

# 전기자동차 보조전원용 FB-ZVS 직류-직류 변환기에 관한 연구

°이 동근 · 윤 덕 용° · 홍 순 찬°

\*단국대학교 전기공학과 · \*\*천안공업전문대학 제어계측과

## A Study on the FB-ZVS DC/DC Converter for Auxiliary Power Supply in 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 simulated and implemented 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 operation of this converter is divided into six operating modes in case of continuous current mode and eight operating modes in case of discontinuous current mode. Digital simulations using PSpice are carried out to verify the steady-state analysis. A prototype converter was built in the laboratory. MOSFETs were used for switching devices and fast recovery diodes to reduce the charge storage problem of a pn-junction.

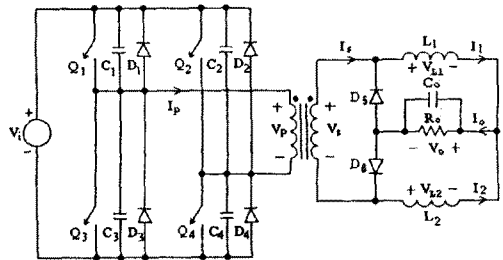


그림 1. FB-ZVS 직류-직류 변환기

### 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 정전압원이 요구된다[1]. 따라서 이러한 용도의 전원으로 강압형 직류-직류 변환기가 필요하다.

본 연구에서는 전기자동차의 전조등 및 전장품의 전원으로 사용할 수 있는 312/13.5[V]의 1.35[kW]급 직류-직류 변환기의 해석[1]을 바탕으로 하여 시뮬레이션을 수행하고 실제 시스템을 구성하여 실현하고자 한다.

### 2. FB-ZVS 직류-직류 변환기

1.35[kW]급의 직류-직류 변환기는 그 용량으로 보아 플로팅 방식이 적합하다[2][3]. 또한 전기자동차는 제한된 에너지원으로 이동하기 때문에 무엇보다도 효율이 중요하다. 이러한 관점에서 손실을 줄이기 위하여 영전압스위칭방식이 유리하다[4].

그림 1은 본 연구에서 대상으로 정한 직류-직류 변환기를 나타내고 있다. 그림에서 스위칭소자 Q에 병렬로 접속된 다이오드와 커패시터는 영전압스위칭에 반드시 필요한데, 스위칭소자 Q1~Q4의 게이트에 그림 8과 같은 전압이 인가되어 Q1, Q4와 Q2, Q3 사이에 위상이동제어를 하게 되며 이 과정에서 영전압스위칭이 이루어진다[1][5].

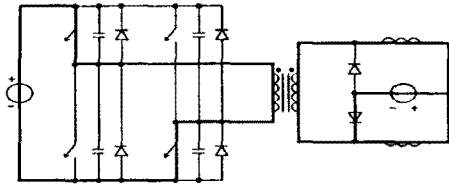
그림 1의 변환기는 그림 4(b)의 A-G처럼 6구간에서 6개의 동작모드로 대별되며 각 모드에서의 회로구성은 그림 2와 같다[1]. 그림 2에서 출력측의 전압원은 부하저항과 평활용 커패시터를 합한 부하를 의미한다.

이때 6개의 동작모드 모두에서 L1과 L2에 전류가 흐르며  $v_{L1} = -v_{L2}$ 의 관계를 갖는다. 이에 따라 부하에 걸리는 전압은 어느 순간에서든지 변압기 2차측 전압의 절반이 된다. 이에 따라 변압기의 권수비를 절반으로 줄일 수 있는데 이 점은 변압기가 고주파용임을 감안한다면 큰 장점이 된다.

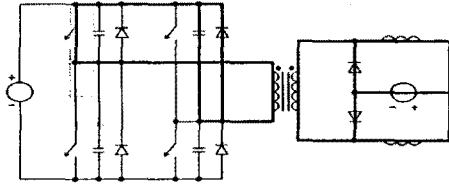
### 3. PSpice를 이용한 시뮬레이션

그림 3은 그림 1의 변환기를 PSpice를 이용하여 시뮬레이션하기 위한 회로이다. 회로에서 R1은 2차측 회로의 전위를 고정하기 위한 저항이며 스위칭소자로는 Library에 저장되어 있는 소자중에서 본 연구에 적합한 정격을 가지고 있는 IRFP450을 택하였다.

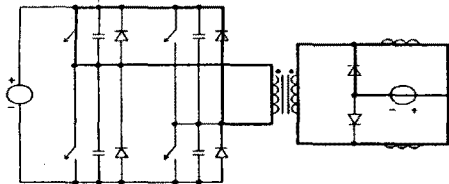
절연변압기의 권수비는 입력전압이 ±20%의 변동율을 가진다고



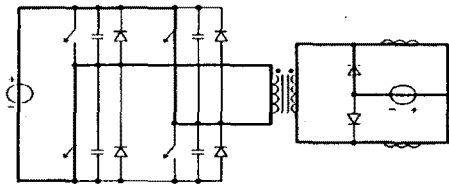
(a) 모드 I [그림 4(b)의 A-B구간]



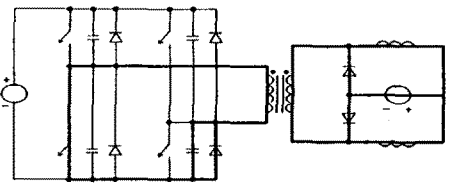
(b) 모드 II [그림 4(b)의 B-C구간]



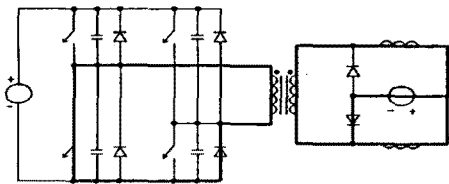
(c) 모드 III [그림 4(b)의 C-D구간]



(d) 모드 IV [그림 4(b)의 D-E구간]



(e) 모드 V [그림 4(b)의 E-F구간]



(f) 모드 VI [그림 4(b)의 F-G구간]

그림 2. 동작 모드

보고 산정하였다. 입력전압이 최소가 되는  $312[V] \times 80\%$  일 때에도 듀티비가 75%를 초과하지 않고도 13.5[V]의 출력전압을 유지할 수 있도록 하였다.

시뮬레이션은 다음의 조건하에서 수행하였다.

- 입력전압  $V_i = 312[V]$
- 출력전압  $V_o = 13.5[V]$
- 출력전력 최대 1.35[kW]
- 평균부하전류  $I_o = 50[A]$
- 스위칭주파수  $f_s = 20[kHz]$
- 변압기 권수비  $N_1 : N_2 = 7 : 1$
- 2차측 인덕턴스  $L_1 = L_2 = 3.3[\mu H]$

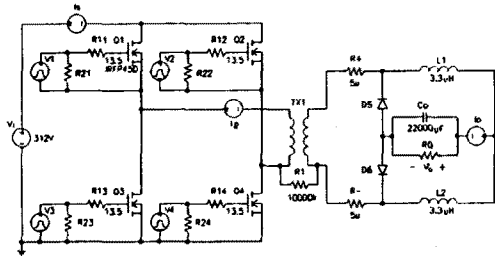
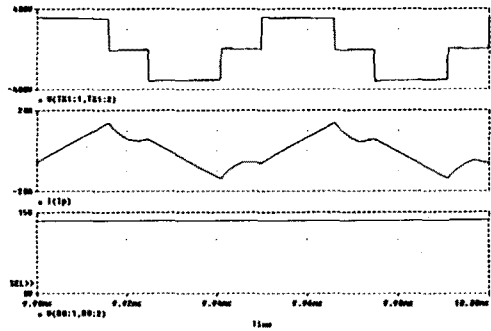
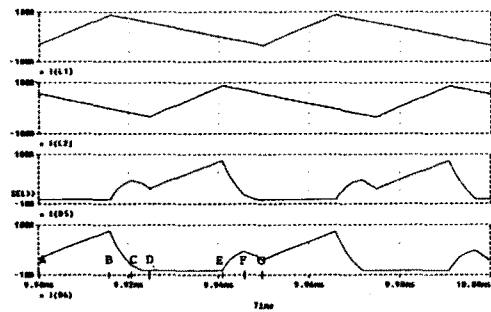


그림 3. 시뮬레이션 회로



(a) 변압기의 1차측 전압( $v_p$ ), 전류( $i_p$ )와 출력전압( $v_o$ )



(b) 인덕터 전류( $i_1, i_2$ )와 다이오드 전류( $i_{ds}, i_{d6}$ )

그림 4. 시뮬레이션 결과(6모드동작)

그림 4는 시뮬레이션 결과로서 (a)는 변압기 1차측 전압, 전류와 출력전압을 나타내고 있으며 (b)는 인덕터에 흐르는 전류  $i_L$ ,  $i_2$ 와 다이오드  $D_3$ ,  $D_6$ 에 흐르는 전류의 파형이다. 이 그림을 살펴보면  $D_3$ ,  $D_6$ 가 동시에 도통되는 구간이 존재함을 알 수 있다.

그림 1에서  $i_6$ 가 연속전류이면 직류-직류 변환기는 6모드로 동작한다. 그러나 부하율이 낮아져서 25%미만이 되면  $i_6$ 가 불연속이 되어 그림 5처럼 반주기마다 출력커패시터만이 부하저항에 에너지를 공급하는 구간이 존재한다.

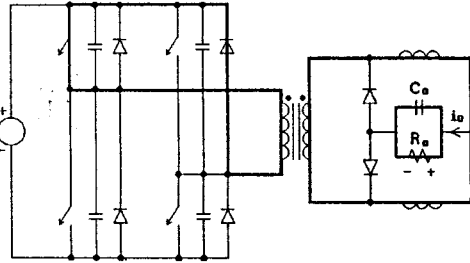
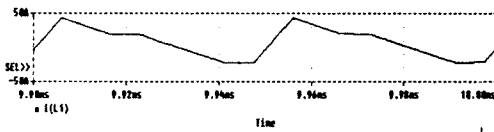
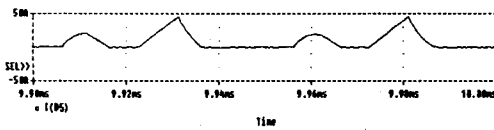


그림 5.  $i_6$ 가 불연속일 때의 동작



(a) 인덕터 전류  $i_L$



(b) 다이오드 전류  $i_{DS}$

그림 6. 시뮬레이션 결과(8모드 동작)

그림 6은 부하율이 20%이어서 변환기가 8모드로 동작할 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림에서  $i_1$ 의 파형이 수평인 구간에서  $C_o$ 만이  $R_o$ 에 에너지를 공급하게 된다.

변환기가 6모드로 동작하면 부하의 변화에 따른 최적 듀티비의 변화가 별로 크지 않다[1]. 예를 들어 부하율이 25%일 때의 최적 듀티비를 그대로 전부하시에 적용해도 출력전압은 13.2[V]정도로 불과 0.3[V]의 전압강하가 발생한다. 그러나 6모드에서 8모드 동작으로 넘어가는 경계점에서는 최적 듀티비의 변화가 심해서 출력전압을 일정하게 유지하려면 페루프제어가 이루어져야 한다.

#### 4. 시스템의 구성 및 실험

그림 1의 시스템을 구성하기 위하여 스위칭소자로는 SanRex의 FCA50AA45를 사용하였으며 스위칭소자와 병렬로 커패시터와 다이오드를 부착하였다. 또한 2차측의 다이오드는 충전전하 문제를 감소시키기 위하여 고속회복 다이오드를 사용하였으며 평활용 커패시터로는 50[V], 22,000[ $\mu$ F]인 전해콘덴서를 사용하였다. 그리고 2차측 다이오드의 전압스파이크현상을 억제하기 위하여 클램프회로를 설치하였다.

전원으로는 3상 220[V]를 정류한 다음에 평활용 커패시터를 부착하였다. 부하는 300[W], 1[ $\Omega$ ]인 와트저항 10개를 조합하여 구성하였으며 스위칭주파수는 20[kHz]이다.

변환기는 입력전압의 변동이나 부하량의 변화가 있을 경우에도 출력전압이 13.5[V]로 정전압출력특성을 가져야 한다. 그러므로 페루프제어가 필요하며 이를 위하여 그림 7과 같은 제어회로를 구성하였으며 그 동작은 다음과 같다.

정전압 출력특성을 위하여 변환기의 출력단에서 궤환시킨 출력전압은 LM3524에서 비교되어 PWM신호가 발생된다. 이 신호는 74121을 거치면서 테드타임이 형성되어 암단락을 방지한다. 그림 8에서 1번 및 3번 스위치의 게이트신호는 74LS74(U3B)에서 만들어진다. 이때 2번 및 4번 스위치의 도통구간에 따라 출력이 조절되며 이들 게이트신호는 LM3524에서 출력된다. 이들 신호가 74LS08과 74LS123을 거치면서 최종 게이트신호가 출력된다.

입력단의 전류가 어느 한계치 이상을 초과하면 회로에 이상이 발생한 경우가 되므로 입력단 전류를 LM3524의 전류제한단에

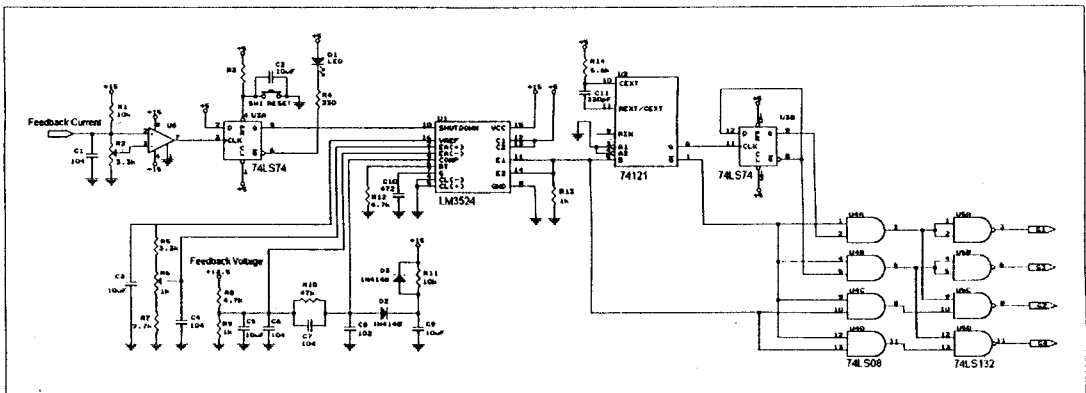


그림 7. 제어회로도

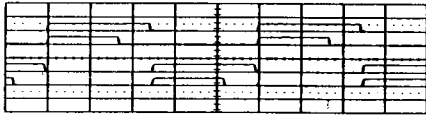


그림 8. 게이트 신호(위로부터  $V_{g1}$ ,  $V_{g2}$ ,  $V_{g3}$ ,  $V_{g4}$ )

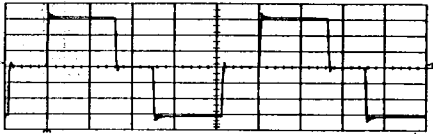


그림 9. 1차측 전압  $V_p$

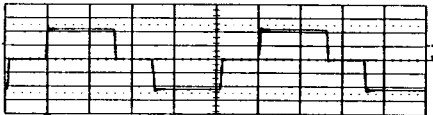


그림 10. 2차측 전압  $V_s$



그림 11. 1차측 전류  $i_p$



그림 12. 다이오드  $D_3$ ,  $D_6$ 의 양단전압

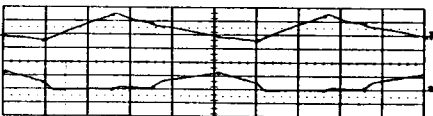


그림 13. 2차측 전류(위부터  $i_s$ ,  $i_{ds}$ )



그림 14. 출력전압  $v_o$

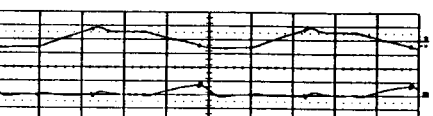


그림 15. 8모드 동작시 2차측 전류(위부터  $i_s$ ,  $i_{ds}$ )

입력시커 과전류에 대하여 보호되도록 하였다.

그림 8~14는 6모드 동작시의 실험결과이다. 그림 8은 4개의 MOSFET에 가해지는 게이트신호로써  $V_{g1}$ 과  $V_{g2}$ 사이의  $1[\mu\text{sec}]$ 의 테드타입이 존재한다. 그림 9와 10은 변압기의 1차측전압  $V_p$ 와 2차측전압  $V_s$ 의 파형이며 그림 11은 이때 변압기 1차측에 흐르는 전류이다. 그림 12는 2차측 다이오드  $D_3$  및  $D_6$ 에 걸리는 전압이며 그림 13은 2차측의  $I_s$ ,  $D_s$ 에 흐르는 전류파형이다. 그림 14는 부하 양단에 걸리는 전압파형으로써  $13.5[\text{V}]$ 를 유지하고 있음을 알 수 있다. 이 실험결과들을 그림 4의 시뮬레이션 결과와 비교하여 보면 유사한 특성을 나타냄을 알 수 있다.

그림 15는 8모드로 동작할 때의 2차측  $I_s$ ,  $D_s$ 에 흐르는 전류파형으로서 그림 6과 같이 불연속구간이 존재한다.

## 5. 결 론

본 연구에서는 전기자동차의 전조등 및 전장품의 전원으로 사용할 목적으로  $312/13.5[\text{V}]$ ,  $1.35[\text{kW}]$ 급의 감압형 직류-직류 변환기를 대상으로 하여 PSpice를 이용하여 시뮬레이션하고 시스템을 설계, 구성하여 실험을 행하였다. 대상으로 한 변환기는 용량을 고려하여 풀브리지방식이며 전기자동차의 한정된 에너지를 효율적으로 이용하기 위하여 영전압스위칭이 가능한 구조를 택하였다. 이 구조는 원천적으로 변압기 2차측 전압의 절반만이 부하에 가해지므로 변압기의 권수비를 1/2로 줄일 수 있는 장점이 있다.

변환기는 통상 6모드로 동작하지만 25%미만의 경부하에서는 불연속모드가 존재하여 8모드로 동작한다. 6모드 동작시에는 부하가 변동하여도 듀티비가 별 차이가 나지 않으나 6모드 동작에서 8모드 동작으로 넘어가는 경계에서 최적 듀티비의 값이 큰 변화를 보임에 따라 일정출력을 유지하기 위하여 출력전압을 궤환시켜 제어하였다.

전기자동차에서 보조전원용 변환기와 인버터의 전원이 동일하므로 전기자동차의 운전상태에 따라 입력전압이 변동될 수 있다. 앞으로 이러한 과도상태에서도 안정적으로 정출력특성을 나타낼 수 있도록 하고 전체 시스템의 효율성을 검토할 예정이다.

## 참 고 문 헌

- [1] 이동근, 윤덕용, 홍순찬, "전기자동차용 FB-ZVS PWM DC/DC 변환기의 해석", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 A권, pp. 461~463, 1996.
- [2] M. H. Kheraluwala, D. M. Divan, and E. Bauman, "Design Considerations for High Power Density DC/DC Converters", HPFC Proc., May 1990.
- [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] 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.
- [5] Vlado 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.