

대전류 코일 전원 공급장치를 위한 12펄스 듀얼 컨버터의 전류제어

宋丞鎬

Current Control of 12-pulse Dual Converter for High Current Coil Power Supply

Seung-Ho Song

요 약

토카막 장치의 초전도 코일에 사용되는 전원 공급장치는 초대형급(20kA) 직류 전원 공급기로서 빠른 전류제어 응답성과 매우 작은 정상상태 리플이 필수적이다. 특히 역전류 공급이 가능한 회생형 컨버터의 운전중 전류 방향이 바뀌는 순간에도 전류기준값을 잘 추종하는 것이 중요하다. 이러한 조건들을 만족시키기 위하여 입력측에 2중 출력(Δ , Y)를 갖는 변압기와 출력단에 상간변압기(interphase transformer, IPT)를 이용한 12펄스 싸이리스터 듀얼 컨버터를 설계, 제작하였다. 각 컨버터에서 출력되는 전류의 합이 부하전류 지령치를 따르도록 제어하는 동시에 차전류의 평균값이 영이 되도록 함으로써 각 컨버터의 부하 분담율을 일정하게 하여 상간 변압기의 포화를 방지한다. 대전류 코일 전류 공급장치의 양방향 전류 제어 성능을 높이기 위하여 위상각 검출 및 게이팅 지연각 구현을 디지털화하고 컨버터 전류방향 정역절환시 초기 응답특성을 개선하는 방법을 제안하였다. 또한 시뮬레이션과 일부 전류실험을 통해 제안된 제어기의 동작성능을 확인하였다.

ABSTRACT

High current coil power supply for superconductivity coil of tokamak requires fast dynamics performance of di/dt and smooth change over of current direction. To meet the specification high performance DSP-based controller is designed for 12-pulse thyristor dual converter with interphase transformer(IPT). Not only the total current of Y and Δ converter units but also the difference for those should be regulated fast and accurately. Proportional and integral controller is designed for current difference control and the controller output is compensated to Δ converter. The source voltage phase angle detection and gate pulse generation algorithm are implemented in software for higher reliability of current control. The current error is reduced by selection of appropriate initial gating angle during the transient of change over of current direction between thyristor converters.

Key words : coil power supply, current control, 12pulse thyristor dual converter, interphase transformer, smooth change over of forward/reverse current

*전북대학교 전자정보공학부 전임강사

E-mail : songsh@moak.chonbuk.ac.kr

접수일자 : 2002. 2.27

1차심사 요청일 : 2002. 2.28 2차심사 요청일 : 2002. 5.21

심사완료일 : 2002. 6.28

1. 서 론

핵융합 리액터(fusion reactor)의 연구를 위한 진보된 초전도 토카막(tokamak)장치는 플라즈마의 발생과 상시운전이라는 목표를 위하여 코일 전류의 정확한 제

어가 요구된다. 따라서 안정된 전류의 발생, 급격한 기울기의 전류기준값 운전등이 중요한 제어 목표이다. 토카막용 PF(Poloidal Field) 코일 시스템은 7종류의 코일 세트로 구성되어 있으며, 각각의 코일들은 플라즈마의 발생과 안정성 조절을 위해 양방향으로 시간에 따른 급격한 전류 변화를 필요로 한다. PF 코일 전원 공급기는 최대 20kA의 전류 정격을 가지며 운전 시나리오는 그림 1에 나타내었다. 그림 1에서 보듯이 PF 코일 전원공급기는 전류의 극성뿐만 아니라 정방향과 역방향으로 전류의 기울기 조절이 가능해야 하기 때문에 4상한 운전이 가능한 AC/DC 싸이리스터 듀얼 컨버터 구조가 가장 적합하다고 생각된다. 대용량 싸이리스터 컨버터의 정확한 전류제어를 위한 여러 가지 연구가 진행되어 왔다^[1~4]. 참고문헌 [1]에서는 전원전압의 정상분 뿐만 아니라 역상분까지를 고려하여 전원 왜곡에 강인한 위상각 검출 알고리즘을 개발하였으며, 이는 싸이리스터 컨버터의 위상각 지연 점호기능의 정확한 디지털 구현을 위해서도 사용될 수 있다. Perreault는 전류 리플을 억제하기 위한 12상 컨버터의 전류제어에서 상간 리액터의 불평형에 의한 차전류 크기를 억제하기 위한 방법에 관하여 제안하였다^[2]. 본 논문에서는 대전류 코일 전류 공급장치의 양방향 전류 제어 성능을 높이기 위하여 위상각 검출 및 게이팅 지연각 구현을 디지털화하고 합전류 뿐만 아니라 차전류 제어의 운전영역을 넓힌 12펄스 듀얼 컨버터용 전류제어기의 설계 및 구현에 관하여 서술한다.

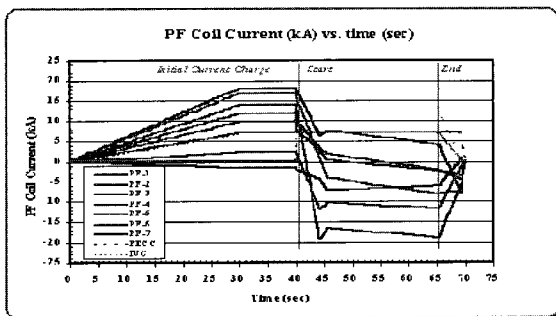


그림 1 PF 코일 전원공급기의 운전 형태
Fig. 1 Operation scenario for PF coil power supply

2. IPT를 사용한 12펄스 듀얼 컨버터

코일 전원공급기(Magnetic Power Supply: MPS) 사양은 다음의 표 1과 같고, 출력전류의 리플을 줄이기 위해서 12펄스 싸이리스터 컨버터 방식을 채택하였다.

표 1 MPS 정격 출력

Table 1 MPS output ratings

Power	20MW
Current	±20kA
Voltage	±1000V
Coil Inductance	72~337mH

그림 2에서는 컨버터 회로의 구성을 보여주고 있는데 양측 컨버터 출력전류를 부하로 전달하고, 또 출력전압의 리플 등에 의한 순시적인 전압차이를 완충하려는 목적으로 상간변압기를 사용하였다.

그림 3에서 보듯이 상간변압기는 감극성 구조로 감겨있으며 변압기 입력 전압 v_1 과 v_2 의 순시적인 리플 전압을 흡수해 주는 역할을 한다. 하지만 상간변압기의 입력 차전압 평균이 0이 되지 않고 계속적으로 증가하여 변압기가 포화된다면, 부하측으로 흐르는 전류는 두 컨버터 중 한쪽의 컨버터가 대부분을 전달하게 되어 정격을 초과하기 때문에 변압기의 입력 전압 또는 입력 전류의 평형을 유지하여 변압기가 포화되는 것을 방지하여야 한다.

그림 3의 (a)로부터 컨버터 출력 회로에서 부하로 흐르는 전류는 다음 식과 같다.

$$i_{total} = i_1 + i_2 \tag{1}$$

그리고, 그림 (b)의 등가회로에서 권선비 $N_1/N_2 = 1$ 인 경우 여자전류는 다음과 같다.

$$i_m = i_1 - i_2 \tag{2}$$

위의 식 (2)에서 두 전류의 차전류가 변압기의 여자전류임을 알 수 있고, 이 여자 전류에 포함된 DC 성분이 계속적으로 증가하면 변압기는 포화되므로 두 컨버터 전류의 균형을 위한 제어 시스템이 요구되어진다.

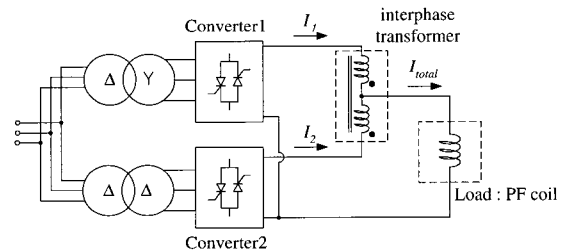


그림 2 코일 전원공급기를 위한 12펄스 양방향 컨버터와 상간변압기의 연결도

Fig. 2 12-pulse dual converter with IPT for coil power supply

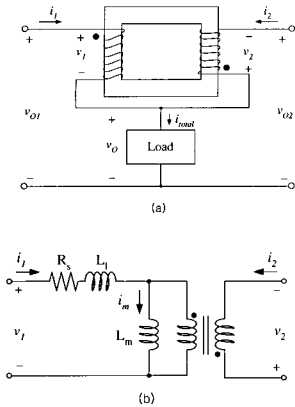


그림 3 (a) 컨버터 출력단과 상간변압기의 연결도
 (b) 상간변압기의 등가회로
 Fig. 3 (a) Converter output connection diagram and
 (b) Equivalent circuit of IPT

3. 부하전류와 차전류 제어를 위한 전류제어기

그림 4는 컨버터 전류가 연속 모드로 흐를 때, 12펄스 컨버터의 평균 전압 등가회로이고 그림에서 L_c 는 전원측 인덕턴스이다. 이 등가회로는 컨버터 2의 게이팅 신호와 컨버터 1의 게이팅 신호가 $\Delta\alpha$ 만큼 차이가 나는 이유로 두 컨버터의 평균 차전압이 발생되고, 이러한 차전압이 지속되면, 자화전류의 크기 또한 커지게 되고 결국 식 (2)에 의해서 두 컨버터의 출력전류의 차이 또한 커지게 된다. 이러한 자화전류의 크기가 계속 증가하여 일정값에 이르면 상간변압기는 포화에 이르게 된다. 따라서, 두 컨버터의 평균 출력전류에 차이가 발생하면 이 차전류를 억제하는 방향으로 컨버터의 출력전압제어에 의해 상간변압기의 포화를 방지할 수 있다.

점호각에 의존하는 컨버터의 출력 평균전압은 다음과 같다.

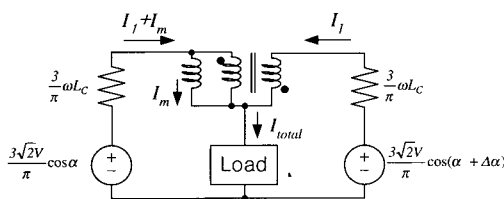


그림 4 12펄스 컨버터의 평균전압 모델
 Fig. 4 Averaged model for 12-pulse converter

$$V_{O1} = \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} \omega L_c I_1 \quad (3)$$

$$V_{O2} = \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos(\alpha + \Delta\alpha) - \frac{3}{\pi} \omega L_c I_2 \quad (4)$$

식 (3), (4)와 그림 3, 4의 전압관계로부터 두 컨버터의 평균 차전압은 다음과 같이 상간변압기의 평균입력 전압의 합으로 나타난다^[2].

$$\overline{v_1 + v_2} = \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi} [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \Delta\alpha)] - \frac{3}{\pi} \omega L_c (I_1 - I_2) \quad (5)$$

Taylor 전개를 통하여 상간변압기의 입력 평균전압과 $\Delta\alpha$ 와의 관계를 정리하여 보면, 식 (6)에서와 같이 $\Delta\alpha$ 와 입력 평균전압이 선형적인 관계로 나타난다.

$$\begin{aligned} \overline{v_1 + v_2} &= \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi} [2 \sin(\alpha + \frac{\Delta\alpha}{2}) \sin(\frac{\Delta\alpha}{2})] \\ &\quad - \frac{3}{\pi} \omega L_c (I_1 - I_2) \\ &= \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi} \sin(\alpha) \cdot \Delta\alpha - \frac{3}{\pi} \omega L_c \cdot I_m \end{aligned} \quad (6)$$

그리고, IPT의 저항과 누설 인덕턴스를 무시하면 변압기의 입력전류와 전압관계는 다음 식과 같다^[5].

$$\begin{aligned} \overline{v_1 + v_2} &= (Z_s + Z_m) (i_1 - i_2) \\ &\approx (2L_m) \frac{d}{dt} I_m \end{aligned}$$

where, $Z_s = R_s + (L_l + L_m) \frac{d}{dt}$
 : 변압기 자기임피던스 연산자 ($R_s=0, L_l=0$)
 $Z_m = L_m \frac{d}{dt}$
 : 변압기 상호임피던스 연산자

식 (7)의 관계로부터 전원측 임피던스값이 작을 경우, 두 컨버터 평균차전압과 변압기 평균자화전류의 변화율과의 관계는 주로 자화 인덕턴스값에 의존함을 알 수 있다. 이제 (6), (7)로부터 자화전류와 $\Delta\alpha$ 사이의 관계는 다음 식 (8)과 같이 1차식으로 주어진다.

$$(2L_m) \frac{d}{dt} I_m + \frac{3}{\pi} \omega L_c \cdot I_m \approx \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi} \sin(\alpha) \cdot \Delta\alpha \quad (8)$$

식 (2)와 식 (8)로부터 $\Delta\alpha$ 에 인하여 발생된 두 컨버터 평균전류들의 차이가 발생할 경우 $\Delta\alpha$ 에 β 를 더하여 평균 자화전류가 0이 되도록 할 수 있다.^[2] 이때 β 는 비례적분형 차전류 제어기의 출력이며 식 (8)에서 $\frac{I_m(s)}{\Delta\alpha(s)}$ 함수를 고려하여 식 (9)로부터 구할 수 있다.

$$\beta(s) = \left(\frac{3\sqrt{2} V_s \sin(\alpha)}{\pi} \right) \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) I_m(s) \quad (9)$$

Δ 축 컨버터에 β 를 더하여 $\Delta\alpha$ 항을 보상하면 Δ 축 컨버터 출력 전압은 (10)과 같게 된다.

$$V_{O2} = \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos(\alpha + \Delta\alpha + \beta) \quad (10)$$

이제 출력전류의 차가 0이라고 가정하면 부하에 전달되어지는 총전류는 한 컨버터 전류의 두배가 된다. 따라서 점호각에 따른 컨버터의 평균출력전류 관계식은 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{total} = \frac{3\sqrt{2} V_s}{\pi \left(\frac{3}{2\pi} \omega L_c + R_{load} \right)} \cos \alpha \quad (11)$$

12펄스 싸이리스터 컨버터를 위한 전류제어기는 그림 5와 같다. 그림에서 합전류제어기 부분은 식 (11)에서 나타난 점호각과 전류의 비선형적인 관계를 식

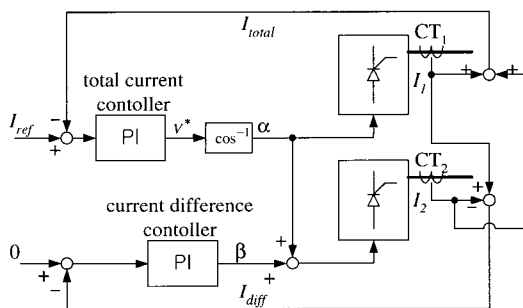


그림 5 12펄스 싸이리스터 컨버터를 위한 전류 제어기 블록도

Fig. 5 Block diagram of current controller for 12-pulse thyristor converter

(12), (13)과 같이 전압과 전류의 선형적인 관계와 전압과 점호각의 사이의 비선형적인 관계를 갖는 두부분으로 나누어 점호각을 얻는 것을 보여주고 있고, 차전류제어기 부분은 두 컨버터의 평균전류의 차이를 입력으로 하는 비례적분제어기의 출력 β 는 Δ 축 컨버터의 점호각에 더해짐으로써 Δ 축 컨버터의 전류를 가감하여 두 컨버터전류의 균형을 유지시킨다.

$$V^*(s) = K \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) I_{err}(s) \quad (12)$$

여기서, $K = \frac{\pi \left(\frac{3}{2\pi} \omega L_c + R_{load} \right)}{3\sqrt{2} V_s}$

$$\alpha = \cos^{-1}(V^*) \quad (13)$$

4. 정역절환

싸이리스터 컨버터에서 전류기준값이 정방향(+)에서 역방향(-)으로 바뀔 때, 혹은 그 반대의 경우에 싸이리스터를 강제로 소호할 수 없으므로, 현재 도통중인 방향의 컨버터 부하 전류가 제로임을 확인한 후에 반대편 싸이리스터를 점호하여야 하는데 부하전류가 제로임을 확인하는 동안 전류 기준값은 계속적으로 증가하고 있으므로, 영전류가 확인된 시점에서는 전류 기준값이 스텝 인가 되어진것 처럼 보이는데 이 때 전류응답시간을 짧게 하기 위해 PI 제어기 이득을 크게 한다면 오버슈트가 발생하게 된다. 하지만, 첫 점호각을 전류기준값을 참조하여 적절하게 선정한다면, 전류응답시간은 짧아지고 오버슈트 또한 작게 된다.

그림 6에서는 첫 점호각이 전류가 0인 지점 ($\alpha_{init} = 120^\circ$)으로 정해져 있을 때와 전류기준값을 참조하여 $\alpha_{init} = 90^\circ$ 일 때의 부하 전류의 응답특성을 보여주고 있다.

5. 시뮬레이션

시뮬레이션에서는 부하 전류제어특성, 차전류제어특성 및 정역절환시의 부하 전류제어특성을 모의할 수 있도록 그림 7과 같이 6-펄스 위상제어 정류회로를 두 개씩 역병렬로 총 4개를 사용하였다.

그림 8은 전류기준값과 피드백전류, 게이팅 지연각

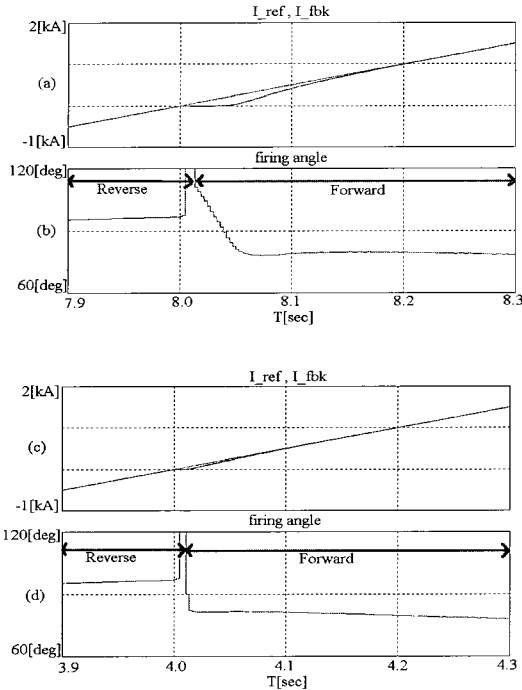


그림 6 정역절환 후 초기 점호각에 따른 전류 응답
 (a),(b) $\alpha_{init} = 120^\circ$ 일때의 전류 제어 응답 및 점호각
 (c),(d) $\alpha_{init} = 90^\circ$ 일때의 전류 제어 응답 및 점호각

Fig. 6 Effects of initial value of α init
 (a),(b) current control response and firing angle at $\alpha_{init} = 120^\circ$
 (c),(d) current control response and firing angle at $\alpha_{init} = 90^\circ$

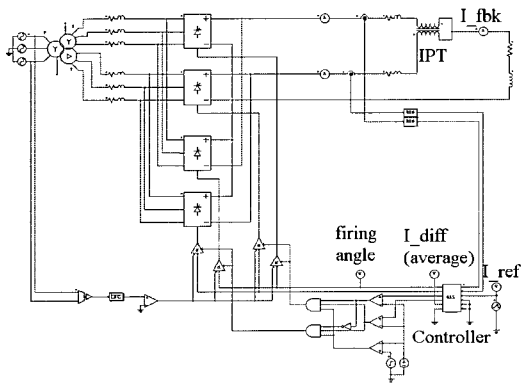


그림 7 전자석 전원공급장치의 시뮬레이션 회로도
 Fig. 7 Circuit diagram for simulation of MPS system

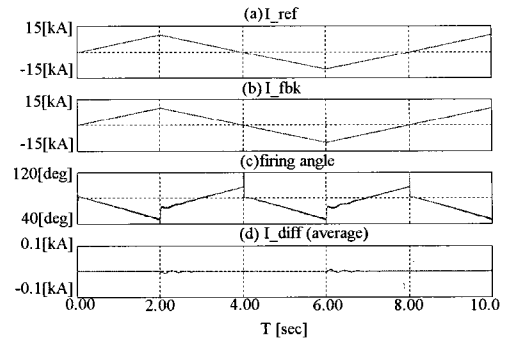


그림 8 시뮬레이션 파형
 (a) 전류 기준값 (b) 피드백 전류(부하 전류)
 (c) 점호각 (d) 각 컨버터전류의 평균차
 Fig. 8 simulated results of
 (a) current reference
 (b) feedback current(load current)
 (c) firing angle
 (d) average difference of each converter currents

및 두 컨버터의 차전류를 보이고 있다. 정역절환시와 전류기준값의 기울기가 바뀌는 점에서 발생한 차전류가 차전류 제어기에 의해 효과적으로 줄어들고 있음을 알 수 있다.

6. 실험 결과

실험에서 전원은 Δ -Y, Δ - Δ 로 2대의 변압기를 사용하여 공급하였다. 부하로는 3개의 인덕터를 병렬연결하여 실부하를 모의하였고, 컨버터에 사용된 싸이리스터는 2800[A]급 2개가 병렬로 사용되었다. 사용된 전원 및 소자들의 파라메타는 다음 표 2와 같다. 표에서 상간 변압기의 전류용량은 순시 차전류가 200A 이상일 경우 포화됨을 의미한다. 전류제어기 이득은 식 (9)와 (12)로부터 차전류 제어기와 합전류 제어기 이득을 구할 수 있으나 실제 실험에서는 응답특성을 관찰하여 시행착오적 방법으로 합전류 제어기의 경우 적분 이득은 0.01, 비례이득은 0.0001로 하고 차전류제어기의 적분이득은 0.01, 비례이득은 0.001로 설정하였다.

그림 9는 부하전류 기준값을 삼각파 형태로 최대 9kA까지 인가한 경우의 실험 결과로서 위에서부터 부하전류, 컨버터 각각의 전류, 순시 차전류를 보여주고 있으며 정방향 운전뿐만 아니라 역방향 전류까지 운전 영역이 확장된 차전류제어기에 의해 순시 차전류 값이 최대 약 50A 이내로 잘 제어되고 있음을 알 수 있다.

표 2 부하실험에 사용된 파라메타
Table 2 parameter of experimental load test

구분	사양	
전원측 변압기	3 ϕ , 440/30[V], 300[kVA], Δ - Δ , Δ -Y	
상간 변압기	자화 인덕턴스	6[mH]
	누설 인덕턴스	0.6[mH]
	순시 차전류	200[A]
부하	2[mH], 7000[A] L부하 3개 병렬	
싸이리스터	3300[V], 2800[A] 2병렬 \times 24set	

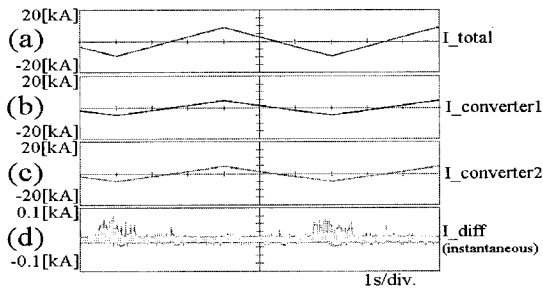


그림 9 실험파형 1
(a) 부하 전류
(b), (c) 각 컨버터의 출력전류
(d) 각 컨버터 전류들의 차전류(순시값)

Fig. 9 experimental results of
(a) load current
(b), (c)each converter currents

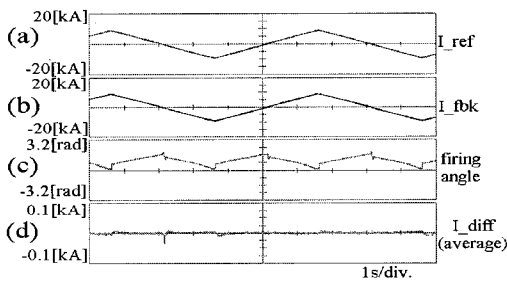


그림 10 실험파형 2
(a) 전류 기준값 (b) 피드백 전류(부하전류)
(c) 점호각
(d) 각 컨버터 전류들의 차전류(평균값)

Fig. 10 experimental results of
(a) current reference
(b) feedback current(load current)
(c) firing angle
(d) average difference of each converter currents

그림 10은 합천류 제어기 동작을 확인할 수 있도록 위에서부터 전류 기준값과 부하전류, 점호각과 차전류 평균을 보여준다. 전체 부하 전류가 기준값에 따라 잘 제어되고 있음을 보인다. 이때, 점호각의 변화를 함께 나타내었다.

7. 결 론

본 논문에서는 대용량 12펄스 양방향 컨버터의 전류 제어기를 개발하였다. 초전도 토카막 코일의 운전 시나리오에 따라 결정된 전류 기준값 패턴 추종성을 높이고 리플이 적은 안정된 전원을 공급하도록 전력회로부와 전류제어기를 설계, 제작하였다. 제안된 제어기는 고성능 디지털 신호처리기(DSP)를 사용하여 12펄스 컨버터의 Y측과 Δ 측 컨버터의 전원각 동기검출, 점호각 구현, 합(부하)전류 제어, 차전류 평균 제로 제어등을 완전 디지털 방식으로 수행한다. 이와 같은 싸이리스터 컨버터의 대전류 병렬 운전기술은 고전압 직렬운전 기술과 더불어 대용량 MPS, HVDC, 압연 전동기 구동장치, 발전기 여자제어 시스템등 대용량 직류전원 공급장치 분야에 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 2000년도 전북대학교의 지원 연구비에 의하여 연구되었음.
본 연구를 위해 지원을 아끼지 않으신 (주)포스콘에 감사드립니다.

참 고 문 헌

- [1] Sang-Joon Lee, Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul, "A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System", 1999 IAS Annual Meeting, Vol 4, pp. 2167~2172, 1999.
- [2] David J. Perreault and John G. Kasskian, "Effects of Firing Angle Imbalance on 12-Pulse Rectifiers with Interphase Transformers", IEEE Trans. Power Electronics. Vol. 10, No. 3, pp. 257~262, 1995.
- [3] Timothy D. Collings and William J. Willson, "A Fast-Response Current Controller for Microprocessor-Based SCR-dc Motor Drives", IEEE Trans. Industry Applications, Vol 27, No.5, pp. 921~927, 1991.
- [4] 정제혁, 최세완, 이인환, 황용하, "간단한 보조회로 추가에 의한 6-펄스 싸이리스터 컨버터의 다펄스화", 전력전자학회 논문집 제5권 제6호, pp. 568~574, 2000.

- [5] Thomas H. Barton, "Rectifiers, Cycloconverters, and AC Controllers", CLARENDON Press : OXFORD, 1994.

저 자 소 개



송승호(宋丞鎬)

1968년 8월생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학부 졸업(박사). 1992년~1995년 포스콘 기술연구소 연구원. 2000년~현재 전북대학교 전자정보공학부 전임강사.