

자려식 승강압형 DC-DC 컨버터

Self-Excited Buck-Boost DC-DC Converter

李成周*·安泰榮**

(Soung-Ju Lee · Tae-Young Ahn)

Abstract - This paper presents new self excited DC-DC converters such as Buck-boost type, Buck type and also non-inverting Buck-boost type. The proposed converters has the following advantages: simple topology, small number of circuit components, easy control method. Therefore, these converters are suitable for the portable appliances with battery source. It is especially suited for low power DC-DC conversion applications where non isolation output power is usually required. The steady state characteristics of proposed self exciting Buck-boost DC-DC converter are analysis and the result shows good agreement with experimental value. Furthermore the experimental results for 50W class self oscillating Buck-boost DC-DC converter have been obtained, which demonstrate the high efficiency and good performance.

Key Words : DC-DC converter, self exciting, Buck-boost, steady state analysis

1. 서 론

최근 개인용 정보처리기기 및 정보통신기기 분야의 급속한 발달과 함께 관련 시스템은 더욱 소형·경량화가 요구되고 있는 실정이다. 특히 이동성과 기동성이 요구되는 휴대용 기기인 경우에는 배터리와 같이 한정된 전력으로 동작하는 경우가 대부분이다. 따라서 한정된 전력을 여러 형태의 안정된 전력의 형태로 변환시켜주는 전원장치 분야에서는 고효율 및 소형·경량화 기술이 필수적이다. 일반적으로 시스템이 배터리를 입력 전원으로 하고 있는 경우, 입력과 출력을 전기적으로 절연할 필요가 없고, 따라서 대부분 비절연형의 회로방식을 채택하고 있다[1]. 또한 휴대용 전자기기의 경우, 정해진 배터리의 이용 효율을 높이기 위해 시스템의 소비전력을 제한했기 때문에 시스템에 전력을 공급하는 전원장치에서도 소용량이면서 고효율의 특징이 요구된다. 그러나 일반적인 전원장치의 구조는 전력변환을 담당하는 DC-DC 컨버터 부분과 출력전압이나 전류를 안정하게 제어시키는 제어회로로 구성되어 있기 때문에 회로가 복잡하고, 제조원가가 높아지며, 전용의 제어용 반도체를 사용하기 때문에 넓은 동작온도와 같은 환경에서 제품의 신뢰성을 높일 수가 없다.

한편, RCC (Ringing Choke Converter) 및 Royer와 같은 자려식 회로방식은 스위칭 동작과 출력전압 제어가 간단한 회로에 의해 구현되기 때문에 별도의 제어용 IC가 필요하지 않아서 저가의 전원장치에 널리 사용되고 있다[2-4]. 그러나

이러한 회로방식은 변압기의 1차와 2차가 전기적으로 절연되어 있어서 변압기 구조가 복잡해지고, 특히 Royer 회로인 경우 스위치가 2개이기 때문에 전체 회로가 복잡해지는 단점이 존재한다. 따라서 기존의 자려식 컨버터는 교류전원을 입력으로 하거나, 입출력 전압차이가 높은 전원장치 회로방식에 적합하지만, 배터리를 입력으로 하는 전자기기의 전원장치에는 부적합하다[5, 6].

본 논문에서는 자려식 DC-DC 컨버터를 쉽게 구현할 수 있는 새로운 자려 스위치를 제안하였다. 제안된 자려 스위치는 각각 한 개의 인덕터, MOSFET 및 다이오드로 구성되며, 간단한 규칙에 의해서 강압형, 승강압형 및 비반전 승강압형과 같은 기본회로를 쉽게 구현할 수 있다는 것을 보였다. 제안된 자려식 DC-DC 컨버터의 기본회로방식 들은 회로구성이 간단하고, 입출력이 비절연형으로 구성되었기 때문에 휴대용 전자기기와 같은 소용량 전원장치에 적합하다는 것을 알 수 있었다. 우선 제안된 세 개의 회로방식 중, 자려식 승강압형 회로방식에 대한 등가회로를 유도하고, 정상상태 해석을 하였으며, 출력전압을 안정시키기 위한 제어회로를 구성하였다. 끝으로 50W 급 자려식 승강압형 컨버터를 시험 제작하여 실험한 결과, 입력전압과 부하변동에 대해 출력전압이 일정하게 유지되었으며, 이때 측정된 전력변환 효율이 정상범위에서 85%이상 되었고, 최대 90%로 측정됨으로서 고효율·소형·경량 전원장치에 적합하다는 것을 보였다.

2. 새로운 자려식 DC-DC 컨버터

그림 1에 본 논문에서 제안하는 자려식 스위치의 기본회로가 나타나 있다. 자려식 스위치는 기본적으로 한 개의 공유 인덕터와 MOSFET 및 다이오드로 구성되어 있다.

그림과 같이 자려식 스위치를 점선으로 감싸게 되면, 외부

* 準 會 員 : 淸州大 電子工學科 碩士課程

** 正 會 員 : 淸州大 電·情·半工學部 專任講師·工博

接受日字 : 1999年 8月 14日

最終完了 : 1999年 9月 30日

에 스위치 S , 인덕터 L , 다이오드 D 의 세 개의 단자가 나타나게 된다. 제한된 자력식 스위치를 직류전압을 입출력으로 하는 DC-DC 컨버터 내부의 전력변환 스위치로 사용한다면, 정상상태에서 자력식 스위치는 그림 1과 같이 두 개의 정전압원 사이에 위치하게 된다. 따라서 주어진 자력식 스위치의 위치와 입출력 전압의 극성을 적절히 변화시키면 그림 2에 나타나 있는 것과 같이, 기본 스위치 개념으로 구성된 자력식 DC-DC 컨버터의 기본회로방식을 쉽게 구성할 수 있다. 회로를 구성할 때, 다음과 같은 규칙이 적용된다. 즉, S 단자는 스위치이므로 항상 정전압원의 +부분에 위치시킨다. 또한 D 단자는 내부 다이오드가 순바이어스될 수 있도록 정전압원의 -부분에 위치시킨다. 마지막으로 S 단자와 D 단자가 결정되고 남은 L 단자는 폐회로가 구성될 수 있도록 전체 회로를 배치한다. 위의 방법에 의해 구성할 수 있는 기본 회로 방식은 그림 2의 (a), (b), (c) 세 개이며, 자력식 스위치 2개를 직렬로 사용하면 그림 2의 (d)와 같이 입출력 전압의 극성이 같은 정 극성 출력전압의 승강압형 회로를 구성할 수 있다.

그림 3에는 그림 2의 자력식 스위치를 이용한 자력식 DC-DC 컨버터의 기본 개념을 회로로 구성한 것이다. 제한된 회로는 입출력 전압비와 출력전압의 극성에 따라 크게 승강압형, 강압형, 승압형 및 비반전 승강압형과 같이 네 종류로 나눌 수 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 승강압형, 강압형, 승압형 회로는 기존에 사용되고 있는 회로 내에 존재하는 인덕터를 공유인덕터로 변환시킨 형태가 된다는 것을 알 수 있다.

또한 그림 3의 (d)는 자력식 스위치를 두 개 사용한 예이며, 이 경우 각각의 자력식 스위치 내부에 포함된 인덕터 L_p 가 회로 내에서 2개가 서로 직렬로 연결되어 있기 때문에

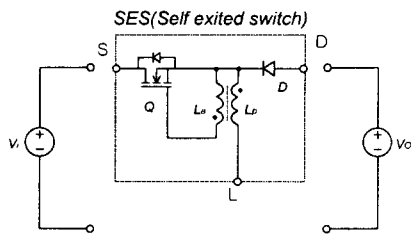


그림 1 기본 스위치 및 입출력 전압
Fig. 1 Basic switch, input and output voltage

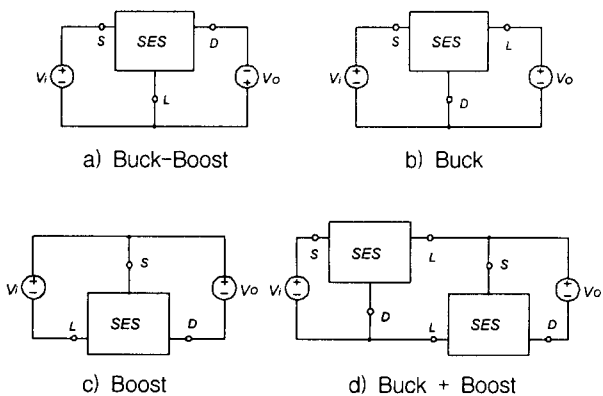
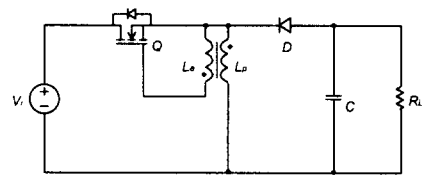


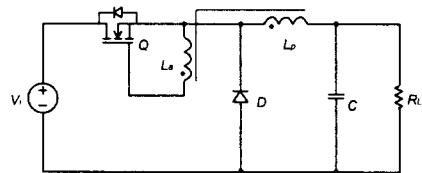
그림 2 기본 스위치 개념으로 구성된 자력식 DC-DC 컨버터
Fig. 2 Self excited DC-DC converters using the basic switch concept

한 개로 합쳐질 수 있다. 따라서 한 개의 L_p 와 두 개의 L_1 , L_2 는 공유인덕터로 표현할 수 있으며, 이때 회로는 한 개의 코아 만 필요로 하기 때문에 전체 회로가 간단해진다. 이 결과 승압형과 강압형이 직렬로 연결된 형태가 되며, 기본적으로 그림 3의 (d)의 회로는 입력전압과 출력전압비가 승압과 강압이 동시에 이루어지며, 동시에 출력전압이 입력전압과 극성이 같은 방향이기 때문에 비반전 출력 특성을 갖게 된다.

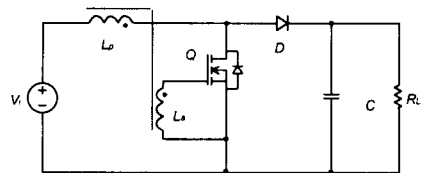
그러나 그림 3의 (c)에 나타나 있는 자력식 승압형 DC-DC 컨버터는 그림 1의 자력식 스위치의 개념을 이용하면 회로 구성은 가능하지만, 실제로 다음과 같은 이유 때문에 정상적인 회로동작이 불가능하다. 첫째의 경우 : 회로에서 자력식 스위치 내부에 존재하는 MOSFET가 오프 상태에서 입력이 인가되면 입력전원, 인덕터, 다이오드, 출력 커패시터의 순서로 입력 에너지가 이동하면서 출력에 전류가 흐르게 된다. 결과적으로 입력전압과 출력전압이 같은 전위가 되고, 이때 인덕터에 흐르던 전류는 0이 되며, 공유인덕터의 2차 측에는



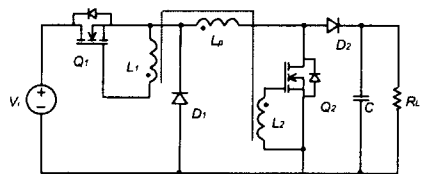
(a) 승강압형
(a) Buck-Boost Type



(b) 강압형
(b) Buck Type



(c) 승압형
(c) Boost Type



(d) 비반전 승강압형
(d) Non-inverting Buck-Boost Type

그림 3 자력식 DC-DC 컨버터의 회로구성
Fig. 3 Circuit configuration of self excited DC-DC converters

MOSFET가 필요로 하는 기동 전압을 얻을 수 없다. 둘째의 경우 : 스위치가 먼저 턴 온 되고 난 후에 입력전원이 회로에 인가되면, 입력전원에서 인덕터, 스위치를 통해 전류가 흐르게 된다. 그러나 공유인덕터의 2차측 전압은 MOSFET의 게이트 전압이 되기 때문에 게이트 전압은 역바이어스되며 결국, 회로는 스위칭 동작에 필요한 전압 펄스를 얻지 못하고, 연속적인 스위칭 동작이 불가능해진다.

3. 자력식 승강압형 DC-DC 컨버터

본 논문에서는 그림 3에 나타나 있는 네 개의 자력식 DC-DC 컨버터 회로방식 중에서, 비교적 회로가 간단하면서도 음의 출력전압을 얻을 수 있는 승강압형 회로방식을 선택한 후, 동작원리와 기본 특성을 파악하기 위해 정상상태 해석을 하였다. 우선 그림 3의 (a)에 나타나 있는 자력식 승강압형 회로를 그림 4에 나타나 있는 것과 같이 실제로 동작시키기 위한 회로로 구성하기 위해, 저항과 커패시터를 추가하였다. 회로에서 R_g 는 기동저항이며, C_g 는 공유인덕터의 코어가 포화하지 않도록 해주는 DC 커플링 커패시터이다. 정상상태에서 그림 4의 자력식 승강압형 컨버터는 그림 5와 같은 등가 회로로 변환시킬 수 있다. 이때 등가회로는 다음과 같이 두 가지 가정을 하였다. 첫째로 MOSFET 및 다이오드와 같은 반도체 스위치 소자는 이상적인 스위치로 동작하며, 둘째로 회로의 출력에 위치하고 있는 커패시터 C_F 와 R_L 은 자체 시정수에 비해 동작 스위칭주기가 무시할 정도로 작기 때문에 정전압원 V_o 로 등가화 하였다.

그림 6에서는 스위치가 턴 온 및 턴 오프되었을 때 각각의 등가회로를 나타내었다. 또한 그림 7에는 자력식 승강압형 회로가 정상상태에서 동작하는 경우 주요부분의 전압과 전류 파형을 이론과 실험으로 나타내었다. 그림 6과 그림 7로부터 정상상태에서 컨버터의 동작은 다음과 같이 간단하게 설명할 수 있다.

【스위치 온 상태】

이 상태의 등가회로가 그림 6의 (a)에 나타나 있다. 처음 회로에 입력전압 V_i 가 인가되면 기동저항 R_g 를 통해 전류가 MOSFET의 게이트의 기생 커패시터에 흐르게 되고, 게이트 전압 V_{GS} 가 상승하게되어 문턱전압 이상 되면, 스위치는 t_0 에서 턴 온 된다. 스위치 Q 가 턴 온 되면 그림 7의 (a)와 같이 인덕터 L_p 와 L_s 에 전압이 유기 되고, L_s 에 의한 Q 의 게이트 전압 V_{GS} 에 의해 스위치는 더욱 가속화하여 포화영역으로 들어가게 된다. 이때 다이오드 D 는 역바이어스 상태이므로 턴 오프된다. 인덕터에는 일정한 입력전압이 인가되기 때문에 전류는 일정한 기울기를 갖고 상승하게 되며, 주요 부분의 전압과 전류 식은 다음과 같이 유도된다.

$$v_D = V_o + V_i \quad (1)$$

$$v_L = V_i \quad (2)$$

$$v_L = L_p \frac{di_L}{dt} \quad (3)$$

한편 스위치 Q 를 통해 흐르는 전류 i_s 는 직선적으로 증가

하며 이때 i_s 는 다음과 같이 표현된다.

$$i_s = V_{GS} \times g_{FS} \quad (4)$$

단, g_{FS} 는 MOSFET의 forward transconductance이다.

식 (4)의 g_{FS} 가 일정하다고 가정하면, i_s 가 직선적으로 증가할 때 게이트 전압 V_{GS} 는 감소하게 되며, 스위치 Q 는 더 이상 포화영역에서 동작하지 못하고 활성영역으로 이동하여 Q 의 드레인-소스 전압인 V_{DS} 을 증가시키게 된다. 또 V_{DS} 에 의하여 L_p 와 L_s 에 걸리는 전압이 낮아지는데, 결과적으로 Q 의 V_{GS} 를 더욱 낮추게 되어 스위치는 t_1 에서 턴 오프하게 된다.

【스위치 오프 상태】

스위치가 t_1 에서 턴 오프하게 되면, 그림 6 (b)와 같은 등가 회로가 구성된다. 이때 인덕터 내부에 축적되었던 전류 에너

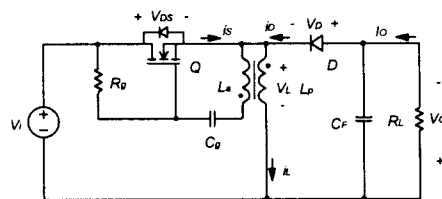


그림 4 자력식 승강압형 컨버터의 기본회로
Fig. 4 Circuit diagram of the self excited Buck-boost converter

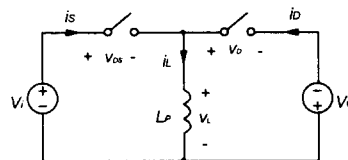
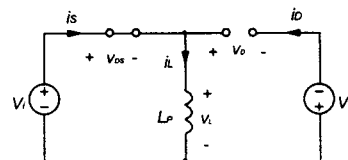
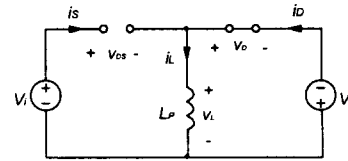


그림 5 정상상태 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuit for steady state

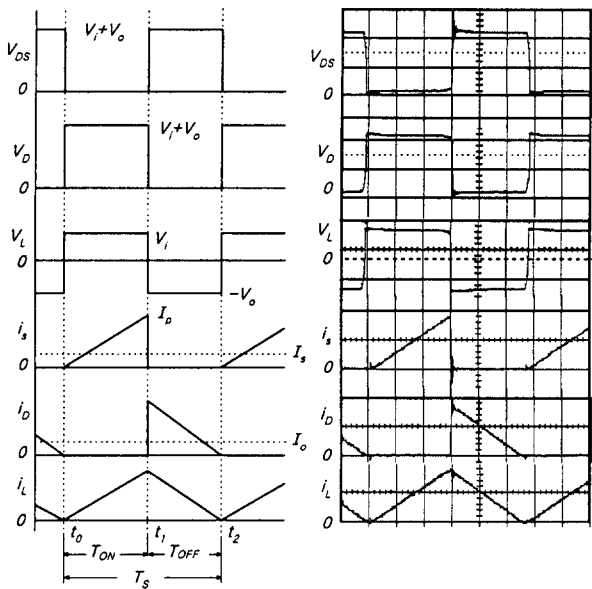


(a) 스위치 ON 상태
(a) Switch ON state



(b) 스위치 OFF 상태
(b) Switch OFF state

그림 6 스위치 상태별 등가회로
Fig. 6 Equivalent circuits for different switch state



(a) 이론파형 (b) 실험파형
 (a) Theoretical waveforms (b) Experimental waveforms
 (Voltage : 50V/div, Current : 1A/div)

그림 7 정상상태 동작 파형

Fig. 7 Operational waveforms for steady state

지가 다이오드를 통하여 출력에 전달된다. 또한 공유인덕터에는 출력전압과 마찬가지로 음의 전압이 인가되기 때문에 시간에 따라 전류가 감소하게 되며, 인덕터와 다이오드에 흐르던 전류 i_D 가 점점 감소하여 결국 0이 된다. 이때 인덕터의 전류가 0이 되면 L_p 에 역기전력이 발생하게 되고, 그 전압이 L_o 에 유기되어 다시 스위치 Q 를 턴온 시킴으로서 스위칭 동작을 반복하게 된다. 이 상태에서 주요 부분의 전압, 전류는 다음과 같이 유도된다.

$$v_D = 0 \tag{5}$$

$$v_L = -V_o \tag{6}$$

$$v_L = L_p \frac{di_L}{dt} \tag{7}$$

4. 회로의 기본동작

4.1 정상상태 해석

앞 절에서 논의된 자력식 승강압형 DC-DC 컨버터의 각 상태별 동작특성으로부터 정상상태 해석을 유도하기 위하여 다음과 같은 가정을 하였다. 우선 본 논문에서 논의되고 있는 자력식 승강압형 DC-DC 컨버터는 내부에서 발생하는 전력손실이 없으며, 따라서 이상적인 전력변환을 한다. 또한 공유인덕터에 사용된 코어는 포화하지 않으며, 인덕터의 결합율은 1이다. 위의 가정과 앞 절의 동작설명으로부터 회로내부에 존재하는 공유인덕터의 전압은 그림 7 (a)의 V_L 과 같이 양전압과 음전압이 서로 바뀌면서 걸리게 된다. 또한 정상상태에서는 V_L 전압의 평균값이 0이 되어야하므로, 회로의 입력전압 V_i 와 출력전압 V_o 의 전압비는 다음과 같이 시비율 D 의 함수로 구할 수 있다.

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} \tag{8}$$

단, 시비율 D 는 다음 식과 같이 회로가 정상상태에서 일정한 스위칭 주파수에서 동작하는 경우, 한 주기 T_S 와 온 시간 T_{ON} 의 비로 정의한다.

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S} \tag{9}$$

한편 스위치에 흐르는 전류 i_s 의 최대치 I_P 는 부하전류 I_O 와 시비율 D 에 의존하게 되며, 컨버터의 전력변환 효율이 100%라고 가정하면, 그림 7의 이론 파형으로부터 I_P 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_P = \frac{2 I_O}{1-D} \tag{10}$$

식 (3)으로부터 스위치 온 시간 T_{ON} 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{ON} = \frac{L_p I_P}{V_i} \tag{11}$$

따라서 식 (8)-(11)로부터 스위칭 주파수 f_s 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_s = \frac{V_i^2 V_o}{2 L_p I_o (V_i + V_o)^2} \tag{12}$$

식 (12)에서 입력전압 V_i 와 출력 부하전류 I_o 변동에 대해 출력전압 V_o 를 일정하게 하기 위해서는 스위칭주파수 f_s 를 변화시켜야 하며, 이때 출력 부하전류 I_o 와 스위칭주파수 f_s 는 반비례한다는 것을 알 수 있다.

4.2 과전류 보호회로

그림 6의 정상상태 등가회로와 그림 7의 동작 파형에서 알 수 있듯이 인덕터에 흐르는 전류 i_L 은 항상 연속이지만 최소값은 0을 갖기 때문에, i_L 은 전류연속 모드와 전류불연속 모드의 경계면에 존재한다. 결국 부하전류나 스위치 온 시간에 의해 전류의 최대값은 변화되지만, 최소값은 0으로 고정되며, 따라서 과도한 전류 피크로부터 회로를 보호하기 위해서 인덕터 전류의 최대값을 제한할 필요가 있다. 그림 8에 과전류 보호회로 기능을 갖는 자력식 승강압형 DC-DC 컨버터를 나타내었다. 그림 8에서는 그림 4의 기본회로에 트랜지스터 1개와 저항 2개를 추가하였으며, 과전류 보호기능은 다음과 같이 설명된다. 우선 주스위치 Q_1 이 턴온되어 스위치 전류 i_s 가 전류검출 저항 R_s 를 통해 흐르게 되면, 전류 i_s 에 비례하는 전압이 발생한다. R_b 에 의한 전압강하를 무시하면, 발생된 전압은 트랜지스터 Q_2 의 베이스와 에미터 사이의 전압 V_{BE} 에 걸리게 된다. 전류 i_s 가 증가하여 인가된 전압이 Q_2 를 동작시키면, Q_1 은 턴오프 상태가 되어 회로는 과전류로부터 보호받

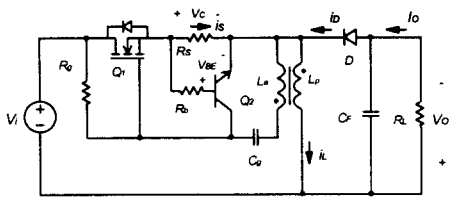


그림 8 과전류 보호회로 기능 자력식 승강압형 컨버터
 Fig. 8 Self excited Buck-boost converter with over current protection

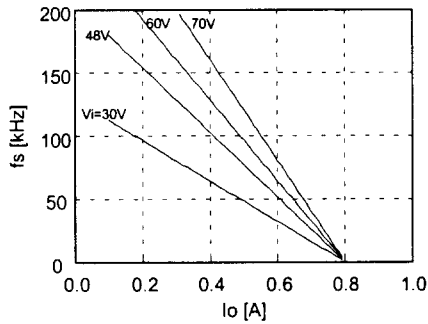


그림 9 스위칭 주파수 변화 (이론값)
 Fig. 9 Switching frequency variation (Theoretical values)

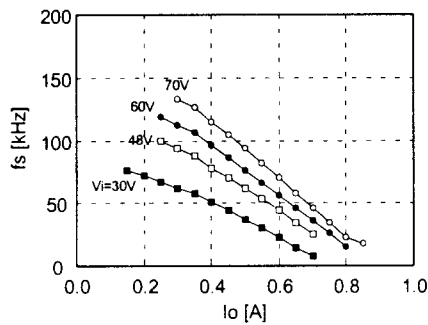


그림 10 스위칭 주파수 변화 (실험값)
 Fig. 10 Switching frequency variation (Experimental values)

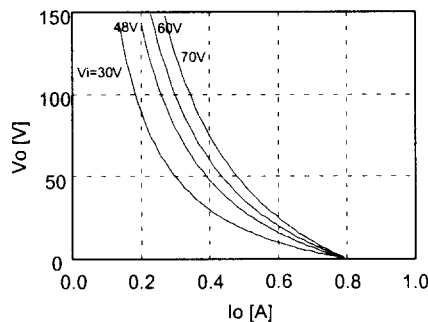


그림 11 출력전압 부하특성 (이론값)
 Fig. 11 Load characteristics of output voltage (Theoretical values)

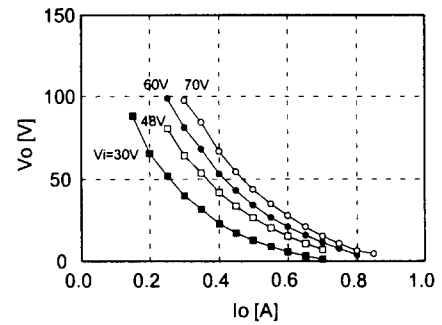


그림 12 출력전압 부하특성 (실험값)
 Fig. 12 Load characteristics of output voltage (Experimental values)

게 된다. 그림 8의 회로에서 주스위치에 흐르는 전류 i_s 의 최대치를 I_p 라고 하면, 정상상태에서 스위칭 주기 T_s 및 I_p 는 각각 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$T_s = L_p \cdot I_p \left(\frac{1}{V_i} + \frac{1}{V_o} \right) \quad (13)$$

$$I_p \cong \frac{V_{BE}}{R_s} \quad (14)$$

식 (13) 및 (14)로부터 스위칭 주파수 f_s 와 출력 부하전류 I_o 의 함수로 나타내면, 다음 식과 같이 표현된다.

$$f_s = \frac{V_i (V_{BE} - 2I_o R_s)}{V_{BE}^2 L_p} \quad (15)$$

그림 9에는 4가지 종류의 입력전압에 대해 부하저항이 가변 되었을 때, 스위칭 주파수의 변화를 식 (15)로부터 얻어낸 결과를 보여주고 있다. 또한 그림 10에서는 자력식 승강압형 DC-DC 컨버터의 실험회로를 제작하여 측정된 실험결과를 나타내었다. 그림 9 및 10로부터 실험결과와 수식에 의한 이론결과가 잘 일치하고 있음을 알 수 있으며, 부하전류와 스위칭 주파수는 반비례한다는 것도 보여주고 있다. 특히 부하전류에 대해 감소하고 있는 스위칭 주파수는 이론결과와 실험결과 모두 입력전압에 관계없이 부하전류가 0.8A 부근에서 0이 된다는 것을 알 수 있다. 이것은 식 (15)에서 부하전류 I_o 와 전류검출 저항 R_s 의 관계가 식 (16)과 같은 조건이 되면, 식 (15)의 우변은 입력전압과 관계없이 0이 되기 때문이다.

$$I_o \geq \frac{V_{BE}}{2 R_s} \quad (16)$$

본 논문의 경우, 전류검출 저항 R_s 의 값이 0.5Ω 이기 때문에 제한되는 부하전류 값은 대략 0.8A가 된다. 한편 부하전류 및 입력전압에 대한 출력전압 V_o 의 관계식은 식 (8)-(13)의 결과로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_o = \left(\frac{V_{BE}}{2 \cdot I_o \cdot R_s} - 1 \right) \cdot V_i \quad (17)$$

그림 11에는 각각의 입력전압에 대해 부하전류와 출력전압의 변화를 식 (17)을 이용해 나타낸 것이다. 그림 12에는 같은 조건에서 실험결과를 나타낸 실험회로의 부하특성을 보여 주고 있다. 그림으로부터 본 논문에서 제안한 자력식 승강압형 컨버터는 일정한 입력전압의 조건에서 부하전류가 증가하면, 출력전압과 스위칭 주파수가 함께 감소한다는 것을 알 수 있었다. 특히 그림 11, 12에서도 식 (16)의 조건 때문에 부하전류가 0.8A 되면, 출력전압이 0이 된다. 또한 입력전압 V_i 와 부하전류 I_o 변동에 대해 출력전압 V_o 를 일정하게 하기 위해서는 스위칭주파수 f_s 를 변화시켜야 한다는 것을 알 수 있다.

5. 실험 결과

제안한 자력식 승강압형 컨버터를 검증하기 위하여 최대출력이 50W급인 컨버터를 제작하여 실험을 하였다. 실험에서 사용된 컨버터의 입출력 사양을 표 1에 나타내었다. 또한 그림 13에 본 논문의 실험에 사용된 자력식 승강압형 컨버터 회로가 나타나 있다. 그림 13의 실험회로는 그림 8의 과전류 보호회로에 정전압 회로가 추가되었다. 그림 13에서 인덕터 L_p 에 권선 L_b 와 커패시터 C_b 를 추가하여 커패시터 C_b 의 전압이 출력전압 V_o 와 비례하도록 하였다. 다음 비례된 전압은 정전압 다이오드 D_z 를 거쳐서 트랜지스터 Q_2 의 베이스에 연결되었기 때문에, 커패시터 C_b 의 전압이 D_z 의 제너전압보다 높아지게 되면 트랜지스터 Q_2 가 턴 온 되어 주스위치 Q_1 이 턴 오프되면서 출력전압이 낮아지게 된다. 그림 13에서 사용된 실험회로의 부품목록을 표 2에 나타내었다.

그림 14에 실험회로로부터 얻은 부하특성을 나타내었다. 실험회로는 일정한 입력전압이 각각 40, 48, 60V로 인가된 상태에서도 출력전압은 부하변동에 대해 50V로 비교적 일정하

표 1 실험회로의 전기적사양

Table 1 Electrical Specifications for experimental circuit

조 건	단 위	값
입력 전압 범위	V	40 - 60
출력 전압	V	50
출력 전류 범위	A	0.1 - 1
최대 출력	W	50
최소 스위칭주파수	kHz	50

표 2 실험회로의 소자 목록

Table 2 Parts list for experimental circuit

명칭	소자	명칭	소자	명칭	소자
Q1	IRF640	Rg	68k	Cg	1uF
Q2	2N2222	Rs	0.1	Lp	150uH
D1	FMX22SL	Rb	220	La	11.5uH
D2	1N5819	Cb	1uF	Lb	11.5uH
Dz	1N4842	CF	100uF		

게 유지되고 있다는 것을 알 수 있다. 또한 같은 조건에서 컨버터의 전력변환 효율을 측정하여 그림 15에 나타내었다. 효율 특성에서 알 수 있듯이 컨버터의 출력이 높아질수록 효율도 비례하고 있으며 정상범위에서 85%이상, 최대 90%의 비교적 높은 효율을 나타내고 있음을 알 수 있다. 또한 그림 16에는 일정한 입력전압이 인가되어 있는 경우, 부하변화에 대한 스위칭 주파수를 식 (12)에서 얻은 이론 값과 실험 값을 비교한 결과를 나타내었다. 그림으로부터 두 개의 결과가 비교적 잘 일치하고 있다는 것을 알 수 있고 따라서 정상상태 해석의 타당성을 확인할 수 있었다. 그림 17은 입력전압이 60V, 부하전류가 0.6A인 경우, 컨버터 주요부분의 실제 동작 파형을 나타낸 것이다. 동작 파형으로부터 앞에서 언급된 정상상태의 동작설명 및 해석결과와 일치하고 있음을 알 수 있다.

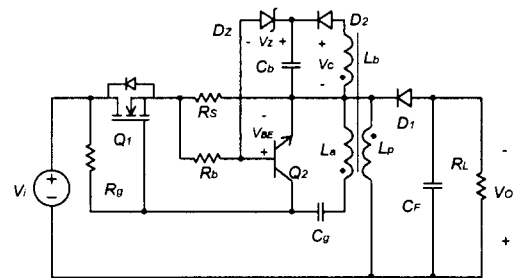


그림 13 자력식 승강압형 컨버터의 실험회로
Fig. 13 Experimental circuit of self excited Buck-boost converter

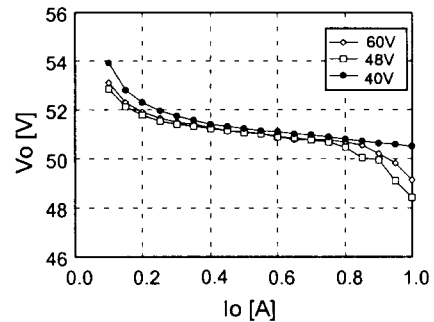


그림 14 부하전류에 대한 출력전압 (실험값)
Fig. 14 Output voltage at different load currents (Experimental values)

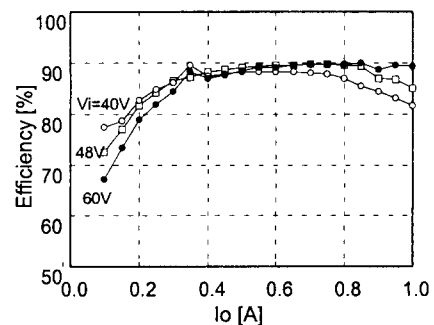


그림 15 부하전류에 대한 전력변환효율 (실험값)
Fig. 15 Power conversion efficiency at different load currents (Experimental values)

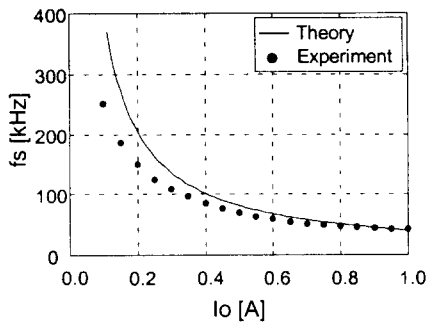


그림 16 부하전류에 대한 스위칭주파수 (Vi=48V)
 Fig. 16 Switching frequency at different load currents (Vi=48V)

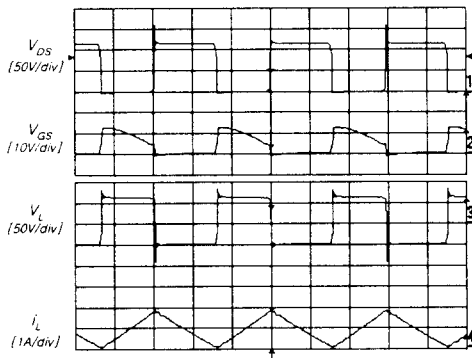


그림 17 동작 파형 (Vi=60V, Vo=50V, Io=0.6A, 2usec/div)
 Fig. 17 Operation waveforms (Vi=60V, Vo=50V, Io=0.6A, 2usec/div)

6. 결 론

본 논문에서는 휴대용 전자기기와 같은 소용량 전원장치에 적합한 새로운 자려형 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 회로는 크게 강압형, 승강압형 및 비반전 승강압형과 같이 세 개의 회로방식으로 나눌 수 있었으며, 한 개의 인덕터로 구성되기 때문에 회로구성이 간단해진다는 것을 보였다. 특히 각각 한 개의 MOSFET, 공유인덕터, 다이오드로 구성되는 자려식 스위치의 개념을 도입하여 위의 회로들을 체계적으로 구성할 수 있음을 밝혔다. 제안된 회로의 유용성을 살펴보기 위해 우선 세 개의 회로방식 중, 자려식 승강압형 DC-DC 컨버터에 대한 등가회로를 유도하였고, 정상상태 해석을 하였다. 정상상태 해석 결과로부터 공유인덕터의 전류는 전류연속 모드와 불연속 모드의 경계에서 동작하고 있다는 것과 출력전압과 스위칭 주파수는 부하전류에 반비례하고 있음을 알 수 있었다. 끝으로 과전류 보호회로와 출력전압 제어회로를 추가한 50W급 자려식 승강압형 DC-DC 컨버터를 제작하여 실험한 결과, 입력전압과 부하변동에 대해 출력전압이 안정되었으며, 이때 측정된 전력변환 효율이 정상범위에서 85%이상 되었고, 최대 90%의 높은 효율을 나타냄으로서 고효율·소형·경량이 요구되는 휴대용 전자기기용 전원장치에 적합하다는 것을 알 수 있었다. 또한 실험결과와 정상상태의 해석 결과가 잘 일치하고 있기 때문에 해석결과의 타당성을 확인할 수 있었다.

본 연구는 과학기술부·한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

- [1] Makoto Fushimi, Masahiko Hirayama, Kenmi Izuho, Masayuki Kanamaki, Ikuo Hiram, Shigeo Nishitoba, "Switching Regulator Control ICs for DC-DC Converter," NEC Technical Journal, V. 51 N. 3, 1998.
- [2] K. Watanabe, S. Takeshi, I. Norigoe and R. Hiramatsu, "Self running converter utilizing partial resonance," IEEE INTELEC '88, pp. 186 -193, 1988.
- [3] W. J. Gu, K. Harada, "A novel self-excited forward DC-DC converter with zero voltage switched resonant transitions using a saturable core", IEEE Trans, Power Electronics, vol. 10, no 2, pp. 131-141, March 1995.
- [4] Márcio Almeida Có. etc, "High power factor electronic ballast operating in critical conduction mode," IEEE Trans, Power Electronics, vol. 13, no 1, pp. 93-101, January 1998.
- [5] Yunoue Norihiro, Harada Kazurou, Yoshiyuki Ishihara, etc, "Analysis of a self excited electronic ballast for electrode less fluorescent lamps," Technical Report of IEICE, EE98-86, pp. 31-38, February 1999.
- [6] Masayuki Yasumura, "Complex resonant type converter orthogonal transformer complex controls form(2)," Technical Report of IEICE, EE99-1, pp. 1-8, May 1999.

저 자 소 개

안 태 영(安 泰 榮)
 전기학회지 제48B권 제7호 참조
 Tel : (0431) 229-8439
 E-mail : tyahn@chongju.ac.kr



이 성 주(李 成 周)
 1973년 12월 7일생. 1998년 청주대 물리학과 졸업. 1998~현재 청주대학원 전자공학과 석사과정
 Tel : (0431) 229-8439
 E-mail : lsj99@chongju.ac.kr