

플라이백 컨버터의 경계점 모드 운전에 관한 연구

김현일\*, 우장수, 정한진, 권영안  
부산대학교

Flyback Converter Operation in Critical Conduction Mode

H. Y. Kim, J. S. Woo, H. J. Jung, and Y. A. Kwon  
Pusan National University

**Abstract** - 플라이백 컨버터의 경계점 도통 모드 운전은 변압기의 자화인덕턴스 전류를 연속과 불연속의 경계에서 도통시킴으로써 기존의 고정주파수 컨버터에서 소프트 스위칭을 위하여 사용하였던 별도의 스위치나 보조 회로를 추가하지 않으면서 전력소자의 소프트 스위칭을 가능하게 하는 장점을 가진다. 본 논문에서는 스위치의 온·오프시 변압기의 인덕턴스와 스위치의 기생 커패시터 성분이 일으키는 공진구간을 전체 스위칭 주기에 포함시킴으로써 경계점 도통 모드 운전에서 부하출력에 따른 스위칭 주파수의 변화를 보다 정확히 제시하고 이를 바탕으로한 정상상태모델링을 통하여 경계점 도통 모드 플라이백 컨버터의 여러 운전 특성을 분석하였다.

1. 서론

전기, 전자, 통신 기기의 직류 안정화 전원으로써 폭넓게 이용되고 있는 스위치 모드 파워 서플라이 중에서 플라이백 컨버터(Flyback Converter)는 다른 컨버터에 비하여 적은 소자수로 회로를 구성할 수 있는 구조의 간결성으로 인하여 많이 이용되고 있다. 그러나 1차측 스위치의 전압 및 전류 스트레스가 높고 2차측 다이오드의 전류 스트레스가 높아 이에 대한 대책이 필요하다. 플라이백 컨버터의 스위칭 스트레스 및 손실을 감소시키기 위하여 많은 소프트 스위칭 방식이 제안되었다. 대부분의 방식에서 추가적인 스위치나 보조회로를 사용함으로써 회로가 복잡하고 비용이 상승하는 단점을 가진다. 따라서 추가적인 스위치나 보조회로를 배제하는 방안으로서 경계점 도통 모드(Critical conduction mode) 구동이 연구되고 있다.[1-3] 플라이백 컨버터의 변압기에 흐르는 자화 인덕턴스 전류를 연속과 불연속의 경계에서 도통시키는 경계점 도통 모드 운전은 추가적인 스위치나 보조회로 없이 1차측 스위치의 영전압 턴-온, 2차측 다이오드의 영전류 턴-오프 스위칭 특성을 가진다. 이러한 경계점 도통 모드 운전은 부하출력에 대하여 스위칭 주파수가 가변되는 가변주파수 시스템이므로 부하출력에 따른 스위칭 주파수 변화를 정확하게 산출하는 것이 매우 중요하다. 본 논문에서는 정확한 스위칭 주파수를 산출하기 위하여 스위치의 턴-온 과 턴-오프 시에 변압기의 자화인덕턴스 성분과 스위치의 기생 커패시터 성분이 발생시키는 공진구간을 포함하는 스위칭 주기를 고려하여 부하출력에 따른 보다 정확한 스위칭 주파수를 도출한다. 그리고 이러한 경계점도통 모드 운전이 반영된 정상상태 모델링을 수행하여 컨버터의 정확한 동작해석을 간편하게 수행하고, 시뮬레이션을 통해 경계점 도통모드 운전특성을 분석하였다

2. 플라이백 컨버터의 동작해석

그림 1은 자화인덕턴스를 포함한 변압기의 등가회로를 이용하여 나타낸 플라이백 컨버터의 회로이다. 플라이백 컨버터의 기본동작은 그림 2(a)에서 스위치 턴-온 시간 동안  $L_m$ 에 에너지를 저장하며, 그림 2(b)에서 스위치 턴-오프 시간동안에 부하 측에 에너지를 전달한다.

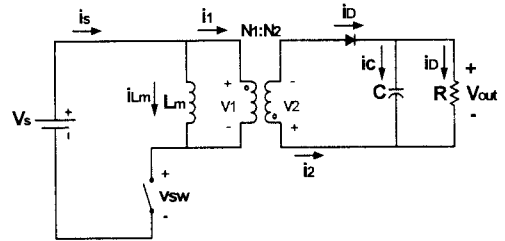


그림 1. 플라이백 컨버터 회로

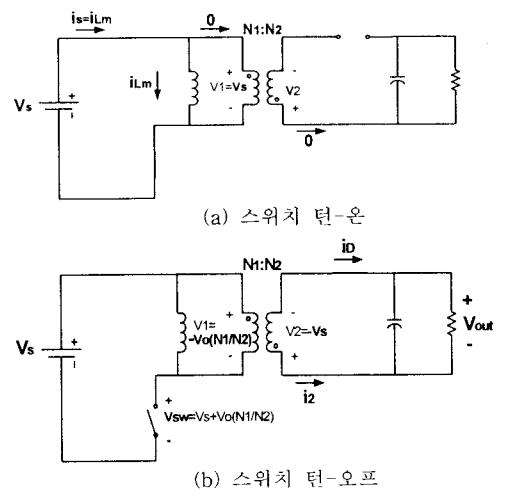


그림 2. 플라이백 컨버터 등가회로

스위치 턴-온 시 회로방정식은 다음과 같다.

$$v_1 = V_s = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (1)$$

$$(\Delta i_{L_m})_{SW-ON} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2)$$

스위치 턴-오프시 회로방정식은 다음과 같다.

$$v_2 = -V_o \quad (3)$$

$$v_1 = v_2 \frac{N_1}{N_2} = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (4)$$

$$(\Delta i_{L_m})_{SW-OFF} = \frac{-V_o(1-D)T}{L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (5)$$

정상상태에서  $(\Delta i_{L_m})_{SW-ON} + (\Delta i_{L_m})_{SW-OFF} = 0$  이 성립하므로 식(3)과 식(5)로부터 컨버터의 입출력 관계는 다음과 같이 된다.

$$V_o = V_s \frac{D}{1-D} \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (6)$$

그리고 전류 연속 토통 모드 운전에서 전류파형을 구해 보면 1차측 스위치와 2차측 다이오드가 높은 스위칭 스트레스를 받게 된다.

### 3. 가변주파수 경계점 도통모드 운전

플라이백 컨버터의 경계점 구동시 자화인덕턴스 전류의 최대치는 변동분의 크기와 동일하고 최소값은 0이 되므로 각 구간의 시간은 다음과 같이 계산된다.

$$I_{L_m \text{ peak}} = \frac{V_s}{L_m} \times T_{on} \quad (7)$$

$$T_{on} = \frac{I_{L_m \text{ peak}} \times L_m}{V_s} \quad (8)$$

$$I_{L_m \text{ peak}} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \frac{V_o}{L_m} \times T_{off} \quad (9)$$

$$T_{off} = \frac{I_{L_m \text{ peak}} \cdot L_m}{\left( \frac{N_1}{N_2} \right) V_o} \quad (10)$$

이  $T_{on}$  과  $T_{off}$  시간이 경계점 도통 모드 플라이백 컨버터의 스위칭 주기를 결정하게 되는데 실제의 회로 동작에서는 스위치가 턴-온 되는 시점의 전후에서 변압기의 자화인덕턴스와 스위치의 기생커패시터 성분이 공진을 일으키는 구간이 발생하게 된다. 특히 경부하 출력시 스위치의 온 타임이 짧아짐에 따라 스위칭 주기가 매우 짧아지게 되는데 이 경우 공진구간이 전체 스위칭 주기에서 차지하는 비율을 무시할 수 없게 된다. 따라서 정확한 경계점 도통 모드 컨버터의 해석을 위해서는 이 공진구간이 고려된 스위칭 주기를 계산하여야 한다. 그림 3은 플라이백 컨버터의 공진구간 등가회로를 나타낸다.

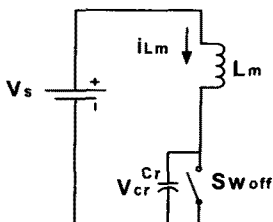
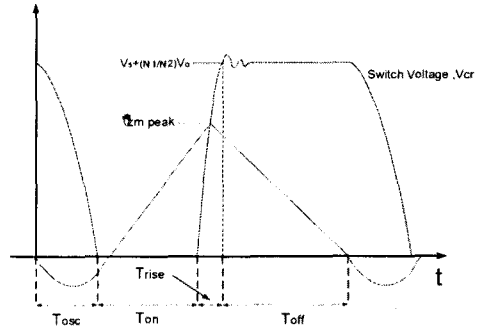
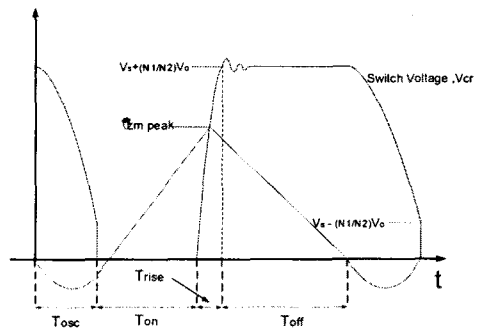


그림 3. 플라이백 컨버터의 공진구간 등가회로

그림 2와 그림 3의 각 구간별 등가회로에 따른 한 스위칭 주기 동안의 스위치 전압파형과 자화인덕턴스 전류파형을 구하면 그림 4와 같이 된다.



(a)  $\left( \frac{N_1}{N_2} \right) V_o / V_s > 1$  인 경우



(b)  $\left( \frac{N_1}{N_2} \right) V_o / V_s < 1$  인 경우

그림 4. 스위치 전압 및 인덕턴스 전류파형

그림 4에 나타난  $T_{osc}$  구간과  $T_{rise}$  구간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_{osc} = \frac{1}{\omega_R} \cdot \cos^{-1} \left( -\frac{1}{M} \right) \quad (M > 1) \quad (11)$$

$$= \frac{\pi}{\omega_R} \quad (M < 1) \quad (12)$$

$$T_{rise} = \frac{1}{\omega_R} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{Z_R I_{L_m \text{ peak}}}{\sqrt{Z_R^2 I_{L_m \text{ peak}}^2 + V_s^2}} \right) + \sin^{-1} \left( \frac{\left( \frac{N_1}{N_2} \right) V_o}{\sqrt{Z_R^2 I_{L_m \text{ peak}}^2 + V_s^2}} \right) \right] \quad (13)$$

공진구간이 고려된 스위칭 주기와 고려하지 않은 스위칭 주기를 비교하기 위해서 정격출력 160W의 플라이백 컨버터의 부하출력에 따른 스위칭 주파수의 변화를 구한 결과는 그림 5와 같다. 그림 5의 a)는  $T_{rise}$  구간을 고려한 경우의 스위칭 주파수, b)는  $T_{rise}$  구간을 무시한 한 경우의 스위칭 주파수, c)는  $T_{rise}$ 와  $T_{osc}$ 를 무시한 경우의 스위칭 주파수를 나타낸다.

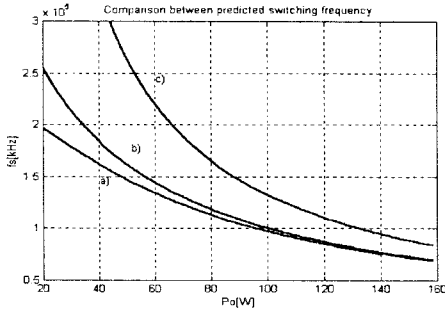


그림 5. 부하출력에 따른 스위칭 주파수 변화

플라이백 컨버터 회로의 한 주기동안 스위치를 통해 흐르는 전류  $i_s$ 의 평균값을 중속전류원  $I_s$ 로 나타내고 다이오드를 통해 흐르는 전류  $i_D$ 의 평균값을 중속전류원  $I_D$ 로 표현한다면 그림 6과 같은 형태의 정상상태 모델로 나타낼수 있다.

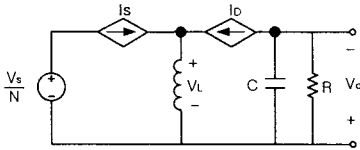


그림 6. 정상상태 모델

또한 정상상태에서 한주기동안 인덕터에 걸리는 평균전압 값은 영이 되므로 그림 7과 같이 인덕터를 단락한 회로로 나타낼 수 있다.

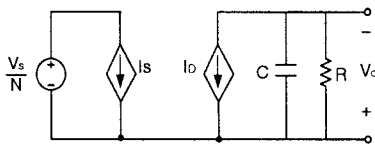


그림 7. 인덕터가 무시된 정상상태 모델

#### 4. 시뮬레이션 및 검토

경계점 도통 모드 운전 플라이백 컨버터의 소프트 스위칭 특성을 검증하기 위하여 연속 도통 모드 운전과 비교를 수행하였으며 시뮬레이션은 Pspice를 이용하였다. 그림 8에서 그림 11은 전력소자의 전압, 전류 파형을 나타낸다.

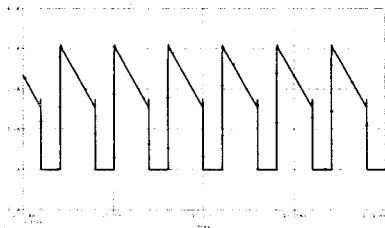


그림 8. 전류연속 모드에서 다이오드 전류파형

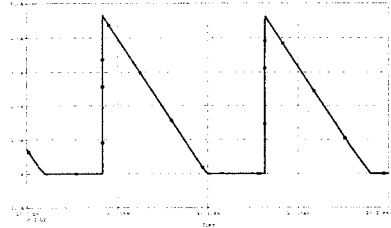


그림 9. 경계점 도통 모드에서 다이오드 전류파형

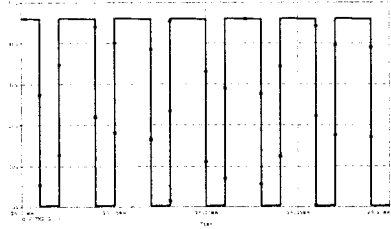


그림 10. 전류연속 모드에서 스위치 전압파형

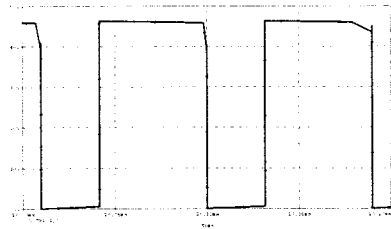


그림 11. 경계점 도통 모드에서 스위치 전압파형

시뮬레이션 결과에서 경계점 도통 모드시 스위치와 다이오드에서 소프트 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다.

#### 5. 결 론

본 논문에서는 일반적인 전류 연속 모드 운전 플라이백 컨버터에 비하여 전력소자에서 소프트 스위칭이 이루어지는 장점을 가지는 경계점 도통 모드 운전 플라이백 컨버터의 정확한 동작해석을 위해 공진구간을 고려하여 스위칭 주파수를 도출하였다. 또한 이를 정상상태 모델링에 반영함으로써 경계점 도통 모드 컨버터의 여러 운전 특성을 정확하게 분석하였다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] G Spiazzi, D Tagliavia and S Spampinato, "DC DC Flyback Converter in the Critical Conduction Mode : a re examination", IEEE, IAS Conf Record pp.2426-2432, 2000.
- [2] A M Rahimi, M H Alavi, and M R Zolghadri, "A Precise Large Signal Model for a Flyback Converter in Critical Conduction Mode" IEEE PEDS, pp.886-891, 2001.
- [3] B T Irving, Y Panov, and M M Jovanovic, "Small Signal Model of Variable Frequency Flyback Converter," IEEE APEC, pp.977-982, 2003.