

소프트 스위칭 기법을 이용한 1단 PFC-flyback 컨버터

이상혁¹, 황정구¹, 박성준[†]

The Study on the One-stage PFC-flyback Converter using the Soft Switching Technique

Sang-Hyeok Lee¹, Jung-Goo Hwang¹, and Sung-Jun Park[†]

Abstract - The flyback converter has been applied widely in isolated DC/DC power converters because this converters employ a single MOSFET switch. The leakage inductance should be minimized for high efficiency of flyback converter. but in reality, it is very difficult. Namely, The Snubber circuit is essential to recover the leakage inductance stored energy when the switch is turn off. Flyback Converter typically operates in DCM mode and when switch is turn off in hard switching, this hard switching action results in a high power losses and switching stresses. In order to overcome these problems, a novel soft switching flyback converter using resonant snubber circuit is proposed in this paper. The resonant snubber circuit is composed of the transformer leakage inductance and a capacitor. To verify and confirm the proposed resonant snubber circuit, PSIM simulation and hardware prototype are implemented. Simulation and Experimental results indicate that the proposed resonant snubber circuit is effective.

Keywords: flyback converter, resonant, snubber, soft switching

1. 서 론

Flyback 컨버터는 한 개의 스위치 소자만으로 구동이 가능하여 산업용 및 가전기기의 소용량 SMPS영역에서 다양하게 적용되고 있다. Flyback 컨버터의 구동회로는 간단하나 변압기의 누설인덕턴스로 인하여 스위치 오프 시 누설인덕턴스에 저장된 에너지를 회수하는 회로가 필수적이다. 일반적으로 누설인덕턴스에 저장된 에너지를 회수하는 회로는 다이오드, 콘덴서, 저항으로 구성된 RCD 스너버 회로가 사용된다.^[1-3] 이러한 RCD 스너버 회로는 회수된 에너지를 저항을 통하여 소모시키는 구조로 효율저하의 주된 원인이 되고 있으며 변압기의 누설인덕턴스는 여자 인덕턴스 대비 1-3[%] 정도가 통상적이다.

소용량 Flyback 컨버터의 동작모드는 DCM 방식이

사용되고 있으나, 최근 스위치 소자의 전류 스트레스 및 사이즈 소형화로 인하여 CCM 모드로 동작하는 방식이 적용되고 있다. DCM 모드로 동작할 경우 스위치 소자는 턴-온시 ZCS 방식이 되어 스위치 과도 손실은 없으나 스위치 턴-오프시 스위칭 과도 손실이 존재하게 되며 CCM방식에 비하여 전류 피크치가 크게 되어 스위치 손실이 크다. 반면 CCM 모드로 동작할 경우 스위치 소자는 턴-온/오프 모두 스위칭 과도 손실이 존재하게 되나 DCM방식에 비하여 전류 피크치가 적어 스위치 손실은 DCM 방식보다 적게 된다. 즉, 이 방식은 DCM방식에 비하여 변압기의 사이즈를 줄일 수 있는 장점을 갖고 있다.^[4-8] Flyback 컨버터의 손실은 누설인덕터의 에너지를 포함한 변압기 손실과 스위치 소자의 손실이 대부분을 차지하고 있다. 따라서 본 논문에서는 Flyback 컨버터에서 스너버 회로를 누설인덕턴스와 콘덴서의 공진 회로 구성함으로 스위치 턴-온에는 ZCS가 되고 스위치 턴-오프에는 ZVS가 되는 새로운 토폴로지를 제안한다.

2. 제안된 Flyback 스너버 회로

그림 1은 기존 Flyback 컨버터의 RCD 스너버 회로를

Paper number: TKPE-2013-18-3-9 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: sjpark1@chonnam.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Chonnam Nat'l Univ.
Tel: +82-62-530-0629 Fax: +82-62-530-0629

¹ Dept. of Electrical Engineering, Chonnam Nat'l Univ.
Manuscript received Dec. 5, 2012; accepted Mar. 2, 2013

— 본 논문은 편집위원회에서 우수기술논문으로 추천됨

나타내고 있다. 여기서 스너버 콘덴서에 인가되는 전압은 식 (1)과 같다.

$$v_c = N \cdot v_o \tag{1}$$

식 (1)에서 변압기 권수비(N)는 설계에서 정해진다. 따라서 스너버의 콘덴서 전압의 변동분을 무시할 수 있다면 스너버 저항에서 소모되는 전력(P_{Loss})은 아래와 같다.

$$P_{loss} = \frac{N^2 v_o^2}{R} \tag{2}$$

식 (2)에서 알 수 있듯이 스너버 회로에서 소비되는 전력은 변압기 권수비 및 출력전압의 자승에 비례하게 된다. 특히 정전압제어용 SMPS에서는 스너버 손실은 출력과는 무관하게 일정한 값이 된다. 이로 인하여 경부하에서 효율저하의 주요 원인이 되고 있다.

그림 2는 제안된 소프트 스위칭방식의 Flyback 컨버터의 구조를 나타내며, 그림 2(b)는 그림 2(a)에서 부하에 따라 역공진 방지 다이오드를 삽입한 것이다.

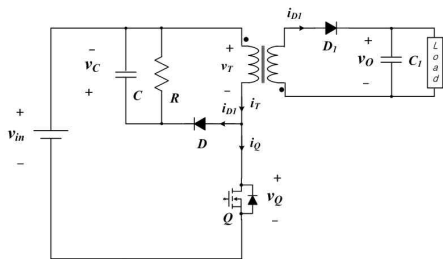


Fig. 1 Conventional flyback converter using RCD snubber

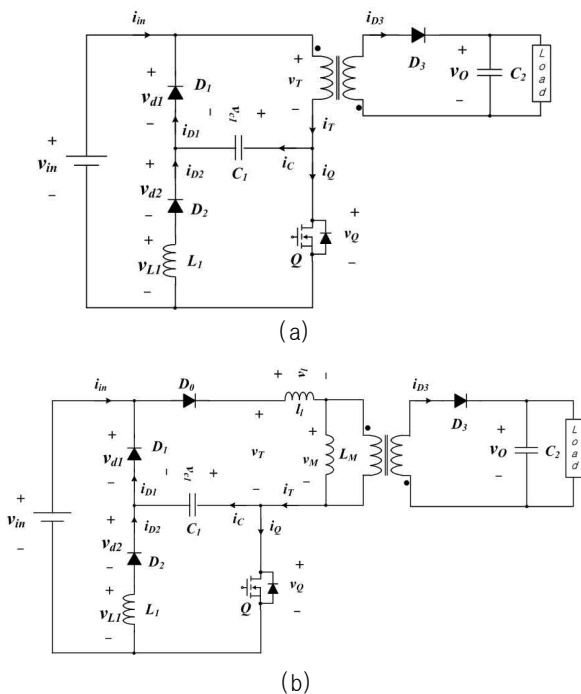


Fig. 2 Proposed soft switching flyback converter

제안된 스너버 회로는 스위치 턴-온시 스너버 콘덴서(C_1)과 공진 인덕터(L_1)가 공진하여 ZCS가 되며 스위치 턴-오프 시에는 스너버 콘덴서(C_1)과 변압기 누설인덕턴스 성분이 공진하여 ZVS가 가능한 회로이다. 제안된 회로에서 동작모드는 그림 3과 같이 5가지 모드로 구할 수 있으며 각 동작모드의 해석은 다음과 같다.

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$)

Mode 1은 스위치(Q)가 온 되는 순간(t_0)부터 시작하며 스위치 전류(i_Q)는 식 (3)과 같이 전원전압에서 변압기 1차측 회로를 통하여 흐르는 전류(i_T)와 콘덴서(C_1)에서 다이오드(D_2)를 거쳐 인덕터(L_1)을 통하여 흐르는 전류(i_C)의 차로 구할 수 있다.

$$i_Q = i_T - i_c \tag{3}$$

스위치가 턴-온되면 변압기에 인가되는 전압은 입력 전압이 되어 DCM 모드로 동작시 변압기 1차측 전류는 다음과 같다.

$$i_T = \frac{v_{in}}{L_M + l_l} (t - t_0) \tag{4}$$

스너버 콘덴서(C_1)는 누설인덕턴스 회수에 의해 $v_c(t_0)$ 로 충전되어 있다고 가정하면 스위치가 턴-온시 콘덴서에 충전된 에너지는 인덕터(L_1)와 공진이 되면서 전원전압과 같은 전압이 된다. 이때 공진전류(i_C)는 다음과 같다.

$$i_C = \frac{v_c(t_0)}{Z_r} \sin[\omega_r (t - t_0)] \tag{5}$$

단, $\omega_r = 1./\sqrt{L_1 C_1}$, $Z_r = \sqrt{L_1/C_1}$

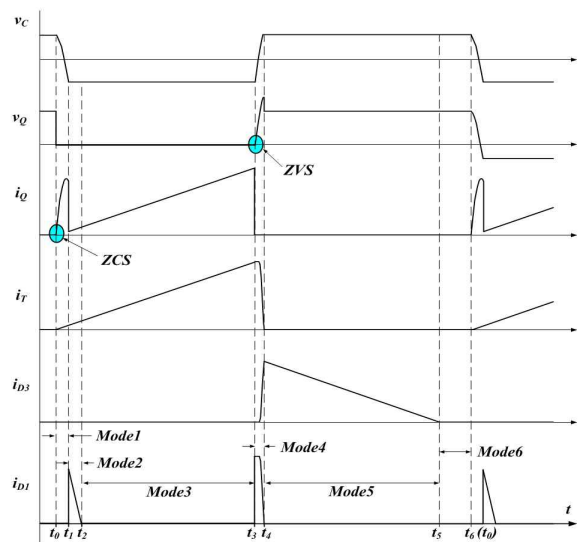


Fig. 3 The key waveform of flyback converter with resonant elements

$$v_c = v_c(t_0) \cos[\omega_r(t - t_0)] \quad (6)$$

따라서 스위치가 턴-온 되는 순간의 스위치 전류(i_Q)를 구하면 아래와 같이 zero가 되어 ZCS 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다.

$$i_Q(t_0) = i_T(t_0) - i_c(t_0) = 0 \quad (7)$$

이 모드는 콘덴서 전압(v_c)이 입력전압(v_{in})과 같아지면 종료되고 이 모드의 유지시간(t_{m1})은 아래와 같다.

$$t_{m1} = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1}\left(\frac{v_{in}}{v_c(t_0)}\right) \quad (8)$$

이 순간 인덕터(L_1)에 흐르는 전류는 아래와 같다.

$$i_{L1}(t_{m1}) = \frac{v_c(t_0)}{Z_r} \sin[\omega_r(t_{m1})] \quad (9)$$

이 모드가 시작하는 순간 스너버 콘덴서에 축적된 에너지는 식 (10)과 같고 끝나는 순간 콘덴서에 축적된 에너지는 식 (11)과 같다.

$$E_C(t_0) = \frac{1}{2} v_o(t_0)^2 \quad (10)$$

$$E_C(t_1) = \frac{1}{2} v_{in}^2 \quad (11)$$

단, $t_1 = t_0 + t_{m1}$

이 모드가 끝나는 순간 콘덴서의 전압은 부의 전원전압이 되며 공진 인덕터에 축적된 에너지는 아래와 같다.

$$E_{L1}(t_1) = \frac{1}{2} (v_o(t_0)^2 - v_{in}^2) \quad (12)$$

$$= \frac{1}{2} L_1 i_{L1}(t_1)^2$$

스너버 회로의 역률은 아래와 같이 정의할 수 있다. 역률이 1이 되는 조건은 콘덴서 전압 $v_c(t_0)$ 와 입력전압(v_{in})이 동일한 경우이다. 하지만 콘덴서 전압 $v_c(t_0)$ 는 부하에 따라 변동함으로 실제로 두개의 전압을 항상 동일하게 하는 것은 불가능하다.

$$\phi = \left(\frac{v_{in}}{v_c(t_1)}\right)^2 \quad (13)$$

이 모드에서 콘덴서 전압(v_c)이 입력전압에 부가됨으로 스위치가 오프시 ZVS가 되는 조건을 만들 수 있다.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$)

Mode 2에서 스위치 전류는 전원전압과 변압기 1차측 회로를 통하여 흐르는 전류(i_T)만 존재하게 되고 그 관계는 Mode 1과 동일하다. 본 Mode에서 인덕터(L_1)에 축적된 에너지는 전원측으로 전달된다. 이때 인덕터에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{L1}(t - t_1) = i_{L1}(t_{m1}) - \frac{v_{in}}{L_1}(t - t_1) \quad (14)$$

이 모드는 인덕터(L_1)에 흐르는 전류가 Zero가 되는 순간에 끝이 난다. 이 모드의 유지시간(t_{m2})은 아래와 같다.

$$t_{m2} = \frac{L_1 i_{L1}(t_{m1})}{v_{in}} \quad (15)$$

Mode 3 ($t_2 \sim t_3$)

Mode 3은 기존 Flyback 컨버터에서 여자동작과 동일하게 동작한다. 이 모드는 스위치가 오프 되는 순간에서 끝이 난다. 이 모드 끝나는 순간 변압기 1차측 회로를 통하여 흐르는 전류(i_T)는 아래와 같다.

$$i_T(t - t_0) = \frac{v_{in}}{L_M + l_l}(t - t_0) \quad (16)$$

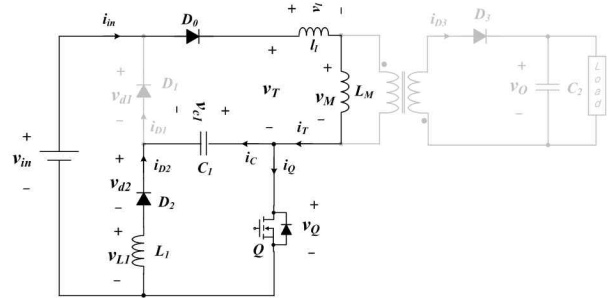


Fig. 4 Operation Mode 1 of proposed flyback converter

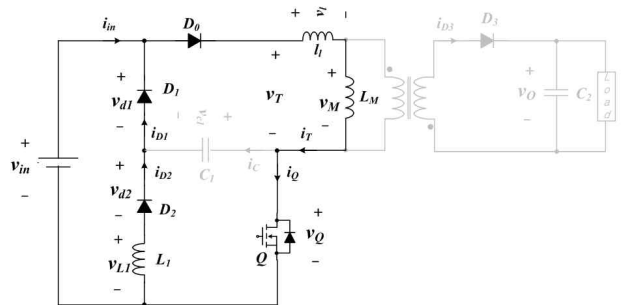


Fig. 5 Operation Mode 2 of proposed flyback converter

Mode 4 ($t_3 \sim t_4$)

이 모드에서는 Mode 1에서 콘덴서 전압(v_c)이 입력전압의 부가된 상태에서 스위치가 오프 함으로 ZVS가 이루어지며 다이오드 C1-D2-D0-변압기 1차측 루프를 형성하여 커패시터 전압(C_1)과 누설 인덕터(l_l)의 공진에 의해 형성된다. 이 모드가 되는 순간의 변압기 전류는 다음과 같다.

$$i_T(t_3 - t_0) = \frac{v_{in}}{L_M + l_l}(t_3 - t_0)$$

또는

$$i_T(t - t_3) = i_T(t_3 - t_0) \cos[\omega_m(t - t_3)] - \frac{v_{in}}{Z_m} \sin[\omega_m(t - t_3)]$$

단, $\omega_m = \sqrt{(L_m + l_l)C_1}$, $Z_m = \sqrt{(L_m + l_l)/C_1}$

$$v_C(t - t_3) = -v_{in} \cos[\omega_m(t - t_3)] - Z_m i_T(t_3 - t_0) \sin[\omega_m(t - t_3)]$$

$$v_Q(t - t_3) = v_{in} 1 - \cos[\omega_m(t - t_3)] - Z_m i_T(t_3 - t_0) \sin[\omega_m(t - t_3)] \quad (17)$$

이 모드는 2차측 전류 연속 및 불연속 모드로 구분할 수 있으나 그 동작 모드는 생략한다. 이 모드는 변압기 1차측 회로를 통하여 흐르는 전류(i_T)가 Zero가 되는 순간에서 끝이 난다.

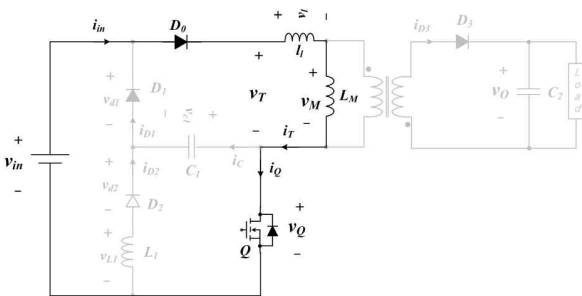


Fig. 6 Operation Mode 2 of proposed flyback converter

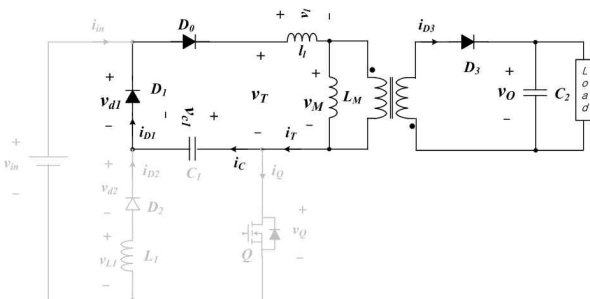


Fig. 7 Operation Mode 4 of proposed flyback converter

Mode 5 ($t_4 \sim t_5$)

Mode 5는 기존 Flyback 컨버터에서 감자동작과 동일하게 동작한다.

$$i_{L1}(t - t_4) = i_{L1}(t_4 - t_0) - \frac{N v_o}{L_1}(t - t_4) \quad (18)$$

이 모드는 여자전류가 Zero가 순간 또는 스위치가 턴-온 되는 순간 끝이 난다.

그림 9는 제안된 Flyback 컨버터 회로를 이용한 전원공급 장치 회로도로서 AC 입력전원(V_{ac})은 EMI Filter를 거치고 정류 다이오드를 통해 DC 전압(v_{in})이 생성되며 PFC(Power Factor Correction)와 Flyback 컨버터를 결합한 1단 방식의 절연형 DC/DC 컨버터이다.

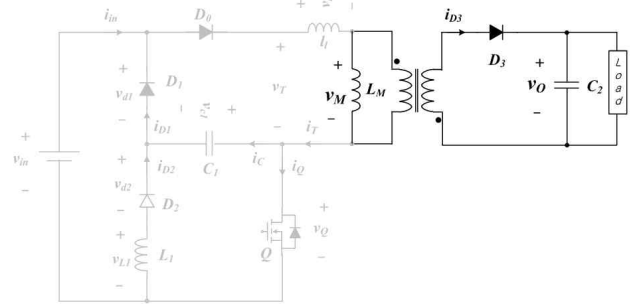


Fig. 8 Operation Mode 5 of proposed flyback converter

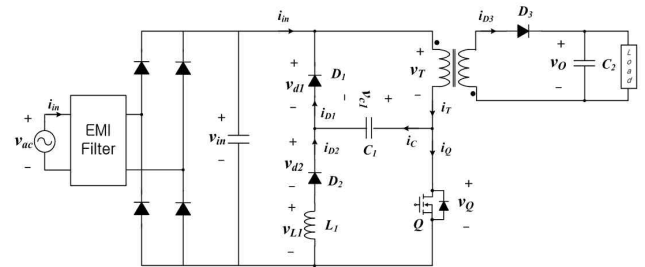


Fig. 9 The circuit diagram of the proposed power factor flyback converter

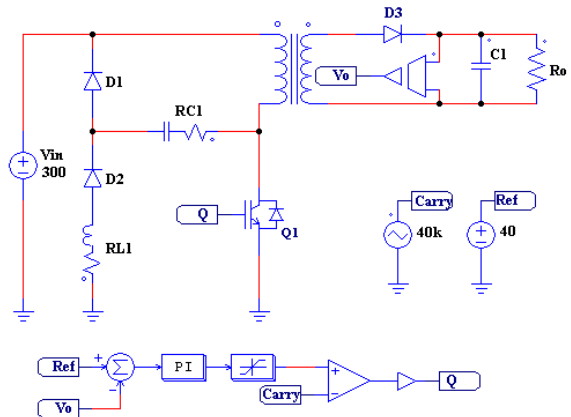


Fig. 10 Simulation circuit of converter

3. 시뮬레이션

그림 10는 제안된 컨버터의 타당성 및 설계를 위한 시뮬레이션 회로도이다. 시뮬레이션은 소프트 스위칭 특성을 분석하기 위해 출력전압을 검출하여 지령 전압과의 차를 이용한 단순한 정전압제어 PI제어기로 구성하였다.

그림 11은 지령전압을 40[V]로 설정하고 부하를 20[W], 40[W], 80[W]인 부하에 따른 컨버터의 기동특성 파형을 나타내고 있다. 그림 6에서 알 수 있듯이 출력전압은 지령전압을 양호하게 추정함을 알 수 있다.

그림 12는 출력에 따른 제안된 스너버 회로의 동작특성을 보기 위한 시뮬레이션 결과이다. 그림 12(a)는 스위치 전압을 나타내고 있으며 아래 부분은 스위치 턴-온/오프시 부분을 확대한 파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 스위치 턴-오프시 ZVS가 이루어짐을 알 수 있다.

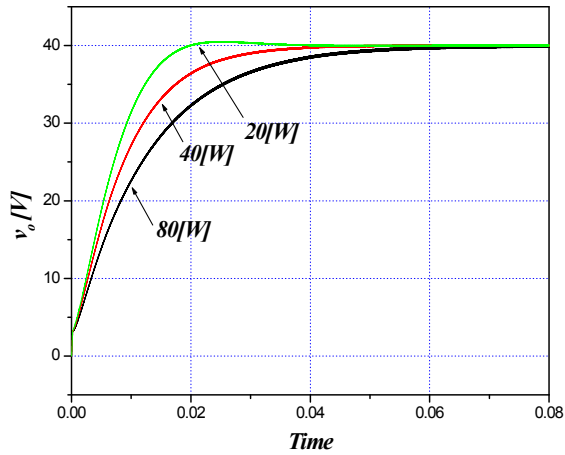
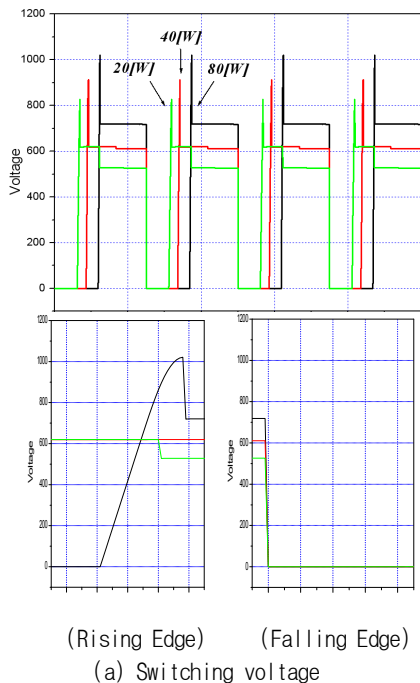
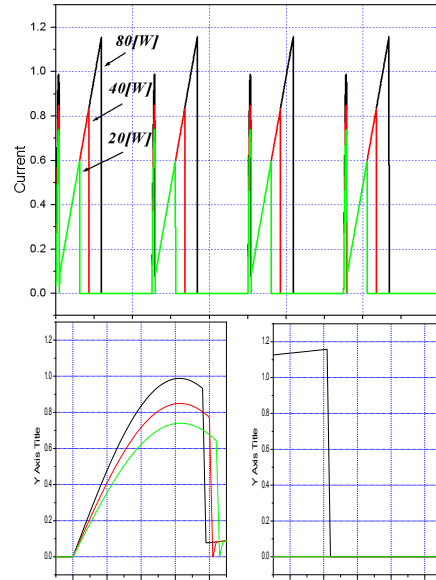


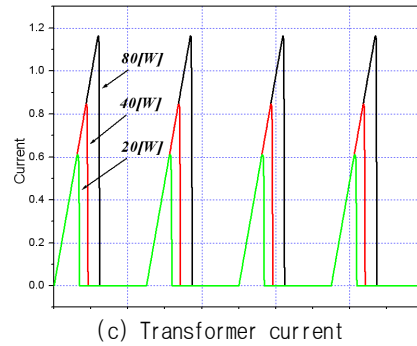
Fig. 11 Starting characteristic of converter according to load



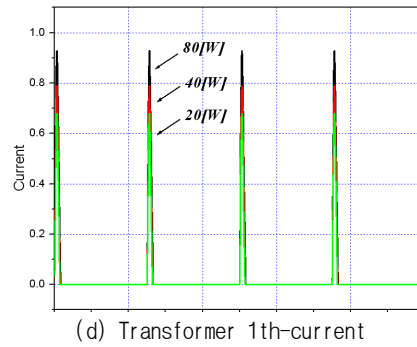
(Rising Edge) (Falling Edge)
(a) Switching voltage



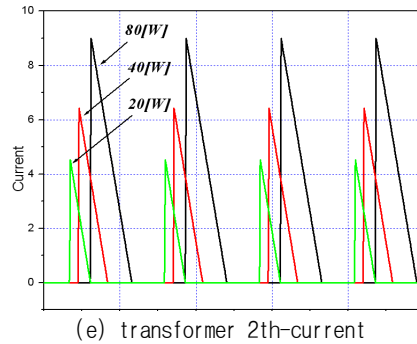
(Rising Edge) (Falling Edge)
(b) Switching current



(c) Transformer current



(d) Transformer 1th-current



(e) transformer 2th-current

Fig. 12 Key waveforms of proposed flyback converter

Table 1 Simulation parameter of grid connected inverter system

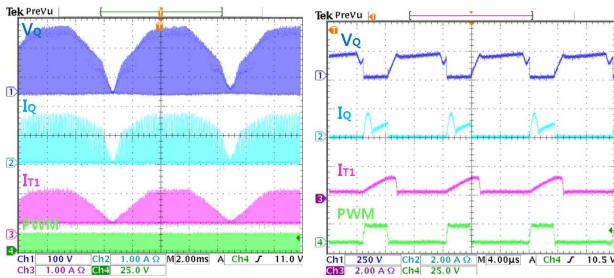
Component	Value	Type
Power Switch (Q)	IRF830	$V_{DS}=500[V]$, $I_D=5[A]$
Power Diode (D0, D1, D2)	DSEI12	$V_R=600[V]$, $I_F=14[A]$
Load Resistor (R _o)	100[Ω]	200[W]
Capacitor (C1)	5[nF]	1000[V]
Inductor (L1)	300[μH]	chip inductor
Input Voltage	100[V]	AC
Switching Frequency	20[kHz]	Duty 20%

그림 12(b)는 스위치 전류를 나타내고 있으며 아래 부분은 스위치 턴-온/오프시 부분을 확대한 파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 스위치 턴-온시 ZCS가 이루어짐을 알 수 있다.

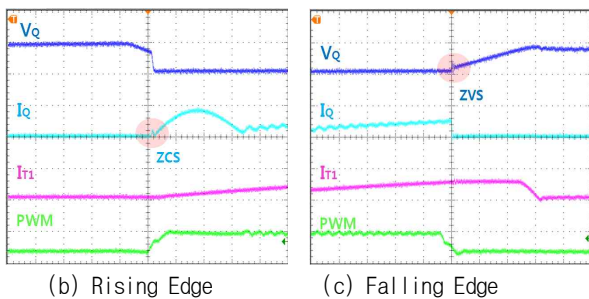
4. 실험 결과

본 논문에서 제안된 플라이백 컨버터를 실험하기 위해 사용된 소자들의 모델과 회로 정수는 Table 1과 같으며 소프트 스위칭을 확인하기 위해 스위치단 전압(V_Q), 스위치단 전류(I_Q), 변압기 1차측 전류(I_{T1}), PWM 게이트 신호를 측정할 실험 파형은 그림 13과 같다.

그림 13(b)와 같이 PWM 게이팅 신호의 rising edge 에서는 스위치 전류(I_Q)가 ZCS가 되고 그림 13(c)와 같이 falling edge에서는 스위치 전압(V_Q)가 ZVS로 동작함으로 스위치 손실이 줄고 dv/dt , di/dt 의 영향이 없으므로 EMI 등의 전자유도 잡음이 나타나지 않는다.



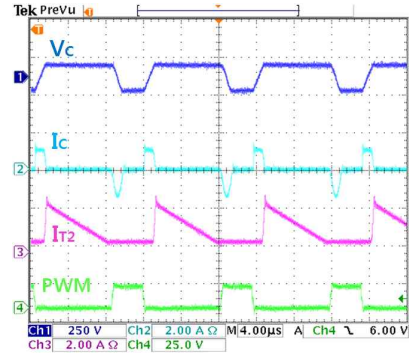
(a) wave form of Switching and Transform primary



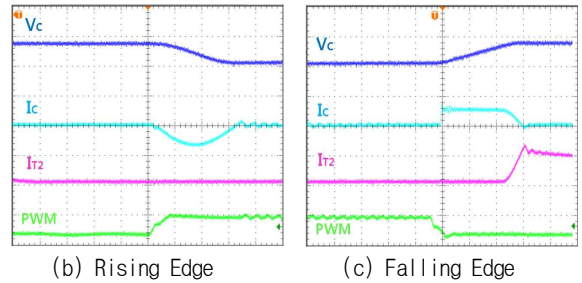
(b) Rising Edge (c) Falling Edge

Fig. 13 Experimental waveform of ZCZVS

그림 14는 정상적인 동작을 확인하기 위한 추가적인 실험 파형으로 공진 커패시터 전압(V_c), 커패시터 전류(I_c), 변압기 2차측 전류(I_{T2}), PWM 게이트 신호 측정 파형들이다.



(a) wave form of Switching and Transform primary



(b) Rising Edge (c) Falling Edge

Fig. 14 Key waveform of proposed flyback converter

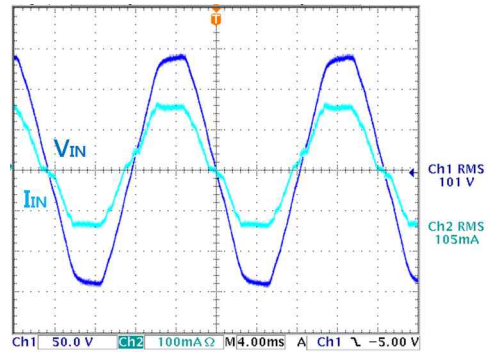


Fig. 15 Line voltage and current waveform

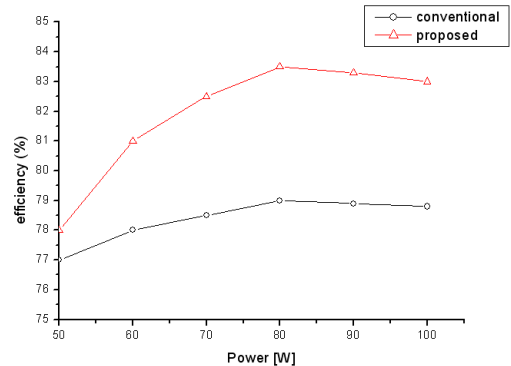


Fig. 16 Efficiency of proposed flyback converter

이상의 실험 파형들은 시뮬레이션 파형들과 일치함을 확인할 수 있으며 단위 역률을 확인하기 위한 그림 15는 입력전압(V_{IN})과 입력전류(I_{IN})을 비교한 파형이다.

그림 16은 기존 플라이백 컨버터와 제안된 컨버터의 효율을 비교한 파형으로 본 논문에서 제안된 공진 회로를 사용함으로써 컨버터 효율이 2~4[%] 상승하였으며 최대 83.5[%] 효율을 얻음을 확인할 수 있다.

5. 결 론

한 개의 스위치 소자만으로 구동이 가능한 Flyback 컨버터의 단점인 누설인덕턴스를 스너버 콘덴서와 공진 회로로 구성함으로써 스위치 턴-온에서는 ZCS가 되고 스위치 턴-오프에서는 ZVS가 되는 새로운 토폴로지를 제안하였다. 제안된 회로는 기존 Flyback 컨버터의 RCD 스너버 회로의 손실을 제거함으로써 효율개선을 구현하였고 DCM모드 및 CCM모드에서 소프트 스위칭이 가능하여 스위칭 주파수를 높이고 PFC를 구현하였다.

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역 혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

References

- [1] Keith Billings, "Switchmode Power Supply Handbook," Mc Graw Hill, 1999.
- [2] Ned Mohan, "Power Electronics," Wiley, 1995.
- [3] Y. C. Jung, "Novel Energy Recovery Circuit for High Efficiency Flyback Converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 6, pp. 529-534, Dec. 2006.
- [4] D. Y. Jung, J. K. Lee, S. S. Hong, S. K. Han, S. C. Sakong, C. W. Roh, "A Characteristic Analysis of High Voltage Flyback Converter including Resonant Element," *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 186-195, Jun. 2008.
- [5] S. S. Hong, S. K. Ji, Y. J. Jung, C. W. Roh, "Analysis and design of high voltage flyback converter with resonant element," *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, No. 2, pp. 107-114, Mar. 2010.
- [6] M. G. Kim, Y. S. Jung, "A Novel Soft-Switching Two-Switch Flyback Converter with a Wide Operating Range and Regenerative Clamping," *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 772-780, Sep. 2009.
- [7] H. Yuequan, L. Huber, M. M. Jovanovic, "Single-Stage Flyback Power-Factor-Correction Front-End for HB LED Application," *Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*, pp. 1-8, Jul. 2009.
- [8] B. S. Kim, I. H. Lim, J. H. Lee, H. S. Ryu, B. H. Kwon, "A Single-Stage Single-Switch Flyback Converter with Synchronous Rectifier," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 4, pp. 361-370, Aug. 2006.



이상혁(李相赫)

1981년 7월 19일생. 2007년 2월 한밭대 제어계측공학과 졸업. 2009년 2월 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2009년 3월~2012년 8월 전남대 대학원 전기공학과 졸업(박사).



황정구(黃貞九)

1985년 9월 5일생. 2011년 2월 전남대 전기공학과 졸업. 20013년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 20013년 3월 동 대학원 전기공학과 박사과정.



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능 기계공학과 졸업(공박). 1996년 3월~2000년 2월 거제대학 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월 동명대학 전기공학과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 교수.