

전압형 PWM 컨버터 제어에 의한 과도상태의 특성 개선

李相一, 李鎭燮, 白亨來

The Improvement of Transient State Characteristics with Voltage Type PWM Converter Control

Sang-Il Lee, Jin-Seop Lee, Hyung-Lae Baek

요 약

일반적으로 컨버터 장치로서 사용되고 있는 전력용반도체 소자인 SCR이나 diode를 사용할 때 역률과 고조파의 문제를 야기시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 자기소호형 소자인 IGBT등을 사용하여 입력측 선전류를 입력 전원전압과 동상인 정현파 전류로 유지함으로써 역률과 고조파에 대한 문제를 해결 하였다. 본 논문에서는 컨버터 출력측 직류전압 제어기에 부하전류 전향보상기(feedforward compensator)를 부가하여 출력측에 다이오드 정류기가 부가된 단상 전압형 인버터를 부하로 사용하여 보상기 부가에 따른 과도상태특성을 개선 하였으며 전압형 PWM 컨버터 제어에 의한 특성을 시뮬레이션 및 실험 결과를 통하여 확인 하였다.

ABSTRACT

The problem of power factor and harmonics are occurred in converter system which used to SCRs and diodes as power semiconductor devices. IGBT power device with self-commutation type was solved that problem, maintain the input line current with sinusoidal wave current of input power source voltage. It was estimated that improvement of transient state characteristics with feedforward compensator, added in the diode rectifier with single phase voltage type inverter was used to simulation load. As a results it was verified that the transient state characteristics with voltage type PWM converter control was improved.

Key Words: PWM Converter, Space Vector Control, Feedforward Compensator, DC Voltage Compensator

1. 서 론

최근 제품의 품질을 향상시키기 위하여 제어 방법에 있어서 여러가지 변화를 모색하고 있다. 기존의 DC driver를 사용하던 생산라인의 경우에는 지속적으로 유지보수를 하고 있으나, 신설되는 라인의 경우에는 AC driver를 설치하고 있으며 기존의 DC driver를 AC driver로 교체하고 있는 추세이다. 이러한 AC driver는 기존의 DC driver에 비하여 많은 장점을 가지고 있다는 것은 이미 잘 알고 있다. 특히, 고품질을 요구하는 라인의 경우에는 AC driver 중에서도 vector driver를 설치하는 추세로 변화하고 있다.^{1,2)}

이처럼 제품의 질을 향상시키기 위하여 보다 더 고성능의 제어를 필요로 하는 생산 라인의 설치가 필요하게 되었다. 그러나 아무리 고성능의 driver를 설치하더라도 컨버터 전원에 문제가 발생하면 제어 성능을 잃어 버리게 되고 제품의 품질에 치명적인 결과를 초래하게 된다.³⁾

기존의 컨버터 장치로써 사용되던 SCR이나 diode를 사용할 때 발생되던 역률과 고조파 문제를 자기소호형 소자인 IGBT를 이용하여 입력측 선전류를 입력 전원전압과 동상인 정현파 전류로 유지함으로써 역률과 고조파에 대한 문제를 해결하였다.⁴⁾

지금까지 이러한 전압형 컨버터의 전류 제어기로는 히스테

리시스 제어기, 예측제어기, 전류오차삼각파 비교제어기 등 여러가지 방식이 사용되어 왔으나 이것들은 응답특성, 스위칭주파수, 고조파함유율등의 측면에서 아직 미흡한 점이 많이 존재하고 있다.¹⁵⁾

그러한 미비점을 개선시키기 위하여 전압공간벡터 변조기법을 이용하여 동기회전 좌표계의 d축 무효성분전류를 영이 되도록 제어함으로써 역률을 거의 1로 하고 q축 유효성분전류를 제어하여 전압형 컨버터의 출력측 직류 전압을 원하는 값으로 유지시킬 수 있다. 출력측 직류 전압의 과도상태 특성은 인버터가 부하에 연결되어 부하 전류의 급작스런 변화에 의해 상당히 교란되므로 직류 전압이 평활용 커패시터나 스위칭소자들의 전압정격을 초과하여 전력회로의 파괴를 초래할 위험성이 존재한다.^{12) 16)}

본 논문에서는 급작스런 부하변동시의 과도상태 특성을 개선시키고자 삼상 전압형 컨버터에 동기회전좌표계와 전압공간벡터 변조기법을 적용하여 유효성분전류와 무효성분전류를 각각 독립적으로 제어하는 한편, 컨버터 출력측 직류전압 제어기에 부하전류 전향보상기를 부가하고 출력측에 다이오드 정류기가 부가된 단상 전압형 인버터를 부하로 사용하고 시뮬레이션을 수행하여 보상기 부가에 따른 과도상태특성의 개선여부를 평가하였다. 또한, 전압형 PWM 컨버터의 제어부를 연산능력이 우수한 Digital Signal Processor를 사용하여 디지털 방식에 의해 소프트웨어적으로 구현하고 제안된 시스템의 성능을 확인하였다.

2. 전압형 PWM 컨버터의 구성

그림 1은 삼상 전압형 PWM 컨버터의 전력회로를 보여주고 있다. 이회로는 공간벡터변조기법에 의한 PWM 파형을 발생시키므로써 위상제어 정류기가 가지는 단점을 개선하였다.¹⁷⁾

초기 동작시에는 다이오드 브리지회로를 통해서 커패시터 C_d 에 $\sqrt{6}e_i$ 의 직류전압이 충전되고 충전이 끝나면 다이오드는 모두 역 바이어스 된다. 이때 교류측 리액터의 스텝-업 기능에 의해 직류 출력측 커패시터의 양단 전압은 입력 전압보다 높은 전압을 가지기 때문에 어느 한 순간에 어떤 IGBT 소자 한쌍을 턴온(turn-on) 시키면 리액터 L_s 에 걸리는 전위차에 의해 전류가 리액터와 커패시터 사이를 흐른다.

삼상 교류전원으로 부터 교류측 리액터 L_s 를 매개로 컨버터 입력단에 교류전력이 전달되며 그 교류전력은 전압형 PWM 컨버터에 의해서 직류전력으로 변환되어 출력측 직류 전압 평활용 커패시터 C_d 에 에너지를 축적하며 부하에 이 에너지를 공급한다.

그림 2는 삼상 전압형 PWM 컨버터의 등가회로를 보여준

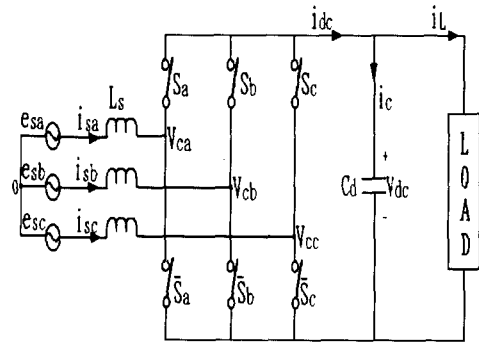


그림 1 전압형 PWM 컨버터의 구성도
Fig. 1 Configuration of voltage type PWM converter

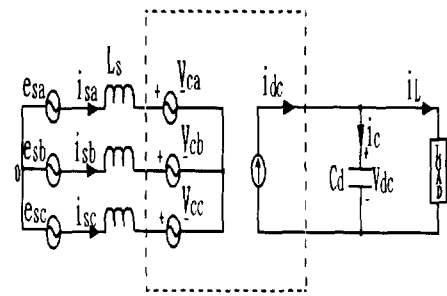


그림 2 전압형 PWM 컨버터의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of voltage type PWM converter

다. 각 상의 전압은 다음 식을 만족하며 또한, 입력전류 i_s 와 교류입력측 리액터에 걸리는 전압 (V_L)과는 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$e_s = V_L + V_c \tag{1}$$

$$V_L = j\omega L_s i_s \tag{2}$$

식 (1)에서 알수있듯이 $V_L = e_s - V_c$ 를 증대시키면, 교류 입력측전류 i_s 가 증가하게 되며, 역으로 V_L 의 값이 음의 값으로 되면 i_s 의 방향이 반전되어 전력이 직류부하에서 교류전원측으로 흐르는 회생동작을 하게 된다.

3. 전압형 PWM 컨버터의 제어기

전압형 컨버터의 교류성분을 직류성분으로 변환한 후 q축의 방향으로 a상 전원을 일치시키면 $e_d = 0$ 이 되므로 전압형 컨버터의 입출력에 대한 등가 블록도는 다음의 그림 3처럼 나타낼 수 있다.

그림 4는 전압형 PWM 컨버터의 제어시스템이다. 직류전

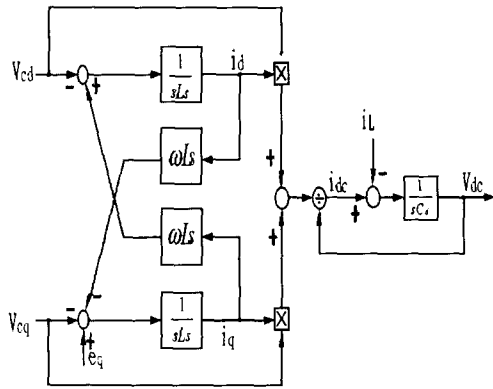


그림 3 PWM-VSC의 블록도
Fig. 3 Block diagram of PWM-VSC

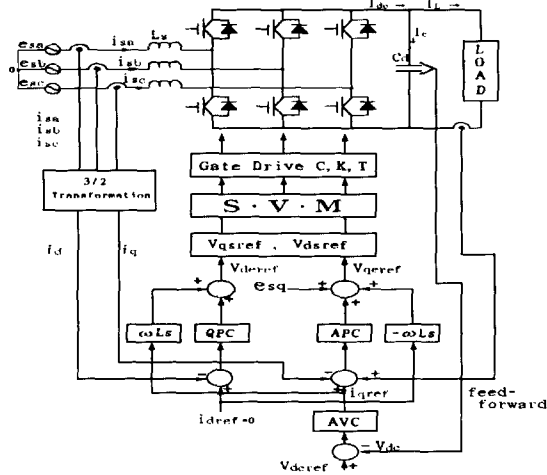


그림 4 PWM-VSC의 제어 시스템
Fig. 4 Control system of PWM-VSC

압 V_{dc} 및 교류입력전류 i_s 의 제어동작은 다음과 같이 행해진다

우선 직류전압의 기준치와 검출된 직류전압과의 편차가 직류전압보상회로(DVC)에 입력되어 비례적분동작이 수행된다. 전원으로부터 공급되는 교류입력전류 i_s 를 동기회전좌표계로 나타냈을때, 비례적분 보상된 출력은 유효성분전류의 기준치 i_{dref} 가 되고 여기에 부하전류의 전향보상값을 부가한 값과 교류입력측 유효성분전류의 검출치 i_d 와 비교된 편차를 얻는다.

이 편차를 유효전력 제어기(APC)에 의해 보상하고 속도기 전력과 전원전압의 q축성분 값을 합산하여 유효성분전압 기준치 V_{dref} 를 얻게 된다. 또한, d축 무효성분전류의 기준치를 0으로 지정하고 교류입력측 무효성분전류의 검출치와의 편차

가 무효전력제어기(QPC)에 입력되어 보상된 출력과 속도기 전력을 합산하여 무효성분전압의 기준치 V_{qref} 를 얻는다. 이 기준치들을 d-q정지좌표값으로 변환하고 공간벡터변조 기법에 의해 PWM을 발생시켜 전압형 컨버터를 제어한다.

따라서 $i_d = 0$ 으로 제어하므로써 기본과 역률이 1로 유지 될 수 있음을 알 수 있다.

즉, $V_{cd} = wL_s i_q$ 가 되도록 제어하면 역률 1이 된다. 결국 V_{cq} 와 V_{cd} 는 다음 식 (3)에 의해서 제어된다.

$$\begin{aligned} V_{cq} &= -K_{pi}(i_{qref} - i_q) - wL_s i_d + e_{sq} \\ V_{cd} &= -K_{pi}(i_{dref} - i_d) + wL_s i_q \end{aligned} \quad (3)$$

단, K_{pi} : 전류제어기의 이득

i_{qref} : 유효성분 iq 전류의 기준치

i_{dref} : 무효성분 id 전류의 기준치

따라서 식 (4)와 같이 전원전류의 d-q축성분이 각각 분리 된 형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -K_{pi}/L_s & 0 \\ 0 & -K_{pi}/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \\ &+ \frac{K_{pi}}{L_s} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)의 결과로부터 i_q 와 i_d 가 각각 독립적으로 제어됨 을 알 수 있다. 그리고 만약 $i_{dref} = 0$ 인 경우는 i_d 가 영으로 제어 되므로 교류입력측 역률을 1로 제어되게 된다.

4. 공간벡터 변조기법에 의한 PWM발생

전압형 PWM 컨버터의 입력측 전류제어는 일반적으로 펄스폭 변조방식을 이용한다. PWM 제어는 그 자체가 전압변조를 위한 것이지만 PWM 방식에 따라서 전류제어의 특성이 달라지므로 넓은 의미에서 이것을 전류제어기의 한 부분으로 생각할 수 있다.

그림 1과 같은 삼상 전압형 컨버터에서 각상의 스위치를 S_a, S_b, S_c 라고 놓으면 이들 스위치의 스위칭상태에 따라 전압형 PWM 컨버터의 입력단 전압은 8가지의 상전압벡터를 가지게 된다. 8가지의 전압벡터중에서 V(0)와 V(7)은 영 벡터인데 이 때 전압형 PWM 컨버터의 직류출력전류는 영이 되고 전압벡터의 크기도 영이 되므로 나머지 6개 만이 유효 벡터가 된다.

전압형 PWM 컨버터의 경우에는 직류출력전압이 일정하게 제어되도록 직류전압의 기준치와 실제전압과의 편차에 따라 전압과 전류의 선형적인 관계를 이용하여 교류입력측 기준전류지령치를 결정한다. 이 경우에 기존의 전류제어형

PWM 방식의 경우에는 교류입력측 전류가 이 기준전류지령치를 잘 추종하도록 제어함으로써 직류출력측 전압을 간접적으로 제어하였으나, 전압공간벡터 변조방식의 경우에는 기준전류 지령치를 기준전압 지령치로 변환하여 컨버터 교류입력측 전압을 제어함으로써 직류출력전압을 직접적으로 제어하고 있다. 즉, 전원전압과 컨버터 입력단 전압사이의 전압편차만큼 교류전원측에서 직류부하측으로 전류를 공급하여 출력전압을 제어하는 방식이다.

각 상의 스위칭 상태에 따른 컨버터의 입력단 전압을 복소평면상에 표시하면 그림 5와 같이 벡터적으로 정육각형을 형성하고, 컨버터에 PWM을 수행하면 컨버터 입력단 전압벡터는 시간적으로 평균적인 의미에서 정육각형의 내부의 어느 한 점에 놓이게 된다. 따라서, 임의의 컨버터 입력단 전압을 발생하려면 원하는 입력단 전압벡터가 위치한 삼각형의 두 변에 해당되는 전압벡터로부터 이 입력지령전압의 벡터를 합성할 수 있고, 두 전압벡터의 인가시간의 합이 샘플링주기 T_s 보다 작으면 나머지 시간 동안에는 영벡터를 인가하면 된다.

예를 들어 기준지령전압 V^* 가 $0^\circ \sim 60^\circ$ 인 영역 1에 위치한다면 V^* 에 인접한 $V(1)$ 과 $V(2)$ 벡터에 투영된 V_A, V_B 로부터 벡터합성의 평행사변형법을 이용하여 V^* 를 합성할 수 있다.

이를 식으로 나타내면

$$V^* = [V(1)T_1 + V(2)T_2] / T_s = V_A + V_B \quad (5)$$

가 되는데, 여기서 T_1 과 T_2 는 각각 전압벡터 $V(1)$ 과 $V(2)$ 를 인가하는 시간을 나타낸다. $V(1), V(2)$ 및 영벡터($V(0)$ 또는 $V(7)$)를 인가하기 위한 시간은 다음과 같이 계산된다.

$V(1)$ 의 인가시간

$$T_1 = T_s \frac{|V^*| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right)}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}} = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \quad (6)$$

$V(2)$ 의 인가시간

$$T_2 = T_s \frac{|V^*| \sin \gamma}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}} = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin \gamma \quad (7)$$

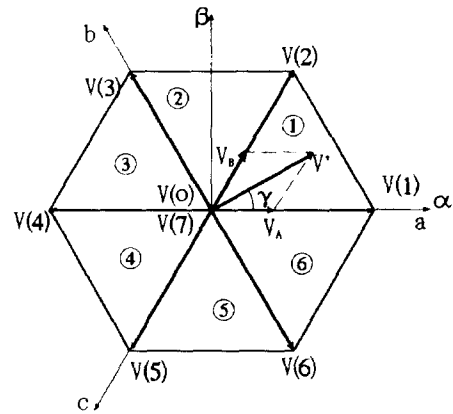


그림 5 컨버터의 입력전압벡터
Fig. 5 Input voltage vector of converter

영 벡터의 인가시간

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (8)$$

여기서는 이 삼각형의 출발변으로 부터 전압벡터 V^* 까지 반시계 방향으로 γ 의 회전한 각을 나타내고 있다. 그리고 지령전압 V^* 가 $60^\circ \sim 120^\circ$ 인 영역②에 위치할 때도 V^* 를 합성할 수 있는데 이 영역에서는 $V(2)$ 의 인가시간이 T_1 , $V(3)$ 의 인가시간이 T_2 , 영벡터의 인가시간이 T_0 가 된다. 이하 2~3 영역에서도 같은 방법으로 시간에 따라 벡터를 선택적으로 인가할 수 있다.

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

표 1은 디지털 파라미터 시뮬레이션 상수이다. 그림 6은 전압형 PWM 컨버터의 a상 전원전압과 교류입력측 a상 전류가 거의 동상으로 역률 1로 제어되는 것을 나타내며 입력형 다이오드와 연계된 인버터부하에 돌입성 전류가 흘러도 입력전류 i_a 가 왜형없이 정현파로 유지되고 있음을 보인다.

표 1 시뮬레이션 파라미터
Table 1 Simulation parameter

종 류	상 수 값
출력전압	410[V]
입력전압	선간220[V]
입력측 인덕턴스	1.3[mH]
출력측 평활용 커패시터	25,000[μF]
인버터 부하 출력전압	220[V]
컨버터의 스위칭 주파수	10[KHz]

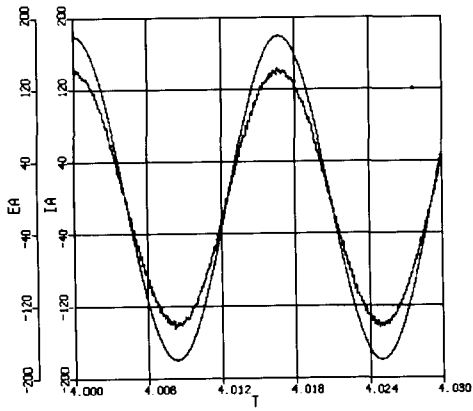


그림 6 교류입력 전원전압과 전원전류(a상)
Fig. 6 AC input source voltage and source current (a phase)

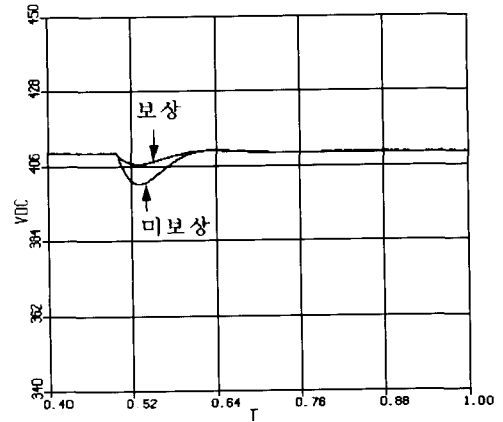


그림 8 컨버터 DC출력전압
Fig. 8 DC output voltage of converter

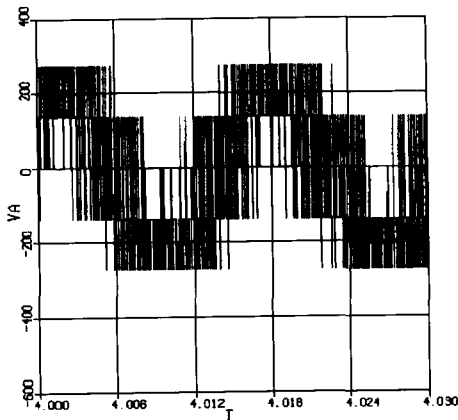


그림 7 교류측 컨버터 입력단 전압
Fig. 7 Input voltage of AC side converter

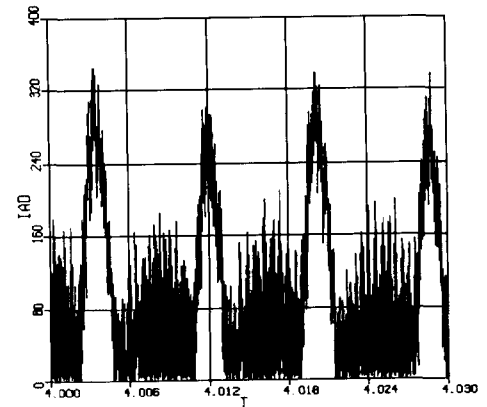


그림 9 인버터 입력단 전류
Fig. 9 Input current of inverter

그림 7은 컨버터의 교류입력단 전압을 보여주고 있으며 이 전압은 컨버터의 스위칭 함수와 직류전압에 의해 결정되는 것이다. 이 입력단 전압과 전원전압의 전압편차만큼 교류입력측에서 직류측으로 에너지가 전달된다.

그림 8은 20%부하변동시 직류전압제어기에 부하전류전항 보상기를 부가한 경우와 부가하지 않은 경우의 직류출력전압 과도상태특성을 나타내며 전자가 후자의 경우보다 더 우수함을 보이고 정상상태에서 리플이 거의 없는 평활한 상태를 나타낸다.

그림 9는 커패시터입력형 다이오드브리지와 연계된 인버터 부하의 입력단 전류파형을 보여준다.

그림 10은 DC링크 입력단에 흐르는 전류 i_{dc} 의 파형을 보여주고 있으며 부분적으로 전력의 회생이 일어나고 있음을 보여준다.

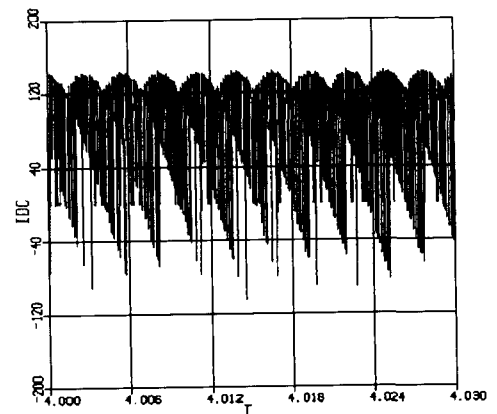


그림 10 DC링크 입력단 전류
Fig. 10 Input current of DC link

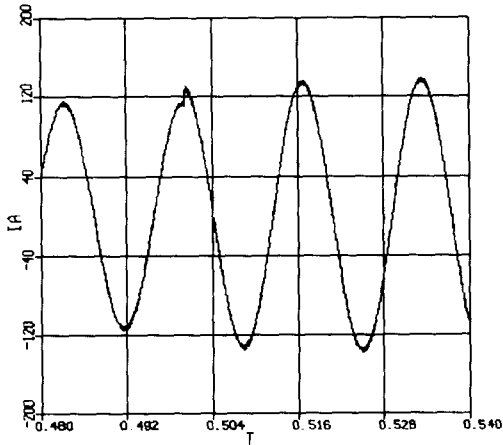


그림 11 부하변동시의 교류 전원전류
Fig. 11 AC source current at load variation

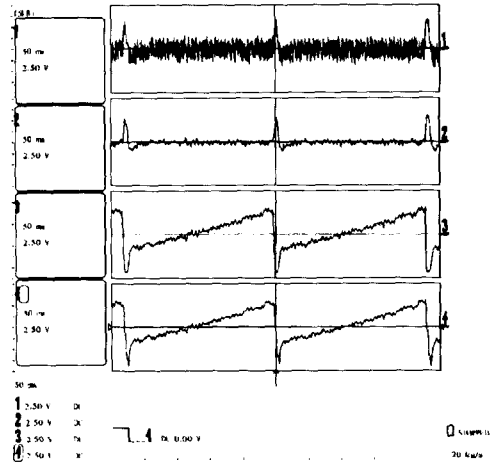


그림 13 직류링크 전압제어 특성
Fig. 13 The characteristics DC link voltage control

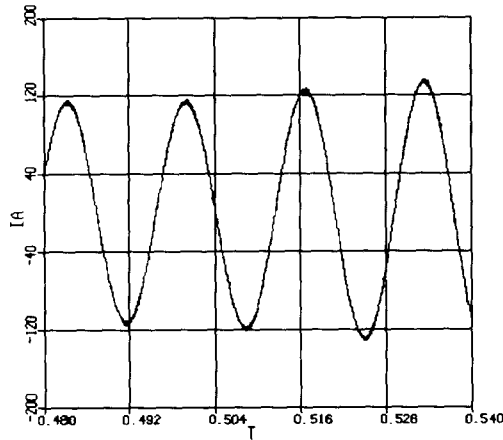


그림 12 부하변동시의 교류 전원전류(보상)
Fig. 12 AC source current at load variation (compensation)

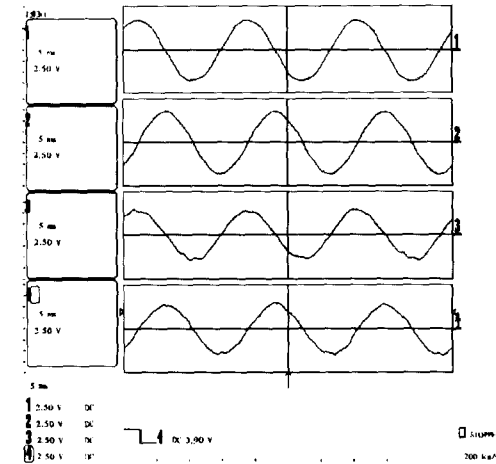


그림 14 역률 제어 (전동기 운전영역)
Fig. 14 Power factor control (motor operating area)

그림 11, 12는 전향보상기가 있을 경우와 없을 경우의 20% 부하변동에서 과도상태 특성을 보여준다.

그림 13은 DC링크의 전압제어 특성을 보여주는 파형으로서 Ch1은 측정된 직류링크 전압이고, Ch2는 저역통과필터로 필터링된 전압이며, Ch3는 동기좌표계 q축 전류지령치, Ch4는 동기좌표계 q축 전류이다. 부하로 사용된 유도전동기가 급감속 할때 직류링크의 전압변동이 5[V]이내에서 제어됨을 알수 있다.

그림 14는 전원측 컨버터의 역률 제어를 보여주는 파형으로서 전원측에서 부하측으로 전력을 공급하는 경우로서 Ch1은 d축 전원상전압, Ch2는 q축 전원상전압, Ch3는 d축 상전류, Ch4는 q축 상전류이다.

6. 결론

출력측 직류 전압의 과도상태 특성은 인버터가 부하에 연결되어 부하 전류의 급작스런 변화에 의해 상당히 교란되므로 직류 전압이 평활용 커패시터나 스위칭소자들의 전압정격을 초과하여 전력 회로의 파괴를 초래할 위험성이 존재함을 확인 하였으며 급작스런 부하변동시의 과도상태 특성을 개선시키고자 삼상 전압형 컨버터에 동기회전좌표계와 전압공간벡터 변조기법을 적용하여 유효성분전류와 무효성분전류를 각각 독립적으로 제어하였으며 한편, 컨버터 출력측 직류전압 제어기에 부하전류 전향보상기를 부가하고 출력측에 다이오드 정류기가 부가된 단상 전압형 인버터를 부하로 사용하여

디지털 시뮬레이션을 수행하여 보상기 부가에 따른 과도상태 특성을 개선하였다. 또한, 전압형 PWM 컨버터의 제어부를 연산능력이 우수한 DSP를 사용하여 제안된 시스템의 성능을 확인 하였다.

이 논문은 1998년도 조선대학교 학술연구비의 지원을 받아 연구 되었음.

참 고 문 헌

- [1] K.Kenzo, O.Tsutomu and S.takashi, "Application Trends in AC Motor Drives", IEEE IECON '92, pp.31~36, 1992.
- [2] W.Leonhard, Microcomputer Control of High Dynamic Performance, Automation, Vol.22, pp. 1~19, 1986.
- [3] R.P.Joshi, B.K.Bose, " Base/Gate Drive Suppression of Inactive Power Devices of a Voltage-Fed Inverter and Precision Synthesis of AC Voltage and DC Link Current Wave", IEEE IECON '90, pp.1024~1040, 1990.
- [4] Van Wyk, J.D., "Power Quality, Power Electronics and Control", European Conference on Power Electron and Application, Vol. 1, pp.17~32, 1993.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] H.W.Van der Broeck, "Analysis of the Harmonics in Voltage Fed Inverter Drives Caused by PWM Schemes with Discontinuous Switching Operation", EPE Conf. Rec-3, pp.261~266, 1991.

〈 저 자 소 개 〉



이상일(李相一)

1942년 12월 20일생. 1967년 조선대학교 전기 공학과 졸업. 1985년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년~1994년 미국 University of Missouri-Columbia 파견교수. 1999년 현재 조선대학교 전기제어계측공학부 교수.



이진섭(李鎭燮)

1960년 2월 14일생. 1984년 조선대학교 전기 공학과 졸업. 1986년 동 대학원졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정. 1986년~1998년 포스콘 기술연구소. 1999년~현재 첨단시스템 근무.



백형래(白亨來)

1949년 5월 14일생. 1971년 조선대학교 공대 전기공학과 졸업. 1992년 건국대 전기공학과 졸업(공학박사). 1999년 현재 조선대학교 전기제 어계측공학부 교수.