전력전자학술대회 논문집 1997. 7. 17-19 전력전자학회

3 상 PWM Converter 를 위한 정지 좌표계법 Analog 제어기 설계 및 시뮬레이션

이 영국, 노 철원, 최 종률
현대 정공 기술 연구소 공작기계 연구부

Design and Simulation of analog controller for 3 Phase PWM Converter Based on Stationary Reference Frame

Young-kook Lee, Chul-won Noh, Song-yul Choe
Hyundai Precision & Ind. Co., LTD. Technical Research Institute
Machine Tool Engineering Dept.

Key Word : Pulse Width Modulated, High DC Link Voltage, Low-Cost

Abstract

Due to several advantages of Pulse Width Modulated(PWM) Converter, such as unity power factor with low-harmonics and energy regeneration, PWM converter has been widely used in industrial application. In every application of energy conversion equipment, the design and implementation must be carried out considering performance and cost. High quality with low cost is the best choice for energy conversion equipment.

High dc link voltage can reduce inverter and motor side losses and system dimension compare to low dc link voltage. Analog controller can make PWM converter cheaper without considerable degradation of the performance than digital controller. This paper shows the simplified analog controller for 600V dc link voltage using stationary reference frame control and the simulation results.

Ⅰ. 서론

PWM Converter 는 입력측 단위 역률 제어 및 전원측 회생 기능, 입력 전류의 고조파 성분 감소 등의 장점에 의하여 산업계에서의 응용 범위가 날로 확대되고 있다[1,2]. 전력 변환 장치의 응용에 있어서 디자인 및 구현은 가격과 성능을 고려하여 수행이 되어야 한다. 저가의 고성능 장비의 구현은 전력 변환 장비에 있어서 최선의 선택이 된다. 고압의 DC Link 전압은 저압의 DC Link 전압에 비하여 인버터와 Motor 측 손실 및 디멘죤을 저감시킬 수 있는 장점이 있다. Analog 제어기는 디지탈 제어기에 비하여 성능의 큰 저하없이 저가의 장비를 구성할 수 있는 잇점이 있다.

본 논문에서는 간략화된 Analog 제어기를 설계하고 그 시뮬레이션 결과를 제시하고자 한다.

Ⅱ. 본론

1. 정지 좌표계법을 이용한 3 상 PWM Converter 제어 Block 도

벡터 제어는 Reference Frame 설정을 기준으로 동기 좌표계법과 정지 좌표계법으로 구분이 되어진다. 동기 좌표계법의 경우 d-q 변환을 위한 연산 수행이 필요하고 Analog 소자로의 구현이 거의 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 Analog 회로로 구현이 용이한 정지 좌표계법을 적용하고자 한다.

그림 1 은 정지 좌표계법을 적용한 3 상 PWM Converter 의 제어 Block 도를 보이고 있다[3]. 제어기는 입력 상전압과 동기된 신호를 발생시키는 부분과 전압 제어기, 전압 제어기의 출력과 입력 상전압 동기 신호가 곱하여져서 각상의 전류 지령치를 발생시키는 회로, 전류 제어기, 전류 제어기 출력과 삼각파를 비교하여 실제 각상의 스위칭 소자에 PWM 신호를 인가하는 회로로 구성이 된다.

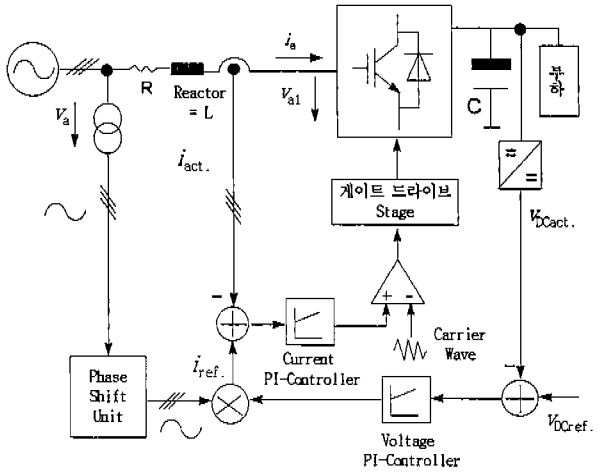

그림 1. 정지 좌표계법을 이용한 3 상 PWM Converter 의 제어 Block 도

2. PWM Converter 동작 원리

1) 입력 상전압, 상전류 및 Converter 입력 전압 방정식 및 Phase 도

그림 1 에서 보이고 있는 입력 상전압과 상전류, Converter 입력 전압간의 전압 방정식은 식 1 로 표현이 가능하고 이러한 전압 방정식은 아래 그림 2 의 Phase 도로 표현이 가능하다[1].

$$\vec{v}_a = \vec{v}_{a1} + \vec{v}_L + \vec{v}_R = \vec{v}_{a1} + \omega \times L \times \vec{i}_a + R \times \vec{i}_a \text{ -----(1)}$$

($\vec{v}_a$ = 입력 상전압 벡터, ω = 전원 각주파수,

$\vec{v}_{a1}$ = Converter 입력 상전압의 기본파 성분 벡터

$\vec{i}_a$ = 입력 상전류 벡터, L = 입력단 상 Inductance

R = 입력측 저항 성분)

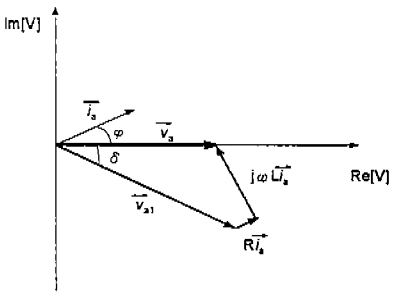

그림 2. 입력 상전압, 상전류, Converter 입력 상전압 Phase 도

2) 단위 역률 제어의 조건 및 위상 지연각 추정

PWM Converter 의 전류제어기 출력은 Conveter 입력 상전압의 기본파(v_{a1}) 성분과 동기된 신호가 된다. 입력 상전류를 전압과 동상이 되도록 만들어 주기 위하여서는 입력 상전압과 Converter 입력 상전압 기본파 성분의 위상차 만큼 지연된 PWM Modulating 신호가 전류 제어기로 부터 출력되어야 한다. 따라서 전류 제어기 출력이나 전압 제어기 출력(전류 지령치)에 위상 지연을 발생시켜야 한다[1]. 그림 2 의 Phase 도에서 단위 역률 조건을 만족시키기 위하여서는 전류의 전압에 대한 위상각(φ)이 0 가 되어야 한다. Converter 입력측의 저항 성분을 무시(저항 대 Reactor 임피던스 비 = 1 : 5 이상)하고 상전압과 전류의 위상차가 없다고 가정하면 그림 2 의 Phase 도는 그림 3 과 같이 표현이 가능하다.

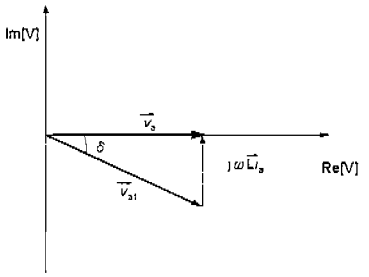

그림 3. 변형된 Phase 도

이러한 관계가 성립하게 되면 입력 상전압과 Converter 입력 전압 기본파 성분의 위상차는 식 2 로 표현이 가능하다. 입력 상전압, Reactor 의 Inductance, 입력 전류의 각주파수는 고정되어 있으므로 위상차는 입력 전류의 함수가 된다.

$$\delta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega \times L \times i_a}{v_a}\right) \text{ ----------(2)}$$

일반적으로 입력단 Reactor 의 Inductance 는 Converter 의 입력 정격 전류 도통시 입력 상전압의 4%미만의 전압 강하 성분을 가지도록 선정한다[4].

3. 제안된 Converter 의 기본 사양

아래 표 1 은 Converter 의 기본 사양을 제시하고 있다.

항목	사양
입력 전원	3 상 380VAC, 60Hz
출력 DC 전압	600V
입력단 Reactor	0.7mH/Phase
출력단 Capacitance	1500 μF
정격 용량	18kW
정격 전류	28Arms
PWM 방식	Sinusoidal PWM
스위칭 주파수	6.8kHz

표 1. Converter 의 기본 사양

4. 각 구성 Block 별 설계

1) 입력 상전압 동기 신호 발생부

입력 상전압과 동기된 신호를 발생시키는 방법으로는 절연 변압기를 이용하거나 Differential Amplifier 를 이용하는 방법이 있다. 변압기를 이용하는 경우 변압기의 디멘죤에 의하여 제어기의 부피가 증가하는 단점이 있으므로 Differential Amplifier 를 적용하였다. 그림 3 은 동기 신호 발생부의 회로 구성을 보이고 있다.

동기 신호 발생부의 Gain 은 식 3 으로 표현이 가능하다.

$$V_{async} = \frac{R2}{R1} \times \frac{R3}{R3} = \frac{120k\Omega}{7.2M\Omega} \times \frac{20k\Omega}{20k\Omega} = 0.0167 \text{ ------(3)}$$

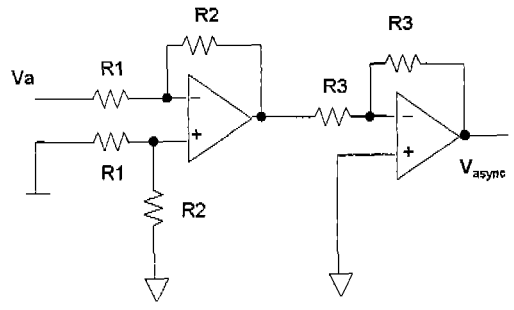

그림 3. 동기 신호 발생부의 회로 구성

2) 전압 제어기

가. PWM Converter 의 비례 Gain 선정

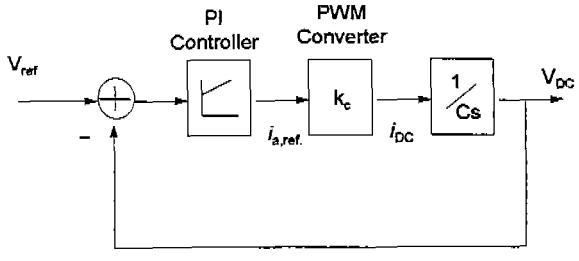

그림 4. 전압 제어기의 Block 도

그림 4 는 전압 제어 Loop 의 Block 선도를 보이고 있다. 전압 제어기의 성능이 이상적이라고 가정하면 전압 제어기 출력(전류 지령치)과 실제 입력 전류는 동일한 값이 된다. 또한 PWM Converter 의 시간적인 지연을 무시하면 PWM Converter 는 입력 상전류와 출력 DC 전류의 비례 Gain 으로 등가화가 가능하다. PWM Converter 의

입력 역률을 1로 가정하고 입력 Power와 DC 출력 Power의 평형 관계를 이용하면 PWM Converter의 비례 Gain을 얻을 수 있다. 식 4는 이러한 Power 관계를 표현하고 있다. 전류 지령치($i_{a,ref}$)은 순시치 이므로 rms 값으로 변환하기 위하여 $\frac{1}{\sqrt{2}}$를 곱한다.

$$\sqrt{3} \times V_{LL} \times \frac{i_{a,ref}}{\sqrt{2}} = V_{DC} \times I_{DC}$$

$$k_C = \frac{I_{DC}}{I_{CM}} = \frac{\sqrt{3} \times V_{LL}}{\sqrt{2} \times V_{DC}} = \frac{\sqrt{3} \times 380}{\sqrt{2} \times 600} = 0.7757 \quad \text{------(4)}$$

나. 전압 제어기의 PI Gain 선정

그림 4의 Block 선도의 폐루프 전달 함수는 식 5로 표현이 가능하다. PI 제어기는 전형적인 2차계 함수를 형성하므로 전달 함수의 특성 방정식은 식 6과 같이 표현이 되고 Damping Factor와 고유 주파수와 관계에 의하여 전압 제어기의 PI Gain을 선정할 수 있다.

$$\frac{s\frac{K_{VP}k_C}{C} + \frac{K_{VI}k_C}{C}}{S^2 + \frac{k_C K_{VP}}{C}S + \frac{K_{VI}k_C}{C}} \quad \text{----------(5)}$$

$$S^2 + \frac{K_{VP}k_C}{C}S + \frac{K_{VI}k_C}{C} = S^2 + 2\xi\omega_n S + {\omega_n}^2 \quad \text{-------(6)}$$

여기서 Damping Factor(ξ)를 $\frac{1}{\sqrt{2}}$(0.707), 고유 응답 주파수(ω_n) 를 100rad/s, DC Capacitance를 1500㎌으로 설정하면 PI Gain 값은 각각 아래와 같이 선정이 될 수 있다.

$$K_{VP} = \frac{2C}{k_C}\xi\omega_n = 0.2734$$

$$K_{VI} = \frac{C}{k_C}\omega_n = 19.38 \quad \text{----------(7)}$$

그림 5는 전압 제어기의 회로 구성을 보이고 있다. DC 전압 Feedback Scale은 60분의 1로 설정되어 있다. 따라서 회로상의 PI 제어기의 Gain은 위 식 7의 결과의 60배가 된다. 이때 전압 지령치 입력은 10V가 된다.

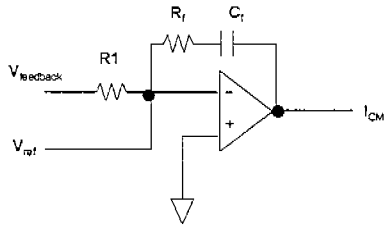

그림 5. 전압 제어기의 회로 구성

전압 제어기의 저항값 및 Capacitance 값은 식 8을 통하여 선정할 수 있다.

$$K_{VP} = 0.2734 = \frac{R_f}{R1 \times 60}$$

$$K_{VI} = 19.38 = \frac{1}{R1 \times C_f \times 60} \quad \text{----------(8)}$$

$$R1 = 40\text{k}\Omega, R_f = 650\text{k}\Omega, C = 20nF$$

3) Multiplier 및 Phase Shift Unit

Multiplier는 전압 제어기 출력과 입력 상전압과 동기된 신호를 곱하고 Pahse Shift Unit는 2-2절에서 언급한 위상각을 보상하기 위한 부분이 된다. 식 2에 의하여 위상각은 입력 상전류의 함수임을 알수 있으나 Analog로 입력 상전류의 크기에 따라 순시적으로 변화하는 위상각을 보상하는 회로를 구현하기 위해서는 복잡한 회로 구성이 필요하게 된다. 따라서 본 논문에서는 순시적인 위상각 제어가 아닌 정격 전류 도통시의 위상각 지연만을 보상하는 방법을 적용하고 있다. 이러한 방법은 저항과 Capacitor를 이용한 지연 회로로 구현이 가능하다. 식 9는 정격 전류 도통시 보상하여 주어야 하는 위상각의 크기를 제시하고 있다.

$$\delta = \tan^{-1}(\frac{\omega \times L \times I_a}{V_a}) \quad \text{---(9)}$$
$$= \tan^{-1}(\frac{2 \times \pi \times 60 \times 0.7 \times 10^{-3} \times 30}{220}) = 2.06\,\text{deg.}$$

4) 전류 제어기

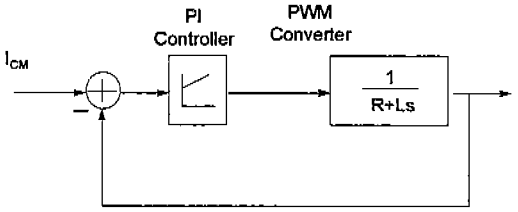

그림 7. 전류 제어 루프의 Block 선도

그림 7 은 전류 제어기의 Block 선도를 보이고 있고 식 10 은 전류 제어 루프의 폐루프 전달 함수이다. 전압 제어기의 경우와 마찬가지로 특성함수(식 11)의 Damping Factor(ξ)와 고유 응답 주파수(ω_n)를 이용하면 PI Gain 값을 선정할 수 있다.

Damping Factor 와 고유 응답 주파수는 각각 0.707 과 6283rad/s(1kHz)로 설정하였다. 또한 입력측의 저항 성분은 매우 적은 Level 이므로 무시할 수 있고 입력 Reactor 는 상당 0.7mH 이다.

$$\frac{s\frac{K_{IP}}{L_S} + \frac{K_{II}}{L_S}}{S^2 + \frac{(K_{IP}+R)}{L_S}S + \frac{K_{II}}{L_S}} \quad \text{----------(10)}$$

$$S^2 + \frac{(K_{IP}+R)}{L_S}S + \frac{K_{II}}{L_S} \quad \text{----------(11)}$$
$$= S^2 + 2\xi\omega_n S + {\omega_n}^2$$

선정된 전류 제어기의 PI Gain 은 식 12 에 제시되어 있다.

$$K_{IP} = 2\xi\omega_n L_S - R = 2\xi\omega_n L_S = 6.12$$
$$K_{II} = {\omega_n}^2 L_S = 2763 \quad \text{----------(12)}$$

5) 삼각파 발생부

전류 제어기의 출력은 삼각파의 Carrier Wave 와 비교가 되어 최종 PWM 신호를 발생하게 된다. 아래 그림 8 은 Carrier Wave 발생 회로의 구성을 보이고 있다. 회로도에서 보이고 있는 Feedback Loop 는 $V_{Carrier}$ 의 크기를 제한하여 주는 히스테리시스 Loop 를 형성하게 되고 R5 와 C2 의 시상수에 의하여 주파수가 결정되게 된다. 본 논문에서 적용된 Carrier Wave 의 주파수는 6.8kHz, 크기는 ± 9.7V 이다.

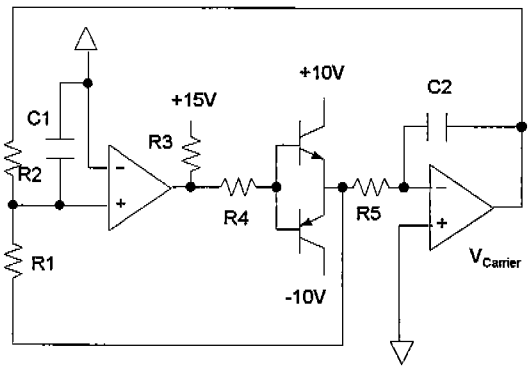

그림 8. 삼각파 발생부 회로 구성

5. Simulation 결과

Simulation 은 Analogy 사의 Saber Simulator 를 이용하여 수행하였다. 그림 9 는 시뮬레이션 상의 시간에 따른 PWM Converter 의 동작 모드를 보이고 있다. 각각의 동작 모드는 초기 충전 및 DC 전압 Boosting, 20 Ω의 저항 부하 인가, 10 Ω의 저항 부하 인가, Regeneration 모드를 나타내고 있다.

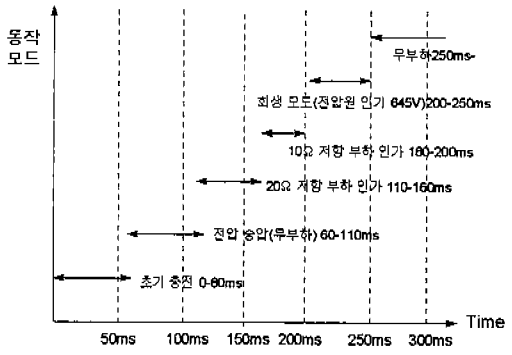

그림 9. Simulation 상의 동작 모드

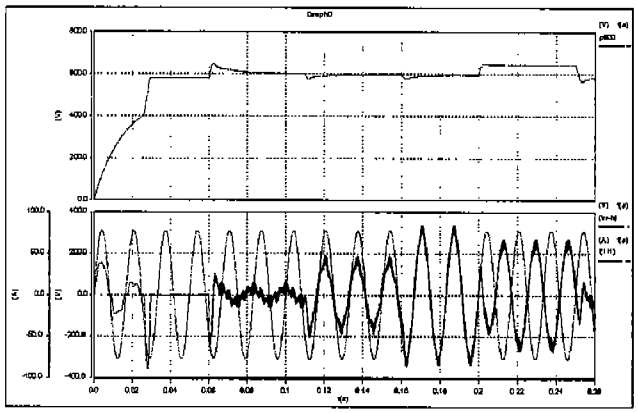

그림 10. 출력 DC 전압, 입력 상전압 및 상전류 Simulation 결과

그림 10 은 제안된 제어기를 채용한 PWM converter 의 전 동작 구간의 파형을 제시하고 있다.

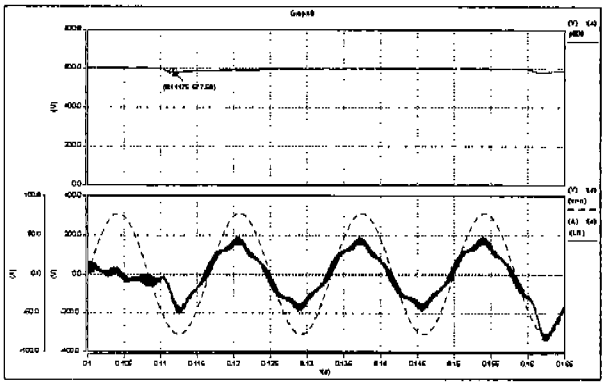

그림 11. 20 Ω 저항 부하 인가시 출력 DC 전압, 입력 상전압 및 상전류 Simulation 결과

그림 11 에서 보이고 있듯이 부하가 인가되는 시점에서 순간적인 Voltage Dip 이 발생되고 있으며 약 15ms 이후에 정상상태 전압(600V)를 유지하는 파형을 제시하고 있다.

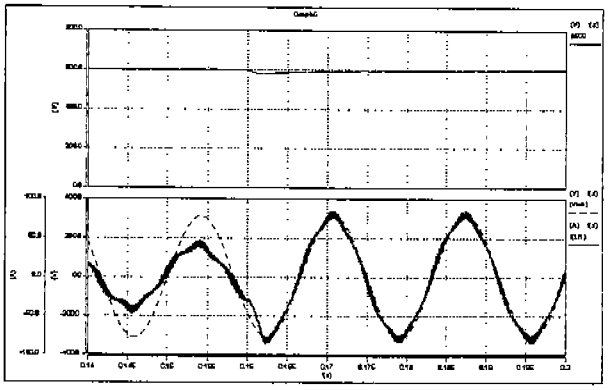

그림 12. 10 Ω저항 부하 인가시 출력 DC 전압, 입력 상전압 및 상전류 Simulation 결과

그림 12 는 정격의 2 배 부하가 인가되었을 때의 결과를 제시하고 있다. 그림 11 과 마찬가지로 부하 인가시 Voltage Dip 이 발생하였다가 약 15ms 이후에 정상상태 전압을 유지하게 된다.

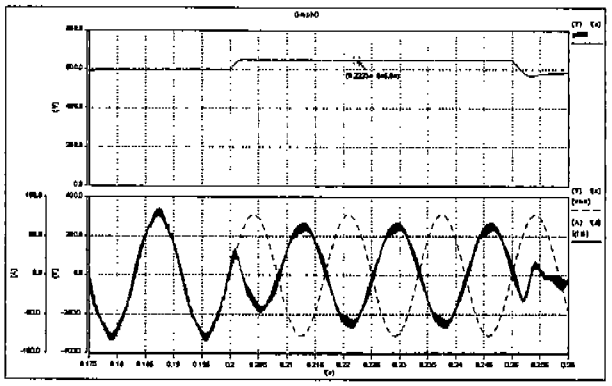

그림 13. Regeneration 모드에서의 출력 DC 전압, 입력 상전압 상전류 Simulation 결과

그림 13 은 Regeneration 모드의 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 200ms 시점에서 645V 의 전압원을 병렬로 연결하여 Regeneration 모드로 동작을 시켰다. 입력 상전압(점선)과 입력 전류의 위상이 정반대로 나타나고 있으므로 Regeneration 모드의 동작이 정상적으로 이루어 지고 있음을 확인할 수 있다.

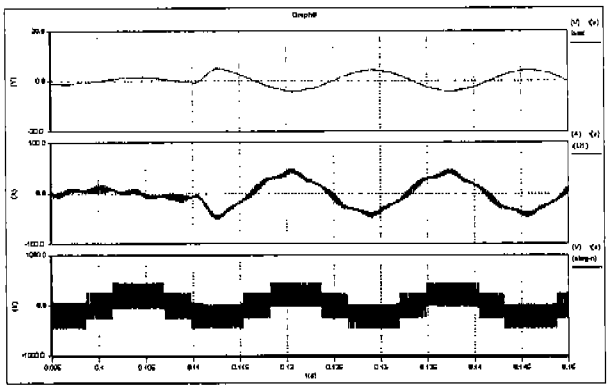

그림 14. 20 Ω 저항 부하 인가시 입력 상전류와 상전류 지령치 및 Converter 입력 상전압 Simulation 결과

그림 14 는 정격 부하 인가시 전류 지령치와 실제 상전류, Converter 입력단의 상전압 파형을 제시하고 있다. 파형에서 지령치와 실제 전류의 위상이 반대인 것은 실제 전류가 Feedback 되고 있기 때문이다.

III. 결론

본 논문에서는 간단한 구성과 저가의 Analog 제어기를 설계하고 시뮬레이션을 통하여 설계 사양을 검증하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 볼 때 제안된 제어기를 이용하여 PWM Converter 의 기본 기능 구현이 가능하였다. 추후 실험을 통해 본 논문에서 제안한 제어기의 성능을 비교 검증할 예정이다.

참고 문헌

[1] J.W.Dixon, B.T.Ooi, "Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier," presented at *IEEE Trans.* on Industry Electronics, Vol 35, No. 4, pp508-515 Nov. 1988.

[2] B. T. Ooi, J. W. Dixon, A. B. Kulkarni and M.Nishimoto, " An Interated AC Drive System Using a Controlled-Current PWM Rectifier Inverter Link ," presented at *IEEE Tran.* On Power Electronics, Vol 3, No. 1, pp64-71, January 1988

[3] N.R Zargari and G. Joos, "Performance Investigation of a Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames," presented at IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.42, No.4, pp396-401 August 1995

[4] DIN VDE 0160