

양방향 부분공진 소프트 스위칭을 적용한 AC-DC컨버터의 설계

윤상훈, 고강훈, 서기영, 권순걸, 이현우, 이철우*
 경남대학교, 영진전문대*

A Design of AC-DC Converter using Bi-directional Partial Resonant Soft-Switching

S.H.Yun, K.H.Koh, K.Y.Suh, S.K.Kwon, H.W.Lee, C.W.Lee*
 Kyungnam University, Yeungjin Junior College*

Abstract - This paper proposes a bi-directional current switch with snubber regeneration using Power MOSFETs and this paper proposes to use a loss-less snubber with switching device to perform soft-switching. It results in not only decreasing switching loss in the device drastically, but also improving input ac current waveform distortion. The computer simulation results show that the input current waveform and show the requirements necessary for the elimination of the 3rd harmonic component. We also show the procedure to design the parameters of the converter.

Key words : Power MOSFET, bi-directional current switch, AC-DC converter

1. 서 론

최근 저손실 전력 변환이 반도체 기술의 발달로 가능해 졌다. Power-MOSFET는 전력 반도체 디바이스로서 저전력 고주파수의 응용에 많이 활용되어지고 있다.

이 디바이스는 주 디바이스의 전류와 같은 크기의 프리 휠링 전류(free wheeling current)를 가능하게 하는 집적된 역방향 다이오드(integrated reverse rectifier)를 갖는다. 시장에 나와 있는 1000V급의 Power-MOSFET다른 반도체 디바이스들에 비해 경제적인 면에서 우위를 차지하고 있다.^[1]

현재 Power-MOSFET의 온-저항(On-resistance) 손실은 실질적으로 다이오드의 온-저항의 절반 이하의 수준으로 제작되어져 나오고 있다. 게다가 Power-MOSFET는 병렬 운전으로 높은 전류에서 이용되어지고 있다. 그러므로 Power-MOSFET는 AC-DC와 AC-DC 컨버터에 사용할 수 있는 활용도가 높은 디바이스이다.

전통적인 AC-DC 컨버터는 양방향 전류 흐름을 다룰 수가 없다. 전통적인 AC-AC 컨버터는 AC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터의 결합이다. 따라서 기존의 컨버터의 단점은 디바이스의 수량이 증가하는 반면 효율이 떨어지는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 AC-AC 매트릭스 컨버터에 관한 연구가 진행되고 있다. 그러나 이에 필요한 디바이스는 양방향 스위치인데 현재 상용화 되어있지 않다.

따라서 Power-MOSFET를 주 디바이스로 이용한 양방향 스위치를 제안한다.

제안한 스위치는 기존의 문제점을 해결하기 위해 스위칭소자가 턴-온시에 제로전류스위칭(Zero Current Switching : ZCS), 턴-오프시에는 제로 전압스위칭(Zero Voltage Switching : ZVS)를 실현하면 스트레스의 경감, 저손실이 가능한 소프트 스위칭 AC-DC컨버터회로에 대하여 이론적 배경과 시뮬레이션을 통하여 양방향 부분공진 소프트 스위칭의 타당성을 검증하였다.^{[2][3]}

2. 주회로 및 회로동작

2.1 회로의 구성

이 스위치의 기본적인 구조는 그림1과 같다. 두개의 P-MOSFET를 각각 역으로 직렬연결하고 반대의 형태로 병렬로서 연결되어져 있다. 이들의 단자들은 스너버 커패시터에 연결된다. 같은 극성으로 두개의 병렬 스위치를 온·오프함으로써 전류 방향을 조절한다.

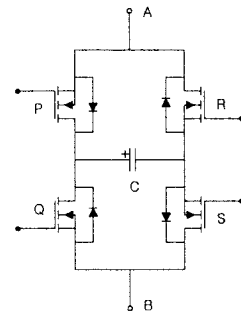
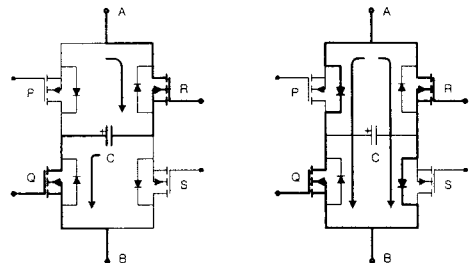


그림1. 양방향 전류 스위치
 Fig. 1 Bi-directional current switch

그림2는 전류가 A에서 B로 흐를 때의 경우를 나타내었다. Q와 R 암들(arms)이 온(on)되고 전류가 스너버 커패시터에 저장되어 있는 에너지가 부하에 재 발전하고 다음 병렬로 흐른다. Q와 R 암들(arms)이 오프(off) 일 때 부하의 에너지는 P와 S 암들(arms)의 기생 다이오드를 통해 스너버 커패시터에 의해 흡수된다. 그리고 스위치는 커패시터가 완전히 충전되었을 때 온 된다. 또한 전류가 B에서 A로 흐르는 경우 스위치는 P와 S 암들(arms)을 온·오프하므로서 조절된다. 스너버 커패시터의 극성은 전류의 방향과 관계없이 똑같은 상태를 유지한다.

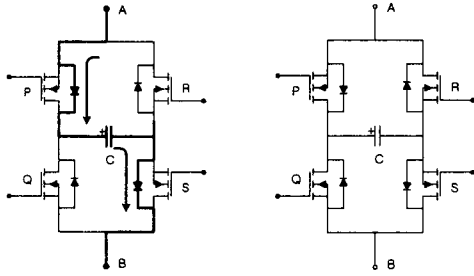


(a) 커패시터의 에너지가 부하로 회생

(a) Capacitor energy goes to load

(b) 병렬도통

(b) Current flowing



(c) 부하의 에너지가 스너버 커패시터에 흡수
(c) Load energy is absorbed by the Snubber Capacitor
그림 2. 동작모드
Fig. 2 Operation Mode

2.2 스위치 동작모드 해석

전원전압을 $e_s = E_s \sin w_s t$, $w_s = 2\pi f_s$ 로 하고 정류기 출력전압을 $e_r = |e_d| = |E_d \sin w_s t|$ 으로 한 때의 각 모드에 있어서 전류콘덴서 전압 v_c , 전류 리액터 전류 i_L 의 해석결과를 아래와 같이 나타낸다.

가. MODE I ($T_1: t_0 \sim t_1$)

R, Q 를 동시에 턴-온하고 E_d 에 충전되어 있는 전류콘덴서 Cr은 e_r 과 L_r 을 통하여 충전하기 때문에

$$v_c = (e_r + E_d) \cos w_s t - e_r \quad (1)$$

$$i_L = \frac{e_r + E_d}{X_r} \sin w_s t \quad (2)$$

$$\text{여기에서 } w_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad X_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$0 \leq w_s t \leq \frac{\pi}{2}$ 로 된다.

이 모드는 $v_c = 0$ 으로 되고 종료한다. 그 시간을 $t = T_1$ 로 하면

$$T_1 = \frac{1}{w_r} \cos^{-1} \left(\frac{e_r}{e_r + E_d} \right) \quad (3)$$

으로 되며, 이때의 리액터 전류 $I_1 = i_L(T_1)$ 은

$$I_1 = \frac{e_r + E_d}{X_r} \sin \theta_1 \quad (4)$$

로 된다. 여기에서 $\theta_1 = w_r T_1$, T_1 은 모드 I의 기간

나. MODE II ($T_2: t_1 \sim t_2$)

리액터 전류 i_L 은 직선적으로 증가하기 때문에

$$i_L = \frac{e_r}{L_r} t + I_1 \quad (5)$$

로 된다. 이 기간에서는 $v_c = 0$ 이다.

MODE II는 스위칭소자 R, Q 를 동시에 턴-오프하는 것에 의해 끝나치게 된다. 이 모드의 기간 T_2 는

$$T_2 = T_{ON} - T_1 \quad (6)$$

이다.

이 기간의 최종치 $t = T_2$ 에서의 리액터 전류 I_2 는

$$I_2 = \frac{e_r}{L_r} T_2 + I_1 \quad (7)$$

로 된다.

다. MODE III ($T_3: t_2 \sim t_3$)

R, Q 를 동시에 턴-오프하고 전류 콘덴서 C_r 는 충전을 개시하므로서

$$v_c = e_r + X_r I_a \sin(w_r t + \theta_a)$$

$$i_L = I_a \cos(w_r t + \theta_a)$$

$$\text{여기에서 } I_a = \sqrt{\frac{e_r^2}{X_r^2} + I_2^2}$$

$$\theta_a = \sin^{-1} \left(-\frac{e_r}{\sqrt{e_r^2 + X_r^2 I_2^2}} \right) \text{로 된다.}$$

MODE III는 $v_c = E_d$ 로 되고, 다이오드 D가 도통하며 종료한다. 이 모드의 기간 T_3 은

$$T_3 = \frac{1}{w_r} \left\{ \sin^{-1} \left[\frac{E_d - e_r}{\sqrt{e_r^2 + X_r^2 I_2^2}} \right] - \theta_a \right\} \quad (10)$$

로 된다. 이 기간의 최후 $t = T_3$ 에서의 리액터 전류 I_3 는

$$I_3 = I_a \cos(w_r T_3 + \theta_a) = I_a \sqrt{1 - \sin^2(w_r T_3 + \theta_a)} \quad (11)$$

또는 (8)식에 있어서 $t = T_3$ 의 경우 $v_c = E_d$ 이기 때문에

$$I_3 = \sqrt{I_a^2 - \left[\frac{E_d - e_r}{X_r} \right]^2} \quad (12)$$

로 된다.

라. MODE IV ($T_4: t_3 \sim t_4$)

다이오드 D가 도통하고 리액터 L_r 에 흐르는 전류는 부하 측으로 흐르며 리액터 전류 i_L 은 직선적으로 감소하기 때문에

$$i_L = I_3 - \frac{E_d - e_r}{L_r} t \quad (13)$$

로 된다. 이때, $v_c = E_d$ 상태이다.

MODE IV는 $i_L = 0$ 로 되고 종료한다. 이 모드의 기간 T_4 는

$$T_4 = \frac{L_r}{E_d - e_r} I_3 \quad (14)$$

로 된다.

마. MODE V ($T_5: t_4 \sim t_0$)

MODE V에서는 리액터 전류는 흐르지 않고 스위치 소자 R, Q 는 동시에 오프상태로 되기 때문에 $v_C = E_d$, $I_L = 0$ 인 상태가 된다. 이것으로 스위치의 한 주기가 종료되며, 스위치 소자 R, Q를 턴-온하고 다음의 주기가 시작된다.

3. 시뮬레이션 및 결과

한스위칭 주기 ($T_b = 1/f_b$)에 있어서 회로각부의 동 작과 형을 PSPICE로서 시뮬레이션 한 회로와 결과를 그림 3과 4에 나타내었다. 이때의 각 파라미터의 수치를 표 1에 나타내었다.

표 1. 시뮬레이션에 이용한 파라미터
Table 1. Parameter using simulation

입력전원전압진폭치	141.4V
입력전원주파수	60Hz
스위칭주파수	20kHz
출력전압	250V
전류리액터	100 μ H
전류콘덴서	0.1 μ F
dutyfactor	0.3

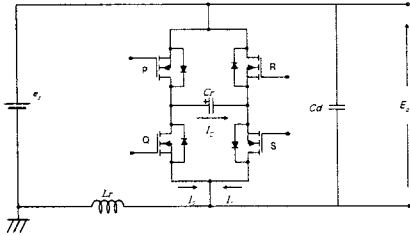


그림 3. 시뮬레이션 회로
Fig.3. Simulation circuit

그림 4는 스위치 양단에 걸리는 전압과 흐르는 전류를 나타낸 것이다. 시간 t0에서 턴-온 동작시 ZCS동작을, 시간 t2일 때 ZVS동작함으로써 스위칭 손실이 발생하지 않음을 알 수 있다.

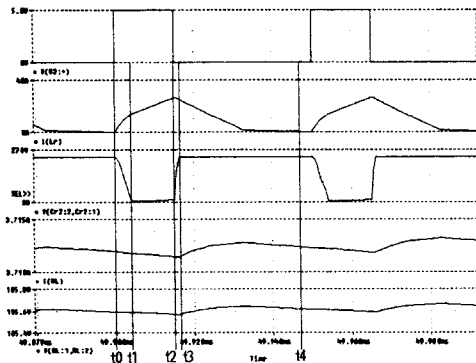


그림 4. 시뮬레이션 파형
Fig. 4. Simulation waveform

4. 결 론

본 논문에서는 P-MOSFET를 이용한 양방향 소프트 스위칭 AC-DC컨버터를 제안하였다. 시뮬레이션을 통하여 이 스위치가 양방향 전류를 제어하고 스너버 에너지를 재발전하고 있음을 확인하였다.

시뮬레이션을 통하여 살펴본 문제점은 소프트스위칭을 실현할 수 있는 범위는 공진용 소자 L,C에 따라서 변동 시킬 수 있었다. 하지만 폭이 넓지 않다는 문제점으로 커다란 부하변동에는 대응 할 수 없다. 일정한 부하내에서 소프트스위칭의 실용범위내에 있으면 상당한 고조파 저감효과가 얻어진다는 것을 알 수 있다.

본 연구는 한국과학재단 특정기초연구(1999-2-302-014-3) 지원으로 수행되었음.

(참 고 문 헌)

- [1] Tatsuya Matsukawa, Masanori Shioyama, "DC Power Supply Using Power-MOSFET", IPEC, pp. 1591~1595, IPEC-Tokyo 2000, 2000
- [2] 소프트스위칭 單相昇壓形力率改善コンバータの特性解析と高調波抑制, 産業全國大會, 電學論 D, pp. 617~627, 119卷 5号, 平成 11年
- [3] Y.M. Jiang and F.C.Lee, "A New Control scheme for Buck+Boost Power Factor Correction Circuit", VPEC, pp. 43~47, 1993
- [4] 김희준, "공진형 컨버터의 기술현황 및 향후과제", 전력전자학회지, pp. 2407~2418, 1998
- [5] 고강훈, 이현우의 3명, "승강압효과와 부분공진 인버터를 이용한 계통연계형 태양광발전시스템", 99전력전자학술대회 논문집, pp.278~281, 1999