'95 대한전기학회 하계학술대회 논문집(1995. 7. 20~22)

대전류형 FB ZVS DC-DC 컨버터에 관한 연구

°이 병 하, 진 정 환, 김 인 수, 성 세 진
충남대학교 전기공학과

High-current Full-Bridge Zero-Voltage-Switched DC-DC Converter

° Lee Byung-Ha, Jin Jung-Hwan, Kim In-Soo, Sung Se-Jin
Dept. of Electrical Eng. Chungnam Univ.

Abstract

This paper is concerned on developing low-voltage high-current DC-DC converter using FB-ZVS PWM Converter. The converter output is 28V, 100A and regulated by phase-shift control method. IGBT is used by the main switching device and high frequency transformer is made for operating at 30㎑ switching frequency. When the load vary widely, converter's ZVS characteristic is expressed by experiment result.

1. 서 론

DC-DC컨버터에서의 스위칭 손실은 스너버 회로, 공진회로, 준공진 회로, 소프트 스위칭 회로에 의해 감소될 수 있으며, 그 중 메인회로와 콘트롤회로, 해석등의 간결성, 효율과 EMI측면에서 소프트스위칭 회로가 더욱 효과적이다. 수많은 소프트스위칭 토폴로지 가운데 고전력 응용에 적합한 FB ZVS DC-DC 컨버터는 하드스위칭 기술의 장점(적은 도통손실)과 소프트스위칭 기술의 장점(낮은 스위칭손실)을 이용하므로 고주파, 고효율로 동작하며 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 고정주파수 동작에 따른 제어의 선형성
- 설계의 간편성과 낮은 EMI
- 회로의 기생요소의 활용
- 부가적인 수동스너버 요소의 불필요

이에 비해 단점으로는 다음과 같은 요소가 있다.

- 위상제어 콘트롤법의 복잡성
- 다이오드의 과도한 ringing과 오버슈트
- 경부하시 소프트 스위칭 불가능

위와같은 장점을 이용하여, 본연구에서는 출력 28V, 100A 용량을 갖는 시스템설계를 목적으로 본 토폴로지를 적용시켜, 스위칭 소자에 걸리는 전압과 전류 스트레스를 최소화시키는 동시에 스위칭 손실과 도통손실을 최소화시켜 효율을 최대화시키는 3㎾급의 저전압-대전류형 DC-DC컨버터를 개발하는데 목적을 둔다. 기본적인 회로동작과 영전압스위칭 조건을 논하고, 소신호 모델링을 통한 제어입력과 출력, 인덕터 전류간의 주파수특성을 산출하였다. 변압기 설계시 누설 인덕턴스 조절법에 대하여 논하였고, 전압 피드백을 이용한 시스템을 설계하여 부하가 변에 따른 영전압 스위칭특성을 실험결과를 통해 제시한다.

2. 회로동작과 ZVS조건

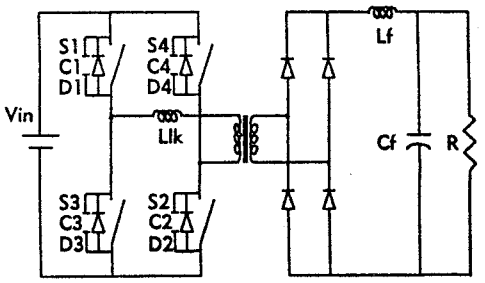


그림 2-1 FB ZVS DC-DC 컨버터

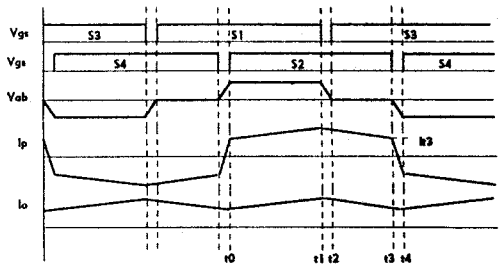


그림 2-2 각부 동작 파형

그림 1에 FB-ZVS 컨버터의 회로를 나타내었으며, 그림 2에 각 구간별 이상적인 동작파형을 나타내었다. 구간 [t0, t1]에서는 S1과 S2의 도통상태로 1차측에서 2차측으로 파워가 전달된다. 구간[t1, t2]에서 S2가 턴오프되고 2차측에서 투영된 1차측 전류가 C1을 충전, C3를 방전시킨다. C1전압이 Vin과 같아지면 D3가 도통하기 시작하며 끝난다. 2차측 필터 인덕터에 저장된 에너지가 충분히 크므로 S3의 ZVS를 이룰수 있다. 구간 [t2, t3]에서는 입력전압이 출력단과 분리되며, 1차측전류는 D3와 S2를 통하여 순환 하게 된다. 구간 [t3, t4]는 S2를 턴오프하면서 시작되며, 누설인덕턴스에 흐르는 전류가 C2를 충전, C4를 방전시킨다. 누설에너지가 충분히 커야 D4의 도통이 보장되고, S4의 영전압 스위칭이 이루어진다.

본 토폴로지에서의 영전압 스위칭 특성은 왼쪽 스위치(S1, S3)와 오른쪽 스위치(S2, S4)가 서로 다른데, 왼쪽 스위치(S1, S3)의 영전압 스위칭은 2차측 필터 인덕터에 저장된 에너지가 충분히 크므로, 턴온시 C1과 C3의 충방전과 D1, D3를 도통시키기에 충분한 전류가 1차측으로 투영되어 흐르므로 넓은 영역의 영전압 스위칭 영역을 갖게되지만, 오른쪽 스위치(S2, S4)는 누설인덕턴스에 저장된 에너지만으로 영전압 스위칭을 수행해야 하므로 다음의 조건이 따르게 된다.

$$\frac{1}{2}L_{lk}I_{f3} > \frac{4}{3}C_0V_{iN}^2 + \frac{1}{2}C_TV_{iN}^2$$

$$(C_o = C1,C2,C3,C4)$$

윗 식에서 누설에너지는 부하에 대한 함수임을 알수 있으며 그림 2-3에 부하가변에 따른 오른쪽 스위치(S2, S4)의 turn-on시 전압 상승부분을 나타내었다. 경부하시 (a)와같이 공진전압이 입력전압에 미치지 못하게 되고, (b)는 임계치를 나타내며, 중부하시 (c)와같이 입력전압에 클램핑 된다.

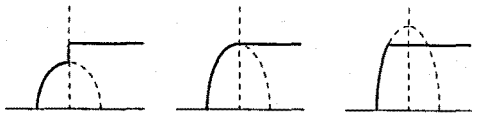


그림 2-3 부하가변에 따른 S2, S4의 ZVS효과

L_{lk} ,C_o, C_t의 공진시 정현파의 전압을 가지며, 그때 S2와 S4의 데드타임이 공진주기의 1/4보다 작아야 영전압 스위칭을 수행할 수 있게된다.

$$t_{dead} \le \frac{T_r}{4} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_{lk}(C_o+C_T)}$$

그림 2-4에 데드타임 변화에 따른 전압 상승부분의 효과를 나타내었다. ta와 tb는 Tr/4보다 데드타임 큰경우로, 불연속구간이 생기게 되고 영전압 스위칭을 잃게 된다.

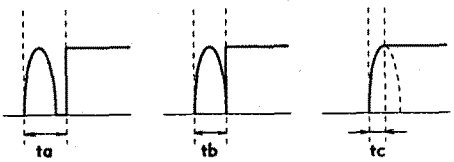


그림 2-4 데드타임 가변에 따른 S2, S4의 ZVS효과

3. 소신호 모델과 입출력 전달함수

이 컨버터의 소신호 모델은 PWM buck컨버터를 확장한 것으로 buck 컨버터의 듀티비 $\hat{d}$를 2차측 필터인덕터에 흐르는 전류 변화 $\hat{i}_L$에 기인한 듀티변동분 $\hat{d}_i$, 입력전압의 변화 $\hat{v}_{iN}$에 기인한 듀티변동분 $\hat{d}_v$와 실제 제어가능한 1차측전압 듀티변동분 $\hat{d}$를 합하여 2차측으로 전달되는 실효듀티분 $\hat{d}_{eff}$로 대치하여 소신호 모델을 도출해 낼수 있다. 그림 3-1에 FB ZVS컨버터의 소신호을 나타내었다. 이 모델로부터 콘트롤-출력간 전달함수와 콘트롤-인덕터 전류간 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$G_{vd}(s) = \frac{nV_{iN}}{s^2L_fC_f + s(\frac{L_f}{R} + 4n^2L_{lk}f_sC_f) + 4n^2L_{lk}\frac{f_s}{R} + 1}$$

$$G_{id}(s) = \frac{nV_{iN}(1+sRC_f)}{s^2RL_fC_f + s(L_f + 4n^2L_{lk}RC_f f_s) + 4n^2L_{lk}f_s + 1}$$

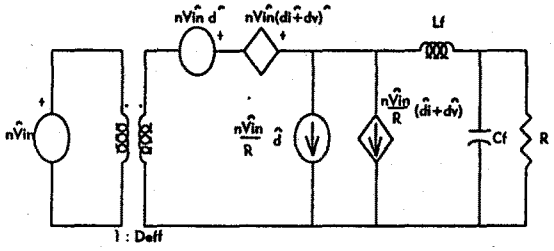


그림 3-1 FB ZVS DC-DC컨버터의 소신호 모델

이 전달함수식을 바탕으로 프로토 타입으로 50%부하시 개인 이득곡선과 위상이득곡선을 도출해 내었고, 그림 3-2, 3과 같다.

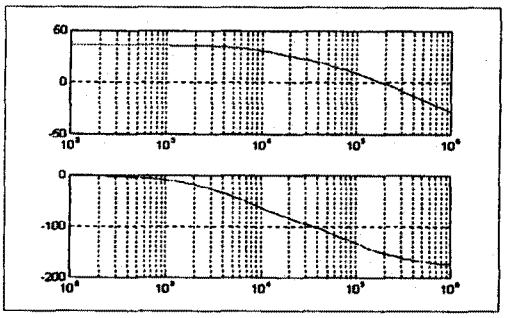


그림 3-2 control-to-output 전달함수

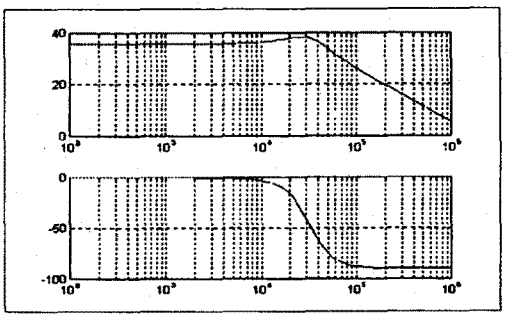


그림 3-3 control-to-inductor current 전달함수

4. 변압기의 누설인덕턴스 조절

컨버터에서 변압기 누설인덕턴스가 너무크면 듀티손실이 커져 2차측 실효듀티비가 작아지는 반면, 너무 작게 설계하면 영전압 스위칭을 이룰수가 없게되므로 이러한 trade-off를 고려하여 변압기를 설계하였다. 1-2차측 권선간 절연두께, 1차측 권선의 lumping법, 1-2차측간의 끼어넣기, 오버랩법 등으로 누설인덕턴스를 조절할 수 있다. 1차측 누설인덕턴스는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$L_p = \frac{1.2MLTN_p^2}{a}(c + \frac{b_1+b_2}{3}) \times 10^{-8}\ [H]$$

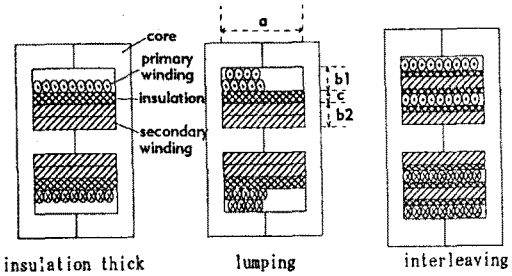
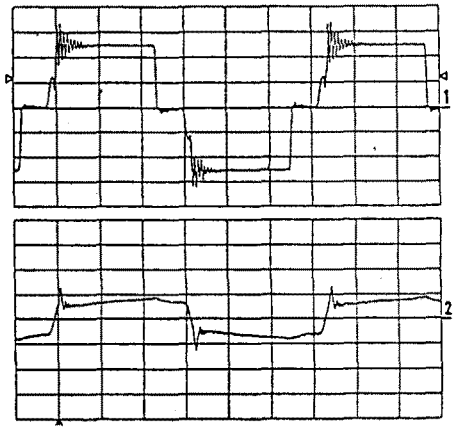
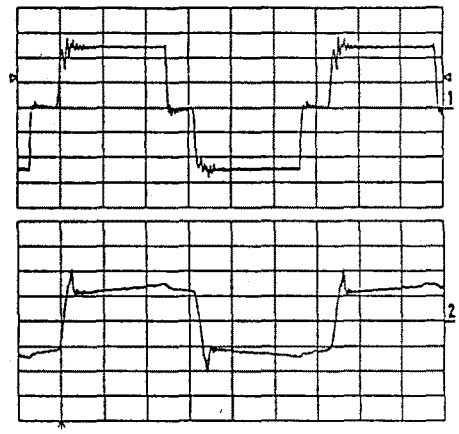


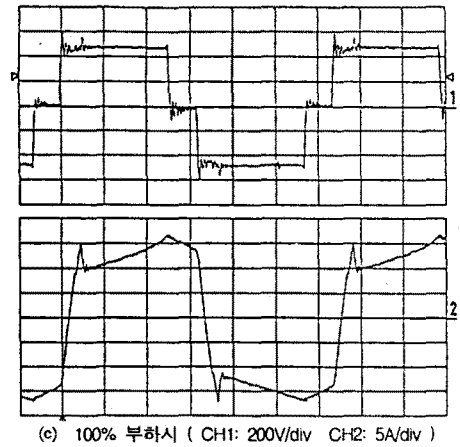
그림 4 누설인덕턴스 조절 권선법



(a) 20% 부하시 (CH1: 200V/div CH2: 5A/div t: 5μs/div)



(c) 100% 부하시 (CH1: 200V/div CH2: 5A/div t: 5μs/div)



(c) 100% 부하시 (CH1: 200V/div CH2: 5A/div)

그림 6 부하가변에 따른 변압기 1차측 전압, 전류

5. 실제 시스템과 실험

상용전원 3Φ-220V와 가변유도전압조정기로 입력전압이 DC 270V를 갖도록 프로토타입을 제작하였고, 위상제어 콘트롤러인 ML4818을 이용하여 전압을 샘싱하여 출력을 레귤레이션 하였다.

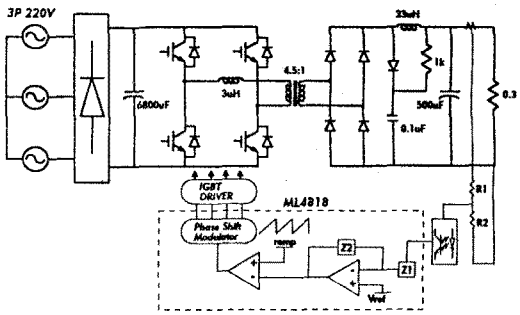


그림 5 실험 회로

(설계사양)

- 입력전압 DC 270 [V] · 출력전압 DC 28 [V]
- 출력전류 DC 100 [A] · 스위칭 주파수 30 [kHz]
- 변압기 턴수비 Np/Ns = 4.5
- 메인 스위치 : IGBT (TOSHIBA MG50J2YS50)
- 데드타임 t_{dead} = 0.8 [μs]

그림 6에 부하가변에 따른 1차측 변압기의 전압과 전류파형을 나타내었다. 20%부하에서 ZVS가 수행되지 않았고, 50%부하 이상에서는 영전압 스위칭이 수행됨을 확인할 수 있었다.

6. 결론

28V, 100A의 출력을 갖는 저전압 대전류형 FB ZVS DC-DC 컨버터를 설계하였다. 컨버터의 영전압 스위칭 수행여부가 누설인덕턴스의 조절과 적절한 데드타임의 설정, 부하가변의 함수임을 실험을 통해 확인하였으며, ZVS를 이루기 위한 변수인 변압기 누설인덕턴스 조절을 변압기의 권선방법을 통해 제시 하였다. 안정한 전압 피이드백 페루프 갖도록 시스템을 보완할 것이며, 차후 병렬운전을 목적으로 제어입력 대 인덕터전류의 전달함수를 바탕으로 전류피이드백을 이용한 페루프 시스템 설계로 지향할 계획이다.

[참고 문헌]

(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", 1990, APEC

(2) V.Vlatkovic, J.A.Sabate, R.B.Ridley, F.C.Lee and B.H.Cho "Small-signal-Analysis of the Zero-Voltage-Switched, Full Bridge PWM Converter" 1991, APEC

(3) 김은수, 조기연, "13KW급 고주파 ZVS FV DC-DC 콘버터 개발", 94 대한전기학회 하계학술논문집, 1994.7

(4) Colonel Wm, T. McLynam, "Transformer and Inductor Design Handbook" , Marcel Dekkrer, Inc. NewYork and Basel

(5) Micro Linear Application Handbook, "Phase Modulated PWM Topology with the ML4818", 1995