

ZVS 기법을 사용한 위상제어 PWM FB DC/DC 컨버터

○ 김성철* · 권순길* · 계문호** · 조기연**

(*경남대학교 전기공학과 **한국전기연구소)

Phase-shifted PWM FB DC/DC Converter with ZVS Method

Kim, Sung-Chul* · Kwon, Soon-Kuri* · Kye, Moom-ho** · Joe, Kee-Yeon**

(*Kyung-Nam Univ. · **KERI)

<Abstract>

This paper is to describe how to apply the Phase-shifted Full Bridge 100kHz high frequency soft-switching PWM method to 48[V], 200[A] DC/DC converter. The soft-switching is achieved from light load to full load by using phase-shifted zero voltage switching method with additional capacitors besides the MOSFET's of the right leg even though the leakage inductance of high frequency transformer is designed small. This method can reduce the switching losses, EMI problems, and increase the effective duty. Also, this paper includes the simulation, analysis, and experiment results of the DC/DC converter unit.

I. 서론

위상 제어 PWM 방식은 기존의 PWM 방식에서 MOSFET 내부의 프리휠링 다이오드 그리고, 출력 캐패시터와 변압기의 누설 인더턴스 등의 기생 성분들을 사용한 부분 공진과 브리지 두 암의 위상 자연에 의해서 저임피던스 순환 회로를 구성하고 위상을 변경시켜 가면서 출력의 드티풀을 조정하는 방식이다.

소프트 스위칭(Soft - Switching)방식은 기존의 PWM 스위칭 방식에 비하여 많은 단점을 갖는다. 즉, MOSFET들에 대한 전압 및 전류의 스트레스 저감, MOSFET들의 무스너버화, 낮은 정격의 소자 사용, EMI 발생 감소, 스위칭 속도의 감소 등이며, 단점으로는 고주파 트랜스퍼머의 1차측 누설 인더턴스의 크기에 따라 2차측에서 활용되는 유효 드티가 변화하며, 경부하인 경우 소프트 스위칭이 이루어지지 않는 구간이 발생할 수 있다.

본 연구에서는 주회로에서 위상이 변화하는 오른쪽 암(arm)에 작은 콘덴서를 부가하고 가능한 한 누설 인더턴스를 작게하여, 유효 드티를 늘렸고, 경부하인에는 누설 인더턴스와 부가된 콘덴서 간의 부분 공진에 의한 소프트 스위칭 방법으로 기존의 ZVS방식의 단점을 보완하였다.

주파수는 100[kHz]의 고주파로 스위칭하며 용량 48[V]/200[A]에 적용한 DC/DC컨버터의 회로구성, 동작 특성 해석, 시뮬레이션 및 실험 결과에 대하여 고찰하고자 한다.

II. 동작이론과 해석

2.1 주회로 구성

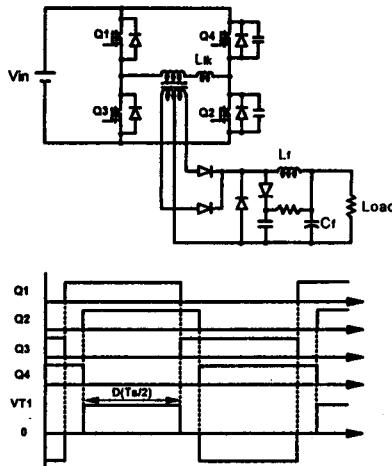
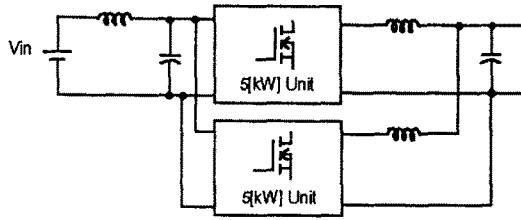


그림 1 제안된 위상제어 FB DC/DC 컨버터

<그림 1>은 5[kW](48[V]/100[A])용량의 고주파 스위칭 위상제어 FB-ZVS 회로의 구성이고, <그림 2>에서 보이는 것처럼 두 개의 모듈로서 10[kW]의 회로를 구성하였다. 주회로부의 구성은 MOSFET을 주 소자로 하였으며, 기존의 위상제어 FB-ZVS 방식에서 오른쪽 암(arm)의 MOSFET와 별별로 작은 콘덴서를 부가하여 경부하에서의 소프트 스위칭 특성을 개선한 방식으로 구성된다. 트랜스퍼머의 출력은 센터 펩 방식으로 출력단에는 전압 클램프형 스너버를 부착한다. 제어회로부는 펄스 발생부, 보호회로부와 PI 제어부로 구성된다. 펄스 발생부는 PI 제어부에서 제어하는 에러 신호를 보상해 주도록 설정된 값에 따라 위상제어 PWM 전용 IC에서 펄스를 발생시키며, 위상 변이비율은 식(1)의 비율로 변한다.

$$\theta = \frac{180\alpha}{T} [\%] \quad (1)$$



<그림 2> 주회로 구성 블록 다이어그램

보호회로는 감지한 출력 전압, Unit의 출력 전류와 입력 직류단 전류를 각각 기준값과 비교하여 그 결과를 EPLD에 입력하여 Unit의 과전류, MOSFET의 단락 전류, 출력과 전압, 최대/최소 펄스폭 제한 등의 보호 기능을 갖고, 펄스발생의 차단을 최대 1.2 μ s내에 지령한다.

2.2 주회로 동작 원리

주회로는 기존의 위상제어 FB 방식과 같은 형태이며, 동작 모드는 <그림 3>에서처럼 스위치의 온/오프 동작에 따라서 6가지로 나눌 수 있다.

1) 모드 0 : $Q_1 = \text{온 상태}, Q_2 = \text{온 상태}$

대각선 방향의 두 스위치가 온(On)되어 1차측에 전류 I_1 이 흘러 에너지가 2차측으로 전달되는 파워링 구간이며, 전류 I_1 에 의하여 누설 인덕턴스 L_{lk} 에는 에너지가 저장된다.

$$E_{Lk} = \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot I_1^2 \quad (2)$$

2) 모드 1 : $Q_1 = \text{오프 상태}, Q_2 = \text{온 상태}, C_1 = \text{충전}, C_3 = \text{방전}$

Q_1 이 오프 되어도 트랜스퍼머의 누설 인덕턴스 L_{lk} 에 저장된 에너지 (E_{Lk})와 2차측에서 반영된 에너지 (E_L)가 Q_1 의 출력 커패시터 (C_1)로 흘러서 매드 타임 시간내에 0에서 $+V_{in}$ 까지 이를 충전시키고, 반면에 트랜스퍼머의 커패시터와 Q_3 의 커패시턴스는 $+V_{in}$ 에서 0까지 방전한다. 즉, 2차측으로의 에너지 전달이 금지되며 차단되어도 1차측에 통로가 형성되어 2차측의 피크 전압의 발생을 억제하게 되는 것이다.

$$V_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int (I_1 + I_2) dt$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1}(0) + \frac{1}{C_1} \int_0^t (I_1 + I_2) dt = 0 \quad (3)$$

$$I_1 = \frac{V_{C_1}(0)}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \sin \omega_0 t + I_1(0) \cos \omega_0 t, \quad I_2 = \text{일정}$$

3) 모드 2 : $Q_2 = \text{온 상태}, D_3 = \text{온 상태}, D_4 = \text{온 상태}, Q_3 = \text{온 상태}$

일단 모드 1의 과정이 끝나면 1차측 전류는 MOSFET Q_2 와 Q_3 의 내부 다이오드를 통하여 파워링 하여 Q_3 에 걸리는 전압(V_{Q3})을 0으로 하며 다음 과정까지 이 전류는 일정하게 유지된다. 따라서 스위치 Q_3 은 0전압에서 손실없이 펄스폭 제한을 이용해 6가지의 모드 동작을 반복하게 되는 것이다.

$$V_{Q_3} = V_{C_1} = 0 \quad (4)$$

4) 모드 3 : $Q_3 = \text{온 상태}, D_3 = \text{온 상태}, Q_2 = \text{오프 상태}, C_2 = \text{충전}, C_4 = \text{방전}$

오른쪽 압의 변환동안 ZVS을 이루기 위해서는 V_{C2} 의 전압과 함께의 공진 피크 값이 입력 전압 V_{in} 보다 크든지 또는 V_{C4} 의 전압이 0에 이른 후 D_2 가 도통한다면 이 모드에서 ZVS 조건을 이용할 수 있다. 그러나, 모드 3에서는 2차측이

프리휠링 다이오드를 통해서 프리휠링하게 됨으로 1차측으로 넘어오는 에너지 ($E_L = 0$)는 없고 모드 2에서 남은 전류는 손실들 때문에 조금 작지만 트랜스포머의 1차에서 계속 흐르게 된다. 이때, 누설 인덕턴스 L_{lk} 를 크게하여 Zero-voltage 영역을 확장하면 식(5)에서처럼 유효 드티 (D_{eff})가 줄어들게 되어 전원의 이용율이 줄어들고, 순환 전류를 증가시켜 손실의 증가를 초래한다.

$$D_{eff} = \frac{N \cdot V_o}{V_{in}}, \quad AD = 2 \cdot L_{lk} \cdot \frac{I_1 \times I_2}{T \times V_{in}} \quad (5)$$

여기서, N : 변압기의 턴수비
 T : 스위칭 주기

그러나, 이미 Q_3 은 펄스로 되어 있는 상태에서, Q_2 가 오프한 다음, 1차측 전류는 Q_2 의 출력 커패시터를 충전하고 Q_4 의 커패시턴스를 방전하게 된다. 그리고 다이오드 D_4 는 서서히 도통하기 시작한다.

$$I_2 = 0$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1}(0) + \frac{1}{C_4} \int \frac{I_1}{2} dt = 0 \quad (6)$$

$$V_{C_1}(t) = \frac{1}{C_2} \int \frac{I_1}{2} dt$$

5) 모드 4 : $Q_3 = \text{온 상태}, D_3 = \text{온 상태}, D_4 = \text{온 상태}, Q_4 = \text{온 상태}$

이 구간 동안 다이오드 D_4 가 도통후 Q_4 가 영전위로 온하게 된다. 그러나 Q_4 의 ZVS 동작은 원쪽 레그 (Q_1, Q_3)와는 달리 누설 인덕턴스 L_{lk} 에 저장된 에너지가 작기 때문에 ZVS 동작을 이루기에는 충분하지가 않아 데드 타임을 적당히 조정하지 않으면 전압 피크가 뛸 염려가 있다. 그래서, 오른쪽 레그(Q_2, Q_4)에는 작은 커패시터를 하나씩 병렬로 첨가했다. 이 커패시터는 공진시간을 늘려 ZVS 동작을 도우게 된다.

$$V_{Q_4} = V_{C_1} = 0 \quad (7)$$

$$I_1(t) = I_1(t_2) - \frac{V_{in}}{L} t$$

6) 모드 5 : $Q_3 = \text{온 상태}, Q_4 = \text{온 상태}$

전류의 방향은 Q_4 의 드레인에서 소오스로 입력 전압 $+V_{in}$ 과 L_{lk} 에 의하여 정해지는 상승률로 상승하며 흐르게 되고, 소오스의 전압은 윗단에서 아랫단으로 옮기게 된다. 에너지의 전달량은 $+V_{in}, V_{out}, L_{lk}, N$ 등의 할 수로 정해진다. 그래서 모드 0에서와는 반대로 2차측으로의 파워링이 이루어지게 된다. 그리고 Q_3 가 오프하여 다시 6가지의 모드 동작을 반복하게 되는 것이다.

III. 회로의 시뮬레이션

시뮬레이션은 Pspice design center로써 동작 특성을 확인하였고, 5[kW] Unit에 대한 기본 설계자료로 활용하여 장치를 제작 실험하였다. 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

[시뮬레이션 조건]

입력 전압 : 250 [V]

출력 전압 : 50 [V]

출력 전류 : 30 [A]

탄수비 : 2.5 : 1

부가 콘덴서 : 6 [nF]

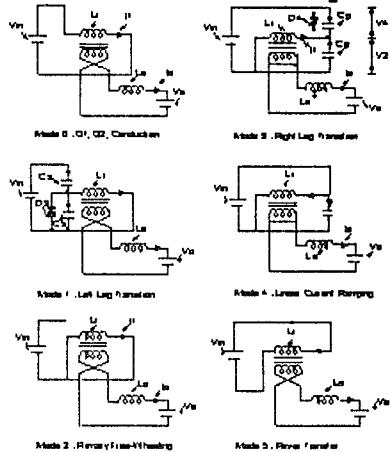
출력 필터용 인덕터 : 200 [μ H]

출력 필터용 콘덴서 : 200 [μ F]

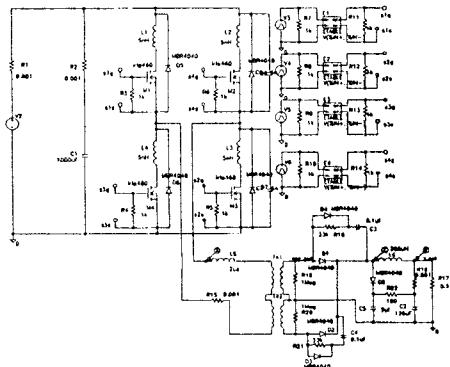
듀티 폭 : 3.0 [μ s]

데드 타임 : 0.5 [μ s]

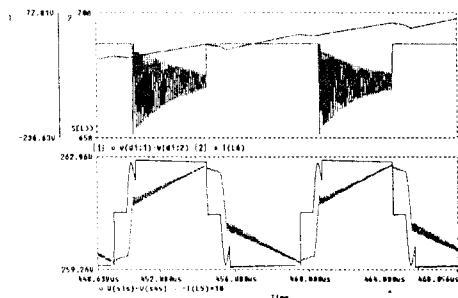
개별 펄스폭 : 4.5 [μ s]



<그림 3> 주회로 동작 모드



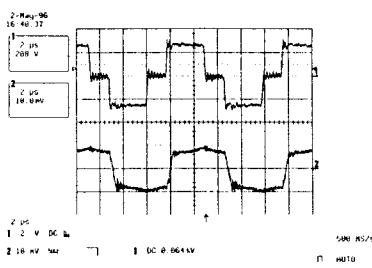
<그림 4> 시뮬레이션 회로



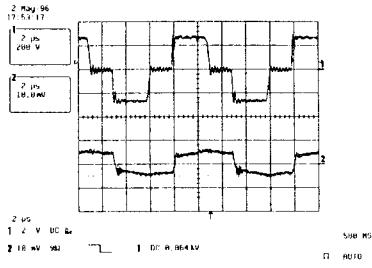
<그림 5> 시뮬레이션 결과 파형

IV. 실험 결과 및 결론

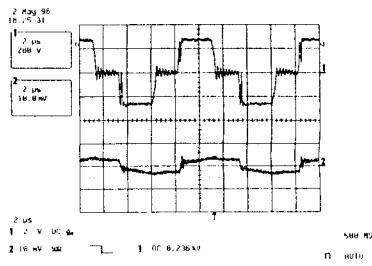
<그림 6>은 부하 100%, 50%, 30%에서의 고주파 트랜스의 1 차측 전압/전류 파형이다. 시뮬레이션에서 해석한 것과 같이 프리휠링시 낮은 임피던스 통로를 만들어 줌으로써 전압 피크치가 발생하지 않는다. 또한 경부하에서도 전압/전류 피크치가 발생하지 않음으로 부하에 따른 의존성도 상당히 줄었음을 알 수 있다. 그리고, <그림 7>은 위상제어 FB-ZVS DC/DC 컨버터의 효율을 그래프로 나타낸 것이다. 약 70% 부하에서 가장 좋은 효율로서 동작됨을 알 수 있다.



(a) 부하 100%

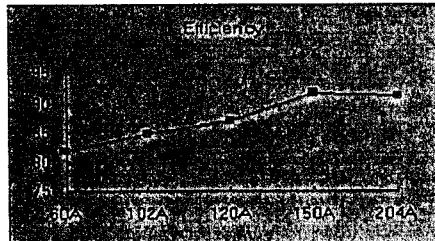


(b) 부하 50%



(c) 부하 30%

<그림 6> 1차 전압/전류 파형 (200[V]/div, 50[A]/div)



<그림 7> 효율

[참고 문헌]

- 1) K.H. Liu, F.C. Lee, "Zero-voltage switching technique in de-de converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1986, pp.58-70.
- 2) G. Hua, F.C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," Invention Disclosure, Apr. 1991.
- 3) E.S.Kim, K.Y.Joe, M.J.I.Kye, H.H.Koo, "13 kW high frequency FB ZVS DC-DC converter using snubber capacitors" ICPE'95 proceedings, 1995.Oct. pp277-282
- 4) Stanimir Valtev, Beatriz V.Borges, Victor Anunciada, "1 kW / 250kHz Full Bridge Zero Voltage Switched Phase Shift DC-DC Converter with Improved Efficiency" Intelec'95 proceedings, 1995.Oct. pp803-807