

순환 전류를 이용한 병렬 연결된 사이리스터 듀얼 컨버터의 불균형 병렬 운전 보상 기법에 관한 연구

김성안¹, 한성우², 문동욱³, 김영우³, 이창희³, 조윤현[†]

A Study on the Compensation Method for Unbalance Parallel Operation of Parallel Connected Thyristor Dual Converters using Circulating Current

Sung-An Kim¹, Sung-Woo Han², Dong-Ok Moon³,
Young-Woo Kim³, Chang-Hee Lee³, and Yun-Hyun Cho[†]

Abstract

This study proposes a performance improvement for parallel-connected thyristor dual converters using a circulating current with an unbalanced parallel operation compensator. The proposed control method determines a variable reference value for the voltage PI controller according to voltage error at firing angle control applied to a difference current control. This method uses circulating current control to maintain a stable voltage and excellent current response during parallel operation. The effectiveness of the proposed control is verified with a simulation and an experiment based on the comparison of the performance of the proposed control method with other conventional methods.

Key words: Circulating current, Firing angle, Parallel operation, Sharing current control, Thyristor dual converter

1. 서 론

전 세계적으로 지구 온난화를 방지하기 위해서 각 국가들은 연도별 온실가스 감축 목표를 설정하고 있다. 대한민국은 OECD 국가들 중 배출증가율이 1위에 해당한다. 대한민국 정부는 온실가스 감축에 대한 경제부문의 감축 목표량을 산정하였고 수송 분야가 34.3%로 가장 높게 발표함에 따라 교통 분야에서도 온실가스 감축 목표 달성을 위한 에너지 절감 방안이 요구되고 있다^[1]. 도시철도의 경우 전동차의 온실가스 배출량을 줄이고 전동차의 운전효율 향상을 위해서 전동차를 정지시키기 위한 회생 브레이크가 적용될 때 발생하는 회생 에너지를

저장하거나 계통연계를 통해 되돌리는 연구가 활발히 진행되고 있다.

기존의 도시철도 변전소에 설치된 전력공급 시스템은 전차선에 직류전원을 공급하기 위해서 다이오드 정류방식을 채택하였다^[2]. 이 시스템은 전동차에서 발생하는 회생전력을 자체적으로 소비할 수 없으므로 회생저항을 사용하여 열로 에너지를 소비한다. 이러한 단점을 개선하기 위한 시스템은 에너지를 저장하는 시스템과 에너지를 배전계통으로 되돌리는 계통연계형 시스템이 있다^[3].

에너지를 저장하는 시스템은 4가지로 분류할 수 있다. 첫 번째 시스템은 도시철도 전차선과 병렬로 연결된 배터리 저장 시스템 (Battery Energy Storage System : BESS)이다. 이 시스템은 회생 브레이크에서 발생하는 에너지를 저장할 수 있다. 그러나 BESS는 짧은 수명, 충·방전의 사이클의 한계 및 낮은 효율을 가지는 단점이 있다^[4]. 두 번째 시스템은 95% 이상의 높은 효율과 충·방전 시간의 고 신뢰성, 긴 수명 및 낮은 유지보수비를 가지는 초전도 저장 (Superconducting Magnetic Energy Storage : SMES) 시스템이다^[5]. 그러나 생산성의 한계, 초전도 물질의 높은 가격 및 고강도 자계의 의한 생태 영향으로 인한 낮은 신뢰성과 같은 단점을 포함한다. 세

Paper number: TKPE-2016-21-6-3

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: yhcho@dau.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Dong-A Univ

Tel: +82-51-200-7742 Fax: +82-51-200-7743

¹ Dept. of Electrical Eng., Dong-A Univ.

² R&D center, Busan Transportation Corporation

³ Core Tech. Innovation Lab., Dawonsys

Manuscript received July 29, 2016; revised Aug. 24, 2016; accepted Sep. 25, 2016

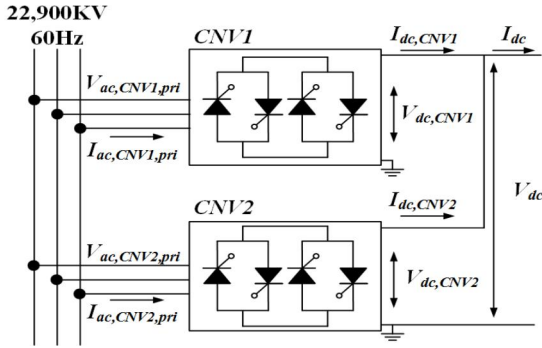


Fig. 1. Parallel connected thyristor dual converters.

번제는 플라이휠 에너지 저장 시스템(Flywheel Energy Storage System)이다^{[6],[7]}. 이 시스템은 짧은 방전 시간과 짧은 시간 내에서 높은 전력 밀도를 가지므로 장기간 에너지를 저장해야 하는 도시철도 변전설비에는 적합하지 못하다. 마지막으로서는 울트라 커패시터 저장 시스템(Ultra-capacitor Energy Storage System)으로 배터리 에너지 저장 시스템과 다르게 큰 에너지 용량을 가지지만 회생 에너지의 전압 변동, 짧은 수명 및 낮은 동작 신뢰성의 단점을 가진다^[8].

배전 계통으로 회생 에너지를 제공하기 위한 계통 연계형 시스템은 두 가지 유형으로 분류가 된다. 회생 인버터 시스템은 절연 게이트 양극성 트랜지스터(Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT)를 이용하므로 역률 제어가 가능하므로 고 품질의 전압 파형을 발생시킬 수 있다^[9]. 그러나 IGBT 인버터는 부피당 낮은 출력 밀도를 가지고 있기 때문에 전동차에서 발생하는 많은 전력량을 모두 흡수하기 위해서는 기존의 변전설비의 설치공간보다 큰 공간이 확보되어야 하는 단점이 있다.

사이리스터 듀얼 컨버터는 빠른 응답 특성과 IGBT 인버터보다 부피당 높은 전력 밀도를 가지는 장점이 있다. 그러므로 듀얼 컨버터는 많은 도시철도 변전설비에서 여전히 사용되고 있다. 그러나 듀얼 컨버터의 동작에서 부하에 따라 포워드모드와 리버스모드 변환할 때 발생할 수 있는 단락을 방지하기 위한 영 전류 불연속 구간이 요구된다^{[2],[10]}. 이 구간으로 인해서 DC 가선전압에 언더슈트와 오버슈트가 발생하게 되며 듀얼 컨버터간의 병렬 운전할 경우에도 DC 가선 전압에 불안정성이 존재한다^[2]. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 영 전류 불연속 구간을 순환전류를 이용하여 개선하는 연구가 시뮬레이션으로 제안되었다^[11]. 그러나 실제 시스템에서 발생하는 각 듀얼 컨버터의 전압 센서의 오차로 인한 병렬 운전시의 불균형 병렬 운전을 고려하지 않았다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 논문에서는 순환 전류를 이용한 병렬 연결된 사이리스터 듀얼 컨버터의 불균형 병렬 운전 보상 기법을 제안한다. 제안된 보상 기법의 유효성은 기존 제어 방식과 제안된 제어 방

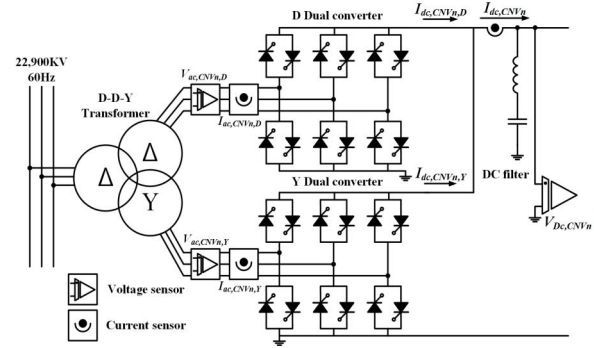


Fig. 2. 12 pulse thyristor dual converter.

식의 성능 비교를 기반으로 시뮬레이션과 실험을 통해 증명한다.

2. 병렬 연결된 듀얼 컨버터 시스템

그림 1은 본 논문에서 사용된 병렬 연결된 듀얼 컨버터 시스템을 나타낸다. n 은 듀얼 컨버터의 번호를 의미하며 $CNVn$ 은 n 번 듀얼 컨버터, $V_{ac,CNVn,pri}$ 와 $I_{ac,CNVn,pri}$ 는 $CNVn$ 의 1차측 교류 입력 선간 전압과 입력 전류, $V_{ac,CNVn,sec}$ 와 $I_{ac,CNVn,sec}$ 는 $CNVn$ 의 2차측 교류 입력 선간전압과 입력전류, $V_{dc,CNVn}$ 과 $I_{dc,CNVn}$ 는 $CNVn$ 의 출력 전압과 출력전류, V_{dc} 와 I_{dc} 는 병렬 연결된 컨버터의 출력 전압과 출력 전류이다.

병렬 연결된 듀얼 컨버터 시스템은 그림 2와 같이 12 펄스 사이리스터 듀얼컨버터 두 대가 병렬연결로 구성된다. 12펄스 사이리스터 듀얼 컨버터는 D-D-Y 변압기, D형 컨버터, Y형 컨버터 및 직류단 필터로 구성된다. $V_{ac,CNVn,D}$ 와 $I_{ac,CNVn,D}$ 는 $CNVn$ 의 D형 컨버터의 입력 전압과 입력전류, $V_{ac,CNVn,Y}$ 와 $I_{ac,CNVn,Y}$ 는 $CNVn$ 의 Y형 컨버터의 입력전압과 입력전류, $V_{dc,CNVn,D}$ 와 $I_{dc,CNVn,D}$ 는 $CNVn$ 의 D형 컨버터의 출력전압과 출력전류, $V_{dc,CNVn,Y}$ 와 $I_{dc,CNVn,Y}$ 는 $CNVn$ 의 Y형 컨버터의 출력전압과 출력 전류이다.

12펄스 사이리스터 듀얼 컨버터의 DC 출력전압과 DC 출력전류는 사이리스터의 점호각으로 제어가 가능하다. 점호각 변화를 위해서 듀얼 컨버터의 전압 위상을 추종하기 위한 교류단 전압센서, D형 컨버터와 Y형 컨버터의 전류를 계산하기 위한 전류센서, DC 출력전압과 DC 출력전류를 측정하기 위한 센서로 구성된다.

3. 병렬 연결된 사이리스터 컨버터의 제어

3.1 12펄스 사이리스터 듀얼컨버터의 제어

12펄스 사이리스터 듀얼 컨버터의 출력 전압은 점호각을 이용하여 수식화하면 다음과 같다.

$$V_{dc,CNVn} = \frac{3\sqrt{2} V_{ac,CNVn,sec}}{\pi} \cos\alpha \quad (1)$$

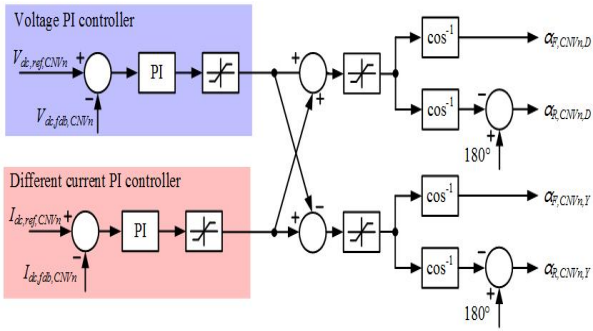


Fig. 3. Block diagram of voltage PI controller with differential current PI controller.

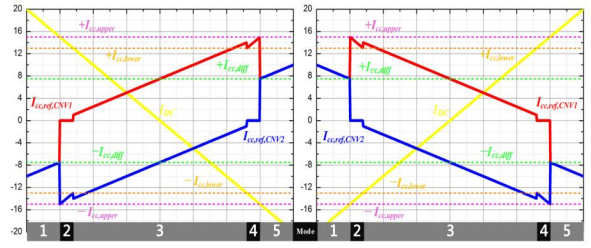
여기서, a 는 사이리스터의 점호각을 나타낸다. 그림 3은 12펄스 사이리스터 듀얼 컨버터의 차 전류 PI 제어를 포함한 전압 PI 제어기의 제어 블록도이다. 차 전류 PI 제어기는 D형과 Y형 컨버터 사이의 전류 불균형을 방지하기 위해서 사용되어진다^[2]. 전압 PI 제어기는 컨버터의 출력전압의 안정성을 보장하기 위해서 점호각을 계산한다. 사이리스터 듀얼컨버터는 D형과 Y형 컨버터의 단락을 방지하기 위한 영 전류 불연속 구간이 요구된다. 이에 따른 모드 변환에 대한 자세한 내용은 ^[2]에 언급되어 있다.

3.2 병렬 연결된 듀얼컨버터의 동작원리

순환 전류를 이용한 병렬 연결된 듀얼 컨버터의 동작 원리는 그림 4와 같다. 영 전류 불연속 구간에서 순차적 모드 변환으로 출력전압의 안정성을 가질 수 있다. $I_{cc,upper}$ 와 $I_{cc,lower}$ 는 순환 전류의 상한치와 하한치를 의미하며, $I_{cc,diff}$ 는 순환전류의 차, $I_{cc,ref,CNVn}$ 는 $CNVn$ 의 순환 전류 PI 제어기의 기준값, REV와 FOR는 리버스 모드와 포워드 모드이다. 동작원리에 대한 자세한 내용은 ^{[11],[12]}에 언급되어 있다.

그림 5는 순환전류를 이용한 병렬 연결된 사이리스터 듀얼 컨버터의 기존 제어 블록도이다^[11]. $V_{dc,ref}$ 는 병렬 연결된 듀얼 컨버터의 전압 지령값, $I_{dc,ref,CNVn}$, $I_{dc,fb,CNVn}$, $I_{dc,err,CNVn}$ 및 $I_{dc,out,CNVn}$ 는 $CNVn$ 의 D와 Y 컨버터의 전류 PI 제어기의 기준값, 제한값, 오차값 및 출력값, $I_{cc,ref,CNVn}$, $I_{cc,fb,CNVn}$, $I_{cc,err,CNVn}$ 및 $I_{cc,out,CNVn}$ 는 $CNVn$ 의 순환 전류 PI 제어기의 기준값, 제한값, 오차값 및 출력값, $a_{F,CNVn,D}$ 와 $a_{R,CNVn,D}$ 는 $CNVn$ 의 포워드 모드와 리버스 모드일 때 D형 컨버터의 점호각, $a_{F,CNVn,Y}$ 와 $a_{R,CNVn,Y}$ 는 $CNVn$ 의 포워드 모드와 리버스 모드일 때 Y형 컨버터의 점호각이다.

병렬 연결된 출력전압 V_{dc} 가 $V_{dc,fb,CNVn}$ 이 되며 $CNV1$ 과 $CNV2$ 의 출력전류 $I_{dc,CNV1}$ 와 $I_{dc,CNV2}$ 는 컨버터 각각의 $I_{cc,fb,CNVn}$ 이 된다. 또한, $CNV1$ 과 $CNV2$ 의 내부에 배치된 D형과 Y형 컨버터 사이의 전류 불균형 방지를 위한 차 전류 PI 제어기도 각각 적용된다.



Mode	1	2	3	4	5
CNV1	REV	OFF	FOR	FOR	FOR
CNV2	REV	REV	REV	OFF	FOR

Fig. 4. Operation principle of parallel connected thyristor dual converter with circulating current control.

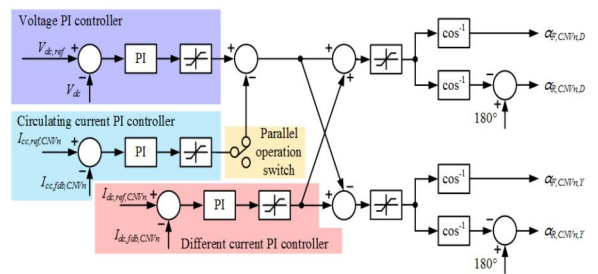


Fig. 5. Block diagram of conventional controller for parallel connected thyristor dual converter.

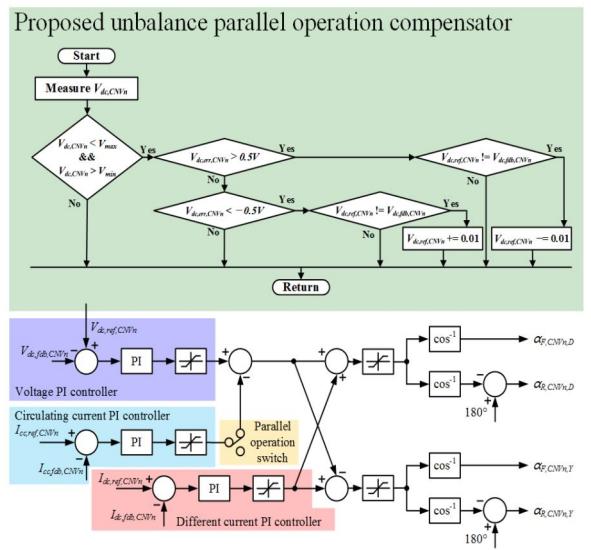


Fig. 6. Block diagram of proposed controller for parallel connected thyristor dual converter controller with unbalance parallel operation compensator.

3.3 기존 병렬 연결된 듀얼컨버터 제어의 문제점

실제 병렬 연결된 듀얼 컨버터 시스템의 전압 센서는 그림 1과 같이 $CNV1$ 과 $CNV2$ 에 출력 전압단에 각각 설치되며 V_{DC} 에는 설치되지 않는다. 그 이유는 전동차의 부하전류에 따라 하나의 컨버터로만 단독운전을 하는 경우가 있으며 두 컨버터간의 선로 전압 강하와 직

TABLE I
COMPARISON OF ACTUAL MODEL AND
SCALE MODEL

Items	Actual model	Scale model
P_o	4MW	10kW
$V_{ac,pri}$	22,900Vrms	380V
$V_{ac,sec}$	1750Vrms	87.5V
V_{dc}	1600V	80V
I_{dc}	2500A	125A

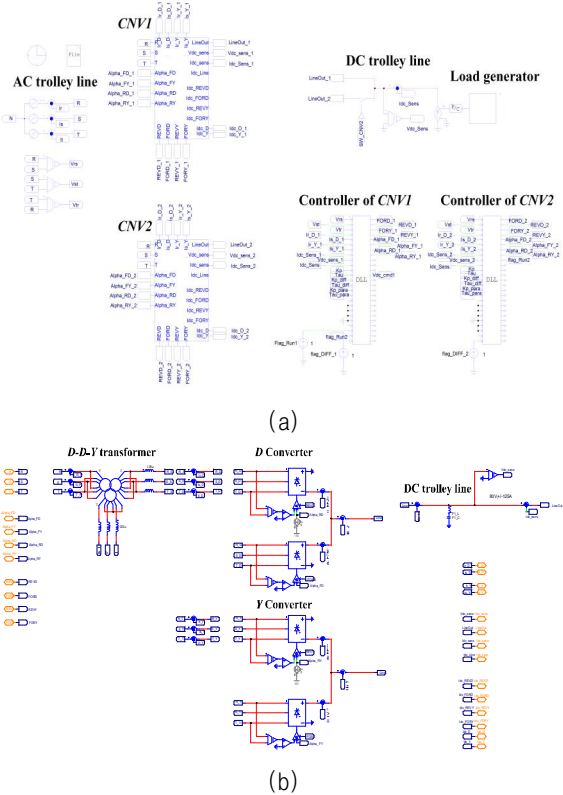


Fig. 7. Simulation circuit (a) Parallel connected thyristor dual converters and load converter (b) 12 pulse thyristor dual converter.

류단 커패시터의 임피던스차로 인해 최적의 점호각의 차이가 발생하여 전압 및 전류의 응답특성이 달라지기 때문이다^[3].

그림 5의 제어 블록도에서 $CNV1$ 과 $CNV2$ 의 전압 PI 제어기를 하나로 구성하게 되면 각 컨버터의 전압센서 오차를 고려하지 못하기 때문에 각 컨버터의 전압의 제어가 불안정하게 되며 단독 운전과 병렬 운전의 전환에서 유동적인 모드 변환이 불가능하므로 큰 오버슈트나 언더슈트가 발생되어 시스템이 불안정해진다.

3.4 제안된 병렬 연결된 듀얼컨버터 제어

기존의 병렬 연결된 듀얼컨버터 제어의 문제점을 개선시키기 위한 제안된 제어 블록도는 그림 6과 같다. 전압 PI 제어기는 $CNV1$ 과 $CNV2$ 에 각각 독립적으로 적

용되며 순환전류 제어기와 차 전류 제어기는 기존과 동일하게 적용된다. 실제 시스템에서 전압 PI 제어기를 각 컨버터에 하나씩 할당하게 되는 경우 전압센서의 오차 인해 각 전압 PI 제어기의 오차가 누적되게 된다. 이로 인해 컨버터 간의 전류 불균형이 발생하거나 순환 전류를 이용한 병렬 운전을 할 때 전류가 발산하는 문제가 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 그림 6에 기존 제어에서의 $V_{dc,ref}$ 는 $CNVn$ 의 전압 PI 제어기의 기준값 $V_{dc,ref,CNVn}$ 으로 변경되어지고 불균형 병렬운전 보상기를 추가하였다.

제안된 보상기에서의 제정수의 선정의 경우, 각 컨버터의 전압 오차 3%를 고려하여 기준 전압 80V의 3%에 해당하는 82.4V와 77.6V를 고려하여 불균형 병렬운전 보상기 전압의 상한치 V_{upper} 와 하한치 V_{lower} 는 각각 82.5V와 77.5V로 선정하였다. 전압 지령값이 변경되는 전압 PI 제어기의 오차는 전압 리플을 고려하여 0.5V로 선정하였으며 전압 지령값의 증감분은 설계된 컨버터의 점호각 분해능이 12bit이므로 약 0.1° 를 가지므로 전압 PI 제어기에서는 1/10배에 해당하는 0.01V로 선정하였다.

불균형 병렬운전 보상기의 동작원리는 $CNV1$ 과 $CNV2$ 의 출력전압 $V_{dc,CNVn}$ 을 각각 측정하고 V_{upper} 와 V_{lower} 내에 $V_{dc,CNVn}$ 가 있는 경우 오차값이 0.5V 크고 $V_{dc,ref,CNVn}$ 이 $V_{dc,fb,CNVn}$ 과 다른 경우 $V_{dc,ref,CNVn}$ 은 0.01V씩 감소시키고 오차값이 -0.5V보다 작은 경우 $CNVn$ 의 $V_{dc,ref,CNVn}$ 이 $CNVn$ 의 $V_{dc,fb,CNVn}$ 과 다른 경우 $V_{dc,ref,CNVn}$ 은 0.01V씩 증가시킨다. 각 조건을 만족하지 않는 경우 $V_{dc,ref,CNVn}$ 는 이전 상태를 유지하게 된다.

최종적으로 각 컨버터의 전압센서의 오차가 존재하는 경우에 하나의 컨버터로만 전류가 편중되는 불균형 전류를 $CNV1$ 과 $CNV2$ 간의 직류단 출력전압 차를 줄여 감으로써 개선시킬 수 있으며 순환전류 제어를 안정적인 것으로 수행할 수 있게 된다.

4. 시뮬레이션

표 1은 실제 모델과 축소 모델의 정격사양을 나타낸다. 축소 모델의 정격 전압 및 정격 전류를 실제 모델의 1/20배로 축소시켜서 설계하였다. 동일한 비율로 축소시켰기 때문에 실제 모델과 동일한 응답특성을 확인할 수 있다^[2]. 그러므로 축소 모델을 기준으로 시뮬레이션 회로를 구성하였다.

그림 7은 시뮬레이션 회로를 나타낸다. 그림 7 (a)는 병렬 연결된 사이리스터 듀얼 컨버터, 부하 컨버터 및 각 컨버터의 컨트롤러로 구성된다. 그림 7 (b)는 12펄스 사이리스터 듀얼 컨버터의 내부 구성도를 나타낸다.

시뮬레이션 프로그램은 PSIM을 사용하였으며 축소 모델 마이크로프로세서의 C언어를 그대로 적용할 수 있도록 DLL 파일을 사용하였다. 전압 및 전류 샘플링 주

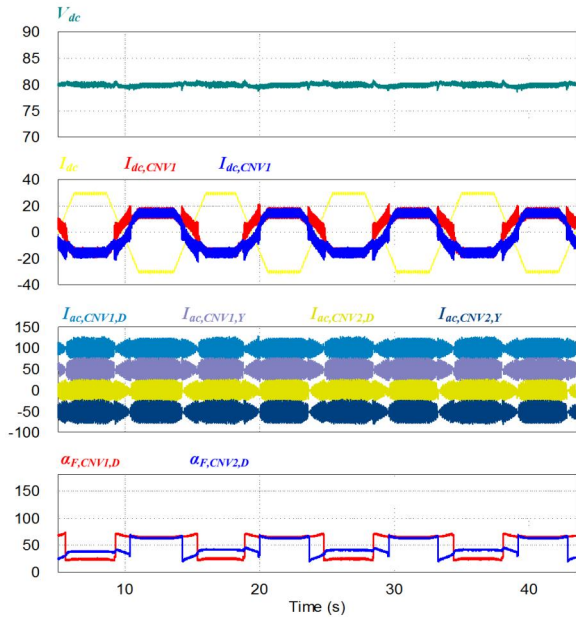


Fig. 8. Simulation waveform of conventional parallel operation using circulating current control without voltage sensor error.

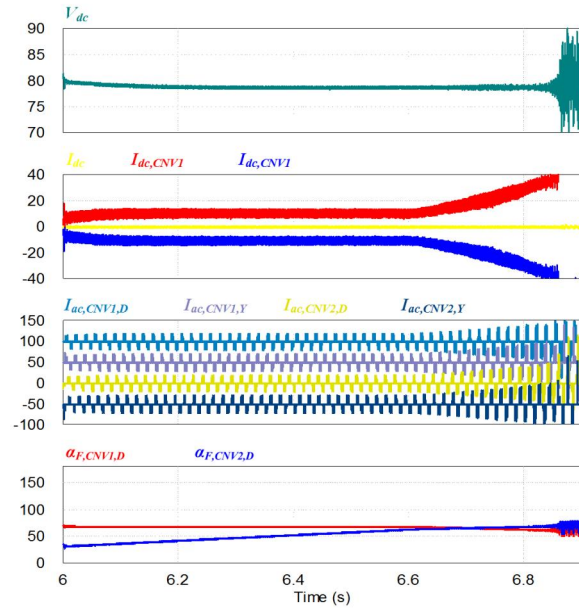
기와 제어주기는 동기화하여 10kHz로 선정하였으며 $V_{dc,CNVn}$ 과 $I_{dc,CNVn}$ 는 12펄스 듀얼 컨버터가 가지는 기본 고조파를 고려하여 360Hz의 디지털 필터를 적용하였다. D형 컨버터와 Y형 컨버터의 출력 전류 측정은 $CNVn$ 의 2차측 교류 입력전류 $I_{ac,CNVn,sec}$ 을 통해서 측정되므로 차 전류 PI 제어기 적용될 때 교류 파형을 직류화 시키기 위해서 디지털 필터는 2Hz로 선정하였다.

4.1 기존 병렬 운전 제어 시뮬레이션

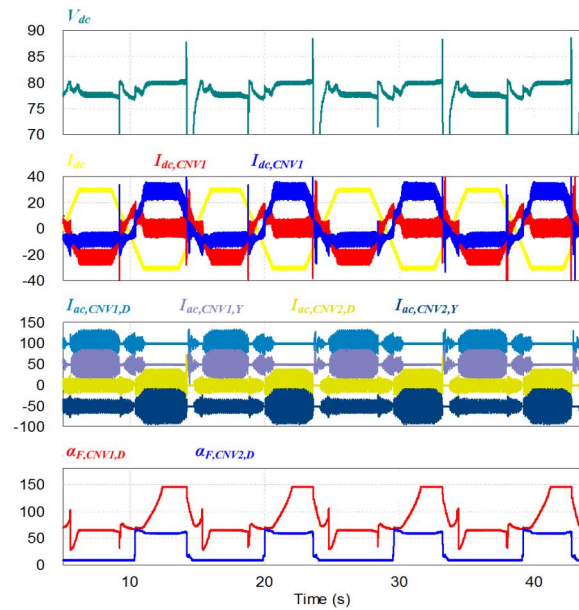
그림 8은 이상적인 조건에서의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. $CNV1$ 과 $CNV2$ 간의 전압센서 오차가 없는 경우에서의 순환전류를 이용한 병렬 운전 제어이다. 영 전류 불연속 구간이 존재하지 않으면서 V_{dc} 는 기준값 80V에서 안정적이며 $\alpha_{F,CNVn,D}$ 와 $\alpha_{R,CNVn,D}$ 가 순차적 모드 전환에 맞춰서 안정적으로 변환됨을 확인할 수 있다.

그림 9는 $CNV1$ 과 $CNV2$ 간의 전압 센서의 오차가 있는 경우의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 기 수행된 축소 모델의 실험 측정을 통해서 전압센서 오차를 고려하여 두 컨버터간의 오차를 3%로 선정하였다.

그림 9 (a)는 V_{dc} 가 기준값 80V 도달한 후에 부하가 없는 상태에서 순환전류를 이용한 병렬운전이 동작하고 대기하는 상태의 조건이다. V_{dc} 가 80V를 유지 시키지 못하여 $\alpha_{R,CNVn,D}$ 가 정상상태에 도달하지 못하고 발산하게 되어 순환전류도 발산하게 된다. 그림 9 (b)는 부하가 있는 경우의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. $CNV2$ 의 PI 전압 제어기의 출력값 $V_{dc,out,CNV2}$ 가 오차로 인해 점호각이 발산하게 된다. 그로 인해서 순환전류 모드 전환 구간에 V_{dc} 는 큰 오버슈트와 언더슈트가 발생하며 최대



(a)



(b)

Fig. 9. Simulation waveform of conventional parallel operation using circulating current control with voltage sensor error. (a) No load condition (b) Load condition

부하전류 $\pm 30A$ 에서 $CNV1$ 과 $CNV2$ 간의 불균형 전류가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

4.2 제안된 병렬 운전 제어 시뮬레이션

그림 10은 각 컨버터의 전압센서 오차가 존재하는 경우에 제안된 병렬 운전 보상 기법을 적용하였을 때의 파형을 나타낸다. 기존 병렬 운전에서 발생하는 V_{dc} 의 오버슈트와 언더슈트가 제거되었으며 기존 병렬 운전

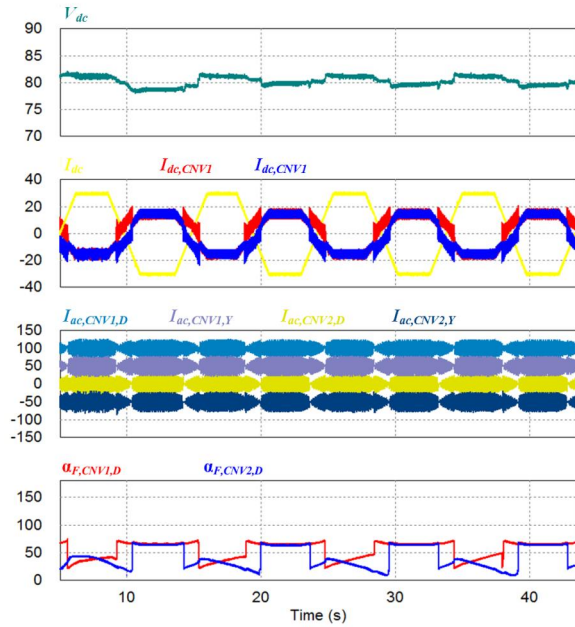


Fig. 10. Simulation waveform of proposed parallel operation using circulating current control with voltage sensor error.

제어에서의 컨버터간의 불균형 전류는 불균형 병렬운전 보상기를 적용하여 V_{dc} 의 변화를 통해서 개선됨을 확인할 수 있다.

5. 실험

제안하는 알고리즘을 검증하기 위하여 그림 11과 같이 10kW 축소형 사이리스터 듀얼 컨버터를 이용하여 실험을 수행하였다. CNV1과 CNV2를 병렬로 연결하여 병렬 연결된 사이리스터 듀얼컨버터 시스템을 구성하였다. 부하는 별도의 사이리스터 듀얼 컨버터를 추가하여 전류원 컨버터로 동작시켰다. 부하 전류의 기울기는 실제 전차선에서 발생하는 전류의 최대 기울기 500A/s를 1/20배 축소시킨 25A/s로 설정하였다. 각 컨버터는 개별적인 컴퓨터로 실시간 제어를 통해 수행하였다.

그림 12는 불균형 운전 보상기가 없는 경우의 기존 병렬 운전의 실험 파형을 나타낸다. 그림 12 (a)는 V_{dc} 가 기준값 80V 도달한 후에 무 부하 상태에서 순환전류를 이용한 병렬운전이 동작하고 대기하는 상태의 조건이다. 순환전류 제어가 시작된 후 약 7.5초부터 전압 PI 제어기의 오차값으로 인해 순환전류가 발산하게 된다.

그림 12 (b)는 부하가 있는 경우의 실험 파형을 나타낸다. V_{dc} 에서 순환전류 모드 변환할 때 큰 오버슈트와 언더슈트가 발생하며 최대 부하전류 $\pm 30A$ 에서 CNV1과 CNV2간의 전류 불균형이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

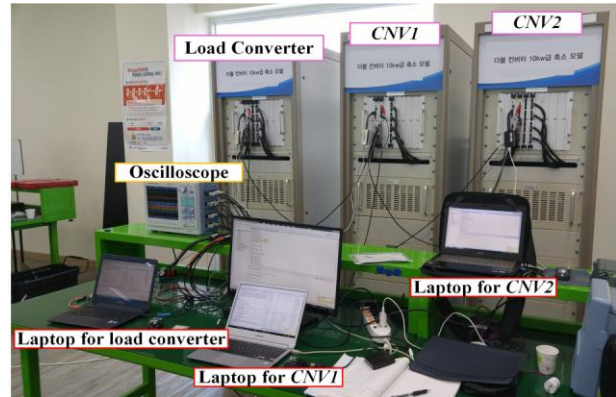
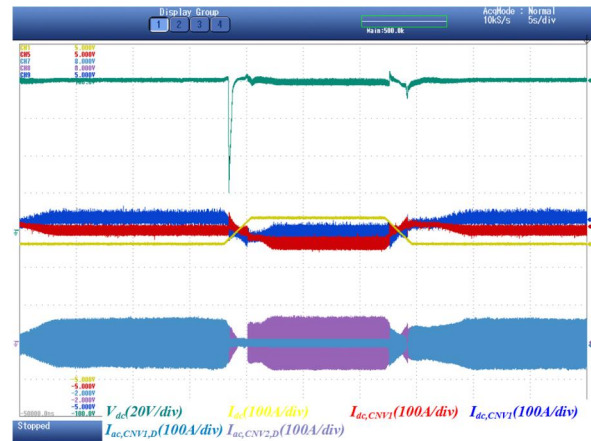


Fig. 11. Experimental setup of parallel connected thyristor dual converters with load converter.



(a)



(b)

Fig. 12. Experimental waveform of conventional parallel operation without unbalance parallel operation compensator. (a)No load condition (b) Load condition

그림 13은 불균형 병렬 운전 보상기를 적용한 제안된 병렬 운전의 실험파형을 나타낸다. 그림 13 (a)는 V_{dc} 가 기준값 80V 도달한 후에 무 부하 상태에서 순환전류를 이용한 병렬운전이 동작하고 대기하는 상태의 조건이

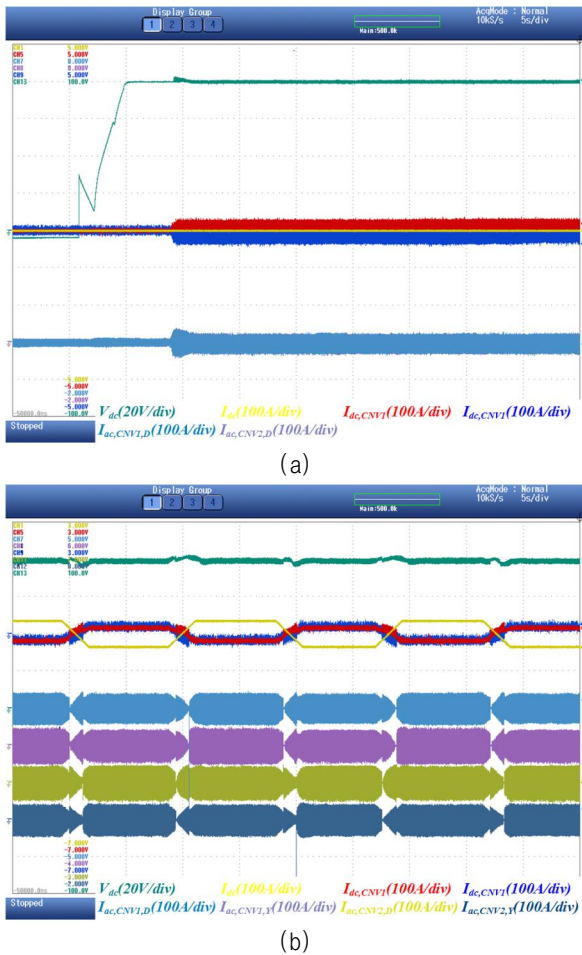


Fig. 13. Experimental waveform of proposed parallel operation control with unbalance parallel operation compensator. (a) No load condition (b) Load condition

다. 순환전류 제어가 시작된 후 기존 병렬 운전 제어에서 발생하는 전압 PI 제어기의 오차에 따른 CNV1과 CNV2의 순환 전류 발산을 병렬 운전 보상기를 통해서 방지됨을 확인할 수 있다. 그림 13 (b)는 부하가 있는 경우의 실험 파형을 나타낸다. 순환전류 모드변환할 때 기존 병렬 운전 제어에서 발생하는 V_{dc} 의 큰 오버슈트와 언더슈트가 없으며 최대 부하전류 $\pm 30A$ 에서 CNV1와 CNV2간의 균등한 전류가 제어됨을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 순환전류를 이용한 병렬 연결된 사이리스터 듀얼컨버터의 불균형 운전 보상 기법을 제안하였다. 제안한 방법은 각 컨버터의 전압 PI 제어기의 오차값에 따라 전압 PI 제어기의 기준값을 변화시켜 기존 병렬 운전 제어에서 발생하는 전압의 오버슈트와 언더슈트를 억제시키며 두 컨버터 간의 순환전류의 발산을 방지하고 하나의 컨버터에 부하 전류가 편중되는 현상

을 개선하였다. 제안된 제어 기법의 타당성은 시뮬레이션과 실험을 통해서 검증하였다.

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

References

- [1] S. H. Bae, "Domestic greenhouse gas reduction policy," *Journal of Energy Engineering*, Vol. 20, No 1, pp. 8-12, Mar. 2011.
- [2] S. W. Han, C. H. Lee, Y. W. Kim, and D. O. Moon, "Control algorithm of thyristor dual converter power system for railway power substations," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 6, pp. 573-579. Dec. 2015.
- [3] S. A. Kim, G. J. Han, S. W. Han, and Y. H. Cho, "Study on parallel operation control of dual converter for urban railway DC power substations," *The Korean Institute of Electrical Engineers summer conference*, pp. 999-1000, Jul. 2016.
- [4] Y. Jiang, J. Liu, W. Liu, W. Tian, M. Shahidepour, and M. Krishnamurthy, "Energy harvesting for the electrification of railway stations: Getting a charge from the regenerative braking of trains. A," *IEEE Electrification Mag.*, Vol. 2, pp. 39 - 48, Sep. 2014.
- [5] M. Hasan Ali, B. Wu, and R. A. Dougal, "An overview of SMES applications in power and energy systems," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, Vol. 1, pp. 38 - 47, Apr. 2010.
- [6] T. A. Aanstoos, J. P. Kajs, W. G. Brinkman, H. P. Liu, A. Ouroua, R. J. Hayes, C. Hearn, J. Sarjeant, and H. Gill, "High voltage stator for a flywheel energy storage system," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 37, pp. 242 - 247, Aug. 2001.
- [7] S. R. Gurumurthy, V. Agarwal, and A. Sharma, "Optimal energy harvesting from a high-speed brushless DC generator-based flywheel energy storage system," *IET Electr. Syst. Transp.*, Vol. 7, pp. 693 - 700, Nov. 2013.
- [8] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. L. Moigne, and P. Bartholomeus, "The ultracapacitor-based regenerative controlled electric drives with power-smoothing capability," *IEEE Trans. on Industrial Electr.*, Vol. 59, pp. 4511 - 4522, Jan. 2012.
- [9] D. U. Jang, C. H. Bae, S. K. Jung, M. S. Han, and Y. K. Kim, "Prediction of regenerative energy and examination of install location of regenerative inverter for DC railway system," *The Korean Society for Railway Fall Conference*, pp. 1499-1504, Nov. 2007.

- [10] C. S. Jang, S. A. Kim, S. W. Han, and Y. H. Cho, "A study on output characteristics according to initial firing angle of double converter," *The Korean Institute of Electrical Engineers summer conference*, pp. 978-979, Jul. 2015.
- [11] S. W. Han, S. A. Kim, Y. H. Cho, and G. S. Byun, "A studies for sequential mode change control algorithm of the parallel dual converter of using thyristor for supplying the urban railway DC power," *The transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 65, pp. 511-519, Mar. 2016.
- [12] C. Lee, H. Liu, K. Hwang, S. Lee, H. Park, C. Kim, J. S. Oh, J. H. Suh, and J. Choi, "A novel control for four-quadrant operation of ITER VS converter," *Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1657-1661, 2013.



김성안(金成安)

1986년 1월 18일생. 2011년 동아대 전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년 동 대학원 전기공학과 박사수료. 2015년~현재 동 대학교 전임연구원.



한성우(韓盛宇)

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



문동욱(文東沃)

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



김영우(金榮禹)

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



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.



조윤현(曹允鉉)

1961년 12월 25일생. 1984년 한양대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 박사 졸업(공박). 1995년~현재 동아대 교수.