論 文 10-6-10

2005 전력전자학술대회 우수추천논문

위상 천이 풀-브릿지 컨버터를 위한 새로운 전압 진동 제거 기술

朴起範†, 金正恩*, 文建又**, 尹明重***

Voltage Oscillation Reduction Technique for Phase-Shift Full-Bridge Converter

Ki-Bum Park, Chong-Eun Kim, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn

요 약

기존의 위상 천이 풀-브릿지 컨버터는 변압기 2차측 다이오드의 전압 스트레스를 증가시키는 심각한 전압 진동 문제를 가지고 있으며, 이를 해결하기 위한 부가적인 스너버의 사용은 전체 시스템 효율의 저하를 초래한다. 본 논문에서는 부가적인 스너버의 사용없이 효과적으로 전압 진동 문제를 해결하는 위상 천이 풀-브릿지 컨버터의 새로운 동작 방식을 제안한다. 또한 제안된 방법은 동작 특성 상 넓은 영전압 스위칭 범위를 보장하므로 향상된 효율을 기대할 수 있다. 기존의 동작 방식과 비교하여 제안된 전압 진동 제거 기술의 동작 원리, 전압 진동 분석 및 설계 고려 사항을 나타내었으며, 420W사양의 시험모델을 제작하여 제안된 전압 진동 제거 기술의 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

Conventional phase shift full bridge (PSFB) converter has serious voltage oscillation problem across the secondary rectifier diodes, which would require the dissipate snubber circuit, thus degrades the overall efficiency. To overcome this problem, a new simple voltage oscillation reduction technique (VORT) which effectively reduce the voltage oscillation of the secondary rectifier diodes for phase shift full bridge converter is proposed. Therefore, no dissipate snubber for rectifier diodes is needed. In addition, since it has wide zero voltage switching (ZVS) range, high efficiency can be achieved. Operational principle, analysis of voltage oscillation, and design consideration are presented compare with that of the conventional PSFB converter. To confirm the validity of the proposed VORT, experimental results from a 420W prototype are presented.

Key Words : Phase-Shift Full-Bridge (PSFB) converter, Zero-Voltage-Switching (ZVS), voltage oscillation

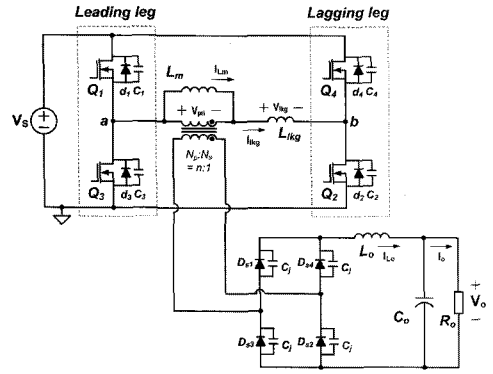
1. 서 론

지금까지 수많은 고효율, 고전력 밀도를 가지는 DC/DC 컨버터들이 제안되어 왔다. 이중 부가적인 회로 없이 변압기의 기생 인덕턴스와 스위치의 출력 캐패시터를 이용하여 영전압 스위칭이 가능한 위상 천이 풀-브릿지 컨버터는 중급 이상 용량에서 낮은 소자 스트레스와 높은 효율을 자랑하며 가장 널리 사용되어지고 있다[1-3]. 그림 1에는 위상 천이 풀-브릿지 컨버터의 주요 동작 파형을 2차측 정류단 다이오드의 접합 캐패시턴스의 영향을 고려하여 나타내었으며, 이는 다음과 같은 문제점들을 유발한다.

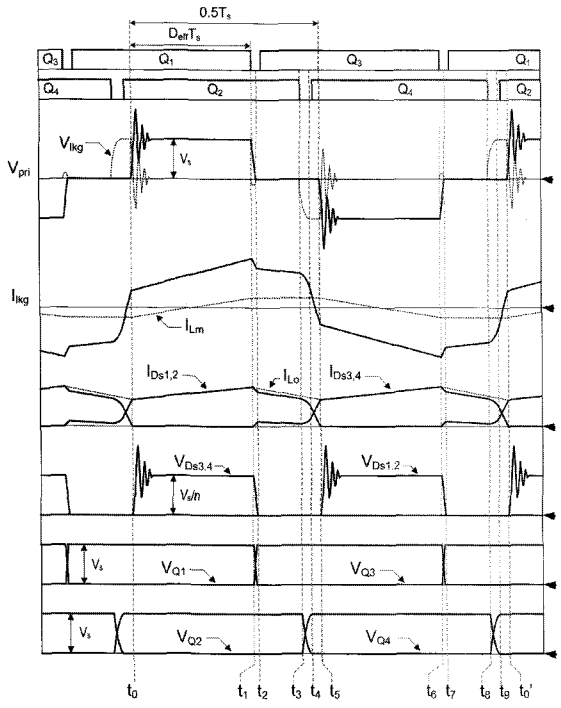
†교신저자 : 정회원, 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사과정
E-mail : parky@rainbow.kaist.ac.kr
*정회원, 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사과정
**정회원, 한국과학기술원 전기및전자공학과 부교수
***정회원, 한국과학기술원 전기및전자공학과 교수
접수일자 : 2005. 9. 27 1차 심사 : 2005. 10. 31
심사완료 : 2005. 11. 4

1) t_1의 진상 레그 (leading leg) 변이 시, I_{lkg}를 감소시켜 t_3의 지상 레그 (lagging leg) 변이 시의 영전압 스위칭을 위한 에너지가 감소된다[4,5].

2) 지상 레그 변이 시, t_5에서와 같이 정류단 다이오드의 전류 (commutation) 종료 이후 변압기 누설 인덕턴스와 정류단 다이오드 접합 캐패시턴스 간의 공진에 의한 과도한 전압 진동이 발생한다[1,3].



(a) 회로도



(b) 주요 동작 파형

그림 1 정류단 다이오드의 접합 캐패시턴스의 영향을 고려한 기존의 위상천이 풀-브릿지 컨버터

Fig. 1 Conventional PSFB converter considering the effects of the junction capacitance of the rectifier diodes

특히 2)의 경우는 정류단 다이오드의 전압 스트레스를 크게 증가시키므로 이를 해결하기 위한 여러 가지 방법들이 제안되어왔다. 간단한 방법으로 RCD-클램프 회로[1,3,6]가 널리 사용되지만 단순히 전압을 제한하는 동작 이외에 전압 진동 자체를 감소시키거나, 전압 변화율을 감소시키지 못하므로 EMI 노이즈 등의 문제점을 여전히 가지고 있다. 또한 저항에서의 전력 소비로 인하여 효율적인 측면에서도 불리하게 작용한다. 이외에 변압기 1차측에 클램프 다이오드를 이용하는 방법[7]이 있으나, 부가적인 인덕터를 사용하므로 전체 시스템의 크기가 증가하며 부가적인 인덕터에 의한 전압 진동만이 클램프 회로를 통해서 제한되므로 추가적인 RC-스너버가 필요하게 된다. 능동 클램프 스너버의 경우[8]는 뛰어난 성능을 보여주지만, 부가적인 스위치의 사용으로 인하여 하드스위칭 문제와 시스템의 복잡도를 증가시킨다는 단점을 가진다.

본 논문에서는 기존의 위상 천이 풀-브릿지 컨버터가 가지는 정류단 다이오드의 심각한 전압 진동 문제를 부가적인 회로없이 간단히 동작을 변화시킴으로서 효과적으로 해결할 수 있는 새로운 전압 진동 제거 기술을 제안한다.

2. 새로운 전압 진동 제거 기술

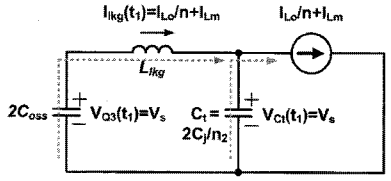
2.1 새로운 전압 진동 제거 기술의 개념

위상 천이 풀-브릿지 컨버터의 동작은 크게 진상 레그와 지상 레그 변이 동작으로 구분할 수 있으며, 다이오드의 전압의 변화는 이 두 가지 변이 동작에서 일어난다. 따라서 각각의 변이 과정에서의 다이오드 전압 변화에 대해서 먼저 살펴보겠다.

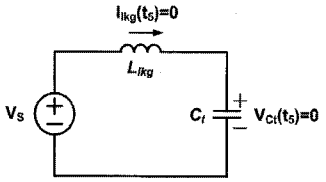
진상 레그 변이 시의 등가회로는 그림 2(a)와 같으며, C_t가 C_{oss}에 비하여 충분히 작고 L_{lkg}의 영향이 작다고 가정 하면, 스위치의 출력 캐패시터와 정류단 다이오드의 접합 캐패시터가 출력 인덕터 전류에 의해서 동시에 충-방전 된다고 볼 수 있다[4,5]. 따라서 스위치 Q_2의 전압과 다이오드 $D_{S3,4}$의 전압이 0이 되는 시점이 같으며, L_{lkg}에는 큰 전압이 인가되지 않으므로 이후 다이오드에는 전압 진동이 생겨나지 않는다.(C_{oss}는 스위치의 출력 캐패시턴스, C_j는 다이오드의 접합 캐패시턴스, C_t는 1차측으로 투영된 정류단 다이오드들의 등가 캐패시턴스) 반면, 지상 레그 변이 시, 다이오드간의 전류 동작이 종료되고 난 이후의 전압 진동 등가회로는 그림 2(b)와 같으며, V_S 기준 전압의 LC-공진 회로가 형성되므로 다이오드에는 (1)과 같은 V_S 진폭의 큰 전압 진동이 생겨나게 된다.(해석의 편이 상 다

이오드의 역회복 특성은 고려하지 않았다)

$$V_{Ds3,4}(t)=\frac{1}{n}V_{Ct}(t)=\frac{1}{n}\left[V_S-V_S\cos\left(\omega_1(t-t_5)\right)\right],\quad \omega_1=\frac{1}{\sqrt{L_{lkg}C_t}} \qquad (1)$$



(a) 진상 레그 변이 시의 등가 회로 ($t_1 \sim t_2$)



(b) 지상 레그 변이 이후의 등가 회로 ($t_5 \sim t_6$)

그림 2 기존의 위상 천이 풀-브릿지 컨버터의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of conventional PSFB

위에서 살펴 본 바와 같이 진상 레그 변이는 지상 레그 변이와는 다르게 인덕터 전류에 의해서 스위치 출력 캐패시터와 다이오드의 접합 캐패시터의 전압이 동시에 충-방전 된다. 따라서 지상 레그 변이와 같이 L_{lkg}에 큰 전압이 인가되는 공진 회로가 형성되지 않으므로 다이오드의 전압 진동이 생기지 않게 된다. 이 점에 착안하여 본 논문에서는 지상 레그 변이 시의 동작을 진상 레그 변이 시의 동작과 동일하게 동작시키기 위하여 인덕터 전류에 의해 스위치의 출력 캐패시터와 다이오드의 접합 캐패시터를 동시에 충-방전함으로서 지상 레그 변이 이후에도 전압 진동이 생기지 않는 새로운 전압 진동 제거 방식을 제안한다.

2.2 새로운 전압 진동 제거 기술의 구현

기존의 동작 방식의 경우, 지상 레그 변이 시 V_S의 전압이 L_{lkg}에 인가되어 정류단 다이오드 간의 전류 동작이 일어나며, 전류가 종료된 이후에는 앞서 살펴본 바와 같이 V_S 기준전압의 L_{lkg}와 C_t간의 공진 회로가 형성된다. 따라서 제안된 개념으로 동작시키기 위해서는 먼저 큰 전압이 L_{lkg}에 인가되는 전류동작을 피해야 한다. 이를 위해서는 그림 3과 같이 변압기에 직렬로 작은 캐패시터, C_b를 삽입하면 가능하며[9], 직렬 캐패시터 삽입 시의 동작은 그림 4(a)에 나타내었다. 지상 레그 변이 시 V_{Cb}의 작은 전압을 이용하여 전류를 수행하면 전류 종료 이후 그림 4(b)와 같이 nV_{Cb} 기준전압의 공진 회로가 형성되어 작은 전압 진동만이 나타나므로 전류 동작 이후에 기존과 같은 큰 전압 진동은 피할 수 있다.

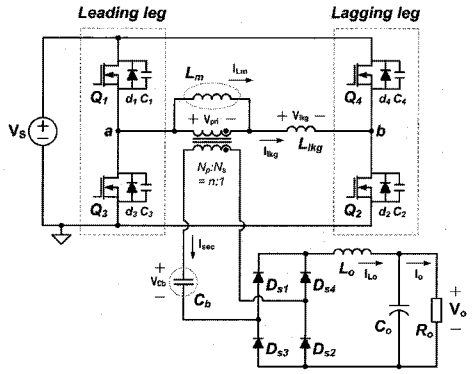
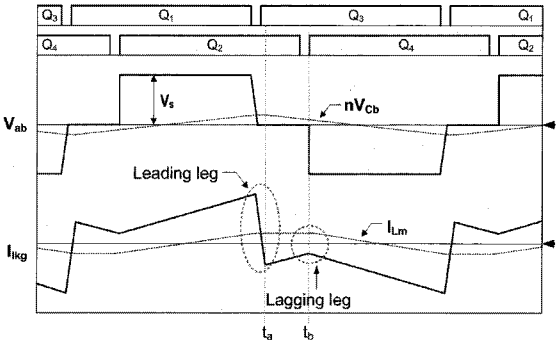
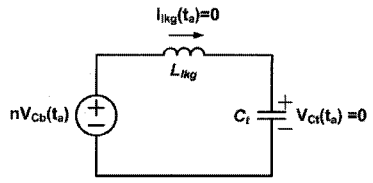


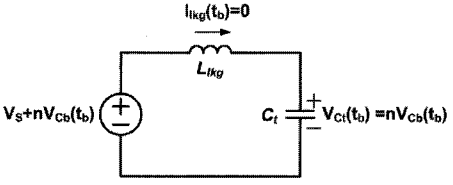
그림 3 제안된 전압 진동 제거 기술을 위한 회로도
Fig. 3 Circuit diagram for the proposed VORT



(a) 동작 파형



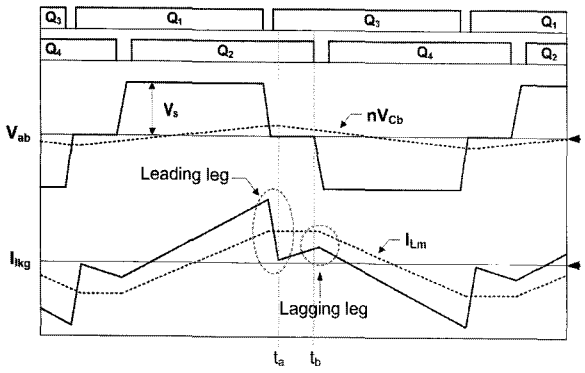
(b) 진상 레그 이후의 전압 진동 등가 회로



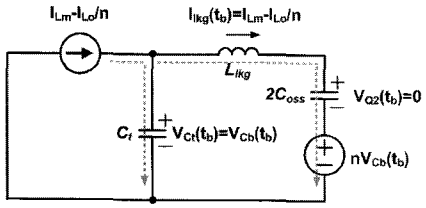
(c) 지상 레그 이후의 전압 진동 등가 회로

그림 4 변압기에 직렬 캐패시터 삽입 시의 동작
Fig. 4 Operation with series connected capacitor of the transformer

하지만 이 방법만으로는 이후에 1차측 전류의 방향이 역방향이 되므로 인덕터 전류에 의해 스위치와 다이오드의 전압을 동시에 충-방전 시키는 동작이 불가능해진다. 만약, 인덕터 전류에 의한 스위치와 다이오드의 동시 충-방전을 하지 않고, 단순히 하드스위칭을 하게 된다면, 그림 4(c)와 같이 V_S 기준전압의 공진 회로가 형성되어 기존의 동작과 같은 전압 진동이 생겨나게 된다. 이와 같은 문제점을 해결하고 인덕터 전류에 의한 충-방전을 위하여 그림 5(a)와 같이 자화 인덕터 전류, I_{Lm}을 크게 증가시키면 정류단의 전류가 종료된 이후에도 변압기 1차측의 전류는 여전히 같은 방향을 유지할 수 있게 된다. 따라서 지상 레그 스위치의 턴-오프 이후에 그림 5(b)와 같이 인덕터 전류에 의해서 스위치와 다이오드의 전압이 동시에 충-방전이 가능하므로 진상 레그와 동일한 동작을 완성시킬 수가 있다.



(a) 동작 파형



(b) 지상 레그 변이 시의 등가 회로

그림 5 제안된 전압 진동 제거 기술의 동작
Fig. 5 Operation of the proposed VORT

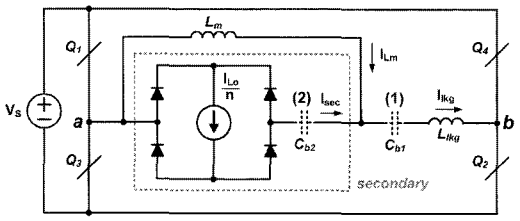
제안된 전압 진동 제거 동작은 간단히 다음과 같이 정리된다.

< 제안된 전압 진동 제거 동작 >

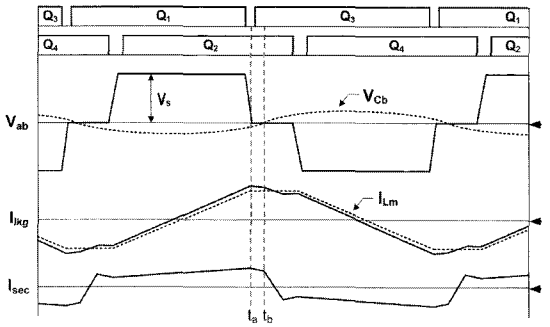
1) 지상 레그 변이 시, 변압기 직렬 캐패시터의 전압을 L_{lkg}에 인가하여 강제적으로 전류 동작을 수행한다.

2) 지상 레그 변이 시, 작은 자화 인덕턴스로 인한 큰 자화 전류를 이용하여 스위치와 다이오드의 전압을 동시에 충-방전한다.

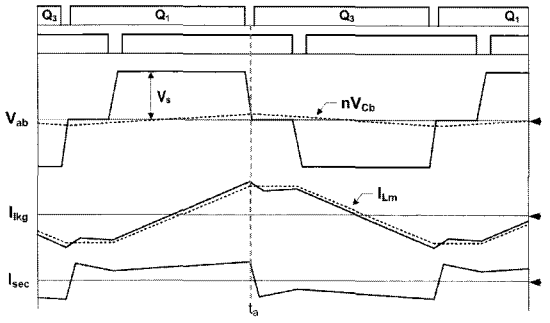
위의 2가지 동작을 수행함으로서 제안된 전압 진동 제거 기술은 진상 레그 변이 이후와 동일한 동작으로 지상 레그 변이 이후의 전압 진동을 제거할 수 있다. 또한 지상 레그 변이 시 인덕터 전류에 의해 스위치의 전압이 충-방전 되므로 진상 레그와 마찬가지로 지상 레그 역시 뛰어난 영전압 스위칭 조건을 가지게 된다.



(a) 변압기 직렬 캐패시터 삽입 위치



(b) 변압기 1차측에 C_b 삽입 시 경부하 동작 파형



(c) 변압기 2차측에 C_b 삽입 시 경부하 동작 파형

그림 6 C_b의 삽입 위치에 따른 전류 동작
Fig. 6 Commutation operation as the inserted position of C_b

진상 레그 변이 시 전류 동작을 위한 C_b는 변압기에 직렬로 위치하면 된다. 따라서 그림 6(a)와 같이 (1)1

차측 또는 (2)2차측에 삽입이 가능하지만 1차측 삽입 시에는 출력 인덕터 전류와 자화 인덕터 전류의 합, I_{lkg}가 C_b를 통해 흐르며 2차측 삽입 시에는 출력 인덕터 전류, I_{sec}만이 C_b를 통해 흐른다는 차이점이 있다. 출력 인덕터 전류만이 C_b를 통해 흐르게 되면 진상 레그 변이 시의 C_b의 전압이 전류동작을 위한 최대값에 도달하여 전류 동작이 원활히 이루어지게 된다. 반면 자화 인덕터 전류는 출력 인덕터 전류와 위상 차이를 두고 C_b를 통하여 흐르게 되므로 자화 인덕터 전류가 크게 흐르게 되면 출력 인덕터 전류만이 흐르는 경우에 비하여 V_{Cb}의 형태가 변하여 진상 레그 변이 시 전류 동작을 위한 C_b의 전압이 충분하지 못 할 수가 있다. 제안된 동작 방식의 경우 자화 인덕터 전류를 크게 사용하므로 C_b를 1차측에 삽입 시에는 V_{Cb}가 자화 전류의 영향을 크게 받게 되며, 특히 경부하 시 자화 인덕터 전류의 영향이 두드러져 그림 6(b)와 같이 진상 레그 변이가 종료되는 t_a의 시점에서 V_{Cb}의 전압이 음의 값을 가지게 되어 전류 동작이 제대로 이루어지지 않으며 이후 V_{Cb}의 값이 양의 값을 가지게 되는 시점인 t_b에서 전류가 서서히 시작되게 된다. 반면, 2차측에 삽입 시에는 그림 6(c)와 같이 정류단을 통해 흐르는 출력 인덕터 전류, I_{sec}만이 C_b의 전압에 영향을 주므로 부하에 상관없이 t_a시점에서 V_{Cb}는 양의 전압을 가지게 되며 항상 안정적인 전류 동작을 보장한다. 따라서 제안된 동작을 위한 변압기 직렬 캐패시터 C_b는 2차측에 삽입한다.

3. 제안된 전압 진동 제거 기술의 동작 분석

제안된 전압 진동 제거 기술의 주요 동작 파형은 그림 7에 나타내었으며, 모드 별 전류 도통 경로는 그림 8에 나타내었다. 한 주기는 12개의 모드로 나뉘며, 모드 별 동작 해석 시 다음과 같은 가정을 따른다. 1) 모든 소자는 이상적이다 2) 정상상태에서 동작한다. 3)스위치의 출력 캐패시턴스는 다이오드의 접합 캐패시턴스에 비하여 충분히 크다.

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$) : Q_1과 Q_2가 도통되어 있으며 입력 전력이 출력으로 전달된다. 자화 인덕터에는 $V_S - nV_{Cb}(t)$의 전압이 인가되므로, 양의 방향으로 점점 증가하며, I_{lkg}로는 자화인덕터 전류에 2차측으로부터 투영된 출력 인덕터 전류가 더해져서 흐른다.

$$I_{lkg}(t)=I_{Lm}(t)+\frac{I_{Lo}(t)}{n} \tag{2}$$

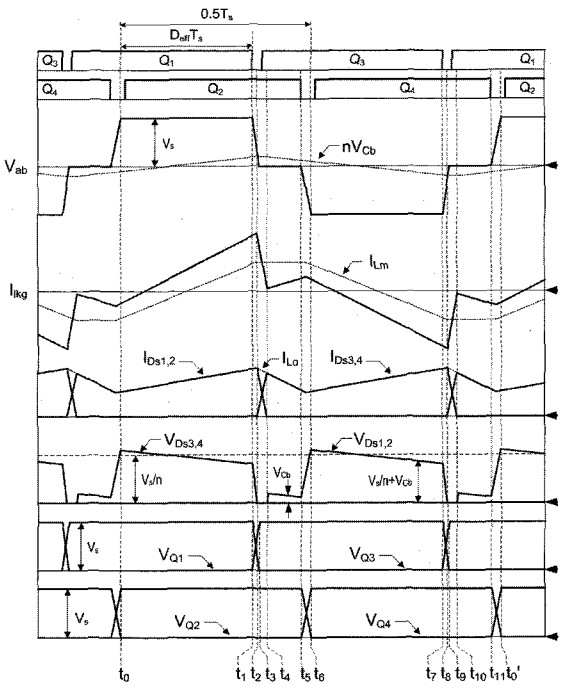


그림 7 제안된 전압 진동 제거 기술의 주요 동작 파형
Fig. 7 Key waveforms of the proposed VORT

$$I_{Lm}(t)=I_{Lm}(t_0)+\frac{V_S-nV_{Cb}(t)}{L_m}(t-t_0) \tag{3}$$

$V_{Ds3,4}(t)$에는 $V_S/n-V_{Cb}(t)$의 전압이 인가되므로 출력 인덕터 전류는 양의 방향으로 증가한다.

$$V_{Ds3}(t)=V_{Ds4}(t)=\frac{V_S}{n}-V_{Cb}(t) \tag{4}$$

$$I_{Lo}(t)=I_{Lo}(t_0)+\frac{V_S/n-V_{Cb}(t)-V_O}{L_O}(t-t_0) \tag{5}$$

C_b로는 출력 인덕터 전류가 흐르므로 $V_{Cb}(t)$는 양의 방향으로 점점 증가하며, t_1에서 최대값에 도달한다.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$) : t_1에서 Q_1이 턴-오프 되면, 그림 9(a)의 등가회로와 같이 자화 인덕터 전류와 2차측으로부터 투영된 출력 인덕터 전류가 함께 C_{oss}와 C_t를 충-방전 시킨다. (C_{oss}는 스위치의 출력 캐패시턴스, C_t는 2차측으로부터 투영된 다이오드 접합 캐패시터들의 등가 캐패시턴스) 따라서 $V_{Q1}(t)$는 선형적으로 증가하며 $V_{Q3}(t)$와 $V_{Ds3,4}(t)$는 선형적으로 감소한다.

$$V_{Q1}(t)=\frac{I_{lkg}(t_1)}{2C_{oss}}(t-t_1) \tag{6}$$

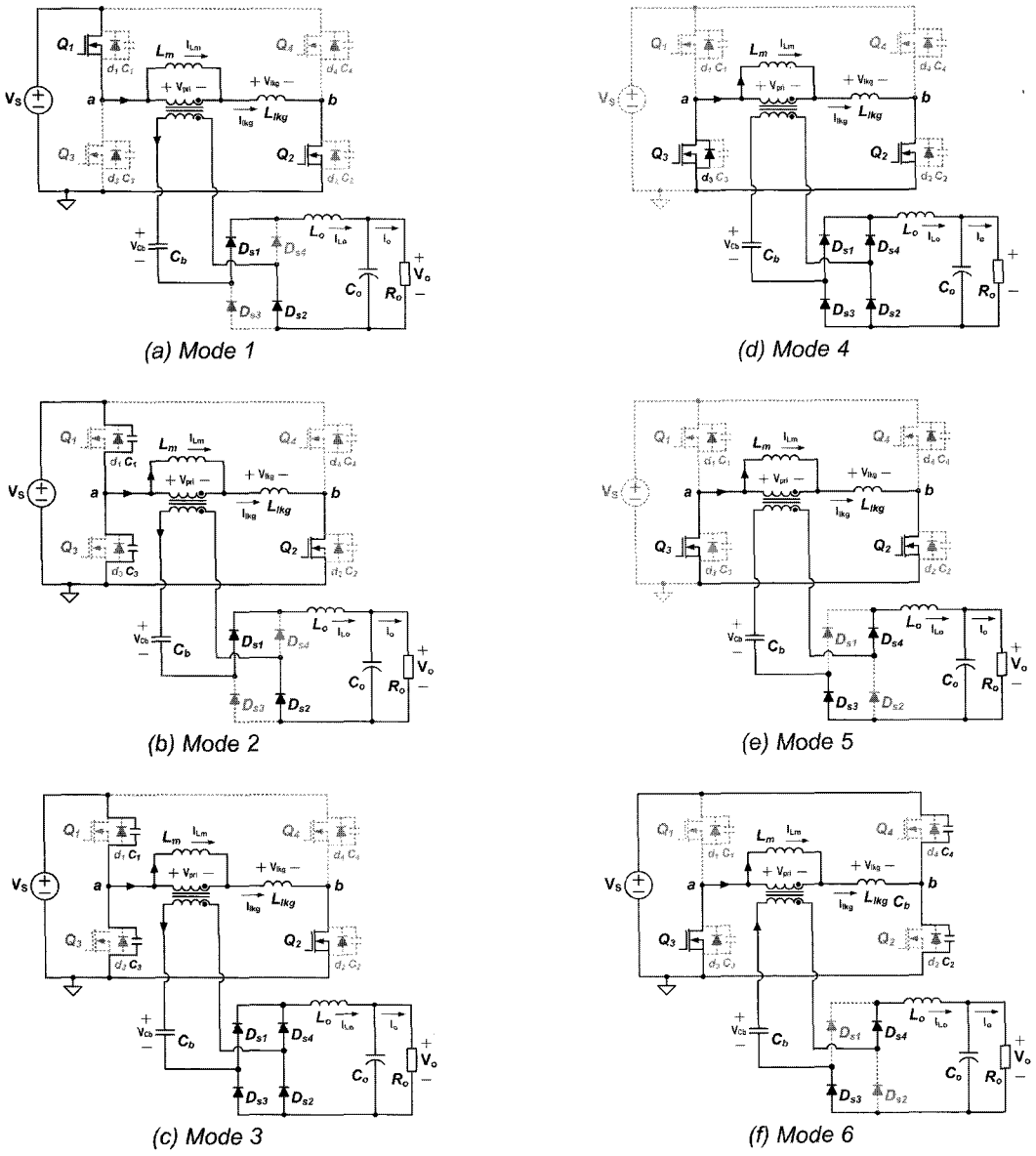


그림 8 제안된 전압 진동 제거 기술의 동작 모드
Fig. 8 Operational mode diagram of the proposed VORT

$$V_{Q3}(t)=V_S-\frac{I_{lkg}(t_1)}{2C_{oss}}(t-t_1) \tag{7}$$

$$V_{Ds3}(t)=V_{Ds4}(t)=\frac{V_{Q3}(t)}{n}-V_{Cb}(t) \tag{8}$$

계속 감소하던 $V_{Ds3,4}(t)$는 t_2에서 0V가 되며, L_m과 L_O가 충분히 커서 이 구간동안 I_{lkg}를 정전류원으로 가정한다면 t_2-t_1은 다음과 같이 나타내어진다.

$$t_{12}=t_2-t_1=\frac{2C_{oss}\left(V_S-nV_{Cb}(t_2)\right)}{I_{lkg}(t_1)} \tag{9}$$

Mode 3 (t_2~t_3) : t_2에서 $V_{Ds3,4}(t)$가 0V가 되면 2차측 정류단의 다이오드가 모두 도통이 되어서 V_{pri}에는 $nV_{Cb}(t_2)$의 전압이 인가된다. 따라서 C_{oss}는 L_{lkg}와 공진을 하면서 충-방전 되며, I_{lkg}가 감소하기 시작하므로 정류단 다이오드간의 전류 동작이 시작된다.

$$I_{lkg}(t)=I_{lkg}(t_2)\cos(\omega_0(t-t_2)),\quad \omega_0=\frac{1}{\sqrt{2L_{lkg}C_{oss}}} \tag{10}$$

$$V_{Q1}(t)=V_S-nV_{Cb}(t_2)+I_{lkg}(t_2)\sqrt{\frac{L_{lkg}}{2C_{oss}}}\sin(\omega_0(t-t_2)) \tag{11}$$

$$V_{Q3}(t)=nV_{Cb}(t_2)-I_{lkg}(t_2)\sqrt{\frac{L_{lkg}}{2C_{oss}}}\sin(\omega_0(t-t_2)) \tag{12}$$

Mode 4 ($t_3\sim t_4$) : t_3에서 $V_{Q3}(t)$가 0V가 되면, L_{lkg}에는 $-nV_{Cb}(t_3)$의 전압이 인가되어 I_{lkg}는 선형적으로 감소하며, 정류단의 본격적인 전류 동작이 수행된다.

$$I_{lkg}(t)=I_{lkg}(t_3)-\frac{nV_{Cb}(t_3)}{L_{lkg}}(t-t_3) \tag{13}$$

$$I_{Lm}(t)=I_{Lm}(t_3)+\frac{nV_{Cb}(t_3)}{L_m}(t-t_3) \tag{14}$$

$$I_{Lo}(t)=I_{Lo}(t_3)-\frac{V_O}{L_O}(t-t_3) \tag{15}$$

Mode 5 ($t_4\sim t_5$) : t_4에서 정류단의 전류가 완료되며, 큰 자화 인덕터 전류로 인하여 I_{lkg}는 여전히 양의 방향으로 흐른다.

$$I_{lkg}(t)=I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n} \tag{16}$$

V_{pri}에는 0V가 인가되며, $V_{Ds1,2}(t)$에는 $V_{Cb}(t)$의 전압이 인가되어 환류 동작을 한다.

$$I_{Lm}(t)=I_{Lm}(t_4)+\frac{nV_{Cb}(t)}{L_m}(t-t_4) \tag{17}$$

$$V_{Ds1}(t)=V_{Ds2}(t)=V_{Cb}(t) \tag{18}$$

$$I_{Lo}(t)=I_{Lo}(t_4)-\frac{1}{L_O}(V_O-V_{Cb}(t))(t-t_4) \tag{19}$$

Mode 6 ($t_5\sim t_6$) : t_5에서 Q_2가 턴-오프되면, 그림 9(b)의 등가회로와 같이 자화 인덕터 전류와 2차측으로부터 투영된 출력 인덕터 전류의 차가 C_{oss}와 C_t를 충-방전 시킨다. 따라서 다음과 같이 $V_{Q2}(t)$와 $V_{Ds1,2}(t)$는 선형적으로 증가하며, $V_{Q4}(t)$는 선형적으로 감소한다.

$$V_{Q2}(t)=\frac{I_{lkg}(t_5)}{2C_{oss}}(t-t_5) \tag{20}$$

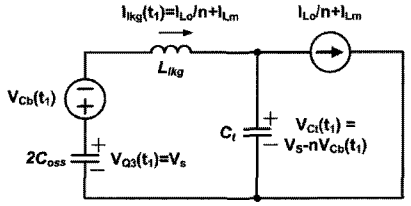
$$V_{Q4}(t)=V_S-\frac{I_{lkg}(t_5)}{2C_{oss}}(t-t_5) \tag{21}$$

$$V_{Ds1}(t)=V_{Ds2}(t)=\frac{V_{Q2}(t)}{n}+V_{Cb}(t) \tag{22}$$

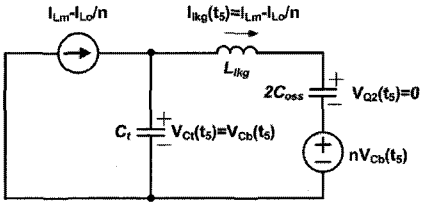
t_6에서 V_{Q2}는 V_S가 되며, $V_{Ds1,2}(t)$는 $V_S/n+V_{Cb}(t_6)$가 된다. L_m과 L_O의 인덕턴스가 충분히 커서 이 구간동안 I_{lkg}를 정전류원으로 가정한다면 t_6-t_5는 다음과 같이 나타내어진다.

$$t_{56}=t_6-t_5=\frac{2C_{oss}V_S}{I_{lkg}(t_5)} \tag{23}$$

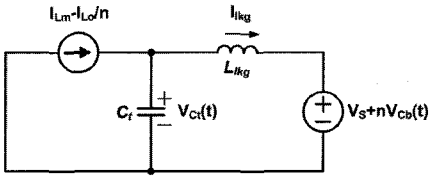
$t_6 \sim t_0'$의 동작은 전류의 방향을 제외하고 $t_0 \sim t_6$의 동작과 동일하다. t_0'가 되면 한주기의 동작이 완료되고 동일한 동작이 반복된다.



(a) Mode 2 등가 회로



(b) Mode 6 등가회로



(c) t_6 이후의 등가 회로

그림 9 모드 해석 시 등가 회로
Fig. 9 Equivalent circuit of mode analysis

4. 전압 진동의 이론적 해석

앞서 3장의 모드 해석 시, Mode 2와 Mode 6에서 C_{oss}는 C_t에 비하여 충분히 크고, L_{lkg}의 영향이 작아서

C_{oss}와 C_t가 인덕터 전류에 의해서 동시에 충-방전 된다고 가정하였다. 하지만 실제 동작에서는 L_{lkg}, C_{oss}, C_t등이 다이오드의 전압 진동에 영향을 주므로, 이들 값들을 고려하여 다이오드의 전압 진동을 정량적으로 분석해 보겠다. 여기서 Mode 2의 진상 레그 동작 이후에는 결과적으로 다이오드가 턴-온 되어 0V로 유지되므로, Mode 6의 지상 레그 동작에서의 전압 진동만이 분석이 필요하다.

Mode 6의 등가 회로는 앞서 살펴본 바와 같이 그림 9(b)에 나타내었으며, 이 때 $I_{lkg}(t)$, $V_{Q2}(t)$, $V_{Ds1,2}(t)$는 다음과 같이 나타내어진다.

$$I_{lkg}(t)=\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\frac{2C_{oss}}{C_t+2C_{oss}}+\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\frac{C_t}{C_t+2C_{oss}}\cos(\omega_2(t-t_5)) \quad (24)$$

$$V_{Q2}(t)=\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\frac{1}{C_t+2C_{oss}}t+\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\frac{1}{(C_t+2C_{oss})\omega_2}\left(\frac{C_t}{2C_{oss}}\right)\sin(\omega_2(t-t_5)) \quad (25)$$

$$V_{Ds1,2}(t)=V_{Cb}(t)+\frac{1}{n}\left[\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\frac{1}{C_t+2C_{oss}}t-\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\frac{1}{(C_t+2C_{oss})\omega_2}\sin(\omega_2(t-t_5))\right] \quad (26)$$

$$\omega_2=\sqrt{\frac{C_t+2C_{oss}}{2C_tC_{oss}L_{lkg}}}$$

t_6에서 $V_{Q2}(t)$가 V_S가 되면, $I_{lkg}(t_6)$, $V_{Ct}(t_6)$의 초기값을 가진 등가회로가 그림 9(c)와 같이 형성되며, 이후의 $I_{lkg}(t)$와 $V_{Ds1,2}(t)$는 다음과 같이 표현된다.

$$I_{lkg}(t)=I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}+\left\{I_{lkg}(t_6)-\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\right\}\cos(\omega_1(t-t_6))-\left(\frac{V_S+V_{Cb}(t)-V_{Ct}(t_6)}{Z}\right)\sin(\omega_1(t-t_6)) \quad (27)$$

$$V_{Ds1,2}(t)=V_{Cb}(t)+\frac{1}{n}\left[V_S-(V_S+nV_{Cb}(t)-V_{Ct}(t_6))\cos(\omega_1(t-t_6))-\left\{I_{lkg}(t_6)-\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\right\}\sqrt{\frac{L_{lkg}}{C_t}}\sin(\omega_1(t-t_6))\right] \quad (28)$$

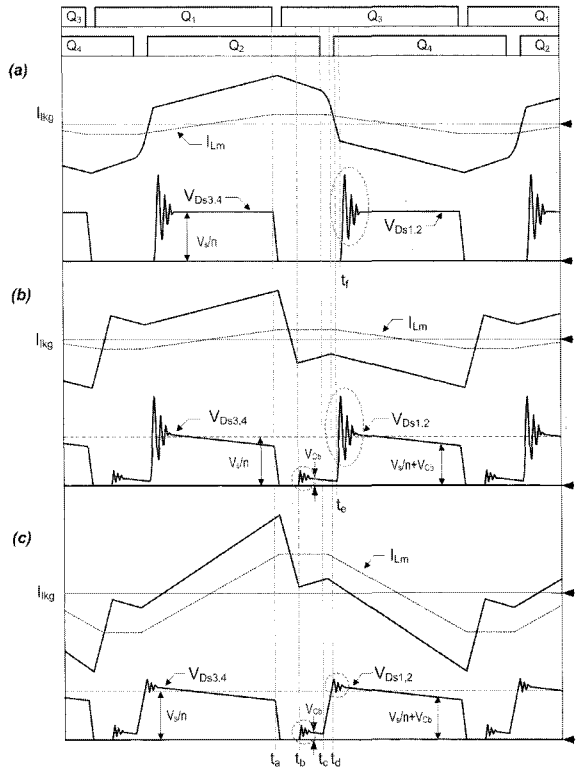
$$Z=\sqrt{\frac{L_{lkg}}{C_t}}$$

위에 나타낸 다이오드의 전압, $V_{Ds1,2}(t)$에서 전압 진동은 (29), (30)에 의해 결정되며,

$$\frac{1}{n}(V_S+nV_{Cb}(t)-V_{Ct}(t_6))\cos(\omega_1(t-t_6)) \quad (29)$$

$$\frac{1}{n}\left\{I_{lkg}(t_6)-\left(I_{Lm}(t)-\frac{I_{Lo}(t)}{n}\right)\right\}Z\sin(\omega_1(t-t_6)) \quad (30)$$

여기서 전압 진동의 진폭을 결정하는 부분이 다이오드의 정상상태 전압 $V_S/n+V_{Cb}(t)$에 비하여 충분히 작으므로 결과적으로 다이오드의 전압 진동이 효과적으로 제거된다고 볼 수 있다.



(a) 기존의 동작의 전압 진동
(b) Cb만 삽입 시의 동작의 전압 진동
(c) 제안된 동작의 전압 진동

그림 10 동작 방법에 따른 다이오드 전압 진동의 비교
Fig. 10 Comparison of the voltage oscillation under operational methods variation

제안된 동작 방법의 전압 진동을 기존의 동작 방법과 C_b만 삽입 시의 동작 방법과 비교한 파형을 그림 10에 나타내었다. 앞서 설명하였듯이 기존 동작 방법의 경우, t_f에서 전류가 종료 된 직후 V_S/n 진폭의 큰 전압 진동이 나타난다. 또한 C_b만을 삽입 동작 방법의 경우, t_b에서 전류가 종료되면 V_{Cb} 진폭의 전압 진동이

나타나며, t_e에서 지상 레그 스위치가 턴-온 되면 V_S/n 진폭의 큰 전압 진동이 나타난다. 제안된 동작 방식의 경우 지상 레그 이후에는 C_b만을 삽입 시와 동일하게 t_e에서 V_{Cb}진폭의 전압 진동이 나타나지만, 지상 레그 변이가 종료되는 시점 t_d에는 아주 작은 전압 진동만이 나타나게 된다. 결과적으로 제안된 동작 방법은 진상 레그 변이와 지상 레그 변이 이후에 작은 전압 진동만이 일어나게 되므로 기존의 위상 천이 풀-브릿지 컨버터가 가지는 심각한 전압 진동 문제가 효과적으로 해결됨을 알 수 있다.

5. 설계 고려 사항

5.1 영전압 스위칭 조건

제안된 동작 방법의 경우, 진상 레그 변이와 지상 레그 변이 모두 인덕터 전류에 의해서 스위치의 전압이 충-방전 되므로, 각각의 레그 모두 뛰어난 영전압 스위칭 조건을 가진다. 그림 11에는 영전압 스위칭 파형을 나타내었으며, 각각의 영전압 스위칭 조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

a. 진상 레그 영전압 스위칭 조건

모드 해석에서 설명한 바와 같이 t_1에서 Q_1이 턴-오프 되면 인덕터 전류에 의해서 C_1은 충전되고 C_3는 방전 된다. 선형적으로 감소하던 $V_{Q3}(t)$가 $nV_{Cb}(t_2)$가 되면 2차측 정류단 다이오드가 모드 턴-온 되므로 이후에는 L_{lkg}와 C_{oss}간의 공진에 의해서 영전압 스위칭이 수행된다. 만약 전류 동작이 완료될 때까지 $V_{Q3}(t)$의 전압이 0V가 되지 않으면 이후에는 다시 인덕터 전류 ($= I_{Lm}-I_{Lo}/n$)에 의해서 C_1이 충전되며 C_3가 방전된다. 만약 L_{lkg}의 에너지에 의해 C_3가 거의 방전되지 않는 최악의 경우, 인덕터 전류에 의해서 남은 C_3 전압의 방전을 완료시켜야 한다. 따라서 L_m과 L_O의 인덕턴스는 충분히 커서 영전압 스위칭 구간동안 정전류원으로 가정한다면 영전압 스위칭에 필요한 전체 데드 타임 $T_{deadtotal}$은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{dead1}=\frac{2C_{oss}\left(V_S-nV_{Cb}(t_2)\right)}{I_{lkg}(t_1)} \tag{31}$$

$$T_{dead2}=\frac{2C_{oss}nV_{Cb}(t_2)}{I_{lkg}(t_4)} \tag{32}$$

$$T_{deadtotal}=T_{dead1}+T_{dead2} \tag{33}$$

부하가 감소함에 따라 $I_{lkg}(t_1)$은 감소하며 $I_{lkg}(t_4)$는 증가한다. 무부하시 $I_{lkg}(t_1)$과 $I_{lkg}(t_4)$은 근사적으로 $I_{Lm}(t_1)$이 되며, 이를 기준으로 설계하면 전부하 범위에서 진상 레그의 영전압 스위칭을 만족시킬 수 있다.

b. 지상 레그 영전압 스위칭 조건

t_5에서 Q_2가 턴-오프 되면 인덕터 전류($= I_{Lm}-I_{Lo}/n$)에 의해서 C_2가 충전되고 C_4가 방전되므로 영전압 스위칭에 필요한 데드타임은 (23)과 같이 표현할 수 있으며, 부하가 감소함에 따라 $I_{lkg}(t_5)$가 증가하므로 최고 부하일 때의 $I_{lkg}(t_5)$를 기준으로 설계를 하면 전부하 범위에서 지상 레그의 영전압 스위칭을 만족시킬 수 있다.

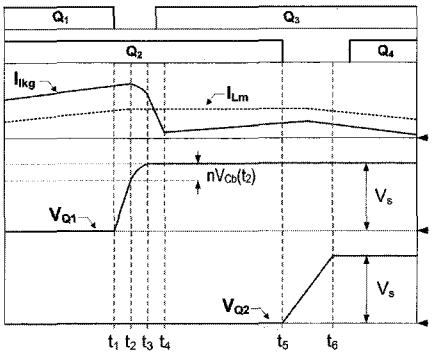


그림 11 제안된 전압 진동 제거 방법의 영전압 스위칭 동작
Fig. 11 ZVS operation of the proposed VORT

5.2 전압 진동 제거 동작의 조건

$I_{Lo}=I_O$, $V_S \gg V_{Cb}$라고 가정하며, 제안된 동작 방법을 간략화 하여 그림 12에 나타내었다.

a. 제안된 전압 진동 제거 동작은 진상 레그와 지상 레그 모두 인덕터 전류로 스위치와 다이오드를 충-방전하는 동작으로 진상 레그 변이 시에는 하드스위칭(턴-온)을 하여도 영전압 스위칭 동작 시와 동일한 전압, nV_{Cb}의 전압을 L_{lkg}에 인가하여 전류 동작을 수행하므로 전류 종료 이후 다이오드에는 동일한 V_{Cb} 진폭의 전압 진폭이 나타나지만, 지상 레그 변이 시 하드스위칭(턴-온)을 하게 되면 L_{lkg}에 V_S의 전압이 인가되므로 다이오드에는 C_b만을 삽입 시와 동일하게 V_S/n 진폭의 전압 진동이 생기게 된다. 따라서 제안된 전압 진동 제거 동작에서는 지상 레그의 영전압 스위칭이 필수적이다.

b. 지상 레그 변이 시, 영전압 스위칭을 위해서는 $I_{lkg}(t_c) > 0$을 만족해야 한다. 따라서 L_m의 인덕턴스 값은 다음과 같은 조건으로 나타난다.

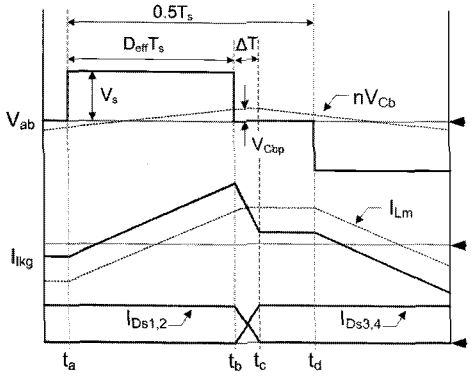


그림 12 제안된 전압 진동 제거 방법의 간략화 동작 파형
Fig. 12 Simplified waveforms of the proposed VORT

$$I_{lkg}(t_c)=I_{Lm}(t_c)-\frac{I_O}{n}\simeq\frac{V_S D_{eff} T_S}{2L_m}-\frac{I_O}{n}>0\,,\quad L_m<\frac{nD_{eff}V_S T_S}{2I_O} \tag{34}$$

c. C_b는 변압기 2차측에 직렬로 삽입되어 있으므로, 반주기 동안 출력 인덕터 전류에 의해서 최대값까지 증가한다. 따라서 $V_{Cb}(t)$의 최대값 V_{Cbp}는 다음과 같이 나타난다.

$$\frac{I_O T_S}{2}=2C_b V_{Cbp}\,,\quad V_{Cbp}=\frac{I_O T_S}{4C_b} \tag{35}$$

진상 레그 동작 시 전류 동작을 위해 필요한 시간 ΔT는 다음과 같으며,

$$\frac{nV_{Cbp}}{L_{lkg}}\Delta T=\frac{2I_O}{n}\,,\quad \Delta T=\frac{2I_O L_{lkg}}{n^2 V_{Cbp}} \tag{36}$$

제안된 동작 방식을 수행하기 위해서는 지상 레그 변이 시작 이전에 전류 동작을 종료시켜야하므로 다음의 관계를 만족시켜야 한다.

$$\Delta T<(0.5-D_{eff})T_S \tag{37}$$

따라서 (35), (36), (37)에서 C_b의 범위는 다음과 같이 나타내어지며, 출력 전류 I_O에 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

$$C_b<\frac{n^2 T_S^2}{8L_{lkg}}(0.5-D_{eff}) \tag{38}$$

L_{lkg}의 값이 작으면 (36)과 같이 전류 동작에 필요한 ΔT가 줄어들게 되므로 유효시비율 D_{eff}를 크게 사용할 수 있으며, 전류동작에 필요한 V_{Cbp}의 값이 작아져 다이오드의 전압 스트레스도 역시 낮아지게 된다.

6. 실험 결과

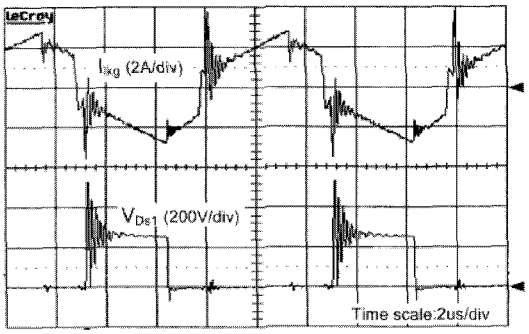


그림 13 기존 동작 방식의 실험 파형
Fig. 13 Experimental waveforms of the conventional operation

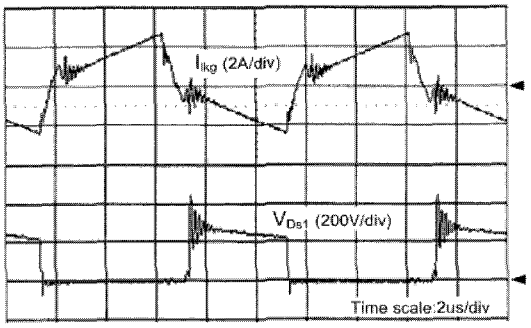


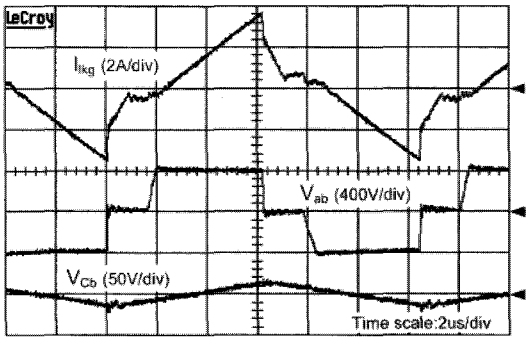
그림 14 C_b 삽입 동작의 실험 파형
Fig. 14 Experimental waveforms with inserting C_b

제안된 전압 진동 제거 동작의 타당성을 검증하기 위하여 420W, V_S=385Vdc, V_O=210Vdc, N_p:N_s=23:14, L_m=420uH, L_{lkg}=7.5uH, L_O=700uH, C_b=470nF, F_s=80kHz, Q_1~Q_4=FQA16N50, D_{S1}~D_{S4}=15ETH03 사양의 시험모델을 제작하였다.

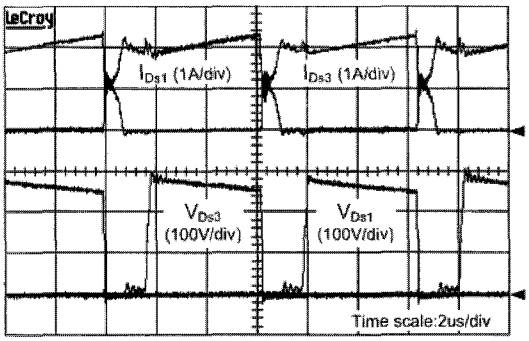
그림 13은 위상 천이 풀-브릿지 컨버터의 기존 동작 방식의 실험 파형으로 전류 동작이 끝나는 시점에서 1차측 전류, I_{lkg}에는 정류단 다이오드의 역회복 특성에 의한 과도한 전류 써지가 생기며, 2차측 다이오드에는 과도한 전압 진동이 나타남을 확인 할 수 있다. 그림 14는 C_b만을 삽입 시의 동작 파형으로 역시 다이오드에 전압 진동이 심각함을 알 수 있다.

그림 15에 100% 부하에서 제안된 전압 진동 제거 동작의 실험파형을 나타내었다. 그림 15(a)에서 진상 레그 변이 시 I_{lkg}가 V_{Cb}전압에 의해 빠르게 감소되며, 전류가 종료된 이후 여전히 I_{lkg}는 정방향으로 흐르고 있음을 확인 할 수 있다. 그림 15(b)는 정류단 다이오드의 전압, 전류 파형을 나타내며, 앞서 이론적 해석에

서와 마찬가지로 지상 레그 변이 이후와 진상 레그 변이 이후에 항상 작은 전압 진동만이 형성된다. 결론적으로 제안된 전압 진동 제거 동작은 2차측 정류단 다이오드의 전압 진동을 효과적으로 제거함을 확인할 수 있다.



(a) I_{lkg}, V_{ab}, V_{Cb}



(b) I_{Ds1}, I_{Ds3}, V_{Ds1}, V_{Ds3}

그림 15 제안된 전압 진동 제거 기술의 실험 파형
Fig. 15 Experimental waveforms of the proposed VORT

7. 결 론

기존의 위상 천이 풀-브릿지 컨버터가 가지고 있는 2차측 정류단 다이오드의 심각한 전압 진동 문제를 해결하기 위하여 지상 레그 변이 동작을 진상 레그 변이 동작과 동일하게 동작시키는 새로운 전압 진동 제거 기술을 제안하였으며, 부가적인 회로 없이 변압기 2차측에 직렬 캐패시터를 삽입하고, 작은 자화 인덕턴스를 사용함으로서 간단히 구현하였다. 제안된 동작 방법은 정류단 다이오드의 전압 진동 제거 효과 뿐 아니라 동작 특성 상 넓은 영전압 스위칭 영역을 보장한다. 420W사양의 실험을 통하여 기존의 동작과 제안된 전압 진동 제거 동작의 다이오드 전압 진동을 비교하였으며, 제안된 동작 방법이 효과적으로 2차측 다이오드의 전압 진동을 제거함을 확인함으로써 그 타당성을 입증하였다.

이 논문은 한국과학기술원 인간친화복지로봇센터 (HWRS-ERC)의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Design consideration for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," in Proc. IEEE APEC, 1990, pp. 275-284.

[2] O. D. Patterson and D. M. Divan, "Pseudo-Resonant full bridge dc/dc converter," IEEE PESC'87, Rec., 1987, pp. 423-430.

[3] L. H. Mweene, C. A. Write, and M. F. Schlecht, " A 1kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system," in Proc. IEEE PESC'89 Rec., 1989, pp. 423-432.

[4] Chao Wan. Hongwang Wu, Jianjong Zeng, Ying Jianping, Jingtao Tan, "A Precise ZVS range calculation method for full bridge converter", IEEE PESC'03, 2003, pp. 1832-1836.

[5] Song-Yi Lin and Chern-Lin Chen, "On the Leading Leg Transtion of Phase-Shifted ZVS-FB Converters", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 45, No. 4, 1998, pp. 677-679.

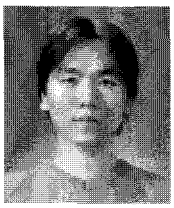
[6] Song-Yi Lin and Chern-Lin Chen, "Analysis and Design for RCD Clamped Snubber Used in Output Rectifier of Phase Shifted Full-Bridge ZVS Converters", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 45. No. 2, 1998, pp. 358-359.

[7] R. Redl, N. O. Sokal, and I. Balogh, "A novel soft-Switching full-bridge DC/DC converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz," IEEE PESC'90 Rec., 1990, pp. 162-172.

[8] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, "High-voltage, high power, ZVS, full bridge PWM converter employing an active snubber," IEEE APEC'91 Rec., 1992, pp. 158-163.

[9] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. C. Hua, and F. C. Lee, "Zero-voltage and zero-current switching full-bridge PWM converter for high power application." IEEE PESC'94, 1994, pp. 102-108.

저 자 소 개

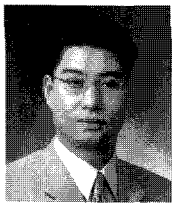


박기범(朴起範)

1981년 5월생. 2003년 한국과학기술원 전자전산학과 전기및전자공학 전공 졸업. 2005년 동 대학원 전자전산학과 전기및전자공학 전공 졸업(석사). 2005년~현재 동 대학원 전자전산학과 전기및전자공학 전공 박사과정.

김정은(金正恩)

1978년 4월생. 2001년 경북대학교 전자전기공학부 졸업. 2003년 한국과학기술원 전자전산학과 전기및전자공학 전공 졸업(석사). 2003년~현재 동 대학원 전자전산학과 전기및전자공학 전공 박사과정.



문건우(文建又)

1966년 10월생. 1990년 한양대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기및 전자공학과 졸업(공박). 1996년~1998년 한국전력연구원 전력계통연구실 선임연구원. 1998년~2000년 (주)키테크놀러지 대표이사. 2000년 3월~2000년 8월 세종대 전자공학과 조교수. 2000년 9월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기및전자공학 전공 부교수. 당 학회 편집위원.

윤명중(尹明重)

1946년 11월생. 1970년 서울대 졸업. 1974년 University of Missouri-Columbia졸업(석사). 1978년 동 대학원 졸업(공박). 1978년 General Electric Columbia에서 Individual Contributor on Aerospace Electrical Engineering으로 재직. 현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기및전자공학 전공 교수. 1999년 당 학회 회장 역임.