

고역률 플라이백 컨버터의 소프트 스위칭에 관한 연구

어창진* · 백수현* · 김용* · 김일남** · 윤신용*
*동국대학교 전기공학과 · **동서울대학 전기과

A Study on the Soft Switching of High Power Factor Flyback Converter

Chang-Jin Eo* · Soo-Hyun Baek* · Yong Kim* · Il-Nam Kim** · Shin-Yong Yoon*
*Dongguk University · **East Seoul College

Abstract - In order to reduce the overall size and cost, researchers attempted to integrate the functions of power factor correction(PFC) and isolated dc-dc conversion into single power stage. However, single-stage isolated PFC converters have higher voltage stress and heavier loss when compared with a normal dc-dc converters.
In this paper, we propose to add active clamping circuit to keep the switch voltage stress low and to achieve soft switching of electronic devices.

를 개선용 컨버터는 승압형 컨버터(Boost converter)를 기본회로로 하고, dc-dc변환부는 기기의 소형화와 제작비용의 절감, 그리고 저 전력의 단일 또는 다중 출력에 적합한 플라이백 컨버터(Flyback converter)를 채택하였다.

1. 서 론

각종 전자기기용의 직류전원으로 많이 이용되고 있는 커패시터 입력형 정류회로에서 정류기의 입력전류 형태는 불연속이며, 이에 대한 영향으로 입력전압의 왜곡과 입력전류의 고조파에 의한 주변기기의 영향을 들 수가 있다. 이러한 문제들을 해결하기 위해 스위칭 전원의 dc-dc컨버터에 역률개선회로(PFC Circuit)를 추가하는 방법에 대해 많은 연구가 제안되고 있으며, 특히 전력변환장치의 전체 크기와 제작비용 등을 줄이기 위해 단일 전력단에서 역률 개선과, 입력측과 출력측을 전기적으로 절연하여 dc-dc변환 기능을 동시에 수행하는 일 단 절연 역률개선 컨버터의 연구가 활발히 진행되고 있다. [1][2][3]

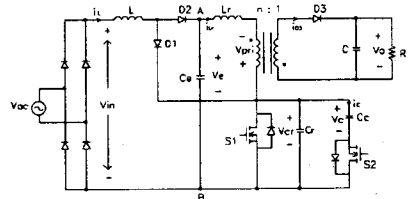
일반적으로 스위칭 전원장치에서 전원의 역률을 개선시키기 위한 회로방식은 승압형 컨버터(Boost-type converter)를 기본 회로로 하고 있다. 일단 절연 역률 개선 컨버터의 경우 승압형 컨버터를 전류불연속모드(DCM)로 동작하여 입력전류를 정현파화하여 입력역률을 개선시킨다. 그러나, 승압형 컨버터 회로는 dc-dc변환부의 변압기 입력단 커패시터에 입력전압의 2배 이상의 높은 전압이 걸려 반도체 스위치 등 소자에 높은 전압 스트레스를 주게 된다. 또한 일단 절연 역률개선 컨버터는 스위칭 동안의 높은 스파이크 전압으로 인해 일반적인 dc-dc컨버터에 비해 높은 전압스트레스와 많은 손실을 가지게 된다.

본 논문에서는 액티브 클램핑 기법과 소프트 스위칭 기법을 적용한 일단 절연 역률개선 전원장치를 제안한다. 제안된 회로는 부스트-플라이백 일단 절연 컨버터에 액티브 클램핑 회로를 부가하여 스파이크 전압을 제한하고, 소프트 스위칭을 구현함으로써 반도체 소자의 스위칭 손실을 저감시킬 수 있도록 하였다. [4][5]

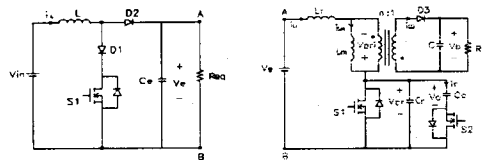
2. 본 론

2.1 제안된 회로

그림1은 제안된 AC-DC 컨버터 회로를 나타낸다. 역



(a) 부스트-플라이백 컨버터



(b) 부스트 컨버터부 (c) 플라이백컨버터부

그림 1. 제안된 AC-DC 컨버터 회로

그림1(a)는 액티브 클램프 회로를 가지는 소프트 스위칭 부스트-플라이백 컨버터를 나타내며, 그림 1(b),(c)는 제안된 회로의 부스트 컨버터부와 플라이백 컨버터부의 등가회로이다. 그림 1(a)의 제안된 회로에서 스위칭 주기동안 V_{in} 이 일정 직류전원이라 가정하면, 필터 커패시터 C와 C_e 도 스위칭 주기동안 일정 전원으로 볼 수 있다. C_e 가 매우 크기 때문에 제안된 컨버터 회로는 독립적인 두 컨버터로 나누어 생각할 수 있다.

두 컨버터부는 주 스위치 S1에 공통으로 접속되어 있고, A점과 B점은 부스트 컨버터부의 출력단자인 동시에 플라이백 컨버터의 입력 단자가 된다. 부스트 컨버터부는 전류불연속모드로 동작하여 역률개선을 수행하고, 플라이백 컨버터부는 전류연속모드 또는 전류불연속모드로 동작하며 dc-dc변환 기능을 수행한다. 다이오드 D1은 D2를 통해 순환하는 변압기 1차 전류를 제한하는 역할을 한다. C_e 는 스위치 S1, S2의 기생커패시터와 외부 커패시터의 합이며, L_r 은 변압기 누설인덕턴스와 외부 인덕턴스의 합을 나타낸다. C_r 과 L_r 은 직렬 공진회로를 형성하며 소프트 스위칭을 가능하게 한다. 보조 스위치 S2와 C_c 는 액티브 클램핑 회로를 형성하고, 주 스위치 S1에 걸리는 공진전압을 제한한다. C_c 는 에너지 저장형 커패시터이다.

2.2 제안된 회로의 정상상태 해석

제안된 회로의 정상상태 해석을 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 입력필터 커패시터 C_e 의 커패시턴스가 매우 크므로 정전압원으로 가정하며, C_e 양단의 리플전압은 무시한다.
- 모든 소자는 이상적이다. 즉, 기생저항, 반도체 스위치의 전도손실은 모두 0이며, 스위치의 지연시간은 무시한다.
- 변압기 2차측 누설인덕턴스는 무시하고, 자화인덕턴스 L_m 과 1차측에 누설인덕턴스 L_r 을 갖는 이상적인 변압기라 가정한다.

2.2.1 이론적인 파형 및 동작원리

그림 2는 제안된 회로의 이론적인 파형을 나타낸다. 그림 3은 부스트 컨버터 회로의 모드별 동작원리로서, 일반적인 dc-dc 부스트 컨버터의 DCM 동작원리와 동일하다. 그림 4는 플라이백 컨버터 회로의 모드별 동작원리로서, 모드1과 5는 각각 자화인덕터 전류를 선형적으로 충전하거나, 자화인덕터 전류를 출력측에 전달하는 특징을 가지므로 기존의 플라이백 컨버터에 대한 스위치 모드와 동일하다. 모드2~5는 주 스위치의 소프트 턴오프(turn-off) 과정이며, 모드 6~7은 주 스위치의 소프트 턴온(turn-on)과정을 나타낸다.

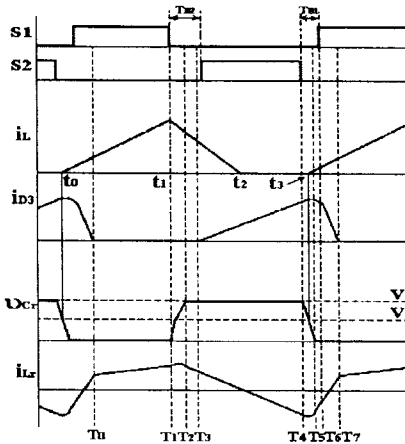
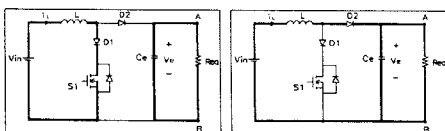
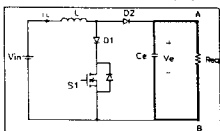


그림 2. 제안된 회로의 이론적인 파형



(a) mode 1 (b) mode 2



(c) mode 3

그림 3. 부스트 컨버터 회로의 동작모드

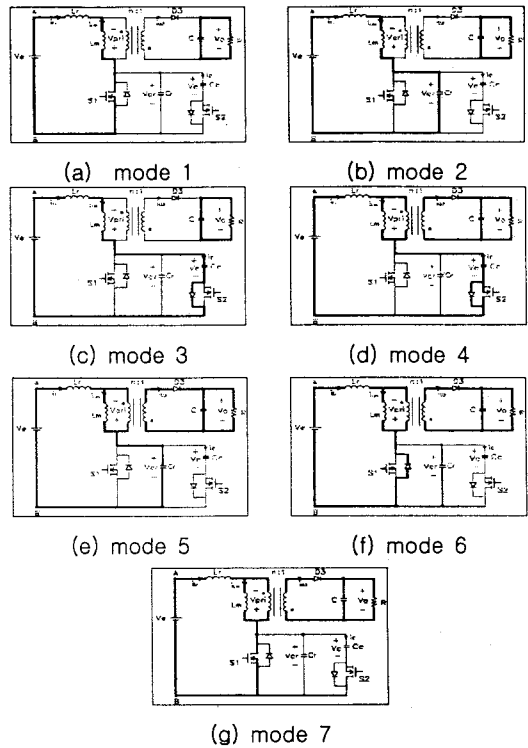


그림 4. 플라이백 컨버터 회로의 동작모드

(1) 부스트 컨버터회로의 모드별 동작원리

- ① 모드1($t_0 \sim t_1$) : 주 스위치 S1이 도통되면 다이오드 D2는 역바이어스 되어 차단된다. 입력 전압 V_{in} 에 의해 입력 인덕터 L에 에너지가 충전되며, L에 흐르는 전류는 $\frac{V_{in}}{L}$ 의 기울기로 서서히 증가한다.
- ② 모드2($t_1 \sim t_2$) : $t = t_1$ 에서 S1이 차단되면 D2가 도통되어 인덕터 전류 i_L 이 0이 될 때까지 C_e 에 에너지가 충전된다.
- ③ 모드3($t_2 \sim t_3$) : $t = t_2$ 에서 다이오드 D2는 차단되고, 인덕터 전류 i_L 은 0상태를 유지한다. C_e 에 저장된 에너지가 부하측으로 방전된다.

(2) 플라이백 컨버터 회로의 모드별 동작원리

- ① 모드1($T_0 \sim T_1$) : 주 스위치 S1이 온(on)상태를 지속하는 모드로서, 자화인덕터의 전류를 선형적으로 증가시킨다. 주 스위치 S1을 제외한 모든 스위치(S2, D3)는 차단된다.
- ② 모드2($T_1 \sim T_2$) : 주 스위치 S1을 T_1 에서 차단하면 자화인덕터 전류에 의해서 C_r 을 충전한다. 자화인덕터 에너지는 C_r 의 에너지에 비해 매우 크므로 스위치 전압 v_{cr} 은 선형적으로 증가한다.
- ③ 모드3($T_2 \sim T_3$) : 모드2의 동작중 T2에서 커패시터 C_r 의 전압이 V_c 와 같아지면 보조 스위치(S2)의 내부 다이오드가 자연적으로 도통되면서 그림4(c)와 같은 회로를 형성한다. 커패시터 C_e 는 자화인덕터와 누설인덕터에 걸리는 전압을 $V_c - V_r$ 로 고정시킨다. 자화인덕터와 누설인덕터에 저장된 에너지는 클램프 커패시터 C_c 를 충전시킨다. 이때 변압기 1차측에 걸리는 전압은 다

음과 같다.

$$v_{pri} = (V_c - V_o) \frac{L_m}{L_r + L_m}$$

④ 모드4(T3~T4) : 모드3에서 v_{pri} 가 변압기 이차측 전압이 다이오드 D_3 를 도통시킬 수 있을 때까지 상승하면 $t = T_3$ 에서 그림4(d)와 같은 회로가 된다. 이때, 변압기의 일차측 전압은 출력전압 V_o 에 의해 대략 nV_o 로 제한된다. 일차측 전압이 출력전압에 의해서 제한되므로 인덕터 L_r 과 커패시터 C_c 는 공진을 시작한다. 이때, 스위치 S2는 영전압 턴온을 위하여 다이오드 D3가 도통된 상태에서 미리 턴온시켜 주어야 한다.

⑤ 모드5(T4~T5) : $t = T_4$ 에서 스위치 S2가 영전압에서 차단되면 인덕터 L_r 과 C_c 이 새로운 공진회로를 구성한다. 이때 변압기 일차측 전압은 이차측 전압에 의해서 계속 nV_o 를 유지하고, C_r 은 방전한다.

⑥ 모드6(T5~T6) : $t = T_5$ 에서 커패시터 전압 V_{Cr} 이 감소하여 0이 되면 스위치 S1의 내부 다이오드가 턴온되면서 모드6이 시작된다. 스위치 S1이 영전압 턴온하기 위해서는 누설인덕터 전류가 양(+)이 되기 전에 스위치 S1을 턴온시켜 주어야 한다.

⑦ 모드7(T6~T7) : 모드5에서 누설인덕터 전류가 0보다 커지면 S1 내부 다이오드를 통하여 흐르던 전류는 S1이 턴온되면서 그림2(g)와 같이 모드6이 된다. 모드6은 누설 인덕터 전류가 더욱 증가하여 자화인덕터 전류와 같아지면 i_{D3} 가 영보다 작아져 다이오드 D3가 영전류에서 차단될 때까지 계속된다.

입력 인덕터 전류 i_L 은 모드1과 모드6 구간동안 0에서부터 선형적으로 증가한다. 입력전류의 피크치는 주 스위치 S1이 턴-오프 되는 시점인 $t_1 (= T_1)$ 이고, 식 (1)처럼 표현된다.

$$i_{L,peak} = \frac{v_{in}}{L} DT_s = \frac{V_{in} |\sin \omega t|}{L} DT_s \quad (1)$$

v_{in} : 정류된 입력전압

$D = (t_1 - t_0) / T_s$, T_s : 스위칭주기

만약 정상상태에서 시비율과 스위칭 주파수가 일정하게 유지된다면, 이때의 입력전류의 피크치는 입력전압과 주기가 같고 크기가 비례하는 형태이며, 결국 인덕터 전류의 평균치는 전압과 동상이다. 따라서, 제안된 컨버터는 높은 역률을 낼 수 있으며 그 만큼의 고조파 성분도 저감시킬 수가 있다.

3. 시뮬레이션 결과 및 검토

교류입력전압 110Vrms, 60Hz, 출력 25V, 100W, 스위칭 주파수 100kHz로 하여 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 4는 주 스위치(S1), 보조 스위치(S2)의 게이트 드라이브 전압, 입력 인덕터 전류, 출력측 다이오드(D3) 전류, 주 스위치(S1) 양단의 전압, 공진 요소인 누설인덕터 L_r 에 입력되는 전류의 시뮬레이션 파형이다. 주 스위치 S1이 차단될 때 스위치 양단 전압이 일정전압으로 제한됨을 알 수 있다. 스위치 S1, S2는 영전압 턴온, 턴오프하고, 다이오드 D3는 영전압 턴온, 영전류 턴오프 한다. 따라서, 모든 스위치의 스위칭시 스위칭 손실이 매우 적어 컨버터를 고조파에서도 고효율로 동작시킬 수 있다.

그림5는 전원측 입력전압 및 전류 파형을 나타낸 시뮬레이션 결과이다. 입력 인덕터 전류의 최대값이 그 순간

의 입력전압과 동상이며, 크기는 비례하므로 역률개선이 이루어짐을 알 수 있다.

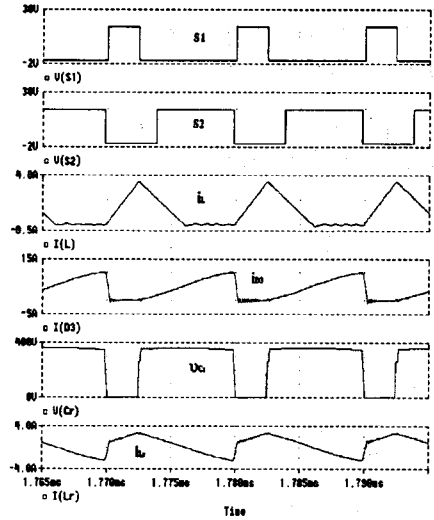


그림 5. 시뮬레이션 결과

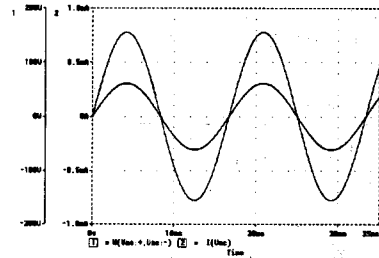


그림 6. 입력 전압, 전류 파형

4. 결 론

본 논문에서는 액티브 클램프 기법과 소프트 스위칭 기법을 적용한 부스트-플라이백 일단 절연 역률개선 컨버터에 관해 고찰하였다. 액티브 클램프 회로는 스위칭시 주 스위치에 발생하는 높은 스파이크 전압을 일정전압으로 제한하였고, 주 스위치와 보조 스위치의 영전압 스위칭을 구현하여 스위칭시 손실을 줄일 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] R. redl, L. Balogh and N.O. Solcal, "A new family of single stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage", in proc. IEEE PESC '92 Rec, pp 1137-1144, 1992.
- [2] D.Y. Huh, et, "New group of ZVS PWM converters operable on constant frequency and application to power factor correction circuit", IEEE PESC '92 record, PP1441-1446, 1992.
- [3] SMPS 기술 조사 전문위원회, "SMPS 기술 현황", 대한 전기학회 기술조사보고, pp84-102, 1997.
- [4] R. Watson, F. C. Lee & G. C. Hua, "Utilization of active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters", Proceedings of the IEEE, pp909-916.
- [5] characterization of an active clamp flyback topology for power factor correction applications", Proceedings of the ninth annual applied power electronics conference, pp412-418, 1994.