

LVDC 배전을 위한 출력 380V DC-DC 컨버터 설계에 관한 연구

A study on the Design of Output 380V DC-DC Converter for LVDC Distribution

김 필 중*, 양 성 수*, 오 병 윤**

Phil-Jung Kim*, Seong-Soo Yang*, Byeong-Yun Oh**

Abstract

In this study, the output 380V direct current DC-DC converter for low-voltage direct current(LVDC) distribution was designed in three types, and the voltage and current characteristics of the three types of DC-DC converter were compared and analyzed through simulation. When the converter was configured using a parallel structure with the power metal-oxide semiconductor field-effect transistor and two current suppression insulated-gate bipolar transistors(IGBTs), the time when the output voltage was stabilized at DC 380V was relatively short with 9ms and the range of output current changes was also between 44.8A and 50.2A, indicating that the width of change was much smaller and the effect of current suppression was greater compared to when IGBT was not applied(68~83A). These results suggest that the proposed DC-DC converter for LVDC distribution is likely to be applied to smart grid construction.

요 약

본 연구에서는 LVDC 배전용 출력 380V DC-DC 컨버터를 3가지 유형으로 설계하였고, 시뮬레이션을 통해 3가지 유형의 DC-DC 컨버터의 전압과 전류 특성을 비교 분석하였다. 전력용 MOSFET와 2개의 전류억제용 IGBT를 병렬구조로 적용하여 컨버터를 구성한 경우, 출력 전압이 DC 380V로 안정화 된 시간이 9ms로 비교적 짧았으며, 출력 측 전류 변화 폭도 44.8~50.2A로 IGBT를 적용하지 않았을 경우(68~83A) 보다 훨씬 변화 폭도 작고 전류억제 효과도 더 뛰어남을 알 수 있었다. 이러한 결과는 제안한 LVDC 배전용 DC-DC 컨버터가 스마트 그리드 구축에 적용 가능성이 있음을 시사한다.

Key words : DC-DC converter, 380V, LVDC, IGBT, Power MOSFET

* Dept. of Electronics, Chosun College of Science & Technology

** R&D Division, BMC Co., Ltd.

★ Corresponding author

E-mail : ssyang@cst.ac.kr, ohnleeu@gmail.com,

Tel : +82-62-230-8835

※ Acknowledgment

Manuscript received Mar. 6, 2020; revised Mar. 21, 2020; accepted Mar. 25, 2020.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

1. 서론

스마트 그리드는 기존 전력망에 정보통신 기술을 접목하여 전력망의 신뢰성, 효율성, 안전성을 향상시키는 한편 전력의 생산 및 소비정보를 양방향/실시간으로 처리함으로써 에너지 효율을 최적화하기 위해 제안된 차세대 전력망 기술로 알려져 있다. 스마트 그리드가 구축되면 전력수요의 분산 및 제어 가능해져 에너지 이용 효율 향상이 가능해질 것이다[1].

스마트 그리드 송·변전 시스템은 전력 소비의

증가로 인해 국내 전력계통의 효율성과 안정성 확보를 위한 기술의 필요성이 증대되고 있으며 HVDC (High-Voltage Direct Current)와 LVDC (Low-Voltage Direct Current) 송·배전 기술에 대한 수요가 증가하고 있다[2].

LVDC는 직류 부하에 전원을 공급하기 위해 교류 수전에 따른 부하 단에서의 변환손실(AC/DC)을 줄여 계통의 효율을 높이는 기술로, LVDC 계통은 옥내 수용가, 공장, 선박, 마이크로 그리드 단지 등 독립망 구성을 통해 전력 수급이 용이한 곳에 적용되는 기술이다[2, 3].

전압 DC 배전 시스템인 LVDC 배전은 현재 실증 단계에 있는 기술로, 태양광 및 에너지저장시스템(Energy Storage System, ESS)과 연계가 용이한 특징이 있다. DC 데이터 센터의 경우, DC 48V 및 Hybrid DC 575V 대비 효율성이 높은 것으로 입증된 DC 380V 배전이 적용되는 추세이다[2].

그리고 태양광 발전(photovoltaics, PV) 시스템의 출력을 ESS의 배터리에 충전하거나 배터리 전력을 외부로 방전 동작을 수행할 때 DC-DC 컨버터가 필요하다[4]. 최근 전력용 반도체 기술의 발달로 소자정격의 증대와 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 등 새로운 소자들이 개발되어 보급되고 있다[5].

본 연구에서는 이러한 전력 반도체 소자를 이용하여 LVDC 배전에 적용될 수 있도록 출력 전압이 380V이고 부스트(boost) 형태의 DC-DC 컨버터를 설계하고 시뮬레이션을 통해 동작 특성을 분석하여 향후 컨버터 제작 시 기초자료로 활용하고자 한다.

II. 본론

1. DC-DC 컨버터 구성

개발하고자 하는 출력 380V DC-DC 컨버터는

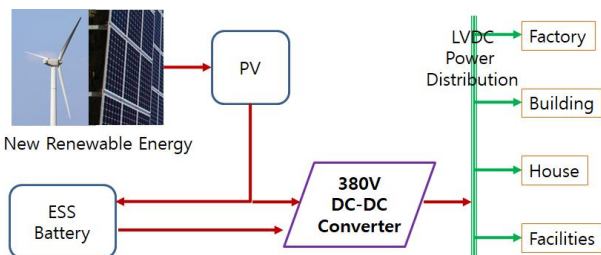


Fig. 1. Diagram of DC-DC Converter for LVDC Distribution. 그림 1. LVDC 배전용 DC-DC 컨버터의 개략도

그림 1과 같이 신재생 에너지와 연계하여 PV 전력을 ESS의 배터리에 저장하거나 DC-DC 컨버터를 이용하여 LVDC 송·배전 그리드에 연계할 수 있다[6]. 또한, ESS 배터리 전력을 LVDC 송·배전 그리드에 방전할 때 DC-DC 컨버터는 사용된다.

부스트 형 DC-DC 컨버터의 기본 구성은 그림 2와 같다. 그림 2에서 스위치 소자로 사용되는 전력 반도체 MOSFET가 On/Off를 반복하면 인덕터 L에 흐르는 전류의 방향에 갑작스러운 변화가 생기고 이에 반대 방향으로 역기전력이 발생하여 입력 전압이 승압 된다[7].

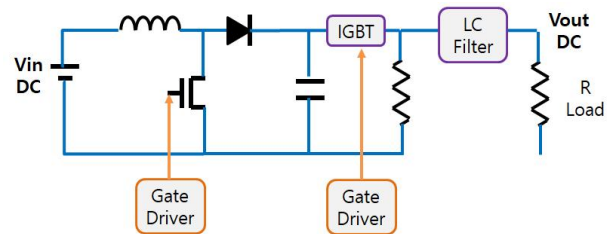


Fig. 2. Configuration diagram of boost type DC-DC converter. 그림 2. 부스트 형 DC-DC 컨버터의 구성도

$$E = -L \frac{di}{dt} \tag{1}$$

스위칭용 MOSFET가 On 되면 입력 전원은 인덕터 L을 통해 폐회로가 형성되면서 충전이 된다. MOSFET가 Off 되면 커패시터를 통해 인덕터 L의 충전된 전류가 방전되고, 이때 다이오드 방향으로 방전되면서 동시에 반대 방향으로 인덕터 L은 갑작스러운 변화를 막기 위해 역기전력을 발생시킨다. 이러한 동작을 반복하면서 일정 전압으로 승압하게 된다[7].

스위칭용 MOSFET의 On/Off는 PWM(펄스 폭 변조, pulse-width modulation) 방식으로 동작하며[8], 게이트(gate) 구동을 위해 게이트 드라이버(gate driver)가 필요하다. 본 연구에서는 게이트 드라이버의 출력으로 구형파 펄스 전압을 사용한다.

승압된 출력 전압과 입력 전압의 비는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다[4].

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \tag{2}$$

여기서 D는 PWM 스위칭의 듀티비(Duty Ratio)이다[4]. 듀티비는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \frac{T_{on}}{T} \tag{3}$$

여기서 T_{on} 은 펄스의 On 시간이고 T 는 펄스의 주기이다.

2. 출력 380V DC-DC 컨버터 설계

가. 전력용 MOSFET를 이용한 DC-DC 컨버터

전력용 MOSFET를 이용한 출력 380V DC-DC 컨버터는 그림 3과 같다. 이 회로에서는 전류 제어용 소자 IGBT를 사용하지 않았다. 입력 전원은 DC 220V로 설정하였으며, 전력용 MOSFET를 구동하기 위한 구형파 펄스 전압은 20V, 듀티비는 식 (2)에 의해 식 (4)와 같이 유추하여 적용하였다.

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{220}{380} \approx 0.42 \tag{4}$$

구형파 펄스 전압원 V_{g1} 이 전력용 MOSFET M1 게이트에 인가된다. 주기 T 와 듀티비 D (약 0.42)에 따라 M1은 On/Off 되며, 인덕터 L1은 충·방전을 반복하면서 동시에 인덕터 L은 갑작스러운 전류 방전으로 인한 변화를 막기 위해 역기전력을 발생시킨다.

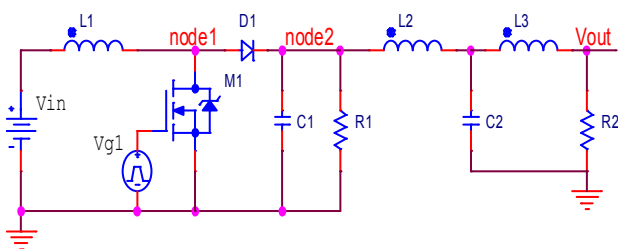


Fig. 3. Basic circuit of DC-DC converter for output 380V.
그림 3. 출력 380V용 DC-DC 컨버터 기본 회로

그리고 인덕터 L에 의해 발생한 역기전력과 다이오드 D1과 커패시터 C1을 통해 충·방전 전압이 승압되어 node2에 전달된다. node2의 전압과 전류의 변화 폭이 비교적 크기 때문에 이 폭을 최소화하여 DC전압으로 출력하기 위해 파이(π)형 LC 정류 필터를 사용하였다.

나. 전류억제용 IGBT를 이용한 DC-DC 컨버터

IGBT는 트랜지스터의 증폭 기능과 스위칭 기능 두 가지 기능 중에서 스위칭 기능용으로 개발된 전력용 반도체 소자이다. 전류억제용 IGBT의 3단자

는 게이트(gate), 컬렉터(collector), 이미터(emitter)며, 게이트와 이미터 사이의 전압으로 컬렉터 전류를 억제한다.

전력용 MOSFET와 전류억제용 IGBT를 이용한 출력 380V DC-DC 컨버터는 그림 4와 같다. 이 회로에서는 전류 제어용 소자 IGBT를 1개만 사용하였다.

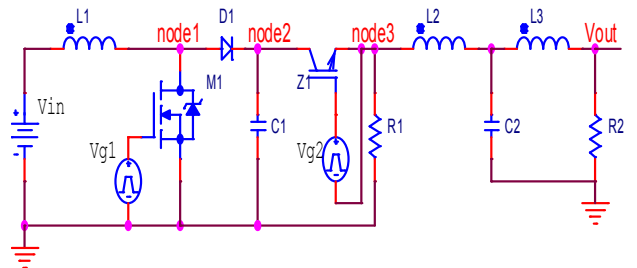


Fig. 4. DC-DC Converter Circuit Using IGBT.
그림 4. IGBT를 이용한 DC-DC 컨버터 회로

입력 전원은 DC 220V로 설정하였으며, 전력용 MOSFET를 구동하기 위한 구형파 펄스 전압 V_{g1} 은 20V, 듀티비는 식 (4)에 의해 약 0.42로 적용하였다. 그리고 전류억제용 IGBT를 구동하기 위한 구형파 펄스 전압 V_{g1} 은 20V, 듀티비는 약 0.5로 적용하였다.

기본 동작은 그림 1과 같으나 IGBT는 출력 측에 흐르는 전류량을 억제하기 위해 node2와 node3 사이에 배치하였다.

다. IGBT를 병렬 배치한 DC-DC 컨버터

전류억제용 IGBT 2개를 병렬 배치한 출력 380V DC-DC 컨버터는 그림 5와 같다. 이 회로에서는 전류 제어용 소자 IGBT를 2개를 사용하여 1개만 사용했을 때 보다 출력 측 전압과 전류를 보다 안정적 얻어내고자 하였다. 입력 전원은 DC 220V로 설정하였으며, 전력용 MOSFET를 구동하기 위한 구형파 펄스 전압 V_{g1} 은 20V, 듀티비는 식 (4)에 의해 약 0.42로 적용하였다. 그리고 전류억제용 IGBT를 구동하기 위한 구형파 펄스 전압 V_{g2} 와 V_{g3} 은 각각 20V, 듀티비도 똑같이 약 0.5로 적용하였다. 단, V_{g2} 와 V_{g3} 의 차이는 위상차가 반주기(180도) 차이가 나도록 하여 V_{g2} 가 On 되면 V_{g3} 은 Off가 되고 반대로 V_{g2} 가 Off 되면 V_{g3} 은 On이 된다. 따라서 IGBT Z1과 Z2는 번갈아 가며 On/Off 된다.

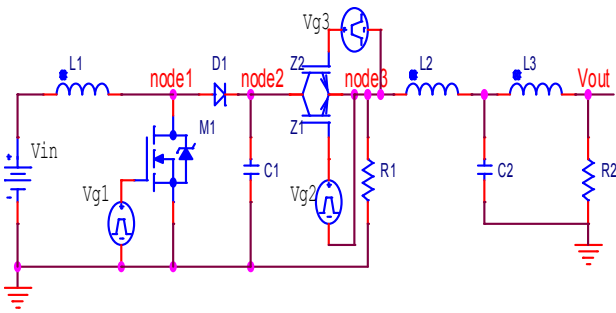


Fig. 5. Basic circuit of DC-DC converter for output 380V.
그림 5. 출력 380V용 DC-DC 컨버터 기본 회로

기본 동작은 그림 5와 같으나 IGBT를 2개 병렬로 node2와 node3 사이에 배치하여 출력 측에 흐르는 전류량을 억제하면서도 IGBT 양단간에 전위차를 다소 줄이고자 하였다.

III. 실험

1. 정류 필터 없을 때의 출력 전압 특성

가. 전력용 MOSFET를 이용한 DC-DC 컨버터
전력용 MOSFET를 이용한 출력 380V DC-DC 컨버터를 PSPICE 시뮬레이션하기 위해 입력 Vin은 DC 220V로 인가하였으며, MOSFET를 구동하기 위한 Vg1의 진폭 전압은 20V, 듀티비 D는 출력 전압 평균값이 380V가 되도록 하기 위해 0.42에서 0.45로 변경 적용하였다.

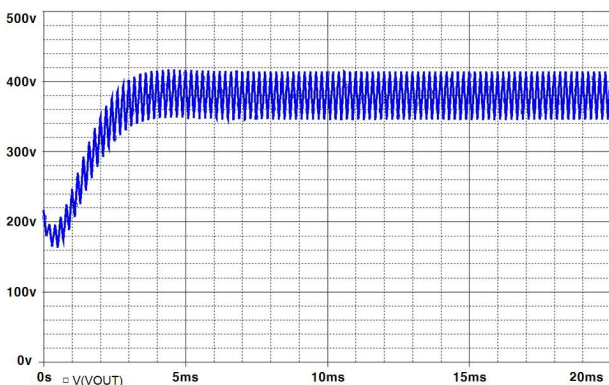


Fig. 6. Output Voltage Characteristics of a Converter using Power MOSFET without LC Rectifier Filter.
그림 6. LC 정류 필터가 없을 때 전력용 MOSFET를 이용한 컨버터의 출력 전압 특성

그림 6은 LC 정류 필터가 없을 때 저항 R1 양단의 출력 전압 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 6에서와 같이 출력 전압은 약 8ms 이후에 안정적인

출력을 나타냈으며, 안정화 이후 출력 전압의 변화 폭은 346~414V로 약 68V이었다.

나. 전류억제용 IGBT를 이용한 DC-DC 컨버터

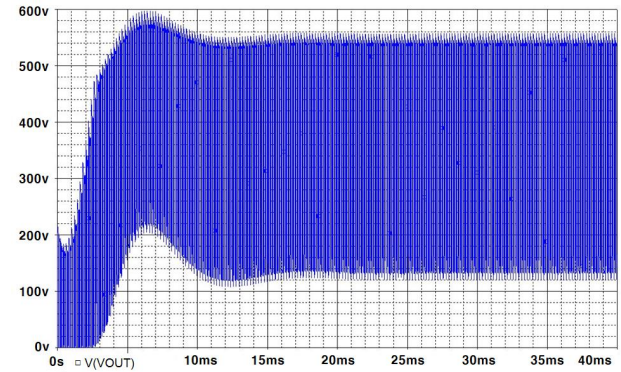


Fig. 7. Output Voltage Characteristics of a Converter Using IGBT without LC Rectifier Filter.
그림 7. LC 정류 필터가 없을 때 IGBT를 이용한 컨버터의 출력 전압 특성

전류억제용 IGBT 1개만을 이용한 출력 380V DC-DC 컨버터의 출력 전압 시뮬레이션 결과는 그림 7과 같다. 시뮬레이션 조건으로 입력 Vin은 DC 220V로 인가하였으며, MOSFET를 구동하기 위한 Vg1의 진폭 전압은 20V, 듀티비 D는 출력 전압 평균값이 380V가 되도록 하기 위해 0.42에서 0.73로 변경 적용하였다. 그리고 IGBT를 구동하기 위한 Vg2의 진폭 전압은 20V, 듀티비 D는 0.6으로 적용하였다.

그림 7에서와 같이 출력 전압은 약 18ms 이후에 안정적인 출력을 나타냈으며, 안정화 이후 출력 전압의 변화 폭은 122~559V로 약 437V이었다.

다. IGBT를 병렬 배치한 DC-DC 컨버터

전류억제용 IGBT 2개를 병렬 배치한 출력 380V DC-DC 컨버터의 출력 전압 시뮬레이션 결과는 그림 8과 같다. 시뮬레이션 조건으로 입력 Vin은 DC 220V로 인가하였으며, MOSFET를 구동하기 위한 Vg1의 진폭 전압은 20V, 듀티비 D는 출력 전압 평균값이 380V가 되도록 하기 위해 0.42에서 0.45로 변경 적용하였다. 그리고 IGBT를 구동하기 위한 Vg2와 Vg3의 진폭 전압은 각각 20V, 듀티비 D는 0.5로 적용 하였다. 그리고 Vg2와 Vg3의 위상차는 반주기로 하여 동 시간대에 둘 중 하나만 On이 되도록 하였다.

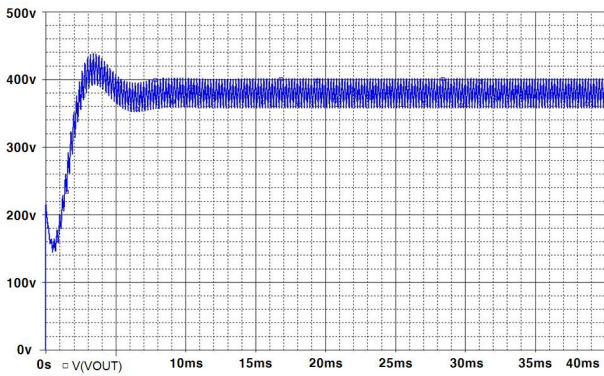


Fig. 8. Output Voltage Characteristics of a Converter Using Parallel IGBTs without LC Rectifier Filter.

그림 8. LC 정류 필터가 없을 때 병렬 IGBT 이용한 컨버터의 출력 전압 특성

그림 8에서와 같이 출력 전압은 약 9ms 이후에 안정적인 출력을 나타냈으며, 안정화 이후 출력 전압의 변화 폭은 358~401V로 약 43V이었다.

2. 노드 전압 특성

가. 전력용 MOSFET를 이용한 DC-DC 컨버터

그림 9는 Vg1 전압과 노드 node1 전압의 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 9에서와 같이 Vg1 전압 파형은 구형파로 진폭은 20V, 듀티비는 0.45로 인가되고 있다. node1 전압은 MOSFET M1이 On 되었을 때는 0V, Off 되었을 때는 약 427V까지 상승되고 있음을 나타내고 있다.

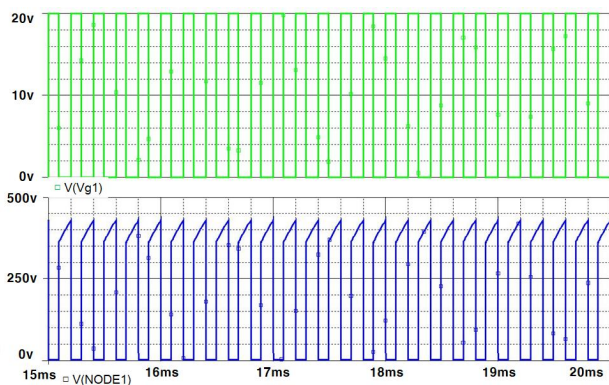


Fig. 9. Node Voltage Characteristics of a Converter Using Power MOSFET.

그림 9. 전력용 MOSFET를 이용한 컨버터의 출력 전압 특성

나. 전류억제용 IGBT를 이용한 DC-DC 컨버터

전류억제용 IGBT 1개만을 이용한 출력 380V DC-DC 컨버터의 노드 전압 시뮬레이션 결과는 그림 10과 같다.



Fig. 10. Node Voltage Characteristics of a Converter Using IGBT.

그림 10. GBT를 이용한 컨버터의 노드 전압 특성

그림 10에서와 같이 Vg1 전압 파형은 구형파로 진폭은 20V, 듀티비는 0.73으로 인가되고 있다. node1 전압은 0~841V 변화 폭으로 상승되고 있고, node2 전압은 742~821V 변화 폭으로 상승되고 있음을 나타내고 있다. IGBT를 구동하기 위한 Vg2의 전압은 121~578V 변화 폭을 나타내었다.

다. IGBT를 병렬 배치한 DC-DC 컨버터

전류억제용 IGBT 2개를 병렬 배치한 출력 380V DC-DC 컨버터의 노드 전압 시뮬레이션 결과는 그림 11과 같다.

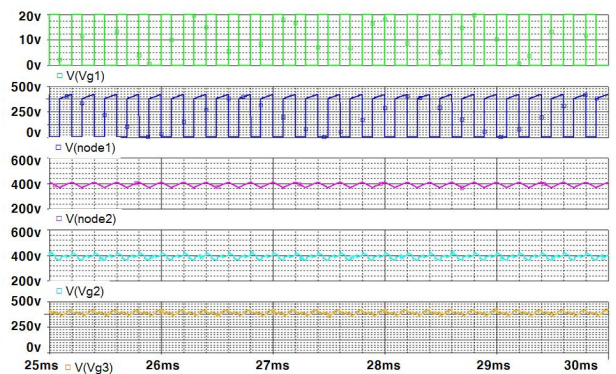


Fig. 11. Node Voltage Characteristics of a Converter Using Parallel IGBTs.

그림 11. 병렬 IGBT를 이용한 컨버터의 노드 전압 특성

그림 11에서와 같이 Vg1 전압 파형은 구형파로 진폭은 20V, 듀티비는 0.45로 인가되고 있다. node1 전압은 0~420V 변화 폭으로 상승되고 있고, node2 전압은 368~411V 변화 폭으로 상승되고 있음을 나타내고 있다. IGBT를 구동하기 위한 Vg2와 Vg3의 전압은 358~421V 변화 폭을 나타내었다.

3. 온도 변화에 따른 전류 및 출력 전압 특성

가. 전력용 MOSFET를 이용한 DC-DC 컨버터

전력용 MOSFET를 이용한 출력 380V DC-DC 컨버터를 사용 환경 조건 중 온도 변화(-25℃, 0℃, 25℃, 75℃)에 따라 출력 측 저항 R1에 흐르는 전류와 LC 정류 필터를 통한 출력 전압 Vout의 변화가 어느 정도 되는지 확인하기 위해 시뮬레이션하였다.

그림 12는 출력 측 저항 R1에 흐르는 전류의 시뮬레이션 결과 파형이다. 온도 변화에 따른 시뮬레이션 한 결과 값은 큰 차이가 없었으며, 안정화 된 이후에 전류 변화 폭은 68~83A로 약 15A이었다.

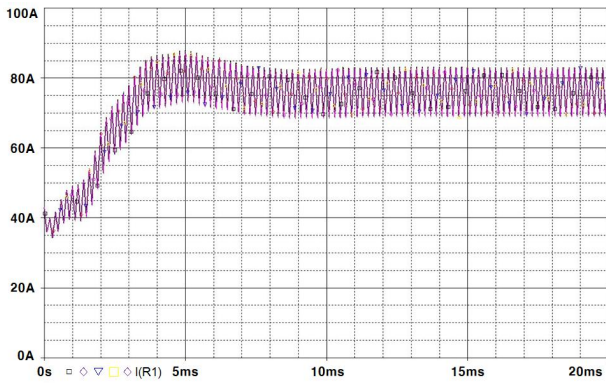


Fig. 12. Current Characteristics According to Temperature Change(-25~75℃) of a Converter Using Power MOSFET.

그림 12. 전력용 MOSFET를 이용한 컨버터의 온도 변화(-25~75℃)에 따른 전류 특성

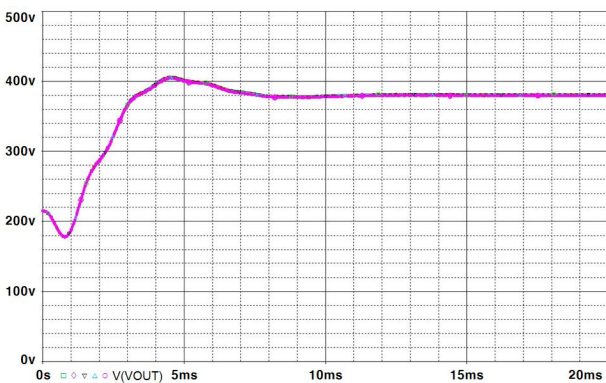


Fig. 13. Output voltage Characteristics According to Temperature Change(-25~75℃) of a Converter Using Power MOSFET.

그림 13. 전력용 MOSFET를 이용한 컨버터의 온도 변화(-25~75℃)에 따른 출력 전압 특성

그림 13은 LC 정류 필터를 배치했을 때 저항 R2 양단의 출력 전압 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 13에서와 같이 출력 전압은 약 8ms 이후에 안정적인

출력을 나타냈으며, 안정화 이후 출력 전압의 변화 폭은 거의 없이 약 380.5V DC 전압을 나타내었다. 온도 변화에 따른 시뮬레이션 한 결과 값은 큰 차이가 없었다. -25℃에서는 약 381.5V, 75℃에서는 약 379.5V로 온도에 따라 0.02V/1℃ 변화 폭을 나타내었다.

나. 전류억제용 IGBT를 이용한 DC-DC 컨버터

전류억제용 IGBT 1개만을 이용한 출력 380V DC-DC 컨버터를 온도 변화에 따라 출력 측 저항 R1에 흐르는 전류와 LC 정류 필터를 통한 출력 전압 Vout의 변화가 어느 정도 되는지 확인하기 위해 시뮬레이션하였다.

그림 14는 출력 측 저항 R1에 흐르는 전류의 시뮬레이션 결과 파형이다. 온도 변화에 따른 시뮬레이션 한 결과 값은 큰 차이가 없었으며, 안정화 된 이후에 전류 변화 폭은 13.2~74.5A로 약 61.3A이었다.

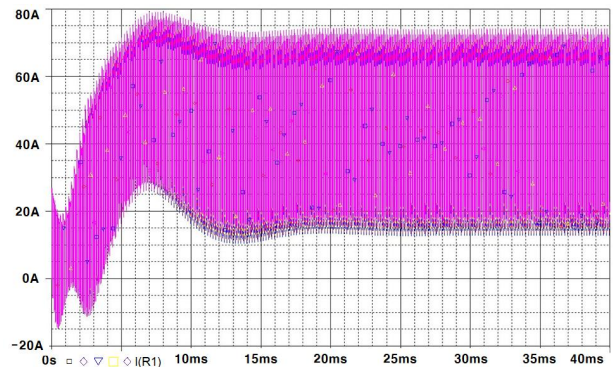


Fig. 14. Current Characteristics According to Temperature Change(-25~75℃) of a Converter Using IGBT.

그림 14. IGBT를 이용한 컨버터의 온도 변화(-25~75℃)에 따른 전류 특성

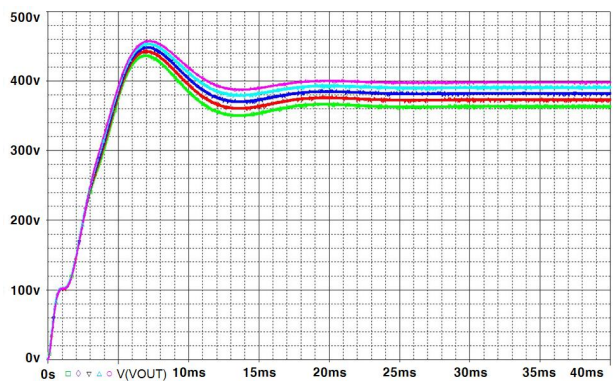


Fig. 15. Output voltage Characteristics According to Temperature Change(-25~75℃) of a Converter Using IGBT.

그림 15. IGBT를 이용한 컨버터의 온도 변화(-25~75℃)에 따른 출력 전압 특성

그림 15는 LC 정류 필터를 배치했을 때 저항 R2 양단의 출력 전압을 시뮬레이션한 결과 파형이다.

그림 15에서와 같이 출력 전압은 약 18ms 이후에 안정적인 출력을 나타냈으며, 안정화 이후 출력 전압의 변화 폭은 거의 없이 약 382V DC 전압을 나타내었다. 온도 변화에 따른 시뮬레이션 한 결과 -25℃에서는 약 363V, 75℃에서는 약 399V로 온도에 따라 0.36V/1℃ 변화 폭을 나타내었다.

다. IGBT를 병렬 배치한 DC-DC 컨버터

전류억제용 IGBT 2개를 병렬 배치한 출력 380V DC-DC 컨버터를 온도 변화에 따라 출력 측 저항 R1에 흐르는 전류와 LC 정류 필터를 통한 출력 전압 Vout의 변화가 어느 정도 되는지 확인하기 위해 시뮬레이션하였다.

그림 16은 출력 측 저항 R1에 흐르는 전류의 시뮬레이션 결과 파형이다. 온도 변화에 따른 시뮬레이션 한 결과 값은 큰 차이가 없었으며, 안정화 된 이후에 전류 변화 폭은 44.8~50.2A로 약 5.4A이었다.

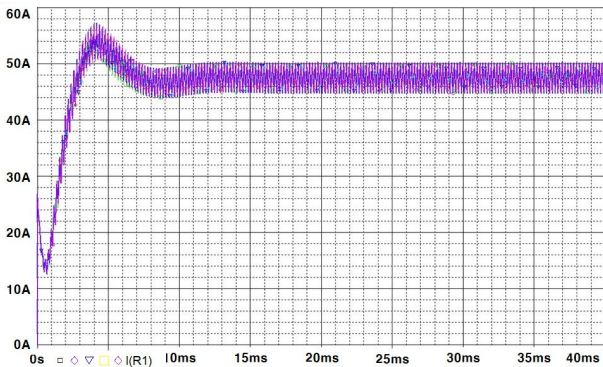


Fig. 16. Current Characteristics According to Temperature Change(-25~75℃) of a Converter Using Parallel IGBTs.

그림 16. 병렬 IGBT를 이용한 컨버터의 온도 변화(-25~75℃)에 따른 전류 특성

그림 17은 LC 정류 필터를 배치했을 때 저항 R2 양단의 출력 전압을 시뮬레이션한 결과 파형이다. 그림 17에서와 같이 출력 전압은 약 13ms 이후에 안정적인 출력을 나타냈으며, 안정화 이후 출력 전압의 변화 폭은 거의 없이 약 380V DC 전압을 나타내었다. 온도 변화에 따른 시뮬레이션 한 결과 -25℃에서는 약 380V, 75℃에서는 약 380.4V로 온도에 따라 0.004V/1℃ 변화 폭을 나타내었다.

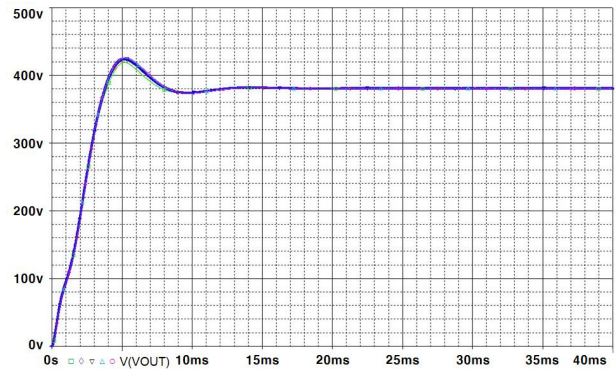


Fig. 17. Output voltage Characteristics According to Temperature Change(-25~75℃) of a Converter Using Parallel IGBTs.

그림 17. 병렬 IGBT를 이용한 컨버터의 온도 변화(-25~75℃)에 따른 출력 전압 특성

IV. 결론

본 연구에서는 스마트 그리드 송·변전 시스템에서 LVDC 배전용 출력 380V DC-DC 컨버터를 3가지 유형으로 설계하고 시뮬레이션을 통해 전압 및 전류 특성을 연구하였다.

전력용 MOSFET만을 컨버터 회로에 적용하여 구성한 경우 8ms 이후에 비교적 안정적인 출력 전압 파형을 나타냈으며, IGBT 1개만을 컨버터 회로에 추가 적용하였을 경우에는 18ms 이후에, IGBT 2개를 병렬구조로 컨버터 회로에 추가 적용하였을 경우에는 9ms 이후에 안정적인 출력 전압 파형을 나타냈다.

LC 정류 필터를 적용하지 않았을 경우 출력 전압의 변화 폭은 IGBT 1개만을 컨버터 회로에 추가 적용하였을 경우에 약 437V로 가장 컸으며, IGBT 2개를 병렬구조로 한 경우가 약 43V로 가장 작았다.

전류 특성 분석에서 전력용 MOSFET만 적용한 경우 출력 측 저항 R1에 흐르는 전류량이 68~83A로 나타났으며, IGBT 1개만을 적용한 경우 13.2~74.5A로 가장 변화 폭이 크게 나타났다. 반면에 IGBT 2개를 병렬구조로 한 경우가 44.8~50.2A로 전류 변화 폭이 가장 작고 전류억제 효과도 가장 안정적이었다.

결론적으로 LVDC 배전용 DC-DC 컨버터 설계 및 제작 시 구성 회로를 간소화하기 위해 전력용 반도체 소자 도입이 필요하고, 또한 출력 측 전류 폭주를 막기 위해 전류억제용 IGBT 소자를 병렬구

조로 적용하는 것이 가장 안정적인 출력 전력을 얻을 수 있으며, 스마트 그리드 구축에 필요한 LVDC 배전용으로 적용 가능할 것으로 기대된다.

References

- [1] H. S. Kim, "Smart grid domestic and foreign technology trends: innovative consumers," *TTA Journal.*, No.129, pp.56-60 2010.
- [2] Small and Medium Business Administration, "에너지 수요 관리, LVDC 배전 기술," 2017~2019 Energy demand management, LVDC distribution technology, pp.3-33, 2016.
- [3] E. J. Lee, S. M. Kim and K. B. Lee, "A Selective Voltage Balancing Scheme of a Modular Multilevel DC-DC Converter for Solid-State Transformers," *j.inst.Korean.electr.electron.eng.*, Vol.23, No.2, pp. 652-658, 2019. DOI: 10.7471/ikeee.2019.23.2.652
- [4] B. W. Ko "The grid-connected bidirectional PCS technology of the ESS," *j.inst.Korean.electr.electron.eng.*, Vol.23, No.4, pp.1280-1287, 2019. DOI: 10.7471/ikeee.2019.23.4.1280
- [5] L. H. Hwang, "A Study on the Characteristics of PCS Using a Solar Cells Generation of Optimal Integrated," *j.inst.Korean.electr.electron.eng.*, Vol.23, No.3, pp.1003-1014, 2019. DOI: 10.7471/ikeee.2019.23.3.1003
- [6] Y. W. Kim, M. H. Kwon, S. Y. Park, M. K. Kim, D. K. Yang, S. W. Choi, and S. J. Oh, "Development of 80kW Bi-directional Hybrid-SiC Boost-Buck Converter using Droop Control in DC Nano-grid," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol.22, No.4, pp. 360-368, 2019. DOI: 10.6113/TKPE.2017.22.4.360
- [7] Y. J. Jin and K. H. Joh, "ZVS-PWM Boost Converter using Auxiliary Circuit," *j.inst.electron.infor.eng.*, Vol.41, No.1, pp.45-49, 2004.
- [8] G. Y. Jeong, "Non-Isolation, High-Efficiency and High-Voltage-Output DC-DC Converter using the Self-Driven Synchronous Switch," *j.inst.Korean.electr.electron.eng.*, Vol.23, No.3, pp.962-970, 2019. DOI: 10.7471/ikeee.2019.23.3.962

BIOGRAPHY

Phil-Jung Kim (Member)



1994 : B.S. degree in Electronic Engineering, Chosun University.
1996 : M.S. degree in Electronic Engineering, Chosun University.
2000 : Ph.D. degree in Electronic Engineering, Chosun University.

1996~1999 : Researcher, Memory Research & Development Center, SK Hynix Inc.

2001~2012 : Assistant Professor, Dept. of IT, Sunghwa College.

2015~Present : Assistant Professor, Dept. of Electronics, Chosun College of Science&Technology.

Seong-Soo Yang (Member)



2004 : B.S. degree in Information & Communication Engineering, DongShin University.

2006 : M.S. degree in Information & Communication Engineering, DongShin University.

2015 : Ph.D. degree in Information & Communication Engineering, DongShin University.

2007~2018 : Adjunct Professor, Dept. Information & Communication Engineering, DongShin University.

2019~Present : Assistant Professor, Dept. of Electronics, Chosun College of Science&Technology.

Byeong-Yun Oh (Member)



2004 : B.S. degree in Physics, Hanseo University.

2006 : M.S. degree in Metallurgical Engineering, Yonsei University.

2011 : Ph.D. degree in Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University.

2011~2013 : Director, Optical Device Research Institute, LINKLINE I&C Co., Ltd.

2013~2014 : Research Fellowship, Materials Science and Engineering, Gwangju Institute of Science and Technology (GIST).

2015~2018 : Chief Executive Officer (CEO), Administration Division, ZeSHTech Co., Ltd.

2018~Present : Director, Research and Development Division, BMC Co., Ltd.