

# 철도 변전설비를 위한 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 제어 기법

한성우<sup>1</sup>, 이창희<sup>†</sup>, 김영우<sup>2</sup>, 문동옥<sup>2</sup>

## Control Algorithm of Thyristor Dual Converter Power System for Railway Power Substations

Sung-Woo Han<sup>1</sup>, Chang-Hee Lee<sup>†</sup>, Young-Woo Kim<sup>2</sup>, and Dong-Ok Moon<sup>2</sup>

### Abstract

A control algorithm of thyristor dual converter power system is proposed in this study for a railway power substation. The thyristor dual converter can use regenerative power without an additional system using control algorithm. An autonomous voltage and mode change method is also proposed to provide uninterrupted power to the railway. A 10 kW reduced model of the thyristor dual converter power system is built and tested to verify the validity of the proposed control algorithm.

**Key words:** Thyristor converter, Dual converter, Railway power substation, Regenerative power

### Nomenclature

$V_{abc,pri}$	이중 컨버터의 변압기 1차측 전원
$V_{abc,\Delta,sec}$	$\Delta$ -이중 컨버터의 변압기 2차측 전원
$V_{abc,Y,sec}$	Y-이중 컨버터의 변압기 2차측 전원
$V_{dc}$	이중 컨버터 전력 시스템의 출력전압
$I_{dc}$	이중 컨버터 전력 시스템의 출력전류
$V_{ac}$	이중 컨버터의 변압기 1차측 A-C상 전압
$\omega_f$	교류모선의 각 주파수
$E_{\Delta F}$	$\Delta$ -컨버터의 순방향 제어 신호
$E_{\Delta R}$	$\Delta$ -컨버터의 역방향 제어 신호
$E_{YF}$	Y-컨버터의 순방향 제어 신호
$E_{YR}$	Y-컨버터의 역방향 제어 신호
$G_{\Delta F}$	$\Delta$ -컨버터의 순방향 스위치의 게이트
$G_{\Delta R}$	$\Delta$ -컨버터의 역방향 스위치의 게이트
$G_{YF}$	Y-컨버터의 순방향 스위치의 게이트
$G_{YR}$	Y-컨버터의 역방향 스위치의 게이트
$G_{\Delta}$	$\Delta$ -컨버터의 게이트
$G_Y$	Y-컨버터의 게이트

$a$	이중 컨버터의 점호각
$a_0$	이중 컨버터의 초기 점호각
$V_a$	이중 컨버터의 변압기 1차측 a상 전압
$V_b$	이중 컨버터의 변압기 1차측 a상 전압
$V_b$	이중 컨버터의 변압기 1차측 b상 전압
$\theta$	DSC-PLL의 위상 값

### 1. 서 론

최근 전 세계적인 에너지 및 자원 위기로 인한 유가 급등, CO<sub>2</sub>와 같은 온실가스 배출 규제를 위한 기후변화 협약 등으로 신재생 에너지의 개발과 기존 시스템의 에너지 효율성 향상에 대한 필요성이 증가하였다. 그에 따라 도시철도 운영 기관 및 산업계는 전동차 운영의 효율성 향상과 전동차의 제동 시 발생하는 회생에너지를 사용하기 위한 연구를 진행하고 있다.

일반적으로 전동차 제동 시 발생하는 회생에너지는 적절히 처리되어지지 않는다면 전차선 가선전압의 상승을 야기하여 철도 급전 계통 및 전동차 내 전장품에 악영향을 미칠 수 있다. 기존의 도시철도 변전 설비는 다이오드 정류 시스템과 싸이리스터 이중 컨버터 시스템을 사용하고 있으며 이를 이용하여 철도에 에너지를 공급하고 있다. 하지만 다이오드 정류 시스템은 회생되는 에너지를 처리 할 수 없기 때문에 회생에너지를 처리하기 위한 추가적인 시스템이 요구되며 그에 따라 추가적

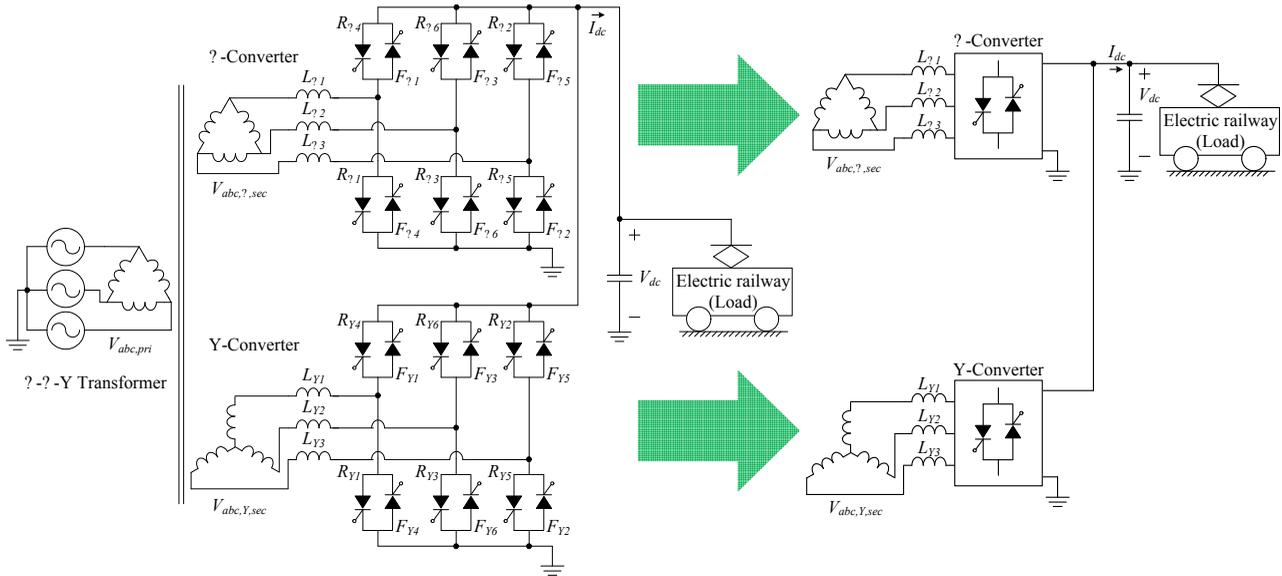


Fig. 1. Block diagram of practical dual converter power system and simplified dual converter power system.

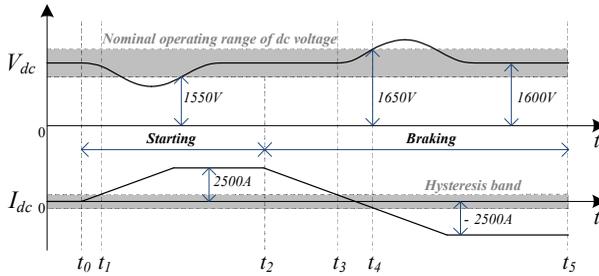


Fig. 2. Operating waveform of dual converter power system.

인 설치비용 및 시스템의 효율성을 저감시키게 된다. 기존의 다이오드 정류 시스템에서 회생에너지를 처리하기 위한 추가적인 시스템은 회생 저장기, IGBT 회생인버터, ESS 등이 있다. 첫째, 회생 저항기의 경우 회생되는 에너지를 저항을 통해 모두 열로 소모시키기 때문에 저항기를 식히기 위한 냉각 시스템이 별도로 필요하게 된다. 둘째, IGBT 회생인버터<sup>[1,2]</sup>의 경우 전동차 제동 시에 회생인버터 가동으로 회생에너지를 교류모션으로 환류시키게 된다. 그에 따라 가선전압을 일정하게 유지할 수 있지만 회생되는 에너지를 IGBT가 모두 감당할 수 없기 때문에 회생 에너지 사용에 제한이 있으며 전동차 내에 회생 에너지를 소모하기 위한 저항이 추가된다. 셋째, ESS<sup>[3]</sup>의 경우 전동차 시동과 제동 시 양방향 컨버터의 가동으로 슈퍼 커패시터가 충·방전을 하게 된다. ESS의 사용으로 가선전압을 일정하게 유지시킬 수 있지만 마찬가지로 회생되는 에너지 이용의 제한과 추가적인 저항이 필요하다.

하지만 사이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 경우 전류가 사이리스터 이중 컨버터를 통해 양방향 도통이 가능하기 때문에 가선전압을 일정하게 유지시킬 수 있다. 또한, 대용량의 사이리스터 컨버터의 사용으로 기존

시스템에 비하여 회생에너지 이용률이 높다. 사이리스터 이중 컨버터 시스템은 간단한 구조를 가지며 회생에너지를 처리하기 위한 별도의 장치가 필요 없다. 또한 대용량 사이리스터의 사용으로 회생에너지 이용률이 높으며 기존 다이오드 정류 시스템과 비교하여 가격 및 부피를 저감할 수 있다.

본 논문에서는 도시철도 변전설비의 회생에너지 이용의 효율을 증가시키기 위한 사이리스터 이중 컨버터 방식의 직류 급전 설비의 제안과 사이리스터 이중 컨버터의 제어 기법 제언한다. 또한 10kW급 축소모델 시작품의 시험 통해 제안하는 제어 기법의 타당성을 검증 하였다.

## 2. 도시철도 직류 급전용 사이리스터 이중 컨버터 전력시스템

그림 1은 도시철도 직류 급전용 사이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 구성도이다. 사이리스터 이중 컨버터 전력 시스템은 3상  $\Delta$ - $\Delta$ -Y 변압기,  $\Delta$ 형 3상 사이리스터 이중 컨버터, Y형 3상 사이리스터 이중 컨버터 그리고 출력 커패시터로 구성된다. 이중 컨버터는 3상 사이리스터 컨버터 2대가 역병렬로 연결된 형태이며 그에 대한 자세한 내용은 <sup>[4]</sup>에 있다. 그림 2와 3에 도시철도 직류 급전용 사이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 동작파형과 동작을 나타내었다.

모드 I이 시작되기 전 시스템의 출력은 일정 직류전압으로 유지되고 있으며  $\Delta$ 형,Y형 사이리스터 이중 컨버터는 모두 차단되어있는 상황이다. 이 상황에서 전동차의 시동에 따라 모드 I이 시작된다. 전동차의 시동으로 전동차 부하에서 전류를 요구하며 그에 따라 출력 커패시터가 전동차 부하의 모든 에너지를 충당한다. 다른 에너지원이 없기 때문에 출력 커패시터의 전압은 서서히

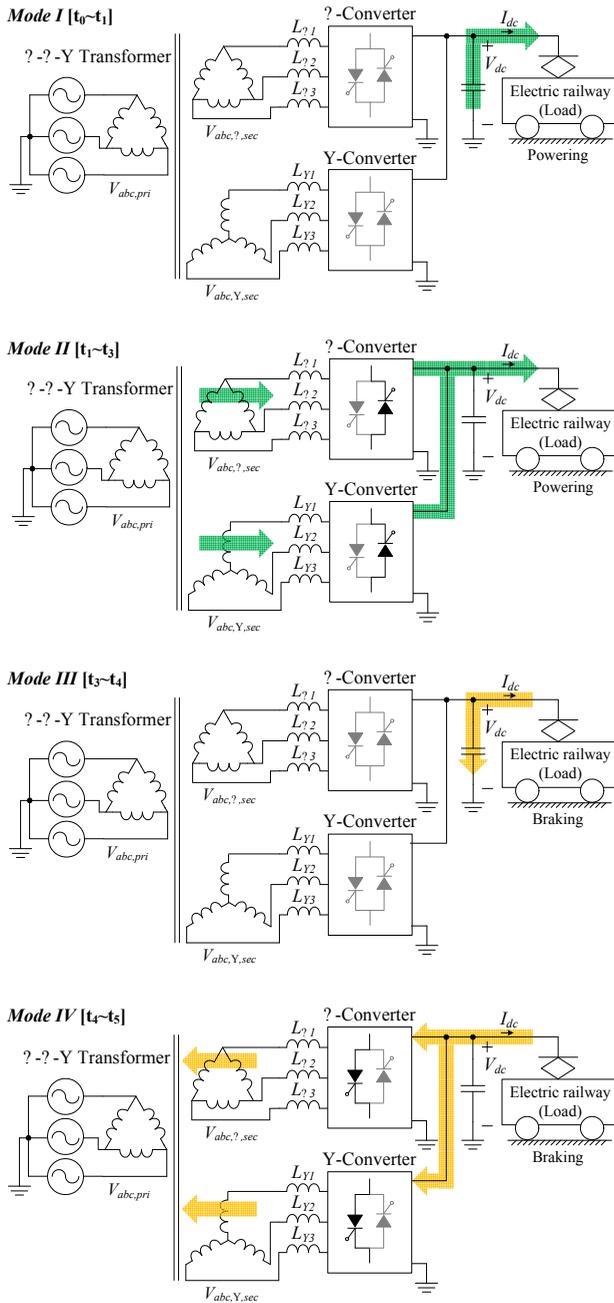


Fig. 3. Operating mode of dual converter power system.

감소하게 된다.

모드 II는 컨버터의 직류전압이나 전동차의 부하가 일정 값을 초과하였을 시 이중 컨버터의 순방향 제어를 통해 직류 전압을 다시 일정하게 제어하며 교류모션으로부터 전동차에 전력을 공급한다. 이중 컨버터가 순방향으로 동작하다 전동차가 제동하였을 경우 요구되는 부하는 점점 감소하며 일정 값 이하로 감소하였을 시 컨버터가 차단된다.

모드 III는 컨버터가 모두 차단 되어있는 상황에서 전동차의 제동에 따른 회생에너지가 발생하는 구간이다. 컨버터가 꺼져있기 때문에 회생에너지는 전동차로부터

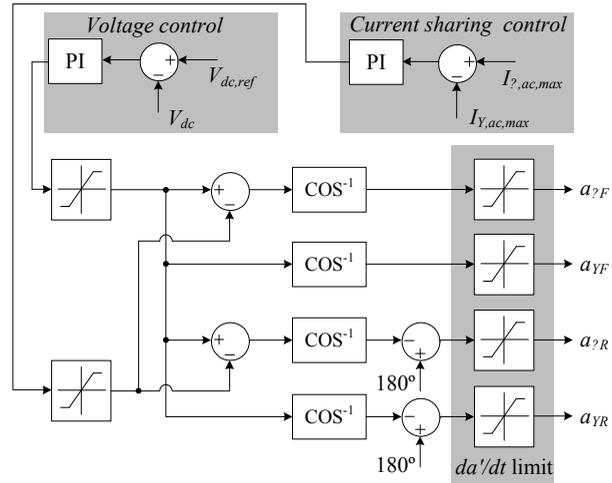


Fig. 4. Control block diagram of thyristor dual converter.

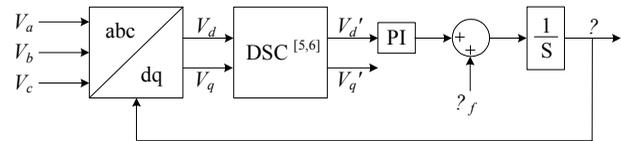


Fig. 5. Block diagram of PLL which used in the system.

출력 커패시터로 공급되며 그에 따라 직류 전압이 상승하게 된다.

모드 IV는 전동차의 제동에 따른 회생에너지로 인한 컨버터의 직류 전압이나 전동차의 회생에너지가 일정 값을 초과하였을 시 이중 컨버터의 역방향 제어를 통해 전압을 일정하게 제어하며 전동차로부터 교류모션으로 에너지를 환류한다. 역방향 제어에서 순방향 제어로의 전환은 모드 I~IV과 동일한 방식으로 이루어진다.

모드 I과 IV와 같이 순방향 제어에서 역방향 제어로 전환하기 전 컨버터를 차단하는 것은 싸이리스터 이중 컨버터에 병렬 연결된 싸이리스터가 동시에 동작하는 것을 방지하기 위함이다. 병렬 연결된 싸이리스터가 동시에 동작하는 경우 단락이 발생하기 때문에 일정한 히스테리시스 구간을 두어 조건에 따라 각각의 싸이리스터 중 하나만 동작하게 된다.

### 3. 도시철도 직류 급전용 싸이리스터 이중 컨버터의 제어 기법

그림 4는 제안하는 싸이리스터 이중 컨버터의 제어 블록도이다. 제안하는 싸이리스터 이중 컨버터는의 제어는 크게 두 가지 부분으로 나눌 수 있다. 첫째, 이중 컨버터의 출력전압 제어이다. 이중 컨버터는 출력전압을 레퍼런스와 동일한 일정한 직류 전압으로 제어한다. 둘째, 이중 컨버터가 일정한 전압을 제어하면 전동차의 상태에 따라 에너지를 공급 또는 환원 시키는데 이때  $\Delta Y$

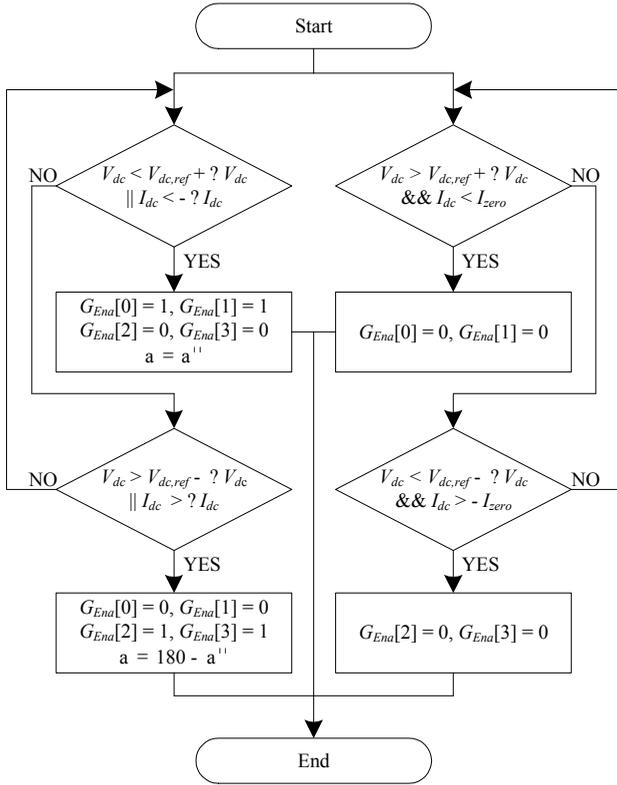


Fig. 6. Flow chart of mode selector algorithm for thyristor dual converter.

TABLE I  
COMPARISON OF RATING PRACTICAL MODEL AND REDUCED MODEL

	Practical model	Reduced model
$P_o$	4MW	10kW
$V_{abc,pir}$	22,900V	380V
$V_{abc,sec}$	1750V	87.5V
$V_{dc}$	1600V	80V
$I_{dc}$	2500A	125A

컨버터 간의 오차 또는 입력 측  $\Delta$ - $\Delta$ -Y 변압기의 오차로 인해 각 컨버터에 흐르는 전류에 불균형이 발생하게 된다. 전류의 불균형은 시스템의 정격 상승 및 손실 증가 그에 따른 비용 증가로 이어지게 되며, 따라서  $\Delta$ ,Y 컨버터의 입력측 전류를 이용하여 입력 측 전류의 최댓값을 동일하게 제어하는 입력전류 균형 제어를 하게 된다. 전류 균형 제어기의 출력은  $\Delta$ -이중 컨버터의 전압 제어기의 출력값과 빠지며 원하는  $\alpha$ 값으로 만들기 위해 코사인의 역함수 연산을 사용한다. 또한 싸이리스터의 특성상 급격한  $\alpha$ 값의 변화가 제한되므로 출력된  $\alpha$ 값의 변화율을 제한하는 리미터를 추가하여 싸이리스터를 보호하면서 최대한의 응답 속도를 얻게 하였다.

그림 5는 실제 시험에 사용한 Delayed signal cancellation Phase locked loop(DSC-PLL)의 블록도이다. DSC-PLL은 기존 PLL의 d-q축 전압으로부터 180°

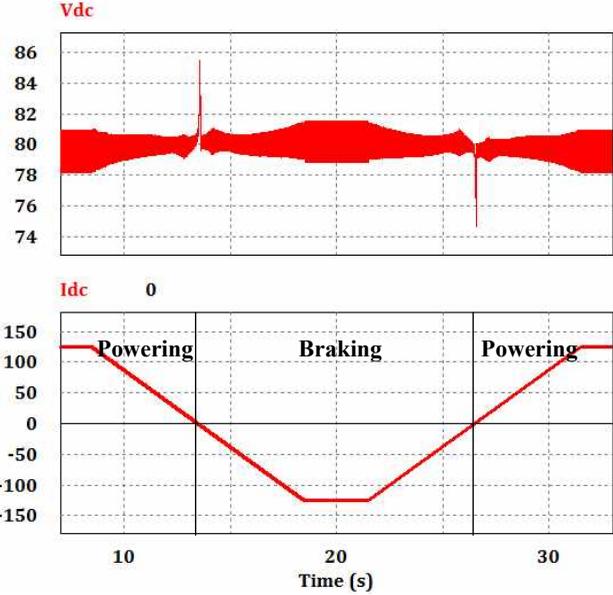


Fig. 7. Simulation waveform of reduced model at mode change.

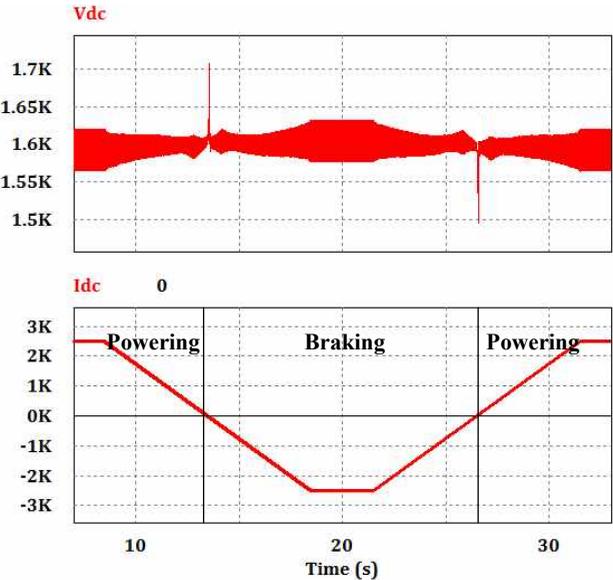


Fig. 8. Simulation waveform of practical model at mode change.

지연시킨 성분을 만들어 기존 성분과 더함으로써 고조파 성분을 상쇄시키고 기본파의 위상을 기존의 PLL 기법에 비하여 빠르게 추종할 수 있는 장점이 있으며 이에 대한 자세한 내용은 [5,6]에 언급되어있다. DSC-PLL은 FPGA를 통해 구현되었으며 Y-이중 컨버터의 위상 정보는  $\Delta$ -이중 컨버터의 위상에 30°를 천이하여 사용하였다.

그림 6은 모드 선택기의 알고리즘 순서도이다. 모드 선택기는 제어주기마다 각각의 조건에 따른 컨버터의 게이트 인가·비인가 신호와 함께  $\alpha$ 값을 출력한다. 여기서  $\Delta V_{dc}$ 와  $\Delta I_{zero}$ 는 단락 방지를 위한 시스템의 히스테리

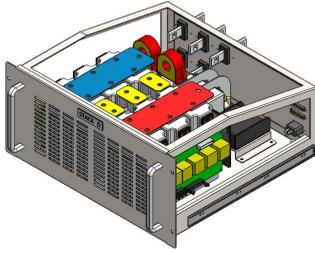


Fig. 9. 3D model of thyristor dual converter.



Fig. 10. 10kW reduced model of power system.

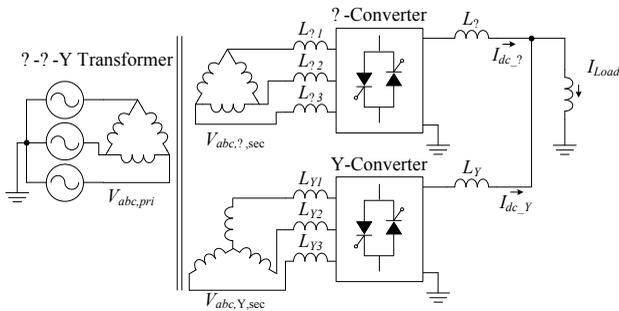


Fig. 11. Block diagram of electric railway power system for load.

시스 구간이며 축소모델에서는 각각 2.5V, 2A를 사용하여 시스템의 단락을 방지하였고 모드 전환 시 α값의 초기값을 주어 시스템의 과도 상태를 최소화 하였다.

#### 4. 도시철도 직류 급전용 싸이리스터 이중 컨버터의 시뮬레이션

표 1은 실제모델과 축소모델의 정격비교이다. 표 1에서 볼 수 있듯이 축소모델은 실제모델의 입력 및 출력 전압의 1/20배 출력전류의 1/20배의 축소율을 가진다. 입·출력 전압 및 출력전류가 동일한 비율로 감소하였기 때문에 실제모델과 축소모델은 동일한 응답 특성을 가

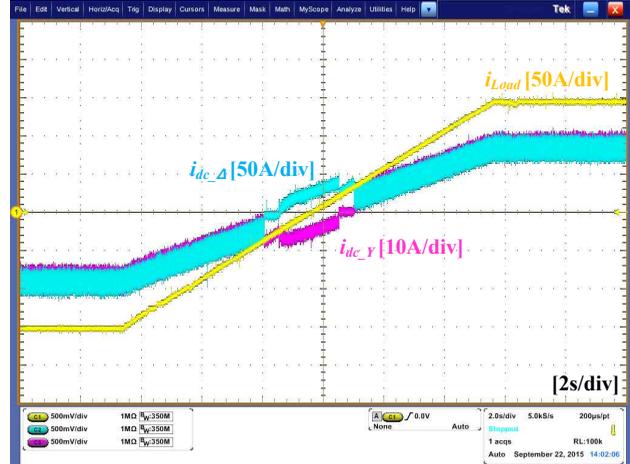


Fig. 12. Experimental waveform of reduced model for load at mode change(Reverse mode to Forward mode).

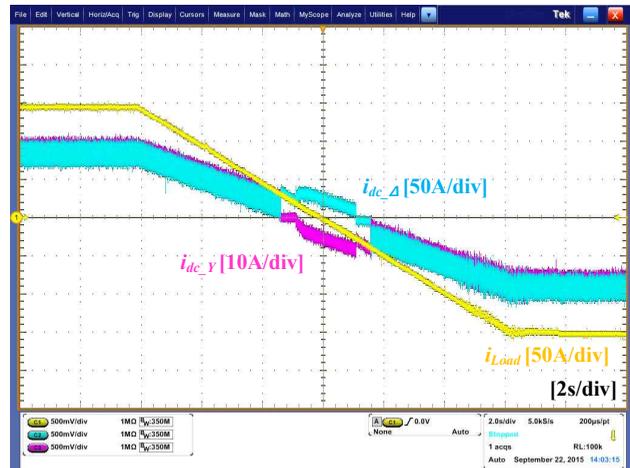


Fig. 13. Experimental waveform of reduced model for load at mode change(Forward mode to Reverse mode).

질 것이라 예측 가능하다.

그림 7과 그림 8은 입·출력 전압 및 부하의 크기를 제외한 나머지는 동일한 값을 사용하여 실제모델과 축소모델의 모드전환 시뮬레이션을 한 결과이다. 부하 측 전류 방향에 따라 컨버터가 모드전환을 하여 일정 전압을 유지하는데 그림 7과 그림 8에서 볼 수 있듯이 모드전환 상황에서 실제모델과 축소모델의 응답이 동일한 것을 확인 할 수 있다. 따라서 10kW급 축소모델을 제작하여 제어 알고리즘을 검증하였다.

#### 5. 10kW급 도시철도 직류 급전용 싸이리스터 이중 컨버터 축소모델의 제작 및 시험

그림 9는 싸이리스터 이중 컨버터의 단위 스택의 3D 도면이고 그림 10는 10kW급 도시철도 직류 급전용 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 축소모델이다. 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템은 총 4층 구조로

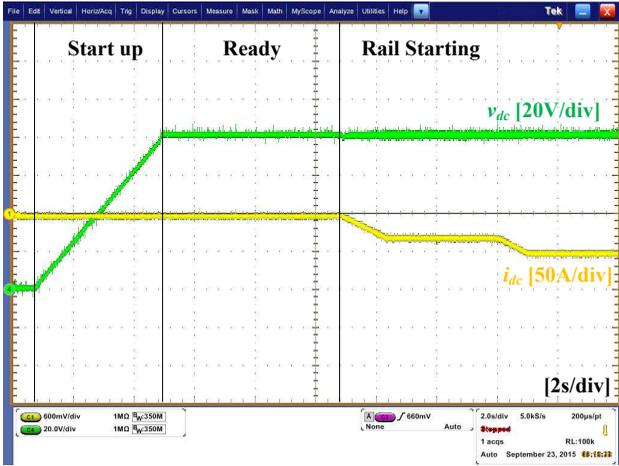


Fig. 14. Experimental waveform of startup and start of railway.

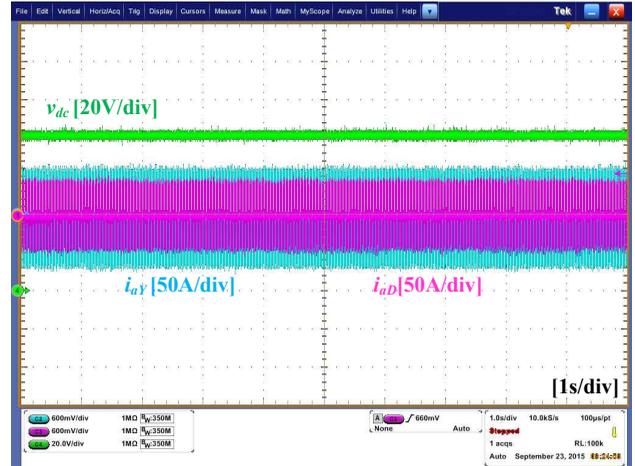


Fig. 17. Experimental waveform without current sharing controller.

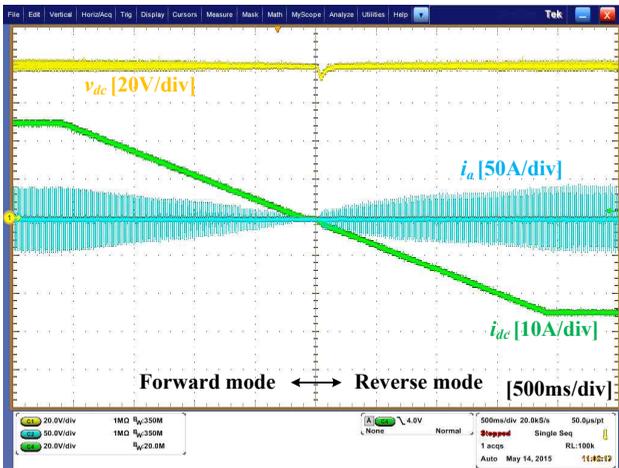


Fig. 15. Experimental waveform of reduced model at mode change(Forward mode to Reverse mode).

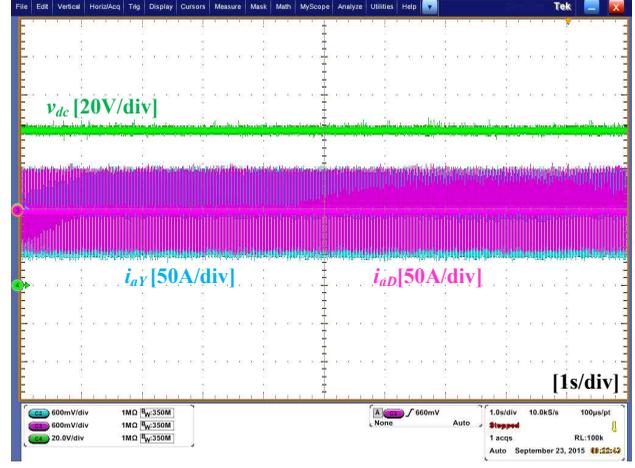


Fig. 18. Experimental waveform with current sharing controller.

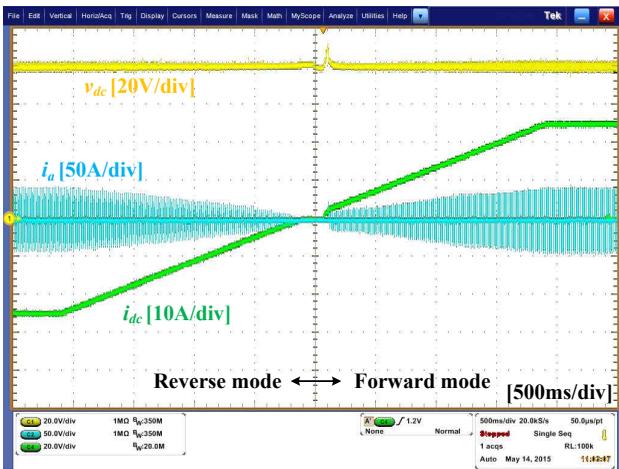


Fig. 16. Experimental waveform of reduced model at mode change(Reverse mode to Forward mode).

설계되었으며 1층엔 주 변압기 2층,3층엔  $\Delta$ 형,Y형 이중 컨버터 단위스택, 4층엔 제어기로 구성되어있다.

제한하는 이중 컨버터 전력 시스템의 시험을 위해 축소모델 1대를 전류원과 부하와 같이 모사하였다. 그림 11은 실제 시험에 사용된 부하용 이중 컨버터 전력 시스템의 회로이며  $\Delta$ ,Y 각 컨버터의 출력과 최종 출력에 인덕터를 추가하여 전류원 부하를 모사하였다. 또한, 부하측 전류가 불연속인 구간이 존재하면 사이리스터가 턴온 되기 위한 최소 전류값을 만족하지 않는 구간이 존재하여 사이리스터가 턴온 되지 않을 수 있다. 따라서 순환전류 제어 알고리즘으로 부하측 전류의 연속성을 보장하였다. 순환전류 구간에선 부하측 전류를 제어함과 동시에  $\Delta$ ,Y 컨버터로 순환하는 전류를 제어하여 순환하는 전류의 크기를 20A로 일정하게 제어하였고 이에 대한 자세한 내용은 [7,8]에 언급되어있다. 부하측 전류의 기울기는 25A/s로 적용하였으며 이는 변전소 전류 실측 시 부하 전류의 최대 변화량인 500A/s의 1/20배의 축소값이다. 그림 12과 13는 순환전류 알고리즘은 적용한 부하용 이중 컨버터의 모드 전환 파형이다. 그림 12과 13에서 볼 수 있듯이 전류의 방향이 바뀌는 순간에 불연

속 구간이 없이 전류가 흐르는 것을 확인 할 수 있다.

그림 14는 이중 컨버터 전력 시스템의 초기 구동시의 파형이며 전압제어를 통해 일정 전압을 제어한 후 전류가 흐르게 된다. 그림 15는 이중 컨버터 전력 시스템의 역방향으로의 동작전환 시험 파형이다. 그림 15에서 볼 수 있듯이 순방향 제어로 동작하던 컨버터가 부하 측 전류가 감소하여 전류의 방향이 바뀌에 따라 출력전압이 상승하게 된다. 출력전압이 상승함에 따라 모드 선택기에 의하여 시스템은 순방향 제어에서 역방향 제어로의 모드전환을 하게 되고 다시 일정 전압을 유지하게 된다. 그림 16은 이중 컨버터 전력 시스템의 순방향으로의 동작전환 시험파형이다. 그림 16에서 볼 수 있듯이 역방향 제어에서 흐르던 전류가 감소하여 부하 측에서 에너지를 소비할 때 출력전압이 감소하게 된다. 출력전압이 감소함에 따라 그림 15에서와 마찬가지로 시스템의 모드가 바뀌게 된다. 그림 17은 전류 균형 제어를 추가한 전  $\Delta, Y$  컨버터의 입력 전류 파형이다. 이중 컨버터 전력 시스템은 입력 측 변압기의 오차와 각 컨버터간의 오차로 인한 입력전류의 불균형이 발생하게 된다. 그림 18은 전류 균형 제어를 추가한 후의 파형이다. 그림 18에서 볼 수 있듯이  $\Delta, Y$  컨버터의 입력전류가 동일하게 제어됨을 확인 할 수 있다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 도시철도 변전설비를 위한 사이리스터 이중 컨버터의 제어 알고리즘에 대하여 연구 하였다. 사이리스터 이중 컨버터를 사용한 도시철도 변전설비 시스템에서는 기존 다이오드 정류 시스템과 다르게 전류가 양방향으로 도통 가능하여 전동차의 제동 시 발생하는 회생에너지를 추가 비용이나 면적의 증가 없이 교류 모션으로 환원 가능한 장점을 가진다. 본 논문에선 부하 측 상황에 따라 사이리스터 이중 컨버터의 모드 전환이 가능한 제어 기법을 제안하였고 10kW급 축소모델의 제작 및 시험을 통해 제안하는 제어기법의 타당성을 검증하였다.

본 연구는 국토교통부 철도기술연구사업의 연구비 지원(과제번호 15RTRP-B091404-02)에 의해 수행되었습니다.

## References

- [1] P. C. Tang, S. S. Lu, and Y. C. Wu, "Microprocessor-based design for a firing circuit for three-phase full-wave thyristor dual converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 29, No. 1, pp. 67-73, Feb. 1982.
- [2] J. Kim, J. Kim, K. Cho, C. Won, and Y. Kim, "Regenerative inverter system for dc traction substation with voltage drop compensation mode," *Transactions of*

*the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 213-220. Jun. 2008.

- [3] J. Kim, D. Jung, S. Jang, B. Kuk, and C. Won, "DC traction regenerative energy devices using super-capacitor," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, pp. 247-256. Aug. 2008.
- [4] L. A. Schlabach, "Analysis of discontinuous current in a 12-pulse thyristor DC motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 27, No. 6, pp. 1048-1054, Nov./Dec. 1991.
- [5] Z. Yao, "Fundamental phasor calculation with short delay," *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 23, No. 3, pp. 1280-1287, Jul. 2008.
- [6] S. Golestan, F. D. Freijedo, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, and J. Doval-Gandoy, "An efficient implementation of generalized delayed signal cancellation PLL," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 2, pp. 1085-1094, Feb. 2016.
- [7] C. Lee, H. Liu, K. Hwang, S. Lee, H. Park, C. Kim, J. Oh, J. Suh, and J. Choi, "A novel control for four-quadrant operation of iter vs converter," *Electrical Machines and Systems(ICEMS), 2013 International Conference*, pp. 1657-1661. 2013.
- [8] G. Chung, J. Ji, and H. Mok, "Output control of iter vertical stabilization converter with circulating current technique," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 14, No. 5, pp. 379-386. Oct. 2009.



### 한성우(韓盛宇)

1960년 1월 11일생. 1985년 동아대 전기공학 학과 졸업. 2015년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년~현재 부경대 대학원 제어계측공학과 박사과정. 1990년~현재 부산 교통공사 기술연구소 수석연구원.



### 이창희(李昌熙)

1975년 8월 27일생. 2001년 충북대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년~현재 한양대 대학원 전기공학과 박사과정. 2011년~현재 다원시스 기업부설연구소 연구팀장.



### 김영우(金榮禹)

1978년 10월 23일생. 2004년 광운대 전자공학과 졸업. 2012년~현재 다원시스 기업부설연구소 책임연구원.



### 문동욱(文東沃)

1990년 11월 9일생. 2013년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2015년 동 대학원 전기정보공학과 졸업(석사). 2015년~현재 다원시스 기업부설연구소 연구원.