'94 대한전기학회 하계학술대회 논문집(1994, 7, 21~ 23)

단상 GTO PWM CONVETER의 병렬운전

이 현동*, 이 동춘**, 설 승기*
서울대학교 전기공학과

Parallel Operation of Single-Phase GTO PWM Converters

Hycoun-Dong Lee, Dong-Choon Lee, Seung-Ki Sul
Department of Electrical Eng. Seoul National Univ.

Abstract-In this paper, a parallel operation of two single-phase GTO PWM converters is presented. The current ripples on the primary side of the tranformer can be much reduced by shifting one modulation period from the other one by a half period. Also, a simple power factor control scheme is presented by which the reactive component of converter input current is controlled. Simulations and experimental results for a laboratory system confirm the validity of the proposed algorithm.

1. 서 론

철도차량의 견인전동기로 직류전동기 대신 유도전동기가 사용되면서 먼저 가선의 교류전압을 직류로 변환하고, 다시 인버터를 통하여 가변전압, 가변주파수의 교류로 변환시켜 전동기를 구동시키는 방식이 발전되어 왔다. 가선의 교류전압을 인버터 입력 직류전압으로 변환시키는 장치가 컨버터(Converter)인데, 근래에는 이 컨버터에 스위칭 소자로써 싸이리스터 대신 자기소호 능력이 있는 GTO(Gate Turn-off Thyristor)를 사용한다. GTO를 사용하여 종래의 싸이리스터 컨버터의 위상제어방식 대신 펄스폭 변조방식(PWM)을 채택하여 전력계통에서 문제시되는 고조파 문제나 역률 문제등을 해결할 수 있게 되었다. 뿐만 아니라 이러한 GTO PWM 컨버터를 2대 이상 병렬운전하여 단독운전시보다 전원측 전류의 리플을 줄일 수 있고 컨버터의 용량도 증대시킬 수 있다. PWM 컨버터의 전단에는 가선 교류전압을 강압시키는 변압기가 있고, 전원측 리액터가 있는데 일반적으로 전동차의 무게를 줄이기 위해 입력 변압기의 누설 리액턴스로써 전원측 리액터를 대신한다.

전류제어 방식의 전압형 GTO PWM 컨버터는 직류링크의 전압을 일정하게 제어할 수 있고, 교류입력 전류파형을 정현파로 제어하여 유도장해 저감효과를 가져온다. 또, 시스템의 유효전력분 전류와 무효전력분 전류를 각각 제어하여 교류입력의 역률을 임의로 제어할 수 있으며, 양방향 전력 흐름이 가능하여 전동기의 감속시 회생운전이 가능하다.

본 논문에서는 교류전철용 단상 GTO PWM 컨버터의 병렬운전의 제어 알고리즘과 역률제어의 원리를 제시한다.

2. 변압기를 고려한 컨버터 모델링

입력측 변압기를 고려한 컨버터 2대의 병렬운전시 전력회로도는 그림 1과 같다. 변압기에서 저항을 무시하여, 미분방정식을 세우면 식(1)~식(3)과 같다.

$$v_p = L_{lp}\frac{di_p}{dt} + L_m\frac{d(i_p+i_{s1}+i_{s2})}{dt} \quad (1)$$

$$v_{r1} = L_{ls1}\frac{di_{s1}}{dt} + L_m\frac{d(i_p+i_{s1}+i_{s2})}{dt} \quad (2)$$

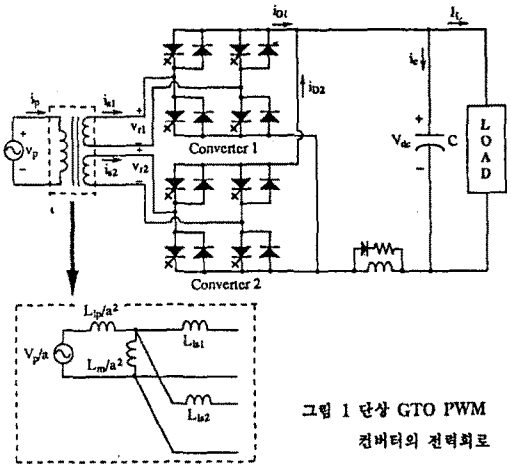


그림 1 단상 GTO PWM 컨버터의 전력회로

$$v_{r2} = L_{ls2}\frac{di_{s2}}{dt} + L_m\frac{d(i_p+i_{s1}+i_{s2})}{dt} \quad (3)$$

컨버터 1의 스위칭함수를 s_1, 컨버터 2의 스위칭함수를 s_2라고 하면, $v_{r1} = s_1 v_{dc}$, $v_{r2} = s_2 v_{dc}$ 이므로 컨버터 입력전류 i_{s1}, i_{s2}의 미분치는 식(4)와 식(5)처럼 주어진다.

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{D}[L_m(L_s-L_m)\cdot v_p-(L_pL_s-L_m^2)\cdot s_1v_c + L_m(L_p-L_m)\cdot s_2v_c] \quad (4)$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{D}[L_m(L_s-L_m)\cdot v_p+L_m(L_p-L_m)\cdot s_1v_c -(L_pL_s-L_m^2)\cdot s_2v_c] \quad (5)$$

여기서,

$L_s = L_{ls1}+L_m = L_{ls2}+L_m$, $\quad L_p = L_{lp}+L_m$

$D = L_s^2L_m-(2L_s+L_p)L_m^2+2L_m^3$

위의 식(4)와 식(5)에서 보듯이 컨버터 입력전류 i_{s1}, i_{s2}는 각각 컨버터의 스위칭 함수에 독립적이지 못하고 다른 컨버터의 스위칭상태에 영향을 받는다.

또, 컨버터에서 미분방정식을 세우면 식(6)과 식(7)과 같이 주어진다.

$$C_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} = i_c \quad (6)$$

$$i_c = i_{D1} + i_{D2} + I_L \quad (7)$$

여기서, $i_{D1}=s_1i_{s1}$, $i_{D2}=s_2i_{s2}$이고 I_L은 부하전류이다.

3. 제어원리

3.1 시스템 제어

단상 전류제어형 PWM 컨버터의 제어 블럭도를 그림 2에 나타내었다. 직류링크 기준전압 V_{dc}^*와 120Hz의 리플을 제거한평균전압 $\overline{V}_{dc}$의 차가 직류링크 전압제어기의 입력이 된다. 입력 기준전류 i_s^*는 전압 PI 제어기의 출력 I_{smag}^*에 전원전압 v_p와 동상인 sine 함수를 곱하여 얻은 후, 역율제어기의 출력 I_{spf}^*에 전원전압 v_p보다 90° 앞선 cosine 함수를 곱한 것과 합하여 얻는다. 이를 절반으로 나누어 기준전류로 취한다. 전류 PI 제어기의 출력에 전원전압을 전향(feedforward) 인가하여 컨버터 기준 입력전압 v_i^*을 만들고, 이 전압과 직류링크 전압 $\overline{V}_{dc}$로부터 인가해 주어야 할 전압의 펄스폭을 계산한 다음, PWM 파형이 제어 주기내에서 한가운데에 위치하도록 스위칭 시점을 결정한다.

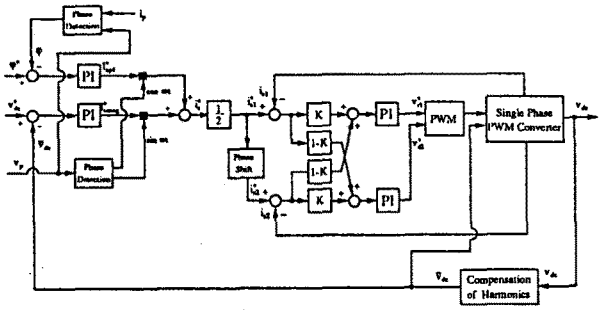


그림 2 전체 제어 블럭도

식(4)와 식(5)에서 알 수 있듯이 컨버터 입력전류 i_{s1}, i_{s2}는 각각 상대방의 스위칭상태에 종속적이므로 그에 대한 보상치 K를 선정하여 전류제어기에 반영해 주어야한다. K값은 L_m, L_{ls1}, L_{ls2}등 변압기 상수에 의해 결정되므로 정확한 변압기 상수측정이 필요하다.

3.2 컨버터 병렬운전

본 시스템에서 각각 컨버터의 전류제어 주기는 926μsec이다. 컨버터 1의 전류지령치를 시간축상에서 전류제어 주기의 반(463μsec)만큼 옮겨 컨버터2의 전류지령치로 삼는다. 그림 3에 반주기 만큼 차이가 나는 컨버터 1과 2의 스위칭 상태가 보인다. 컨버터 1의 입력전류의 리플 성분과 컨버터2 입력전류의 리플성분은 서로 상쇄되어 전원전류(i_p)의 리플을 대폭 감소시킬 수 있다.

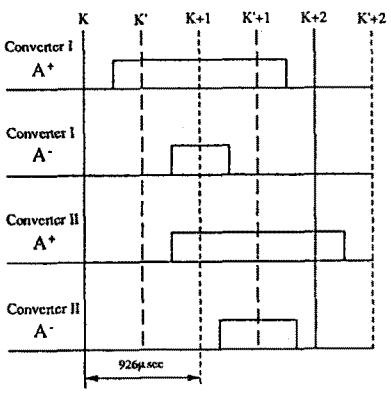


그림 3 병렬운전시 각 컨버터의 PWM 전압파형

3.3 역률 제어

우선 전원전압 v_p와 전원전류 i_p를 디지탈 필터를 통과시켜 고조파 성분을 제거하여 $\overline{v_p}$와 $\overline{i_p}$를 만든다. 그림 4에 보인것처럼 $\overline{v_p}$ 또는 $\overline{i_p}$의 극성에 따라 식(8)과 같은 톱니파를 얻을 수 있다.

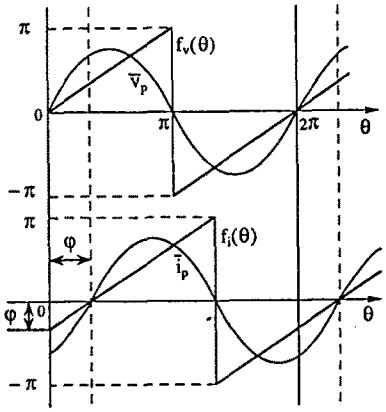


그림 4 전원전압과 전원전류의 위상차 검출

$$f_{v,i}(\theta) = f_{v,i}(\theta + 2\pi)$$
$$= \theta \quad \text{for } 0 \le \theta \le \pi \qquad (8)$$
$$= \theta - 2\pi \quad \text{for } \pi \le \theta \le 2\pi$$

$\overline{v_p}$가 영점통과할 때의 $f_i(\theta)$를 읽음으로써 $\overline{v_p}$와 $\overline{i_p}$의 위상차 ϕ, 즉 역률각을 알 수 있다. 이 값을 역률제어기에 궤환시켜 역률제어를 수행한다.

역율제어기의 출력은 전압제어기의 출력과 합해져서 전류제어기의 기준입력으로 사용되는데, 이 역률제어기의 출력은 무효전류분에 해당되고, 전압제어기의 출력은 유효전류분에 해당된다. 그림 5(a)에 역율 1일 경우의 전원전압 v_p와 전원전류 i_p, 컨버터 입력전류 i_{s1}, i_{s2} 등의 벡터도가 보인다. 그림 5(b)와 그림 5(c)는 각각 지상역율, 진상역율일 때의 벡터도이다. 역률제어는 컨버터 입력전류를 제어함으로써 가능한데, 전원전류가 전원전압과 동상이 되게 하기 위해서는 그림 5(a)에서 보듯이 컨버터 입력전류가 변압기의 여자전류에 해당하는 성분만큼을 상쇄시키며 흐르도록 제어해야 한다. 따라서 각각의 컨버터 입력전류의 크기의 벡터합은 전원전류의 크기보다 커지고 그 위상은 전원전압보다 앞서게 된다. 지상 및 진상역률 제어의 경우는 그림 5(b), (c)에 나타내었고 그 원리는 마찬가지이다. 단, 진상역률 제어시는 컨버터 입력전압의 벡터합 ($\overline{v_{r1}} + \overline{v_{r2}}$)이 지상역률 제어시의 그것에 비해 커야하므로 진상역률제어 영역이 지상역률제어 영역보다 작아지게 된다.

4. 시뮬레이션

단상 GTO PWM 컨버터 시스템의 동작 특성을 관찰하기 위해 워크스테이션에서 ACSL을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 시스템의 조건은 다음과 같다.

입력 전압	: 220[V]-170[V], 60[Hz]
직류링크 전압	: 330[V]
부하 조건	: (0→역행 10[kW]→회생 10[kW])
인덕턴스 (L_s)	: 2 [mH]
캐패시턴스(C_{dc})	: 16400 [μF]
스위칭 주파수	: 540 [Hz]

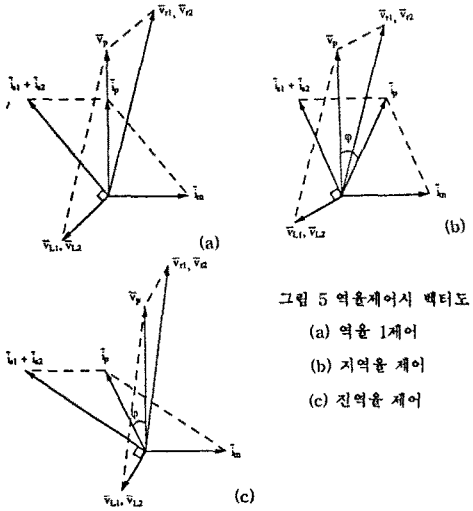


그림 5 역율제어시 백터도
(a) 역율 1제어
(b) 지역율 제어
(c) 진역율 제어

시뮬레이션 결과를 그림 6~그림 9에 나타내었다. 그림 6은 정상상태에서의 전원전압, 전원전류, 변압기 2차측 전류 즉, 컨버터 입력전류들이 보인다. 전원전압과 전원전류는 동상으로 제어되고 있음을 알 수 있고, 컨버터 입력전류의 리플보다 전원전류의 리플이 대폭 감소함을 볼 수 있다. 그림 7은 각 컨버터의 입력전류를 겹쳐 놓은 파형이다. 각각의 기준전류가 제어 주기의 1/2 만큼 차이가 나서 실제전류의 리플이 서로 엇갈려 있음이 보인다. 그림 8은 10kW의 스텝부하를 인가했을 때의 직류링크 전압(v_{dc}), 컨버터 입력전류의 기준치(i_{s1}^*), 컨버터 입력전류, 전원전류를 보인다. 부하가 인가되는 순간, 직류링크 전압이 강하되지만 전압제어기가 동작하고 있으므로 전원전압의 세 주기 이후에는 다시 기준치로 회복된다. 그림 9는 회생시의 직류링크 전압, 컨버터 입력전류의 기준치, 컨버터 입력전류, 전원전류를 보인다.

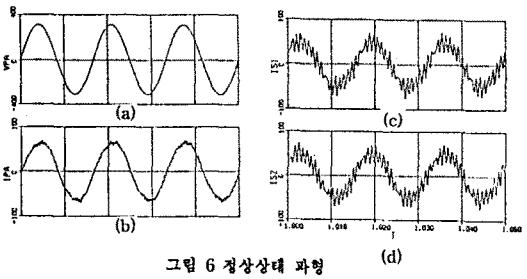


그림 6 정상상태 파형
(a) 전원전압 (b) 전원전류
(c) 컨버터 1 입력전류
(d) 컨버터 2 입력전류

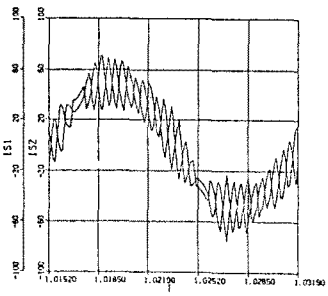


그림 7 컨버터 입력전류

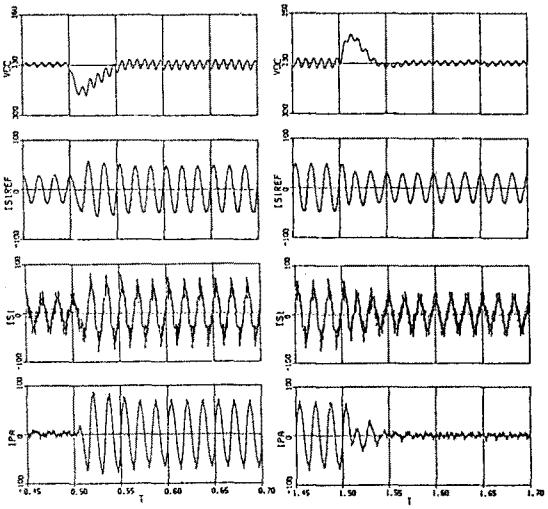


그림 8 스텝부하(10kW) 인가시 파형
(a) 직류링크 전압
(b) 컨버터 1 입력전류 지령치
(c) 컨버터 1 입력전류
(d) 전원전류

그림 9 회생시 파형
(a) 직류링크 전압
(b) 컨버터 1 입력전류 지령치
(c) 컨버터 1 입력전류
(d) 전원전류

5. 실험 결과

그림 10~그림 15에 실험파형을 보인다. 그림 10은 병렬운전시 컨버터 1, 2의 입력전류, 전원전압, 전원전류가 보인다. 그림 10(a)와 그림 10(b)에서 컨버터 1, 2의 입력전류의 최대 전류리플은 약 60A 정도이지만, 그림 10(d)에서 보듯이 전원전류의 최대 전류리플은 약 20A 정도가 되어 전류 리플이 단독운전시보다 병렬운전시에 1/3정도로 감소함을 알 수 있다. 그림 10(c), (d)에서 보듯이 전원전압과 전원전류가 동상으로 제어되고 있음을 알 수 있다. 또, 컨버터 1, 2의 입력전류의 기본파는 역률 1 제어가 수행되므로 전원전압보다 진상임을 알 수 있다.

그림 11은 컨버터 1, 2의 입력전류와 전원전류의 고조파 스펙트럼을 보인다. 각 컨버터의 제어주파수는 스위칭 주파수 540Hz의 2배인 1080Hz이므로 그림 11(a), (b)에서 1080Hz의 고조파가 비교적 크게 나타남을 알 수 있다. 그리고 $2f_{su} \pm f_s$= $2\times540 \pm 60$= 1020, 1140Hz의 고조파 성분이 존재함을 알 수 있다. 그림 11(c)에서는 1080Hz의 고조파 성분은 거의 나타나지 않고 1080Hz의 2배인 2160Hz의 고조파가 약간 존재함을 보인다.

그림 12에서는 컨버터 1, 2의 입력전류인데 기준전류가 463μsec만큼 차이가 나 컨버터 1, 2의 전류가 서로 엇갈려 있음을 보인다.

그림 13은 전원전압 파형과 전원전류 파형이다. 그림 13(a)는 역률 1 제어상태이며, 부하는 10kW이다. 그림 13(b)는 (a)와 동일한 부하 조건하에서 역률을 지역률 0.866 으로 제어하는 경우이고 그림 13(c)는 진역률 0.966로 제어하는 경우이다.

그림 14는 10kW의 스텝 부하 인가시 직류링크 전압의 과도응답과 컨버터 1의 입력전류 파형, 컨버터 입력전류의 유효전력분 전류의 크기(I_{s1rms}^*), 전원전류를 보인다. 스텝 부하를 인가하여 직류링크 전압이 기준치 330V에서 순간적으로 310V로 떨어지게 되면, 전압제어기가 동작하여 컨버터 입력전류의 유효전력분 전류의 크기를 상승시켜 다시 직류링크 전압을 기준값으로 회복시킨다. 그림 15는 10kW 부하를 순간적으로 제거할 경우의 파형들을 보인다. 직류링크전압은 순간적으로 상승하였다가 전원주파수의 세 주기 이후에 다시 기준치 330V로 회복된다.

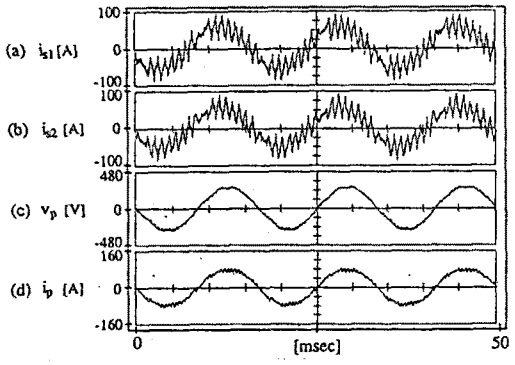


그림 10 정상상태 파형
(a) 컨버터 1 입력전류 (b) 컨버터 2 입력전류
(c) 전원전압 (d) 전원전류

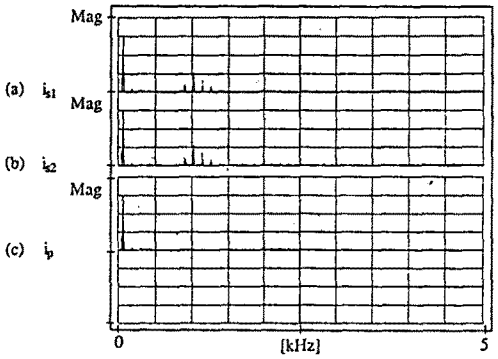


그림 11 전류의 고조파 스펙트럼
(a) 컨버터 1 입력전류 (b) 컨버터 2 입력전류
(c) 전원전류

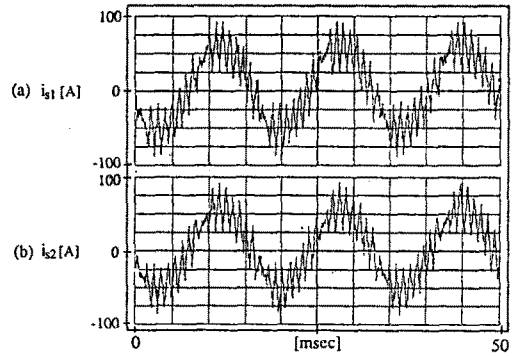
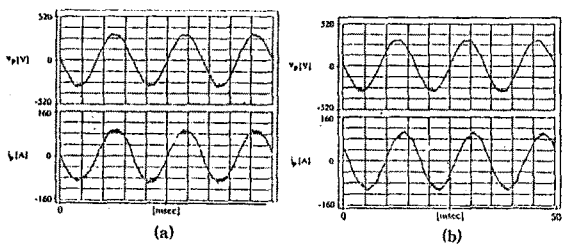


그림 12 컨버터 입력전류
(a) 컨버터 1 입력전류 (b) 컨버터 2 입력전류



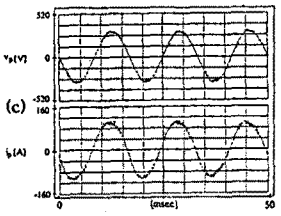


그림 13 역율제어시 파형
(a) 역율 1제어
(b) 지역율 제어
(c) 진역율 제어

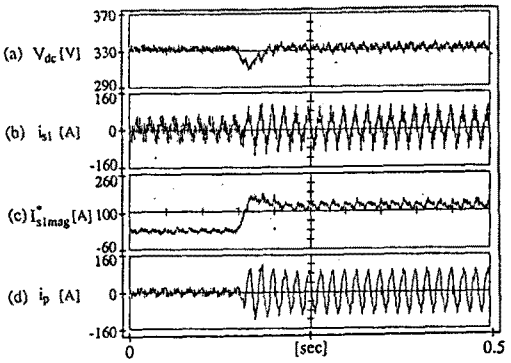


그림 14 스텝부하(10kW) 인가시 파형
(a) 직류링크 전압 (b) 컨버터 1 입력전류
(c) 컨버터 입력전류의 유효전력분 전류의 크기
(d) 전원전류

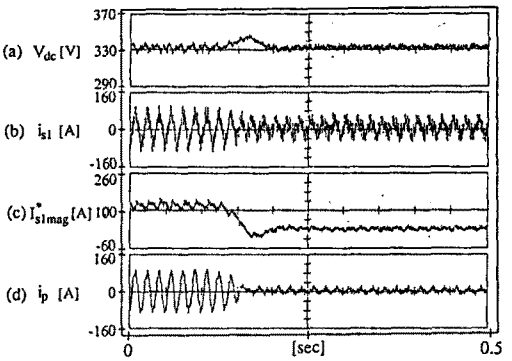


그림 15 회생시 파형
(a) 직류링크 전압 (b) 컨버터 1 입력전류
(c) 컨버터 입력전류의 유효전력분 전류의 크기
(d) 전원전류

6. 참고 문헌

1. O. Stihi and B. T. Ooi. "A Single-Phase Controlled-Current PWM Rectifier", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, NO. 4, October 1988, pp. 453~459
2. B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, and A. B. Kulkarni. "A 3-Phase Controlled Current PWM Converter with Leading Power Factor", in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, Toronto, Canada, Oct. 1985, pp. 1008~1014
3. H. Sugimoto, S. Morimoto and M. Yano. "A High Performance Control Method of a Voltage-Type PWM Converter", in Power Electronics Specialists Conf. Rec. 1983, pp. 360~368
4. 박민호, 유도기기, 동명사, 1980.
5. Sakae Ishikawa`-ctl., "Consideration on High Quality AC Traction Motor Drives using PWM Concerters," Trans. on JIEE, vol. 107-D, no. 3, pp. 304~311, 1987.