

24V 전원 기반의 60kV 고전압 커패시터 충전기의 설계

(Design of the High Voltage Capacitor Charger Powered by 24V Source)

정우철* · 류홍제†

(Woo-Cheol Jeong · Hong-Je Ryoo)

Abstract

In this paper, a 60kV high voltage capacitor charger(HVCC) based on a 24V battery was described. The HVCC should satisfy not only the extreme voltage gain for 60kV output based on 24V input but also compact size and lightweight for portability despite the high current burden due to the low input voltage. In addition, there are other considerations such as the voltage stress of each component and insulation. Considering these matters, the HVCC was designed based on the parallel loaded resonant converter and symmetrical Cockcroft-Walton voltage multiplier(CWVM). The parallel load resonant converter enables high-frequency operation by reducing switching losses through the zero voltage switching turn-on and snubber capacitor for soft turn-off. With proper design followed by analysis, the HVCC is capable of ZVS turn-on from the start of charging to charging the target voltage. Two symmetrical CWVMs are connected in parallel to the center-tapped transformer to alleviate voltage stress and insulation design difficulty of high-voltage devices. Through PSpice simulation, it was verified that the HVCC satisfies the target specification and the soft switching operation, and the electric field analysis was performed.

Key Words : Cockcroft-Walton voltage multiplier, High voltage capacitor charger, Parallel resonant converter

1. 서 론

근래 들어, 고전압 커패시터 충전기는 적용되는 응

용 분야들에서 휴대성을 요구하는 추세이기 때문에 배터리 입력 전원 기반으로 동작함과 더불어 높은 전력 밀도 달성을 통한 소형화와 경량화가 요구된다[1].

고전압 생성을 위한 대표적인 방법 중 하나는 Cockcroft-Walton(CW) 배압회로를 이용하는 것이며, 여러 스테이지로 구성된 CW 배압 회로는 각 스테이지에 출력 고전압이 분배되어 인가되기 때문에 배압 회로의 소자들에 요구되는 전압 내력이 상당 수준 저감되어 크기, 무게, 가격을 절감할 수 있다. CW 배압 회로를 활용한 고전압 생성기에 대하여 많은 연구들이 수행되어오고 있지만, 1차측 구성에 대한 고려 없이 고압부에만 집중하거나 통상적으로 사용되는 계통 전원 기반으로 1차측을 구성한 것이 대부분이다[2-5].

† Corresponding Author : Professor, Department of Energy System Engineering, Chung-Ang University, Korea

Tel : 02-820-5178

E-mail : hjryoo@cau.ac.kr

<https://orcid.org/0000-0001-8657-7350>

* M.S. and Ph.D. joint degree course, Department of Energy System Engineering, Chung-Ang University, Korea

<https://orcid.org/0000-0002-5896-5353>

Received : March 26, 2022

Revised : May 7, 2022

Accepted : May 9, 2022

하지만 배터리 전원의 비교적 작은 전압 레벨과 높은 승압비를 갖는 변압기의 사용으로 인해 1차측 회로는 비교적 큰 전류의 도통을 고려해야할 뿐만 아니라 소형, 경량화를 위한 고주파수 구동을 위해서 반도체 스위치의 소프트 스위칭이 요구된다[6].

본 논문에서는 앞서 언급한 사항들을 고려하여 설계된 24V 배터리 전원 기반 60kV 고전압 커패시터 충전기에 대해 기술한다. 설계한 고전압 커패시터 충전기는 병렬 부하 공진형 컨버터와 고전압 변압기를 거쳐 1차적으로 승압된 전압이 CW 회로 기반의 배압 회로를 거치며 최종적인 고전압이 생성되는 구조이다. 이 중에서 병렬 부하 공진형 컨버터는 토폴로지 특성상 ZVS 턴-온이 가능하며, 적절한 토폴로지 파라미터 설계와 무손실 커패시터의 적용을 통해 낮은 입력 전압으로 인해 큰 전류가 흐르는 스위치의 턴오프 손실을 저감하였다. 또한, 비교적 작은 커패시턴스를 갖는 병렬 공진 커패시터를 활용하여, 빠르게 전압을 승압시키고 전력전달이 되지 않고 순환되는 에너지를 줄임으로서 큰 전류로 인한 도전 손실을 저감하였다[7].

한편, 고압부는 CW 배압 회로를 이용하여 소자들에 요구되는 전압 내력이 상당 수준 저감되어 크기, 무게, 가격 절감이 가능하며, Center가 접지와 연결된 Center-tapped 변압기를 중심으로 양극성 배압회로 형태로 구성하여 절연 설계 난도를 대폭 낮췄다. 이를 통해 고전압 절연을 만족하면서도 소형, 경량화가 가능하다.

설계한 고전압 커패시터 충전기는 PSPICE 시뮬레이션과 실제 구현된 충전기의 실험을 통해 동작을 검증하였으며, 각 부 파형 관측을 통해 고압부 전계 해석이 수행되었다.

2. 고전압 커패시터 충전기 구조

Fig. 1은 본 논문에서 설계한 고전압 커패시터 충전기의 전체 회로도도를 나타낸다. 1차적으로 병렬 부하 공진형 컨버터와 고전압 승압 변압기를 통해 24V의 입력 배터리 전압을 수-kV 레벨로 승압시키며, 변압기 2차측의 CW 배압회로를 통해 2차적으로 승압하여 목표하는 전압을 생성하는 구조이다. 각 구성 요소별

분석은 다음과 같다.

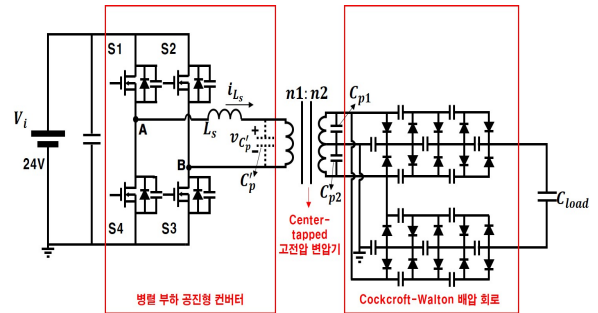


Fig. 1. Circuit diagram of the high voltage capacitor charger

2.1 병렬 부하 공진형 컨버터

Fig. 1에서 볼 수 있듯이 병렬 부하 공진형 컨버터는 풀브리지 회로에 직렬 공진 인덕턴스(L_s)와 병렬 공진 커패시턴스(C_p')가 연결된 구성을 갖는다. 여기서 C_p' 은 2차측의 C_{p1} 과 C_{p2} 를 1차측으로 등가하여 나타낸 것이며, 이들의 관계는 (1)과 같다. 여기서 $n = n2/n1$ 이다.

$$C_p' = n^2 \frac{C_{p1} C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}} \quad (1)$$

Fig. 2는 병렬 부하 공진형 컨버터의 동작 파형을, Fig. 3은 구동 모드별 등가 회로를 나타낸다. V_{AB} 는 A와 B 점점의 전위 간의 차이를 나타내며 이는 풀브리지 회로의 출력 전압과 동일하다. 각 모드별 동작은 다음과 같다.

$t_0 \sim t_1$: Mode 1(M1)

M1은 스위치 S1과 S3가 턴온 상태인 구간 중에서 공진 전류 i_{Ls} 가 양의 값이 되는 시점에 시작된다. 양의 방향으로 흐르는 전류는 C_p' 에 충전되어 있던 $-2V_c/n$ 의 전압을 방전시키고 다시 $2V_c/n$ 까지 충전시킨다. 여기서 V_c 는 2차측 CW 회로의 단위 전압을 나타낸다. 이 때의 공진 전류는 (2)와 같이 나타낼 수 있으며, 여기서 특성 임피던스 $Z_o = \sqrt{L_s/C_p'}$, 공진

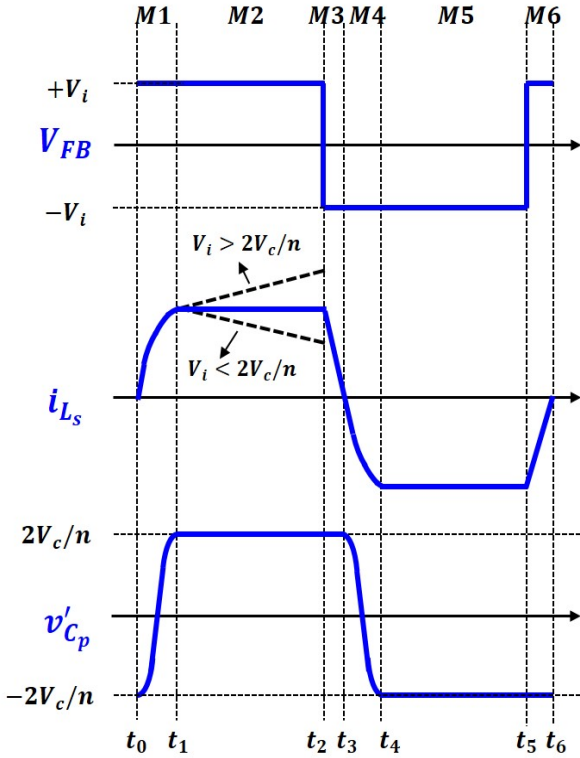


Fig. 2. Waveforms of the parallel loaded resonant converter

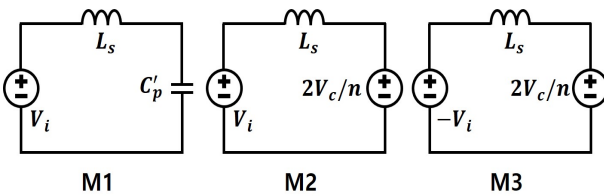


Fig. 3. Equivalent circuits of each mode

주파수 $\omega_o = 1/\sqrt{L_s C_p'}$ 이다. 또한 $i_{Lr}(t_0) = 0$ 이고, $v'_{Cp}(t_0) = -2V_c/n$ 이므로 (3)과 같이 정리할 수 있다.

$$i_{Ls,M1}(t) = i_{Ls}(t_0)\cos\omega_o(t-t_0) + \frac{V_i - v'_{Cp}(t_0)}{Z_o}\sin\omega_o(t-t_0) \quad (2)$$

$$i_{Ls,M1}(t) \approx \frac{V_i + 2V_c/n}{Z_o}\sin\omega_o(t-t_0) \quad (3)$$

$t_1 \sim t_2$: Mode 2(M2)

C_p' 에 $2V_c/n$ 이상의 전압이 충전되면 2차측 CW 배압 회로의 다이오드들이 도통되며 전력이 전달되게 된다. 이 때, C_p' 의 전압은 $2V_c/n$ 의 값을 갖는 전압원으로 증가할 수 있으며, 공진 전류 식은 (4)와 같다.

$$i_{Ls,M2}(t) = i_{Ls,M1}(t_1) + \frac{V_i - 2V_c/n}{L_s}(t-t_1) \quad (4)$$

(4)에서 우변 두 번째 항의 계수는 곧 M2에서의 공진 전류의 기울기를 나타낸다. 다시 말해 V_i 와 $2V_c/n$ 과의 관계에 따라 기울기가 달라지며, 두 값이 같을 경우 Fig. 2의 파란색 실선과 같이 M2에서의 공진 전류의 변화량이 0이 되며, (5)가 만족하게 된다.

$$i_{Ls,M2}(t_2) = i_{Ls,M1}(t_1) \quad (5)$$

반면, ' $V_i > 2V_c/n$ '이거나, ' $V_i < 2V_c/n$ '인 경우에는 점선으로 나타낸 것처럼 임의의 기울기를 갖게 되며, 이는 M3에서 추가적으로 분석하고자 한다.

$t_2 \sim t_3$: Mode 3(M3)

M3는 S1과 S3가 턴오프되면서 시작된다. 이 때, S1과 S3에서는 턴오프 손실이 발생한다. 이 때, 적절한 값으로 선정된 스너버 커패시터를 활용하면 턴오프 손실을 저감할 수 있다. 한편, S1과 S3로 흐르던 양의 방향 공진 전류는 이들의 턴오프 이후 S2, S4의 스너버 커패시터로 흐르며 V_i 만큼 충전되어 있던 전압을 방전시킨다. 방전이 완료된 후에는 S2, S4의 역병렬 다이오드를 통해 흐르며 이들의 양단 전압은 0이 되며, 이후에 S2, S4를 턴온시키면 영전압 스위칭(Zero voltage switching, ZVS)이 가능하다. 반면, M3 내에 S2와 S4에 충전된 전압을 모두 방전시키지 못한 채로 이들이 턴온되면 하드 스위칭이 발생하며 스너버 커패시터의 활용이 오히려 전체 효율에 악영향을 끼치게 된다. 다시 말해, S1과 S3가 꺼지는 시점에 인덕터에 저장된 에너지는 S2와 S4의 스너버 커패시터에 저장된 에너지를 모두 방전시킬 수 있어야하며, 이를 식으로 나타내면 (6)과 같다. 우변에 4를 곱하는 이유는

이 시점에서 공진 전류가 S2와 S4의 스너버 커패시터를 방전시킬 뿐만 아니라 S1과 S3의 스너버 커패시터를 충전하기 때문이다.

$$\frac{1}{2} L_s (i_{Ls, M2}(t_2))^2 > 4 \times \frac{1}{2} C_{sn} V_i^2 \quad (6)$$

한편, M2에서 $V_i > 2V_c/n$ 인 경우, 턴오프가 되는 시점의 전류($i_{Ls, M2}(t_2)$)가 커지기 때문에 턴오프 손실이 증가할 뿐만 아니라 공진 전류 피크치가 커지기 때문에 RMS 가 증가하여 도전 손실도 커지게 된다. 그리고 $V_i < 2V_c/n$ 인 경우에는 턴오프 시점의 전류가 작아져서 턴오프 손실은 비교적 적지만 식 (6)을 만족시키지 못하여 턴온 손실을 야기할 수 있다. 따라서 정격 조건이 정해져있고, 부하 범위가 크지 않은 경우에 고효율의 동작을 위해서는 $V_i = 2V_c/n$ 이 되도록 턴수비를 설계하는 것이 적합하다. 반면 부하 범위가 큰 경우에는 ZVS 가능 범위, 스너버 커패시터 설계 등에 대한 추가적인 고려가 요구된다.

M4~M6은 M1~M3의 과정과 같으므로 설명을 생략한다.

2.2 Cockcroft-Walton 배압 회로

Fig. 4(a)는 고전압 충전기의 CW 배압 회로를 나타낸 것이다. 1차측의 병렬 부하 공진형 컨버터와 변압기, 그리고 C_{p1} 과 C_{p2} 는 V_c 의 진폭을 갖는 구형파 전원들로 대체하였다. 본 논문에서는 C_1, C_2, C_3, \dots 를 중심으로 다이오드와 (C'_1, C'_1'') , (C'_2, C'_2'') , \dots 등이 대칭으로 연결된 구조의 대칭형 CW 배압 회로를 사용하였다. 이러한 구조를 활용하면 기본적인 CW 배압 회로에서 승압 과정을 거칠수록 중심 커패시터에 인가되는 전압이 작아지는($V_{C_1} > V_{C_2} > V_{C_3} > \dots$) 문제를 완화할 수 있다[8].

회로 동작 분석을 위해 g^+ 노드와 연결된 부분의 CW 배압 회로만 분리해내어 구형파 전원 출력의 부호에 따라 Fig. 4(b)와 Fig. 4(c)로 나타내었다. 먼저,

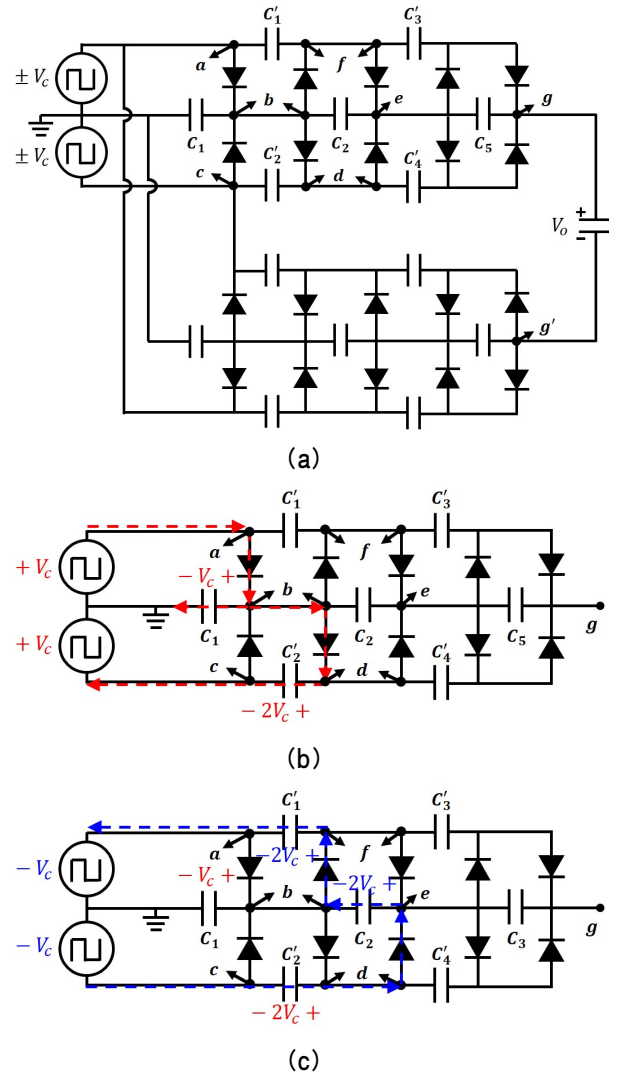


Fig. 4. Circuit diagram of the Cockcroft-Walton voltage multiplier

Fig. 4(b)에서 전원으로부터 $+V_c$ 가 공급되면 a 노드의 전위는 접지 기준으로 $+V_c$ 가 되며 a 와 b 노드 사이의 다이오드가 도통되어 C_1 이 $+V_c$ 까지 충전된다. 한편, c 노드의 전위는 접지 기준 $-V_c$ 가 되며, $+V_c$ 의 전위를 갖는 b 노드와 d 노드 사이의 다이오드가 도통되어 d 노드 전위 또한 $+V_c$ 가 되기 때문에 C_1'' 에는 $+2V_c$ 만큼의 전압이 충전된다. 이후 Fig. 4(c)에서 전원이 $-V_c$ 를 공급하기 시작하면 c 노드의 $+V_c$ 전위에 Fig. 4(b)에서 $2V_c$ 만큼 충전된 C_1'' 의 전압이 더해져 d 노드 전위는 $+3V_c$ 가 된다. 이 때 b 노드의

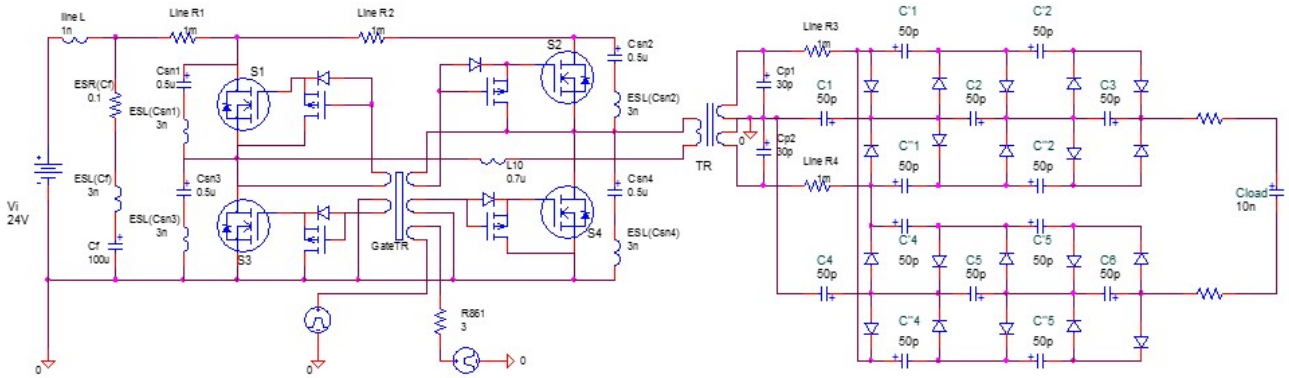


Fig. 5. PSpice simulation circuit of the designed high voltage capacitor charger

전위는 Fig. 4(b)에서 V_c 만큼 충전된 C_1 에 의해 $+V_c$ 이며, d 노드와 e 노드 사이의 다이오드가 도통되며 C_2 에는 d 노드($+3V_c$)와 b 노드($+V_c$) 사이의 전위 차이인 $2V_c$ 가 충전된다. 이와 같은 과정을 반복하며 C_1, C_2, C_3 에는 각각 $+V_c, +2V_c, +2V_c$ 만큼의 전압이 충전되고 이들의 전압을 합하여 g^+ 노드 전위는 $+5V_c$ 가 된다. Fig. 4(a)에서 g^- 노드와 연결된 부분의 CW 회로는 g^+ 노드와 연결된 회로와 다이오드 방향이 반대이기 때문에 g^- 노드 전위는 $-5V_c$ 가 된다. 결과적으로 부하 커패시터에 충전되는 전압은 g^+ 와 g^- 노드 간의 전위차인 $+10V_c$ 가 된다.

따라서 변압기 2차측에 인가되는 전압은 목표로 하는 출력 고전압의 1/10 수준이며, CW 회로 내 소자들에 인가되는 전압은 최대 1/5 수준이기 때문에 고전압 변압기 설계 난이도나 고전압 소자의 정격 수준을 대폭 완화할 수 있다.

4. 시뮬레이션을 통한 회로 검증

설계한 고전압 커패시터 충전기 검증을 위해 Fig. 5와 같이 PSPICE 시뮬레이션 회로를 구성하였으며, 각 파라미터를 Table 1에 정리하였다.

시뮬레이션 결과는 Fig. 6과 같다. 먼저 Fig. 6(a)는 설계한 고전압 커패시터 충전기가 10nF의 부하커패시터에 목표한 60kV 전압을 충전하는 파형이다. Fig. 6(b)는 60kV 충전 시의 병렬 부하 공진형 컨버터의 주요 파형들을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이, 임의의

Table 1. Parameters of the designed high voltage capacitor charger

공진 인덕턴스(L_s)	0.7 μ H
공진 커패시턴스(C_{p1}, C_{p2})	30 pF
턴수비($n1 : n2$)	3:1200
CW 배압 회로 커패시터(C_k, C_k', C_k'')	50 pF
스너머 커패시터	500 nF

스위치가 턴오프되는 시점의 공진 전류가 상보 관계에 있는 스위치가 턴온되기 전에 해당 스위치의 양단 전압을 모두 방전하여 ZVS 턴온이 성사되는 것을 확인할 수 있다. 병렬 부하 공진형 컨버터 분석에서 보았듯 V_c 가 클수록 턴오프 시의 전류 크기가 줄어들고 스위치 양단 전압 방전을 위한 에너지가 줄어들기 때문에 목표 전압인 60kV에서 ZVS 턴온이 가능한 것은 동작 전 구간에서 ZVS 턴온이 가능함을 의미한다. Fig. 6(c)는 CW 배압 회로의 각 커패시터에 인가되는 전압 파형이다. 다이오드에 인가되는 전압 레벨은 커패시터에 인가되는 전압 레벨과 동일하기 때문에 별도로 나타내지 않았다. 최종적인 출력은 60kV의 고전압입에 반해 고압부 소자들에 인가되는 전압은 10~20% 수준으로 저감된 것을 확인할 수 있다.

Fig. 7은 실제 충전기를 제작하여 4nF 부하 커패시터를 연결한 조건에서 실험한 파형이다. 부하 커패시터 양단에 연결되는 충전기의 (+) 출력단과 (-) 출력단에 30kV의 전압이 인가되므로 해당 충전기가 목표한 60kV 충전이 가능함이 검증되었다.

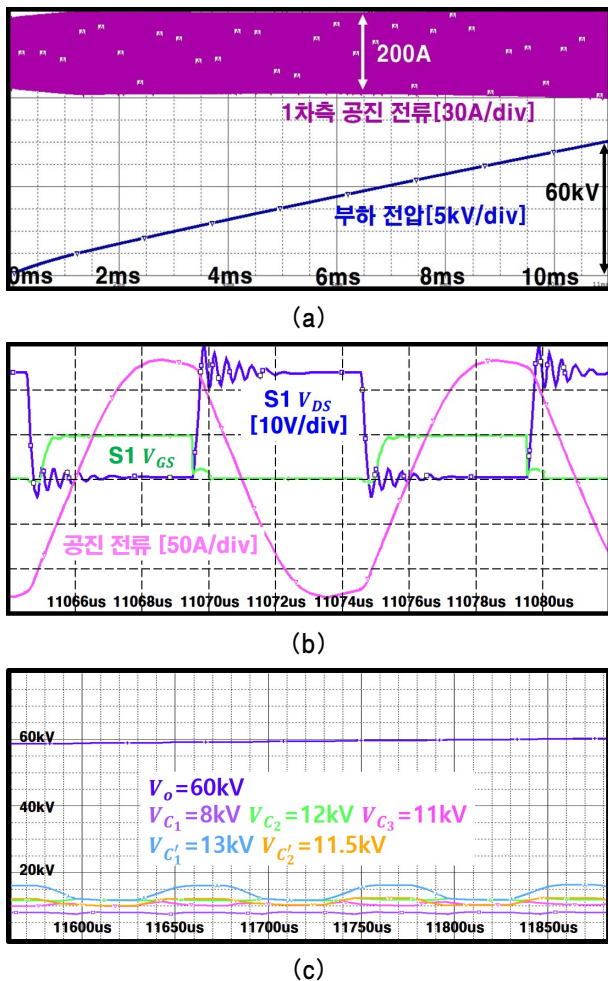


Fig. 6. PSpice simulation results

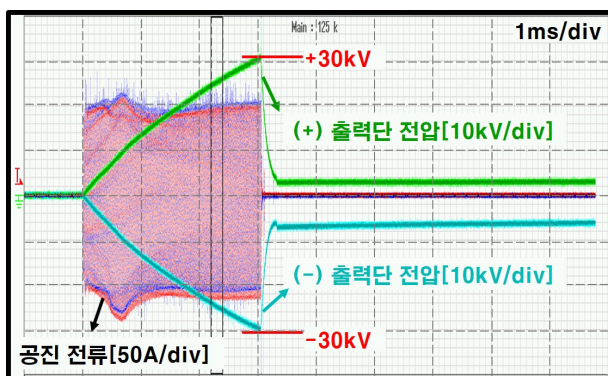


Fig. 7. Experimental result

5. 결 론

본 논문에서는 24V 전원 기반으로 60kV 고전압 생

성이 가능한 고전압 커패시터 충전기를 병렬 부하 공진형 컨버터와 CW 배압 회로 기반으로 설계한 것에 대해 기술하였다. 병렬 부하 공진형 컨버터 분석을 통해 부하 범위와 소프트 스위칭 간의 연관 관계를 파악하였으며, 적절한 CW 배압 회로 설계를 통해 고압 회로 구현의 난도를 완화하였다. 설계한 고전압 커패시터 충전기는 PSpice 시뮬레이션과 실제 실험을 통해 동작이 검증되었으며 고주파수 동작, 고압 소자 정격 및 절연 설계 난도 완화를 통해 고밀도의 고전압 커패시터 충전기 구현이 가능할 것으로 사료된다.

이 논문은 한국조명·전기설비학회 2021년도 학술대회에서 발표하고 우수추천논문으로 선정된 논문임.

Acknowledgement

본 연구는 산업통상자원부 (MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원(No.20192910100090)과 2020년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(No.NRF2020R1A2C2099663)을 받아 수행한 연구임.

References

- [1] C. G. Cho and H. J. Ryoo, "Design of Compact Solid-State Modulator for High-Power Electromagnetic Pulse Generation," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 6059–6068, 2021.
- [2] C. G. Cho, et al., "Integrated 15-kV DC Trigger and Simmer Power Supply for Light Sintering," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 47, No. 10, pp. 4473–4480, 2019.
- [3] C. Young, H. Chen, and M. Chen, "A Cockcroft - Walton Voltage Multiplier Fed by a Three-Phase-to-Single-Phase Matrix Converter with PFC," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 3, pp. 1994–2004, 2014.
- [4] C. K. Dwivedi and M. B. Daigvane, "Multi-purpose Low Cost DC High Voltage Generator (60kV Output), Using Cockcroft-Walton Voltage Multiplier Circuit," 3rd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology, 2010.
- [5] S. Park, J. Yang, and J. Rivas-Davila, "A Hybrid Cockcroft-Walton/Dickson Multiplier for High Voltage Generation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 35, No. 3, pp. 2714–2723, 2020.

- [6] C. Cho, Z. Jia, J. Ahn, and H. Ryoo, "Design of a 5.4 kJ/s Three-phase Resonant Converter based on a Lithium Polymer Battery," in *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 26, No. 2, pp. 381–389, 2019.
- [7] S. Jang, C. Yu, and H. Ryoo, "Trapezoidal Approximation of LCC Resonant Converter and Design of a Multistage Capacitor Charger for a Solid-State Marx Modulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 5, pp. 3816–3825, 2018.
- [8] Mohsen Ruzbehani, "A Comparative Study of Symmetrical Cockcroft-Walton Voltage Multipliers," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 2017, Article ID 4805268, p. 10, 2017.

Biography



Woo-Cheol Jeong

He received the B.S. degree in energy systems engineering from Chung-Ang University, Seoul, South Korea, in 2019, where he is currently pursuing the M.S. and Ph.D. joint degree in energy systems engineering from

Chung-Ang University, Seoul. His current research interests include soft-switched resonant converter applications and high-voltage pulsed-power supply systems.



Hong-Je Ryoo

He received B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Sungkyunkwan University, Seoul, South Korea, in 1991, 1995, and 2001, respectively. From 2004 to 2005, he was a Visiting Scholar with WEMPEC,

University of Wisconsin-Madison, Madison, WI, USA. From 1996 to 2015, he worked in the Electric Propulsion Research Division as a Principal Research Engineer, the Korea Electrotechnology Research Institute, Changwon, South Korea, where he was a Leader with the Pulsed Power World Class Laboratory, a director of Electric Propulsion Research Center. From 2005 to 2015, he worked as a Professor with the Department of Energy Conversion Technology, University of Science and Technology, Deajeon, South Korea. In 2015, he joined the School of Energy Systems Engineering, Chung-Ang University, Seoul, where he is currently a Professor. His current research interests include pulsed-power systems and their applications, as well as high-power and high-voltage conversions.