

## 다중전류레벨 인터리버 컨버터를 이용한 전자부하 시스템 구성

### Construct of Electronics Load System using the Multi-level Interleaved Converter

문현철<sup>1\*</sup>, 송광철<sup>2</sup>, 이창호<sup>3</sup>, 박성미<sup>4</sup>, 박성준<sup>5</sup>

Hyeon-Cheol Moon<sup>1\*</sup>, Kwang-Cheol Song<sup>2</sup>, Chang-Ho Lee<sup>3</sup>,  
Seong-Mi Park<sup>4</sup>, Sung-Jun Park<sup>5</sup>

#### 〈Abstract〉

Recently, demands for large-capacity electronic loads are increasing in various industries such as a reliability test for the performance of a DC power supply device or a dummy-load for improving the stability of an independent microgrid to be actively built in the future. The electronic load required in these various fields requires an operation such as a continuously variable resistance load while minimizing the switching harmonic component generated in the electric load current in order to reduce the influence of interference from the load peripheral device. Electronic loads require a system that minimizes switching current ripple for load control. Therefore, in this paper, we propose a three-level module converter structure to reduce the current ripple of an electronic load, and a multilevel interleaved power converter topology to reduce the current ripple. The validity of the proposed electronic load, 3-level 6 interleaved converter, was verified by simulation and experiment. In addition, the user's convenience was provided by applying the emotional command curve interface method.

*Keywords : Electronic loads, Multi-Level, Interleave, Current ripple*

1\* 주저자, 전남대학교 전기공학과, 박사수료

E-mail: gistmoon@naver.com

2 참여저자, (주) 엘탑 대표이사

E-mail: ltop9279@gmail.com

3 참여저자, (주) 지엔이피에스 대표이사

E-mail: lee0275@epskorea.kr

4 정회원, 참여저자, 한국승강기대학교 승강기공학부, 부교수

E-mail: seongmi@kdc.ac.kr

5 정회원, 교신저자, 전남대학교 전기공학과, 교수

E-mail: sjpark1@jnu.ac.kr

1\* Main Author, Dept. of Electrical Engineering, Chonnam National University, Ph.d. candidate

2 Co-author, CEO of LTOP Company Ltd.

3 Co-author, CEO of G&EPS Company Ltd.

4 Co-author, Dept. of Lift Engineering, Korea Lift College, Associate Professor.

5 Corresponding Author, Dept. of Electrical Engineering, Chonnam National University, Professor

### 1. 서론

컴퓨터 서버, 각종 산업용기계, 자동차, 항공우주 장비 등에 사용되고 있는 직류전원공급 장치의 성능에 대한 신뢰성 시험을 위해서는 표준화된 부하조건을 만족하는 부하시스템 구축이 필요하다[1-2]. 이러한 직류전원공급 장치의 품질평가를 위한 부하시스템은 일반적으로 Passive load, Active load, Recycling load 방식의 전자부하기(Electronics load)로 구성된다[3]. 이러한 전자부하기는 시스템 효율, 제어의 동특성 및 구축비, 연중 사용시간을 고려하여 결정하게 된다[4]. 특히 대용량 분산전원용 직류전원공급 장치는 구축비 관계로 인하여 연중 사용시간이 적은 경우 대부분 Passive load 방식을 많이 사용하고 있다. 또한 향후 활발히 구축될 독립형 마이크로 그리드에서 제어 가능 부하(Controllable Load)는 Passive load 방식의 전자부하 운영을 통해서 경부하 상태에서의 태양광과 풍력 발전기의 과출력으로 인한 전력 수급 불균형 시 Dummy-load 운영을 통해 잉여 전력을 흡수하므로 계통의 안정화를 꾀하고 있다[5]. 이러한 다양한 분야에서 필요로 하는 전자부하기는 순수 저항부하와 같이 동작이 요구된다. 즉 전자부하기는 부하기 제어를 위한 스위칭에 의한 전류 리플을 최대한 적은 시스템이 요구되고 있다[6-7]. 따라서 본 논문에서는 전자부하기

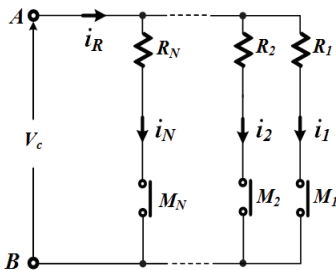


Fig. 1 DC variable load using circuit breaker

의 전류 리플을 줄이기 위해 다중레벨 인터리브 전력변환기 토폴로지를 제안한다. 또한 전자부하기로 제안된 3레벨 6 인터리버 컨버터에 대한 시뮬레이션과 실험에 의해 그 타당성을 검증하였다.

### 2. 전자부하용 다중전류레벨 컨버터

#### 2.1 다중 전류레벨 컨버터

일반적으로 저가형 저항을 이용한 DC 가변부하기는 DC 차단기를 이용하여 그림 1과 같이 구성한다. 이 경우 DC 차단기  $M_1$ 이 온 될 경우  $R_1$ 을 통한  $i_1$ 전류가 형성되고, DC 차단기  $M_N$ 이 온 될 경우  $R_N$ 을 통한  $i_N$ 전류가 형성되어 차단기의 온오프에 따라 그림 2와 같이 N 레벨 전류를 형성할 수 있다.

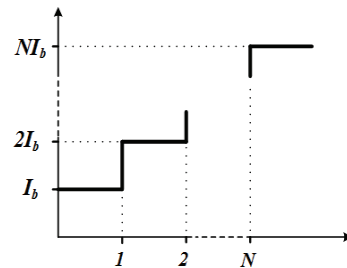


Fig. 2 Load current according to circuit breaker on/off

그림 1과 같이 DC 차단기를 이용하여 가변부하를 형성할 경우 부하전류는 차단기 개수만큼의 전류를 가변 할 수 있다. 이 경우 DC 차단기의 낮은 속응성으로 인하여 PWM과 같은 순시적 부하변동이 불가능하여 연속적인 부하전류를 구현하기 어렵다. 또한 고단가의 DC 차단기로 인하여 시스템 구성 시 경제적인 단점을 안고 있다[8-9].

그림 3은 본 논문에서 제안한 IGBT를 이용한 전자부하기의 기본 토폴로지를 나타내고 있다. 본 토폴로지는 기존 전자부하기의 DC 차단기의 경제적인 단점을 극복하기 위해 DC 차단기를 고속 스위칭이 가능한 IGBT를 이용하였으며, 시스템구성의 용이성 및 스위칭 소자의 단가 저감을 위해 Half-bridge 타입 스위칭 소자를 채용하였다. 그림 3 (a)에서 보는 바와 같이 Half-bridge 타입 IGBT 스위치를 사용하므로  $i_1$ 전류는  $Q_1$  스위치 온오프에 의해 독립적으로 단속제어가 가능하나,  $i_2$ 전류는  $Q_1$  스위치가 온 된 상태에서 만  $Q_2$  스위치 온오프에 의해 단속제어가 가능하다. 따라서  $Q_1$  스위치 온 상태인  $i_1$ 전류가 형성된 상태에서만  $i_2$ 전류제어가 가능하며 스위치 온 오프에 따른 부하전류는 표 1과 같이 3레벨 전류를 형성할 수 있다.

관계식은 아래와 같다.

Table 1. Load current according to switch state

Mode	$Q1$	$Q2$	$i_R$
0	0	0	0
1	0	1	0
2	1	0	$i_1$
3	1	1	$i_1+i_2$

$$R_{eq} = \frac{R_1}{d_1} \quad (1)$$

따라서 그림 3(a)의 등가회로는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 시비율에 의해 그림 3(b)과 같이 주어지며, 간략화 등가회로는 그림 3(c)와 같다. 그림 3(c)에서  $i_1$ ,  $i_2$ 전류가  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 시비율에 의해 독립적으로 제어가 가능하다면 스위칭에 따른 총 등가저항은 아래 식과 같다.

$$R_t = \frac{R_1 R_2}{d_1 R_2 + d_2 R_1} \quad (2)$$

그러나 본 토폴로지는 표 1에서 보는바와 같이 Mode 1에 의해  $i_2$ 전류가  $Q_2$ 의 시비율에 의해 독립적으로 제어가 불가능하므로  $Q_2$  스위치를 오프한 상태에서  $Q_1$  스위치 PWM 제어 시와  $Q_1$  스위치를 온한 상태에서  $Q_2$  스위치 PWM 제어로 나누어 제어할 수 있다.

$Q_2$  스위치를 오프 상태에서  $Q_1$  스위치 PWM 제어 시 총 등가저항은 아래식과 같다.

$$R_t = \frac{R_1}{d_1} \quad (3)$$

그림 3(a)와 같이 IGBT 스위치를 사용한 감압형 컨버터 타입에서는 스위칭에 따라 등가저항이 가변하며,  $Q_1$ 의 스위칭 시비율에 따른 등가저항

$Q_1$  스위치를 온한 상태에서  $Q_2$  스위치 PWM 제어 시 총 등가저항은 아래식과 같다.

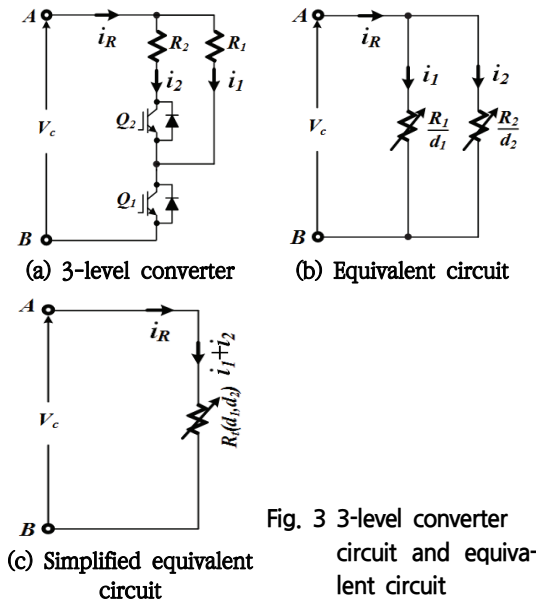


Fig. 3 3-level converter circuit and equivalent circuit

$$R_t = \frac{R_1 R_2}{R_2 + d_2 R_1} \quad (4)$$

따라서 그림 3(a)의 전력회로도에서 등가저항은 시비율  $d_1, d_2$ 에 의해 제어가능하며, 제어 가능한 최소 저항은 아래와 같다.

$$R_{\min} = \frac{R_1 R_2}{R_2 + R_1} \quad (5)$$

그림 3(a)와 같은 전자 부하기에서 부하전류를 제어하기 위해 PWM으로 스위칭을 행 할 경우 부하전류는 불연속 전류가 된다. 이러한 불연속 전류를 연속전류로 변환하기 위해서는 일반적으로 그림 4(a)와 같이 저역통과 필터인 LC 필터회로를 채용하는 것이 일반적이다. 이 경우 전자부하시스템은 추가로 설치한 필터회로의 손실은 없으나, LC 필터회로 인하여 2차 시스템이 되어 제어기 설계가 어려운 단점이 있다.

전자부하시스템은 기본적으로 에너지를 소비하는 시스템으로 전류 연속을 위한 필터 추가 시 무손실 필터에 의한 차수 증가보다는 손실 필터에 의한 차수 감소가 제어기 설계 및 리액터의 추가와 같은 단점을 극복할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 전자부하기의 전류연속을 위한 손실 필터인 RC 필터를 추가하는 그림 4(b)와 같은 필터회로를 제안한다. 그림 4(b)와 같은 전자부하기 시스템은 그림 4(a)와 달리 1차 시스템으로 간략화된다. 그림 4(b)의 전자부하기 시스템의 등가회로는 그림 4(c)와 같다. 그림 4(c)에서 라플라스 임피던스는 아래식과 같다.

$$Z(s) = R_F \frac{s+z}{s+p} \quad (6)$$

$$\text{단, } p = \frac{1}{R_t C_F}, z = \frac{R_F + R_t}{R_t R_F C_F}$$

$$I_{in}(s) = \frac{1}{R_F} \frac{s+p}{s+z} V_{in}(s) \quad (7)$$

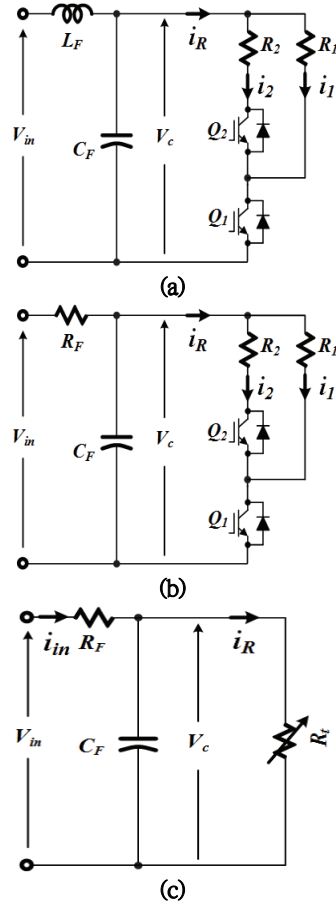


Fig. 4 3-level electronic load

식 (6)은 뒤짐 보상기(lag compensator)와 같은 전달함수를 취하고 있다. 뒤짐 특성에 의해 폐로 시스템의 대역폭을 줄이는 효과를 갖고 있기 때문에 시스템 출력에서 고주파 잡음의 영향이 줄어들며, 또한 저주파 영역에서 시스템의 이득을 증가시키기 때문에 출력의 정상상태 오차를 아주 작게 만드는 특성을 갖고 있다. 따라서 이 보상은 정상상태에서 추적오차가 거의 0이 될 정도로 높은 정밀도가 요구될 때 적용할 수 있다.

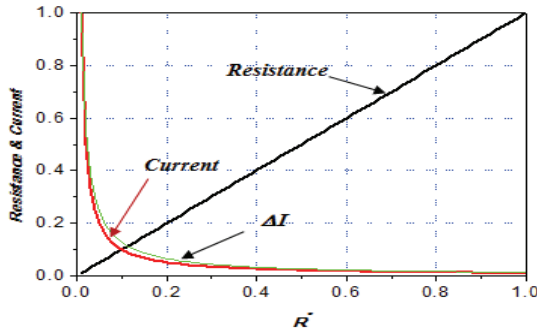


Fig. 5 Command resistance and current relationship curve

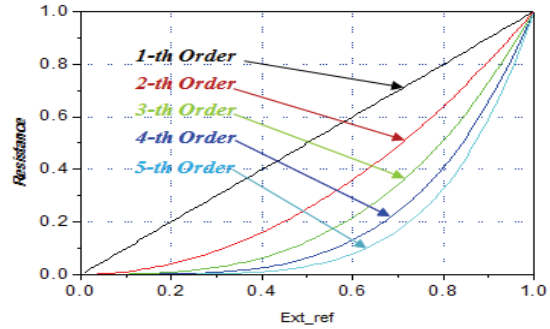


Fig. 6 Emotional command interface curve

## 2.2 감성지령 인터페이스 알고리즘

본 전자 부하기는 CV (Constant Voltage), CC (Constant Current), CR (Constant Resistor)의 세가지 운전모드로 동작한다. 독립적으로 동작하는 전자부하기에서 CC, CV, CR 제어를 위한 지령치는 일반적으로 외부가변 저항을 이용한 AD 변환 값이나, 외부 Up, Down 키를 이용한 CUP 내 프로그램 카운터 값을 사용하여 설정한다. 이 경우 지령치는 입력 값에 스케일을 곱한 비례한 값을 지령치로 사용한다. CC, CV 제어에서는 이러한 방법을 사용하는 경우 설정이 용의하나, CR 제어에서는 저항 값 변동에 따른 전류 값 변동분을 식 (8)과 같다.

$$\Delta I = \frac{2R + \Delta R}{R^2 + R\Delta R} \quad (8)$$

그림 5는 CR 제어 시 저항 값에 대한 전류와 저항 1 [%] 변동에 따른 전류변동을 나타내고 있다. 그림에서 보듯이 저항이 적은 영역에서는 미소 전향변동에 따른 전류 센서티브티가 매우 커서 외부 불륨에 의한 정밀 설정이 어렵게 된다. 그림 6은 이러한 저 저항영역에서 전류 센서티브티를 감소시켜 사용자의 편이를 제공하기 위한 감성적

지령곡선을 나타내고 있다. CC, CV 지령치는 외부저항이나, 내부지령치의 UP, Down 카운터 값을 사용하는 경우 선형함수 즉 1차함수로 사용하는 것인 휴먼인터페이스에 적합한 것으로 실증되었고, CR 지령치는 4차함수로 사용하는 것인 휴먼인터페이스에 적합한 것으로 실증되었다. 따라서 본 논문에서는 CC, CV 지령치는 1차함수를 사용한 인터페이스 알고리즘을 사용하였고, CR 지령치는 4차함수로 사용한 인터페이스 알고리즘을 사용하여 사용자 사용 용이성을 꾀하였다.

## 3. 시뮬레이션 및 실험

### 3.1 다중 전류레벨 인터리브 컨버터 시스템구성

그림 3(a)의 2레벨 컨버터를 기본으로 하여 유효 스위칭 주파수 증대를 위해 그림 7과 같이 3레벨 6 인터리브 컨버터 구성을 제안한다. 본 컨버터는 전력소모를 위해 약 52 [Ω]인 저항 12개로 구성되어 있으며, RF는 선로저항으로 사용하였으며 콘덴서는 3400 [uF]을 사용하였으며, 스위칭 주파수는 5 [kHz]로 설정하여 유효 스위칭 주파수

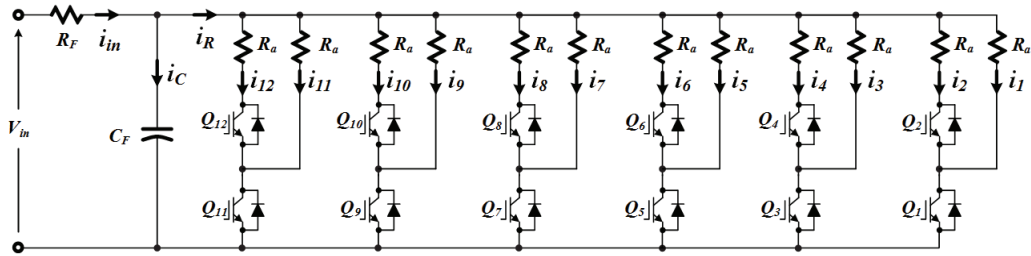
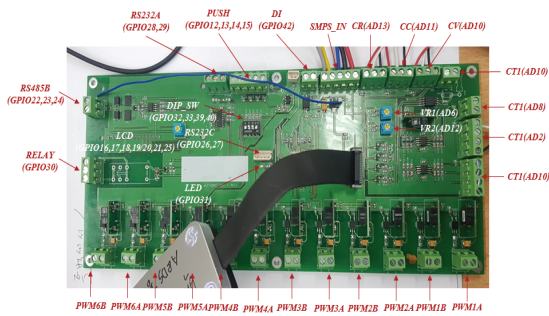


Fig. 7 2-level 6 interleaved converter for electronic load



(a) Control board



(b) Power Stack

Fig. 8 Photo of electronic load system configuration

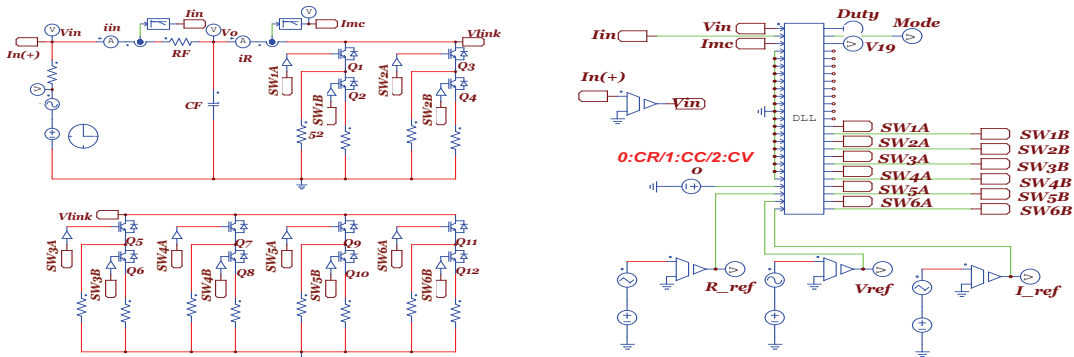


Fig. 9 Simulation circuit diagram

는 30 [kHz]가 되도록 구성하였다.

### 3.2 시뮬레이션 결과

그림 9는 제안 토폴로지의 타당성을 검증하기 위한 PSim 시뮬레이션 회로도이다. 외부 모드설정

에 의해 CV, CC, CR 운전모드로 동작한다. 각 지령치는 외부에서 발생하여 C 언어로 작성된 dll 파일로 전달하게 하였다.

그림 10은 CC 제어의 운전특성을 분석하기 위한 시뮬레이션 결과로 실제전류가 지령전류를 양호하게 추종함을 알 수 있다. 또한 스위치 Q1은 2 레벨전류가 됨을 알 수 있으며, 전체 부하전류

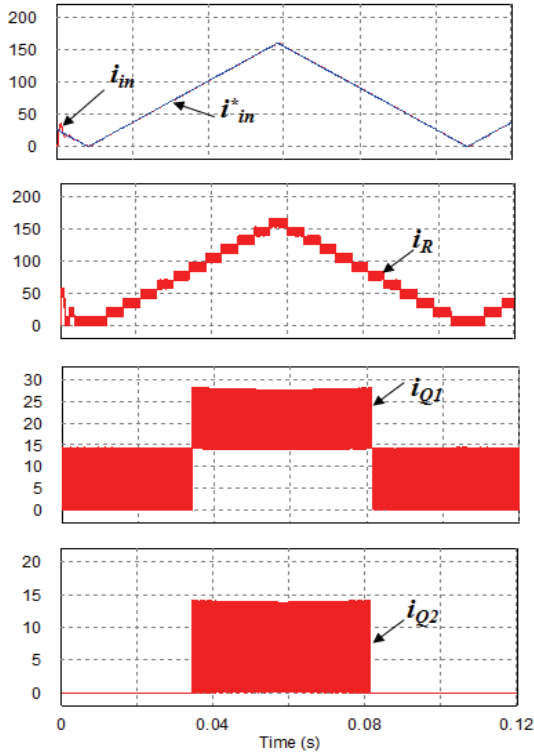


Fig. 10 CC control simulation result

는 6조의 인터리브에 의해 13레벨의 전류가 됨을 알 수 있다.

그림 11은 CR 제어의 운전특성을 분석하기 위해 저항을 5 [Ω]에서 35 [Ω]으로 연속적으로 증감한 경우의 특성을 분석하였다. 큰 저항영역에서는 저항변동에 따라 부하전류가 적게 나타나나, 적은 저항영역 저항변동에 따른 급격한 전류변동이 발생함을 알 수 있다. 또한 전체전류는 13레벨의 전류가 됨을 알 수 있다.

### 3.3 실험 결과

본 실험에 사용된 제안된 컨버터는 3레벨 컨버터가 기본 모듈이 되고, 6조 모듈 간에는 인터리브로 동작을 행한다. 그림 12는 시비율이 0.1일

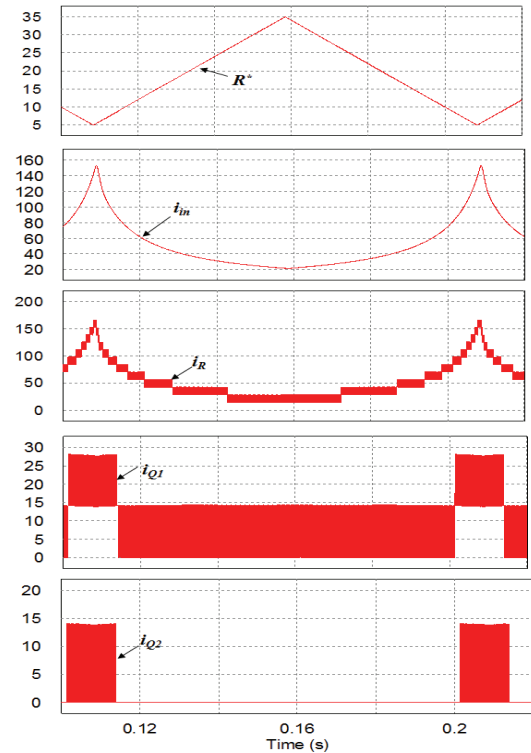


Fig. 11 CR control simulation result

때 6조의 상위 인터리브 게이트 신호 중 4개의 신호를 나타내고 있다. 각 스위칭 신호는 이웃 스위칭 신호와 위상차 60°를 유지한 양호한 인터리브 신호가 발생함을 알 수 있다.

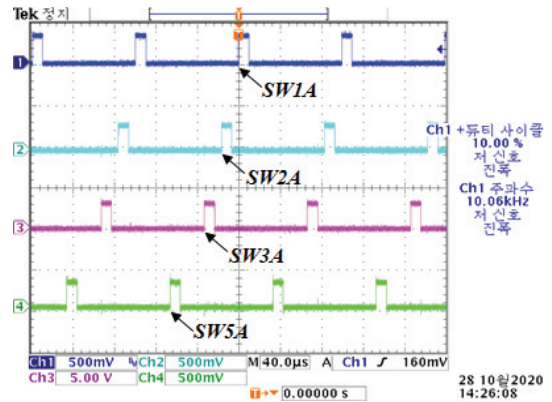


Fig. 12 Interleaved switching signal

그림 13은 3레벨 모듈 컨버터와 6조 인터리버 컨버터의 전류 특성을 분석하기 위해 스위칭 신호에 따른 모듈 스위치 전류와 인터리브 스위치 총 전류를 나타낸 파형이다. 모듈 하위 스위치에 연결된 저항 전류와 상위스위치에 연결된 전류함은 3레벨로 형성된다. 각 컨버터의 스위칭 신호 시비율이 0.5 이하 영역에서는 0와 1레벨 전류신호가 나타나고, 0.5 이상 영역에서는 1레벨과 2레벨의 전류신호가 나타남을 알 수 있었다. 또한 인터리버 스위칭에 의한 총 전류는 6레벨 이하에서는 하위스위치에 의한 인터리브 스위칭을 행하고, 6레벨 초과 시에는 상위스위치에 의한 인터리브 스위칭을 행함으로써 총 13 레벨의 전류가 형성됨을 알 수 있다.

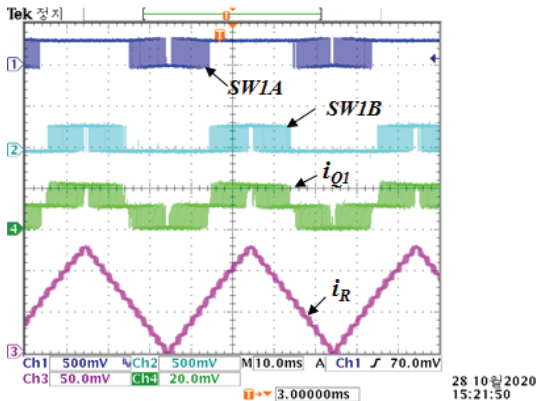
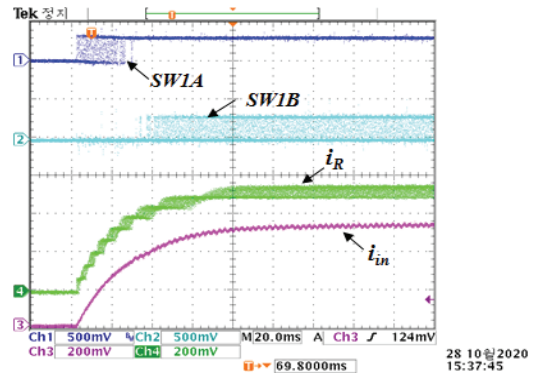


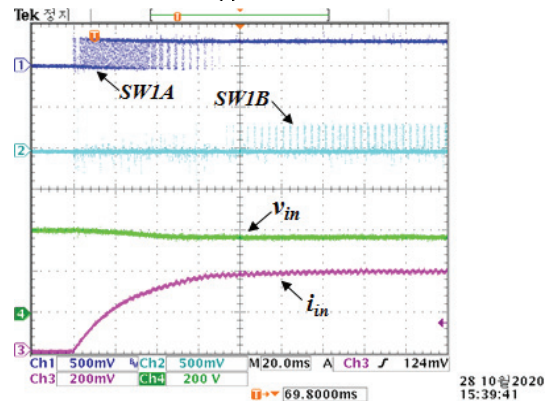
Fig. 13 Switching signal, module current and total current

그림 14는 전자부하기의 기본 기능인 CC 제어시 동특성과 손실 필터의 특성을 분석하기 위해 CC 모드에서는 전류 지령치를 55[A]로 설정하고, CV 모드에서는 전압 지령치를 380[V]로 설정한 상태에서 실험파형이다. 컨버터의 총 입력 전류 ( $i_{in}$ )은 양호한 70 [msec]의 제어시정수로 안정된 상태로 동작함을 알 수 있다. 상위 및 하위스위치는 전류 레벨 6을 기준으로 하여 상위 및 하위

스위치를 스위칭하여 총 13레벨로 전류가 형성되면 손실필터를 통과한 총 전류에는 리플 성분이 적은 전류가 됨을 알 수 있다.



(a) CC-Mode



(b) CC-Mode

Fig. 14 Voltage, current in CC and CV mode

그림 15는 저항 지령치에 따른 전압 전류특성을 분석하기 위해 저항 지령치를 최소 최대 저항값을 7-200 [Ω]의 0.8 [Hz]의 삼각파로 설정한 시험결과 파형이다. 실험 결과 양호한 결과를 얻을 수 있었으며, 폐로시스템의 대역폭을 줄이고, 고주파 잡음의 영향이 줄일 수 있는 제안된 차원 축소형 RC 필터에 의해 전류 리플 제거가 가능함과 동시에 전부하 영역에서 스위칭 소음이 전무함을 알 수 있었다.



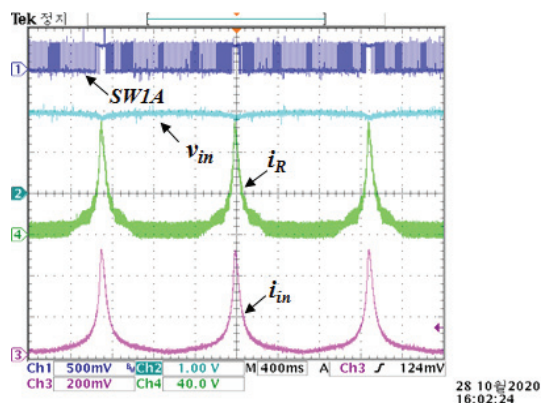


Fig. 15 Voltage according to resistance setpoint.  
electric current

### 3. 결론

본 논문에서는 전자 부하이용 3레벨 6 인터리버 컨버터 토폴로지를 제안하였다. 제안된 컨버터 토폴로지는 시스템구성의 용이성 및 스위칭 소자의 단가 저감을 위해 Half-bridge 타입 스위칭 소자를 채용하여 부하 3레벨 컨버터를 구성하였으며, 유효 스위칭 주파수 증대를 위해 TMS320F28335의 PWM 기능을 이용하여 6조의 인터리버 컨버터를 구성하였다. 또한 전자부하시스템은 기본적으로 에너지를 소비하는 시스템임으로 전류 연속을 위한 필터 추가 시 손실 필터에 의한 차수 감소를 통하여 제어기 설계 및 리액터의 추가와 같은 단점을 극복하였다.

### 감사의 글

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원의 “국가혁신클러스터사업 (P0006681\_산업단지 마이크로그리드 계통 안정화용 지능형 전력시스템

개발)”의 지원을 받아 수행된 연구결과임.

### 참고문헌

- [1] Choi Sang Yule, Hak-Man Kim, “Direct Load Control Using Active Database,” The Korean Society Of Automotive Engineers, vol. 20, no. 5, pp. 107-115, (2006).
- [2] Tae-Hyun Kim, “Direct Load Control using Priority based Dynamic Programming”, pp. 78-83, (2004).
- [3] Ki-Suk Kim, Hyung-Chul Kim, “An Analysis of High Capacity Power Supply Efficiency for EV Charging Infra using Power Feeding Network of DC Traction System,”The Korea Society For Railway, pp. 1331-1336, (2012)
- [4] Vivek Agarwal, Kasemsak Uthaichana, Raymond A DeCarlo, Lefteri H Tsoukalas, “Development and Validation of a Battery Model Useful for Discharging and Charging Power Control and Lifetime Estimation,”IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, Vol. 25, No. 3, pp. 821-835, (2010).
- [5] Gang-Youl Jeong, “High-Efficiency and High-Capacity Full-Bridge DC Power Converter using a Simple Voltage-Driven Synchronous Rectifier,” The Journal of Korean Institute of Information Technology, vol. 14, no. 7, pp. 9 - 20, (2016).
- [6] Kim, Jae-Eon, “Modeling & Operating Algorithm of Islanding Microgrid with PMSG Wind Turbine and Diesel Generator,”Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society, vol. 16, no. 9, pp. 6419 - 6424, (2015).
- [7] Kim, Yang Hwan;Park, Woo Ram;Park, Joon Sung;Kim, Jin-Hong;Choi, Jun-Hyuk, “Current Ripple Reduction Method V/F Control Induction Motor,” Proceedings of the KIPE Conference, pp. 406 - 407, (2019).
- [8] Young-Gook Jung, “Sensorless Measurement Method of the DC Link Ripple Current of Three-Phase Active Power,” The Korean Institute

of Illuminating and Electrical Installation Engineers, vol. 32, no. 4, pp. 32-41, (2018).

- [9] Hyungjin Bae, Taepung Ahn, Hanju Cha, "Modeling and Verification of Active Turn-off Hybrid Breaker for DC Distribution," The Korean Institute of Electrical Engineers, vol. 32, no. 4, pp. 173-175, (2017).

---

(접수: 2020.11.04. 수정: 2020.11.21. 게재확정: 2020.11.23.)