

# SVPWM 방식의 3상 고역율 AC-DC Boost 컨버터

(SVPWM controlled the Three-phase AC to DC Boost Converter for High Power Factor)

나재형\* · 이정효 · 김경민 · 이수원 · 원충연

(Jae-Hyeong Na · Jung-Hyo Lee · Kyung-Min Kim · Su-Won Lee · Chung-Yuen Won)

(성균관대학교)

## Abstract

The problems of power factor and harmonics are occurred in converter system which used to SCRs and diodes as power semiconductor devices IGBT was solved that problem, maintain the input line current with sinusoidal wave current of input power source voltage.

In this paper, three phase AC to DC boost converter that operates with unity power factor and sinusoidal input currents is presented. The current control of the converter is based on the space vector PWM strategy with fixed switching frequency and the input current tracks the reference current within one sampling time interval. Space vector PWM strategy for current control was materialized as a digital control method. By using this control strategy low ripples in the output voltage, low harmonics in the input current and fast dynamic responses are achieved with a small capacitance in the dc link.

## 1. 서론

오늘날 산업현장은 복잡하고 다양한 형태의 제어 시스템들이 운영되고 있다. 이러한 시스템 중에 교류입력을 직류로 변환하는 AC/DC 변환 시스템은 인버터를 이용한 전동기 제어시스템, 배터리 충전시스템, UPS 시스템, 용접기, 그리고 연료전지와 태양광 같은 신재생에너지 등 산업계 전반에 걸쳐 광범위하게 이용되고 있다.

각종 제어 장치에 필요로 하는 직류전원으로서의 3상 AC/DC 전력 변환 장치는 지금까지 주로 3상 교류전원을 다이오드로 정류하여 사용하거나, 사이리스터를 이용하여 위상각을 제어하는 방법이 사용되어 왔다. 이러한 컨버터들은 출력 전압의 리플을 줄이기 위해 필터 커패시터를 필연적으로 사용해야 하고, AC 입력 전압이 DC 출력 전압보다 낮은 구간에서 전력을 공급해야 하므로 용량이 커야한다. 그리고 입력 선 전류의 피크 값이 매우 높고 폭이 아주 좁은 비정현파로 되므로 많은 고조파 성분을 포함하게 되어 입력 역률은 매우 낮고, 입력 선 전류에 포함된 많은 고조파 성분은 입력측에 노이즈를 발생시켜 입력측 과형을 왜곡시키는 주요한 원인이 되고 있어 이에 대한 개선이 요구되어 왔다. 이러한 문제점들을 개선하기 위해 많은 기법들이 제시되었지만 장치의 대형화, 제어회로의 복잡성, 가격 등의 제약으로 인해 크게 기여하지 못했다.[1][2]

최근에는 단위 역률을 구현하는 3상 PWM AC/DC

컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되어 산업계에서 직접 적용하고 있다. 이와 같이 단위 역률을 구현하는 PWM 컨버터는 위상제어 컨버터나 다이오드 정류기에 비해 보다 복잡한 제어기와 고속으로 스위칭 할 수 있는 전력용 반도체 소자가 필요하다는 단점이 있지만, 최근 고속 마이크로컨트롤러(Micro-controller)의 출현과 반도체 기술의 성장으로 이와 같은 단점이 거의 극복되어졌다.

그러나 지금까지 전압형 컨버터의 전류 제어기법으로는 PI제어기법, 히스테리시스 제어기법, 예측제어기법, 전류오차삼각파 비교제어기법 등 여러 가지 방식이 사용되어 왔으나 이것들은 응답특성, 스위칭주파수, 고조파함유율 등의 측면에서 아직 미흡한 점이 많이 존재하고 있다.[3]

또한 출력측에 인버터와 모터가 부하에 연결되어 부하 전류의 급격한 변화에 의해 상당히 교란되므로 직류 전압이 평활용 커패시터나 스위칭소자들의 전압정격을 초과하여 전력회로의 파괴를 초래할 위험성이 존재한다.[4][5]

그러한 미비점을 개선시키기 위하여 SVPWM(Space vector Pulse Width Modulation)기법을 이용하여 동기 회전 좌표계의 d축 무효성분전류를 0이 되도록 제어함으로써 역률을 거의 1로 하고, q축 유효성분전류를 제어하여 전압형 컨버터의 출력측 직류 전압을 원하는 값으로 유지시킬 수 있다.

따라서 본 논문에서는 3상 AC/DC Boost 컨버터에 SVPWM기법을 적용함으로써 출력 전류와 전압의 리플이 작고, 부하변화시와 입력 전압변화시에도 오버슈트 없이 기준전류를 잘 추종하며 동적 응답 특성도 매우 양호할 수 있다. 또한 전원전압과 입력측 선전류가 동위상이 되도록 고역률 3상 AC/DC Boost 컨버터 시스템을 제어한다. 이 때 3상 전원 입력 전류는 유효성분 전류와 무효성분 전류로 분리하여 독립적으로 제어하면서 입력전원의 역률을 개선시키고, 부하변동시 과도특성을 개선하고자 한다. 제안된 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여 Psim 프로그램을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하고, 제안된 시스템의 성능을 확인하였다.

## 2. 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터

### 2.1. 주회로 구성

그림 1은 일반적인 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 주회로를 나타낸 것이다. 이 회로는 교류 입력측 리액터  $L_i$ 를 매개로 AC/DC 스텝-업(step-up) 기능에 의하여 직류출력전압 전류방식의 승압형 컨버터이다.

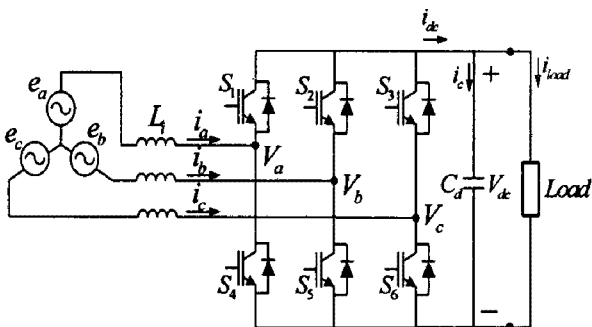


그림 1. 3상 AC/DC Boost 컨버터의 주회로  
Fig. 1. Main circuit of the 3-phase AC to DC Boost Converter

초기 동작시에 공급전원  $e$ 에 의해 공급되는 전력은 다이오드 브리지회로를 통해서 출력측으로 전력이 공급되며, 출력측 커패시터  $C$ 에는  $\sqrt{6}e$ 로 직류전압이 충전되고, 충전이 끝나면 다이오드는 모두 역 바이어스된다. 이때 교류측 리액터의 스텝-업 기능에 의해 직류출력측 커패시터의 양단 전압은 입력전압보다 높은 전압을 가지기 때문에 어느 한순간에 어떤 IGBT 소자 한쌍을 턴온(Turn-on)시키면 리액터  $L_i$ 에 걸리는 전위차에 의해 전류가 리액터와 커패시터 사이를 흐른다. 또한 스위칭 소자는 PWM변조방식으로 전류의 크기와 위상을 제어하고, 전원전류를 정현파에 가깝게 하여 고조파성분을 제거하여 고역율 운전이 되도록 하며 부하측

전압  $V_{dc}$ 가 일정하게 유지되도록 전원 전류  $i$ 를 제어한다.

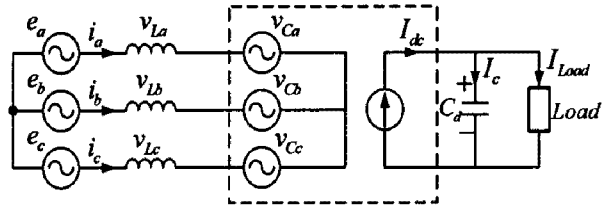


그림 2. 3상 AC/DC Boost 컨버터의 등가회로  
Fig. 2. Equivalent circuit of the 3-phase AC to DC Boost Converter

그림 2는 3상 AC/DC Boost 컨버터의 등가회로를 보여준다. 각 상의 전압은 다음 식을 만족하며 입력전류  $i_{abc}$ 와 교류입력측 리액터에 걸리는 전압  $V_{Labc}$ 과는 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$e_{abc} = V_{Labc} + V_{Cabc} \quad (1)$$

$$V_{Labc} = j\omega L_i i_{abc} \quad (2)$$

식 (2)에서 알 수 있듯이  $V_{Labc}$ 를 증대시키면, 교류입력측 전류  $i$ 가 증가하게 되며, 역으로  $V_{Labc}$ 의 값이 음의 값으로 되면  $i$ 의 방향이 반전되어 전력이 직류부하에서 교류전원측으로 흐르는 회생동작을 하게 된다.

### 2.2. 전압형 PWM 컨버터의 수학적 모델링

그림 1에서 회로의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$e_a = L_i \frac{di_a}{dt} + V_a \quad (3)$$

$$e_b = L_i \frac{di_b}{dt} + V_b \quad (4)$$

$$e_c = L_i \frac{di_c}{dt} + V_c \quad (5)$$

여기서,  $e_a, e_b, e_c$  : 입력 전원전압

$i_a, i_b, i_c$  : 상전류

$V_a, V_b, V_c$  : 제어 전압

위의 방정식을 행렬로 표시하면 다음과 같다.

$$e_{abc} = L_i \frac{di_{abc}}{dt} + V_{abc} \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
\text{여기서, } e_{abc} &= [e_a \ e_b \ e_c]^T \\
i_{abc} &= [i_a \ i_b \ i_c]^T \\
V_{abc} &= [V_a \ V_b \ V_c]^T
\end{aligned}$$

임의의 속도로 회전하는 좌표계에서의 3상 AC/DC PWM 컨버터의  $d-q$  전압방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$e_d = L_i \frac{di_d}{dt} - \omega L_i i_q + V_d \quad (7)$$

$$e_q = L_i \frac{di_q}{dt} + \omega L_i i_d + V_q \quad (8)$$

정지좌표계에서의  $d-q$  전압방정식은 식 (7), (8)에  $\omega = 0$ 을 대입함으로써 다음과 같이 구할 수 있다.

$$e_d^s = L_i \frac{di_d^s}{dt} + V_d^s \quad (9)$$

$$e_q^s = L_i \frac{di_q^s}{dt} + V_q^s \quad (10)$$

동기좌표계에서의  $d-q$  전압방정식은 식 (7), (8)에  $\omega = 2\pi f$ 을 대입하여 다음과 같이 구해진다.

$$e_d^e = L_i \frac{di_d^e}{dt} - \omega L_i i_q^e + V_d^e \quad (11)$$

$$e_q^e = L_i \frac{di_q^e}{dt} + \omega L_i i_d^e + V_q^e \quad (12)$$

전원전압이 가주파수  $\omega$ 를 가진 평형 3상 정현파 전압이라고 가정하였기 때문에  $a$ 상을 동기좌표계의  $q$ 축 상에 일치시키면 식 (11), (12)는 다음과 같이 된다.

$$0 = L_i \frac{di_d^e}{dt} - \omega L_i i_q^e + V_d^e \quad (13)$$

$$E = L_i \frac{di_q^e}{dt} + \omega L_i i_d^e + V_q^e \quad (14)$$

식 (13), (14)에서  $q$ 축은 상수값  $E$ 를 가진다. 또한 전원측에서 공급되는 유효전력은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
P_{in} &= e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \\
&= \frac{3}{2} (e_q^e i_q^e + e_d^e i_d^e) = \frac{3}{2} (e_q^e i_q^e + e_d^e i_d^e) \quad (15) \\
&= \frac{3}{2} E i_q^e
\end{aligned}$$

위 식에서 알 수 있듯이 입력전력과 관계된 전류는 동기좌표계  $q$ 축 전류이며, 동기좌표계  $d$ 축 전류와는 무관하다. 그러므로 동기좌표계  $q$ 축 전류를 유효전력분 전류라 하면,  $d$ 축 전류는 무효전력분 전류라 볼 수 있어 역률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$pf = \frac{e_{dq}^e \cdot i_{dq}^e}{|e_{dq}^e| \cdot |i_{dq}^e|} = \frac{i_q^e}{\sqrt{i_d^{e^2} + i_q^{e^2}}} \quad (16)$$

따라서  $q$ 축과  $d$ 축 전류를 제어하면 역률을 제어할 수 있음을 알 수 있다. 직류전압 및 교류입력전류의 제어동작은 그림 3과 같이 이루어진다.[6]

### 3. 3상 AC/DC Boost 컨버터의 공간벡터 PWM 제어

#### 3.1. 공간 벡터 PWM 기법

공간벡터는 3상 계통의 위상과 크기를 동시에 나타내는 효과적이고 편리한 방법 중의 하나로서, 이는 복소수 계산시의 phasor와는 다르게 단지 하나의 회전하는 벡터로서 3상 전압이나 전류를 표현할 수 있다.

PWM 방식에는 SPWM(Sinusoidal PWM), SVPWM, (Space vector PWM), RPWM(random PWM) 등 다양한 방식들이 있다. 표 1은 SPWM과 SVPWM의 전압 이용률을 나타낸다.

표 1. PWM기법에 따른 전압 이용률의 비교  
Table 1. Comparison with the rate of Voltage utilization by PWM method

	상전압 (기본파 최대)	선간전압 $V_u$ (rms 기본파)	$\frac{V_u}{V_{dc}} \times 100$	구형파 와의 비교
SPWM	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc}$	61.2%	78.5%
SVPWM	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	70.7%	90.7%

SPWM의 경우 출력할 수 있는 최대 전압은 그림 3의 작은 원이며 SVPWM의 경우는 밖의 6각형인 범위

까지 전압을 출력할 수 있다. 큰 원은 SVPWM의 경우 SPWM을 출력하는 최대의 범위이다. 그림 3은 기준축을  $\alpha$ 와  $\beta$ 축으로 하는 정지좌표계와 PWM 변조 출력이  $a \rightarrow b \rightarrow c$ 상의 순서인 전력변환기의 출력전압 벡터의 관계를 나타내었다. 정지좌표계의  $\alpha$ 축을 a상과 일치시키고 PWM 변조에 따른 조건을 6개의 섹터로 분리하였다.

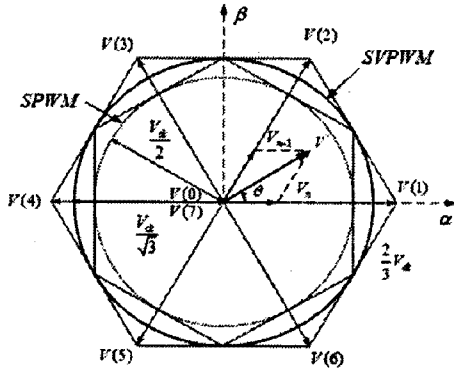


그림 3. 스위칭 상태에 따른 공간벡터 전압과 변조 방식에 대한 출력 전압 영역의 비교  
Fig. 3. Space vector voltage with switching state and comparison with output voltage sector for PWM method

기존의 사용하고 있는 SPWM 방식에 비해 SVPWM 기법은 정상상태에서 전류 고조파 성분을 크게 억제할 수 있으며, 직류링크전압을 최대한 사용할 수 있으므로 보다 좋은 특성을 보임을 알 수 있다.

### 3.2. 3상 AC/DC Boost 컨버터의 공간벡터 PWM 제어

그림 4은 DSP를 이용한 공간벡터 PWM기법에 의한 3상 AC/DC Boost 컨버터의 주회로를 나타내고 있다. 이 컨버터의 주회로 구성은 3상 승압인덕터(L)와 3상 전압원 컨버터로 구성되며, 부하로 비선형부하인 인버터와 3상 영구자석형 동기전동기(PMSM)를 연결하였다. 또한 SVPWM 제어를 위해 제어 시스템을 구성하였다.

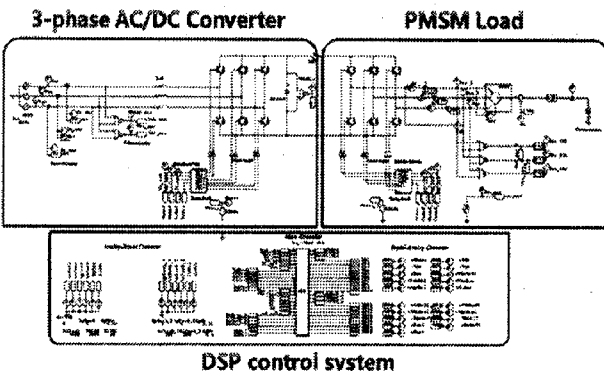


그림 4. 공간벡터 PWM기법에 의한 컨버터의 구성  
Fig. 4. The 3-phase AC to DC Boost Converter with SVPWM control

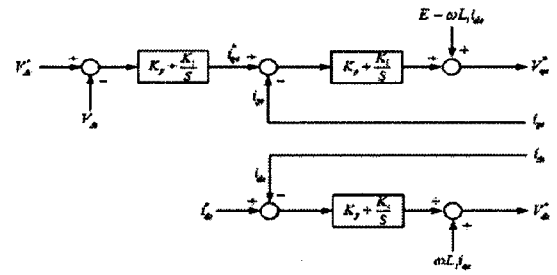


그림 5. 피드포워드 보상을 적용한 동기 PI 제어기  
Fig. 5. Synchronous PI controller with feed-forward compensation

우선 직류전압 기준치와 검출된 직류전압과의 편차가 PI제어기에 의해 수행된다. 수행되어 나온 결과는 식 (15)에서 알 수 있듯이 유효성분 전류의 기준 지령치가 되고, 여기에 교류입력측 유효성분 전류의 검출치와 비교된 편차는 PI제어기에 의해 유효전압기준치가 된다. 또한  $q$ 축 무효성분 전류와 교류입력측 무효성분 전류의 기준치를 0으로 지정하고, 교류입력측 무효성분의 검출치와의 편차는 PI제어기에 의해 실행되어 무효성분 전압의 기준 지령치를 얻는다. 기준 지령치를 정지좌표계로 변환하고 SVPWM 기법에 의해 PWM기법을 발생시켜 AC/DC boost 컨버터를 제어한다. 그림 6은 부하영역과 발전영역에서의 페이저 다이어그램을 나타낸다.

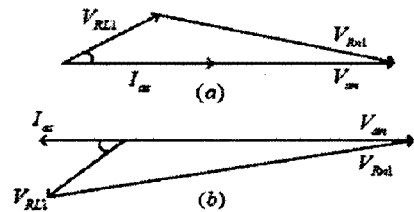


그림 6. 페이저 다이어그램  
(a) 부하영역, (b) 발전영역  
Fig. 6. Phasor diagram  
(a) Load mode, (b) Generating mode

### 4. 시뮬레이션

표 2는 3상 AC/DC Boost 컨버터의 파라미터 상수이다.

표 2. 3상 PWM 컨버터의 파라미터  
Table 2. Simulator Parameter of the 3-phase PWM Converter

종 류	상 수 값
출력전압	400 [V]
입력전압	선간 220 [V]
입력측 인덕턴스	5 [mH]
출력측 평활용 커패시터	2200 [ $\mu F$ ]
인버터 부하 출력전압	220 [V]
컨버터의 스위칭 주파수	10 [kHz]

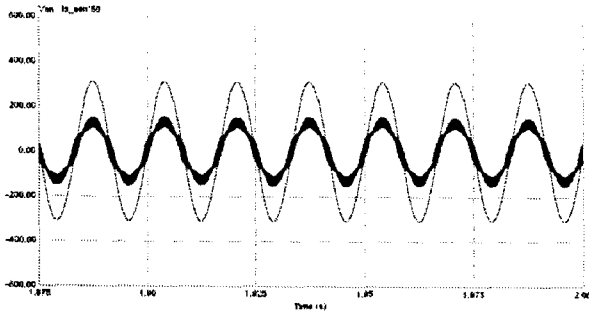


그림 7. 교류입력 전압전압과 전류 전류 (a상)  
Fig. 7. AC input source voltage and source current (a phase)

그림 7은 3상 AC/DC Boost 컨버터의 a상 전압 전압과 교류 입력측 a상 전류가 거의 동상으로 역률 1로 제어되는 것을 나타내며, 입력형 다이오드와 연계된 인버터부하에 돌입성 전류가 흘러도 입력전류  $i_a$ 가 위상차없이 정현파로 유지되고 있음을 보인다.

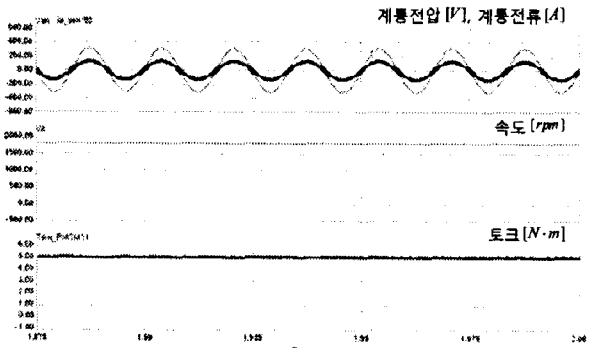


그림 8. 부하모드 동작시 입력전압과 전류, 속도 및 토크  
Fig. 8. Input current and voltage, speed, Toque waveforms at steady state operating

그림 8은 전동기에서 부하모드로 동작할 때 속도와 부하토크 파형이다. 일정부하가 인가되었을 때 DC link에서 사용되는 전류만큼 계통측에서 에너지를 전달 받게 된다. 이 때 입력되는 전류와 전압의 위상차가 0임을 확인할 수 있고, 따라서 역률이 1이 됨을 알 수 있다.

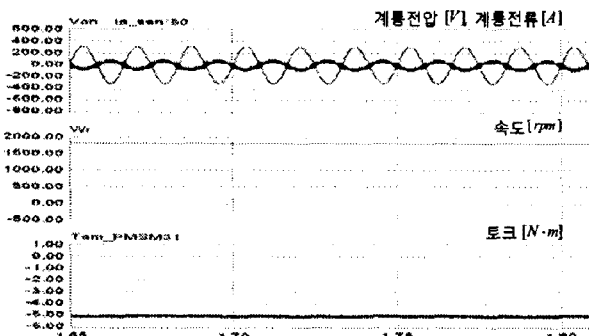


그림 9. 발전모드 동작시 입력전압과 전류, 속도 및 토크  
Fig. 9. Input current and voltage, speed, Toque waveforms at generating state operating

그림 9는 발전모드로 동작할 때 계통전압 및 전류 그리고 전동기의 속도와 토크 파형이다. 부하 토크를 통하여 알 수 있듯이 전동기에서 발생하는 에너지가 DC link를 통하여 계통측으로 에너지가 회생됨을 알 수 있다. 이 때 계통측으로 흐르는 전류는 계통 전압과 180도의 위상차를 가지며 고역율로 회생됨을 알 수 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 Psim을 이용하여 SVPWM 기법을 3상 AC/DC Boost 컨버터에 적용하여 인버터와 PMSM을 이용한 비선형부하와 회생에너지에 대한 시뮬레이션을 수행하였다.

고역율 3상 PWM 컨버터를 사용하게 되면 입력 전류의 정현적 제어 및 입력 역률의 제어가 가능하고 부하변동에 대한 직류 링크 전압의 과도특성이 개선되며 부하측의 잉여전력을 전원측으로 회생할 수 있음을 확인하였다. 시뮬레이션을 통하여 SVPWM을 3상 PWM 컨버터에 적용함으로써 타당성을 입증하였고, 전동기 부하의 변화에 따른 컨버터에 영향을 주는 성분에 대하여 분석하였다.

이 논문은 중소기업청의 지원된 과제의 일환으로 수행된 산학 공동기술개발지원사업의 연구 결과입니다.

## 참고 문헌

- [1] D. D. Shipp, "Harmonic analysis and supression for electrical systems supplying power converter and other nonlinear loads", IEEE, IA-15, No.5, pp.1-6, 1979.
- [2] B.T. Ooi, J.C. Salmon J.W. Dixon and A.B. Kulkarni, "A Three-Phase Controlled-Current PWM Converter with Leading Power Factor", IEEE trans. on Ind. Appl., Vol. No.1, pp.78-84, 1987.
- [3] H.W.Van der Broeck, H.C.Skudelny, "Analysis and Realization of a Pulse with Modulator on Voltage Space Vectors", IEEE trans. on Application, Vol IA-24 No.1, pp.142-150, 1988.
- [4] R.P.joshi, B.K. Bose, "Base/Gate Drive Suppression of Inactive Power Devuces of a Voltage-Fed Inverter and Precision Synthesis of AC Voltage and DC Link Current Wave", IEEE IECON '90, pp.1024-1040, 1990.
- [5] S.Fukuda, Y.Iwaji, H.Hasegawa, "PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. PE-5, No.1, pp.54-61, 1990.
- [6] J.W. choi, S.K. Sul, "Fast Current Controller in Three-phase AC/DC Boost Converter Using d-q Axis Crosscoupling", IEEE trans. on Application, Vol. 13, No.1, pp.179-185, 1998.
- [7] MNadigan., RErickson and Elsmail, "Integrated high quality rectifier regulators", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.1-9, 1992.