

# 전기자동차용 FB-ZVS PWM DC/DC 변환기의 해석

“이동근” · 윤덕용” · 홍순찬”

\*단국대학교 전기공학과 · \*\*천안공업전문대학 제어계측과

## Analysis of a FB-ZVS PWM DC/DC Converter for Electric Vehicles

Dong-Keun Lee\* · Duck-Yong Yoon\*\* · Soon-Chan Hong\*

\*Dept. of Electrical Engineering, Dankook University

\*\*Dept. of Control & Measurement, Cheonan Junior Tech. College

**Abstract** - A FB-ZVS(Full Bridge Zero Voltage Switching) PWM DC/DC converter for electric vehicles is analyzed in this paper. The converter considered is a step-down DC/DC converter with the ratings of 312/13.5V and 1.35kW. The steady state analysis of this converter is divided into six operating modes. Digital simulations using PSPICE are carried out to verify the steady-state analysis.

### 1. 서 론

최근들어 환경문제에 대한 관심이 높아짐에 따라 전기자동차에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며 국내에서도 G7과제로 추진되고 있는 등 관심이 고조되고 있다. 전기자동차의 전원으로는 축전지가 이용되는데, 이 축전지는 전기자동차의 구동원인 인버터시스템의 전원으로 사용됨과 동시에 전조등 및 전장품의 전원으로도 사용된다. 축전지가 26개 직렬로 접속되어 있는 경우, 축전지의 단자전압은 312[V]이나 전조등 및 전장품의 전원으로는 13.5[V]의 정전압이 요구된다. 따라서 이러한 용도의 전원으로는 강압형 DC/DC 변환기が必要하다.

본 연구에서는 전기자동차의 전조등 및 전장품의 전원으로 사용할 312/13.5[V]의 1.35[kW]급 DC/DC 변환기를 해석하고자 한다.

### 2. FB-ZVS PWM DC/DC 변환기

1.35[kW]급의 DC/DC 변환기는 그 용량으로 보아 풀브릿지 방식이 적합하다. 또한 전기자동차는 제한된 에너지원으로 이동하기 때문에 무엇보다도 효율이 중시된다. 이러한 관점에서 손실을 줄이기 위하여 영전압스위칭방식을 택하였다. 그림 1은 본 연구에서 대상으로 정한 DC/DC 변환기를 나타내고 있다.

그림 1에서 소자  $S_1$ 에 별별로 접속된 다이오드와 커패시터는 영전압스위칭에 반드시 필요한데 스위칭소자로 MOSFET을 사용할 경우에는 실제의 소자에 내장된 다이오드와 커패시터성분으로 대체하여도 된다. 이때 스위칭소자  $S_1$ ~ $S_4$ 는 그림 3(a)와 같은 전압파형이 인가되어  $S_2$ ,  $S_3$ 와  $S_1$ ,  $S_4$ 사이에 위상이동제어를 하게 되며 이 과정에서 영전압스위칭이 이루어진다.

그림 1과 같은 구조의 DC/DC 변환기는 영전압스위칭 외에 2차측 전압스파이크가 발생하지 않는 장점이 있다.

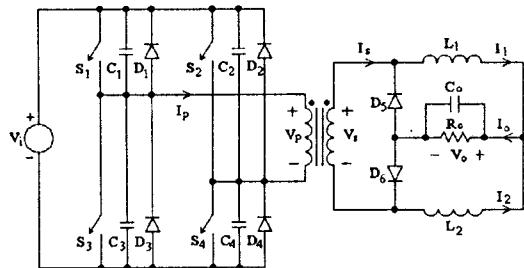


그림 1. FB-ZVS PWM DC/DC 변환기

### 3. 점상상태 해석

그림 1의 변환기는 6개의 모드로 대별되며 각 모드에서의 회로구성은 그림 2와 같다. 그림 2에서 출력측의 전압원은 부하를 의미한다.

#### 1) 모드 I [그림 3(c)의 A~B 구간]

$S_1$ 과  $S_2$ 가 ON상태로서 변압기의 1차측 전압은  $V_p = V_i$ 이며 변압기의 2차측 전압은 변압비를  $a = N_2/N_1$ 라 하면  $V_o = aV_p = aV_i$ 가 된다. 이때  $V_o$ 에 의한 에너지가 부하  $R_o$ 에 전달되는 외에 인터터  $L_2$ 에 저장되어 있던 에너지가 부하에 전달된다. 모드 I은  $S_1$ 과 OFF되면서 종료된다. 그림 3(c)에서의 A점을 시간축의 기준점으로 하면 모드 I에서의 수식들은 다음과 같다.

$$I_1(t) = I_{1o} + \frac{aV_i - V_o}{L_1} t \quad (1)$$

$$I_2(t) = I_{2o} - \frac{V_o}{L_2} t \quad (2)$$

$$I_p(t) = aI_1(t) \quad (3)$$

여기서  $I_{1o}$ 와  $I_{2o}$ 는 각각  $I_1$ 과  $I_2$ 의 초기치이다.

#### 2) 모드 II [그림 3(c)의 B~C 구간]

모드 II는  $S_2$ 가 터오프되면서 시작된다. 이때 1차측은  $S_1$ 과  $C_1$ 를 통하여  $I_p$ 가 흐르며  $C_1$ 에 저장된 에너지가 모두 방전되면  $S_1$ 과  $D_1$ 를 통하여  $I_p$ 가 흐른다. 2차측은  $D_2$ 와  $D_3$ 가 동시에 ON상태가 되

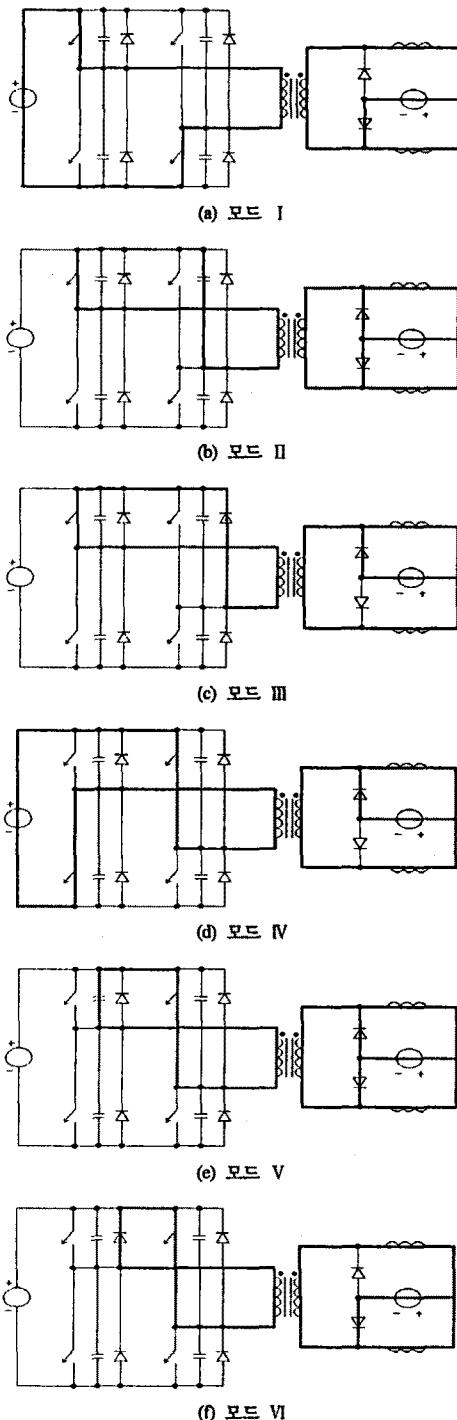
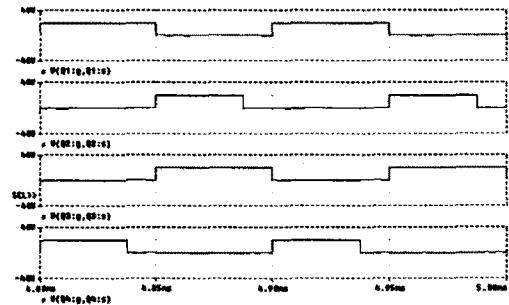
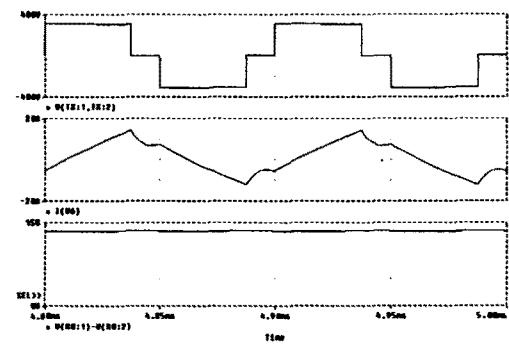


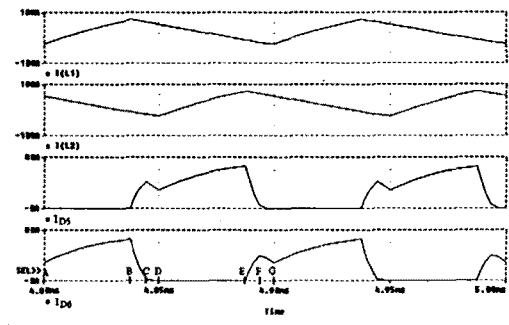
그림 2. 동작 모드



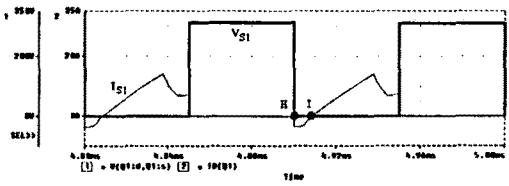
(a) 게이트 인가전압파형



(b) 변압기의 1차측 전압( $V_p$ ), 전류( $I_p$ )와 출력전압( $V_s$ )



(c) 인더터 전류( $I_1, I_2$ )와 다이오드 전류( $I_{D1}, I_{D2}$ )



(d) 스위칭소자  $S_1$ 의 양단전압과 전류파형

그림 3. 시뮬레이션 결과

어 환류경로를 형성한다. 모드 II는  $D_6$ 에 흐르는 전류가 0이 되는 시점에서 종료되며  $I_1, I_2$ 는 다음과 같다.

$$I_1(t) = I_1 \left( \frac{DT_s}{2} \right) - \frac{V_o}{L_1} \left( t - \frac{DT_s}{2} \right) \quad (4)$$

$$I_2(t) = I_2 \left( \frac{DT_s}{2} \right) - \frac{V_o}{L_2} \left( t - \frac{DT_s}{2} \right) \quad (5)$$

단,  $T_s$  : 스위칭 주기

$D$  : 듀티비

### 3) 모드 III [그림 3(c)의 C~D 구간]

모드 III는  $D_6$ 가 터오프되면서 시작된다. 이때 1차측은  $S_1$ 과  $D_2$ 를 통하여  $I_p$ 가 흐르며 2차측은  $D_3$ 를 통하여 환류된다. 모드 III는  $S_1$ 이 터오프되면서 종료되며  $I_1, I_2$ 는 다음과 같다.

$$I_1(t) = I_1 \left( \frac{DT_s}{2} \right) - \frac{V_o}{L_1} \left( t - \frac{DT_s}{2} \right) \quad (6)$$

$$I_2(t) = I_2 \left( \frac{DT_s}{2} \right) - \frac{V_o}{L_2} \left( t - \frac{DT_s}{2} \right) \quad (7)$$

$L_1=L_2=L_o$ 로 하면 정상상태에서 컨버터의 동작이 대칭이므로 모드 IV, V, VI는 다음과 같다.

### 4) 모드 IV [그림 3(c)의 D~E 구간]

모드 IV에서는  $S_2$ 와  $S_3$ 가 ON상태가 되며 모드 I과 대칭적인 동작을 한다.

### 5) 모드 V [그림 3(c)의 E~F 구간]

$S_2$ 가 OFF되면서 모드 V가 시작되어 모드 II와 대칭적이다.

### 6) 모드 VI [그림 3(c)의 F~G 구간]

모드 VI는 모드 V에서  $D_5$ 에 흐르는 전류가 0이 되면서 시작되며  $S_3$ 가 OFF되면 종료된다. 회로의 동작은 모드 III와 대칭적이다.

## 4. 시뮬레이션

그림 1에서  $L_1=L_2=L_o$ 로 하면 다음 식에서  $L_o$ 의 값을 결정할 수 있다.

$$L_o = \frac{aD(2-D)V_i}{4f_s(1+d)I_o} \quad (8)$$

여기서  $I_o$ 는 부하전류이며  $d$ 는  $d=I_{ho}/I_o$ 로 정의된 값이다.

시뮬레이션은 다음의 조건에서 PSPICE를 이용하여 수행하였다.

입력전압  $V_i = 312[V]$

출력전압  $V_o = 13.5[V]$

평균부하전류  $I_o = 50[A]$

스위칭주파수  $f_s = 10[kHz]$

그림 3은 시뮬레이션 결과로서 (a)는  $S_1 \sim S_4$ 에 인가된 게이트 전압파형이며 (b)는 변압기 1차측 전압, 전류와 출력전압을 나타내고 있다. 또한 (c)는 인터터에 흐르는 전류  $I_1, I_2$ 와 다이오드  $D_3, D_6$ 에 흐르는 전류의 파형으로서  $D_3, D_6$ 가 동시에 ON상태가 되는 구간이 존재함을 알 수 있다.

그림 3(d)는 스위치  $S_1$ 의 양단전압  $V_{ds}$ 과  $S_1$ 에 흐르는 전류  $I_{ds}$ 를 나타내고 있다. 그림의 H점에서  $S_1$ 의 게이트에 전압이 인가되지만 이때  $I_{ds}$ 의 값이므로 실제 턴온되는 시점은 I점이 됨으로서 영전압스위칭을 이를 수 있다. 이때  $I_{ds}$ 은 그림 1에서의  $S_1$ 에 흐르는 전류가 아니라 실체소자(MOSFET의 경우  $C_L, D_f$ 포함)에 흐르는 전류로 보아야 한다.

## 5. 결 론

본 연구에서는 전기자동차의 전조등 및 전장품의 전원으로 사용할 목적으로 312/13.5[V], 1.35[kW]급의 강압형 DC/DC 변환기를 대상으로 하여 정상상태 해석을 하고 PSPICE를 이용하여 시뮬레이션을 행하였다. 대상으로 한 변환기는 용량을 고려하여 풀브릿지방식을 택하였고 전기자동차의 한정된 에너지를 효율적으로 이용하기 위하여 영전압스위칭이 가능한 구조를 택하였다.

전기자동차에서 이 변환기가 인버터와 같은 전원을 사용함으로서 전기자동차의 운전상태에 따라 입력전압이 변동될 수 있으므로, 앞으로 이를 대비한 정출력전압을 낼 수 있는 시스템을 구성하고 전체 시스템의 안정성 및 효율성을 검토할 예정이다.

본 연구는 G7 위탁과제 “전기자동차용 인버터의 고속운전 및 최대토크 제어 알고리즘 개발”의 연구결과중 일부임

## 참 고 문 헌

- [1] M. H. Kheraluwala, D. M. Divan, and E. Bauman, "Design Considerations for High Power Density DC/DC Converters", HPFC Proc., May., 1990.
- [2] Peter O. Lauritzen and Cliff L. Ma, "A Simple Diode Model with Reverse Recovery", IEEE Trans. on PE, Vol 6, No. 2, Apr., 1991.
- [3] Oliver D. Patterson and Deepakraj M. Divan, "Pseudo-Resonant Full-Bridge DC/DC Converter", IEEE Trans. PE, Vol. 6, No. 4, Oct., 1991.
- [4] Vlako Vlatkovic, Juan A. Sabate, Raymond B. Ridley, Fred C. Lee, and Bo H. Cho, "Small-Signal Analysis of the Phase-Shift PWM Converter", IEEE Trans. on PE, Vol. 7, No. 1, Jan. 1992.
- [5] Alan H. Weinberg and Luca Ghislanzoni, "A New Zero Voltage and Zero Current Power-Switching Technique", IEEE Trans. on PE, Vol. 7, No. 4, Oct., 1992.