

철도 직류 급전용 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 기법

김영우¹, 문동옥[†], 이창희¹

Parallel Control Algorithm of Thyristor Dual Converter Power System for DC Power Substation of Railway

Young-Woo Kim¹, Dong-Ok Moon[†], and Chang-Hee Lee¹

Abstract

A parallel control algorithm of thyristor dual-converter power system for the DC power supply of railway is proposed. The circulating current and current imbalance generated during parallel operation can be limited to control the output voltage of each power system by using the proposed parallel control algorithm. The proposed control algorithm can also eliminate output current sensor to achieve the same output response without additional costs. The validity of the proposed algorithm is verified through simulation and experiment.

Key words: Thyristor converter, Dual converter, DC power substation, Regenerative power, Parallel control

Nomenclature

$V_{abc,pri}$	이중 컨버터의 변압기 1차측 전원
$V_{abc,\Delta,sec}$	Δ -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
I_A	이중 컨버터의 A상 입력 전류
I_B	이중 컨버터의 B상 입력전류
I_C	이중 컨버터의 C상 입력 전류
$I_{dc,est}$	I_A, I_C 로 부터 근사화된 I_{dc}
E_{For}	Δ -컨버터의 순방향 제어 신호
E_{Rev}	Δ -컨버터의 역방향 제어 신호
C_{State}	싸이리스터 이중 컨버터의 동작 상태
$V_{dc,ref}$	출력전압의 지령값
$V_{band,off}$	이중 컨버터의 오프 전압 밴드
$I_{band,off}$	이중 컨버터의 오프 전류 밴드
$V_{band,on}$	이중 컨버터의 온 전압 밴드

$I_{bnad,on}$	이중 컨버터의 온 전류 밴드
I_{cir}	이중 컨버터 전력 시스템간 순환전류
$I_{dc,rate}$	이중 컨버터 전력 시스템의 정격 전류
$\alpha_{\Delta F}$	Δ -이중 컨버터의 순방향 점호각
$\alpha_{\Delta R}$	Δ -이중 컨버터의 역방향 점호각
α_{YF}	Y-이중 컨버터의 순방향 점호각
α_{YR}	Y-이중 컨버터의 역방향 점호각
$L_{\Delta 1,2,3}$	Δ -이중 컨버터의 입력 인덕턴스
$L_{Y 1,2,3}$	Y-이중 컨버터의 입력 인덕턴스

1. 서 론

철도 차량의 제동 시 발생하는 회생 에너지는 수백 kW~수MW로 굉장히 크다. 이러한 회생에너지는 전차선 가선전압을 상승시켜 철도 급전 계통 및 전동차 내 전장품에 악영향을 미칠 수 있기 때문에 회생 에너지의 적절한 처리가 중요하다. 그에 따라 전동차 전장품의 안정성과 전동차 운영의 효율성 향상을 위하여 제동 시 발생하는 회생에너지를 이용하기 위한 연구가 활발하게 진행 중이다.

기존의 다이오드 방식의 정류 시스템은 회생에너지를 이용하기 위한 방안으로 추가적으로 IGBT 회생 인버터, ESS 등을 사용하여 회생에너지를 활용하고 있다. 이러한 시스템들은 사용되는 소자의 용량의 한계로 인하여 회생에너지 이용률이 낮다. 또한 회생되지 못한 에너지

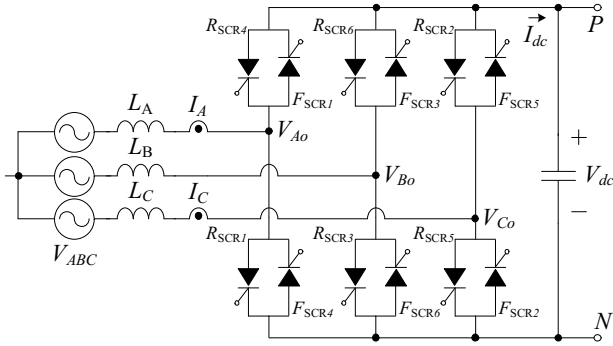


Fig. 1. Schematics of thyristor dual converter.

들은 가선 전압 상승을 야기 시키기 때문에 가선 전압 상승을 억제하기 위한 회생 저항기가 사용된다. 하지만 싸이리스터 이중 컨버터의 경우 대용량의 싸이리스터의 사용으로 회생되는 에너지의 이용률이 기존에 비하여 높으며 기존 다이오드 정류 시스템에 비하여 동일한 부피를 가지고 가선에 에너지 공급 및 회생이 가능한 장점을 가진다.

최근 철도차량의 이용률 증가로 인한 가선 전력의 수요 증가를 충족시키기 위해 기존 시스템을 병렬로 사용하고 있다. 기존 시스템을 병렬로 사용함에 따라 시스템 간 오차에 따른 부하 불균형 및 시스템간 순환하는 전류로 인해 시스템의 정격이 증가하게 된다. 이런 문제점을 해결하기 위하여 병렬운전 기법에 대한 연구가 많이 진행 되어 왔다. 기존 병렬운전 기법으로는 중앙 집중식 제어^{[1],[2]}, 마스터/슬레이브 제어^{[3],[4]}, Droop 제어^[5-8] 등이 있다. 첫째, 중앙 집중식 제어는 중앙 제어기의 고장 발생 시 시스템 전체가 차단되는 단점이 있어 가장 안정적이나 모듈화 측면에서 단점을 가진다. 둘째, 마스터/슬레이브 방식은 산업계에서 가장 많이 사용되고 있으며 안정적이지만 마스터 컨버터의 고장 발생 시 시스템 전체가 차단되는 단점이 있다. 이를 보완하기 위하여 마스터-승계형 제어 방식이 있지만 마스터 승계 시 발생하는 과도응답에 의하여 출력 안정도가 저하되는 단점이 있다. 마지막으로 Droop 제어 방식은 각각의 제어기가 독립적인 제어를 수행하여 모듈화 측면에서 가장 장점을 가지지만 출력의 안정도 및 부하 불균형 제어 성능이 나머지 제어 방식에 비하여 떨어진다.

본 논문에서는 도시철도 직류 급전용 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 기법을 제안한다. 제안하는 병렬운전 기법은 각각의 컨버터가 독립적인 제어를 수행하며 병렬운전 시 발생하는 순환전류에 대한 제어 및 부하 불균형 제어를 통해 안정적인 병렬운전을 수행할 수 있다. 또한 싸이리스터 이중 컨버터의 단독운전 기법 중 DC 출력전류 값을 이용한 제어 방식^{[9],[10]}에서 DC측 전류 센서를 제거한 제어 기법을 제안한다. 이를 통해 기존 제어기법과 동일한 제어 성능을 가지면서 시스템 가격 저하 및 안정성을 향상시킬 수 있는 제어

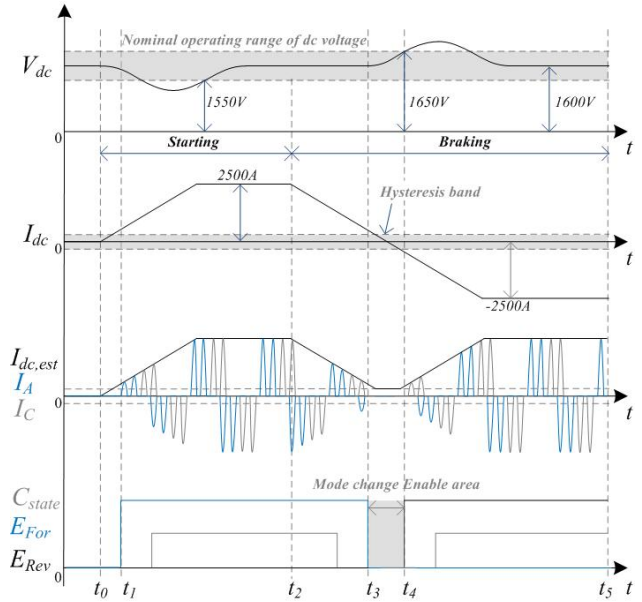


Fig. 2. Operating waveform of dual converter power system.

TABLE I
ON/OFF CONDITION OF THYRISTOR DUAL CONVERTER

	On/Off Condition
Converter Off	$(V_{dc} > V_{dc,ref} + V_{band,off} \ \& \ I_{dc} < I_{dc,band})$ $(V_{dc} < V_{dc,ref} - V_{band,off} \ \& \ I_{dc} < I_{dc,band})$
Converter On	$(V_{dc} > V_{dc,ref} + V_{band,on} \ \ I_{dc} > I_{dc,band}) \ \& \ C_{state}$ $(V_{dc} < V_{dc,ref} - V_{band,on} \ \ I_{dc} > I_{dc,band}) \ \& \ C_{state}$

기법을 제안한다. 제안하는 제어 기법은 10kW 축소모델을 통해 타당성을 검증하였으며 추후 4MW 실제 모델에 적용 예정이다.

2. 싸이리스터 이중 컨버터의 단독운전 기법

그림 1은 싸이리스터 이중 컨버터의 회로도이며 그림 2는 싸이리스터 컨버터의 동작 파형을 나타낸다. 싸이리스터 이중 컨버터는 2대의 싸이리스터 컨버터, 커패시터로 구성되어 있으며 각각의 싸이리스터 컨버터는 역병렬로 연결된다.

기존 싸이리스터 이중 컨버터의 단독운전 기법은 전동차의 시동과 제동에 따른 부하의 공급 또는 회생을 일정전압을 제어함과 동시에 컨버터의 모드 전환을 통해 부하의 요구를 충족시킨다. 이 때 사용되는 알고리즘^[9]은 I_{dc} 전류와 V_{dc} 를 이용하여 모드전환 조건을 결정한다. I_{dc} 값은 출력 전류센서의 출력이며 입력 측 2개의 전류센서는 보호용으로 사용되어 왔다. 하지만 싸이리스터 컨버터의 I_{dc} 전류는 컨버터의 입력전류가 정류된 값과 동일하므로 입력전류 값으로부터 출력전류를 근사화시킬 수 있다. 기존 시스템에서 보호용으로 사용되었던

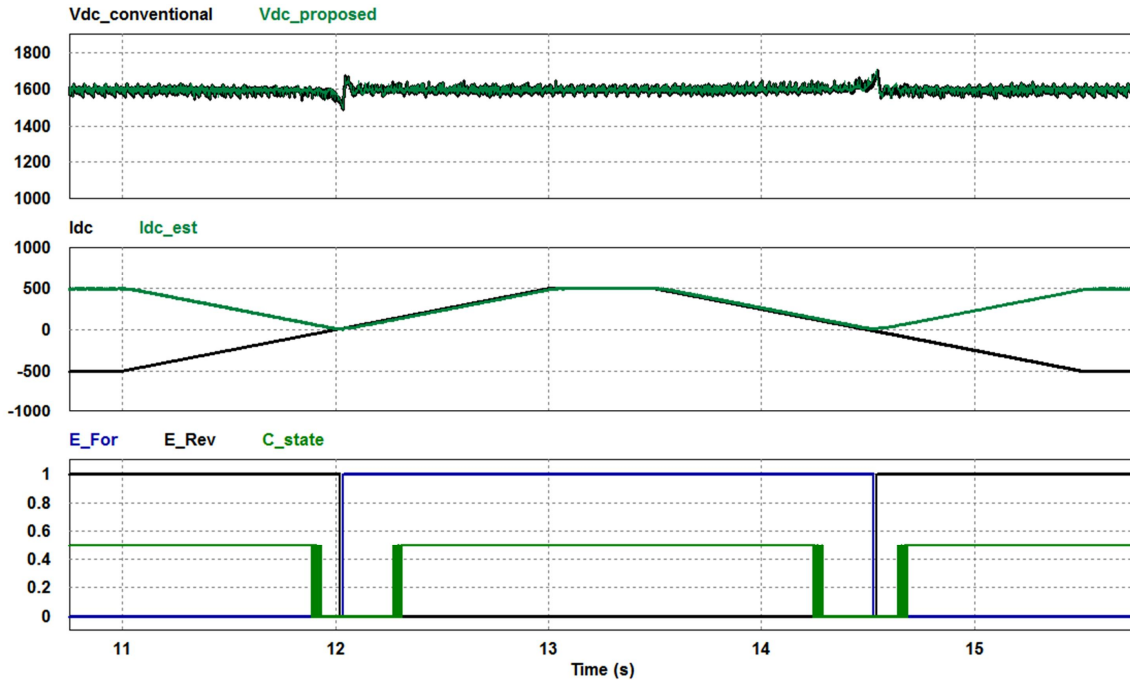


Fig. 3. Simulation result of proposed control algorithm and conventional control algorithm for single dual converter.

TABLE II
SPECIFICATION OF PRACTICE MODEL FOR
THYRISTOR DUAL CONVERTER

	Specification
$V_{abc,pri}$	22900V
$V_{abc,sec}$	1750V
V_{dc}	1600V (1750V ~ 1450V)
I_{dc}	$\pm 2500A$ ($\Delta I_{dc}/dt = 500A/s$)
$L_{\Delta Y}$	155 μ H
C_{dc}	5000 μ F

입력 전류센서는 A상과 C상에 위치하고 있으며 3상의 특성을 이용하여 B상의 전류를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_B(t) = -i_A(t) - i_C(t) \quad (1)$$

각 상의 전류를 이용하여 출력 전류를 근사화 시키면 다음과 같다.

$$I_{dc} \approx I_{dc,est} = LPF(\max(i_A(t), i_B(t), i_C(t))) \quad (2)$$

식 (2)로부터 근사화된 출력 전류를 얻을 수 있기 때문에 기존에 사용되었던 출력 전류 센서를 제거 할 수 있다. 또한 출력 전류를 기준으로 싸이리스터 이중 컨버터를 온/오프를 결정하는 기존의 방식은 턴 오프 제어 불가 소자인 싸이리스터의 특성상 이중 컨버터의 오프 상태를 보장 시킬 수 없는 단점이 있다. 하지만 제안하는 제어 기법은 반도체 소자의 특성을 이용하여 각각의 싸

이리스터들의 오프 상태를 판단하며 이를 이용하여 이중 컨버터의 오프 상태를 보장 할 수 있다. 이중 컨버터의 오프 시 싸이리스터 전압은 다음과 같다.

$$V_{F_{SCM}}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ac,rms} \sin(\omega t - 30^\circ) + \frac{V_{dc}}{2} \quad (3)$$

$$V_{F_{SCB}}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ac,rms} \sin(\omega t - 150^\circ) + \frac{V_{dc}}{2} \quad (4)$$

$$V_{F_{SCC}}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ac,rms} \sin(\omega t - 270^\circ) + \frac{V_{dc}}{2} \quad (5)$$

식 (3)~(5)와는 반대로 싸이리스터가 턴 온 상태일 때 싸이리스터의 양단 전압은 항상 0 이다. 따라서 싸이리스터 양단 전압이 0으로 유지되는 시간을 감지하여 일정 시간 이상 0으로 전압이 유지될 경우 싸이리스터가 턴 온 되었다고 간주한다. 이를 이용하여 싸이리스터 이중 컨버터의 싸이리스터의 모든 전압들을 감지하며 싸이리스터의 고장 진단까지 가능한 장점이 있다.

표 1은 싸이리스터 이중 컨버터의 부하에 따른 모드 전환 조건이다. 표 1에서 볼 수 있듯이 싸이리스터 컨버터가 오프 된 것을 확인 한 후 모드 전환이 이루어지기 때문에 기존 제어 기법과 비교하여 동일한 응답 특성을 가짐과 동시에 컨버터의 단락을 확실하게 방지 할 수 있는 장점이 있다. 표 2는 싸이리스터 이중 컨버터의 사양을 나타낸다. 표 2에서 부하 전류의 최대 기울기는 500A/s로 이는 변전소 실측 전류의 최대 기울기를 나타낸다. 또한 표 2의 사양을 토대로 기존의 단독운전 기

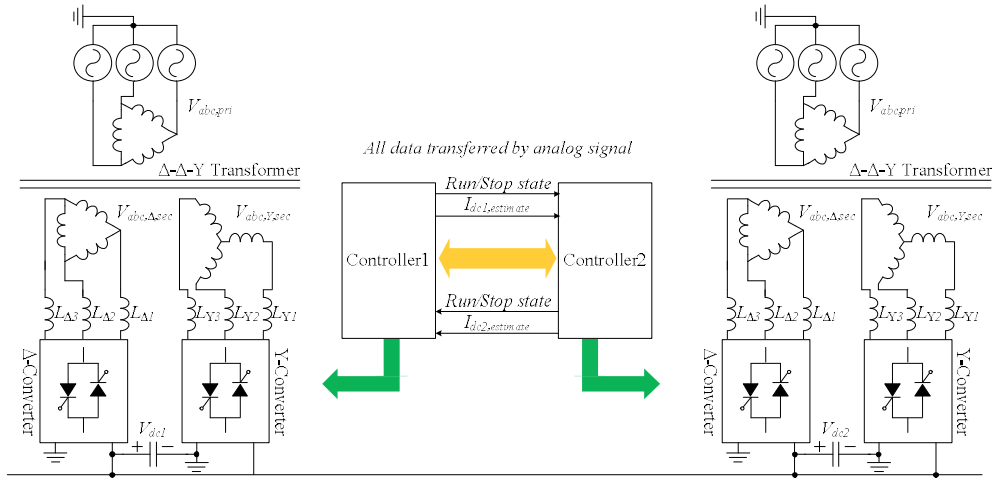


Fig. 4. Block diagram of parallel structure of dual converter power system.

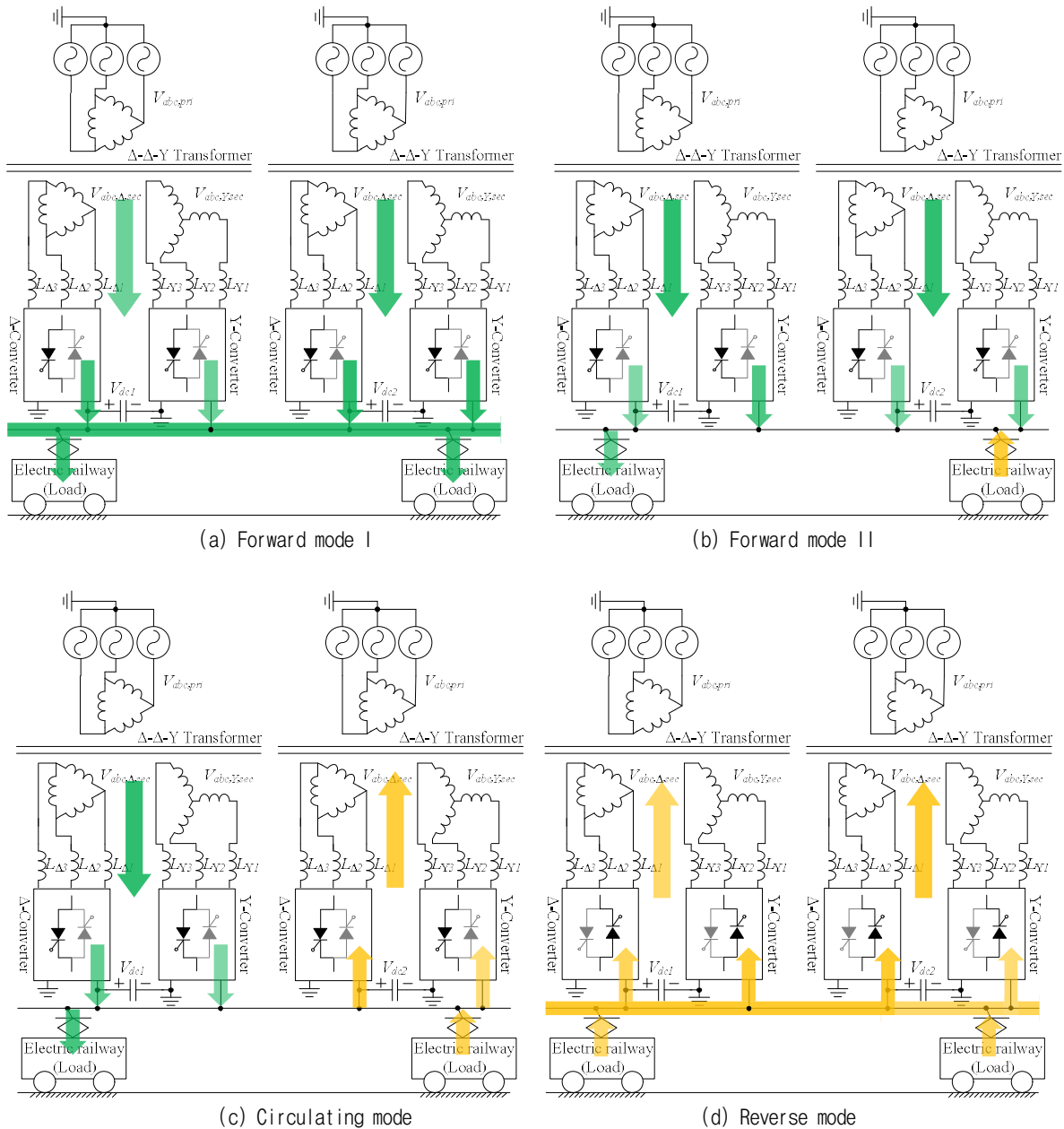


Fig. 5. Parallel operation mode of the dual converter power system.

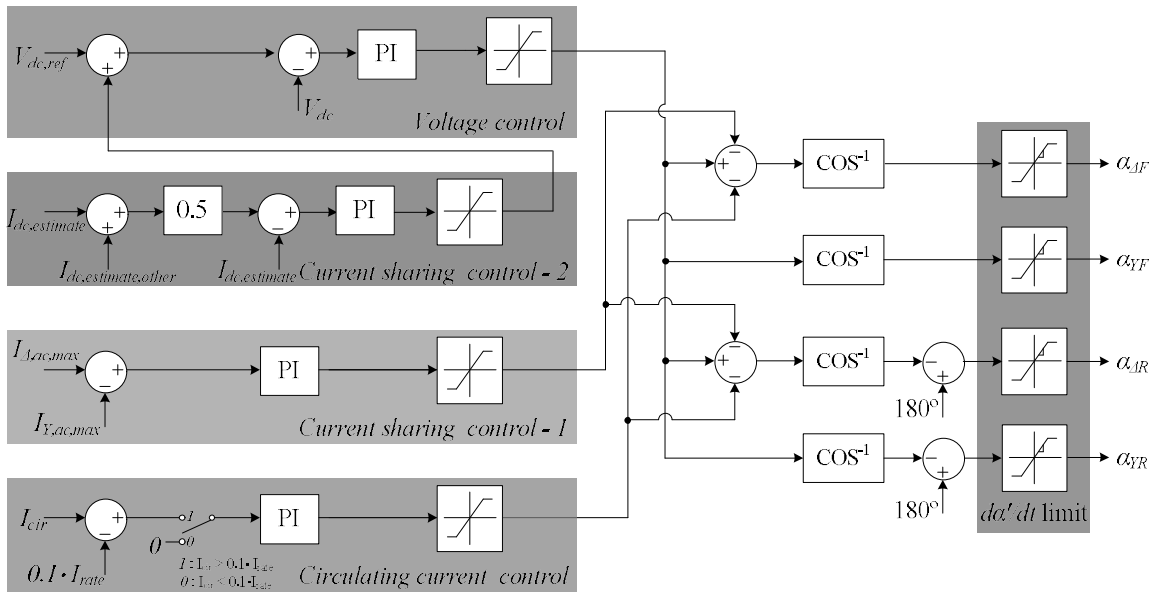


Fig. 6. Block diagram of the proposed parallel control algorithm for dual converter power system.

법과 제안하는 제어 기법의 시뮬레이션을 수행한 결과는 그림 3과 같다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 제안하는 단독운전 제어 기법은 기존의 단독운전 제어기법과 동일한 응답 특성을 가진다. 또한 부하 상황에 관계없이 컨버터는 모드전환을 통하여 일정 전압을 제어하며 모드전환 시엔 컨버터가 동작 상태를 C_{state} 로부터 확인한 후 모드전환을 하는 것을 확인할 수 있다.

3. 싸이리스터 이중 컨버터의 병렬운전 기법

그림 4는 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 회로 구성도이다. 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템은 3상 Δ - Δ -Y 변압기, Δ 형 3상 싸이리스터 이중 컨버터, Y형 3상 싸이리스터 이중 컨버터 그리고 출력 커패시터로 구성된다. 각각의 전력 시스템은 독립된 제어를 가지며 제어기간 근사화된 출력 전류 및 시스템 동작 상태를 주고받는다. 제어기간 주고받는 정보는 노이즈에 의하여 통신이 끊기는 경우를 고려하여 통신을 사용하지 않으며 아날로그 신호나 디지털 점점 신호로 전달하기 때문에 통신을 사용하는 것 보다 노이즈에 강한 특성을 가진다.

그림 5은 부하 조건에 따른 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 종류를 나타낸다. 그림 5(a)는 전동차 회생되는 에너지 없이 전력 시스템에서 모든 전동차에 에너지를 공급하는 상황이다. 그림 5(b)는 전동차 중 하나의 전동차에서 회생에너지 발생 시 모습이다. 회생에너지는 근접한 전동차에서 사용할 수 있으며 모자란 에너지는 전력 시스템이 공급하는 상황이다. 그림 5(c)는 전력 시스템에서 전류가 순환하는 상황을 나타낸다. 가선의 길이가 길기 때문에 전동차의 가선 전압이

TABLE III
ON/OFF CONDITION OF PARALLEL THYRISTOR DUAL CONVERTER

	On/Off Condition
Converter Off	$(V_{dc} > V_{dc,ref} + V_{band_off} \ \& \ I_{dc} < I_{dc_band})$ $(V_{dc} < V_{dc,ref} - V_{band_off} \ \& \ I_{dc} < I_{dc_band})$ $(I_{cir} > 0.1 \cdot I_{dc_rate} \ \& \ t > 100ms)$
Converter On	$(V_{dc} > V_{dc,ref} + V_{band_on} \ \ I_{dc} > I_{dc_band}) \ \& \ C_{state}$ $(V_{dc} < V_{dc,ref} - V_{band_on} \ \ I_{dc} > I_{dc_band}) \ \& \ C_{state}$

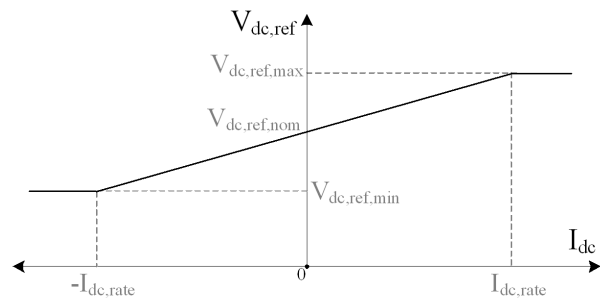


Fig. 7. Voltage reference according to load current at parallel operation.

모든 구간에서 동일하지 않다. 이 경우 시스템간 동작하는 모드가 다를 수 있으며 그에 따라 시스템 간 순환하는 전류가 발생할 수 있다. 그림 5(d)는 모든 전동차에서 회생에너지를 발생시키며 컨버터는 AC측으로 에너지를 환원하는 모드이다. 그림 5(d)에서 볼 수 있듯이 부하에 따른 병렬운전 상황이 각각 다르다. 따라서 각각의 상황에서 안정적으로 동작할 수 있도록 제어하는 것이 중요하다.

그림 6은 제안하는 사이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 제어 알고리즘이다. 이중 컨버터 전력 시스템 병렬운전은 각각 출력 전압 제어부, 전류 제어부로 크게 나눌 수 있다. 전류 불균형 제어기-1과 전압제어기는 단독운전에서 사용하던 제어기와 동일하다. 제안하는 병렬운전 기법은 PLL오차 또는 전압 센서의 오차 그리고 기생성분의 영향으로 인하여 발생하는 시스템간 전류 불균형을 해소하기 위한 전류 불균형 제어기-2가 사용되며 이 전류제어기의 출력 값은 출력 전압 지령치에 보상된다. 사이리스터 이중 컨버터 전력 시스템은 컨버터 출력이 커패시터로 구성되어 있으며 전류 리플을 저감시키기 위한 인덕터가 존재하지 않는다. 따라서 시스템에서 제어 가능한 값은 커패시터 전압이므로 커패시터 전압 값을 키우거나 줄여 발생하는 전류 불균형을 해소 시킨다. 또한 제안하는 병렬운전 기법은 순환전류를 억제하는 제어가 사용되며 이는 그림 5(d)의 상황에서만 동작하게 된다. 순환 전류는 시스템간 동작 상태가 반대일 경우 존재 하게 되는데 이 순환전류의 크기를 일정 값 이하로 제어하지 않는다면 순환전류가 계속 증가하게 된다. 따라서 순환전류에 의하여 시스템의 고장 및 오동작을 야기 시키지 않도록 순환전류 값이 일정 값 이하가 되도록 제어한다. 표 3는 제안하는 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 시 모드전환 조건을 나타낸다. 표 3에서 볼 수 있듯이 제안하는 병렬운전 기법의 모드전환은 기본적으로 단독운전의 모드전환 조건과 동일하며 그림 5(c)의 상황에서 부하전류가 일정 값 이상 증가하였을 경우 부하전류와 반대 방향으로 동작하는 시스템을 오프 시키고 다시 그림 5(a),(b),(c)와 같은 상태로 시스템을 동작시키게 된다.

그림 7은 제안하는 이중컨버터 전력 시스템의 병렬운전 시 출력 전류에 따른 전압 지령치를 나타낸다. 제안하는 병렬운전 기법은 시스템간 전류 불균형을 제어하기 위하여 시스템의 전압 지령값에 시스템간 전류 불균형 제어기의 보상값이 더해진다. 따라서 출력되는 전압 값은 $V_{dc,ref}$ 값과는 항상 다른 값을 출력하게 된다. 수~수십km의 철도 구간에 위와 같은 이중 전력 시스템(변전소)이 다수 설치가 되는데 변전소 간 전압 오차로 인하여 변전소 간의 순환전류가 발생한다. 따라서 전압 수하 특성을 가진 그림 7과 같은 전압 지령 곡선을 바탕으로 변전소 간 순환전류를 억제 하게 된다. 또한 부하 공급 시 부하가 증가함에 따라 전압을 증가시켜 도통 손실을 저감 시킬 수 있을 뿐만 아니라 회생 동작 시 출력 전압을 상승 시키려 하는 부하 특성을 고려하여 회생되는 부하에 따라 출력 전압을 감소시켜 가산 전압을 안정적으로 제어한다.

표 4는 제안하는 병렬운전 알고리즘과 기존 병렬운전 알고리즘의 비교표이다. 표 4에서 볼 수 있듯이 제안하는 병렬운전 알고리즘은 병렬로 연결된 각각의 컨버터가 독립적인 제어를 수행하기 때문에 마스터 제어기의

TABLE IV
COMPARISON OF CONTROL ALGORITHM FOR
PARALLEL OPERATION

	Central-ized control	Master-Slave control	Droop control	Proposed control
Number of Master controller	1	1	N	N
Communication	Required	Required	Non required	Non required
Modularity	Low	High	High	Normal
Performance	High	High	Low	High
Stability	High	High	Low	High

TABLE V
SPECIFICATION OF REDUCED MODEL FOR
THYRISTOR DUAL CONVERTER

	Specification
$V_{abc,pri}$	380V
$V_{abc,sec}$	87.5V
V_{dc}	80V (87.5V~72.5V)
I_{dc}	$\pm 125A$ ($\Delta I_{dc}/dt = 25A/s$)
$L_{\Delta Y}$	155 μ H
C_{dc}	5000 μ F

숫자는 Droop 제어기의 마스터 제어기의 숫자와 같다. 기존 Droop 제어기는 병렬로 연결된 컨버터의 전류를 고려하지 않고 Droop 계수에 따른 출력의 지령치의 증가 또는 감소를 통한 부하 불균형을 해소하기 때문에 출력 특성 및 안정도가 다른 제어 기법들에 비해 떨어지는 단점을 가지고 있다. 이러한 Droop 제어기의 문제점을 해결하기 위하여 제안하는 병렬운전 제어기법은 통신을 사용하지 않고 아날로그 신호를 통해 병렬로 연결된 컨버터의 전류 및 동작 상태신호를 확인하여 제어를 수행한다. 따라서 제안하는 병렬운전 제어기법은 Droop 제어 보다 출력 안정도를 향상 시킬 수 있지만 기존의 마스터-슬레이브 방식의 통신선의 숫자와 아날로그 신호선의 숫자가 더 많으며 모든 제어기의 접지가 동일한 단점이 있다. 그러나 통신을 사용하지 않기 때문에 노이즈에 강인한 장점이 있으며 각각의 독립적인 제어를 통해 별도의 알고리즘 추가 없이 병렬로 연결된 컨버터의 고장 시에도 항상 출력을 일정하게 유지 시킬 수 있는 장점이 있다.

4. 시 험 결 과

표 5는 알고리즘 검증 시험에 사용된 축소모델의 정격표이다. 표 5에서 볼 수 있듯이 축소모델은 실제모델

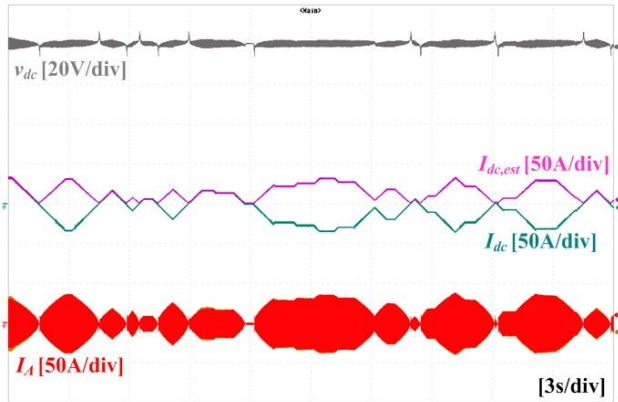


Fig. 8. Experimental waveform of proposed control algorithm for single dual converter.

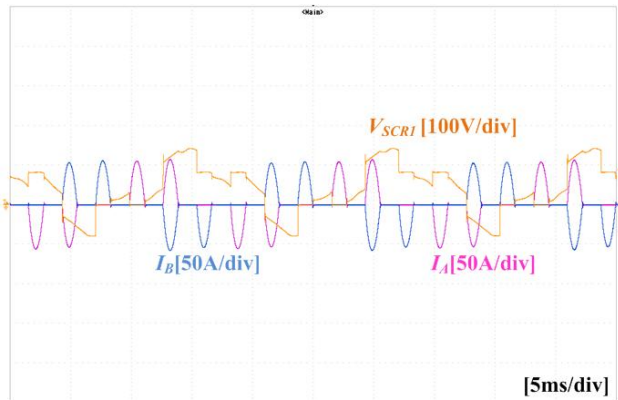


Fig. 9. Experimental waveform of thyristor voltage and input currents at forward mode.

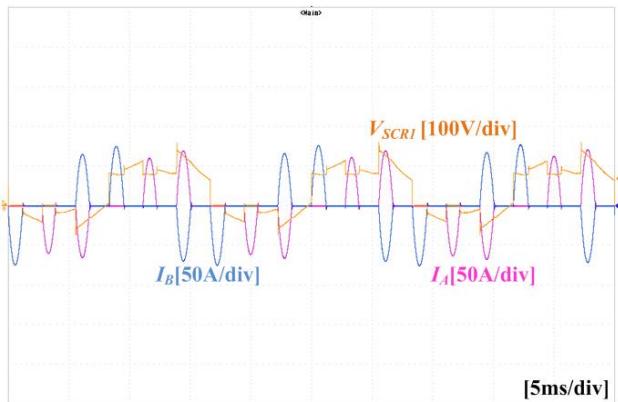


Fig. 10. Experimental waveform of thyristor voltage and input currents at reverse mode.

의 입·출력 전압·전류가 1/20의 동일한 축소율을 가진다. 입·출력 전압·전류가 동일한 비율로 감소하였고 나머지 값들은 동일하기 때문에 실제모델과 축소 모델은 동일한 응답 특성을 가질 것이라 예측 가능하다. 그림 8은 제안하는 사이리스터 이중컨버터의 단독운전 기법에 대한 시험 파형이다. 제안하는 단독운전 기법은 컨버터의 입력 전류를 통해 출력 전류를 모사한다. 모사된 출력

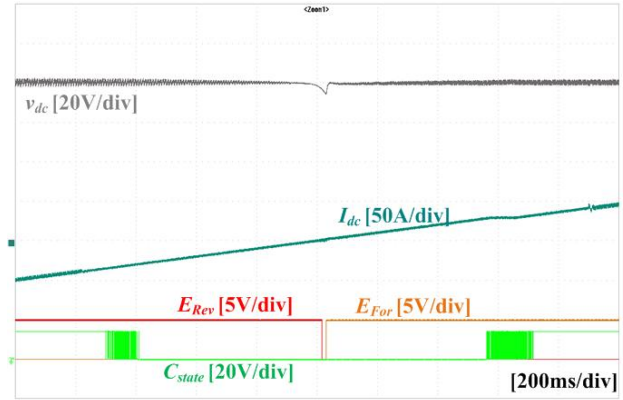


Fig. 11. Experimental waveform of output voltage for the thyristor off detector and enable signal for dual converter at mode change (Reverse mode to forward mode).

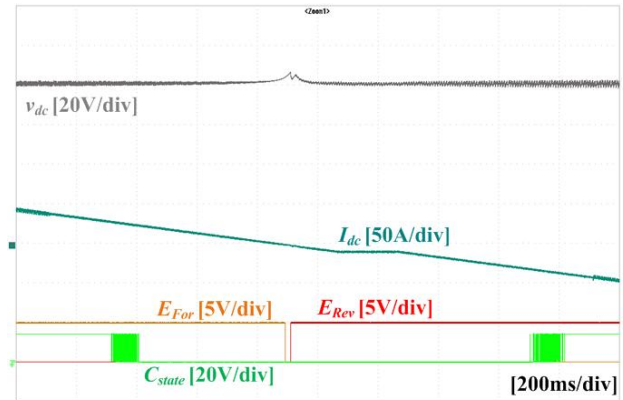


Fig. 12. Experimental waveform of output voltage for the thyristor off detector and enable signal for dual converter at mode change (Forward mode to reverse mode).

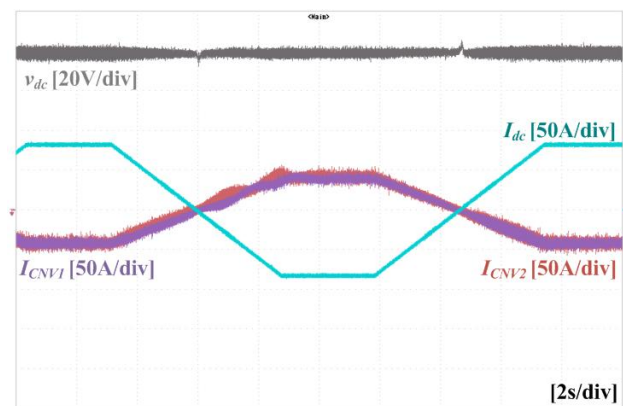


Fig. 13. Experimental waveform of proposed parallel control algorithm for thyristor dual converter power system.

전류는 전류의 방향성을 고려하지 않고 전류의 크기만을 출력한다. 따라서 그림 8에서 볼 수 있듯이 모사된 출력 전류는 실제 출력전류에 절댓값을 취한 형태로 나타나게 된다. 기존의 단독운전 제어기법은 I_{dc} 를 이용하여 모드전환을 하지만 제안하는 단독운전 제어기법은

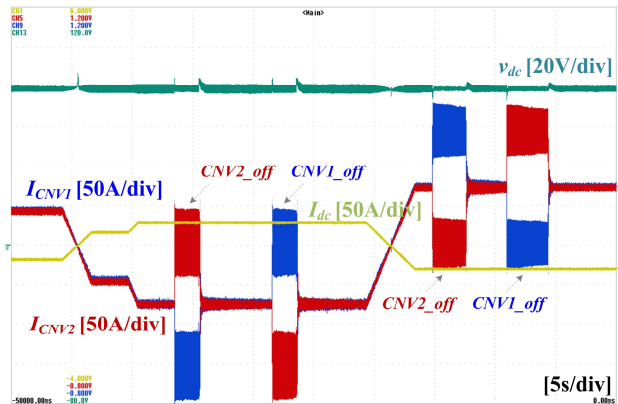


Fig. 14. Experimental waveform of proposed parallel control algorithm for thyristor dual converter power system at ON/OFF condition.

$I_{dc,est}$ 를 이용하여 모드전환을 하며 기존과 동일한 응답 특성을 가지는 것을 확인 할 수 있다^[9]. 그림 9와 그림 10은 각각 이중컨버터의 동작 모드에 따른 입력 전류와 싸이리스터 전압이다. 그림 9와 10에서 볼 수 있듯이 싸이리스터가 도통되는 순간에는 양단 전압이 0인 것을 알 수 있다. 그림 11과 그림 12는 모드 전환 시의 파형이다. 그림 11과 12에서 알 수 있듯이 싸이리스터 전압을 감지하여 컨버터의 동작 상태를 판단하며 판단 후 표 2의 조건에 따라 모드를 전환하게 된다. 그림 13은 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 시 파형이다. 그림 13에서 볼 수 있듯이 부하상황에 따라 각각의 컨버터가 모드 전환과 부하 분담이 이루어지고 있는 것을 확인 할 수 있다. 그림 14는 병렬운전 중 하나의 컨버터가 고장 또는 정지 되었다 재 동작되는 파형을 나타낸다. 그림 14에서 볼 수 있듯이 부하 상태나 컨버터의 순서에 상관없이 컨버터의 정지 후 재 동작 시에도 순환전류나 전류 불균형이 발생하지 않고 정상적으로 동작하는 것을 확인 할 수 있다. 이를 통해 각각의 컨버터가 독립적인 제어를 수행하여 하나의 컨버터가 정지 시에도 출력을 일정하게 제어 하는 것을 확인 할 수 있다.

본 연구는 국토교통부 철도기술연구사업의 연구비 지원(과제번호 16RTRP-B091404-03)에 의해 수행되었습니다.

5. 결 론

본 논문에서는 도시철도 직류 급전용 싸이리스터 이중 컨버터 전력 시스템의 병렬운전 기법을 제안한다. 제안하는 병렬운전 기법은 각각의 컨버터가 독립적인 제어를 수행하며 병렬운전 시 발생하는 순환전류에 대한 제어 및 부하 불균형 제어를 통해 안정적인 병렬운전을

수행할 수 있다. 또한 싸이리스터 이중 컨버터의 단독운전 기법 중 DC 출력전류 값을 이용한 제어 방식에서 DC측 전류 센서를 제거한 제어 기법을 제안함으로써 기존 제어기법과 동일한 제어 성능을 가지면서 시스템 가격 저하 및 안정성을 향상시켰다. 제안하는 제어 기법은 10kW 축소모델을 통해 타당성을 검증하였으며 추후 4MW 실제 모델에 적용 예정이다.

References

- [1] T. Kawabata and S. Higashino, "Parallel operation of voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 2, pp. 281 - 287, Mar./Apr. 1988.
- [2] K. T. Tan, X. Y. Peng, P. L. So, Y. C. Chu, and M. Z. Q. Chen, "Centralized control for parallel operation of distributed generation inverters in microgrids," *IEEE Transaction on Smart Grid*, Vol. 3, No. 4, pp. 1977-1987, Dec. 2012.
- [3] S. Park, J. Kim, A. Jung, and S. Choi, "Parallel operation control method of grid-connected inverters seamless transfer for energy storage system in microgrid," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 21, No. 3, pp. 200-206. Jun. 2016.
- [4] J. F. Chen and C. L. Chu, "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 10, No. 5, pp. 547 - 558, Sep. 1995.
- [5] U. Borup, F. Blaabjerg, and P. N. Enjeti, "Sharing of nonlinear load in parallel-connected three-phase converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 6, pp. 1817 - 1823, Nov./Dec. 2001.
- [6] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "Out-put impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 4, pp. 1126 - 1135, Aug. 2005.
- [7] Q. C. Zhong, "Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1281 - 1290, Apr. 2013.
- [8] J. M. Guerrero, J. C. V´ asquez, J. Matas, L. Garcia de Vicuña, and M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids-A general approach towards standardization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 1, pp. 158 - 172, Jan. 2010.
- [9] S. Han, C. Lee, Y. Kim, and D. Moon, "Control algorithm of thyristor dual converter power system for railway power substation," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 6, pp. 573-579. Dec. 2015.
- [10] S. Kim, G. Han, S. Han, and Y. Cho, "Initial firing angle control of 12-pulse parallel connected thyristor dual converter for urban railway power substations," Control algorithm of thyristor dual converter power system for railway power substation," in *Proc. IEEE 2016 SPEEDAM*, pp. 645-650. Jun. 2016.



김영우(金榮禹)

1978년 10월 23일생. 2004년 광운대 전자공학과 졸업. 2016년~현재 성균관대 대학원 메카트로닉스공학 협동과정 석사과정. 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 주임연구원.



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 연구실장.