

碩士學位論文

고성능 3상 AC/DC 전압형 PWM
컨버터 제어



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

110.537

濟州大學校 産業大學院

電子電氣工學科

金 昶 洙

2000

고성능 3상 AC/DC 전압형 PWM 컨버터 제어

指導教授 金 一 煥

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

2000年 12月 日



濟州大學校 産業大學院
電子電氣工學科(電氣工學)

金 昶 洙

金昶洙의 工學 碩士學位 論文을 認准함

2000年 12月 日

審査委員長 右 宗 根
委 員 吳 性 寶
委 員 金 一 煥



목 차

LIST OF FIGURES	ii
Summary	iii
I. 서 론	1
II. 제어 이론	3
2.1 3상 AC/DC PWM 컨버터의 동작원리	3
2.2 전압형 PWM 컨버터의 수학적 모델링	5
2.3 3상 전압형 PWM 컨버터 제어	8
III. 컴퓨터 시뮬레이션	10
IV. 실험결과	14
V. 결 론	18
참 고 문 헌	19

LIST OF FIGURES

Fig.1 Configuration of voltage source type PWM converter	3
Fig.2 Equivalent circuit of voltage source type PWM converter	4
Fig.3 Schematic diagram of control system	8
Fig.4 Schematic diagram of AC/DC converter system using diodes	11
Fig.5 Schematic diagram of AC/DC PWM converter system	11
Fig.6 Simulation results of AC/DC converter system using diodes	12
Fig.7 Simulation results of AC/DC PWM converter system	13
Fig.8 Block diagram of AC/DC PWM converter system	14
Fig.9 Experimental results of AC/DC converter system using diodes	15
Fig.10 Experimental results of AC/DC PWM converter system	16
Fig.11 Experimental results of load change	17

Control of High Performance 3 Phase AC/DC Voltage type PWM Converter

Chang-Soo Kim

DEPARTMENT OF ELECTRONIC AND ELECTRICAL ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL OF INDUSTRY
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

Supervised by professor Eel-Hwan Kim

Summary

This paper presents the control method of high performance DC power supply system. In field of industrial applications, diode full bridges and phase controlled rectifier systems are widely used. But these types of AC/DC controllers lead to the harmonic currents and low power factor problems. To overcome these problems, a voltage source type PWM converter using IGBT devices is proposed. Using the Park's transformation, three phase load current can be written in terms of component dq currents in a synchronously rotating reference frame. Two axis, the direct axis, d, and the quadrature axis, q, mean the active and reactive component in load current. So, it is easy to control the active and reactive component using PI control. To verify the theoretical analysis, results of computer simulation and experiments are presented to support the discussion.

I. 서론

오늘날 산업현장은 복잡하고 다양한 형태의 제어시스템들이 운영되고 있다. 이러한 시스템들 중 교류입력을 직류로 변환하는 AC/DC 변환 시스템은 인버터를 이용한 전동기 제어시스템, 배터리 충전시스템, UPS시스템, 용접기등 산업계 전반에 걸쳐 광범위하게 이용되고 있다. 이런 AC/DC 변환 시스템은 정류용 다이오드나 SCR과 같은 전력용 반도체소자를 이용하여 사용되어 왔다(S.B.Dewan, 1985).

여기서 정류용 다이오드를 이용하여 직류전원을 얻을 경우 출력전압을 가변하는데 입력전원을 가변해야 되고, 입력측에 고조파가 발생되어 입력전류의 역률을 저하시키는 문제점을 내포하고 있다. 또한 SCR을 이용한 위상제어 정류기는 점호각 제어에 의해서 출력을 가변시킬 수 있으나 점호각이 증가할때 역률이 나빠지는 결점을 가지고 있다. 뿐만 아니라 교류 입력측 선로상에 흐르는 전류가 비정현파이므로 고조파 전류가 발생하는데 이것은 전력계통으로 유입되어 전원전압의 왜형을 초래하므로써 동일 전력계통내의 다른 부하기기에 나쁜 영향을 준다(E.Epstein, 1979).

이러한 문제점들을 해결하기 위해서는 새로운 안정된 AC/DC변환시스템이 필요하다. 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 제어기술의 향상에 따라 우수한 제어특성을 얻을 수 있는 직류전원장치에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다(A.Alexandrovitz, 1984).

따라서 본 논문에서는 전압 공간 벡터기법을 사용하여 출력은 맥동 성분없이 일정하게 유지되고, 전원전압과 입력측 선전류가 동위상이 되도록 전압형 PWM 컨버터 시스템을 제어한다. 이 때 3상 전원입력 전류는 유효성분 전류와 무효성분 전류로 분리하여 독립적으로 제어하면서 입력전원의 역률을 개선시키면서 부하변동시도 과도특성을 개선하고자 한다. 이런 제안한 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여 Psim 프로그램을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하고, 스위칭 주파수가 빠르고 제어하기가 쉬운 IGBT(Insulated Gate Bipolar

Transistor) PWM(Pulse Width Modulation) 컨버터와 연산능력이 뛰어난 TMS320C31 DSP로 제안한 알고리즘의 타당성을 실험적으로 입증하고자 한다.



II. 제어 이론

2.1 3상 AC/DC PWM 컨버터의 동작원리

Fig.1은 3상 전압형 PWM 컨버터 시스템의 전력회로이다. 이 회로에서 6개의 IGBT, 6개의 역병력 다이오드, 외부삽입용 교류 입력측 리액터 L_s 및 평활회로 캐패시터 C_d 로 구성되어 있다.

이 전압형 PWM 컨버터는 교류 입력측 리액터 L_s 를 매개로 AC/DC 스텝-업(step-up) 기능에 의하여 직류출력전압 전류방식(Commutation method)의 승압형(Boost type)컨버터이다.

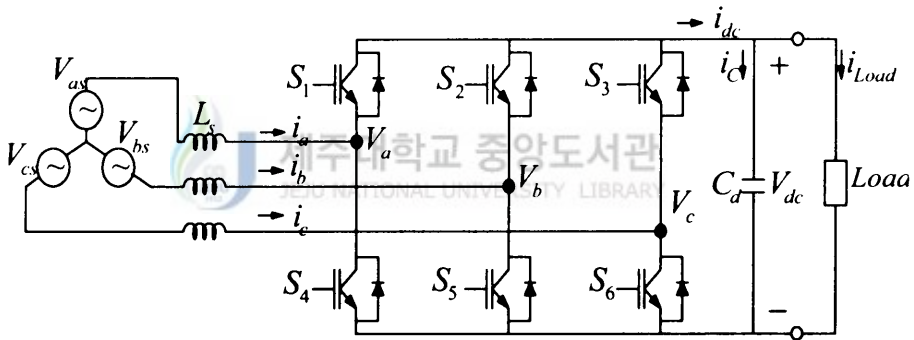


Fig.1 Configuration of voltage source type PWM converter

또한 IGBT 소자를 점호하는데 사용되는 PWM 파형을 기준신호와 피이드백된 직류출력 전압과의 오차를 이용해 입력단 전압 및 전류의 처리를 통해 만들어진 공간전압벡터 방식에 의해 발생된다. 평활용 캐패시터 C_d 는 부하에 대해 일정 직류전압원의 역할을 하고 있으며 초기 동작시에는 다이오드 브리지회로를 통해서 캐패시터 C_d 에 $\sqrt{6} V_{as}$ 의 실효치 전압이 충전되고 충전이 끝나면 다이오드는 모두 역바이어스 된다. 이 때 교류측 리액터의 스텝-업 기능에 의해 직류출력측 캐패시터의 양단전압은 전압형 PWM 컨버터의 전원전압보다 높은 전압

을 가지기 때문에 어느 한 순간에 어떤 IGBT 소자 한쌍을 턴-온 시키면 리액터 L_s 에 걸리는 전위차 만큼 전류가 리액터와 캐패시터 사이를 흐른다.

3상교류 전원으로부터 교류측 리액터 L_s 를 매개로 전압형 PWM 컨버터 입력단에 교류전력이 전달되며 그 교류전력은 전압형 PWM컨버터에 의해서 직류전력으로 변환되어 출력측 직류전압 평활용 캐패시터 C_d 에 에너지를 축적하며 부하에 이 에너지를 공급한다. 만약 운전중에 부하가 감소하여 회생운전을 하는 경우는 일단 직류전압 평활용 캐패시터 C_d 에 회생에너지를 축적한 후 전압형 PWM 컨버터의 IGBT 소자에 의해서 교류전력으로 변환되어 전원측으로 회생에너지를 되돌려 준다.

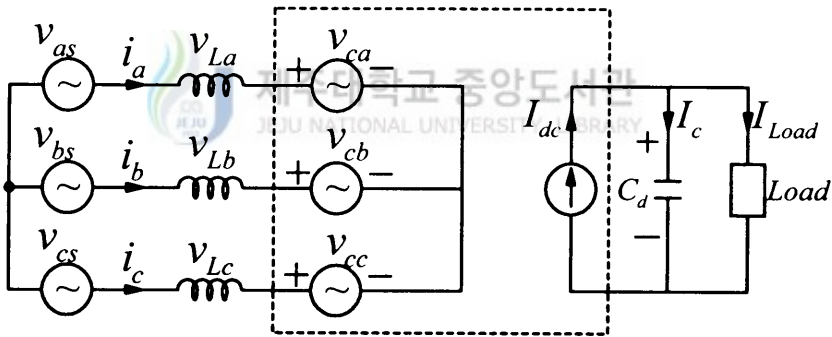


Fig.2 Equivalent circuit of voltage source type PWM converter

Fig.2는 3상 전압형 PWM 컨버터의 등가회로이다. 각 상의 전압은 다음식을 만족한다.

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

또한 교류측 입력전류 i_{abcs} 와 교류입력측 리액터 L_s 에 걸리는 전

압 V_{Labc} 사이에는 다음과 같은 관계식이 성립된다.

$$V_{Labc} = j\omega L_s i_{abcs} \quad (2)$$

단, $\omega = 2\pi f_s$

f_s : 전원주파수

식(2)에서 알 수 있는 바와 같이 리액터 전압 V_{Labc} 를 증대시키면 교류측 입력전류 i_{abcs} 가 증가하게 되며, 역으로 V_{Labc} 값이 음의 값으로 감소하면 i_{abcs} 의 방향이 반전되어 에너지가 직류부하에서 평활용 캐패시터 C_d 와 IGBT소자를 경유하여 교류 전원측으로 반환되는 회생동작이 일어난다.

2.2 전압형 PWM 컨버터의 수학적 모델링

3상 전원전압과 리액터 L_s 로 구성된 3상 AC/DC 전압형 PWM 컨버터는 Fig.1에 나타나 있고 전압방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$V_{as} = L_s \frac{di_a}{dt} + V_a$$

$$V_{bs} = L_s \frac{di_b}{dt} + V_b \quad (3)$$

$$V_{cs} = L_s \frac{di_c}{dt} + V_c$$

여기서, V_{as} , V_{bs} , V_{cs} 는 입력 전원전압, i_a , i_b , i_c 는 상전류이고 V_a , V_b , V_c 는 제어전압이다. 위의 방정식을 행렬로 표시하면 다음과 같다.

$$V_{abc} = L_s \frac{di_{abc}}{dt} + V_{abc} \quad (4)$$

여기서, $V_{abc} = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$,
 $i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ 이고,
 $V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ 이다.

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

$$\begin{aligned} V_d &= L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_s i_q + V_d \\ V_q &= L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_s i_d + V_q \end{aligned} \quad (5)$$

정지좌표계에서의 $d-q$ 전압방정식은 식(5)에 $\omega_e = 0$ 를 대입하므로써 다음과 같이 구할 수 있고,

$$\begin{aligned} V_{sds} &= L_s \frac{di_{as}}{dt} + V_{ds} \\ V_{sqs} &= L_s \frac{di_{qs}}{dt} + V_{qs} \end{aligned} \quad (6)$$

동기좌표계에서의 $d-q$ 전압방정식은 식(5)에서 $\omega_e = 2\pi f$ (f : 전원주파수)를 대입하여 다음과 같이 구해진다.

$$V_{sde} = L_s \frac{di_{de}}{dt} - \omega_e i_{qe} + V_{de}$$

$$V_{sqe} = L_s \frac{di_{qe}}{dt} + \omega_e L_s i_{de} + V_{qe} \quad (7)$$

전원전압이 각 주파수 ω_e 를 가진 평형 3상 정현파 전압이라고 가정하였기 때문에 a상을 동기좌표계의 q 축상에 일치시키면 식(7)은 다음과 같이 된다.

$$0 = L_s \frac{di_{de}}{dt} - \omega_e L_s i_{qe} + V_{de}$$

$$E = L_s \frac{di_{qe}}{dt} + \omega_e L_s i_{de} + V_{qe} \quad (8)$$

식(8)에서 q 축은 상수값 E 를 가진다.

또한 전원측에서 공급되는 유효전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = V_{sa}i_a + V_{sb}i_b + V_{sc}i_c = \frac{3}{2} (V_{sqe}i_{qe} + V_{sde}i_{de}) = \frac{3}{2} E i_{qe} \quad (9)$$

윗 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.

$$pf = \frac{i_{qe}}{\sqrt{i_{qe}^2 + i_{de}^2}} \quad (10)$$

따라서 q 축과 d 축 전류를 제어하면 역률을 제어할 수 있음을 알 수 있다.

2.3 3상 전압형 PWM 컨버터 제어

Fig.3은 3상 전압형 PWM 컨버터의 전체 제어도를 나타낸 것이다. 직류전압 V_{dc} 및 교류입력전류 i_{abc} 의 제어동작은 다음과 같이 행해진다. 우선 직류전압 기준치와 검출된 직류전압과의 편차가 PI제어기에 의해 수행된다.

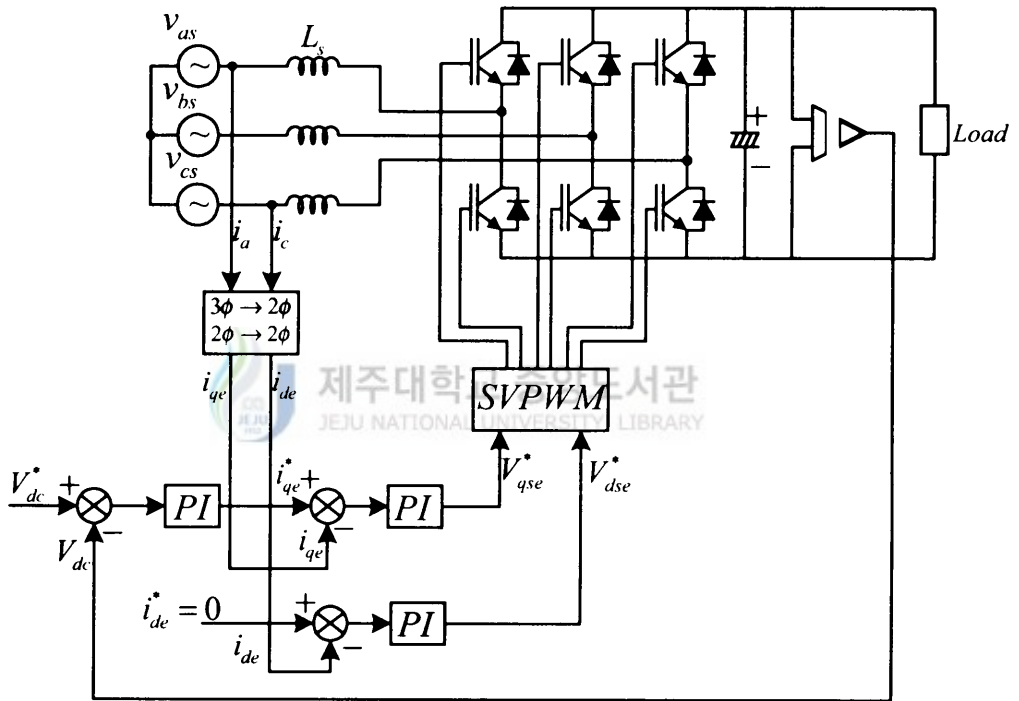


Fig.3 Schematic diagram of control system

수행되어 나온 결과는 식(9)에서 알 수 있듯이 유효성분 전류의 기준치 i_{qe}^* 가 되고, 여기에 교류입력측 유효성분 전류의 검출치 i_{qe} 와 비교된 편차는 PI 제어기에 의해 유효전압기준치 V_{qse}^* 가 된다. 또한 d 축 무효성분 전류의 기준치를 0으로 지정하고 교류입력측 무효성분 전류의 검출치와의 편차는 PI 제어기에 의해 실행되어 무효성분 전압

의 기준지령치 V_{dse}^* 를 얻는다. 이 기준지령치를 $d-q$ 정지좌표계로 변환하고 공간벡터 변조기법에 의해 PWM을 발생시켜 전압형 컨버터를 제어한다.

식(10)에서 알 수 있듯이 $i_{de}^*=0$ 으로 제어하므로써 기본과 역률이 1로 유지됨을 알 수 있다.



Ⅲ. 컴퓨터 시뮬레이션

전력전자 시스템을 해석을 위해 개발된 Psim 프로그램을 사용하여 Fig.3과 같은 3상 전압형 PWM 컨버터 시스템에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 수행시 샘플링 시간은 100 [us]로 하였으며, 직류출력단에 저항부하를 연결하여 제안한 알고리즘의 타당성을 검증하였다.

시뮬레이션은 두가지 경우에 대해서 행하였다. 하나는 기존에 많이 사용되고 있는 정류용 다이오드를 이용한 AC/DC 변환 시스템에 저항부하를 연결하였을 때의 출력직류전압, 부하전류, 입력전원전압, 그리고 고조파 출력전류의 특성에 대해서 해석하였다. 다른 하나는 본 논문에서 도입된 3상 전압형 PWM 컨버터 시스템을 가지고 출력에 저항부하를 연결하여 출력직류전압, 부하전류 앞부분과 같은 특성들과 부하변동시에 대해서 해석하였다. 해석시 직류 출력단에 연결된 전해용 콘덴서의 용량은 1670 [uF], 리액터는 3 [mH] 리액턴스값을 갖는 것을 택하였다.

Fig.4는 정류용 다이오드를 이용한 AC/DC 변환시스템이고, Fig.5는 3상 전압형 PWM 컨버터 시스템의 Psim 프로그램으로 시뮬레이션을 수행하기 위한 블록선도이다. Fig.6 은 기존에 많이 사용되고 있는 정류용 다이오드를 이용한 AC/DC변환 시스템에서 저항 부하를 연결하였을 때의 해석결과들을 나타내고 있다. 이 결과를 보면 입력 전원전류가 왜형파가 되고 있어 고조파를 많이 포함하고 있음을 알 수 있다. 또한 FFT 연산결과에서도 이를 입증하고 있다. 이는 입력전원의 역률을 떨어뜨려 전원계통의 전력품질를 저하시키는 문제점을 내포하고 있다.

Fig.7은 본 논문에서 도입된 3상 전압형 PWM 컨버터 시스템의 출력결과들을 나타내고 있다. 여기서 부하는 162[Ω]의 저항 부하를 2개 이용하였고 직류전압의 기준값은 400[V]이고 전원전압의 선간전압은 220[V]이다. 저항부하 162[Ω]에서 81 [Ω]으로 변동할 경우에도 직류전

압값이 기준값에 잘 추종되고 있음을 알 수 있다. 또한 이 시뮬레이션 결과들을 보면 직류전압의 명령값에 제대로 추종되고 있으며 입력전원전압과 전류가 거의 동상을 유지하고 있어 역률이 1에 가까움을 알 수 있다. 그리고 FFT(Fast Fourier Transformation) 연산결과를 보면, 3상 전압형 PWM 컨버터를 이용한 직류출력 시스템에서는 고조파가 거의 나타나고 있지 않아 고효율 직류전원 시스템으로 구현하는 것이 가능하고 있음을 알 수 있다.

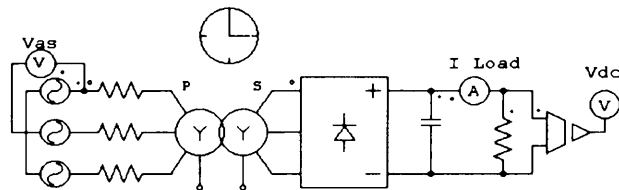


Fig.4 Schematic diagram of AC/DC converter system using diodes

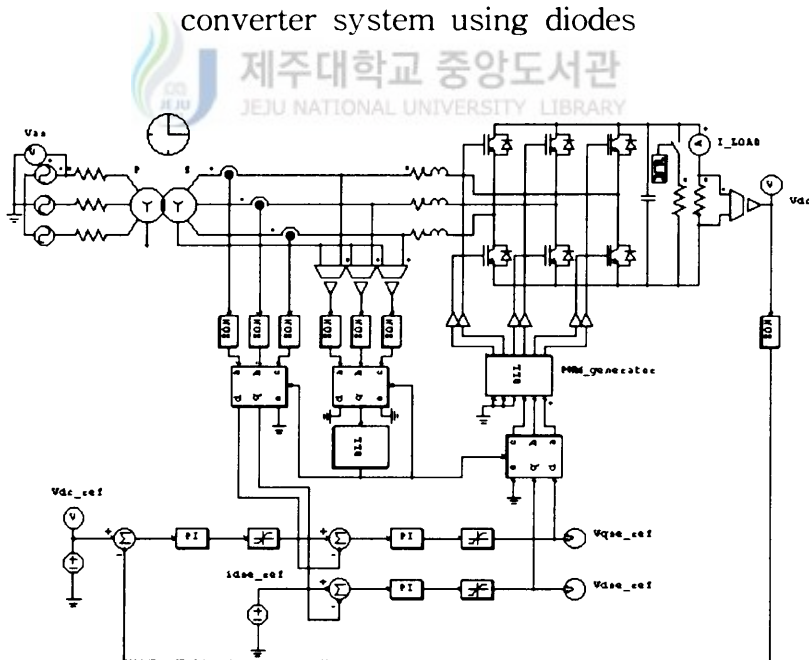


Fig. 5 Schematic diagram of AC/DC PWM converter system

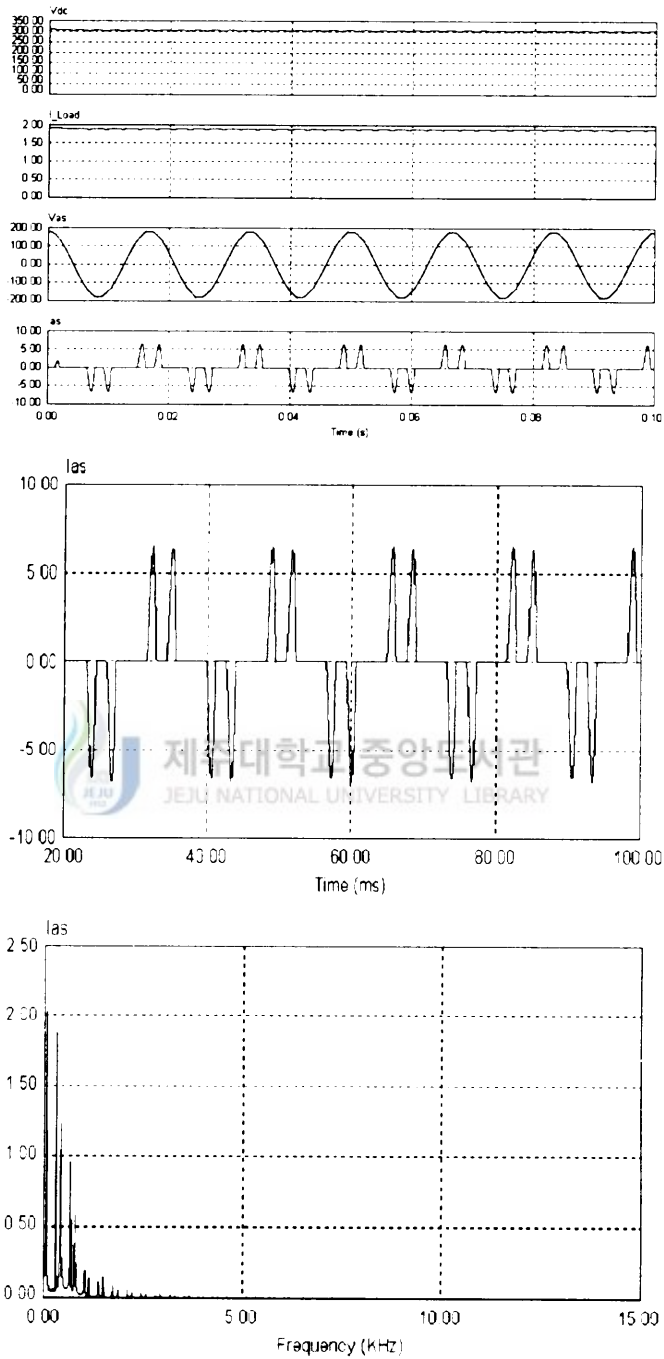


Fig.6 Simulation results of AC/DC converter system using diodes

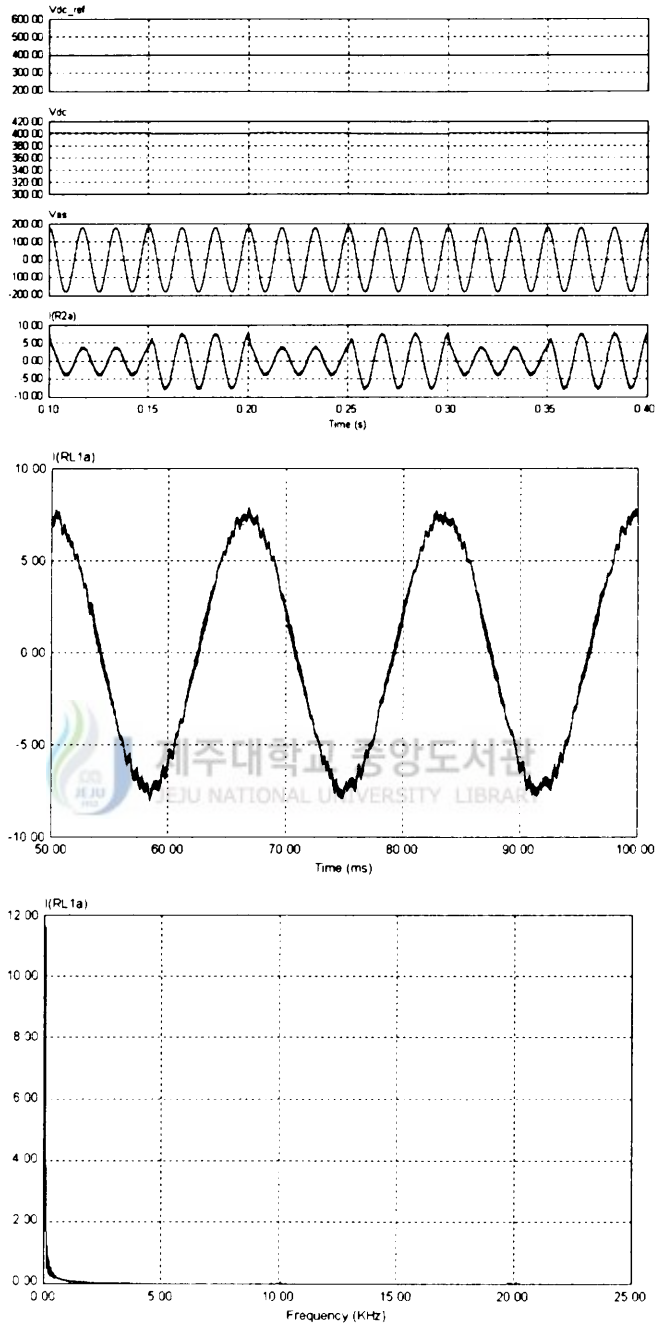


Fig.7 Simulation results of AC/DC PWM converter system

IV. 실험결과

Fig.8은 제안한 알고리즘의 타당성을 구현하기 위한 제어시스템의 하드웨어 구조도를 나타내고 있다. 시스템은 시뮬레이션과 같은 조건을 가지기 위해 저항부하와 3 [mH]의 리액터를 사용하였다. 또한 전압과 전류를 제어하기 위하여 고성능 마이크로 프로세서인 TMS320C31 DSP를 사용하였으며, PI 제어시는 샘플링 시간을 100[us]로 하였다. Fig.9는 기존에 많이 사용되고 있는 3상 브리지 전파정류 시스템을 이용한 실험결과 파형이다. 이 결과에서 보면 상전압에 대한 전원측의 상전류 파형의 왜곡이 크게 나타나고 있다. 고조파 분석을 보면은 이를 증명하고 있다.

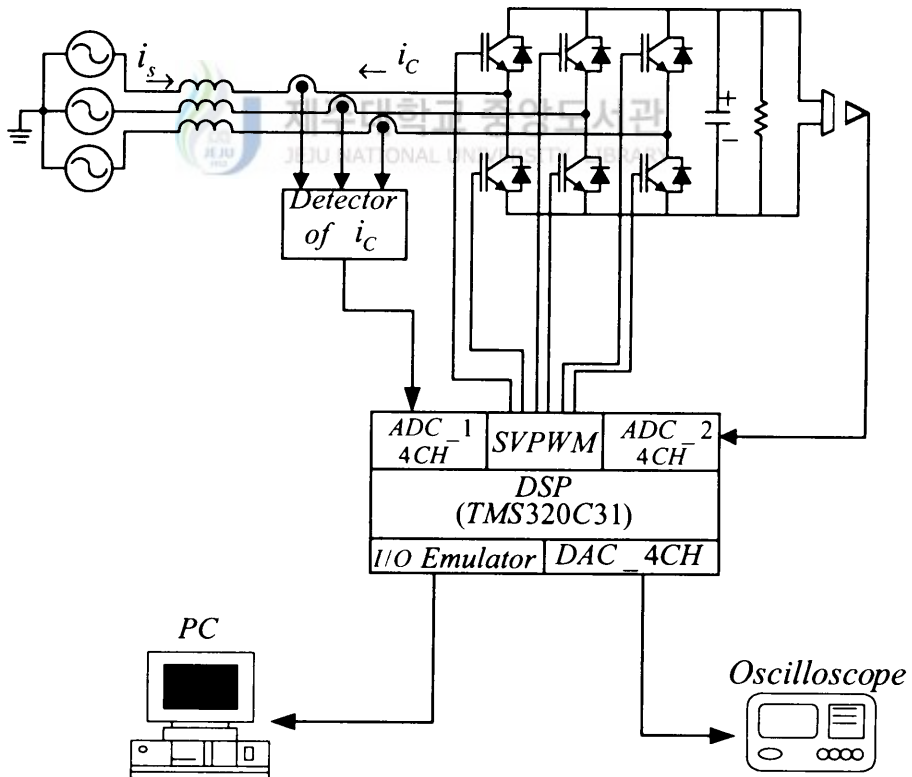


Fig.8 Block diagram of AC/DC PWM converter system

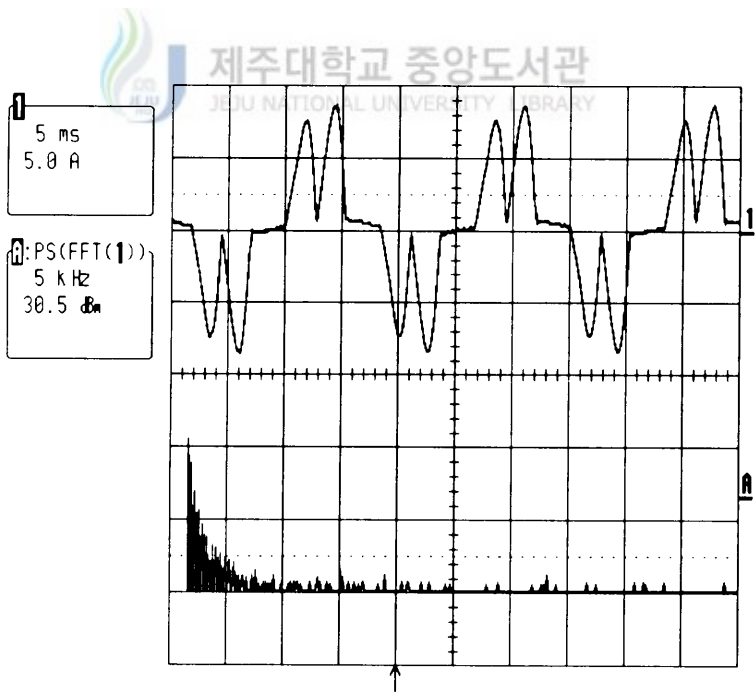
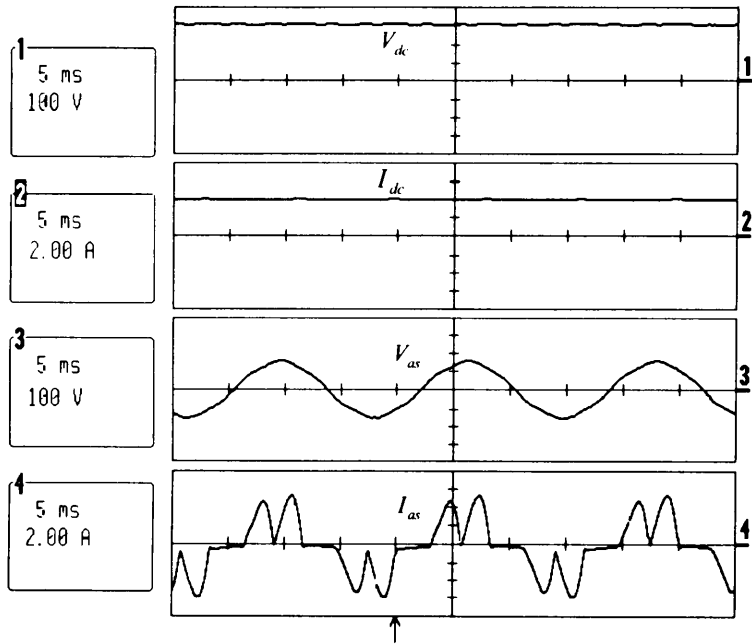


Fig.9 Experimental results of AC/DC converter system using diodes

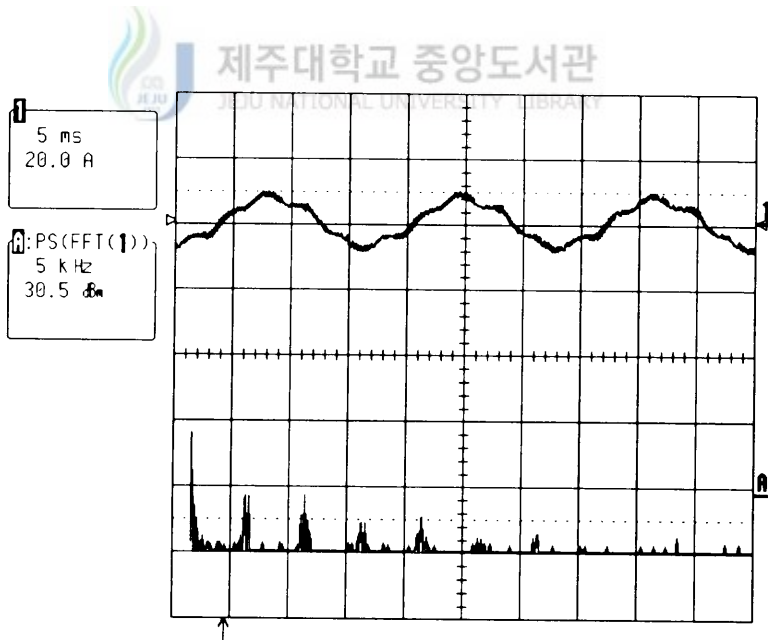
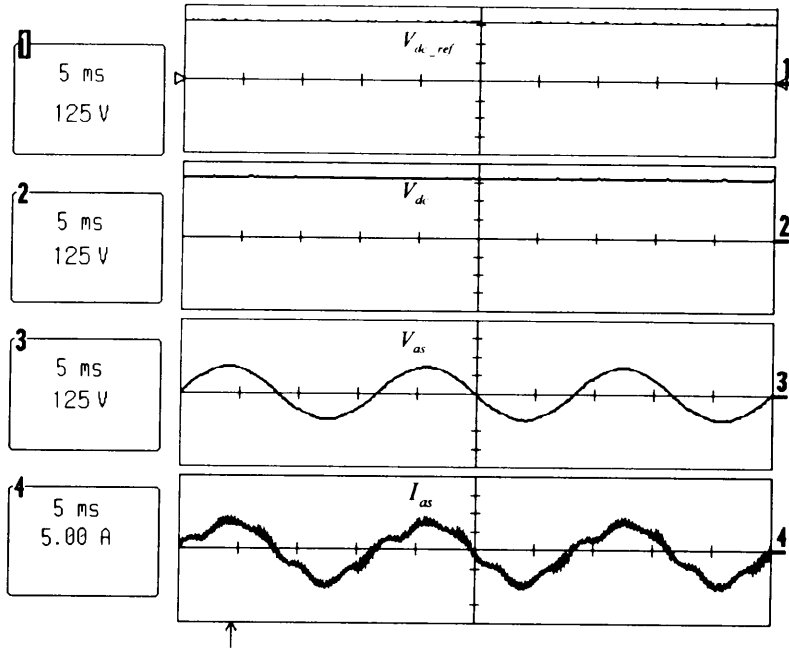


Fig.10 Experimental results of AC/DC PWM converter system

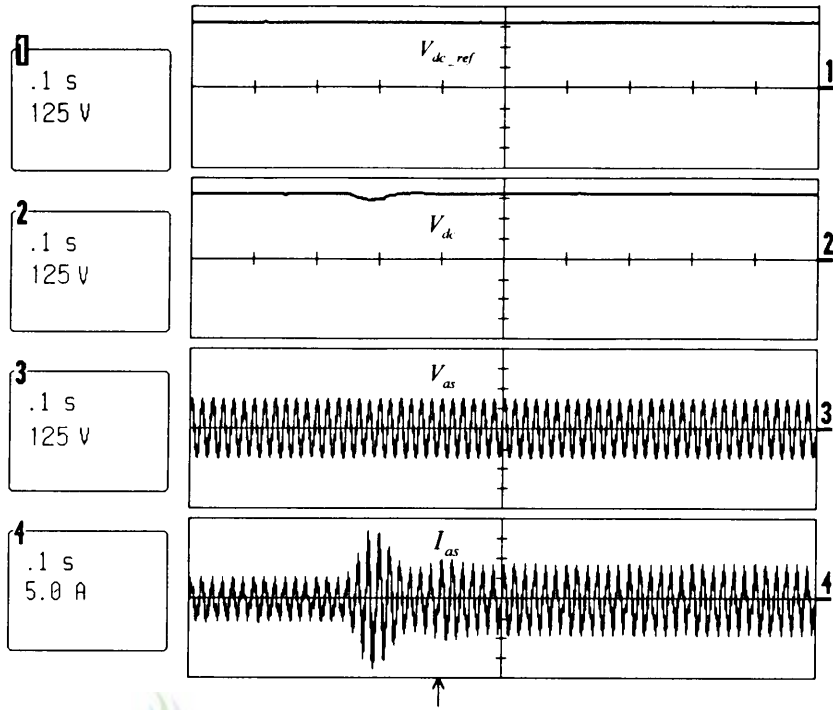


Fig.11 Experimental results of load change

Fig.10은 제시된 전압형 AC/DC PWM 컨버터의 실험결과 파형이다. 이 결과에 직류 기준값을 400[V]로 주고 부하는 61[Ω]을 갖는 저항부하를 사용했을 때의 결과들을 나타내고 있다. 여기서 상전압과 상전류의 파형을 보면 위상이 서로 거의 일치하고 있어 역률이 1에 가까움을 알 수 있다. 또 상전류 파형이 정현파에 가까워 고조파 분석을 해 보면 기존시스템에 비해 고조파가 크게 저감됨을 알 수 있다. Fig.11은 부하변동에 대한 직류응답특성을 나타내고 있다. 부하는 저항 162[Ω]에서 81[Ω]으로 변동하였고, 이 때 직류출력 전압값은 약간의 전압변동만 있어 기준 명령값에 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

직류전원을 필요로 하는 산업현장에서 고효율로 운전이 가능한 전압형 PWM 컨버터시스템의 원리 및 제어방법에 대해서 연구하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험결과를 통하여 다음과 같은 결론에 도달하였다.

- 1) AC/DC 변환시스템에서 전원 3상 입력전류를 동기좌표축상의 유효분과 무효분으로 분리하여 무효분 전류를 0 으로 하므로써 전원상 전압과 상전류의 위상이 거의 일치하여 전원 입력측이 역률이 1이 되도록 제어가 가능하였다.
- 2) 부하변동시 직류출력 기준 명령값에 q 축 유효성분 전류를 실시간으로 제어함으로써 출력 직류전압을 맥동성분없이 일정하게 유지시킬 수 있었다.

이상과 같은 결과들을 종합해 보면 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험결과들이 서로 잘 일치하고 있어 직류전원을 필요로 하는 산업현장에 적용가능할 뿐만 아니라 전원계통의 전력품질을 개선하는데 크게 기여할 것으로 사려된다.

참 고 문 헌

S.B.Dewan, 1985, Design an input filter for the six-pulse bridge rectifier, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.1, IA-21, no.5, pp.1168-1175

E.Epstein, 1979, Analysis of a reactive current source used to improve current drawn by static inverters, IEEE. Trans. Ind. Electr. Contr. Instrm., vol. IECI-26, no.4, pp.172-177

A.Alexandrovitz, 1984, Analysis of a static var compensator optimal energy storage element, IEEE Trans. Ind. Electr., vol. IE-31, no.1, pp.28-33

J.H.Choi, 1989, Instantaneous Reactive Power Compensator using Current Controlled PWM Converter, Trans. KIEE, vol. 38. no.7, JUL.

H.Akagi, 1986, Control strategy of active power filter using multiple voltage source PWM converter, IEEE Tans. Ind. Appl., vol. IA-22, no.3, pp.460-465

G.H.Choe, 1986, Analysis an control of active power filter with optimized injection, in Conf. Rec. IEEE PESC, pp.401-409

감 사 의 글

길고 힘들었지만 정말 따뜻했던 시간들이었습니다. 보잘것 없는 저에게 언제나 커다란 힘이 되어주시고 아낌없는 사랑과 성원으로 논문지도를 해주신 김일환 지도교수님께 진심으로 감사드립니다. 논문을 심사하시느라 애써주신 좌종근교수님, 오성보교수님께도 깊은 감사드리며, 학업을 무사히 마칠 수 있도록 격려해 주신 이개명교수님, 김호찬교수님께도 감사를 드립니다.

연구실에서 밤을 새며 실험과 자료정리에 애써준 연구실 후배 김용현원생과 김재홍원생, 그리고 전기공학과 대학원생들에게 고마움을 느끼며 앞날에 성공과 행운만이 있기를 기원합니다.

하늘나라에 계신 장인어른, 많은 용기와 격려를 주신 장모님과 처가 식구들에게 감사드립니다. 오늘이 있기까지 묵묵히 지켜봐준 나만의 사랑스럽고 아름다운 아내 한명자, 나의 믿음직한 아들 윤의. 나근이와 이 기쁨을 같이 하고 싶습니다.

끝으로 오늘이 있기까지 무한한 사랑으로 보살피 주신 아버님, 어머님께 진심으로 감사드립니다.

2000년 12월

김 창 수