

# 순환전류를 이용한 ITER Vertical Stabilization 컨버터의 출력 제어

鄭敎範<sup>\*</sup>, 池俊根<sup>†</sup>, 睦亨洙<sup>\*\*</sup>

## Output Control of ITER Vertical Stabilization Converter with Circulating Current Technique

Gyo-Bum Chung, Jun-Keun Ji, and Hyung-Soo Mok

### 요 약

ITER 핵융합 장치에 사용되는 Vertical Stabilization(VS) 컨버터는 4상한 운전 모드의 대용량 부하에 전력을 공급하기 위해서 4개의 직렬구조 12펄스 컨버터를 역병렬 연결하여 구성한다. 스위칭 소자로 싸이리스터를 사용하는 VS 컨버터는 정역 운전모드 변환과정에서 컨버터의 안전운전을 위해 Dead Time 구간을 필요로 하며, 이 과정에서 유도성 부하에 영(Zero)전류 불연속 구간이 발생하는 단점이 있다. VS 컨버터의 출력 전류제어에 순환전류를 이용할 경우에는 빠른 정역 운전모드 변환이 가능하며, 부하에 발생하는 영전류 불연속 구간을 제거할 수 있다. 본 논문은 ITER VS 컨버터에서 출력전류의 정역 운전을 위해 순환전류를 이용하는 부하 전류제어 알고리즘을 제안하고, PSIM 시뮬레이션을 통해 결과를 검증하였다.

### ABSTRACT

This paper investigates the operation of ITER(International Thermonuclear Experimental Reactor) Vertical Stabilization(VS) converter with circulating current. The VS converter has two subunits in parallel. The subunit is composed two back-to-back 12 pulse thyristor converter in series. The circulating current free technique can not always maintain the closed path for the load current because of a dead time zone of the converter operation at the region of the load current inversion. The complex circulation current technique for the load current inversion with VS converter can achieve the fast response and always maintain the closed path for the load current. The paper proposes the new circulating current algorithm for the load current inversion of ITER VS converter and proves the performance of the circulating current technique with PSIM simulation study.

**Key Words** : Vertical Stabilization Converter, ITER, Dual Converter, Circulating Current, Thyristor

## 1. 서 론

ITER 장치는 중수소(D)-삼중수소(T)를 연료로 하여 고온·고압의 플라즈마를 만들어, 열출력은 500 MW, 에너지 증폭률(Q)은 10 이상, 핵융합 연소 지속시간은 400초 이상을 유지할 수 있도록 설계된 토카막형 핵융합실험로이다.<sup>[1]</sup>

핵융합 반응을 일으키기 위해서는 플라즈마의 발생, 위치제어 및 구속을 위한 대전류 전원장치와 플라즈마를 1억도 이상으로 가열시키는데 필요한 고전압 전원을

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 순천향대 전기통신공학과 교수  
E-mail : jkji@sch.ac.kr

<sup>\*</sup>정회원, 홍익대 전자전기공학과 교수

<sup>\*\*</sup>정회원, 건국대 전기공학과 교수

접수일자 : 2009. 7. 1                      1차 심사 : 2009. 8. 13

심사완료 : 2009. 9. 11

장치가 필요하다. 핵융합장치 내부에 발생한 플라즈마를 조절하기 위해서, 토로이달 자장(Toroidal Field) 코일과 폴로이달 자장(Poloidal Field) 코일을 이용한다. TF 코일에 자장을 발생하기 위해서는 직류전원장치가 필요하고, PF 코일에 자장을 발생하기 위해서는 정밀한 대전류전원장치가 필요하며, 토카막 장치내의 플라즈마의 수직위치를 정밀하게 제어하기 위해서 상대적으로 빠른 응답특성을 갖는 Vertical Stabilization(VS) 컨버터를 필요로 한다.<sup>[2]</sup>

VS 컨버터는 자연전류방식의 싸이리스터를 이용한 듀얼 컨버터 토폴로지와 같으며, 부하전류의 급격한 정역운전을 수행할 필요가 있다. 이 과정에서 컨버터의 안전동작을 위해서 Dead Time 영역이 필요하며, 부하전류에는 영전류 교차점에서 불연속 구간이 존재한다. 그리고, 위상각 제어방식에 의한 자연전류방식 싸이리스터 컨버터의 출력제어는, 고정밀 및 초고속의 응답특성을 만족하지 못할 경우가 있다.<sup>[3]</sup>

대용량 듀얼 컨버터의 응답특성을 최적제어 설계를 통해서 개선하려는 연구가 수행되어졌다. 직류전동기 구동을 위한 싸이리스터 듀얼컨버터의 출력전류 정역운전에서 전류제어 성능을 개선하기 위해 DSP를 사용하여 싸이리스터 점호각의 실시간 계산을 수행한 예측전류제어 방식이 연구되었다.<sup>[4-6]</sup> 싸이리스터의 점호각 계산은 시스템 파라미터 영향을 받으며 수치해석 방법으로 해를 구한다.<sup>[7]</sup> 시스템 파라미터를 실시간 보정하고 싸이리스터 점호각 계산을 빠르게 수행하여, 예측전류제어의 성능 개선을 위한 연구도 보고되었다.<sup>[8]</sup>

핵융합을 위한 토카막장치의 초전도 코일부하를 위한 초대형급(20kA) 12펄스 싸이리스터 듀얼 컨버터의 정역전환과정에서 초기응답특성 개선 및 상간리액터의 전류불평형 제거 연구가 수행되었다. 이들 연구결과는 영전류 교차점에서 Dead Time 영역이 존재한다.<sup>[9-10]</sup>

또한 대용량 듀얼 컨버터의 정역운전 전환과정에 순환전류를 이용하여 Dead Time 영역없이 운전 특성을 개선하고자 하는 연구가 시도되고 있다. 최근 ITER VS 컨버터 및 EAST PF 컨버터의 성능개선을 위해서 순환전류를 이용한 부하전류 정역운전의 구현에 대한 알고리즘이 연구되었으며, 영전류 교차구간에서 순환전류의 크기를 제어한다.<sup>[2,11]</sup>

본 논문은 부하전류의 정역 교차구간에 순환전류를 이용하고, 순환전류 발생구간에서 리플의 크기가 큰 직류 리액터(DCL)의 전류 대신, 리플의 크기가 작은 부하전류를 직접 제어하는 방식을 채택하여, VS 컨버터에 연결된 코일부하의 영전류 교차점을 부하전류 지

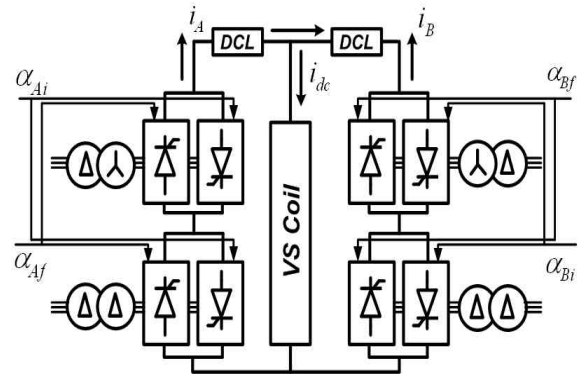


그림 1 VS 컨버터 시스템 구성도  
Fig. 1 VS Converter System Diagram

령치와 지연없이 일치시키는 연구를 수행하였으며, PSIM 시뮬레이션으로 그 결과를 검증하였다.

## 2. Vertical Stabilization Converter

### 2.1 Topology

그림 1은 VS 컨버터의 시스템 구성도이다. 스위칭 소자는 싸이리스터를 이용하며, 구조적으로 동일한 컨버터 A 및 B를 병렬연결 하여 구성한다. 컨버터 A는 교류전원과 Δ-Y 및 Δ-Δ의 결선으로 연결된 삼상 6펄스 컨버터 2대를 직렬로 연결한 12펄스 컨버터 Af와 Ai를 역병렬로 연결하여 구성한다. 컨버터 Af는 정(+) 방향 부하전류를 공급하고, 컨버터 Ai는 역(-)방향 부하전류를 공급한다. 컨버터 A와 동일한 구조인 컨버터 B는 컨버터 Bf와 Bi로 구성되어 있다. 컨버터 A와 컨버터 B는 각각 독립적으로 4상한 전영역에서 운전이 가능하다. 그림 1의 직류 리액터(DCL) 2개로 구성된 상간리액터는 순환전류를 이용한 정역운전을 구현하기 위해서 반드시 필요하다. 순환전류 크기는 DCL 인덕턴스 및 싸이리스터 점호각 α에 의해서 결정된다.<sup>[12]</sup> 큰 값의 DCL을 채택할 경우 컨버터 A 및 B의 스위칭 동작을 안정화시킬 수 있으나, 부하에 공급되는 에너지를 감소시키므로 부하 리액터 크기의 10% 정도로 설계한다.

### 2.2 동작원리

VS 컨버터는 싸이리스터 점호각의 위상을 조절하는 방식으로 출력전압의 크기를 제어한다. VS 컨버터의 평균 출력전압  $V_{dc}$ 는 2대의 3상 6펄스 컨버터의 평균 출력전압의 단순합이며 식 (1) 과 같다.<sup>[12]</sup>

$$V_{dc} = \frac{6\sqrt{3} V_p}{\pi} \cos \alpha \quad (1)$$

식 (1)에서  $V_p$ 는 상전압 최대치이며, 출력 직류전압의 순시치는 12차 고조파 성분을 포함한다.

그림 1의 초전도 VS코일은 저항성분을 무시할 수 있는 유도성 부하이고 인덕터  $L_{dc}$ 로 모델링된다. DCL은 VS코일과 비교했을 때 작은 값이므로, VS 컨버터의 직류부하는 VS코일로 간단하게 모델링할 수 있다. 부하전류  $I_{dc}$ 는 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = V_{dc} \quad (2)$$

VS 컨버터는 전류가 상승/감소하는 구간에서 코일 부하에 평균치가 영이 아닌 직류전압을 인가하고, 나머지 구간에서는 부하전류가 흐를 수 있는 통로를 제공한다.

그림 1에서 부하전류  $I_{dc}$ 가 정(+)방향일 때는 컨버터 Af, Bf가 동작하고, 역방향일 때는 컨버터 Ai, Bi가 동작한다. 부하전류  $I_{dc}$ 의 정역전환을 위해서 컨버터는 4상한 전영역에서 동작해야 하며, 전류(Commutation) 실패와 같은 운전고장이 발생해서는 안된다. 일반적으로 부하전류의 정역전환 과정에서 싸이리스터 컨버터의 안전운전을 위해 현재 도통중인 정방향 컨버터의 출력전류가 영전류임을 확인한 후에, 역방향 컨버터의 싸이리스터를 점호한다. 따라서, 정역전환 과정에서 Dead Time 영역이 발생한다.<sup>[3]</sup>

### 2.3 순환전류

ITER VS 컨버터는 플라즈마 발생과 안정성 조절을 위해 부하전류의 급격한 정(+)/역(-) 방향 전환의 성능을 필요로 하며, 병렬운전하는 PF컨버터의 부하전류가 항상 흐를 수 있는 통로를 제공해야 한다. 따라서 VS 컨버터의 정역운전을 위해서 Dead Time 방식 대신 순환전류 방식을 이용하여 부하전류의 급격한 정역전환을 시도하는 연구가 수행되어 왔다.<sup>[2]</sup>

부하를 사이에 두고 병렬운전을 하는 컨버터 A와 B가 부하전류를 균등하게 분담하지 않을 경우, 차전류  $I_c$ 가 발생한다. 컨버터 출력전류  $i_A$ 와  $i_B$ , 부하전류  $i_{dc}$  및 차전류  $i_c$ 의 관계는 식 (3),(4),(5) 및 그림 2와 같다.  $i_{dc,s}$ 는 컨버터 A와 B 사이에 차전류가 발생하는 부하전류 최대값이고,  $i_{dc,o}$ 는 순환전류가 발생하는 부하전류 최대값이다.

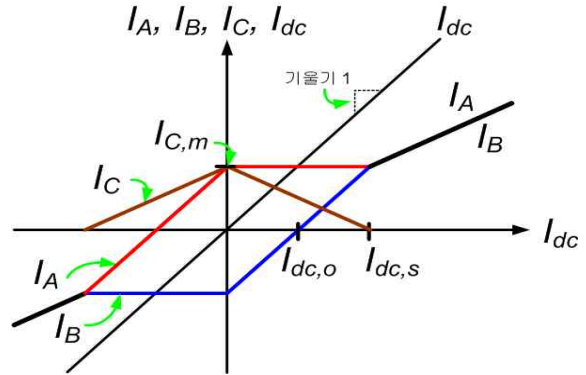


그림 2 부하전류, 컨버터 출력전류 및 차(순환)전류  
Fig. 2 Load Current, Converter Output Currents and Circulation Current

$$i_{dc} = i_A + i_B \quad (3)$$

$$i_c = \frac{i_A - i_B}{2} \quad (4)$$

$$i_A = \frac{i_{dc}}{2} + i_c \quad (5)$$

컨버터 출력전류  $i_A$ 와  $i_B$ 의 극성이 다른 경우, 차전류  $i_c$ 는 순환전류와 같고, 부하전류  $i_{dc}$ 가 0[A]인 동작점에서 순환전류  $i_c$ 는 최대값  $I_{c,m}$ 을 갖는다. 컨버터 출력전류  $i_A$ 와  $i_B$ 의 크기가 같고 극성이 다르다면, 부하전류  $i_{dc}$ 는 영전류가 된다. 따라서 VS 컨버터는 부하전류 영점 교차시점에 컨버터의 운전을 중지하는 Dead Time 영역없이 정역전환 동작의 구현이 가능하다.

순환전류는 상전압 최대치  $V_p$ , DCL 2개로 구성된 상간리액터  $L_r$ , 점호각  $\alpha$ 의 영향을 받으며, 식(6)과 같다.<sup>[12]</sup>

$$i_c = \frac{3V_p}{\omega L_r} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (6)$$

여기서,  $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \frac{\pi}{3}$

## 3. 순환전류 구간을 이용한 출력전류 제어

### 3.1 순환전류 구간을 포함한 운전모드

4대의 3상 전파 12펄스 제어정류기 Af, Ai, Bf, Bi로 구성된 VS 컨버터에서 각각의 컨버터에 의해 공급되는 전류의 합은 부하전류 지령치와 같도록 제어된다. 순환전류를 이용하는 VS 컨버터는 부하전류의 조

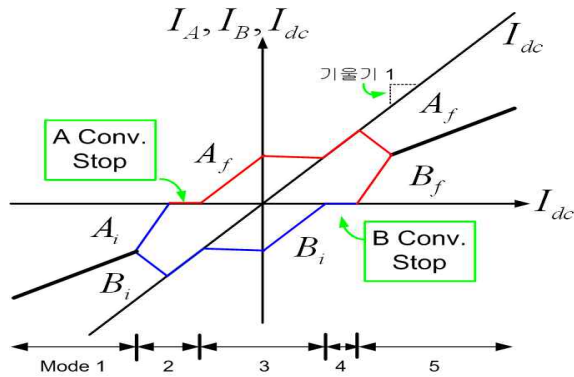


그림 3 VS 컨버터의 운전모드, 출력전류 및 부하전류  
Fig. 3 VS Converter Operation Modes, Converter Output Currents and Load Current

건에 의해 결정되는 5개의 운전모드가 존재하며, 각 컨버터의 출력전류와의 관계는 그림 3과 같다.

**Mode 1** 컨버터  $A_i$  및 컨버터  $B_i$ 는 음(-)방향으로 흐르는 부하전류를 균등분배하여 공급한다. 위상각은 식(1)과  $\alpha_{A_i} = \alpha_{B_i} = \alpha$ 의 관계를 만족한다.

**Mode 2** 정역전환을 위해서 부하전류의 크기가 작아지면, 컨버터  $A_i$ 는 동작을 중단하고, 컨버터  $B_i$ 가 단독으로 음(-)방향으로 흐르는 부하전류를 공급한다. 위상각은 식(1)과  $\alpha_{B_i} = \alpha$ 의 관계를 만족한다. 본 논문에서는 *mode 2*를 시작하는 부하전류의 크기는 정격전류의 20%로 설정하였다.

**Mode 3** 순환전류를 이용한 정역전환을 위해 컨버터  $A_f$  및 컨버터  $B_f$ 가 동시에 운전을 하여 부하전류를 공급한다. *mode 3*에서 VS 컨버터의 동작은 일반적으로 알려진 듀얼 컨버터의 동작과 같으며, 컨버터의 위상각  $\alpha_{A_f}$ 와  $\alpha_{B_f}$ 의 관계는 식 (7) 및 (8)과 같다.

$$\alpha_{B_f} = \alpha \tag{7}$$

$$\alpha_{A_f} = 180^\circ - \alpha_{B_f} \tag{8}$$

순환전류 구간에서는 DCL전류 리플의 크기가 매우 커지게 되어 컨버터의 정상 동작에 영향을 줄 수가 있으므로, 정역전환 구간(*mode 3*)의 크기를 가능한 작게 하여, 컨버터 순환전류의 크기를 작게 할 필요가 있다. 본 논문에서는 *mode 3*을 시작하는 부하전류의 크기를 정격전류의 10%로 설정하였다.

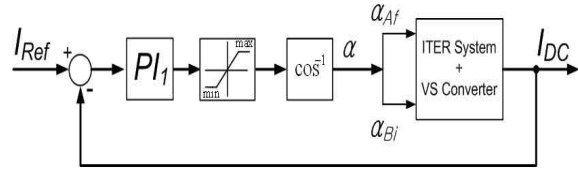


그림 4 Mode 2,3 & 4 에서 부하전류 제어기  
Fig. 4 Load Current Controller for Mode 2,3 & 4

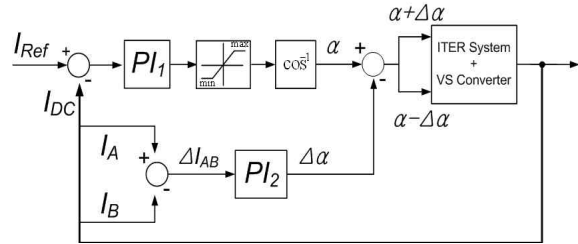


그림 5 Mode 1 & 5에서 부하전류 제어기  
Fig. 5 Load Current Controller for Mode 1 & 5

**Mode 4** 컨버터  $B_i$ 는 동작을 중단하고, 컨버터  $A_f$ 가 단독으로 양(+)방향으로 흐르는 부하전류를 공급한다. 위상각은 식(1)과  $\alpha_{A_f} = \alpha$ 의 관계를 만족한다.

**Mode 5** 부하전류의 크기가 커지면서, 컨버터  $A_f$ 와 컨버터  $B_f$ 는 동시에 양(+)방향으로 흐르는 부하전류를 균등 분배하여 공급한다.

또한 VS 컨버터에서 부하전류 상승구간의 5개 운전모드와 부하전류 하강구간에서 존재하는 5개 운전모드는 대칭이다.

### 3.2 부하전류 제어를 위한 PI 제어

VS 컨버터를 구성하는 12펄스 싸이리스터 컨버터의 부하전류를 제어하는 전압은 위상제어 방식을 사용한다. 그림 4는 ITER VS 컨버터 시스템의 전류지령치와 출력전류의 오차를 제거하기 위해 사용된 PI 전류 제어기로 *mode 2*, *mode 3* 및 *mode 4*에서 사용한다.

ITER VS 컨버터 시스템은 부하용량이 증가하면, 컨버터 A와 B의 병렬운전을 한다. 식 (3)의 부하전류  $I_{dc}$ 가 전류지령치를 잘 추종하는 경우에도, 컨버터 A와 B의 출력전류의 크기가 다를 가능성이 있다. 이 경우에는 DCL 포화 문제가 발생할 수 있으므로, 컨버터 A와 B의 균등한 평균 출력전류 분담( $I_A = I_B$ )을 위해서 그림 5와 같은 차전류 제어기를 *mode 1*과 *mode 5*에서 사용한다.<sup>[9]</sup>

### 4. PSIM Simulation

ITER VS 컨버터의 운전특성 파악 및 순환전류를 이용한 부하전류의 급격한 정역운전모드 변환에 대한 성능 검증을 위해서 PSIM 프로그램을 이용한 시뮬레이터를 구성하였다. 표 1은 ITER 설계 지침서로부터 사용한 VS 컨버터의 데이터이다.<sup>[13]</sup>

표 1 ITER VS 컨버터 시스템 데이터  
Table 1 ITER VS Converter System Data

1차측 선간전압 (rms)	66kV	주파수	50Hz
2차측 선간전압 (rms)	2962 V	$L_m$	1H
$\Delta$ -Y 변압기 권선비	약 77	$\Delta$ - $\Delta$ 변압기 권선비	약 45
변압기 1차측 누설 인덕턴스	22.65mH	변압기 1차측 누설 저항	1.78 $\Omega$
상간리액터 $L_L$	176uH	상간리액터 $R_L$	210u $\Omega$
부하 $L_{DC}$	0.2321H	부하 $R_{DC}$	0

PSIM 시뮬레이션의 조건은 다음과 같다.

- 1) t=0에 VS 컨버터 모든 싸이리스터는 개방상태이다.
- 2) 적분기를 포함한 모든 제어기는 초기화되어 있다.
- 3) 싸이리스터 및 사용한 모든 수동 소자는 이상적인 특성으로 모델링 되어있다.
- 4) 변압기는 시뮬레이션을 원활히 하기 위해서 가능한 이상적인 특성으로 모델링 하였다.
- 5) PI 전류제어기는  $K_p=0.01$ ,  $K_i=0.01/0.0016$ 이다.
- 6) 시뮬레이션의 Time Step은 5us이다.

ITER VS 컨버터 시스템을 이용해 부하에 공급하는 전류의 지령치  $I_{ref}$ 는 26.7kA/s의 전류변화 조건에 따라서 표 2와 같이 설정하였다.

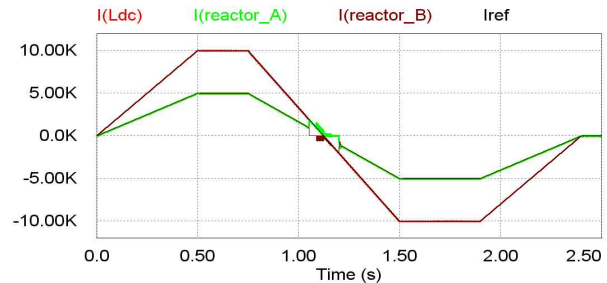
표 2 부하전류  $I_{ref}$  지령치

Table 2 Values required for the Load Current

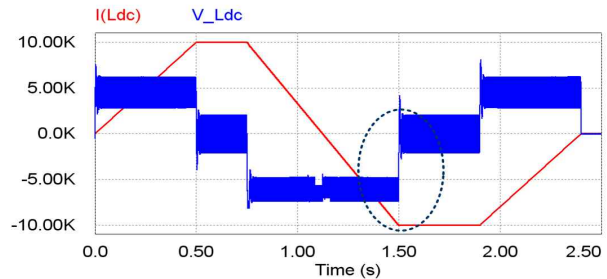
시간[Sec]	0	0.5	0.75	1.5	1.9	2.4	2.5
전류[A]	0	10k	10k	-10k	-10k	0	정지

그림 6(a)는 VS 컨버터의 부하전류 및 상간리액터(DCL) 전류파형이다. 제안한 전류제어기에 의해 부하전류가 전류지령치를 추종하고, 컨버터 A 및 B는 부하전류를 균등 분배하여 공급함을 보인다. 또한 영전류 교차점 근처에서 순환전류 구간을 확인할 수 있다.

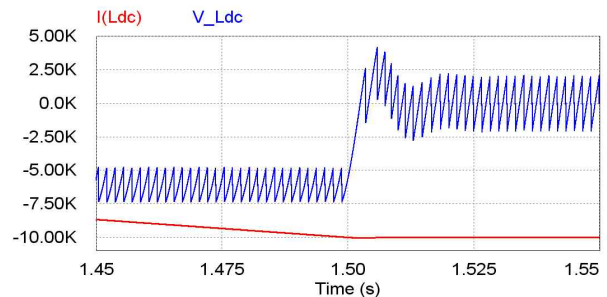
그림 6(b)는 부하 전압 및 전류이다. 전류 상승구간에서는 양(+)전압, 전류 일정구간에서는 영전압, 전류



(a)



(b)



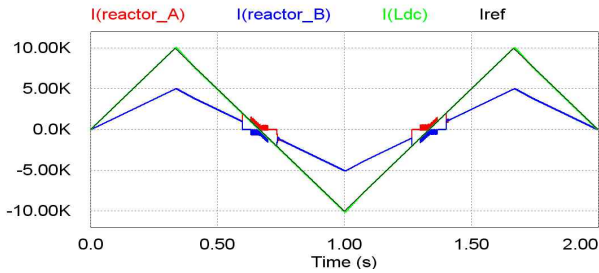
(c)

그림 6 VS 컨버터의 출력파형 (a) 부하전류 지령치 및 부하전류, 상간리액터 전류 (b) 부하전류 및 부하전압 (c) 부하전류 및 부하전압의 확대파형

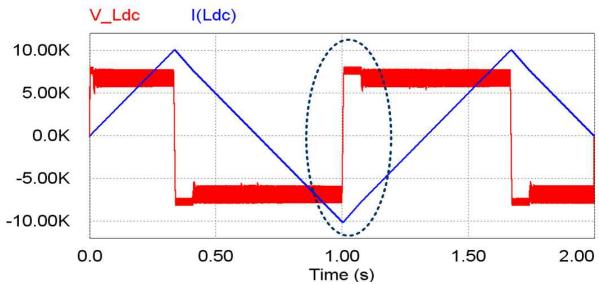
Fig. 6 VS Converter Outputs (a) Load Current Command, Load Current, DCL Currents (b) Load Current and Load Voltage (c) Enlarged waveforms for Load voltage and current

하강구간에서는 음(-)전압이 인가되고 유도성 부하의 특징을 확인할 수 있다. 그림 6(c)는 6(b)의 점선 부분을 확대한 파형이다. 출력전압으로부터 50Hz 12펄스 컨버터 동작을 확인할 수 있다.

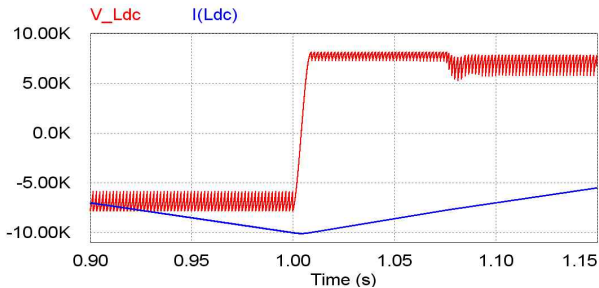
그림 7은 설계한 제어기 성능을 검증하기 위해서 Ramping 시험을 수행한 결과이다. Ramping 전류지령치  $I_{ref}$ 는 크기  $\pm 10kA$ , 주파수 0.75[Hz]이다. 그림 7(a)는 제안한 전류제어기에 의해 부하전류가  $\pm 26.7kA/s$ 의 급격한 상승/하강 전류지령치를 추종하는 것을 보인다.



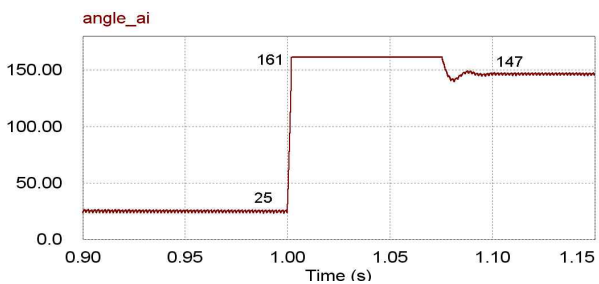
(a)



(b)



(c)

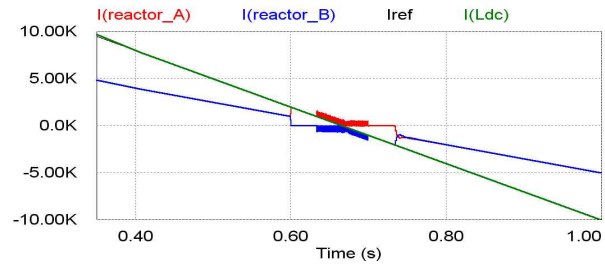


(d)

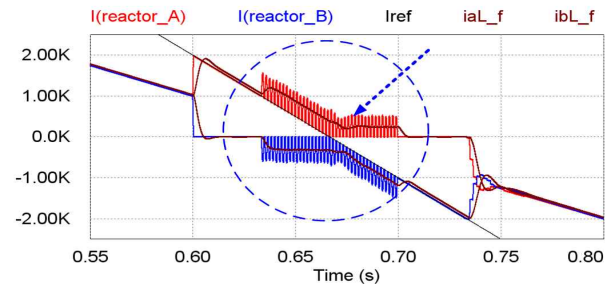
그림 7 Ramping 시험 결과 파형 (a) 부하전류 지령치, 부하전류 및 상간 리액터 전류. (b) 부하전류 및 부하전압 (c) 부하전류 및 부하전압의 확대파형 (d) 사이리스터 점호각

Fig. 7 Ramping Test Results (a) Load Current Command, Load Current, DCL Currents (b) Load Current and Load Voltage (c) Enlarged waveforms for Load voltage and current (d) Thyristor Gating Angle

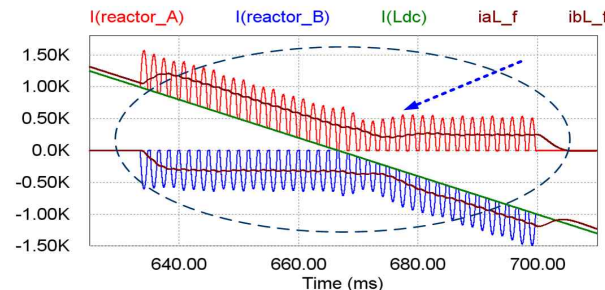
그림 7(b)는 부하전류 및 부하전압이다. 부하전류의 하강구간 및 상승구간에서의 부하전압의 급격한 변화를 확인할 수 있다. 그림 7(c)는 7(b)의 점선부분을 확대한 파형이며, 그림 7(d)는 컨버터 A<sub>i</sub>의 점호각  $a_{Ai}$ 의 파형이다. 부하전류가 하강구간에서 상승구간으로 급격히 변화하면서 점호각과 출력전압의 변화가 8[ms] 이내에 이루어짐을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

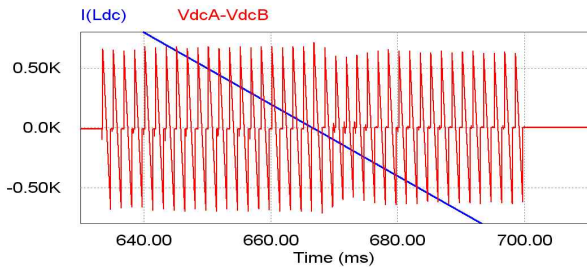
그림 8 하강구간에서 전류파형 (a) 전류 지령치, 부하전류, 상간리액터 전류. (b) 정역변환 시점에서 부하전류 지령치, 부하전류, 상간리액터 전류순시치와 필터를 통해 측정된 값. (c) (b)의 확대 파형

Fig. 8 Current in decreasing region. (a) Load Current Command, Load Current, DCL Currents (b) Load Current Command, Load Current, DCL Currents & Filtered DCL Currents at the inversion region (c) Enlarged waveforms of (b)

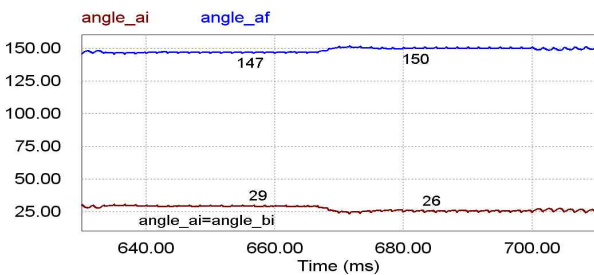


그림 8(a)는 7(a)에서 부하전류가  $-26.7\text{kA/s}$  기울기로 하강하는 구간을 확대한 파형이다. 순환전류 구간을 포함한 5개의 운전모드를 확인할 수 있으며, 컨버터 A, B와 연결된 리액터전류는 부하전류가 균등분배되어 공급됨을 보인다.

그림 8(b)는 8(a)의 부하전류 극성이 바뀌는 구간(정역 전환)인 *mode 3*을 확대한 파형이다. 리액터 A 및 B를 흐르는 순시 부하전류  $I_{Af}$  및  $I_{Bf}$ 와 필터를 통해 관측된 파형을 보이며 순환전류 구간을 확인할 수 있다. 컨버터 Af, Bf가 부하전류를 공급하다가, 부하전류 크기가  $2\text{kA}$ 인 시점에서 컨버터 Bf는 동작을 멈추고 Af가 단독운전하고, 부하전류 크기가  $1\text{kA}$ 인 시점부터 컨버터 Af와 Bf가 듀얼 컨버터로 동작하는 순환전류 구간을 관찰할 수 있다. 부하전류가  $-1\text{kA}$  이하로 하강하면 컨버터 Bf가 단독운전하고,  $-2\text{kA}$ 이하로 하강하면 컨버터 Ai 및 Bi가 부하전류를 균등 분배하여 공급함을 확인할 수 있다. 그림 8(c)는 8(b)에서 *mode 3* 정역시점을 관찰하기 위해 확대한 결과파형이다. 정역 전환시점에 순환전류를 이용하는 VS 컨버터의 부하전류는 Dead Time에 의한 불연속 구간이 없으며 순환전류는 크기가 약  $500\text{A}$  정도인 리플이 있음을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 9 정역변환 시점에서의 파형 (a) 부하전류 및 상간리액터 전압 (b) 컨버터 Af 및 컨버터 Bi의 점호각  
Fig. 9 Outputs at the inversion region (a)Load Current & DCL Voltage (c) Thyristor Gating Angle

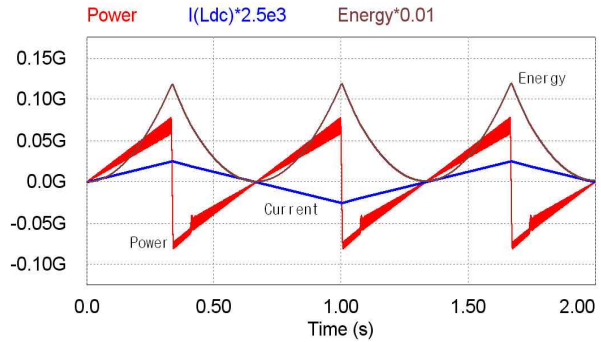


그림 10 VS 컨버터의 순시전력, 에너지 및 부하전류  
Fig. 10 Instantaneous Power, Energy & Load Current of VS converter

그림 9(a)는 부하전류 정역교차구간에서 DCL 양단 전압과 부하전류의 파형이고, 9(b)는 점호각 파형이다. 컨버터 A와 B사이의 DCL에 순환전류를 발생시키는 전압파형의 변화와 영전류 교차구간에서 점호각  $\alpha$ 가  $3[\text{deg}]$  변화함을 관찰할 수 있다.

그림 10은 VS 컨버터가 소모하는 순시전력, 에너지와 부하전류파형이다. 최대  $770\text{MW}$  전력이 코일 부하로 공급과 회생을 반복하면서 최대  $11.8\text{GJ}$ 의 에너지 변환이 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

## 5. 결 론

ITER VS 컨버터 운전특성 개선을 위해 부하전류의 급격하고 연속적인 정역 운전모드 변환과정에서 순환전류를 이용하는 알고리즘을 검토하였다. 순환전류 알고리즘을 구현하기 위해 부하전류 제어기를 설계하였으며, PSIM 시뮬레이션을 통해 성능을 검증하였다.

부하전류의 크기에 따라서 5개 운전모드를 정의하고, 각 모드별로 PI 제어기를 이용하여 부하전류를 제어하였다. 부하전류는 Dead Time 영역없이 지령치를 추종함을 관찰하였으며, 제한한 알고리즘 및 제어기를 이용한 Ramping 응답특성은 부하전류 하강구간뿐만 아니라 상승구간에서도 순환전류를 이용한 정역전환운전이 가능함을 보였다. VS 컨버터를 구성하는 4대의 12펄스 컨버터의 부하분담을 동일하게 하기 위해서 DCL에 흐르는 부하전류 차이를 보상하는 제어루프를 추가하였다.

본 논문에 제시하지 않았으나, 순환전류 운전모드에서 발생하는 순환전류 리플의 크기는 상간 리액터 및  $\Delta/Y, \Delta/\Delta$  변압기 파라미터에 의해서 결정되며, 컨버터의 정상적인 동작에 영향을 줄 수 있음을 시뮬레이션

에서 관찰하였다. VS 컨버터 시스템의 최적 설계를 위해서 향후 상간리액터 및 변압기 특성을 해석적으로 고려한 추가적인 연구가 필요하다.

### 참 고 문 헌

- [1] M. Shimada, et al., "Progress in the ITER Physics Basis, Chapter 1: Overview and summary", Nucl. Fusion 47, S1-S17, 2007.
- [2] E. Gaio et al., "The control system of the ITER vertical stabilization converter", Fusion Engineering and Design, 66-68 (2003) 719-725.
- [3] P.C. Sen, "Thyristor DC Drives", ISBN-0471060704, New York, John Wiley, 1981.
- [4] J. K. Ji, S. K. Sul, M. H. Park, K. T. Kim & K. H. Kim, "Rolling Mill DC Motor Drive System Using Predictive Current Controller", KIEE Trans., Vol. 42, No. 12, pp. 1387-1396, 1992, Dec.
- [5] Jun-Keun Ji Seung-Ki Sul, "Operation analysis and new current control of parallel connected dual converter system without interphase reactors", Proc. of IEEE IECON'99, pp. 235-240, 1999.
- [6] 지준근, "상간리액터 없는 병렬연결 듀얼컨버터 시스템의 동작해석과 새로운 전류제어", 대한전기학회논문지: 전기기기및에너지변환시스템부문B, Vol. 49, No.7, pp. 488-493, 2000. 7.
- [7] 정교범, "Vernier 모드 2-모듈 TCSC의 특성 해석을 위한 싸이리스터 점화각 계산", 전력전자학회 논문지, 제5권 제1호, pp. 54-62, 2000. 2.
- [8] SJ Jeong, SH Song, "Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, pp. 1820-1825, 2007, Sept.
- [9] 송승호, "대전류 코일 전원 공급장치를 위한 12펄스 듀얼 컨버터의 전류제어", 전력전자학회 논문지, 제7권 제4호, pp. 332-338, 2002. 8.
- [10] S.H. Song, "Current Control of 12-Pulse Regenerative Converter for High Current Magnetic Power Supply", Electric Power Components and Systems, Vol. 34, pp. 917-926, 2006.
- [11] Fu, P et al., "Design and test results for the PF power supply system of EAST", Fusion Science and Technology. Vol. 54, No. 4, pp. 1003-1009, 2008, Nov.
- [12] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics: Circuits, Devices and Applications", Pearson Education, 3<sup>rd</sup> ed., ISBN-10: 0131228153, 2003.
- [13] ITER DDD report N 41 DDD 16 01-07-06 R 0.3, 2001, July.

### 저 자 소 개



#### 정교범(鄭敎範)

1983년 서울대 전기공학과 졸업. 1985년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 Univ. of Florida(공박). 1992년~1993년 Virginia Tech(Post Doc.). 1993년~1995년 한국전기연구소 선임연구원. 1995년~현재 홍익대 전자전기공학과 교수. 현재 당 학회 편집이사.



#### 지준근(池俊根)

1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1994년~현재 순천향대 전기통신공학과 교수. 현재 당 학회 평의원 및 JPE 편집위원.



#### 목형수(睦亨洙)

1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1993년~1997년 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 1997년~현재 건국대 전기공학과 교수. 현재 당 학회 기획이사.