

# 대용량 및 높은 입력전압에 적합한 새로운 Three Level DC/DC 컨버터

한상규, 오원식, 문건우, 윤명중  
KAIST

## A Novel Three Level DC/DC Converter for High power applications operating from High Input Voltage

S.K. Han, W.S. Oh, G.W. Moon, and M.J. Youn  
KAIST

### ABSTRACT

A novel three-level DC/DC converter (TLC) for high power applications operating from high input voltage is proposed. Its switch voltage stress can be ensured to be only one-half of the input voltage. Nevertheless, since all input voltage is applied to the transformer primary side, it has good turns ratio. The driving method of each module is same as those of the conventional phase-shifted ZVS full bridge PWM converter (PSFB) and the zero-voltage-switching (ZVS) of the leading leg are achieved exactly in the same manner as that of the PSFB. Moreover, its three-level operation can considerably reduce the current ripple through the output inductor and it has no problems of the DC-link voltage unbalance. Therefore, it features a low voltage stress, high efficiency, low EMI, high power density, and small sized filter. To confirm the operation, validity, and features of the proposed circuit, experimental results from a 200W, 600V/DC-48V/DC prototype are presented.

### 1. 서론

최근 세계 각국에서는 고조파 제한 기준(IEEE 519 또는 IEC 1000-3-2 Class D등)을 제시하여 상용 AC 전원 공급장치에 연결된 다른 전자 기기 또는 시스템에 의해 발생하는 전류왜곡이나 위상지연에 대해 엄격히 규제하고 있다. 따라서 현재 개발되고있는 대부분의 전력변환 시스템들은 고조파 규제 회피를 위한 역률 보상단(power factor correction stage: PFC stage)과 말단 전자장치의 전력사양을 위한 전력변환단(power conversion stage)으로 구성되어지고 있는 실정이다. 한편 역률 보상을 위한 컨버터로서는 승압형 토폴로지가 일반적으로 사용되며

380Vrms AC 삼상 전압 원이 입력 전원인 경우 PFC 컨버터의 출력 링크 전압은 승압동작으로 인해 입력전압보다 높은 800V에서 1000V이상의 높은 버스전압을 가지게 된다. 이와 같은 높은 전압을 입력으로 하는 DC/DC 전력변환 회로로서 그림 1과 같은 기존에 제안된 바 있는 몇 가지 회로를 소개한다.

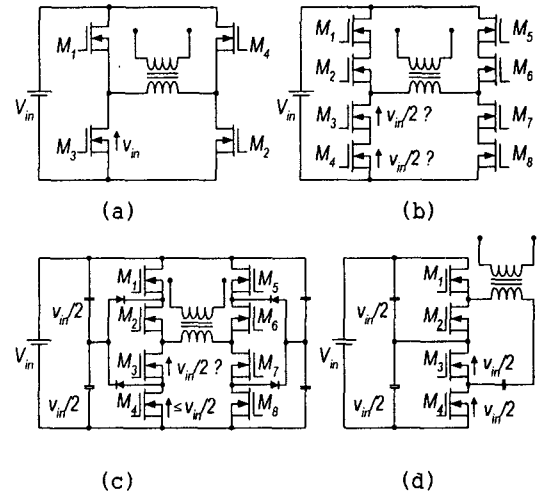


Fig. 1 Conventional circuits operating from high input voltage

- (a) Full bridge DC/DC converter
- (b) Series connection of switches
- (c) NPC 3-level DC/DC converter
- (d) Half bridge 3-level DC/DC converter

먼저 대용량 및 고속 스위칭 동작에 매우 적합한 그림 1(a)와 같은 풀 브리지 토폴로지의 경우 스위치의 전압 스트레스는 입력 버스 전압의 최대 값으로서 반도체 스위치의 안전한 동작 영역(safe operating area: SOAR)에서의 동작을 보장하기 위해서는 충분히 높은 내압의 전력 스위치를 사용하여야 한다. 그러나 스위치의 내압이 높을수록 고가인데다 상용 스위치의 획득이 용이하지 못한 경우가 빈번하다. 뿐만 아니라 스위치의 내압에 비례한 전력 스위치의 온 저항으로 인해 스위치 도통손실

(conduction loss)이 증가하며 이를 위한 추가적인 냉각 시스템에 대한 부담이 증가하는 등의 심각한 문제점들을 안고 있다. 따라서 이러한 단점들을 극복하기 위해 그림 1 (b)와 같이 동기적으로 동작되는 몇 개의 스위치를 직렬로 연결하여 직렬 연결된 스위치 군을 하나의 등가적인 스위치처럼 사용하는 방법이 다소 채용되기도 하였지만, 이 경우 스위치 전압의 정적(static) 및 동적(dynamic) 부담이 어렵고 이를 위한 보조회로 및 특별한 구동기술이 요구되는 등 구현상의 문제점을 여전히 안고 있다. 한편 그림 1 (c)에서 보인 바와 같이 클램핑(clamping) 다이오드를 추가함으로써 스위치 양단전압이  $V_{in}/2$  이하에서 동작되도록 하고자 하였으나, 외측 스위치 M1, M4, M5, M8의 양단 전압은 항상  $V_{in}/2$  이하에서 동작이 보장되나, 내측 스위치 M2, M3, M6, M7의 경우 여전히  $V_{in}/2$  이상에서 동작되므로 모든 스위치의 전압 평형문제를 완전히 해소할 수 없었다. 한편 상기한 스위치 전압 평형문제점을 완전히 해결 할 수 있는 회로로서 그림 1 (d)와 같은 회로가 제안된 바 있다. 이는 임피던스가 동일하며 같은 도통 경로 상에서 동시에 충전되는 두 개의 직렬 연결된 링크 캐패시터 전압은 항상  $V_{in}/2$ 으로 유지되는 점을 이용하여 기존 하프브릿지(half bridge) 컨버터를 직렬 연결한 형태를 취하고 있으며 그 동작과 특성 또한 거의 유사하다. 그러나 이 회로의 경우 스위치의 전압 스트레스를  $V_{in}/2$ 으로 보장할 수는 있으나 변압기 1차 측에 인가되어지는 전압의 크기가  $V_{in}/2$  밖에 되지 못하는 하프 브릿지 컨버터(Half bridge converter)와 동일한 특성을 보이므로 그림 1 (a) (b) (c)와 같은 토폴로지에 비해 전력변환 능력이 절반 수준밖에 갖지 못하는 단점을 안고 있다. 따라서 지금까지 열거한 기존회로의 모든 문제점들을 해결하기 위해 본 논문에서는 스위치 내압을  $V_{in}/2$ 으로 항상 보장하면서 변압기 1차 측에는 입력전압이 모두 인가되어 높은 입력 버스전압 및 대 용량에 적합한 컨버터를 제안한다. 뿐만 아니라 제안된 컨버터는 스위치 구동 방식에 따라 2 레벨뿐만 아니라 3 레벨 동작이 모두 가능하므로 기존의 다른 토폴로지에 비해 작은 사이즈의 출력 필터설계가 용이한 장점을 가지고 있으며, 기존 PSFB와 구동 방식 및 동작이 거의 동일하고, 넓은 부하영역에 대해 스위치의 영전압 스위칭이 보장되므로 고효율 및 개선된 EMI의 장점을 가진다. 한편 제안된 컨버터에 사용되는 전력스위치는 낮은 내압을 가진 상용 스위치의 사용이 가능하므로 제작단가 절감효과와 더불어 낮은 내압에 비해 낮은 온저항을 가진 스위치 사용이 가능하므로 시스템 효율의 상승 효과를 부가적으로 가져올 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안된 컨버터는 높은 입력 버스전압에서 동작하는 대용량 컨버터에 매우 유용하게 적용될 수 있으며, 최종적으로 제안된 컨버터의 우수성과 설계 및 분석의 타당성 검증을 위해 600V/DC 입력에 48V/DC 출력의 200W급 축소모델의 제작을 통한 실험

및 분석결과를 제시한다.

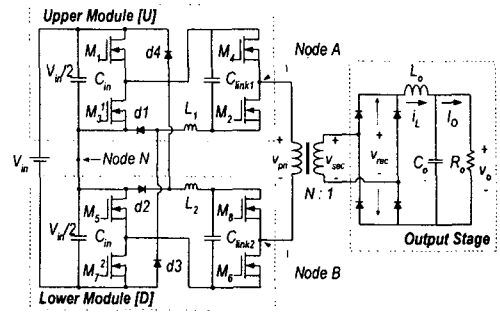


Fig. 2 Schematic diagram of the proposed circuit

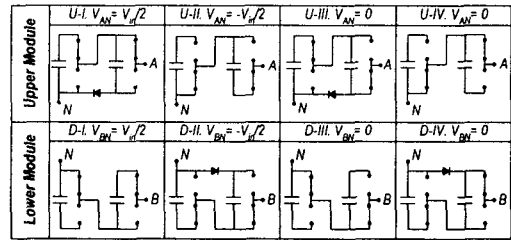


Fig. 3 Each conductive states of switches for node voltage

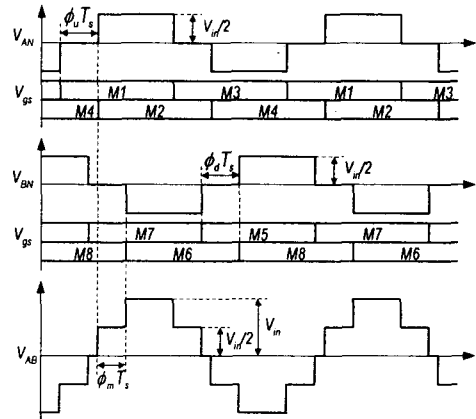


Fig. 4 Node voltage waveform according to the conductive states of switches

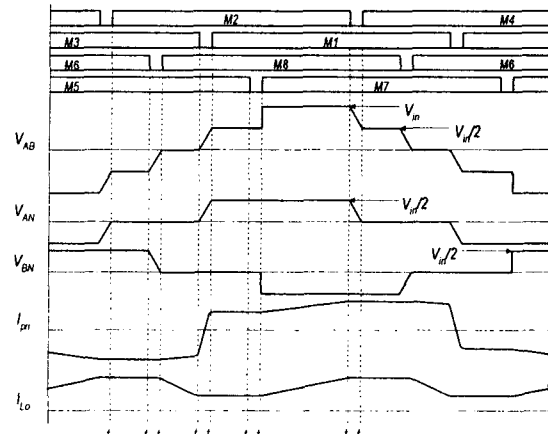


Fig. 5 Key waveforms for mode analysis

## 2. 본 론

제안된 컨버터의 입력 단은 상호 대칭적 구조를 가진 2개의 모듈이 직렬로 연결되어 있고, 각 모듈과 병렬로 연결된 입력 캐패시터  $C_{in1}$ 과  $C_{in2}$ 는 각각  $V_{in}/2$ 으로 충전되어져 있다. 따라서 링크 캐패시터  $C_{link1}$ 과  $C_{link2}$ 는 스위치 M1과 M7이 도통하고 있는 동안 입력 캐패시터  $C_{in1}$ 과  $C_{in2}$  전압에 의해  $V_{in}/2$ 으로 충전되고, 교대로 온 오프되는 각 레그 (leg)의 스위치 중 오프되는 스위치 양단에는 입력 및 링크 캐패시터 전압인  $V_{in}/2$ 이 인가되므로 모든 스위치의 전압 스트레스는 항상  $V_{in}/2$ 으로 보장된다. 한편 각 모듈별 동작은 그림 4와 같이 기존의 위상 천이 폴 브리지 컨버터(phase-shift full-bridge converter)와 동일한 동작을 한다. 즉 각 모듈에서 레그별 위상차이에 따라 노드 전압  $V_{AN}$ 과  $V_{BN}$ 의 전압 파형의 유효 듀티가 증감하는 것은 기존의 위상천이 폴 브리지 컨버터와 동일하다고 할 수 있다. 따라서 그림 4와 같이 변압기 1차 측에는 각 모듈의 노드 전압  $V_{AN}$ 과  $V_{BN}$ 의 차이인  $V_{AB}$ 가 인가되어 입력 전력을 출력 단으로 전달하게 된다.

Table 1. Valid switching state and corresponding node voltage

No	switch state in the upper module				switch state in the lower module				node voltage		
	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{AB}$
1	1	1	0	0	0	0	1	1	$V_{in}/2$	$-V_{in}/2$	$V_{in}$
2	1	1	0	0	1	0	0	1	$V_{in}/2$	0	$V_{in}/2$
3	1	1	0	0	0	1	1	0	$V_{in}/2$	0	$V_{in}/2$
4	1	0	0	1	0	0	1	1	0	$-V_{in}/2$	0
5	0	1	1	0	0	0	1	1	0	$-V_{in}/2$	0
6	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0
7	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
8	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0
9	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0
10	0	0	1	1	1	0	0	1	$-V_{in}/2$	0	$-V_{in}/2$
11	0	0	1	1	0	1	1	0	$-V_{in}/2$	0	$-V_{in}/2$
12	1	0	0	1	1	1	0	0	0	$V_{in}/2$	$-V_{in}/2$
13	0	1	1	0	1	1	0	0	0	$V_{in}/2$	$-V_{in}/2$
14	0	0	1	1	1	1	0	0	$-V_{in}/2$	$V_{in}/2$	$-V_{in}/2$

### 2.1 제안된 컨버터의 소개

그림 3은 각 모듈별 스위치 도통 상태에 따른 노드 N에 대한 노드 A 및 노드 B의 전압을 보이고 있으며 표 1은 모든 경우의 스위치 도통 상태에 따른 노드 전압과 변압기 1차 측 양단 전압을 나타내고 있다.

그림 4의  $V_{AN}$  파형은 M1과 M3으로 이루어진 레그가 M2와 M4로 이루어진 레그를 위상 차  $\phi_u$ 만큼 앞설 때의 노드전압 파형을 나타내고 있으며, 그림 4의  $V_{BN}$  파형은 M5와 M7로 이루어진 레그가 M6

와 M8로 이루어진 레그를 위상 차  $\phi_d$ 만큼 앞설 때의 노드전압 파형을 나타내고 있다. 그림에서도 알 수 있듯이 각 모듈의 동작은 기존의 위상천이 폴 브리지 컨버터의 것과 동일함을 알 수 있다.

모든 위상차이가 0.5이하라는 가정 하에 그림 4의  $V_{AB}$  파형은 각 모듈별 동작이 그림 4의  $V_{AN}$  및  $V_{BN}$  파형과 같을 때 모듈간의 위상 차  $\phi_m$ 에 따른 변압기 1차 측 양단 전압  $V_{AB}$ 의 전압 파형을 보이고 있다.

다음은 제안된 컨버터의 모드별 동작과 입출력 전압변환 비에 대해서 자세하게 살펴본다.

### 2.2 제안된 컨버터의 모드별 동작

모드별 정상상태 동작 해석을 위해 편의상 모든 기생성분은 무시하기로 하고, 입력 캐패시터  $C_{in1}$ 과  $C_{in2}$  그리고  $C_{link1}$ 과  $C_{link2}$ 는  $V_{in}/2$ 으로 충전되어 있다고 가정한다. 또한 표1에서처럼 여러 가지 스위칭 상태의 조합에 따라 여러 가지 동작이 가능하지만 가장 대표적인 동작의 설명을 위해  $\phi_u$ 와  $\phi_d$ 가  $\phi$ 로 동일하고, 모듈간 위상 차  $\phi_m$ 은 양의 값으로서 위쪽 모듈이 아래쪽 모듈보다  $\phi_m$ 만큼 위상이 앞서며  $\phi_m$ 은  $\phi$ 보다 항상 작다고 가정한다.

아울러 제안된 회로의 동작은  $t_0 \sim t_8$  및  $t_8 \sim t_{16}$ 의 두 개의 반주기로 나눌 수 있으며 각각의 동작은 상호 대칭적이므로 첫 번째 반주기에 대해서만 설명하기로 한다.

**모드 1 ( $t_0 \sim t_1$ ):** 그림 6과 같이 스위치 M2, M3이 온 되어 있으므로 모듈 U에서  $V_{AN}$ 은 0V가 되고, M5, M6이 온 되어 있으므로 모듈 D에서  $V_{BN}$ 은  $V_{in}/2$ 이 인가되어 결국 노드 B에 대한 노드 A의 전압은  $V_{AB} = -V_{in}/2$ 이 된다. 한편 스위치 M3이 온 되어 있으므로  $C_{link1}$ 의 전압이  $C_{in2}$ 의 전압보다 큰 경우 그림 6과 같은 도통경로를 형성하여 전압 평형을 이루게 되며, 마찬가지로, 스위치 M5가 온 되어 있으므로  $C_{link2}$ 의 전압이  $C_{in1}$ 의 전압보다 큰 경우 그림 6과 같은 도통경로를 형성하여 전압 평형을 이루게 된다.

**모드 2 ( $t_1 \sim t_2$ ):**  $t_1$  시점에서 스위치 M6이 턴 오프 되면 그림 7과 같은 도통 경로를 형성하면서 모드 2는 시작된다. 스위치 M2, M3는 여전히 온 되어 있으므로 모듈 U는 모드 1과 동일한 동작을 한다. 반면 모듈 D는 스위치 M6이 오프 되므로 변압기 1차 측으로 넘어오는 출력 인덕터 전류에 의해 스위치 M6의 출력 캐패시터는 0V에서  $V_{in}/2$ 으로 충전되고, 반대로 스위치 M8의 출력 캐패시터는  $V_{in}/2$ 에서 0V로 방전됨으로써 다음모드에서 스위치 M8이 영전압 스위칭 되도록 여건을 조성해 준다. 이는 위상 천이 폴 브리지 컨버터의 진상 레그 (leading leg)의 영전압 스위칭 동작과정과 동일하

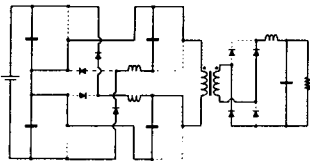


Fig. 6 mode 1

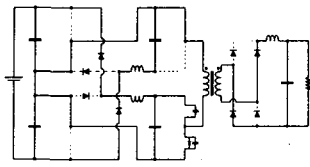


Fig. 7 mode 2

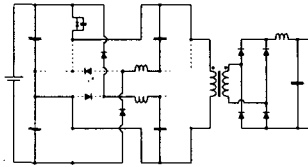


Fig. 8 mode 3

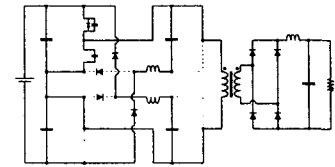


Fig. 9 mode 4

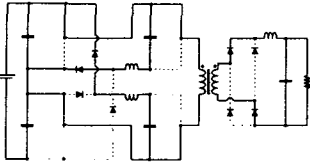


Fig. 10 mode 5

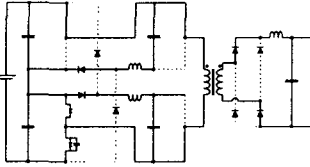


Fig. 11 mode 6

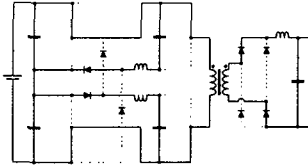


Fig. 12 mode 7

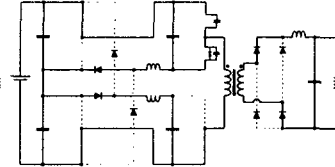


Fig. 13 mode 8

다. 한편 스위치 M3과 M5는 모드1과 마찬가지로 여전히 온 되어 있으므로  $C_{link1}$ 의 전압이  $C_{in2}$ 의 전압보다 큰 경우, 또는  $C_{link2}$ 의 전압이  $C_{in1}$ 의 전압보다 큰 경우 그림 7과 같은 도통경로를 형성하여 전압 평형을 이루게 된다.

**모드 3 ( $t_2 \sim t_3$ ):**  $t_2$ 시점에서 스위치 M8이 턴 온 되면 그림 8과 같은 도통 경로를 형성하면서 모드 3이 시작된다. 스위치 M2, M3는 여전히 온 되어 있으므로 모듈 U는 모드 1과 동일한 동작을 하며  $V_{AN}$ 은 0V로 유지되어 있다. 한편 모듈 D에서 스위치 M8의 양단 전압은 모드 2에서 이미 0V로 방전된 상태이므로 영전압 스위칭이 이루어지며 스위치 M5, M8이 온 되어 있으므로  $V_{BN}$ 은 0V가 된다. 결국  $V_{AB}$ 는 0V로 유지되어 출력 인덕터에 흐르던 전류는 출력 측 정류 다이오드를 통해 환류하게 된다.

**모드 4 ( $t_3 \sim t_4$ ):**  $t_3$  시점에서 스위치 M3이 턴 오프 되면 그림 9와 같은 도통 경로를 형성하면서 모드 4는 시작된다. 이때 누설 인덕터에 저장되어 있던 에너지가 충분히 클 경우 스위치 M3의 출력 캐패시터는 0V에서  $V_{in}/2$ 으로 충전되고, 스위치 M1의 출력 캐패시터는  $V_{in}/2$ 에서 0V로 방전하게 되어 다음 모드에서 스위치 M1이 영전압 스위칭이 될 수 있는 여건을 조성한다. 이 과정은 마치 위상 천이 폴브리지 컨버터의 지상레그(lagging leg)의 전류(commutation)과정과 동일하다. 특히 모드 3에서  $C_{link1}$ 의 전압이  $C_{in2}$ 의 전압보다 클 경우 L1에 흐르고 있던 전류는 스위치 M1의 방전과 M3의 충전을 도와주면서 리셋 되므로 M1과 M3의 영전압 조건은 더욱 잘 이루어질 수 있다. 한편 M5는 모드3과 마찬가지로 여전히 온 되어 있으므로  $C_{link2}$ 의 전압이  $C_{in1}$ 의 전압보다 클 경우 그림 9와 같은 도통경로를 형성하여 전압 평형을 이루게 된다.

**모드 5 ( $t_4 \sim t_5$ ):**  $t_4$ 시점에서 스위치 M1을 턴 온 시키면 그림 10과 같은 도통 경로를 형성하며, 이 때

모듈 U의 노드전압은  $V_{AN}=V_{in}/2$ 이 된다. 또한 스위치 M5와 M8이 온 되어 있으므로 모듈 D의 노드 전압  $V_{BN}=0V$ 가 되므로 변압기 1차 측 전압은  $V_{AB}=V_{in}/2$ 가 된다. 또 스위치 M1이 도통하므로  $C_{in1}$ 의 전압이  $C_{link1}$ 의 전압보다 클 경우 전압 평형을, 스위치 M5가 모드 4와 마찬가지로 여전히 온 되어 있으므로  $C_{link2}$ 의 전압이  $C_{in1}$ 의 전압보다 클 경우 전압 평형을 그림 10과 같은 도통경로를 형성하여 이루게 된다.

**모드 6 ( $t_5 \sim t_6$ ):**  $t_5$  시점에서 스위치 M5가 턴 오프 되면 그림 11과 같은 도통 경로를 형성하면서 모드 6은 시작된다. 모드 5에서 변압기 1차 측에 흐르고 있던 전류는 스위치 M5가 도통하고 있더라도 스위치의 역 방향인 소스에서 드레인 방향으로 흐르고 있으므로 스위치 M5가 턴 오프 되더라도 도통경로는 변하지 않고 스위치 M5의 역방향 다이오드를 통해 변압기 1차측 전류가 흐른다. 특히 전류가 스위치의 역 방향으로 흐르고 있는 상태에서 턴 오프 되므로 스위치 M5는 영전류 턴 오프가 일어난다. 한편 모드 6에서  $C_{link2}$ 의 전압이  $C_{in1}$ 의 전압보다 클 경우 L2에 흐르던 전류는 그림 11과 같이 M7의 출력 캐패시터를 방전시킨다.

**모드 7 ( $t_6 \sim t_7$ ):**  $t_6$ 시점에서 스위치 M7을 턴 온 시키면 그림 12와 같은 도통 경로를 형성하며, 이 때 모듈 D의 노드전압은  $V_{BN}=-V_{in}/2$ 이 된다. 또한 스위치 M1과 M2는 이전 모드에서부터 온 되어 있는 상태이므로 모듈 U의 노드 전압  $V_{AN}=V_{in}/2$ 가 되므로 변압기 1차 측 전압은  $V_{AB}=V_{in}$ 이 된다. 또 스위치 M7이 도통하므로  $C_{in2}$ 의 전압이  $C_{link2}$ 의 전압보다 클 경우 전압 평형을, 스위치 M1이 모드 6과 마찬가지로 여전히 온 되어 있으므로  $C_{in1}$ 의 전압이  $C_{link1}$ 의 전압보다 클 경우 전압 평형을 그림 12와 같은 도통경로를 형성하여 이루게 된다.

**모드 8 ( $t_7 \sim t_8$ ):**  $t_7$  시점에서 스위치 M2가 턴 오프 되면 그림 13과 같은 도통 경로를 형성하면서 모드

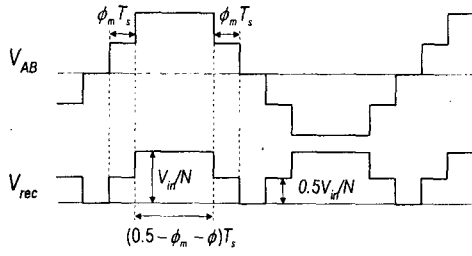


Fig. 14 Rectified waveform  $V_{rec}$  of the transformer secondary voltage

8은 시작된다. 스위치 M7, M8은 여전히 온 되어 있으므로 모듈 D는 모드 7과 동일한 동작을 한다. 반면 모듈 U는 스위치 M2가 오프 되므로 변압기 1차 측으로 넘어오는 출력 인덕터 전류에 의해 스위치 M2의 출력 캐패시터는 0V에서  $V_{in}/2$ 으로 충전되고, 반대로 스위치 M4의 출력 캐패시터는  $V_{in}/2$ 에서 0V로 방전됨으로써 다음모드에서 스위치 M4가 영전압 스위칭 되도록 여건을 조성해 준다. 이는 위상 천이 폴 브리지 컨버터의 진상 레그 (leading leg)의 영전압 스위칭 동작과정과 동일하다. 한편 스위치 M1과 M7은 모드7과 마찬가지로 여전히 온 되어 있으므로  $C_{in1}$ 의 전압이  $C_{link1}$ 의 전압보다 큰 경우, 또는  $C_{in2}$ 의 전압이  $C_{link2}$ 의 전압보다 큰 경우 그림 13와 같은 도통경로를 형성하여 전압 평형을 이루게 된다.

이후  $t_8 \sim t_{16}$ 의 동작은 모드 0에서 모드 8까지의 동작과 대칭적으로 반복된다.

### 2.3 제안된 컨버터의 입출력 전압변환 비

제안된 컨버터의 입출력 전압 변환 비를 구하기 위해 편의상 모든 스위치들 사이의 데드타임 및 회로 내 기생성분은 없는 것으로 가정한다.

출력 전압은 그림 14와 같이 변압기 2차 측에 나타난  $V_{AB}$  전압이 출력 정류 다이오드를 거친 이후의 전압파형인  $V_{rec}$  평균치와 같으므로 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$V_o = 2 \left\{ 2 \frac{0.5V_{in}}{N} + \frac{V_{in}}{N} (0.5 - \phi_m - \phi) \right\} \quad (1)$$

위 식 (1)을 전압 변환비  $M = V_o/V_{in}$ 로 정리하여 나타내면 다음과 같다.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = N(1 - 2\phi) \quad (2)$$

### 2.4 제안된 컨버터의 출력 인덕터 전류 맥동

그림 15은 모듈 및 모듈간의 위상차에 따른 출력 필터 인덕터 전류 맥동 크기의 공칭값을 나타내고

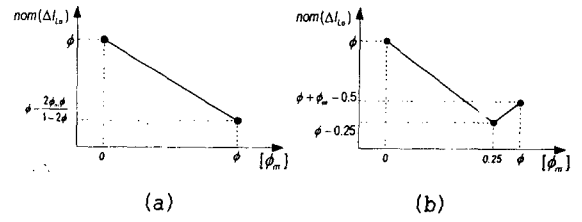


Fig. 15 Normalized output current ripple:

$$\text{norm}(\Delta I_{Lo}) = \{L_o / (V_o T_s)\} \Delta I_{Lo}$$

(a) when  $0 \leq \phi < 0.25$ ,  $\phi_m \leq \phi$

(b) when  $0.25 \leq \phi < 0.5$ ,  $\phi_m \leq \phi$

있다. 그림 15 (a)는 각 모듈의 위상차  $\phi$ 가 0과 0.25사이에서 동작하고  $\phi$ 가  $\phi_m$ 보다 큰 경우의 동작으로서 출력전압은  $\phi$ 에 의해서만 결정되고 출력전압과는 무관한  $\phi_m$ 이  $\phi$ 와 동일해질

때 가장 작은 크기의 전류 맥동을 보임을 알 수 있다. 그림 15 (b)는 각 모듈의 위상차  $\phi$ 가 0.25와 0.5사이에서 동작하고  $\phi$ 가  $\phi_m$ 보다 큰 경우의 동작으로서 출력전압은  $\phi$ 에 의해서만 결정되고 출력전압과는 무관한  $\phi_m$ 이 0.25로 구동될 때 가장 작은 크기의 전류 맥동을 보임을 알 수 있다.

아울러 기존의 폴 브릿지 컨버터의 2레벨 동작과 동일한 경우로서 모듈간 위상차  $\phi_m$ 이 0일 때 그림 15 (a)와 (b)에서 보이듯 인덕터 전류 맥동이 가장 큰 값을 가짐을 알 수 있다.

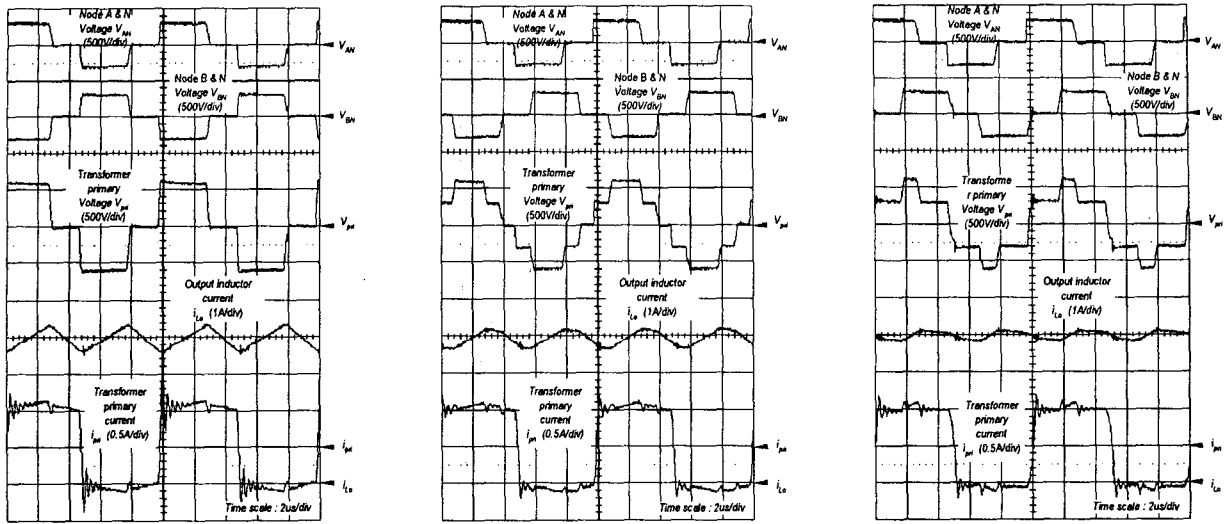
## 3. 실험결과

제안된 토폴로지의 우수성과 동작 및 분석의 타당성을 검증하기 위해 600V/DC 입력에 48V/DC 출력인 200W급 축소모델을 제작하여 실험한 결과를 제시한다. 제작에 사용된 설계사양은 입력전압 스위칭 주파수  $f_{sw} = 100\text{kHz}$ , 변압기 턴비  $N = 7.14$ , 출력캐패

시터  $C_o = 330\mu\text{F}$ , 출력 인덕터  $L_o = 135\mu\text{H}$ , 입력 캐패시터  $C_{in1}$ 과  $C_{in2} = 200\mu\text{F}$ , 링크캐패시터  $C_{link1}$ 과  $C_{link2} = 1\mu\text{F}$ , 보조 인덕터  $L_1$ 과  $L_2 = 8.4\mu\text{H}$ , 전력스위치 = 2SK2837, 보조다이오드 와 출력 정류다이오드 = F10KF40, 그리고 모듈의 위상차  $\phi = 0.2$ , 그리고 모듈간 위상차  $\phi_m$ 은 0 과 0.15 두 가지에 대해 살펴보았다.

그림 16 (a)는 모듈간 위상차가  $\phi_m = 0$ 인 경우로서 2레벨 동작 시 각부 파형을 보이고 있다. 모듈간 위상차가 0이므로  $V_{AN}$ 과  $V_{BN}$ 의 파형이 서로 일치하며 이 두 파형의 차이가 변압기 1차 측 전압 파형과 정확히 일치함을 알 수 있다.

그림 16 (b)는 모듈간 위상차  $\phi_m = 0.1$ 로 구동시켰을 때의 3레벨 동작 시 각부 파형을 보이고 있다. 모듈간 위



(a) 2-level operation:  $\phi_m=0.2$ ,  $\phi_s=0$       (b) 3-level operation:  $\phi=0.2$ ,  $\phi_m=0.1$       (c) 3-level operation:  $\phi=0.2$ ,  $\phi_m=0.2$

Fig 16. Experimental key waveforms

상차가  $\phi_m=0.1$ 이므로  $V_{AN}$ 과  $V_{BN}$ 의 파형에 그림 16 (b)와 같은 위상차가 존재하며 이 두 파형의 차이가 변압기 1차측 전압 파형과 정확히 일치함을 알 수 있다. 그림 16 (c)는 모듈간 위상차  $\phi_m=0.2$ 로서 각 모듈의 위상차  $\phi$ 와 동일하게 구동시켰을 때의 각부 파형을 보이고 있으며 이 경우 앞서 그림 15에서 이론적으로 보였듯이 출력 인덕터 전류 맥동이 최소가 됨을 알 수 있다. 한편 출력 인덕터 전류는 그림 16(a), (b), 그리고 (c)로부터 각각 2레벨 동작( $\phi_m=0$ ) 시 대략  $0.9A_{\text{peak-peak}}$  정도, 3레벨 동작( $\phi_m=0.1$ ) 시 대략  $0.6A_{\text{peak-peak}}$  정도, 그리고 3레벨 동작( $\phi_m=0.2$ ) 시 대략  $0.3A_{\text{peak-peak}}$  정도의 전류 맥동을 보임을 알 수 있다. 이는 앞서 분석했듯이 모듈간 위상차이에 따라 전류 맥동이 선형적으로 감소하고 있으며 3레벨 동작으로 인해 전류 맥동성분이 2레벨에 비해 최고 60% 정도 감소했음을 확인할 수 있다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 스위치 전압 스트레스가 입력전압의 절반으로 보장되면서 변압기 1차 측에는 입력전압이 모두 인가되어 높은 전력밀도를 가지는 대용량 및 높은 입력전압에 적합한 새로운 3레벨 DC/DC 컨버터를 제안하고 제안된 컨버터의 동작 방식과 특성에 대해 살펴보았다. 제안된 컨버터는 기존의 위상천이 풀 브리지 컨버터와 같이 진상 레그의 영전압 스위칭이 이루어지고 구동 신호의 위상차에 따라 출력 인덕터의 전류 맥동을 저감시킬 수 있는 특징을 가지고 있다. 뿐만 아니라 제안된 컨버터에 사용된 전력스위치는 낮은 내압을 가진 상용 스위치의 사용이 가능하므로 제작단가 절감효과와 더불어 낮은 내압에 비해 낮은 온 저항을 가진 스위치 사

용이 가능하므로 시스템 효율의 상승 효과를 부가적으로 가져올 수 있다.

최종적으로 분석 및 설계의 타당성 검증을 위해 600V 입력에 48V 출력인 200W급 축소모델을 제작하여 그 동작을 확인하였다. 결론적으로 낮은 스위치 전류 스트레스, 낮은 전압 스트레스, 영전압 스위칭, 낮은 제작단가, 높은 효율, 그리고 작은 사이즈의 출력 필터 인덕터 등의 장점을 고루 가진 제안된 3레벨 DC/DC 컨버터는 대용량 및 높은 입력 전압을 가진 전력 변환기에 매우 적합하며 다양한 용도로 응용 및 적용될 수 있다.

#### 참고 문헌

- [1] Akira Nabae, Isao Takahashi and Hirofumi Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-17, No 5, pp.518-523.
- [2] Jose Renes Pinheiro and Ivo Barbi, "The Three-Level ZVS-PWM DC-to-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No 4, 1993, pp.486-492.
- [3] Rene Torrico-Bascope and Ivo Barbi, "Dual-Bridge DC-DC Converter with Soft Switching Features", IEEE-APEC' 2001, Vol. 2, pp.722-727.
- [4] J. Shen and N. Butterworth, "Analysis and desing of a three-level PWM converter system for railway-traction applications", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, September 1997, pp.357-371.
- [5] K. V. Kantak, "Output Voltage Ripple in Switching Power Converters", Power Electronics Conference Proceedings, Boxbrough, Mass., pp.35-44, April 1987.