

승압형 컨버터의 직렬 배열에 의한 펄스전압 발생회로

백주원, 유동욱, 변영복, 김태진, 조기연, *김홍근
한국전기연구원 산업전기연구단, *경북대학교, 전자전기공학부

Pulse generator using series-connected boost converter

J. W. Baek, D. W. Yoo, Y. B. Byun, T. J. Kim, G. Y. Cho, *H. G. Kim
Korea Electrotechnology Research Institute, *Kyungpook National Univ.

Abstract - This paper introduces an improved pulse generator using power semiconductors. The proposed circuit consists of the series connected boost converter structure. In the presented circuits, high voltage pulse is generated by series-connection of capacitors and IGBTs. The charging of capacitors and voltage balance of IGBTs is done automatically. To verify the proposed circuit, 1kV, 25A pulse generator is manufactured and tested.

1. 서 론

펄스전원의 장점은 전기에너지를 극히 짧은 시간에 방출하면 정상적으로는 실현되지 않는 초고온, 초강자계, 초고전계와 같은 극한상태가 용이하게 만들어지는 점과 과도상태의 짧은 시간이므로 주변에 미치는 영향을 작게, 그리고 공간상으로 국소 제한하는 점이다. 또한, 펄스전원에 의해 비선형이고 다른 물리적 특성을 얻는 것이 가능하다. 따라서 이를 응용한 여러 응용분야가 다양하며 점차 확산되고 있다.⁽¹⁾

표 1. 펄스전원의 응용분야

응용분야	펄스전원장치	
laser Welder	pulsed Nd: YAG, CO2	
photolithography	pulsed- X-ray	
metal forming	pulsed magnetic forming	
rock fracturing	pulsed power supply	
surface finishing of metal	pulsed laser light	
산업	steel casting	pulsed electromagnetic field
	powder forming	exploding wire, MHD
	fabric sterilization	rf power
	pulsed U. V. for paint	pulsed U. V. source
환경	pulsed electrostatic precipitator	pulsed E field
	microwave oil sludge separation	pulsed microwave
	eye surgery	pulsed laser
의료	bone repair	pulsed low power
	injection materials through the skin without needles	pulsed linear motor
환경	ultra-low concentration analysis	pulsed laser
	destroying of toxic gases and water purification	pulsed E field
농업	killing bacteria by E fields	pulsed high voltage source
	pulsed X-ray for feed grain preservation	pulsed X-ray

기존의 펄스전원에서 낮은 충전전압과 고전압 출력을 얻기 위해 펄스변압기를 사용할 필요가 없기 때문에 Marx 제너레이터와 같은 입펄스 발생회로가 널리 실험실에서 사용되어 왔다.^(2,3) 그렇지만 기존의 이러한 Marx 제너레이터는 스파크갭을 스위치로 사용함으로써 수명의 제한 그리고 반복 주파수에 상당한 제약이 뒤따랐다. 특히, 동작시점의 제어를 위해 부가적인 회로가 추가되어야 하는 불편함이 있었다. 이외에 고전압 펄스를 얻기 위한 회로들은 공통적으로 고전압 직류전원장치를 필요로 하며 직류전원으로부터 에너지를 수동소자로 충전시켜 이를 변환하므로 고전압 펄스를 얻는 방식을 취하므로 회로의 구성이 쉽지 않고 많은 주의가 따른다. Marx 제너레이터 이외에 고전압 펄스를 얻는 데에는 여러 가지 방법이 있으며 예로서, 고전압 직류전원을 직접 스위칭하여 구성하는 방식과 펄스전압을 압축시켜 고압으로 승압해 가는 방식이 있다. 이들 회로 역시 매우 낮은 전압에서 높은 승압비의 고전압 펄스를 얻기는 힘들며 반복 주파수, 신뢰성, 수명등에서 많은 문제점이 있다.

본 논문에서는 승압형 컨버터를 다수 배열한 구조의 새로운 펄스전압 발생회로를 제안한다. 고전압 펄스는 모든 스위치들이 턴온할 때 발생하며 스위치들이 턴 오프된 상태에는 입력전압으로 회로가 충전되거나 연속동작 시에는 각각 승압된 전압으로 충전되는 동작을 한다. 제안하는 회로는 회로의 동작에 의해 저압에서 고전압 펄스를 얻는 방식으로 스위치 소자로서 전력을 반도체를 사용하며 다음과 같은 특징이 있다.

- 저압에서 고압으로의 펄스전압 순간 승압 방식
- 전력용 반도체를 이용한 펄스 고전압 회로
- 수 kHz의 펄스 반복주파수
- 반도체 소자의 직렬동작 차이에 의해 발생하는 전압 불균형과 과전압이 회로에 의해 클램프가 됨.
- 출력 전압이 동작하는 소자의 수로 제어가능함.
- 일부 스위치의 동작이 없어도 전체 회로의 동작은 이뤄짐.

제안하는 회로의 타당성을 검증하기 위해 승압형 컨버터 구조의 기본회로를 하나의 단으로 볼 때, 이를 3단으로 구성하여 1kV, 25A의 펄스발생회로를 시험한다.

2. 회로의 동작원리와 특징

2.1 회로 동작원리

제안하는 회로의 구성은 그림 1에서 나타난 바와 같이 양의 출력전압회로와 음의 출력전압회로로 나눌 수 있으며 승압형 컨버터를 기본 구조로 하여 이를 다수 배열한 구조이다. 입력전압에 대해 n개의 단이 있으면 입력전압에 대해 n배의 출력전압이 얻어진다.

각 단의 커패시터 전압은 입력측의 전압과 펄스폭에 따라 다음 식과 같다. 단, 커패시터 전압은 스위치 턴 온 구간에 일정하고 인덕터 전류는 연속적이라고 가정하였

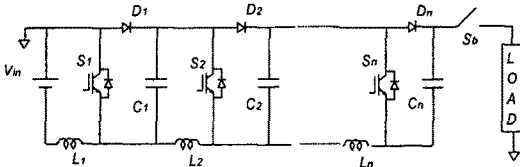
다.

$$V_{Cn} = V_{Cn-1} \frac{1}{1-D}, \quad D = \frac{T_{on}}{T_{sw}} \quad (1)$$

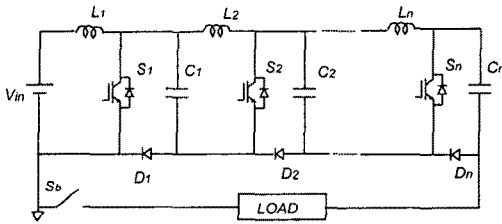
여기서, V_{Cn} 은 n 번째 커패시터 전압이고 D 는 듀티사이클, T_{on} 은 스위치 턴 온 시간, T_{sw} 은 스위칭 한 주기 시간이다. 그러므로 직렬 연결된 스택의 출력전압은 다음 식으로 표현된다.

$$V_{Cn} = V_{in} \frac{1}{(1-D)^n} \quad (2)$$

위의 식으로부터 바라는 출력전압의 크기는 입력전압에 대해 차례로 승압된 커패시터 전압의 합임을 알 수 있다.



(a) 양의 펄스 출력발생회로



(b) 음의 펄스 출력 발생회로

그림 1. 제한하는 펄스 발생회로의 개략도

그림 1에서 스위치 S_b 는 승압된 전압이 다시 입력전원 과 부하를 통해 방전하는 것을 막기 위해 삽입한 것으로 승압 전압을 유지할 필요가 없는 용도에는 필요가 없다. 회로의 동작은 인덕터 전류가 연속인 경우에 위의 설명과 같이 이뤄지지만 불연속일 경우는 커패시터의 충전전압이 달라지게 된다.

그리고 다이오드의 역회복 손실과 승압전압을 고려할 때, 인덕터 전류가 불연속이 되게 동작하는 것이 펄스발생회로에서는 유리하다. 인덕터 전류가 불연속인 경우 커패시터 전압은 입력전압에 대해 다음과 표현된다.

$$V_{cn} = \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} \right)^n V_{in} \quad (3)$$

여기서, t_{on} 은 스위치 턴 온시간, t_{off} 은 스위치 턴 오프 이후 인덕터 전류가 영으로 도달하는 시간이다.

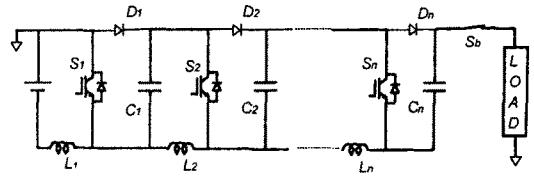
회로의 동작은 크게 3가지로 구분할 수 있으며 전체 커패시터의 충전모드들과 충전이후부터 전체 스위치가 턴 온될 때까지의 모드 그리고 스위치들이 턴 온되어서 커패시터가 직렬로 구성되는 모드로 나눌 수 있다.

다음 그림 2는 양의 펄스출력을 갖는 회로를 가지고 제한하는 회로의 동작모드와 파형을 나타낸 것이다.

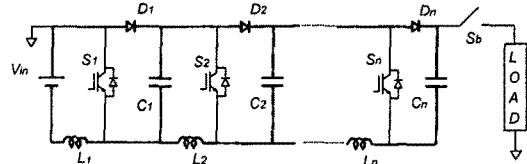
회로의 설명을 간단히 하기 위하여 다이오드 및 모든 소자가 이상적이라고 가정하였다. 그림 4에서 I_{out} 은 부하전류, V_{out} 은 부하전압, V_{GS} 은 스위치 동작전압을 나타낸 것이다.

동작모드는 크게 인덕터 전류가 불연속인 경우에 3가지로 구분할 수 있으며 그림 3 에서 스위치 구동전압과

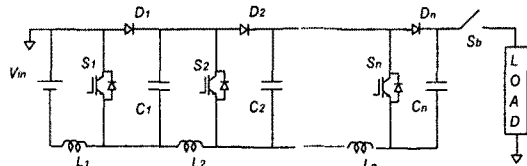
출력전압 그리고 다이오드 충전전류 상태를 나타내었다.



(a) 모드 1



(b) 모드 2



(c) 모드 3

그림 2. 제한한 양의 펄스출력 회로의 동작모드

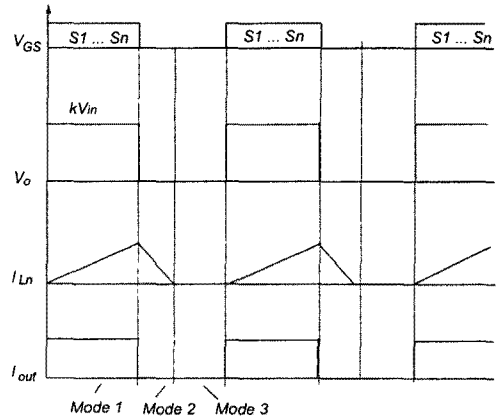


그림 3. 동작 파형

모드 1 : 전체 스위치들 S_1, S_2, \dots, S_n 이 턴 온하고 각 커패시터들 C_1, C_2, \dots, C_n 은 직렬로 연결되어 부하에 인가된다. 이에 따라 출력전압은 각 커패시터들의 전압의 합으로 나타나며 인덕터 전류가 불연속인 경우에 입력전압에 V_{in} 대해 각 승압된 전압으로 (3)과 같이 얻어진다.

모드 2: 입력전압에 대해 승압된 전압으로 C_1, C_2, \dots, C_n 의 전압을 충전한다. 이때, 충전 경로는 각 다이오드들 D_1, D_2, \dots, D_n 가 모두 켜지고 각 단위 스택마다 입력전압에 대해 인덕터 전류 $i_{L1}, i_{L2}, \dots, i_{Ln}$ 가 환류하면서 출력 커패시터 C_1, C_2, \dots, C_n 를 충전시킨다. 이때 충전전압은 위에서 설명한 것과 같이 연속적인 인덕터 전류에 대해서는 승압형 컨버터의 일반적인 일출력 관계식을 따른다. 불연속인 전류에 대해서도 역시 인덕터의 전압 평형관계식

에 따라 커패시터 충전전압이 얻어진다.

스위치 Sb는 인덕터 전류가 영이 되는 시점에서 턴 오프한다. 만약 Sb가 계속 턴 온하면 부하를 통해 각 커패시터의 차전압이 방전하게 되며 방전전류에 의해 부하에 나타난다.

모드 3 : 충전이 끝나면 회로의 다이오드들은 모두 꺼지고 커패시터들의 전압은 Sb가 턴 오프되면 승압된 전압으로 유지된다. 따라서 회로의 전압은 고전압 상태가 아닌 저압으로 유지된다.

이후의 동작모드는 스위치가 다시 턴 오프되면 모드 1부터 반복하게 된다. 스위치들의 동작은 미세한 차이가 있어서 일반적인 단순한 직렬 스위치에서는 과도한 전압이 가장 동작이 늦은 소자에 집중되어 소자의 파손을 초래한다. 그러나 본 발명의 회로에서는 스위치와 병렬로 다이오드와 커패시터가 연결되어 있으므로 스위치 전압이 입력전압으로 상승하면 절대로 다이오드가 켜져서 커패시터 전압으로 스위치 전압이 묶이는 효과가 일어난다. 따라서 직렬 동작이 스위치의 턴 온과 오프에서 매우 자연스럽게 이뤄지는 장점이 있다.

2.2 회로 설계 및 특징

가. 스위칭 소자의 선정

바라는 출력 펄스전류 정격을 고려하여 스위치를 선정하여야 하며 스위치의 펄스전류 정격이 출력보다 큰 값으로 선정되어야 한다. 이와 동시에 스위치들은 하드 스위칭을 할 때에 견딜 수 있는 스위칭 주파수가 스위치 전류와 함께 결정되며 이를 고려하여서 스위치를 결정하여야 한다.

따라서 응용분야에 따라 사용할 수 있는 스위치는 주파수와 용량에 의해 선정하여야 하며 본 논문에서는 25A의 펄스전류를 얻으면서 1kHz의 동작주파수에서 연속 운전이 가능하도록 50A급의 IGBT를 선정하였다.

나. 승압형 인덕터

인덕터 전류가 불연속이 되는 것이 회로상에서 다이오드들의 역회복 전류에 의한 손실을 경감시킬 수 있으므로 인덕터 설계의 기준을 한 주기내에 커패시터 충전이 완료되는 것으로 하였다.

따라서 승압형 컨버터의 전류가 불연속이 되는 관계식을 적용하여 다음과 같이 설계 기준식을 얻었다.

$$L_{1...n} \leq \frac{T_s V_o}{2I_o} D(1-D)^2 \quad (4)$$

여기서, V_o 는 출력 펄스전압, D 는 듀티사이클, T_s 는 동작주기, I_o 는 출력전류이다.

다. 충전 방전 커패시터 설계

그림 1의 제안한 회로에서 충전 방전 커패시터는 방전시의 전압강하분을 고려하여 설계하여야 한다.

$$C_n = \frac{\tau \times V_o}{\Delta V_d \times Z_o} \quad (5)$$

여기서, τ 는 펄스 폭, ΔV_d 는 전압강하분이다. 스위치 구동회로는 빠른 상승시간의 출력전압이 요구되는 경우에는 각각 구동신호의 차이가 최소화 되도록 구성할 필요가 있으며 상승시간에 대한 제한이 없는 경우에는 특성차이를 상당부분 무시할 수 있다.

3. 실험 결과

제안하는 회로의 타당성을 검증하기 위하여 1kV, 25A의 펄스전압 발생회로를 구성하였다. 펄스폭은 1us에서 5us까지 가변이 가능하며 동작주파수는 5us 펄스를 기준으로 1kHz까지 가능하다. 그림 4는 실험에 사용한 회로를 나타낸 것이다. IGBT의 구동은 펄스변압기를 이용하여 절연하여 제어 신호를 전달하는 방법을 이용하였다.

다음 그림 5는 IGBT 모듈의 구동신호에 약 0.5us의 차이를 주었을 때 각 모듈 스위치 전압의 분배를 나타낸 것이다.

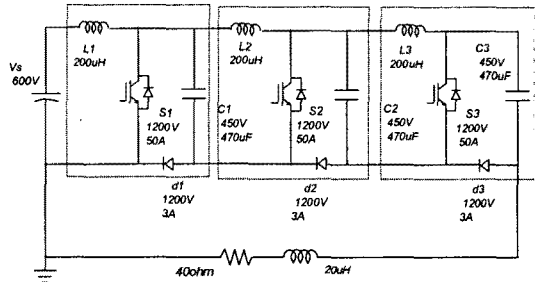


그림 4. 실험에 사용된 회로

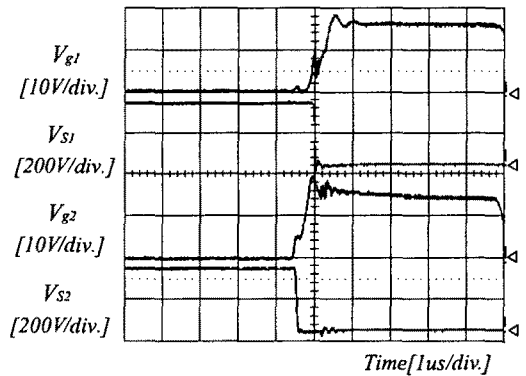


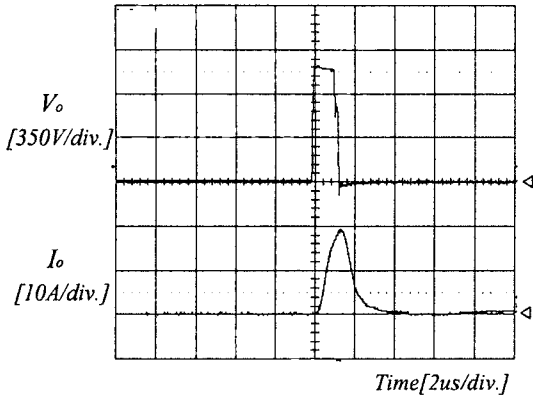
그림 5. 구동신호에 차이가 있을 때 스위치 양단 전압

S1 스위치에 지연을 주었으며 다음 스택의 다른 스위치 S2 전압과 비교하였다. 구동펄스가 지연되어도 회로에 의한 전압클램프를 보여준다.

그림 6은 출력펄스 전압 및 펄스 전류 파형을 나타낸 것이다. 전류의 상승시간이 비교적 느린 것은 회로상에 존재하는 등가의 선로 인덕턴스와 부하에 인덕턴스가 존재하기 때문이다.

다음 그림 7은 제안한 회로에서 스위치 하나가 동작할 때의 출력전압 파형을 나타낸 것이다. 하나의 소자에 구동신호를 주지 않고 회로를 동작시켰을 때의 출력전압 파형을 나타낸 것이다. 정확히 출력이 비례하여 감소하였으며 구동신호의 조절로 출력전압의 제어가 가능함을 알 수 있다.

출력 펄스의 연속 동작을 그림 8에서 나타내었으며 1kHz로 동작함을 알 수 있다.



(a)

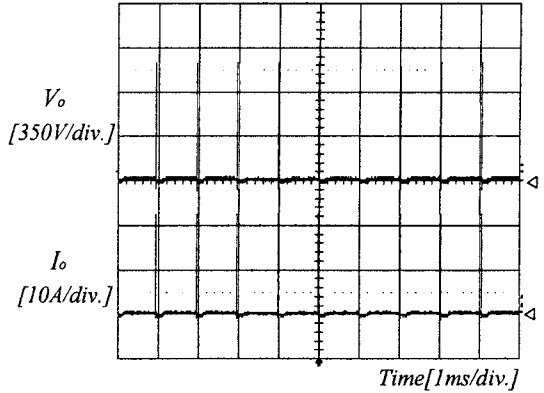
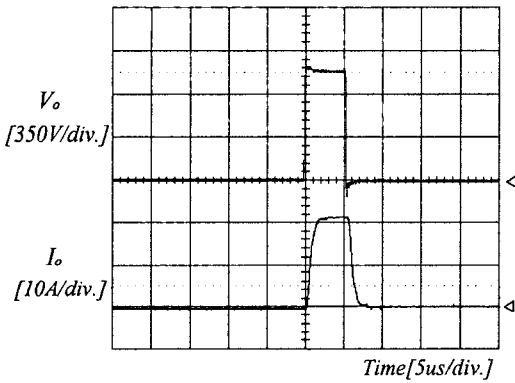


그림 8. 출력 펄스전압과 펄스전류 연속 동작 파형



(b)

그림 6. 출력 펄스전압과 펄스 전류 파형
(a) 1us 펄스, (b) 5us 펄스

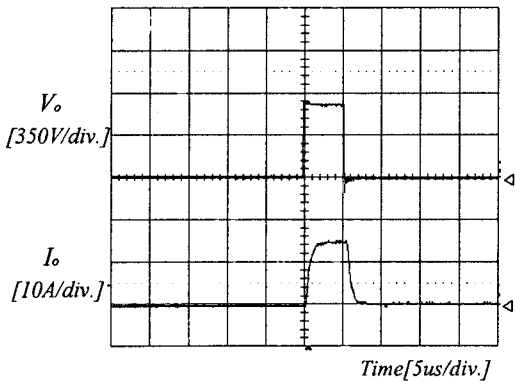


그림 7. 출력 펄스전압과 펄스 전류 파형
(하나의 스위치가 동작 않는 경우)

4. 결론

본 논문에서는 승압형 컨버터를 배열한 구조의 새로운 펄스전압 발생회로를 제안하였다. 제안하는 회로는 고전압 입력전원이 필요없고 회로에 의해 자연스럽게 전압 불균형이 막아지므로 스위치의 직렬동작이 잘 이뤄졌다. 제안하는 회로를 검증하기 위해 1kV, 25A의 펄스전압 발생회로를 제작하여 이의 동작을 시험하였다.

제안하는 회로는 빠른 반복주파수와 펄스폭의 자유로운 가변이 가능하며 소자들의 직렬순간에 발생하는 지연소자의 과전압이 회로 자체에 의해 클램프되는 등 본문에서 예시한 바와 같이 많은 장점을 가지고 있다. 그러므로 제안한 회로는 소용량급에서는 물론, 대용량급 펄스 발생장치에 이르기까지 응용이 가능하며 각종 시험장치와 여러 가지 고전압 펄스가 필요되는 응용시스템에 이용할 수 있는 우수한 특징이 있다.

(참 고 문 헌)

- [1] S. Levy, M. Nikolich, I. Alexeff, M. Radar, M. T. Buttram, and W.J. Sarjeant, "Commercial Applications for Modulators and Pulsed Power Technology", Twentieth Power Modulator Symposium, Myrtle Beach, SC, pp. 8-14, June 23-25, 1992.
- [2] G. N. Glasoe, J. V. Lebacqz, "Pulse Generator", Macgraw-Hill Book Company, INC. 1948.
- [3] Qi Zhang, S. T. Pai, "Introduction to High Power Pulse Technology", World Scientific, 1995