPC 컨버터 파형(전체DC-Link제어, SPWM)
 (a) i_{dc1} , (b) i_{dc2} , (c) V_{cu} 와 V_{cl} ,
 (d) V_{cu} 의 FFT
 Fig. 8 Waveforms of NPC converter
 (a) i_{dc1} , (b) i_{dc2} , (c) V_{cu} and V_{cl} ,
 (d) FFT of V_{cu} .

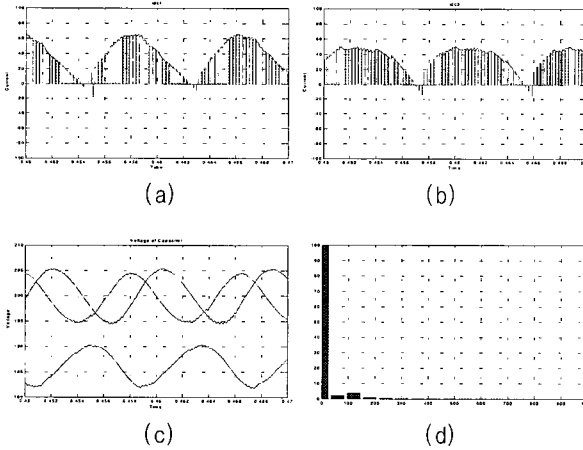


그림 9 H-Bridge 컨버터 파형
 (커패시터 하나만 제어, SPWM)
 (a) i_{dc1} , (b) i_{dc2} , (c) V_{c1} , V_{c2} 와 V_{c3} ,
 (d) V_{c1} 의 FFT
 Fig. 9 Waveforms of H-Bridge converter
 (a) i_{dc1} , (b) i_{dc2} , (c) V_{c1} , V_{c2} and V_{c3} ,
 (d) FFT of V_{c1}

그림 10과 그림 11은 앞의 경우에서 SVPWM방법을 사용했을 때의 커패시터 전압과 그에 대한 FFT파형을 보여준다. NPC 컨버터의 경우 컨버터출력전압의 리플

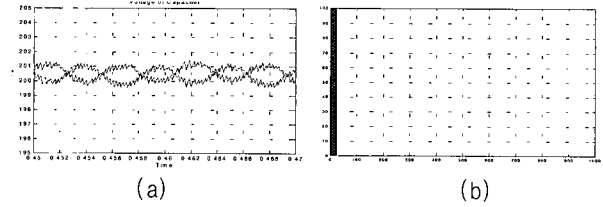


그림 10 NPC 컨버터 파형(전체DC-Link제어, SVPWM)
 (a) V_{cu} 와 V_{cl} , (b) V_{cu} 의 FFT
 Fig. 10 Waveforms of NPC converter
 (a) V_{cu} and V_{cl} , (b) FFT of V_{cu} .

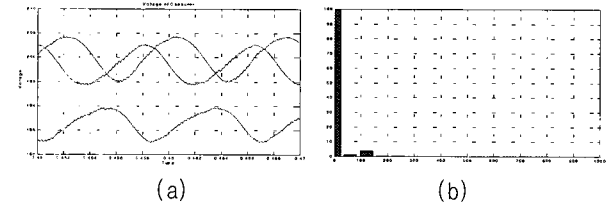


그림 11 H-Bridge 컨버터 파형
 (커패시터 하나만 제어, SVPWM)
 (a) V_{c1} , V_{c2} 와 V_{c3} , (b) V_{c1} 의 FFT.
 Fig. 11 Waveforms of H-Bridge converter
 (a) V_{c1} , V_{c2} and V_{c3} , (b) FFT of V_{c1} .

이 SPWM방법보다 적으므로 출력의 리플이 감소한 것을 알 수 있다. 그러나 H-Bridge 컨버터의 경우 SVPWM방법을 사용하더라도 한 상의 전압제어의 방법으로는 출력전압의 불평형 및 리플을 감소시키는 데에 한계가 있음을 보여준다.

그림 12와 그림 13은 SPWM방법을 사용하고 여러 개의 커패시터 전압중에 최소값을 가지고 DC-Link 전압제어를 했을 때의 커패시터 전압과 그에 대한 FFT파형을 나타낸다. 한 상의 커패시터 전압만을 가지고 제어했을 경우보다 각 커패시터전압의 불평형이 거의 발생하지 않으며 전압리플 한도내에서 제어되고 있음을 보여준다.

그림 14와 그림 15는 SVPWM방법을 사용했을 경우의 각 파형을 보여준다. 커패시터 전압에 불평형이 거의 생기지 않으며 SPWM방법보다 리플값이 줄어들음을 보여준다.

위의 시뮬레이션 결과를 통해 H-Bridge 컨버터는 독립된 수의 커패시터 전압을 가지기 때문에 DC-Link 전압제어를 하는데 있어 NPC 컨버터보다 많은 자유도를 가진다. 또한 커패시터 전압을 제어하는데 있어서도

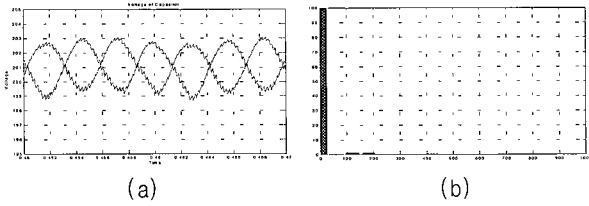


그림 12 NPC 컨버터 파형 (Min 제어, SPWM)

(a) V_{cu} 와 V_{cl} , (b) V_{cu} 의 FFT

Fig. 12 Waveforms of NPC converter

(a) V_{cu} and V_{cl} , (b) FFT of V_{cu} .

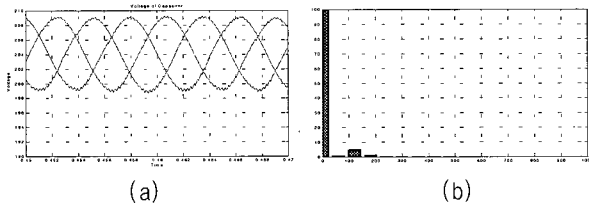


그림 13 H-Bridge 컨버터 파형 (Min 제어, SPWM)

(a) V_{c1} , V_{c2} 와 V_{c3} , (b) V_{c1} 의 FFT.

Fig. 13 Waveforms of H-Bridge converter

(a) V_{c1} , V_{c2} and V_{c3} , (b) FFT of V_{c1} .

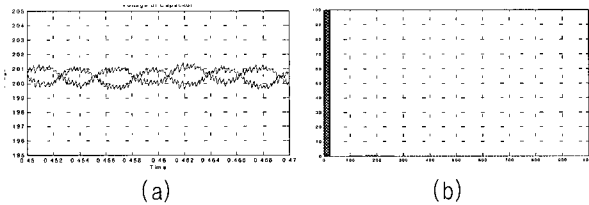


그림 14 NPC 컨버터 파형 (Min 제어, SVPWM)

(a) V_{cu} 와 V_{cl} , (b) V_{cu} 의 FFT

Fig. 14 Waveforms of NPC converter

(a) V_{cu} and V_{cl} , (b) FFT of V_{cu} .

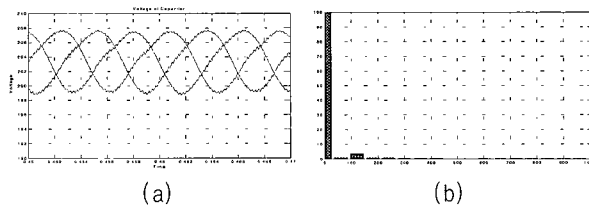


그림 15 H-Bridge 컨버터 파형 (Min 제어, SVPWM)

(a) V_{c1} , V_{c2} 와 V_{c3} , (b) V_{c1} 의 FFT.

Fig. 15 Waveforms of H-Bridge converter

(a) V_{c1} , V_{c2} and V_{c3} , (b) FFT of V_{c1}

한 상의 커패시터 전압만을 제어하는 것보다 삼 상의 전압을 센싱받아 최소값 혹은 최대값을 가지고 제어하는 것이 개별 커패시터 전압을 일정하게 유지하는데 유리한 것을 알 수 있다. 전자의 방법은 과도 상태시 다른 상에 전압변동이 발생하더라도 제어하는 상의 전압이 일정하면 다른 상에 변동된 전압을 회복시키기 위한 제어가 이루어지지 않기 때문이다.

7. 결 론

본 논문은 3-레벨 컨버터에서 zero vector가 인가되지 않는 고변조지수에서는 medium vector가 boost vector라는 사실을 증명하였다. zero vector와 medium vector의 차이는 zero vector가 인가될 경우에는 삼 상의 인덕터에 에너지가 저장되고, medium vector가 인가되면 단지 한 상의 인덕터에만 에너지가 저장된다는 점이다. 이러한 boost vector들은 DC-Link의 전압을 일정하게 유지하기 위해서 필수적이지만 medium vector는 전압불평형의 원인이 되는 벡터이기도 하다. 다시 말해 medium vector는 H-Bridge 컨버터의 개별 커패시터 전압에 영향을 미치는 반면 NPC컨버터의 DC-Link 중성점 전위의 불평형을 유발시킨다.

또한 NPC와 H-Bridge 컨버터의 각각의 커패시터 전압변동에 대해 해석, 비교하였다. 선택된 스위칭 상태에 따른 각각의 듀티비를 이용하여 충전전류와 커패시터 전압의 변동을 계산하였다. 두 토폴로지의 구조적인 차이로 인하여 H-Bridge 컨버터의 DC-Link 전압이 NPC 컨버터보다 크게 변동한다. 왜냐하면 NPC 컨버터의 구조는 3상 풀브릿지 정류기와 비슷하고 H-Bridge 컨버터의 구조는 단상 풀브릿지 정류기와 비슷하기 때문이다. 독립된 많은 커패시터로 인해 H-Bridge는 DC-Link 전압제어방법에 많은 자유도를 가지며 한 커패시터만을 제어했을 경우에 비해 세 개의 커패시터중에 최소값을 제어했을 경우가 커패시터 전압불균형이 거의 발생하지 않음을 보였다.

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, pp. 518~523, Sep./Oct 1981.
 [2] P.M. Bhagwat and V.R. Stefanovic, "Generalized

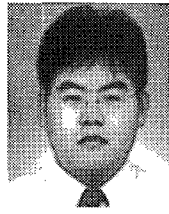
- structure of a multilevel PWM inverter", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 19, no. 6, pp. 1057~1069, Nov./Dec. 1981,
- [3] Shoji Fukuda, Yasumasa Matsumoto, and Akira sagawa, "Optimal-Regulator-Based Control of NPC Boost Rectifiers for Unity Power Factor and Reduced Neutral-Point-Potential Variations", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 46, no. 3, pp. 527~534, June 1999.
- [4] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel Converters A New Breed of Power Converters", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 32, no. 3, pp. 509~517, May/June 1996.
- [5] Mario Marchesoni, "High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters", IEEE Trans, Power Electronics, vol. 7, pp. 189~204, January 1991,
- [6] Dae-Wook Kang, Yo-Han Lee, Bum-Seok Suh, Chang-Ho Choi, and Dong-Seok Hyun, "Redundancies in Generalized Cascaded Multilevel Inverter", KPE, Journal of Power Electronics, vol. 1, No. 1, pp. 36~47, April 2001.
- [7] 강대욱, 우성민, 김태진, 최창호, 현동석, "멀티-레벨 H-Bridge 인버터를 이용한 Line-Interactive DVR", 추계학술대회 논문집, pp. 139~143, 2001.
- [8] Nikola Celanovic and Dushan Boroyevich, "Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", IEEE Trans, PowerElectronics, vol. 15, no. 2, pp. 242~249, Mar. 2000.
- [9] 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.
- [10] 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.

저 자 소 개



김정균(金貞均)

1976년 2월 11일생. 2001년 대전대 전기공학과 졸업. 2003년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사).



김태진(金兌珍)

1974년 5월 31일생. 2000년 대전대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



강대욱(姜岱旭)

1970년 6월 4일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한양대 전자전기공학과 교수. 당 학회 회장 역임.