

전력용 반도체 소자를 이용한 새로운 고전압 펄스발생회로

論 文

50B-8-6

High Voltage Pulse Generator Using Power Semiconductor Switches

白 周 元* · 金 興 根**

(J. W. Baek · H. G. Kim)

Power Electronics Research Division, KERI*, Dept. of Electrical Engineering Kyungpook National University**

Abstract - Using power semiconductor switches such as IGBTs, diodes and L-C circuits, novel repetitive impulse voltage generator is developed. In the presented circuits, high voltage pulse is generated by series-connection of capacitors and IGBTs. Therefore, the high voltage pulse is obtained by circuit configuration without any high voltage pulse transformer and high voltage dc source. Especially, the proposed circuit can operate up to several kHz and have high reliability and longer life than conventional ones. It also gives voltage balance of IGBTs automatically. So, the difference of characteristics of IGBTs and drive signal does not cause severe problems. To verify the proposed circuit, 20kV and 300A pulse generator is manufactured and tested.

Key Words : Pulse generator, Series connection, Marx generator

1. 서 론

Marx 제너레이터는 회로 구성이 간단하면서 펄스변압기를 사용하지 않고 고전압 펄스 출력을 얻을 수 있으므로 실험실 규모에서 널리 사용되어 왔다[1]. 그렇지만 이러한 Marx 제너레이터는 스파크갭을 스위치로 사용함으로써 수명이 짧으며 동작면에서 반복 주파수에 상당한 제약이 뒤따른다. 특히, 동작시점의 제어를 위해 부가적인 회로가 추가되어야 하는 불편함이 있었다. Marx generator 이외의 고전압 펄스를 얻기 위한 회로들은 공통적으로 고전압 직류전원장치를 필요로 하며 직류전원으로부터 에너지를 수동소자로 충전시켜 이를 변환하여 고전압 펄스를 얻는 방식을 취하므로 회로의 구성이 쉽지 않고 많은 주의가 따른다.

Marx 제너레이터 이외에 고전압 펄스를 얻는 데에는 여러 가지 방법이 있으며 예로서, 진공관 스위치를 이용하여 구성하는 방식과 펄스전압을 압축시켜 고압으로 승압해 가는 방식이 있다. 이러한 회로들은 매우 낮은 전압에서 높은 승압비의 고전압 펄스를 얻기가 힘들며 반복 주파수, 신뢰성, 수명등에서 많은 문제점을 가진다.

이에 따라 상기의 문제점들을 해소할 수 있는 전력용 반도체

소자들과 펄스변압기를 이용한 방법이 제안되기도 하였다. 그렇지만 이러한 방식은 펄스변압기의 빠른 동작을 얻기 위해 용량을 키우는 데에 제약이 따르며 수십 내지 수백 ns의 짧은 펄스폭의 소용량급에 적용이 가능하다.

본 논문에서는 새로운 전력용 반도체를 이용한 펄스전압 발생회로를 제안한다. 제안하는 회로는 회로의 동작에 의해 저압에서 고전압 펄스를 얻는 방식으로 스위치 소자로서 전력용 반도체를 사용하며 다음과 같은 특징을 갖는다.

- 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.

그러므로 제안하는 회로는 고전압 펄스를 얻는 데에 매우 유리하며 신뢰성 역시 우수한 특성을 갖는다. 특히, 제안하는 회로는 입력전압에 대해 n배의 전압을 얻기 위해 n 개의 스위치와 2n 개의 다이오드 그리고 n개의 커패시터만으로 간단히 구성되며 펄스변압기가 필요 없다.

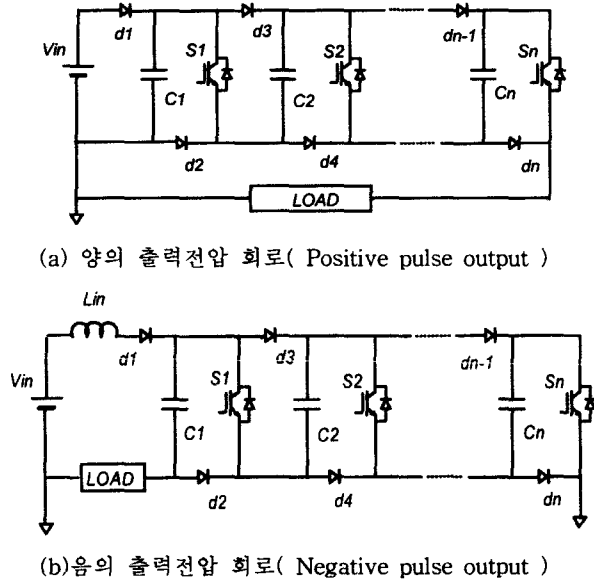
본 논문에서는 제안하는 회로의 동작을 설명하며 이를 검증하기 위해 1200V급 18개의 IGBT 모듈을 이용하여 20kV, 300A 펄스전압 발생회로를 구성하여 이의 동작을 시험한다.

* 正 會 員 : 韓 國 電 氣 研 究 員 電 力 電 子 組 團 先 任 研 究 員

** 正 會 員 : 慶 北 大 電 子 電 氣 工 學 部 教 授 · 工 博

接 受 日 子 : 2001 年 4 月 3 日

最 終 完 了 : 2001 年 6 月 27 日



(a) 양의 출력전압 회로(Positive pulse output)

(b) 음의 출력전압 회로(Negative pulse output)

그림 1. 제안하는 펄스 발생회로의 개략도

Fig. 1 Proposed pulse generator circuit

2. 회로의 구성 및 동작원리

2.1. 회로구성

전체 회로의 구성은 그림 1에서 나타낸 바와 같이 양의 출력전압회로와 음의 출력전압회로로 나눌 수 있으며 다음 그림 2에서 나타낸 Marx generator를 기초로 변형하여 구성하였다. 즉, Marx generator는 저항을 통해 커패시터들을 병렬로 충전시키며 제안하는 회로는 유사하게 다이오드를 통해 각 커패시터들을 병렬로 입력전압으로 충전한다. 그리고 방전소자로는 제안하는 회로는 스파크 갭 대신에 전력용 반도체 소자인 IGBT를 적용하였다.

입력전압의 n 배인 펄스전압을 얻기 위해 필요되는 소자는 n 개의 스위치와 2n 개의 다이오드 그리고 n 개의 커패시터로 구성된다. 양의 출력을 얻기 위한 회로에서는 부하가 충전경로로 이용되며 이를 피하고자 하면 병렬로 수동소자를 연결하여 충전경로를 만들어 줄 수 있다.

또한, 그림 1(b)에서 나타낸 바와 같이 부하의 위치와 접지점의 설정에 따라 음의 출력 펄스전압을 얻을 수 있다. 음의 펄스전압을 얻도록 구성할 경우에는 충전경로가 부하를 통하지 않고 이뤄지므로 보다 유리한 장점을 갖는다.

한편, 제안하는 회로에서 스위치를 펄스정격이 큰 사이리스터와 같은 소자를 사용하여 구성하면 보다 큰 펄스전류를 얻을 수 있으며 이 경우에는 커패시터 소자를 펄스 성형회로로 대체하면 구형파 펄스전압을 얻을 수 있다.

2.2. 회로의 동작원리

회로의 동작은 크게 5가지로 구분할 수 있으며 전체 커패시터의 충전모드들과 충전이후부터 전체 스위치가 턴 온될 때까지의 모드 그리고 스위치들이 턴 온되어서 커패시터가 직렬로 구성되는 모드로 나눌 수 있다.

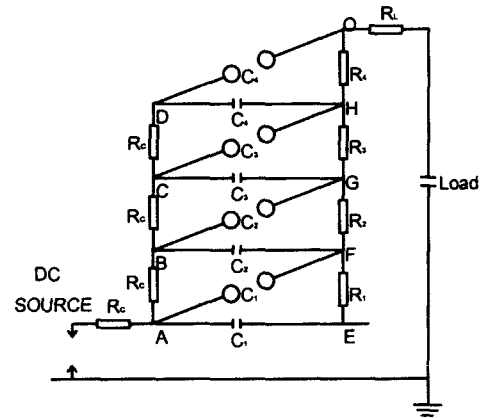


그림 2. Marx 제너레이터

Fig. 2 Marx generator

다음 그림 3은 양의 펄스출력을 갖는 회로를 가지고 제안하는 회로의 동작모드와 파형을 나타낸 것이다.

회로의 설명을 간단히 하기 위하여 입력전압에 대해 3배의 출력전압을 얻는 예로 설명하기로 한다. 다이오드 및 모든 소자가 이상적이라고 가정하였다. 인덕터 Lin은 충전시의 침투전류제한을 목적으로 삽입하였다.

그림에서 Iout은 부하전류, Vout은 부하전압, VGS은 스위치 동작전압을 나타낸 것이다.

그림 4는 동작모드의 등가회로를 나타낸 것이다. 커패시터 Csum은 C1 이외의 나머지 커패시터들의 집합을 나타낸다. 그림에서 Zo는 부하임피던스를 나타낸다.

모드 1 : 커패시터들이 모두 입력전압으로 충전되어 있으며 다이오드들과 스위치들은 턴 오프되어 있다. 그러므로 회로 전체는 입력전압으로 인가되어 있는 상태이므로 고압이 아닌 저압인 상태이다.

$$V_{in} = V_{C1} = V_{C2} = \dots V_{C(n-1)} = V_{Cn} \quad (1)$$

$$V_o = 0 \quad (2)$$

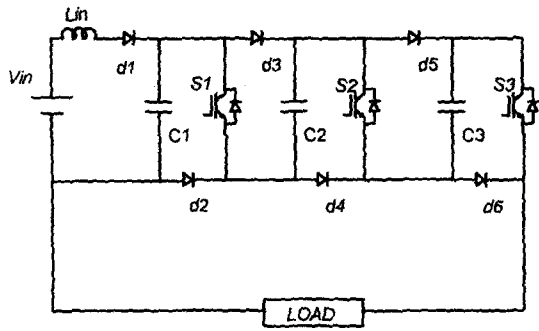
모드 2 : 스위치들이 동시에 턴 온되며 커패시터들이 직렬로 연결된다. 그러므로 커패시터 수만큼의 전압으로 승압된 출력전압이 발생하며 부하에 인가된다. 이때는 스위치들 중에서 스택의 상단부는 고압으로 되기 때문에 저전압인 부분과 펄스전압에 대한 절연이 확보되어야 한다. 모드 2의 시간은 매우 짧으므로 이 구간에서 발생하는 커패시터 C1의 충전상태는 무시하였다.

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + \dots + V_{C(n-1)} + V_{Cn} \quad (3)$$

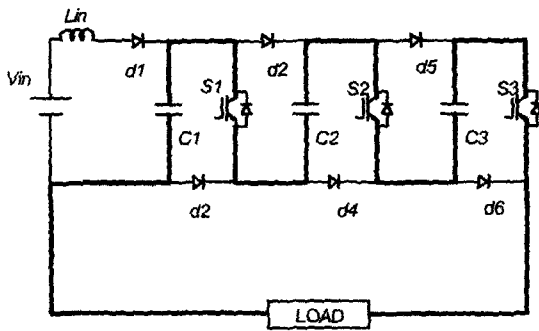
모드 3 : 스위치들은 턴 오프되며 부하전류가 환류하는 모드이다. 입력전압에 의해 C1의 전압이 충전되며 동시에 부하전류가 환류할 수 있도록 D2, D4, D6이 턴 온된다.

모드 4 : 부하의 환류전류가 영으로 감소하면 충전 방전 커패시터들이 충전하게 된다. 여기서 커패시터 C_1 과 커패시터 C_2 의 전압차에 의해 다이오드 D_2 는 턴 오프되며 충전경로상의 모든 다이오드들이 턴 온하게 된다.

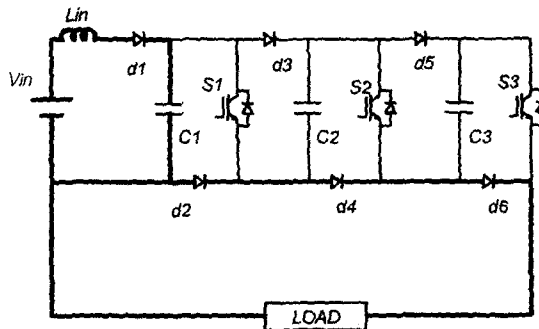
모드 5 : 커패시터 C_1 의 전압이 입력전압 V_{in} 에 의해 충전이 끝나면 다이오드 D_1 은 턴 오프하며 전체 커패시터 전압이 다이오드 도통전압차 만큼 차이로 차례로 충전하게 된다.



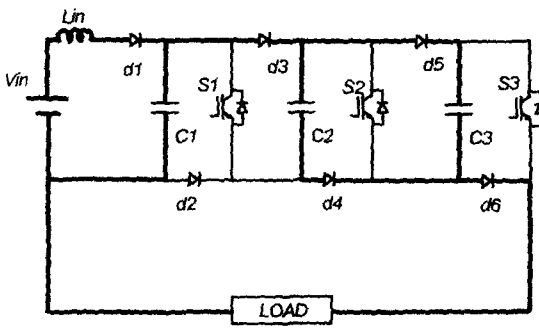
(a) 모드 1



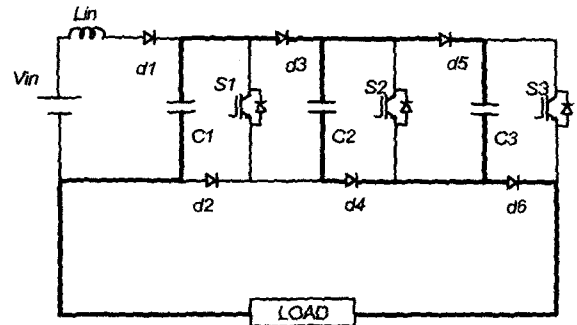
(b) 모드 2



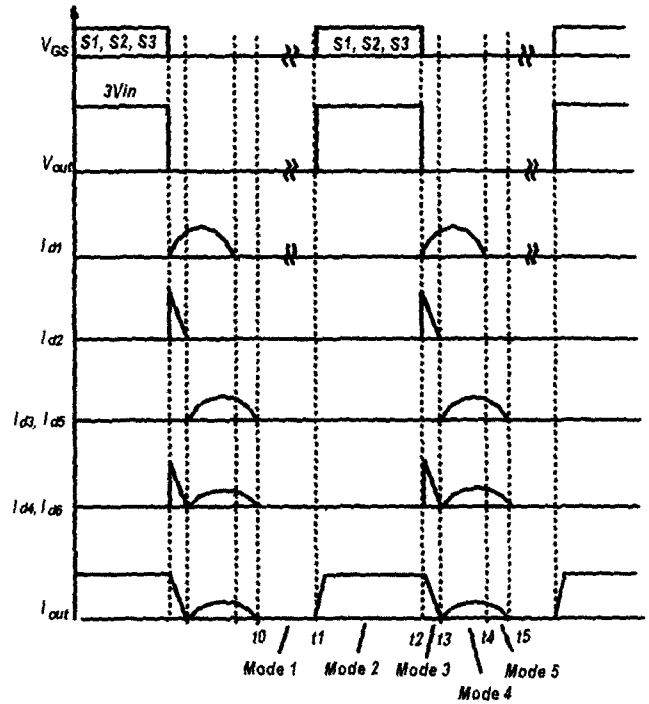
(c) 모드 3



(d) 모드 4



(e) 모드 5



(d)

그림 3. 양의 출력전압 회로의 동작모드 및 출력 파형
Fig. 3. Operational modes and waveform of circuit with positive pulse output

한편, 설명한 양의 펄스출력회로는 충전경로로 부하가 사용되므로 이에 따른 손실을 줄이기 위해 충전용 소자를 추가할 수 있다. 인덕터를 부하와 병렬로 연결하여 충전전류에 따른 손실을 저감할 수 있다.

이상과 같이 설명한 5가지 모드는 회로를 이상적으로 가정하여 나누었으나 실제 회로에서는 구동신호의 차이가 있을 수 있으며 이에 따라 스위치들의 턴 오프시에 미리 턴 오프한 소자에 과전압이 인가될 수 있다. 이때는 회로의 구성에 의해 자연스럽게 스위치와 병렬로 연결된 다이오드와 커패시터에 의해 클램프 동작이 일어나며 과전압에 의한 소자 파손을 막아준다.

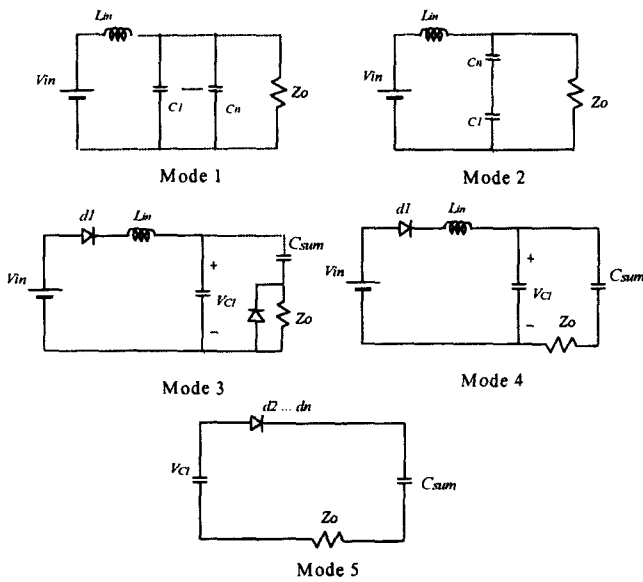


그림 4. 동작모드의 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit for operating modes

다음 그림 5는 스위치 S2의 동작이 다른 소자에 비해 턴은 느리게 동작하고 턴 오프는 빠르다고 가정할 때를 나타낸 것이다.

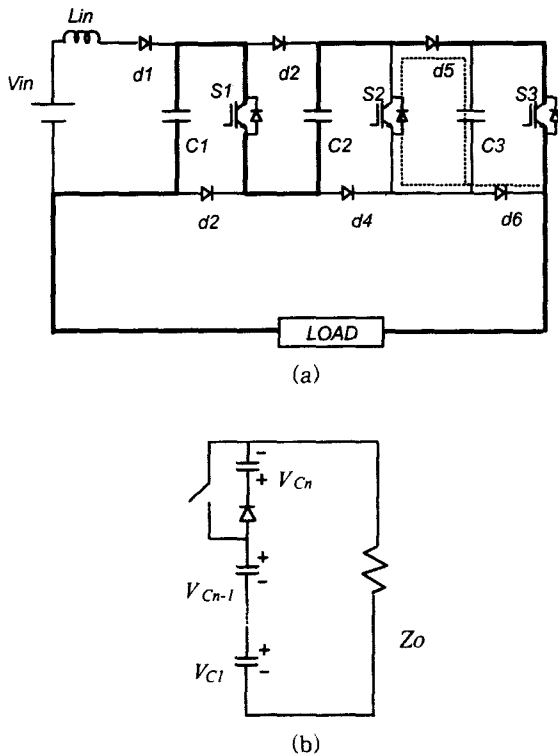
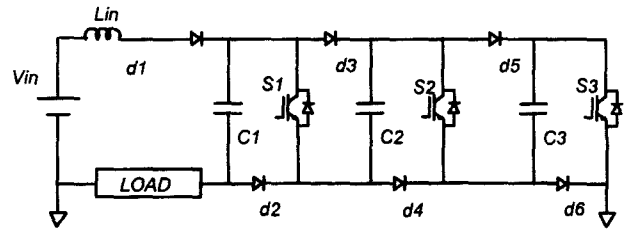


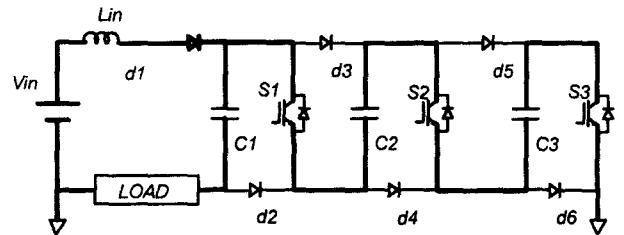
그림 5. 스위치 소자의 동작차이가 존재할 때 동작모드(a)와 등가회로(b)
Fig. 5. (a) operating mode and (b) equivalent circuit when a switch has some operating difference

그림 5에서 나타난 동작모드는 그림 3의 동작모드들에서 스위치의 턴온에 지연이 있으면 모드 2에 앞서 존재하게 되고 스위치 턴 오프가 빠르다고 가정할 때는 모드 3에 앞서 존재하게 된다.

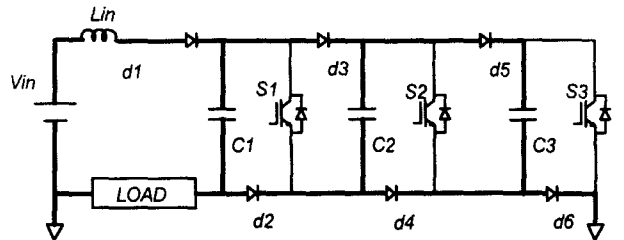
그림 5(a)에서 점선은 클램프 동작이 일어나는 경로와 병렬 커패시터의 충전 경로를 나타낸 것이다. 소자의 동작시간이 다른 소자들과 달라서 커패시터 직렬전압이 가해지면 점선의 경로가 존재하게 된다. 그림 5(b)에 나타난 바와 같이 과전압이 가해지는 소자는 병렬 커패시터에 의해 클램프되고 클램프 전압의 상승은 부하전류에 의해 충전되는 전압 크기로 나타나게 된다.



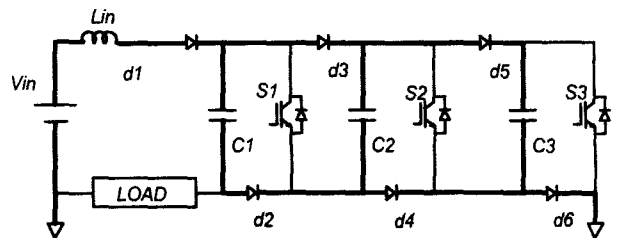
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 6. 음의 출력전압 회로 동작모드
Fig. 6. Operational modes of circuit with negative output pulse

이때 상승하는 전압의 양은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta V = \frac{(n-1)V_{C1}}{C_1 Z_o} t_{on} \quad (4)$$

여기서, t_{on} 은 스위치 턴 온시간이며 V_{C1} 은 충, 방전 커패시터의 초기전압이고 전체 커패시터 초기전압은 동일하다고 두었다.

한편, 그림 6에서 나타난 바와 같이 음의 펄스 출력회로는 양의 펄스 출력회로와 거의 동일한 특성을 가지므로 회로의 동작모드만을 나타내었다. 양의 출력 펄스회로와의 차이점은 충전전류가 부하를 경유하지 않는 점과 출력의 극성이 다른 점이다. 그리고 부하에 인가되는 고전압과 입력전원사이의 전압차를 막아줄 소자로서 인덕터가 입력측에 반드시 필요하게 되며 이에 따라 인덕터에는 스위치들이 온 되는 시간만큼 에너지가 저장되어 커패시터들의 전압을 입력전압보다 승압시키는 효과가 발생한다.

따라서 음의 출력전압은 펄스폭의 증가에 따라 충전 커패시터들($C_1 \dots C_n$)의 전압이 상승하므로 동일한 입력전압에 대해서 다음과 같이 출력전압이 커지게 된다. 여기서, 방전 중의 커패시터의 전압 강하에 의한 영향은 무시하였다.

$$V_o = nV_{C1} = \frac{n(t_{on} + t_{off})V_{in}}{t_{off} - (n-1)t_{on}} \quad (5)$$

여기서, n 은 커패시터 수이고 t_{on} 은 스위치 턴 온 시간이며 t_{off} 는 스위치 턴 오프후에 인덕터 전류가 영으로 도달하기까지의 시간이다

2.3. 회로의 특징 및 설계

2.3.1. 회로의 특징 및 구성

제안하는 회로는 스위치의 동작이 없을 때에는 전체 회로가 저전압으로 인가되어 있으며 스위치의 턴온시에만 고전압이 발생한다. 그러므로 전체 회로의 절연은 펄스전압을 기준으로 고려할 수 있으며 절연내력을 작게 설계할 수 있다.

전체 회로는 전력용 반도체 소자를 이용하여 구성할 수 있으며 이에 따라 수명이 길고, 동작의 반복 주파수가 수 kHz까지 가능하다.

특히, 자기소호가 가능한 소자를 채택하면 펄스폭 역시 자유롭게 가변할 수 있다.

각 스위치의 과전압은 회로의 구성에 의해 자연스럽게 클램프되며 구동신호의 차이와 소자의 특성차등에 민감하지 않는 장점을 가진다. 스위치 양단에 분압된 커패시터 전압 보다 높은 전압이 가해지면 스위치와 연결되어 있는 다이오드가 턴 온하면서 스위치전압을 커패시터 전압으로 클램프한다.

제안하는 회로는 이외에도 많은 장점을 가지며 다음과 같다.

- 일부 소자의 파손에도 회로동작이 크게 영향을 받지 않음.

- 고전압으로 승압하기 위해 펄스변압기나 고압 전원장치등이 필요없음.

- 출력전압의 조절이 회로의 동작 또는 입력전압으로 조절가능함.

제안하는 회로는 역시 고정된 펄스폭을 필요로 하는 응용분야에 스위치 소자를 펄스 싸이리스터를 이용해서 구성할 수 있다.

즉, 지수함수적으로 감소하는 펄스 출력전압을 얻고자 하면 제안하는 회로에서 스위치만을 싸이리스터로 대체하면 되며 싸이리스터의 턴 오프를 위해서 입력전압 V_{in} 이 스위치 턴온시에 회로에서 분리되거나 커패시터를 충전하는 전압이 없으면 된다.

또한, 구형파 출력을 얻고자 하면 아래 그림 7과 같이 펄스 성형회로를 이용하여 회로를 구성하면 가능하다.

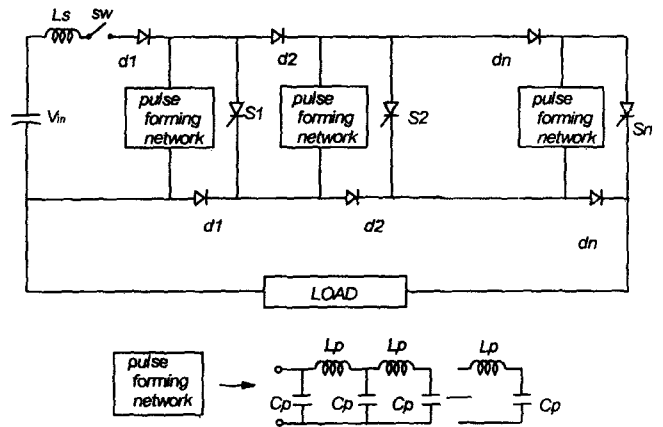


그림 7. 펄스 성형회로와 펄스 싸이리스터를 이용한 구성한 펄스발생회로

Fig. 7. Pulse generator using pulse thyristor and pulse forming network

2.3.2. 회로설계

가. 스위칭 소자의 선정

바라는 출력 펄스전류 정격을 고려하여 스위치를 선정하여야 하며 스위치의 펄스전류 정격이 출력보다 큰값으로 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 300A의 펄스전류를 얻으면서 1kHz의 동작주파수에서 연속 운전이 가능하도록 400A급의 IGBT를 선정하였다. 보다 높은 동작주파수를 위해서는 손실에 따른 방열을 감안하여야 한다.

나. 입력단 인덕터

스위치들이 턴온한 뒤에 다시 입력전원으로부터 커패시터들이 충전하게 되며 이때에 입력단 인덕터에 의해 충전시간이 거의 결정된다.

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

다음은 각각 양의 출력전압회로와 음의 출력전압 회로에 대한 인덕터 최대값을 나타낸 것이다

$$L_{in(max)} < \left(\frac{f}{4\pi}\right)^2 \frac{1}{nC_n} \tag{6}$$

$$L_{in(max)} < \left(\frac{T_s - nt_{on}(V_{in} + (n-1)V_{cl})t_{on}}{2nI_o T_s}\right) \tag{7}$$

여기서, f는 동작 주파수 C_n은 충, 방전 커패시터 하나의 커패시턴스, T_s는 동작주기, I_o는 출력전류이다.

다. 충, 방전 커패시터 설계

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

$$C_n = \frac{\tau \times V_o}{\Delta V_a \times Z_o} \tag{8}$$

여기서, τ는 펄스폭, V_o는 출력 펄스전압, ΔV_a는 전압강하분이다.

충전용 소자를 부하에 병렬로 부착하는 것은 최대 반복주파수에 따라 설계할 수 있다.

스위치 구동회로는 빠른 상승시간의 출력전압이 요구되는 경우에는 각각 구동신호의 차이가 최소가 되도록 구성할 필요가 있으며 상승시간에 대한 제한이 없는 경우에는 특성차이를 상당부분 무시할 수 있다.

3. 실험결과

제안하는 회로의 타당성을 검증하기 위하여 20kV, 300A의 펄스전압 발생회로를 구성하였다. 펄스폭은 1us에서 5us까지 가변이 가능하며 동작주파수는 2us 펄스를 기준으로 1kHz까지 가능하다. 그림 8은 실험에 사용한 회로를 나타낸 것이다. 사용한 스위치는 세미콘사의 IGBT 모듈 SKM400GB124D이며 다이오드는 IXYS사의 1200V 30A 소자를 채택하였다. 커패시터는 600V, 9uF를 직렬 연결하여 이용하였다.

IGBT의 구동은 펄스변압기를 이용하여 절연하여 제어 신호를 전달하는 방법을 이용하였다. 경제적인 장치 구성을 위해 각 IGBT 모듈을 직렬로 동작시켜서 단위 스위치(S1 - S18)의 정격을 높였으며 이를 위해 그림 9의 보조회로를 사용하였다[2].

다음 그림 10은 IGBT 모듈의 구동신호에 약 0.5us의 차이를 주었을 때 각 모듈 스위치 전압의 분배를 나타낸 것이다.

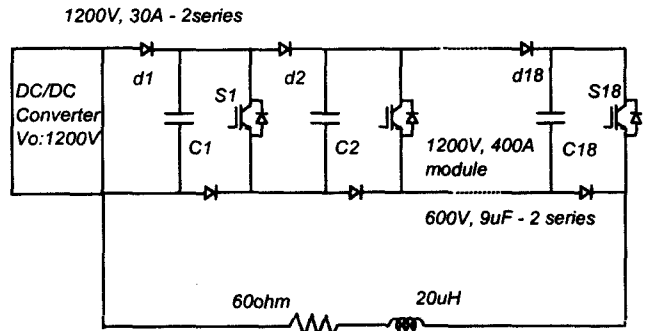


그림 8. 실험에 사용한 회로
FIG. 8. Experimental circuit

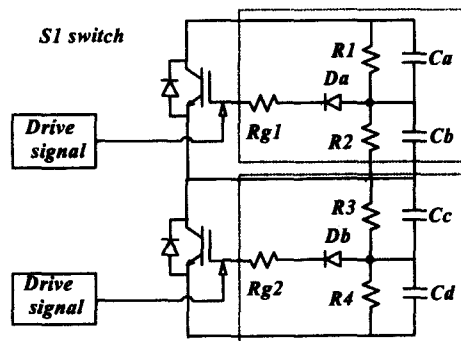


그림 9. IGBT 모듈 직렬결선 및 소자 전압 밸런스 회로
Fig. 9. Series-connection of IGBT Module and voltage balancing circuit

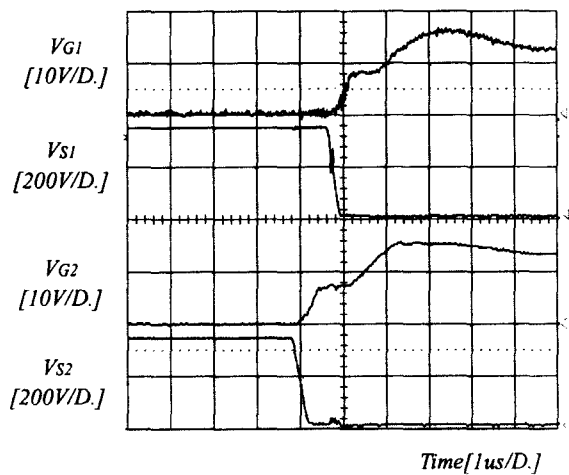
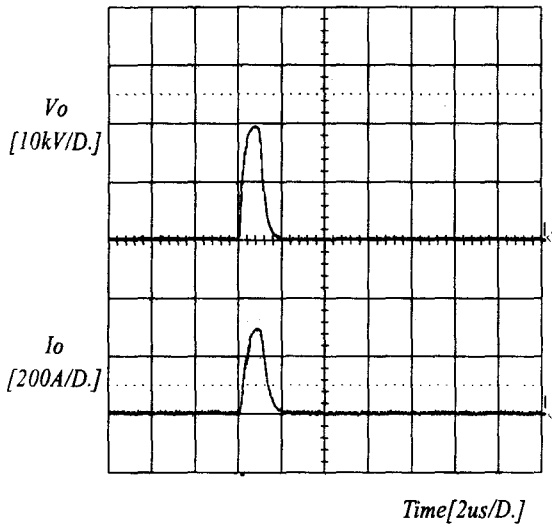


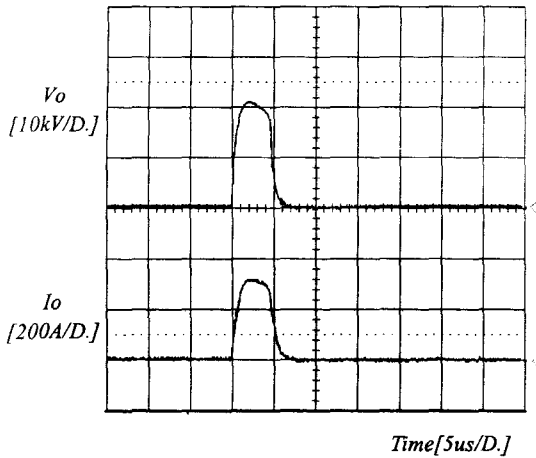
그림 10. 구동신호에 차이가 있을 때 스위치 양단 전압
Fig. 10. Switch voltage with a different drive signal

측정소자의 절연내력을 감안하여 출력전압은 5kV로 두었다. S1 스위치에 지연을 주었으며 다음 스택의 다른 스위치 S2 전압과 비교 하였다. 구동펄스가 지연되어도 회로에 의한 전압클램프를 보여준다.

그림 11은 출력펄스 전압 및 펄스 전류파형을 나타낸 것이다. 전압의 상승시간이 비교적 느린 것은 회로상에 존재하는 등가의 선로 인덕턴스와 구동용 펄스변압기의 특성이 완전하게 일치하지 않아서 구동 시간들에 차이가 존재하기 때문이다.



(a)



(b)

그림 11. 출력 펄스전압 및 펄스 전류파형

(a) 1us 펄스, (b) 5us 펄스

Fig. 11. Pulse output voltage and current waveform

(a) 1us pulse, (b) 5us pulse

다음 그림 12는 제안한 회로에서 스위치들이 일부 동작하지 않을 때의 출력전압 파형을 나타낸 것이다. 50%의 소자에 구

동신호를 주지 않고 회로를 동작시켰을 때의 출력전압 파형을 나타낸 것이다. 정확히 출력이 절반으로 감소하였으며 구동신호의 조절로 출력전압의 제어가 가능함을 알 수 있다.

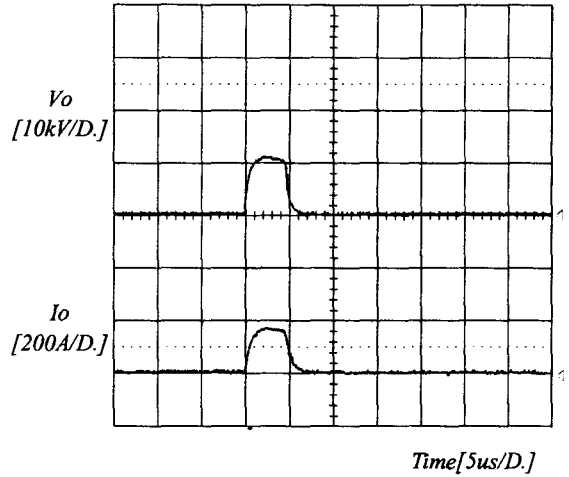


그림 12. 출력 펄스전압 및 펄스 전류파형 (50% 스위치 소자가 동작 않는 경우)

Fig. 12. Pulse output voltage and current waveform (when 50% switches are not operated)

그림 13은 제안한 회로에서 스위치와 다이오드들 그리고 커패시터들로 구성된 펄스 승압회로 부분의 사진이다.

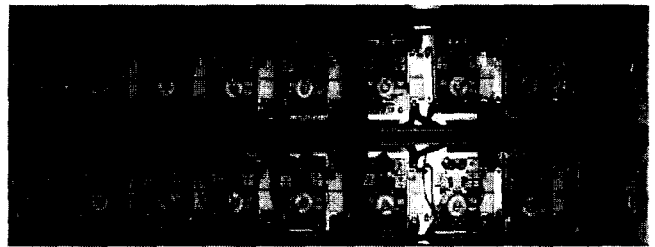


그림 13. 제안한 장치의 사진

Fig. 13. Picture of proposed circuit

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 전력용 반도체 소자를 이용한 고전압 펄스 발생회로를 제안하였으며 이의 동작원리를 설명하고 20kV, 300A, 1us - 5us 펄스 출력전압을 갖는 장치를 제작하여 제안한 회로를 검증하였다.

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 소용량급에서는 물론, 대용량급 펄스 발생장치에 이르기까지 적용이 가능하며 각종 시험장치와 여러 가지 고전압 펄스가 필요되는 응용시스템에 곧바로 이용 가능한 우수한 특징을 갖는다.

참 고 문 헌

- [1] G. N. Glasoe, J. V. Lebacqz, "Pulse Generator", Macgraw-Hill Book Company, INC. 1948.
- [2] 백주원, 류명효, 유동욱, 김흥근, " 간단한 보조회로를 이용한 새로운 IGBT 직렬 구동 기법에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, 제 5권, 제 1호, pp39-45. 2000년 2월
- [3] Qi Zhang, S. T. Pai, "Introduction to High Power Pulse Technology", World Scientific, 1995

저 자 소 개



백 주 원 (白 周 元)

1967년 1월 2일 생. 1990년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정 수료. 한국전기 연구원 산업전기연구단 전력전자연구 그룹 선임연구원.

Tel : 055-280-1432, Fax : 055-280-1436
Email : jwbaek@keri.re.kr



김 흥 근 (金 興 根)

1956년 4월 24일 생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 당 학회 전기기기 및 에너지변

환시스템부문회 총무이사.
Tel : 053-950-5605, Fax : 053-950-5600
E-mail : kimhg@knu.ac.kr