

# 배압회로를 이용한 고승압 컨버터

## High Boost Converter Using Voltage Multiplier

白周元<sup>†</sup> · 金鐘賢\* · 柳明孝\*\* · 兪東旭\*\*\* · 金鍾洙<sup>§</sup>

(Ju-won Baek · Jong-Hyun Kim · Myung-Hyo Ryoo · Dong-Wook Yoo · Jong-Soo Kim)

**Abstract** - With the increasing demand for renewable energy, distributed power included in fuel cells have been studied and developed as a future energy source. For this system, a power conversion circuit is necessary to interface the generated power to the utility. In many cases, a high step-up dc/dc converter is needed to boost low input voltage to high voltage output. Conventional methods using cascade dc/dc converters cause extra complexity and higher cost. The conventional topologies to get high output voltage use flyback dc/dc converters. They have the leakage components that cause stress and loss of energy that results in low efficiency.

This paper presents a high boost converter with a voltage multiplier and a coupled inductor. The secondary voltage of the coupled inductor is rectified using a voltage multiplier and series-connected with the boost voltage of primary voltage of the coupled inductor. Therefore, high boost voltage is obtained with low duty cycle. Theoretical analysis and experimental results verify the proposed solutions using a 300W prototype.

**Key Words** : High Boost Converter, Voltage Multiplier, Coupled Inductor

### 1. 서 론

산업응용을 위한 전원장치에서 신뢰성은 점점 더 중요해지고 있다. 그러므로 많은 응용분야에서 배터리 백업 시스템을 이룰 위한 전원장치가 사용되고 있다. 각종 통신기와 서버 등의 전원에서 배터리 백업 시스템은 필수적으로 요구되고 있다.

한편, 신재생 에너지에 대한 수요가 나날이 증가하면서 다양한 신재생 에너지원에 대한 연구가 역시 진행되고 있다. 이러한 신재생 에너지 연구분야에서 연료전지분야 역시 자동차, 가정용전원 등으로 응용 개발연구가 꾸준히 이뤄지고 있다. 이 두가지 응용분야에서 반드시 필요한 전원장치는 낮은 입력 전압을 높은 입력전압으로 승압하는 고승압전원장치이다. 일반적으로 48Vdc 입력으로부터 380Vdc를 만들 수 있는 고효율 고승압 직류전원장치는 직류전원 백업시스템과 연료전지 응용에 가장 중요한 부분이다. [1]

종래의 회로에서 높은 듀티사이클로 동작할 때에는 출력단 정류기의 도통시간이 매우 짧아져서 다이오드의 역회복 문제와 정격이 커지는 문제가 있다. 또한 EMI문제는 이러한 조건

하에서 더욱 커지게 된다. 그러므로 많은 변형된 승압형 전원장치 회로가 더 높은 변환 효율과 전압이득을 갖도록 제안되어 왔다. [2-7]

높은 승압율을 얻기 위한 기본적인 구조는 여러 단이 직렬로 결합된 형태이나 낮은 효율과 복잡한 단점이 있다. 직렬 구조를 간단하게 하기 위해서 하나의 스위치를 사용하는 수정된 전원장치가 [2,3]에서 제안되었다. 그렇지만 기존 회로와 비교해서 효율과 경제적인 면에서 여전히 유사한 문제가 있다.

일반적으로 출력 전압을 승압하기 위해 기존에는 변압기를 주로 사용하였다. 이 경우에 변압기와 스위치에 의해 부가적인 손실이 발생된다. 결합된 인덕터를 사용하는 변형된 승압형 전원장치는 직렬구조의 승압 전원장치나 변압기를 사용한 기존의 승압형 전원장치에 비해 더 우수한 특성을 갖는다. [4-6] 이들 전원장치들은 승압율과 효율이 높으며 정격이 낮은 단일 전압 스위치가 사용되고 회로가 간단한 특징이 있다.

이 회로는 [7]에 제안된 것처럼 다른 여러가지 형태로 변형이 가능한 구조이다.

본 논문은 매우 낮은 입력전압을 높은 출력전압으로 승압할 수 있는 개선된 고승압 전원장치를 제안한다. 제안된 회로는 결합 인덕터와 배압회로를 사용한 승압형 전원장치로 구성된다. 결합 인덕터의 권선비에 의해 승압이 가능함과 동시에 배압회로의 단수로 출력전압을 승압 할 수 있다. 특히, 출력전압 승압율에 따라 배압회로의 단수는 가감될 수 있으며 단수가 많아질수록 더 높은 승압율이 배압회로를 통해 얻어진다. 본 논문에서 300W 실험장치로 제안된 회로의 동작 원리를 검증하고 분석한다.

† 교신저자, 正會員 : 韓國電氣硏究員 先任硏究員 · 工博 · T/L  
E-mail : jwbaek@keri.re.kr

\* 正會員 : 韓國電氣硏究員 先任硏究員 · 工博

\*\* 正會員 : 韓國電氣硏究員 硏究員

\*\*\* 正會員 : 韓國電氣硏究員 責任硏究員 · 工博 · T/L

§ 正會員 : 韓國電氣硏究員 責任硏究員 · 工博 · 그룹장

接受日字 : 2006年 5月 3日

最終完了 : 2006年 7月 10日

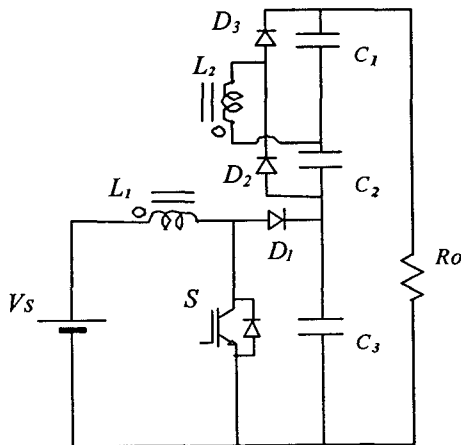


그림 1. 제안된 고승압 전원장치 회로  
Fig. 1 The proposed high boost converter

II. 구성과 동작원리

가. 회로 구성

그림 1은 제안된 고승압 전원장치를 보여준다. 한 쌍의 인덕터는 자기적으로 결합되어 있고 이차측 결합 인덕터의 출력전압은 배압회로를 사용하여 정류된다. 배압회로는 다양한 형태의 회로로 구성할 수 있다. 그림 1에서는 기본적인 배압회로를 이용하여 나타내었으며 회로의 해석과 동작원리를 그림의 회로로 설명한다.

인덕터 전류가 불연속인 경우를 살펴보면 커패시터 전압  $V_{c1}$ 과  $V_{c2}$  그리고  $V_{c3}$ 는 다음 식 (1)에서 나타낸 값과 같다.  $V_{c2}$ 는 커패시터 충전시간이 충분히 확보된다고 가정하였다.

$$V_{c1} = V_s n D \sqrt{\frac{R_1}{2L_1 f}},$$

$$V_{c2} = n V_s, \quad V_{c3} = \frac{V_s}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2R_3 T_s D^2}{L_1}} \right) \quad (1)$$

여기서  $D$ 는 듀티사이클이고  $n$ 은 인덕터의 턴수비이며  $L_1$ 은 인덕터 일차 인덕턴스이고  $f$ 는 스위칭 주파수이며  $T_s$ 는 스위칭 주기이다.  $R_1$ 과  $R_3$ 는 부하저항  $R$ 을 출력 전압비에 따라 나눈 값이다.

그러므로 식 (1)로 부터 출력전압은 커패시터 전압  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ,  $V_{c3}$ 의 합으로 나타낼 수 있으며 역시 턴수비에 따라 출력전압이 달라짐을 알 수 있다.

여기서 역시 배압회로의 수가 증가한다면 출력전압은 다음과 같이 출력 커패시터 전압들의 합으로 표현될 수 있다.

$$V_{out} = V_{c1} + V_{c2} + \dots + V_{cn} \quad (2)$$

그러므로 배압회로의 단수에 의해 자유롭게 승압전압을 높일 수 있으며 역시 권선비에 의한 승압도 가능하다.

만약 인덕터 전류가 연속적이라면 커패시터 전압  $V_{c3}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V_{c3} = V_s \frac{1}{1-D}, \quad D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (3)$$

여기서  $D$ 는 듀티사이클이고  $T_{on}$ 은 펄스의 폭이고  $T_s$ 는 스위칭 주기이다. 또한 커패시터 전압  $V_{c1}$ 과  $V_{c2}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V_{c1} = V_s \frac{nD}{1-D}, \quad V_{c2} = n V_s \quad (4)$$

여기서  $n$ 은  $L_2/L_1$ 의 턴수비이다. (3)과 (4)를 이용하여 출력전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{out} = V_{c1} + V_{c2} + V_{c3} = V_s \frac{2}{1-D} \quad (5)$$

여기서  $n$ 은 1로 가정한다. 만약 배압회로의 수가 증가한다면 출력전압은 다음과 같이 출력 커패시터의 전압의 합으로 표현될 수 있다.

$$V_{out} = V_{c1} + V_{c2} + \dots + V_{cn} = V_s \frac{1+k}{1-D} \quad (6)$$

여기서  $k$ 는 배압회로의 단을 나타낸다. 배압회로에서 정, 역의 변압기 이차전압을 정류하는 최소 회로단위를 하나의 단으로 정의한다. 즉, 그림 1은  $k$ 가 1인 경우이고 배압회로의 단수가 많아지면  $k$ 는 비례하여 증가된다.

한편, 매우 작은 듀티 사이클에서는 커패시터가 완전히 충전될 수 없기 때문에  $V_{c2}$ 는 턴수비와 입력전압의 곱으로 나타낼 수 없다. 즉, 매우 짧은 듀티사이클에 의해 커패시터  $C_2$ 가  $nV_s$ 까지 충전하기 전에 턴 온시간이 끝나면 출력전압은  $C_2$ 에 충전하는 전압에 비례하여 감소되어 진다.

먼저, 해석을 간략화하기 위해서 듀티사이클은  $C_2$ 의 충전시간을 충분히 보장하도록 크다고 가정한다. 그림 2는 인덕터 전류가 연속적이라고 볼 때 그림 1의 회로를 사용하여 출력 전압의 승압율을 나타낸 것이다. 이때, 입력 전압은 48V로 설정하였다. 그림 2에서는 배압회로의 단수가 다를 때와 턴수비 변화에 따른 승압율을 나타내었다.

턴수비가  $n$ 이고 인덕터 저항  $r_L$ 을 고려하면 식 (6)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V_{out} = V_s \frac{1+nk}{(1-D) + \frac{r_L}{R_o} \frac{1}{1-D}} \quad (7)$$

여기서  $R_o$ 는 부하저항이다. 식 (7)은 턴수비의 증가와 배압회로가 늘어나는 효과가 거의 유사함을 나타낸다. 그림 2에서  $V(D)$ 는 배압회로에 턴수비가 1:1인 경우이며  $V_1(D)$ 는 4배압 회로에 턴수비가 1:1 이고  $V_2(D)$ 는 4배압 회로에 턴수비가 1:2 이다. 따라서 제안하는 회로는 기존의 승압회로보다 배압회로에 의해 더 높은 승압전압을 얻게 되며 만약 배압회로가 증가된다면 출력 전압은 그림 2에서 보여지는 것과 같이 비례적으로 증가하게 된다.

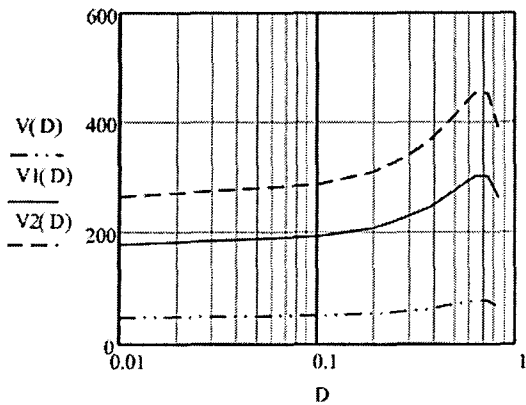


그림 2. 연속전류에서 배압회로 수와 턴수비가 다른 회로의 출력 전압의 승압률  
 Fig. 2 The boost voltage with different turn ratio and multiplier at continuous current of inductor

또한  $L_1$ 과  $L_2$ 의 턴수비가 부가적으로 증가된다면 그림 2에서 보여지는 것과 같이 출력전압은 보다 증가하게 된다. 즉, 동일한 배압회로에서 턴수비를 다섯배로 늘리면 거의 다섯배의 출력전압을 얻게 된다. 그러므로 배압회로나 인덕터의 턴수비의 증가를 통해서 낮은 입력을 매우 높은 출력전압으로 쉽게 승압할 수 있다.

인덕터 전류가 불연속인 경우에는 연속인 경우와 다르게 승압율이 식 (1)에 나타낸 바와 같이 약간의 차이가 있다. 즉, 불연속 전류에 의해 승압율이 다소 낮아지게 된다. 그렇지만 불연속인 경우에도 배압회로와 인덕터의 턴수비에 의해 연속전류와 유사하게 매우 높은 승압율을 역시 나타낸다.

나. 동작 원리

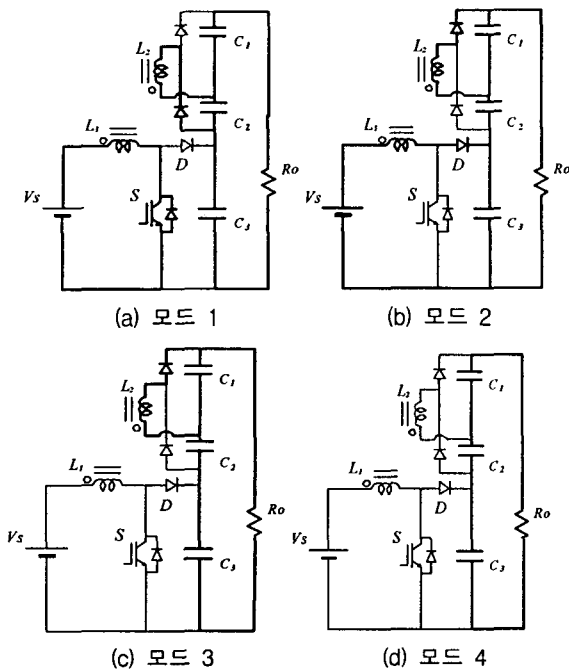


그림 3. 동작 모드  
 Fig. 3 Operational mode

그림 3은 제안된 회로의 동작 모드를 나타낸다. 동작원리의 해석을 간략히 하기 위해 스위치의 누설 인덕턴스와 권선 저항 그리고 과도특성은 무시한다. 또한 모든 다이오드와 소자들은 이상적이라 가정하고 결합 손실은 무시한다.

그림 4는 제안된 회로의 동작파형을 나타낸다. 제안하는 컨버터는 정상상태에서 4가지의 동작모드가 존재할 수 있으며 그림 3(a), (b)는 연속전류 상태에서 존재하고 그림 3(c), (d)는 인덕터 일차측 전류가 불연속인 경우에 존재한다.

그림 3(a)는 스위치 턴 온과 함께 인덕터에 에너지를 저장하는 모드이다. 그림 3(b)와 (c)에서는 입력전원과 인덕터로부터 출력 커패시터에 에너지를 전달한다. 결합된 인덕터의 이차측 전압은 역시 배압회로를 통해 정류된다. 인덕터 전류가 모두 영이 되면 또 하나의 모드가 존재하게 되며 그림 3(d)에서 이를 나타내었다. 부하측의 출력 커패시터를 통해서 부하에 전력을 공급하게 된다.

그림 4의 동작파형에서는 불연속 모드가 존재하는 것으로 하여 간략화한 각부 파형들을 나타내었다.

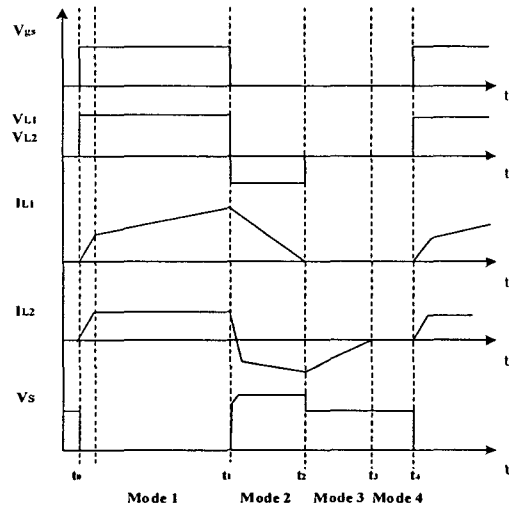


그림 4. 동작 파형  
 Fig. 4 Operational waveform

모드 1:  $S_1$  스위치를 턴 온한 후에  $L_1$ 의 인덕터 전류는 선형적으로 증가된다.  $L_2$ 전압은 커패시터 전압  $V_{C3}$ 와 직렬로 연결된 배압회로를 통해 정류된다. 에너지는 인덕터  $L_1$ 에 축적되면서  $L_2$ 에 의해 부하로 보내진다.

모드 2: 모드 2에서는 스위치  $S_1$ 이 턴 오프된다. 축적된 인덕터 에너지는 입력 전압과 다이오드를 통해 커패시터  $C_3$ 로 전달된다.  $C_3$ 는 식(3)에서 나타낸 바와 같은 승압 전압으로 충전된다.  $L_2$ 의 전압은 식 (4)에서 나타낸 크기로 배압회로를 통해 정류된다.

모드 3: 인덕터의 일차 권선의 전류가 영에 도달한 후에 이차 권선의 전류는 커패시터  $C_1$ 을 통해 흐른다. 일차권선 전류가 영이 되고 이차권선의 전류는 감소하여 줄어든다.

모드 4: 이 모드에서 인덕터 전류는 스위치의 턴 오프 상태 동안에 영에 도달하게 된다. 그림 3에서 나타낸 것 처럼 출력측 커패시터는 부하측에 부하전류를 공급한다. 인덕터 전류가 연속적이라면 모드 1과 2가 그리고 불연속적이라면 모드 1에서 모드 4가 순차적으로 반복된다.

다. 제안된 회로의 특징

제안된 회로는 배압회로와 인덕터 턴수비를 이용하여 기존의 승압 컨버터보다 더 높은 승압율을 나타낸다. 응용분야에 따라 다양한 변형회로가 구성될 수 있으며 기본적인 제안회로외에 그림 5에서 나타낸 것과 같이 여러가지가 있다.

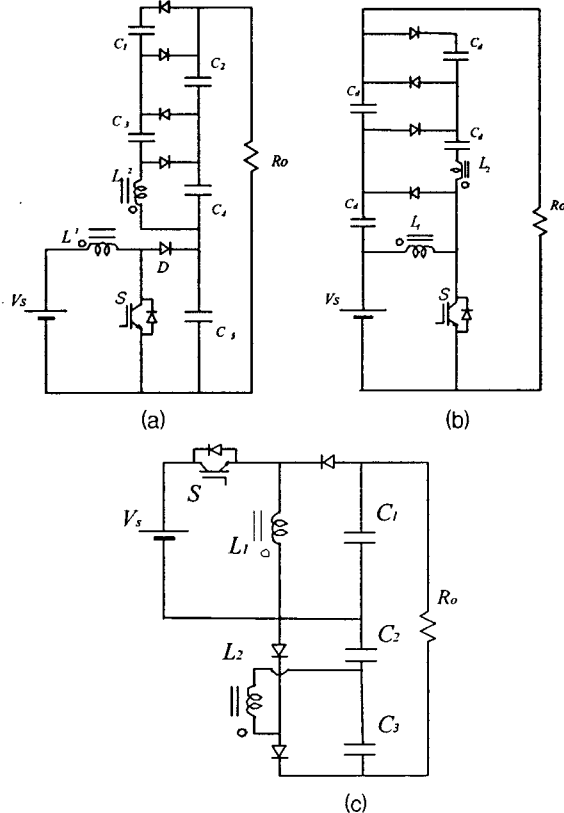


그림 5. 제안된 회로의 변형회로  
Fig. 5 The modified circuits of the proposed circuit

그림 5(a)는 더 높은 승압율을 얻는 것이 가능한 확장된 배압회로를 보여준다. 음의 출력 전압이 필요하다면 그림 5(c)의 회로가 사용될 수 있다.

그림 5(b)는 인덕터의 결합 손실을 줄이기 위한 변형회로를 나타낸다. 인덕터는 커패시터의 충전 전류를 제한하기 위해 사용되며 소수의 이차 권선으로 구성된다.

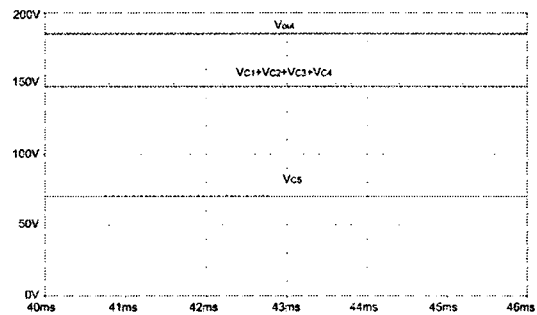
그림 5(b)는 다소 다른 구조를 가지고 있으며 그림 5(a)의 회로와 달리 이차 권선이 아닌 일차 권선에 의해 정류된 전압으로 출력을 얻는다. 이차 권선은 스위치 턴 온상태에서 커패시터의 돌입전류를 제한한다. 그러므로 변압기 결합에 의한 손실은 가지고 있지 않고 높은 효율을 얻을 수 있다.

제안된 회로는 플라이백 컨버터와 직렬 연결된 캐스캐이드형 컨버터 보다 손실이 더 작다.

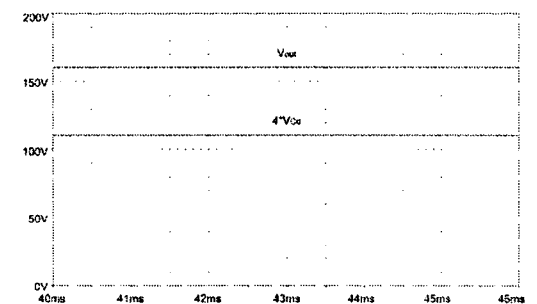
컨버터가 직렬로 배열된 구조의 캐스캐이드 방식은 복잡하고 더 많은 스위치로 인해 경제적이지 못한 단점이 있다. 플라이백 컨버터에서는 부하로 전달되는 모든 전력이 변압기를 통해 전달되며 변압기 손실이 손실에서 상당한 부분을 차지한다. 이와 같은 기존 회로와 달리 제안된 회로는 인덕터에 축적된 에너지의 일부분이 이차측 권선을 통해 부하로 전달

되며 출력측 커패시터로 상당부분의 전력이 직접 전달되어진다. 그러므로 제안된 회로는 보다 손실이 작아지는 특성을 가진다.

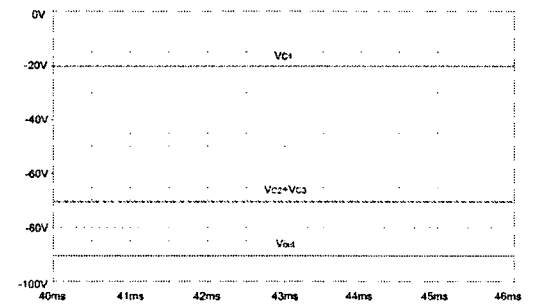
그림 6은 spice 시뮬레이션을 이용해 그림 5(a),(b),(c)의 출력 결과를 나타 낸 것이다. 입력전압은 50V로 설정하였으며 듀티사이클은 0.33으로 두었고 그림 5(a)와 (c)에 대한 변압기 턴수비는 1로 하였다. 시뮬레이션 결과는 배압회로에 의한 회로의 높은 승압율을 나타낸다. 그림 6(a)는 출력 전압  $V_{out}$ , 배압회로 전압( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ,  $V_{c3}$ ,  $V_{c4}$ 의 합)과 승압 커패시터의 전압( $V_{c5}$ )을 보여준다. 거의 입력 전압의 네배인 출력전압이 4단의 배압회로로 얻어졌다.



(a) 그림 5(a)의 커패시터 전압  
상: 출력 전압, 중: 배압회로 전압, 하:  $V_{c5}$



(b) 그림 5(b)의 커패시터 전압  
상: 출력 전압, 하: 배압회로 전압



(c) 그림 5(c)의 커패시터 전압  
상:  $V_{c1}$ , 중 : 배압회로 전압, 하: 출력 전압

그림 6. 시뮬레이션 결과  
Fig. 6 Simulation results

그림 6(b)와 (c) 역시 높게 승압된 출력 전압을 나타낸다. 특히, 그림 6(c)는 부의 출력전압에 대한 회로의 출력특성을 나타낸다.

라. 회로 설계

제안된 회로에서 출력 전압은 듀티사이클, 인덕터의 턴수비, 배압회로 그리고 인덕터의 결합계수에 의해 결정된다. 대부분 결합계수는 일에 가깝게 설계된다. 결합 인덕터 권선은 일차측과 이차측 권선의 누설 인덕턴스를 줄이기 위해 최적화된다. 그러므로 결합계수는 일에 가까운 계수가 되도록 설계한다고 둔다.

식 (3)과 식 (4)로부터 배압회로가 증가되면 출력전압은 다음과 같이 얻어진다.

$$V_{out} = \frac{(1+n \times k) V_s}{(1-D)} \tag{10}$$

배압회로와 인덕터의 턴수비 사이에는 trade-off 관계가 있다. 인덕터의 높은 턴수비는 결합계수를 감소시키며 회로의 효율이 줄어드는 단점이 있다. 또한 배압회로가 많아지는 것은 다이오드 수와 이에 따른 도통 손실을 증가시키지만 바라는 승압전압을 얻기 위해 턴수비를 높일 필요가 없다. 그러므로 설계에서 첫 번째 조건은 바라는 인덕터의 이차측 전압을 얻도록 턴수비를 선택하는 것이다. 다음은 누설 인덕턴스를 줄이도록 턴수비가 일과 가까운 값을 선택한다. 낮은 입력전압에서 몇 배의 출력전압을 얻도록 다음과 같이 턴수비에 대한 설계 조건식을 표현할 수 있다. 듀티사이클은 0.5 이하로 두도록 하였다.

$$n = \frac{V_o(1-D)}{V_s \times k} - \frac{1}{k}, \quad 0 < D < 0.5, D < \frac{V_o}{V_s} \tag{11}$$

여기서 배압회로는 소자수와 부가적인 도통 손실을 줄이기 위해 최소화되어야 한다.

III. 실험 결과

제안된 고승압회로의 동작원리와 타당성을 검증하기 위해 300W의 실험장치를 제작하고 시험하였다. 실험에서 입력전압은 주로 배터리와 연료전지 스택에서 사용되는 48Vdc로 설정하였다. 그림 7에서 실험에 사용된 회로와 소자를 나타내었다. 스위치는 여러 조건을 시험하기 위해 정격전압이 비교적 높은 IXYS사의 600V, 28A 스위치(IXFH26N60)가 이 사용되었고 동작주파수는 22kHz로 설정하였다. 듀티사이클은 동작을 검증하기 위해 가변하면서 특성을 분석하였으며 제어기는 IC L6561을 이용해 boundary mode control을 하였다. 인덕터는 PQ3535 코어를 사용하여 턴수비를 가변하며 시험하였다.

한편, 실험에서는 불연속 동작에서 모드 1에서 3이 반복되는 동작을 기준으로 실험하였다. 전류가 영이 되는 구간이 나타날 경우에는 승압율이 낮아지므로 제안한 회로의 효과가 줄어들었다.

그림 8은 인덕터의 일차측과 이차측 전압의 파형을 보여준다. 이차측 전압은 그림 8에서 보여지는 것과 같이 인덕터의 턴수비에 따라 변화된다. 그림 9는 인덕터의 턴수비가 일인 경우에 스위치 전압과 인덕터 전류를 보여준다. 스위치 전압의 크기는 전압  $V_{cs}$ 와 같다. 즉, 스위치의 전압 스트레스는

기존의 승압형 컨버터와 동일하다. 그림 10은 인덕터 일차측과 이차측 전류 파형을 나타낸 파형이다.

그림 11은 출력 전압과 전류의 실험파형을 보여준다. 출력 전압은 식 (1)과 (2)의 식에서 나타낸 것과 같이 각각의 출력 커패시터들의 전압을 합한 값으로 나타내어진다. 그림 12는 0.2에서 0.7까지 듀티사이클을 가변할 때의 출력 전압과 전류를 나타낸 것이다. 또한 턴수비와 배압회로의 수를 달리하여 이에 대한 출력전압 변화를 그림에서 나타내었다. 그림 5(a)의 4배압 회로를 사용한 회로의 승압율과 두가지의 턴수비에 대한 결과를 나타내었다. 그림 12의 결과에서 알 수 있듯이 높은 승압전압이 앞에서 설명한 바와 같이 낮은 듀티 사이클에서 얻어짐을 알 수 있다. 제안한 실험장치는 정격에서 약 91%의 효율을 나타내었으며 출력전압에 맞는 최적의 소자 선택과 실장이 이뤄진다면 보다 높은 효율이 예상된다.

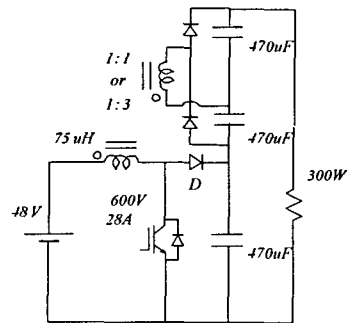
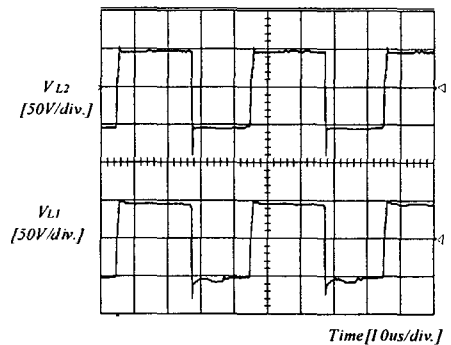
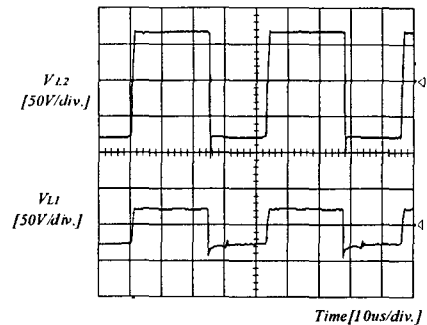


그림 7. 실험에 사용된 회로

Fig. 7 Experimental circuit



(a) 턴수비 1:1



(b) 턴수비 1:3

그림 8. 인덕터의 일차측과 이차측 전압

Fig. 8 Primary and secondary voltage of the inductor

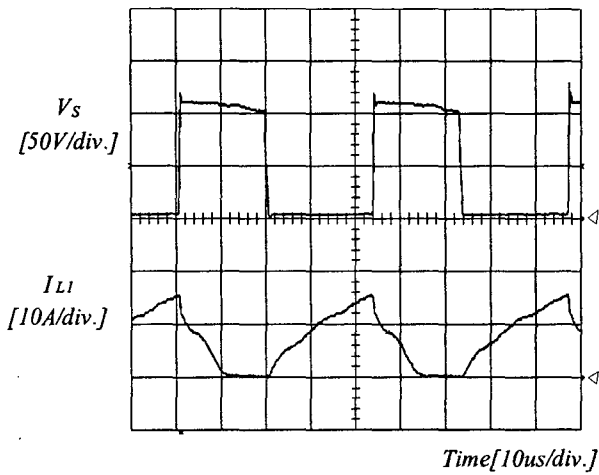
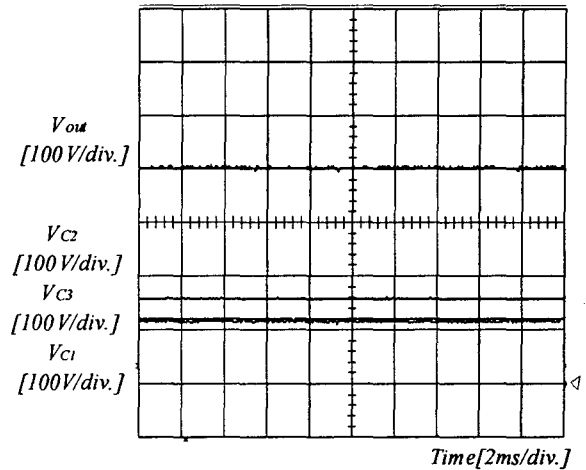


그림 9. 스위치 전압과 인덕터 전류  
Fig. 9 Switch voltage and inductor current



(b) 턴수비 1:3

그림 11. 커패시터와 출력 전압의 파형  
Fig. 11 Output and capacitor voltage

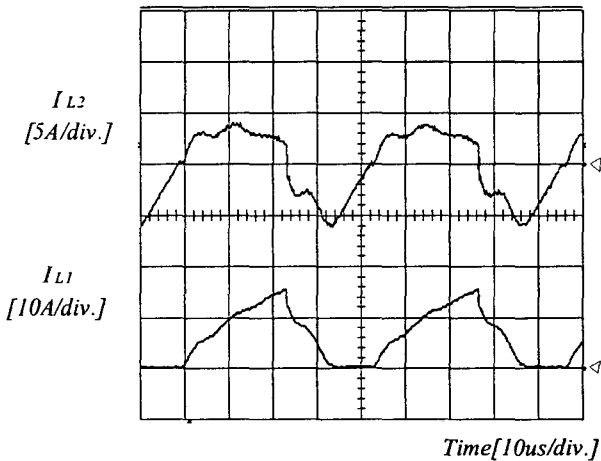


그림 10. 인덕터 일차와 이차전류  
Fig. 10 Primary and secondary current of the inductor

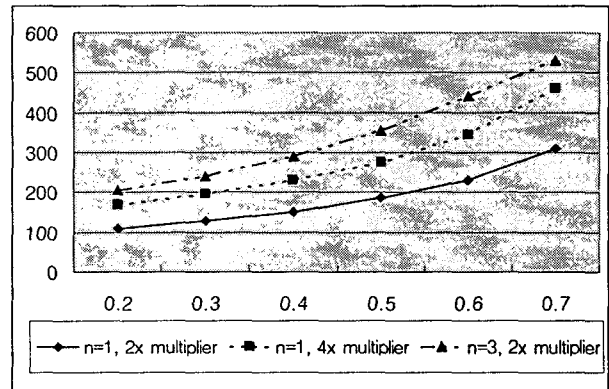


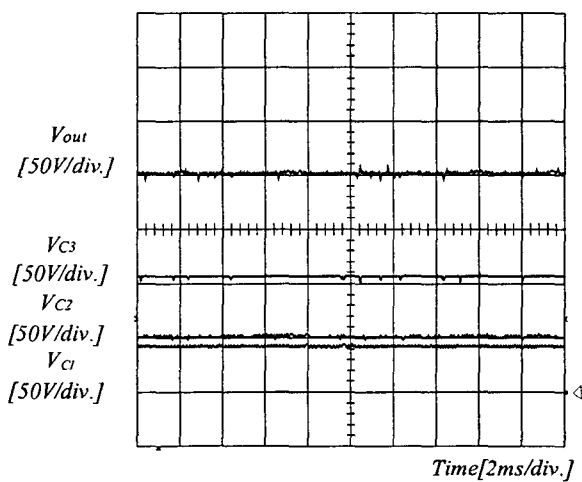
그림 12. 듀티사이클에 따른 출력 전압과 전류  
Fig. 12 Output voltage and current along with duty cycle

IV. 결 론

본 논문에서는 배압회로를 사용한 새로운 고승압 회로를 제안하였으며 이에 대한 동작원리와 특징을 살펴보았다. 전압 배압회로를 이용하여 300W의 실험장치를 제작하였으며 이를 이용하여 제안한 회로의 타당성을 검증하였다.

제안한 회로는 기존의 회로들에서 처럼 출력전압을 높이기 위해 과도한 시비율이나 다수의 능동소자를 사용하지 않는 장점이 있다. 또한 제안된 회로는 기존의 승압회로들과 비교하여 부가적으로 낮은 전압 스트레스, 높은 승압률, 더 높은 효율과 같은 여러 장점을 가진다. 특히 제안한 회로는 여러 응용분야의 입출력사양에 따라 논문에서 제시한 바와 같이 다양한회로 변형에 의한 출력 변경과 확장이 용이한 장점이 있다.

그러므로 제안된 고승압회로는 배터리 백업 시스템, 연료 전지, 군사용 전원과 같이 높은 승압전압이 필요한 다양한 응용분야에 활용될 수 있을 것으로 판단된다.



(a) 턴수비 1:1

참 고 문 헌

- [1] Mohan, N., Underland, T. M., and Robbins, W.P.: "power electronics", 2ndEdn. (John Wiley & Sons Inc., New York, USA, 1995), pp.172-178
- [2] F. L. Luo, and H. Ye, "Positive output cascade boost converters," IEE Proc-Electr. Power Application, Vol.151, No 5, pp.590-606, Sept. 2004
- [3] L. dos Reis Barborsa, J. B. Vieira, L. C. de Freitas, M da Silva Vilela, V. J. Farias, "A Buck Quadratic PWM Soft-Switching Converter using a Single Active Switch," IEEE Trans. Power Electr., VOL. 14, No.3, pp.445-453, May 1999.
- [4] Qun Zhao and Fred C. Lee, "High Performance Coupled-Inductor DC-DC Converters," in IEEE-APEC Proc., 2003.
- [5] L. Hurber and M. M. Jovanovic, "A design approach for server power supplies for networking," in proc. IEEE-APEC' Proc., 2000, pp.1163-1169.
- [6] Tseng, K.C., Liang, T.J., "Novel high-efficiency step-up converter," Electric Power Applications, IEE Proceedings-Volume 151, Issue 2, 2004, pp.182-190.
- [7] David M. Van, Koen De Gussemme, Bert Renders, Alex P. Van den Bossche, and Jan A. Melkebeek, "A Single Switch Boost Converter with a High Conversion Ratio", in proc. IEEE-APEC 2005, pp.1581-1587.



**김 종 현 (金鐘賢)**

1966년 4월 18일생. 1991년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1994년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사). 1998년 포항공대 전자전기공학과 졸업(공학박사). 1998.3-2002.9 삼성전기, 2002.9~현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전력 전자연구그룹 선임연구원.

Tel : 055-280-1495

Fax : 055-280-1436

Email : kimjh@keri.re.kr



**류 명 효 (柳明孝)**

1972년 4월 21일생. 1997년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000~2002년 (주)삼성전기 근무. 현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자연구그룹 연구원.

Tel : 055-280-1431

Fax : 055-280-1436

Email : mhryu@keri.re.kr



**유 동 옥 (俞東旭)**

1959년 11월 3일생, 1983년 성균관대 공대 전기공학과 졸업, 1985년 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1997년 성균관대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사), 2005년 Michigan State Univ 방문연구원, 2004년 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템 부문회 협동이사, 2001년~현재 전력전자학회 학술이사, 2005년 전력전자학회 학술대회 위원장, IEEE 정회원, Reviewer, IEEE Trans. of Power Electronics, Vehicle Technology and Industry Application, IEE Electronics Letters, 현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 책임연구원, T/L

Tel : 055-280-1430

저 자 소 개



**백 주 원 (白周元)**

1967년 1월 2일생. 1990년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2004년 Virginia Tech 방문연구원 IEEE 정회원, Reviewer of IEEE Trans. of P.E., V.T., I.A., and P.S. 현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자연구그룹 선임연구원. 팀장.

Tel : 055-280-1432

Fax : 055-280-1436

Email : jwbaek@keri.re.kr



**김 종 수 (金鍾洙)**

1959년 12월 26일생. 1982년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업, 1991년 경남대학교 공과대학 전기공학과 졸업(석사), 1999년 경남대학교 공과대학 전기공학과 졸업(박사), 2003년 Texas Tech. Univ. PostDoc., 1982년~현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전력 전자연구그룹 책임연구원. 2004년~현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자연구그룹장