

자기구동 스위치를 이용한 절연된 부스트 변환기의 해석

(Analysis of the Isolated Boost Converter Using Self-Driven Switch)

홍순찬* · 채수용 · 정대택 · 김희선**

(Soon-Chan Hong · Soo-Yong Chae · Dae-Taek Chung · Hee-Sun Kim)

요 약

절연된 부스트 변환기는 전기적인 절연과 매우 높은 승압을 필요로 하는 응용분야에 적합한 변환기이다. 낮은 입력전압을 높은 출력전압으로 승압하기 위해 필요한 변압기는 volt-sec 평형 조건을 만족하여야 한다. 기존의 절연된 부스트 변환기는 도통구간을 오버랩하여 제어하였으며 이 경우 제어회로가 복잡해지는 문제가 있다. 본 논문에서는 변압기의 volt-sec 평형을 위해 리셋권선을 설치하고 자기구동 스위치를 이용하여 제어회로를 간단하게 구성할 수 있는 절연된 부스트 변환기를 제안하고 해석한다. 마지막으로 출력 10[W]급의 절연된 부스트 변환기를 구성하여 시뮬레이션하고 실험을 수행하여 제안한 변환기의 이론적 해석의 타당성을 입증하였다.

Abstract

Isolated boost converter is desirable in the dc/dc converter applications where isolation is required and extremely high step up is needed. Transformer used to step up low input voltage into high output voltage must satisfy the volt-sec balance condition. Conventional isolated boost converter is controlled with conducting intervals overlapping. In this case, there is a problem that control circuit is complicated. In this paper, it is proposed and analyzed the isolated boost converter which set up a reset winding for the volt-sec balance of transformer and can construct the control circuit simple by using a self-driven switch. Finally, the validity of the theoretical analyses for the proposed converter is verified by both simulations and experiments on the 10[W] class isolated boost converter.

Key Words : Isolated Boost Converter, Volt-Sec Balance, Self-Driven Switch

* 주저자 : 단국대 전자전기공학부 교수
** 교신저자 : 단국대 대학원 전자전기공학과 석사과정
Tel : 031-8005-3614, Fax : 031-897-3610
E-mail : schong@dku.edu
접수일자 : 2010년 2월 18일
1차심사 : 2010년 2월 22일
심사완료 : 2010년 3월 22일

1. 서 론

최근 낮은 전압에서 높은 전압으로 승압을 필요로 하는 변환기의 사용이 많아지면서 부스트 변환기의 필요성이 증대되고 있다. 그러나 부스트 변환기는

스위치의 순방향 전압강하, 도통 손실 및 인덕터 내부 저항 등의 비이상적인 요소들로 인해 최대 승압비가 6배 정도이다[1-2]. 따라서 승압비가 높을 경우에는 변환기 자체의 승압만으로는 불가능하므로 변압기가 필요하다. 변압기를 사용한 절연된 부스트 변환기는 전기적인 절연과 낮은 입력전압을 높은 출력전압으로 승압하는 용도로 사용되는 변환기에 적합하다.

절연된 부스트 변환기 회로로 일반적인 부스트 변환기에 단순히 변압기를 포함시킨 회로를 생각할 수 있다. 이때 변압기의 1차측 전압이 일정 크기의 직류 전압이 아니고 펄스 형태의 직류이므로 변압기가 pulse transformer처럼 동작하기는 하지만 volt-sec 평형이 이뤄지지 않아 제 용량만큼 사용할 수 없다. 이러한 문제를 해결하기 위해 변압기의 1차측을 풀 브리지 구조나 푸쉬 풀 구조로 사용하기도 한다 [3-5].

또한 기존의 절연된 부스트 변환기는 스위치 두 개를 사용하며 도통구간을 오버랩하여 제어하였다[6-7]. 이 경우 스위치마다 구동신호가 별도로 필요하므로 제어회로가 복잡해지는 문제가 있다.

본 논문에서는 1차측을 부스트 구조로 하고 변압기의 volt-sec 평형을 위해 리셋 권선을 설치하며 제어 회로를 간단하게 구성할 수 있도록 자기구동 스위치를 이용한 절연된 부스트 변환기를 제안하고 해석한다. 제안한 변환기의 이론적인 해석을 바탕으로 직류 5[V]를 100[V]로 승압하여 출력하는 10[W]급 변환기를 시뮬레이션하고 실험을 수행하여 제안한 변환기의 타당성을 검증한다.

2. 제안한 절연된 부스트 변환기

2.1 회로의 구성

그림 1은 제안한 절연된 부스트 변환기의 회로이다. 제안한 변환기는 변압기를 포함한 부스트 변환기의 구조에서 변압기의 volt-sec 평형을 위하여 리셋권선

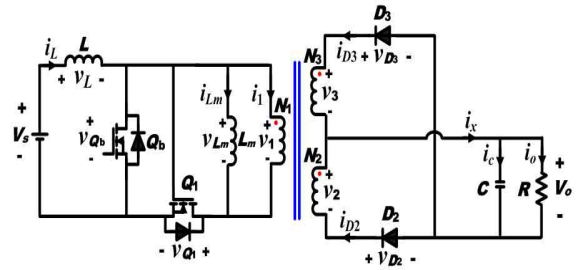


그림 1. 제안한 절연된 부스트 변환기
Fig. 1. Proposed isolated boost converter

인 제 3권선 N_3 를 설치하고 제어회로를 간단하게 하기 위해 Q_1 을 설치하였다. 여기서 Q_1 은 자기구동 스위치로서 회로의 상태에 따라서 자동적으로 구동되므로 별도의 구동회로가 필요 없으며, 이에 따라 제어가 간단해질 수 있다.

2.2 동작 해석

제안한 절연된 부스트 변환기는 스위치 Q_b 를 듀티비 D 로 구동시키며 Q_1 은 자기구동 스위치로서 Q_b 와 상보동작을 한다. 제안한 변환기는 그림 2와 같이 3가지 모드로 동작하며 변환기의 게이트 파형 및 전압, 전류의 이론적인 파형은 그림 3 및 4와 같다. 여기서 ΔT_{x1} 은 Q_b 가 닫혀있고 Q_1 이 열려있을 때 자화인덕턴스 전류 i_{Lm} 이 감소하여 0이 되기까지의 구간이다.

모드별 동작해석은 다음과 같다. 해석함에 있어 출력전압 V_o 는 일정하다고 본다.

(a) Mode 1 : $DT < t < T$

Q_b 가 열려있고 Q_1 이 닫혀있을 때로서 변압기의 1차측에 $V_s - L - (L_m \& N_1) - Q_1 - V_s$ 의 경로가 형성되며 2차측에 $N_2 - (C \& R) - D_2 - N_2$ 의 경로가 형성되어 부하에 에너지를 전달한다.

N_2 측 전압이 $v_2 = V_o$ 이므로 N_1 측 전압 v_1 은

$$v_1 = v_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (1)$$

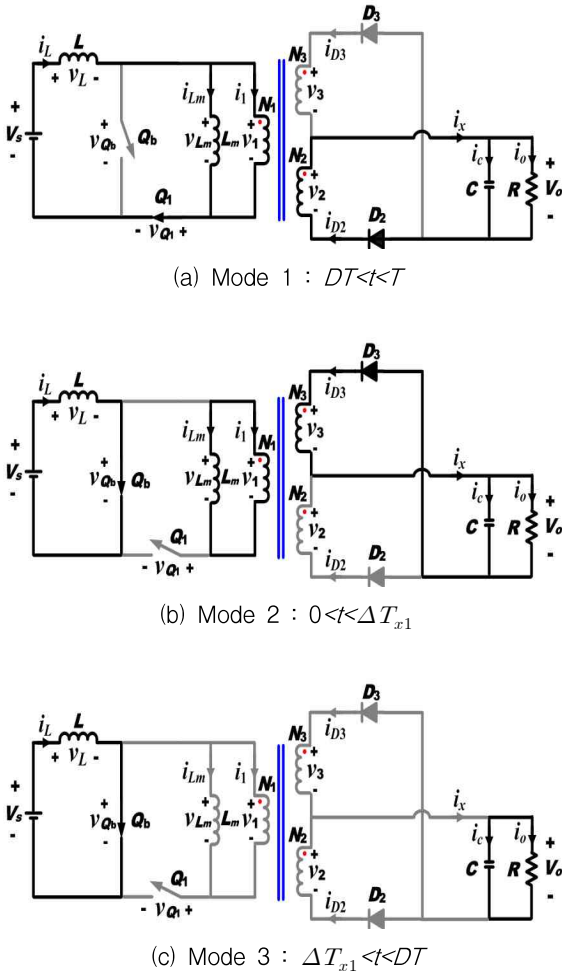


그림 2. 제안한 변환기의 동작 모드
Fig. 2. Operation modes of proposed converter

이다. 또한 N_3 측 전압 v_3 는

$$v_3 = v_2 \left(\frac{N_3}{N_2} \right) = V_o \left(\frac{N_3}{N_2} \right) > 0 \quad (2)$$

이므로 D_3 가 OFF 상태가 되어 $i_{D3}=0$ 이 된다.
인덕터 L 에서

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_s - v_1 = V_s - V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (3)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} \left\{ V_s - V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \right\} = (const.) \quad (4)$$

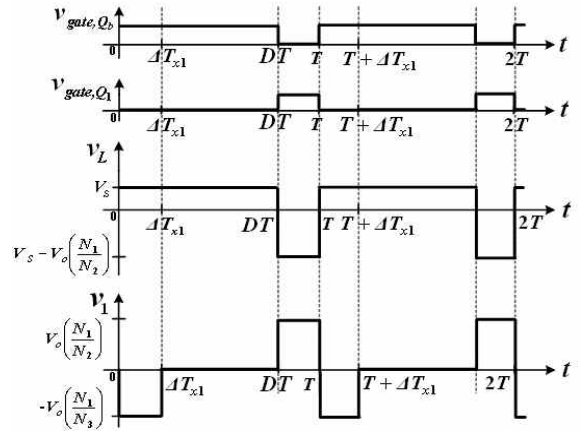


그림 3. 제안한 변환기의 게이트 파형 및 전압
Fig. 3. Gate and voltage waveforms of the proposed converter

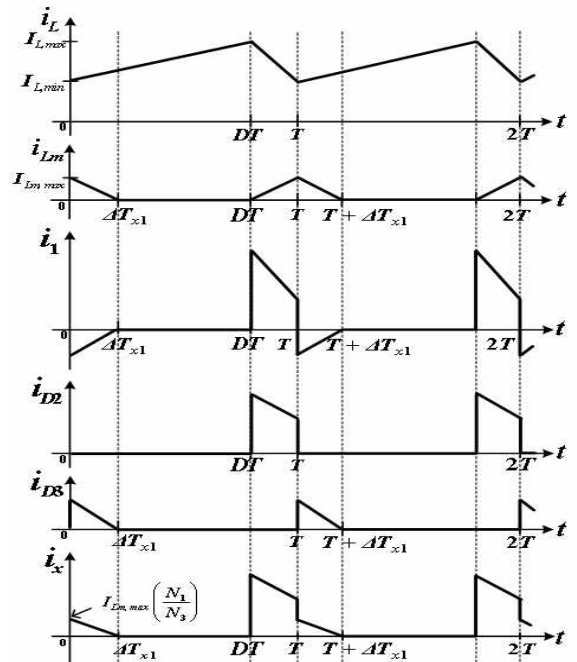


그림 4. 제안한 변환기의 이론적 전류 파형
Fig. 4. Theoretical current waveforms of the proposed converter

이므로 인덕터 전류 i_L 은 직선적으로 변화하며 변화량은 다음과 같다.

$$(\Delta i_L)_{open} = \frac{(1-D)T}{L} \left\{ V_s - V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \right\} \quad (5)$$

자화 인덕턴스 L_m 에서

$$v_{L_m} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = v_1 = V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (6)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{V_o}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = (const.) > 0 \quad (7)$$

이므로 i_{L_m} 은 직선적으로 증가하며, 증가분은 식 (8)과 같다.

$$(\Delta i_{L_m})_{open} = \frac{V_o(1-D)T}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (8)$$

$t=DT$ 일 때 $i_{L_m}=0$ 이면 i_{L_m} 은 식 (9)와 같으며

$$i_{L_m} = \frac{V_o}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) (t-DT) \quad (9)$$

i_{L_m} 의 최대값 $i_{L_m,max}$ 는

$$i_{L_m,max} = \frac{V_o(1-D)T}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (10)$$

가 된다.

N_I 측 전류 i_1 과 i_{D_2} 는 다음과 같다.

$$i_1 = i_L - i_{L_m} \quad (11)$$

$$i_{D_2} = i_1 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (12)$$

출력단 전류 i_x 는 $i_x = i_{D_2} + i_{D_3}$ 인데 $i_{D_3}=0$ 이므로 $i_x = i_{D_2}$ 이다.

Q_I 에 걸리는 전압 v_{Q_I} 은 0이고 Q_b 에 걸리는 전압은 식 (13)과 같다.

$$v_{Q_b} = v_1 = V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad \text{for } DT < t < T \quad (13)$$

(b) Mode 2 : $0 < t < \Delta T_{x1}$

모드 2는 Q_b 가 닫혀있고 Q_I 이 열려있을 때로서 L_m 에 저장되어 있던 에너지에 의해 전류 i_{L_m} 이 흐르는 구간인 ΔT_{x1} 까지이다. 이때 1차측에 $V_s-L-Q_b-V_s$ 의 경로를 따라 인덕터에 에너지가 저장된다. 또한 $L_m-N_I-L_m$ 의 경로를 따라 i_{L_m} 이 흐르며 i_1 은

$$i_1 = -i_{L_m} \quad (14)$$

이다. 2차측에서는 $D_3-N_3-(C\&R)-D_3$ 경로를 통해 L_m 에 저장된 에너지가 부하로 전달되며 N_3 측 전류 i_{D_3} 는 식 (15)와 같다.

$$i_{D_3} = -i_1 \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = i_{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (15)$$

N_3 측 전압이 $v_3 = -V_o$ 이므로 N_I 측 전압 v_1 은

$$v_1 = v_3 \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = -V_o \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (16)$$

이다. N_2 측 전압 v_2 는

$$v_2 = v_3 \left(\frac{N_2}{N_3} \right) = -V_o \left(\frac{N_2}{N_3} \right) < 0 \quad (17)$$

이므로 D_2 는 OFF 상태이며 $i_{D_2}=0$ 이다.

인덕터 L 에서

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_s \quad (18)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} = (const.) > 0 \quad (19)$$

이므로 인덕터 전류 i_L 은 직선적으로 증가한다.

L_m 의 양단전압이 $v_{L_m} = v_1$ 이므로 L_m 에서

$$v_{L_m} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = v_1 = -V_o \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (20)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = -\frac{V_o}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = (const.) < 0 \quad (21)$$

이므로 i_{L_m} 은 직선적으로 감소하며, 감소분은 식 (22)와 같다.

$$(\Delta i_{L_m})_{closed} = -\frac{V_o}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \Delta T_{x1} \quad (22)$$

정상상태에서 $(\Delta i_{L_m})_{closed} = -(\Delta i_{L_m})_{open}$ 이므로 식 (8)과 식 (22)를 대입하여 ΔT_{x1} 을 구하면 다음과 같다.

$$\Delta T_{x1} = (1-D) T \left(\frac{N_3}{N_2} \right) \quad (23)$$

i_{L_m} 이 다음 주기가 시작되기 전에 0이 되어 변압기의 volt-sec 평형이 이루어지려면 그림 4의 i_{L_m} 과형과 같이 $\Delta T_{x1} \leq DT$ 이어야 한다. 따라서 변압기의 volt-sec 평형이 이루어지려면 다음의 식 (24)가 성립하여야 한다.

$$D \left(1 + \frac{N_2}{N_3} \right) \geq 1 \quad (24)$$

출력단 전류 i_x 는 $i_{D2}=0$ 이므로 $i_x = i_{D2} + i_{D3} = i_{D3}$ 이다. Q_b 에 걸리는 전압은 0이고 Q_1 에 걸리는 전압은 식 (25)와 같다.

$$v_{Q_1} = -v_1 = V_o \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \text{ for } 0 < t < \Delta T_{x1} \quad (25)$$

(c) Mode 3 : $\Delta T_{x1} < t < DT$

Q_b 가 단락있을 때 L_m 에 저장되어 있던 에너지가 모두 부하로 전달되어 i_{L_m} 이 0이 되는 시점 $t = \Delta T_{x1}$ 일 때 모드 3이 시작된다. 이때 1차측에는 여전히 $V_s-L-Q_b-V_s$ 의 경로를 통해 인덕터에 에너지가 공급되며, 2차측에서는 C 에 저장되어 있던 에너지가 부하 R 에 전달된다.

인덕터의 양단전압 v_L 이 $v_L = V_s$ 이므로

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_s \quad (26)$$

이다. 따라서

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} = (const.) > 0 \quad (27)$$

이므로 i_L 은 직선적으로 증가한다.

모드 2와 모드 3에서 $V_s-L-Q_b-V_s$ 의 경로가 동일하게 형성되며 di_L/dt 값이 같으므로 두 모드를 합친 구간 DT 에서 i_L 의 증가분은 식 (28)과 같다.

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_s DT}{L} \quad (28)$$

모드 3에서 $i_1, i_{D2}, i_{D3}, i_{L_m}, i_x$ 와 $v_1, v_{L_m}, v_2, v_3, v_{Q_1}, v_{Q_2}$ 의 값들이 모두 0이 된다. 따라서 모드 1이 시작되는 시점에서 $i_{L_m} = 0$ 이다.

2.3 입출력 전압 관계

그림 1의 회로에서 Q_b 의 듀티비를 D 라 하면 정상상태에서 인덕터 양단전압의 평균값이 0이므로

$$\begin{aligned} V_L &= \frac{1}{T} \int_0^T v_L dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} (v_L)_{closed} dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (v_L)_{open} dt = 0 \end{aligned} \quad (29)$$

이며, $(v_L)_{closed} = V_s$ 이고 $(v_L)_{open} = V_s - V_o(N_1/N_2)$ 이므로 입출력 전압관계는 식 (30)과 같이 된다.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (30)$$

2.4 i_L 이 연속전류이기 위한 조건

입력단에서 공급하는 전력과 부하저항 R 에서 소모되는 전력이 같다는 조건 $V_s I_L = V_o^2 / R$ 과 식 (30) 으로부터 인덕터 L 의 평균전류 I_L 을 계산하면 식 (31)과 같다.

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (31)$$

자기구동 스위치를 이용한 절연된 부스트 변환기의 해석

식 (31)과 식 (28)을 이용하여 인덕터 L 에 흐르는 전류의 최대값 및 최소값을 구하면 다음과 같다.

$$I_{L,max} = I_L + \frac{|\Delta i_L|}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{V_s DT}{2L} \quad (32)$$

$$I_{L,min} = I_L - \frac{|\Delta i_L|}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_s DT}{2L} \quad (33)$$

$I_{L,min} \geq 0$ 이어야 i_L 이 연속이므로 연속전류모드이기 위한 조건은 다음과 같다.

$$L \geq \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (34)$$

2.5 출력전압의 맥동율

제안한 회로의 출력단에서 $i_x = i_c + i_o$ 이고 양변을 평균하면 $I_x = I_c + I_o$ 이다. 정상상태에서 $I_c = 0$ 이므로 $I_x = I_o = V_o/R$ 가 성립하며 커패시터 전류는 $i_c = i_x - I_x$ 가 된다. 이 i_c 파형으로부터 출력전압 맥동율을 구할 수 있으며, $I_{L,m,max}(N_1/N_3)$ 의 크기와 I_x 의 크기에 따라 다음의 두 가지 경우가 있다.

2.5.1 $I_x > I_{L,m,max}(N_1/N_3)$ 인 경우

이 경우의 커패시터 전류 파형은 그림 5와 같다. 그림 5에서 a, b, c, d의 값은 다음과 같다.

$$a = I_{L,max} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - I_x \quad (35)$$

$$b = (I_{L,min} - I_{L,m,max}) \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - I_x \quad (36)$$

$$c = I_{L,m,max} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) - I_x \quad (37)$$

$$d = -I_x = -\frac{V_o}{R} \quad (38)$$

전하의 변화량은 그림 5에서 빗금친 면적과 같으며 ΔQ 를 구하면 다음과 같다.

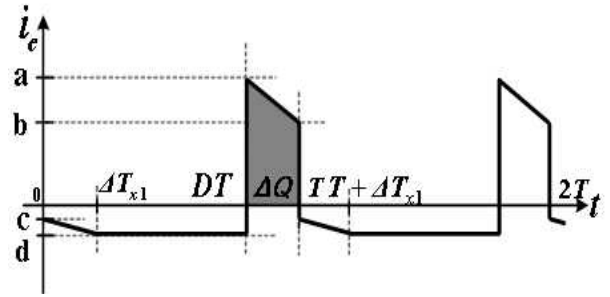


그림 5. $I_x > I_{L,m,max}(N_1/N_3)$ 일 때의 커패시터 전류

Fig. 5. Capacitor current for $I_x > I_{L,m,max}(N_1/N_3)$

$$\begin{aligned} \Delta Q &= \left[\left\{ I_{L,max} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - I_x \right\} + \left\{ (I_{L,min} - I_{L,m,max}) \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - I_x \right\} \right] \\ &\cdot \frac{1}{2} (T - DT) = \left\{ \frac{D}{Rf} - \frac{(1-D)^2}{2L_m f^2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \right\} V_o \quad (39) \end{aligned}$$

$\Delta Q = C \Delta V_o$ 이므로 출력전압 맥동율은 다음과 같다.

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{RCf} \left\{ D - \frac{(1-D)^2 R}{2L_m f} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \right\} \quad (40)$$

2.5.2 $I_x < I_{L,m,max}(N_1/N_3)$ 인 경우

이 경우의 커패시터 전류 파형은 그림 6과 같다. 그림 6의 a, b, c, d 값은 그림 5와 동일하다. 그림 6에서 i_c 파형의 사선 부분과 횡축과의 교점인 ΔT_{x2} 를 구하면 다음과 같다.

$$\Delta T_{x2} = \Delta T_{x1} - \frac{I_m}{R} \left(\frac{N_3}{N_1} \right)^2 \quad (41)$$

전하의 변화량은 그림 6에서 빗금친 면적과 같으며 ΔQ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta Q &= \frac{1}{2} \{ (DT - \Delta T_{x1}) + (DT - \Delta T_{x2}) \} I_x \\ &= \frac{V_o}{Rf} \left\{ D - (1-D) \left(\frac{N_3}{N_2} \right) + \frac{L_m f}{2R} \left(\frac{N_3}{N_1} \right)^2 \right\} \quad (42) \end{aligned}$$

$\Delta Q = C \Delta V_o$ 이므로 출력전압 맥동율은 다음과 같다.

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{RCf} \left\{ D - (1-D) \left(\frac{N_3}{N_2} \right) + \frac{L_m f}{2R} \left(\frac{N_3}{N_1} \right)^2 \right\} \quad (43)$$

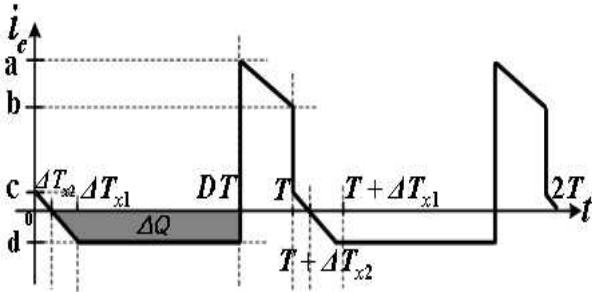


그림 6. $I_x < I_{Lm,max}(N_1/N_3)$ 일 때의 커패시터 전류
 Fig. 6. Capacitor current for $I_x < I_{Lm,max}(N_1/N_3)$

3. 시뮬레이션

제안한 변환기 해석의 타당성을 확인하기 위해 Simplorer를 사용하여 시뮬레이션한다.

본 논문에서는 직류전압 5[V]를 입력으로 하여 직류 전압 100[V]를 출력하는 변환기를 시뮬레이션한다. 변환기의 스위칭 주파수는 60[kHz]이며 변압기의 권수비 $N_2(=N_3)/N_1$ 는 5이다. 또한 자화인덕턴스 L_m 의 값은 실험적으로 측정된 값인 0.2[mH]이다. 출력전압이 $V_o=100[V]$ 이고 부하저항이 $R=1[k\Omega]$ 이므로 시뮬레이션한 변환기의 출력은 10[W]이다.

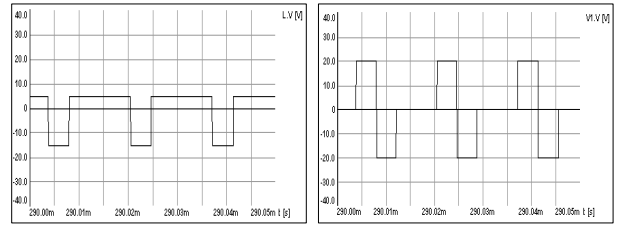
시뮬레이션에 사용한 파라미터는 표 1과 같다.

그림 7은 절연된 부스트 변환기의 시뮬레이션 결과 파형으로서 시뮬레이션시의 듀티비는 $D=0.75$ 이다. i_L 이 연속전류모드로 동작하기 위한 L 의 최소값의 범위를 식 (34)로부터 구하면 15.63[μH]가 된다. 따라서 본 논문에서는 15.63[μH]보다 큰 값인 600[μH]를 적용하였다.

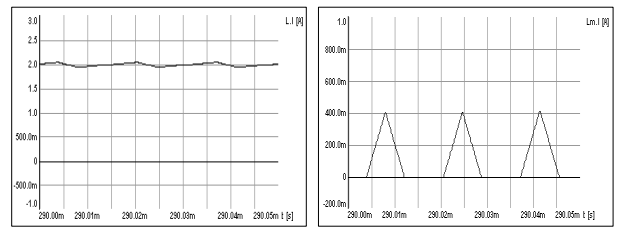
그림 7 (a)는 인덕터 L 의 양단전압 v_L 의 파형으로 Q_b 가 열려있을 때 -15[V], 닫혀있을 때 5[V]이다. 그림 7 (b)는 N_1 측 양단간의 전압 v_1 의 파형으로 Q_b

표 1. 시뮬레이션 파라미터
 Table 1. Simulation parameters

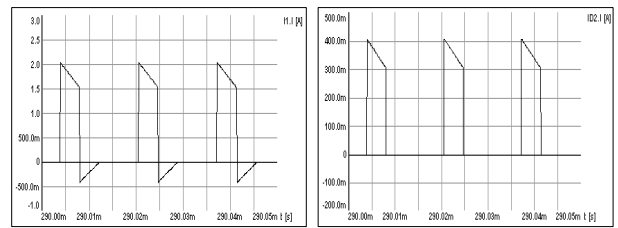
V_s	5[V]	L	600[μH]
V_o	100[V]	L_m	0.2[mH]
$N_2(=N_3)/N_1$	5	C	22[μF]
f	60[kHz]	R	1[kΩ]



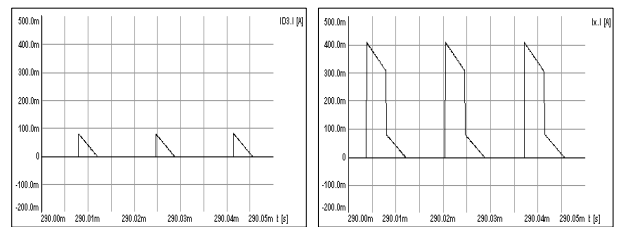
(a) 인덕터 전압 v_L (b) N_1 측 전압 v_1



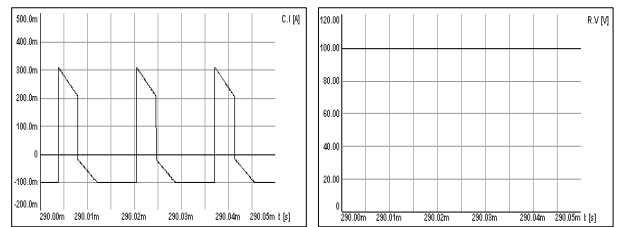
(c) 인덕터 전류 i_L (d) 자화전류 i_{Lm}



(e) N_1 측 전류 i_1 (f) N_2 측 전류 i_{D2}



(g) N_3 측 전류 i_{D3} (h) 출력단 전류 i_x



(i) 커패시터 전류 i_c (j) 출력전압 V_o

그림 7. 시뮬레이션 결과
 Fig. 7. Simulation results

가 닫혀있을 때 ΔT_{x1} 동안 $-20[V]$ 가 걸리고 L_m 의 에너지가 0이 되는 시점 ΔT_{x1} 을 지나면 0이 되며 Q_b 가 열린 동안 $20[V]$ 가 걸린다. 그림 7 (b)로부터 변압기의 volt-sec 평형이 이루어지고 있음을 알 수 있다.

그림 7 (c)는 L 에 흐르는 전류 파형으로 평균 전류 I_L 은 $2[A]$ 이다. 그림 7 (d)는 자화전류 i_{Lm} 의 파형으로 다음 주기가 시작되기 전에 0으로 감소함을 알 수 있다. Q_b 가 열려있을 때 $I_{Lm,max}$ 는 $0.42[A]$ 까지 선형적으로 증가하고 Q_b 가 닫혀있을 때 0으로 감소한다. 그림 7 (e)는 변압기의 1차측인 N_1 측 전류 i_1 의 파형으로 Q_b 가 열린 동안 첨두값 $2.05[A]$ 의 전류가 흐르며 Q_b 가 닫힌 후 i_{Lm} 이 0으로 감소하는 구간에서 $-0.42[A]$ 에서 0까지 선형적으로 증가한다.

그림 7 (f)는 N_2 측 전류 i_{D2} 의 파형으로 Q_b 가 닫혀있을 때 0이고, 열려있을 때 첨두값이 $0.41[A]$ 이다. 그림 7 (g)는 N_3 측 전류 i_{D3} 의 파형으로 Q_b 가 열려있을 때 0이며 Q_b 가 닫혀있을 때 ΔT_{x1} 동안 첨두값이 $0.084[A]$ 에서 0으로 감소하는 전류가 흐른다. 그림 7 (h)는 출력단 전류 i_x 파형으로서 i_{D2} 와 i_{D3} 의 합이다.

그림 7 (i)는 커패시터 전류 i_c 의 파형으로 출력단 전류 i_x 에서 I_x 만큼 뺀 크기의 전류가 흐른다. i_c 파형으로부터 본 시뮬레이션의 경우가 그림 5와 같이 $I_x > I_{Lm,max} (N_1/N_3)$ 인 경우에 해당함을 알 수 있다. 그림 7 (j)는 출력전압의 파형으로 $100[V]$ 가 출력됨을 알 수 있다. 표 1의 시뮬레이션 파라미터를 식 (40)에 적용하여 출력전압 맥동율을 구하면 약 $0.0489[\%]$ 로 매우 작은 값이다.

그림 8은 변환기의 부하가 $1[k\Omega]$ 에서 $t=0.2[sec]$ 일 때 $500[\Omega]$ 으로 감소되었을 경우의 출력전압 파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 부하가 감소되어도 출력전압이 약간 흔들리나 $13[msec]$ 이내에 다시 출력전압이 $100[V]$ 로 안정됨을 알 수 있다.

4. 실험결과 및 검토

제안한 절연된 부스트 변환기의 유용성을 입증하기

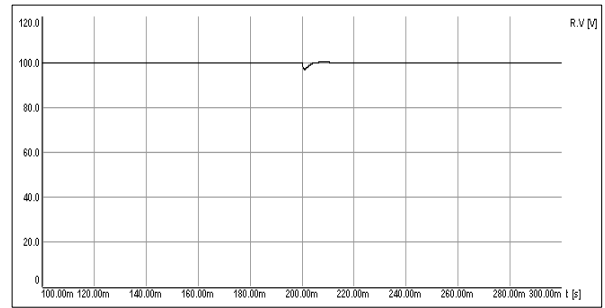


그림 8. 부하 변화에 대한 출력전압 응답
Fig. 8. Output voltage response to the load change

위해 변환기를 구성하고 실험하였다. 실험에 사용한 변압기 코어의 재료는 ISU CERAMICS사의 PM5 페라이트 코어로 EI2820타입이다.

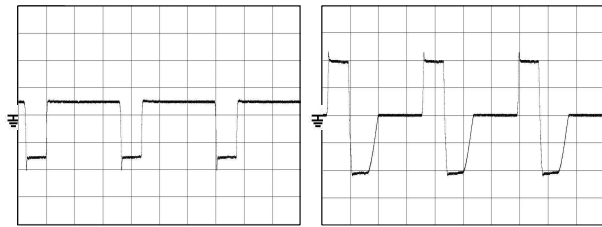
실험에 사용한 변환기의 파라미터는 시뮬레이션 파라미터와 동일하다.

절연된 부스트 변환기의 실험 결과는 그림 9와 같다.

그림 9 (a)는 L 의 양단전압 v_L 의 파형으로 Q_b 가 열려있을 때와 닫혀있을 때 각각 $-15[V]$, $5[V]$ 이다. 그림 9 (b)는 v_L 의 파형으로 Q_b 가 닫혀있을 때 ΔT_{x1} 동안 $-20[V]$, Q_b 가 열린 동안 $20[V]$ 이다. 그림 9 (c)는 인덕터 전류 i_L 의 파형이다.

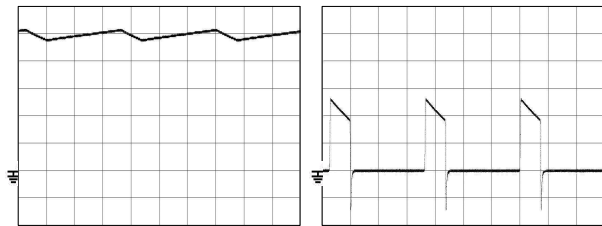
그림 9 (d)는 N_2 측 전류 i_{D2} 의 파형으로 Q_b 가 닫혀있을 때 0이고, Q_b 가 열려있을 때 N_2 권선을 통해 전류가 흐름을 알 수 있다. 그림 9 (e)는 리셋 권선인 N_3 측 전류 i_{D3} 의 파형으로 Q_b 가 열려있을 때 0이고 Q_b 가 닫혀있을 때 L_m 에 저장되어 있던 에너지가 N_3 권선을 통해 부하로 전달되면서 0으로 감소한다. 그림 9 (f)는 출력단 전류 i_x 의 파형이며 i_{D2} 와 i_{D3} 전류의 합이 된다. 그림 9 (g)는 커패시터 전류 i_c 의 파형이다. 그림 9 (h)는 출력전압 V_o 의 파형으로 $100[V]$ 가 출력됨을 알 수 있다. 그리고 시뮬레이션과는 달리 실제 실험에서는 자화인덕턴스로 흐르는 전류 i_{Lm} 과 N_1 측 전류 i_1 의 측정이 불가능하므로 측정대상으로 고려하지 않았다.

실험에서 측정된 전류의 값들이 시뮬레이션 결과로부터 얻은 전류값들보다 약간씩 크다. 이는 모든 소자가 이상적인 소자라고 본 시뮬레이션의 경우와는 달리 실제 구성한 변환기의 효율이 $100[\%]$ 미만이기 때



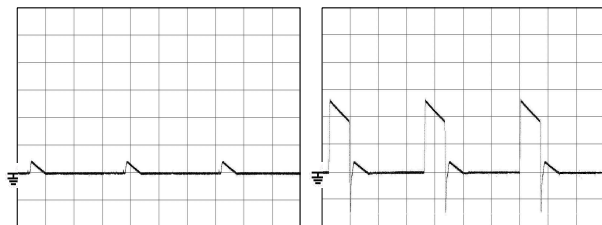
Horizontal : 5[μs]/div. Horizontal : 5[μs]/div.
Vertical : 10[V]/div. Vertical : 10[V]/div.

(a) 인덕터 전압 v_L (b) N_1 측 전압 v_1



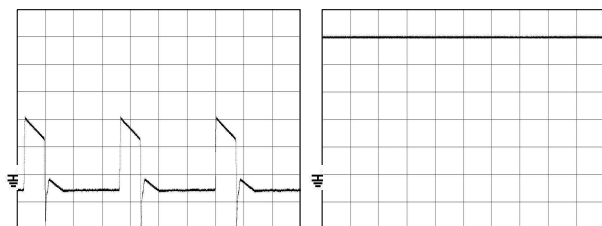
Horizontal : 5[μs]/div. Horizontal : 5[μs]/div.
Vertical : 500[mA]/div. Vertical : 200[mA]/div.

(c) 인덕터 전류 i_L (d) N_2 측 전류 i_{D2}



Horizontal : 5[μs]/div. Horizontal : 5[μs]/div.
Vertical : 200[mA]/div. Vertical : 200[mA]/div.

(e) N_3 측 전류 i_{D3} (f) 출력단 전류 i_x



Horizontal : 5[μs]/div. Horizontal : 5[μs]/div.
Vertical : 200[mA]/div. Vertical : 20[V]/div.

(g) 커패시터 전류 i_c (h) 출력전압 V_o

그림 9. 실험 결과
Fig. 9. Experimental results

문이며 실험시에 산정한 변환기의 효율은 약 86.8[%]이다. 또한 전류파형에서 스위치 Q_0 가 닫힐 때 스파이크가 발생하는데, 제안한 변환기를 실용화하는 경우에는 가급적 제거할 필요가 있다.

실험에서 yokokawa의 DLM2054 오실로스코프를 사용하여 파형을 측정하였는데, 이 오실로스코프는 그라운드 포인트를 “0”이 아니라 접지기호로 나타낸다.

이상의 실험 결과로부터 본 논문에서 제안한 변환기가 이론적인 해석을 만족하면서 동작함을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 리셋권선을 설치하고 자기구동 스위치를 이용한 절연된 부스트 변환기를 제안하고 해석하였다.

제안한 변환기는 기본적으로 부스트 변환기 구조이다. 그러나 승압비가 높기 때문에 변환기 자체의 승압만으로는 불가능하므로 변환기를 사용하였으며, 변압기의 volt-sec 평형을 위해 리셋권선인 제 3권선을 설치하였다. 또한 스위칭 소자 구동회로의 수를 줄여 제어회로를 간단하게 구현할 수 있도록 자기구동 스위치를 이용하였다.

제안한 변환기의 이론적 해석을 바탕으로 직류 입력 5[V]를 직류 출력 100[V]로 승압할 수 있는 10[W]급 변환기를 대상으로 하여 시뮬레이션한 결과 제안한 변환기가 volt-sec 평형을 이루며 이론적 해석과 일치함을 확인하였다. 또한 시스템을 구성하고 실험을 시행하여 제안한 변환기가 자기구동 스위치로 정상 동작함을 확인하였다.

이 연구는 2009학년도 단국대학교 대학연구비 지원으로 연구되었음.

References

- [1] 홍순찬, 전희중, 백형래, 원충연, PSpice를 활용한 전력전 자공학, 인터비전, 2005.
- [2] 김희준, 스위치모드 파워서플라이, 성안당, 2005.

자기구동 스위치를 이용한 절연된 부스트 변환기의 해석

- [3] 신휘범, 정세교, 전력전자공학의 기초 I, GS 인터비전, 2009.
- [4] Eric X. Yang, Yimin Jiang, Guichao Hua, and Fred C. Lee, "Isolated Boost Circuit for Power Factor Correction", APEC Proc., 1993.
- [5] Morten Nymand and Michael A. E. Andersen, "New Primary-Parallel Boost Converter for High-Power High-Gain Applications", APEC Proc., 2009.
- [6] Clarke, "Converter Regulation by Controlled Conduction Overlap", U. S. Patent, #3,938,024, Feb. 10, 1976.
- [7] Jun Wen, Taotao Jin, and Keyue Smedley, "A New Interleaved Isolated Boost Converter for High Power Applications", IEEE APEC Proc., 2006.

◇ 저자소개 ◇



홍순찬(洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학실 전임강사. 1978년~현재 단국대 전자전기공학부 교수. 1986~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 1997~2000년 대한전기학회 이사. 2002년 전력전자학회 회장. 2002~2005년 단국대 공과대학 학장.



채수용(蔡洙龍)

1979년 1월 5일생. 2005년 단국대 전기공학과 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



정대택(鄭大澤)

1969년 1월 3일생. 1992~2004년 (주)엘리코파워 연구소장. 2001년 숭실대 정보통신전자공학부 졸업. 2003년 한양대 공학대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 단국대학교 대학원 전기공학과 박사과정.



김희선(金姬善)

1986년 8월 23일생. 2009년 단국대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 현재 동 대학원 전자전기공학과 석사과정.