

## FB ZVT PWM 컨버터의 환류구간 손실저감을 위한 보조회로

尹 彰 善, 金 柄 哲, 金 堯 憲

### An auxiliary circuit for reducing loss during free-wheeling interval in FB ZVT PWM converter

Chang-Sun Yun, Byung-Chul Kim, Kwang-Heon Kim

#### 요 약

본 논문에서는 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터에서 영전압 스위칭에 도달하기 위해 두 개의 보조 스위치 대신에 가포화 인덕터를 사용한다. 기존의 고주파 위상 변위 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터는 프리휠링 주기동안 고주파 변압기와 스위칭 소자를 통해 흐르는 순환전류를 갖으며, 이러한 순환전류로 인해 컨버터의 도전손실이 증가한다. 이러한 손실을 줄이기 위해 변압기의 2차측에 도전손실저감회로를 제안한다. 컨버터의 동작원리를 자세하게 설명하고 제안된 회로를 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

#### ABSTRACT

In this paper, we propose a FB ZVT(full bridge zero voltage transition) PWM DC-DC converter which uses a saturable reactor, instead of two additional switches, to achieve zero voltage switching. The conventional high frequency phase shifted FB ZVT PWM DC-DC converter has a disadvantage that a circulating current flows through high frequency transformer and switching devices during the free-wheeling interval. Due to this circulating current, conduction loss increases. In order to reduce such the loss as this, we propose circuit of reducing conduction loss at the secondary side of transformer. The operation principles are explained in detail and the several interesting simulations and experimental results verify the validity of the proposed circuit.

**Key Words** : ZVT, ZVS, full bridge converter, conduction loss, soft switching

### 1. 서 론

일반적으로 정보통신기기의 전원으로 사용되는 SMPS의 구성에 있어서 소형화, 경량화, 저비용 등이 요구되어 지고 있다. PWM 컨버터 구현시 시스템의 소형화와 경량화는 스위칭 주파수를 증가시키므로써 얻을 수 있으나, PWM 스위칭 주파수가 증가함에 따라 스위칭 손실이 증가하게 된다. 따라서 스위치 턴온/오프시 발생하는 스위칭 손실을 감소시키기 위해 여러 가지 공진형 컨버터에 관한 연구가 활발히 이루어지고

있다<sup>[1]</sup>. 이러한 공진형 컨버터 중에서 최근 주목받고 있는 대용량급 컨버터는 고주파를 가능하게 하는 FB ZVS (Full Bridge Zero Voltage Switching) PWM DC-DC 컨버터로서 위상변위 제어방식을 이용하고 있다<sup>[2,3]</sup>. 위상변위 제어방식의 컨버터는 일반 FB PWM 컨버터와 같은 특징을 가지면서 소자의 추가 없이 스위칭 손실을 감소시킬 수 있고, 영전압 스위칭은 높은 스위칭 주파수의 운전이 가능하게 하여 컨버터의 전력 밀도와 효율을 높일 수 있다. 그러나 위상변위 제어방식을 이용한 FB ZVS PWM 컨버터는 영전압 스위칭

범위가 좁고 듀티비 손실이 크며, 누설 인덕터와 2차측 기생 커패시터와의 ringing 현상에 의한 스위칭 손실을 가지며 환류전류에 의한 도통손실을 갖는 등의 단점을 지니고 있다<sup>[4]</sup>. 이러한 단점을 보완하기 위해 ZVT PWM 컨버터의 개념을 도입한 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터가 연구되고 있다.<sup>[5-8]</sup> 지금까지의 이러한 FB ZVT PWM 컨버터는 그림 1에 점선으로 나타낸 바와 같이 주 전력회로 이외에 두 개의 보조스위치와 한 개의 공진형 인덕터로 구성된 보조회로를 추가하여 순환 에너지의 증가없이 넓은 부하영역에 걸쳐 영전압 스위칭을 확보해 줄 수 있으며 변압기의 누설 인덕턴스를 최소한으로 줄여 듀티비 손실과 출력 DC 특성을 현저히 향상시키는 장점을 가지고 있다. 그러나 이 컨버터는 두개의 보조 스위치로 인해 복잡한 제어와 구동회로 때문에 비용이 많이 드는 단점을 가지고 있다. 이의 개선으로 보조 스위치를 사용하지 않고 가포화 인덕터를 가진 FB ZVT 컨버터가 제안되었지만 주회로 1차측의 프리휠링(free-wheeling) 구간동안 누설 인덕터에 축적된 에너지와 1차측으로 반영된 출력측 평활용 인덕터의 에너지가 포함되는 프리휠링전류 모드가 발생되어 주회로 소자 및 고주파 변압기의 도전손실이 증가되는 단점을 가지고 있다<sup>[9]</sup>.

## 2. 제안된 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터

이 논문에서는 위와 같은 단점을 해결하기 위해 기존의 FB ZVT 컨버터의 두 개의 보조 스위칭 소자 ( $Q_a, Q_b$ ) 대신 두 개의 보조 다이오드 ( $D_a, D_b$ )와 두 개의 공진형 커패시터 ( $C_a, C_b$ ), 그리고 한 개의 가포화 인덕터 ( $L_s$ )를 사용하여 FB ZVT 전력회로를 구성하였다. 그리고 프리휠링모드 동안의 도전손실을 저감

시키기 위해 고주파변압기 2차측 정류다이오드와 평활용 출력인덕터 사이에 두 개의 fast recovery 다이오드 ( $D_{s1}, D_{s2}$ )와 두 개의 공진커패시터 ( $C_{s1}, C_{s2}$ ), 한 개의 공진 인덕터 ( $L_s$ )로 구성되는 도전손실 저감의 보조회로를 부가한 새로운 고주파 소프트 스위칭 FB ZVT DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터는 도통 모드 동안 공진 커패시터에 축적된 에너지를 프리휠링 모드 에서 방전함으로써 프리휠링모드 동안 변압기의 1차측전류와 2차측전류를 0으로 저감 시킴에 따라 주회로의 진상-레그(leading-leg)와 지상-레그(lagging-leg)는 거의 ZVS 동작을 함으로써 안정된 소프트 스위칭 동작영역이 확보되도록 하였다. 특히 순환전류의 경로가 차단되어 주회로 소자의 도통손실과 변압기의 손실이 크게 줄어들며 고주파변압기 2차측 정류다이오드도 역회복 손실 저감과 소프트 스위칭이되는 특징을 갖는다. 제안한 회로의 동작원리를 설명하며, MicroSim사의 PSpice를 이용한 시뮬레이션 및 500W급 전원장치(48V, 10.5A)의 제작·실험을 수행하였다. 제안한 컨버터의 출력전력 제어방법은 일반적인 FB ZVS PWM 컨버터에 사용되는 위상변위 제어 방식을 사용하였다. 위상변위 제어에서 진상-레그 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$  및 지상-레그 스위치  $Q_3$ 와  $Q_4$ 는 항상 50% 듀티비로 서로 상보적으로 턴온과 턴오프 되며 출력전력은 두 레그 사이의 위상변위에 의해 결정된다. 제안한 컨버터의 정상상태 동작은 다음과 같은 가정하에서 설명된다.

- 모든 소자는 이상적이다.
- 가포화 인덕터의 인덕턴스는 불포화 시에는 무한대이며 포화 시에는 0이다.
- 출력측 평활용 인덕터의 인덕턴스는 충분히 커서 스위칭 기간동안 부하전류는 일정하다.
- 출력측 평활용 커패시터의 커패시턴스는 충분히 커

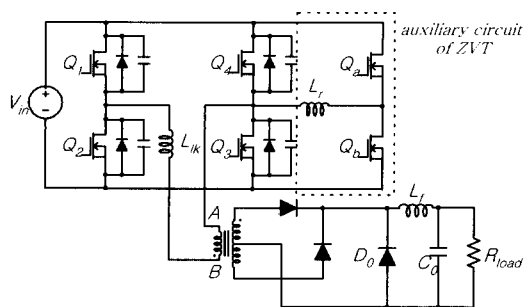


그림 1 일반적인 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터  
Fig. 1 Conventional FB ZVT PWM DC-DC converter

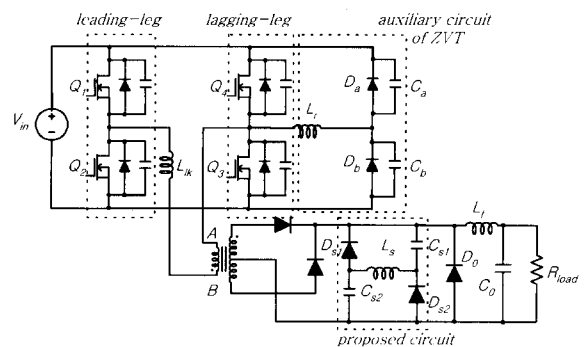


그림 2 제안된 FB ZVT PWM 컨버터  
Fig. 2 Proposed FB ZVT PWM converter

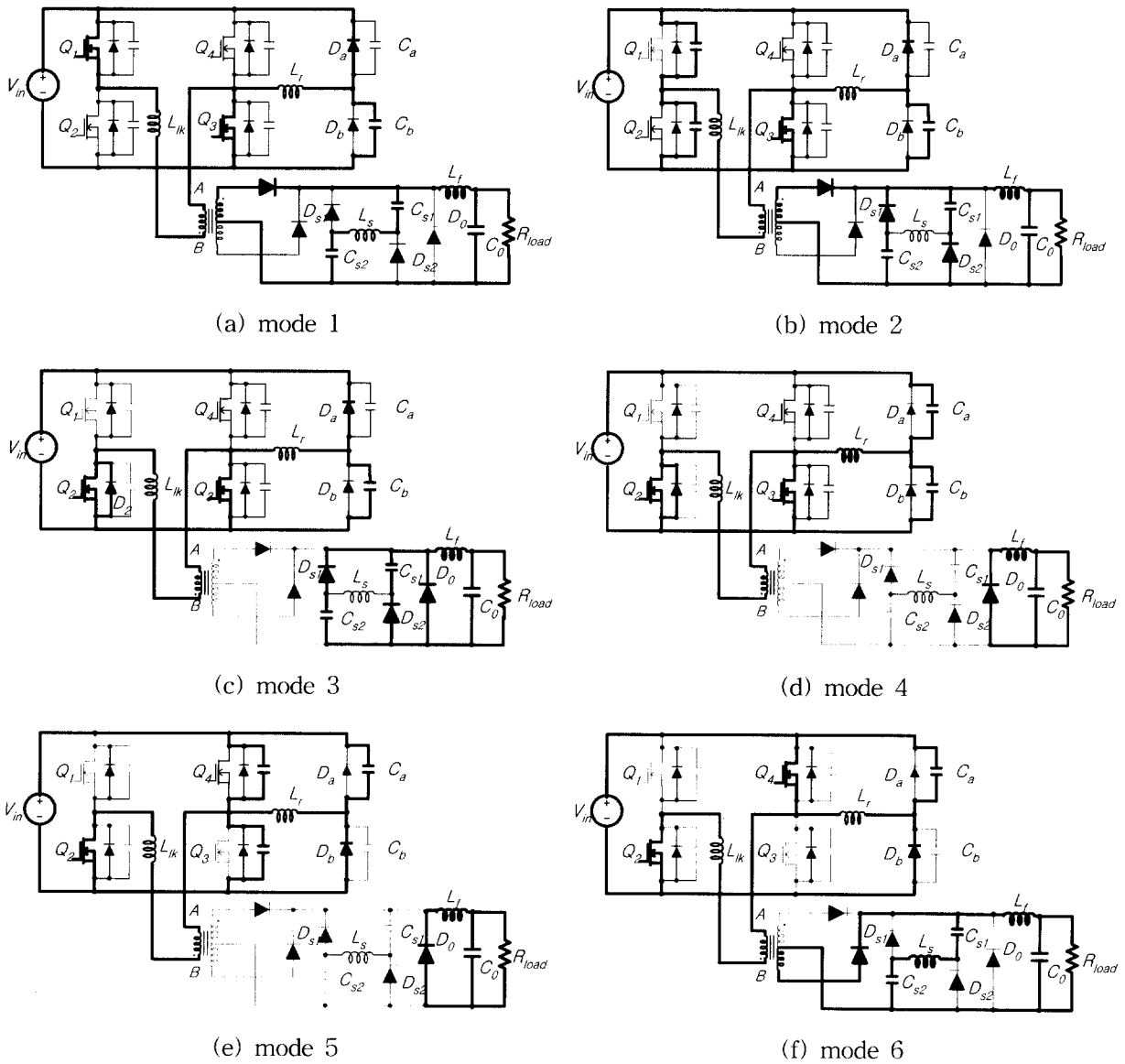


그림 3 각 동작모드의 등가회로  
Fig. 3 Equivalent circuit in each modes

서 스위칭 기간동안 출력전압은 일정하다.

제한한 컨버터는 반주기내에 6개의 동작모드를 가지며, 각 동작모드의 등가회로와 동작파형을 그림 3과 4에 나타내었다. 각 모드의 동작은 다음과 같다.

**모드 1 :**  $t_0 \leq t \leq t_1$

$Q_1$ 과  $Q_3$ 가 도통하는 구간으로 이때 컨버터는 입력 전력을 부하측에 전달하고, 필터 인덕터 전류는 선형적으로 증가한다. 보조 네트워크의  $C_a$ 의 전압은 0이

고,  $C_b$ 의 전압은 직류 입력전압  $V_{in}$ 이다. 가포화 인덕터는 불포화(등가 인덕턴스가 크고, 전류는 매우 작다) 된다. 턴온 시점에서 공진커패시터에 의해 저 임피던스 특성을 제공해 줄 수 있기 때문에 정류다이오드의 역회복 손실 저감 및 소프트 스위칭을 제공해 준다.

**모드 2 :**  $t_1 \leq t \leq t_2$

$t_1$ 시점에서  $Q_1$ 이 턴오프되면 변압기 1차측에 흐르는 전류는 부하전류에서 반영된 전류와 고주파변압기

자화전류의 함으로써 진상-레그 전이 구간동안 스위칭 소자  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 기생출력 커패시턴스를 충전과 방전시킨다. 스위칭소자  $Q_1$ 과  $Q_2$ 는 진상-레그 전이 구간 동안 반영된 출력전류에 따라 영전압 스위칭을 쉽게 이룰 수 있다. 이와 동시에 도전손실 저감을 위한 공진커패시터  $C_{s1}$ 과  $C_{s2}$ 에 걸린 전압은 2차측 정류다이오드를 역바이어스시키고, 고주파변압기 2차측 전류를 저감시키면서 부하측으로 방전을 시작한다.

**모드 3 :  $t_2 \leq t \leq t_3$**

$Q_2$ 의 내부 다이오드  $D_2$ 가 도통후 스위칭소자  $Q_2$ 가 턴온 한다면 영전압 및 거의 영전류 스위칭조건에서 턴온 될 수 있고, 고주파변압기 1차측 전압은 0으로 클램프된다. 공진커패시터  $C_{s1}$ 과  $C_{s2}$ 의 방전에 따라 이 모드 동안 2차측 출력 정류다이오드는 역바이어스 되어있으므로 고주파변압기 2차측 전류는 0으로 감소되고, 고주파변압기 2차측 권선은 오픈된다. 따라서 1차측 변압기에 흐르는 전류는 단지 1차측 변압기 여자전류만이 흐르므로써, 종래의 방식과 같지 않게 2차측 출력인덕터  $L_r$ 를 통해 흐르는 부하전류가 1차측으로 반영되어 흐르지 않기 때문에 주회로의 스위칭소자 및 고주파변압기의 전류 스트레스 및 도전손실을 저감할 수 있다. 또한 도전손실 저감을 위한 보조회로의 공진 커패시터  $C_{s1}$ 과  $C_{s2}$ 가 방전이 끝나면 프리휠링 다이오드가 도통되어 프리휠링 상태로 되고, 출력측 인덕터  $L_r$ 에 축적된 에너지를 부하로 전달한다.

**모드 4 :  $t_3 \leq t \leq t_4$**

프리휠링 주기의 끝시점에서  $Q_3$ 가 턴오프 되고, 가포화인덕터는  $Q_3$ 가 턴오프 하기 전에 포화 되어야 한다. 코어가 포화되었을때 인덕턴스값은  $L_r$ 로 되고, 낮은 값인  $L_r$ 은  $C_b$ ,  $C_a$  그리고  $C_3$ 와 공진한다.

**모드 5 :  $t_4 \leq t \leq t_5$**

프리휠링 주기의 끝시점  $t_4$ 에서 스위칭소자  $Q_3$ 가 거의 영전류 및 영전압 스위칭조건에서 턴오프 되면 이 모드는 시작되고, 모드 2와는 다르게 고주파변압기 2차측 권선은 개방되어 있고, 부하전류는 1차측 전류로 반영되지 못하고 고주파변압기 1차측 여자 인덕턴스에 흐르는 여자전류만이  $Q_4$ 와  $Q_3$ 의 기생출력 커패시턴스를 각각 충전과 동시에 방전을 시킨다. 작은 가포화 인덕터  $L_r$ 은 부하전류의 공급없이 커패시터  $C_3$ 를 충전시키기 위해 이용되어진다.

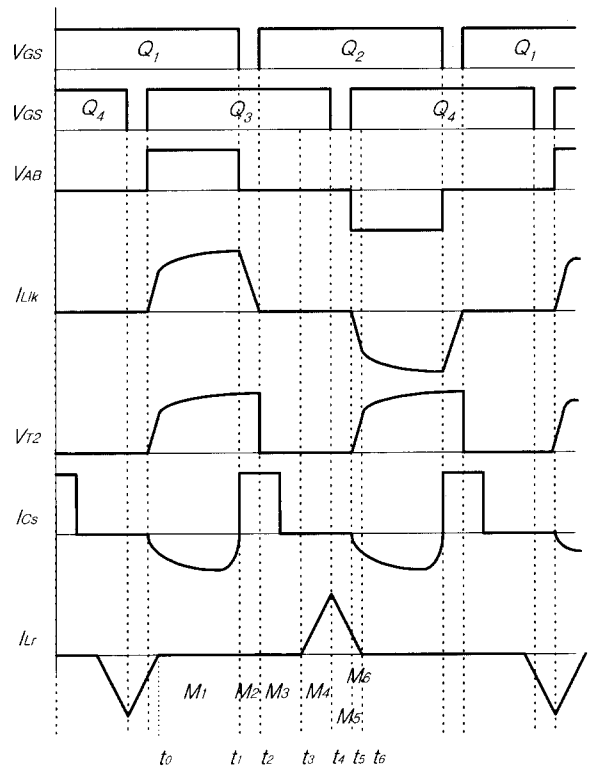


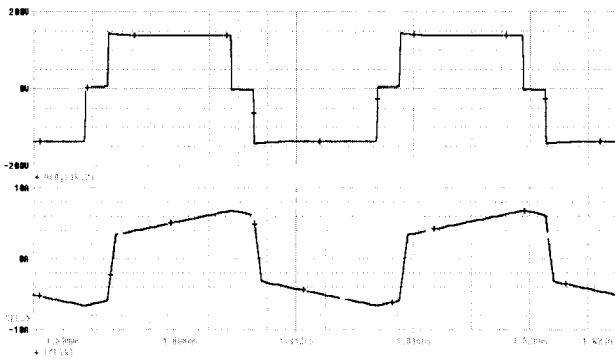
그림 4 각 동작모드에서의 동작 파형  
Fig. 4 Waveforms in each modes

**모드 6 :  $t_5 \leq t \leq t_6$**

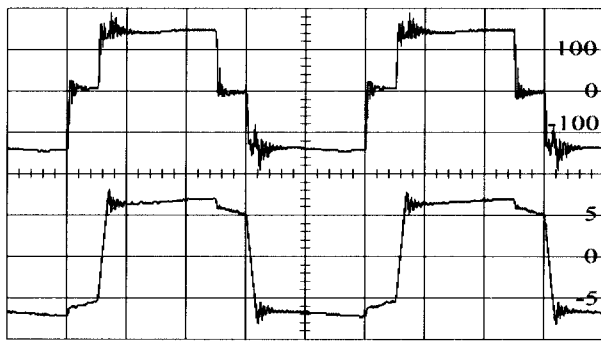
$t_5$ 시점에서 스위칭소자  $Q_4$  또한 영전류 스위칭 조건에서 턴온 되고, 모드 1처럼 반영된 일차전류가 고주파변압기와 2차측 정류다이오드를 통해 저 임피던스 특성을 제공하면서 충전하며 동시에 입력전력은 부하로 전달된다.  $L_r$ 을 통한 전류는  $Q_4$ 와  $D_6$ 를 통해  $V_{in}$ 으로부터 흐른다. 그러므로 남아있는 에너지는 방전된다.  $L_r$ 을 통한 전류가 0이 됨으로써 코어는 포화에서 벗어나며 그 값이 불포화 값으로 증가한다. 가포화 인덕터는 다음 스위칭 주기를 위해 준비된다. 다음 반주기는 위의 과정과 동일하다.

**3. 시뮬레이션 및 실험결과**

본 논문에서 제안한 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터 회로의 특성을 검토하기 위해 입력전압 DC 141V, 출력은 48V, 10.5A 500W급, 스위칭 주파수 100kHz로 하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.



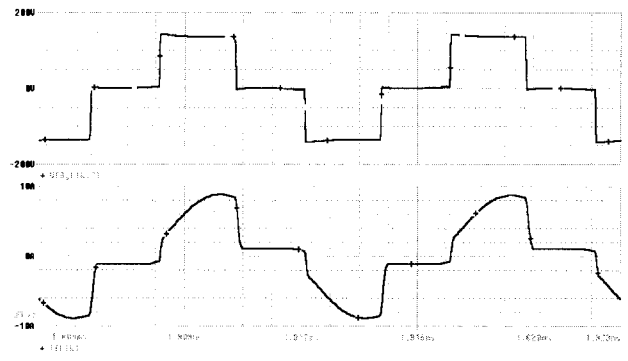
(a) simulation waveforms



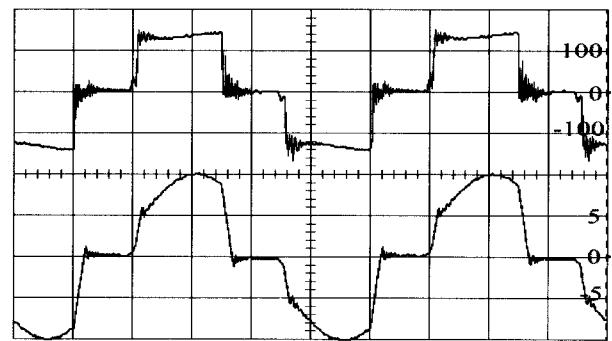
(100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div)  
(b) experiment waveforms

그림 5 기존의 ZVT 컨버터의 시뮬레이션 및 실험결과  
Fig. 5 Simulation and result of experiment of conventional ZVT converter

시뮬레이션은 MicroSim사의 PSpice를 이용하였고, 시뮬레이션 결과로 얻은 각 소자들의 파라미터 값들을 공진값을 기준으로 에너지 전달모드 전체 구간에서 공진이 일어나도록 파라미터 값들을 선정하여 선정된 값을 실험에 적용하였다. 설계사양은 주 스위칭 소자는 MOSFET IRFP450, 누설인덕터  $L_{lk} = 3.97 \mu H$ ,  $L_f = 80 \mu H$ ,  $C_0 = 100 \mu F$ , 공진인덕터  $L_r = 10 \mu H$ , 고주파 변압기 2차측의 공진 커패시터  $C_{s1}, C_{s2} = 0.16 \mu F$ , 공진 인덕터  $L_s = 10 \mu H$ 로 하였다. 이상과 같이 수행한 실험 결과는 시뮬레이션 결과와 동일함을 알 수 있으며, 주 스위치는 영전압 스위칭이 됨을 확인하였다. 기존의 FB ZVT 컨버터와 제안한 FB ZVT 컨버터의 전부하시 시뮬레이션과 실험결과는 그림 5와 6에 나타내었다. 그림 5와 6에서 처럼 도전손실 저감회로를 갖는



(a) simulation waveforms



(100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div)  
(b) experiment waveforms

그림 6 제안된 ZVT 컨버터의 시뮬레이션 및 실험결과  
Fig. 6 Simulation and result of experiment of proposed ZVT converter

FB ZVT 컨버터에서는 공진 커패시터의 방전에따라 고주파변압기의 2차측을 역바이어스 시켜줌으로써 고주파변압기에 흐르는 1차측 및 2차측 전류가 저감되고, 단지 적은 자화전류 및 고주파변압기 누설 인덕턴스에 축적된 에너지만이 흐르게 됨을 볼 수 있다.

기존의 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터를 제작하여 실험한 결과 전부하시 약 89%의 효율을 얻었으며, 제안한 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터의 효율은 전부하시 약 92%로 측정되었다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 두 개의 보조스위치 대신 가포화 인덕터를 사용하고 프리휠링 구간의 도전손실을 저감시키기 위한 보조회로를 추가한 FB ZVT PWM DC-DC

컨버터를 제안하고 동작원리에 대해 고찰하였으며, 제안한 회로의 타당성을 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증하였다. 제안된 FB ZVT PWM DC-DC 컨버터는 다음과 같은 특징을 갖는다.

- 1) 누설 인덕턴스를 최소화할 수 있어 유효 듀티비를 최대화 할 수 있다.
- 2) 보조회로의 공진 인덕터로 인하여 기존의 FB ZVS 컨버터보다 넓은 범위에서 주 스위치를 영전압 스위칭 할 수 있다.
- 3) 순환전류가 저감됨에 따라 1차측 진상-레그, 지상-레그의 주 스위칭 소자 및 정류부, 고주파변압기의 도전 손실이 저감된다.
- 4) 능동 스위칭 소자의 적용이 아닌 수동소자 및 다이오드로 구성되어 제안한 회로를 컨버터에 적용하기가 용이하다.
- 5) 도전손실 저감과 영전압 스위칭에 의해 효율이 향상된다.

이 논문은 광주전남 테크노파크 기술고도화 사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

### 참 고 문 헌

- [1] R. Redl, N. O. and L. Balogh, "A Novel Soft Switching Full Bridge DC/DC Converter : Analysis, Design, Considerations, and Experimental Results at 1.5kW, 100kHz", IEEE PESC, pp. 162-172, 1990.
- [2] K. H. Liu, F. C. Lee. "Zero-Voltage Switching Technique in DC-DC Converter Circuit." IEEE PESC, pp. 58-70, 1986.
- [3] O. D. Patterson, D. M. Divan. "Pseudo-resonant Full-Bridge DC-DC converter", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 424-430, 1987.
- [4] Alexandre Ferrari de Souza, Ivo Barbi, "A New ZVS PWM Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses", Transactions on Power Electronics of IEEE, vol. 10, no. 6, pp. 746-752, November 1995.
- [5] G. Hua, C.S. Leu, and F.C. Lee, "Novel Zero Voltage Transition PWM Converters", IEEE PESC, pp. 55-61, 1992.
- [6] Michael Marx, Dierk Schröder, "Analysis of a Zero Voltage Transition DC-DC Full Bridge Converter", IEEE PESC, pp. 298-303, 1995.
- [7] J. G. Cho, Juan A. Sabaté, Guichao Hua, and Fred C.

Lee, "Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications", Transactions on Power Electronics of IEEE, vol. 11, no. 4, pp. 622-628, July 1996.

- [8] Michael Marx, Dierk Schröder, "A Novel Zero Current Transition Full Bridge DC-DC Converter", IEEE PESC, pp. 664-669, 1996.
- [9] DaFeng Weng, S.Yuvarajan, "A Novel Full Bridge Zero Voltage Transition PWM DC/DC Converter using a Saturable Core Reactor", IEEE IAS, pp. 1125-1132, 1996.

### 저 자 소 개



#### 윤창선(尹彰善)

1975년 5월 15일생. 1998년 조선대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 전남대 대학원 전기공학과 박사과정.



#### 김병철(金柄哲)

1952년 7월 15일생. 1975년 조선대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 조선대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 전남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 조선이공대학 전기과 교수.



#### 김광현(金光憲)

1960년 12월 27일생. 1983년 전남대 계측 제어공학과 졸업. 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 전남대 공대 전기공학과 부교수 및 지역협력센터.