

# 아날로그 히스테리시스 전류 제어기를 적용한 3상 PWM 컨버터 개발

이영국, 노철원

현대자동차 남양 연구소 선행 개발 센터

## Development of 3 Phase PWM Converter using Analog Hysteresis Current Controller

Young-kook Lee, Chul-won Noh

R&D Division of Hyundai & KIA Motor Company

### ABSTRACT

Due to several advantages of Pulse Width Modulation(PWM) Converter, such as unity power factor operation, elimination of low-order harmonics and regeneration of motor braking energy to source, the application range of PWM Converter has been rapidly extended in industrial application. Nowadays, vector control algorithm and space vector PWM(SVPWM) method are applied to improve the performances of PWM Converter, but vector control algorithm and SVPWM require to use Microprocessor and other digital devices in hardware, causing costly and somewhat large dimension system.

In every practical application of energy conversion equipments, the design and implementation should be carried out considering cost and performance. High performance and low cost is the best choice for energy conversion equipments.

So, this paper presents the practical design method and implementation results of 3-phase PWM Converter with analog hysteresis current controller, and verifies the performances of unit power factor operation and energy regeneration operation via experimental results.

### 1. 서 론

입력 전원의 단위 역률 제어, 모터 제동 에너지의 전원측 회생, 저차 고조파 제거 등의 주요 장점에 의하여 PWM 컨버터는 그 응용 영역을 산업계 전반으로 확대시키고 있는 추세이다.<sup>[1]</sup> 최근 벡터

제어 알고리즘 및 공간 전압 벡터 PWM 방식등을 적용하여 그 성능 향상에 많은 관심이 집중되고 있으나 벡터 제어 알고리즘 및 공간 전압 PWM 방식은 마이크로프로세서 및 기타 디지털 소자의 적용을 불가피하게 하여, 하드웨어의 가격과 디멘존을 상승시키는 원인을 제공하기도 한다.<sup>[4]</sup>

전력 변환 장치의 실제 산업계 적용에 있어서 그 성능과 가격과의 관계는 매우 중요한 고려 사항이 된다. 다시 말하여 저가의 고성능 전력 변환 장치는 산업계 적용에 있어서 최상의 해결 방안이 된다.

이에 본 논문에서는 마이크로프로세서 없이 간략화한 아날로그 하드웨어만을 이용하여 단위 역률 제어 기능, 모터 제동 에너지의 전원측 회생 기능, 저차 고조파 제거등 PWM 컨버터의 주요 장점을 구현한 아날로그 히스테리시스 전류 제어기를 채용한 3상 PWM 컨버터의 설계 및 개발 사례를 소개하고 그 성능을 실험 결과를 통하여 검증하고자 한다.<sup>[1]</sup>

### 2. 본 론

#### 2.1 개발된 컨버터 사양

그림 1과 표 1은 개발된 3상 PWM 컨버터의 구조와 주요 사양을 제시하고 있다.

컨버터 용량은 36kW급, 출력 전압은 DC 600V이며 전력용 반도체 소자는 1200V, 150A급 IGBT 모듈을 적용하였다.

컨버터 제어부는 상전압의 회전 방향과 위상 정보를 획득하는 상전압 동기부, 출력 DC 전압과 입력 상전류 정보를 획득하는 전압/전류 검출부, 출력 전압 제어를 위한 아날로그 PI 제어기, 획득된 상전압의 위상 정보와 전압 제어기 출력을 이용하여 전류 지령치를 발생시키는 전류 지령 발생부, 전류 제어를 위한 히스테리시스 전류 제어기로 구성된다.

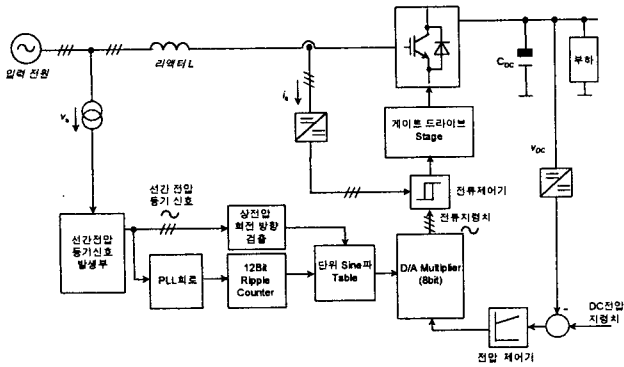


그림 1 개발된 PWM 컨버터의 구조

표 1 개발된 PWM 컨버터의 기본 사양

항목	내용	비고
용량	36/47kW	S1/S6-40%
Commutating Reactor	1.2mH/Phase	
Power Device	1200V, 150A IGBT 모듈	
전압 제어기	아날로그 PI	
전류 제어기	아날로그 히스테리시스	
DC Link Capacitance	3500 $\mu$ f	

## 2.2 상전압 동기부의 설계

그림 2는 개발된 컨버터의 상전압 동기부의 회로 구성을 제시하고 있다.

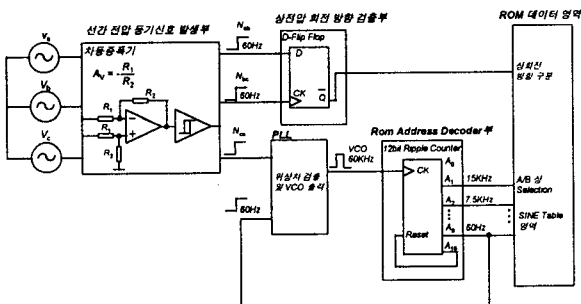


그림 2 상전압 동기부의 구조

상전압 동기부는 첫째, 입력 순간 전압을 Op-AMP로 구성된 차동 증폭기를 이용, Level Down된 순간 전압과 동기된 정현파 신호를 발생시킨 후 히스테리시스 Zero-Crossing Detector을 이용, 순간 전압과 동기된 구형파 신호로 변환시키는 회로부,

둘째, 순간 전압과 동기된 구형파 신호중 두 신호를

D-flip flop를 이용하여 상전압의 회전 방향(A-B-C 또는 A-C-B)을 판별하여 ROM 데이터 영역으로 선정해 주는 회로부,

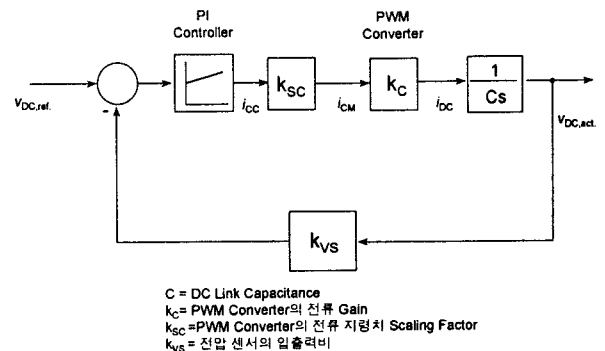
셋째, 나머지 하나의 순간 전압과 동기화된 구형파와 상전압 주기와 동기된 신호 입력받아 그 위상차를 이용, 상전압과 동기된 VCO 출력을 발생시키는 PLL 회로

넷째, ROM에 저장된 SINE Table값 출력을 위하여 ROM 데이터 Address를 Decoding해 주는 회로부로 구성된다.

## 2.3 전압 제어기의 설계

### 2.3.1 전압 제어 루프의 특정 방정식

그림 3은 PWM 컨버터 전압 제어 루프의 Block 선도를 제시한다.



C = DC Link Capacitance  
 $k_C$  = PWM Converter의 전류 Gain  
 $k_{SC}$  = PWM Converter의 전류 지령치 Scaling Factor  
 $k_{VS}$  = 전압 센서의 일출력비

그림 3 전압 제어 루프의 Block 선도

PWM 컨버터의 제어가 이상적으로 이루어지게 되면 전압 제어기 출력과 전류 Scaling Factor의 곱은 상전류 지령의 순시치와 일치하게 된다. 이때 입출력 전력의 평형 관계를 이용하게 되면 PWM 컨버터의 전류 이득은 아래의 관계에 의하여 추출된다.

$$\sqrt{3} \times v_{LL} \times \frac{i_{CM}}{\sqrt{2}} = v_{DC} \times i_{DC} \quad (\text{식 1})$$

$$k_C = \frac{i_{DC}}{i_{CM}} = \frac{\sqrt{3} \times v_{LL}}{\sqrt{2} \times v_{DC}} = \frac{\sqrt{3} \times 380}{\sqrt{2} \times 600} = 0.7757$$

또한 PWM 컨버터의 전류 지령 Scaling Factor는 전압 제어기 출력이 실제 얼마의 전류 크기를 의미하는 것인가를 나타내게 된다. 개발된 컨버터의 전압 제어기 출력은 10V 출력일 때 160A의 전류 지령을 의미하므로 전류 Scaling Factor는 아래의 관계에 의하여 표현된다.

$$k_{SC} = \frac{160}{10} = 16 \quad (\text{식 2})$$

마지막으로 전압 센서 일출력비는 DC 600V 출력시 전

압 센싱부는 -10V를 출력하게 설계되어 있으므로 전압 센서의 입출력비는 아래와 같은 관계식으로 표현이 가능하다.

$$k_{SC} = \frac{10}{600} = \frac{1}{60} \quad (\text{식 3})$$

그림 3의 전압 제어 루프의 Block 선도로부터 전압 제어 루프의 특성 방정식을 추출하게 되면 아래와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$s^2 + \frac{K_{VP} \times k_C \times k_{VS} \times k_{SC}}{C} \times s + \frac{K_{VI} \times k_C \times k_{VS} \times k_{SC}}{C} = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

$\zeta$  = 감쇠정수,  $\omega_n$  = 고유 응답 주파수

$K_{VP}$  = 전압 제어기의 비례 Gain

$K_{VI}$  = 전압 제어기의 적분 Gain, (식 4)

$k_C$  = PWM Converter의 전류이득

$C$  = DC Link Capacitance

$k_{VS}$  = DC 전압 센서의 입출력비

$k_{SC}$  = 전류 센싱부의 Scaling Factor

### 2.3.2 전압 제어기 게인 선정 및 회로 설계

(식4)의 특성 방정식은 전형적인 2차계의 특성 방정식으로 표현되며 전압 제어계의 감쇠정수( $\zeta$ )를 0.707, 고유 응답 주파수를 377rad/s ( $2 \times \pi \times 60\text{Hz}$ )로 설정하고 앞서 계산된 전류이득 및 Scaling Factor, 회로정수를 대입하게 되면 아래 식과 같이 전압 제어기의 비례 게인과 적분 게인을 선정할 수 있다.

$$K_{VP} = \frac{2 \times C \times \zeta \times \omega_n}{k_C \times k_{VS} \times k_{SC}} = \frac{2 \times 3500 \times 10^{-6} \times 0.707 \times 377}{0.7757 \times \frac{1}{60} \times 16} = 9.02$$

$$K_{VI} = \frac{C \times \omega_n^2}{k_C \times k_{VS} \times k_{SC}} = \frac{3500 \times 10^{-6} \times 377^2}{0.7757 \times \frac{1}{60} \times 16} = 2404 \quad (\text{식 5})$$

그림 4는 아날로그 PI 제어기의 회로 구성을 제시하고 있다. 회로상의 저항과 커패시터의 비례 게인과 적분 게인과의 관계는 아래 식과 같다.

$$K_{VP} = \frac{R_f}{R_1} = 9.02$$

$$K_{VI} = \frac{1}{R_1 \times C_f} = 2404 \quad (\text{식 6})$$

앞의 관계로부터 회로상의 저항과 커패시턴스는 각각  $R_1$ 을 40k $\Omega$ 로 선정하는 경우  $R_f$ 는 360.8k $\Omega$ 를  $C_f$ 는

10.39nF를 선정하여야 하나 상용화된 제품을 사용하기 위하여  $R_f$ 는 360k $\Omega$ ,  $C_f$ 는 10nF으로 선정하였다.

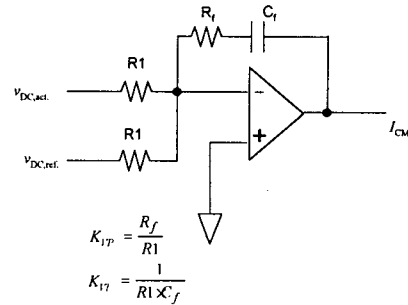


그림 4 전압 제어기 회로의 구성

## 2.4 전류 지령 발생부 및 전류 제어기의 설계

### 2.4.1 전류 지령 발생부의 설계

전압 제어기의 출력과 ROM Table로부터 출력되는 단위 정현파 신호는 곱셈이 되어 상전류 지령을 형성하게 된다. 개발된 컨버터의 경우 8bit D/A Multiplier인 AD7528을 사용하여 간단하게 구현하였다.

### 2.4.2 히스테리시스 밴드폭 설정

히스테리시스 제어기 동작에 있어서 히스테리시스 밴드폭은 제어기 성능에 매우 중요한 영향을 미치게 된다. 밴드폭이 작을수록 제어의 정도는 향상될 수 있으나 스위칭 손실의 증가, 제어 안정도의 감소등 악영향이 발생할 수 있다.

PWM 컨버터의 전류 리플의 크기는 입력단에 부착되는 Commutating Reactor의 인덕턴스와 스위칭 주파수에 크게 영향을 받게 된다. 또한 히스테리시스 전류 제어기를 채용한 PWM 컨버터의 경우 전류 리플은 히스테리시스 밴드폭에 의하여 크게 영향을 받게 된다. 따라서 개발된 PWM 컨버터의 히스테리시스 밴드폭은 상전류 지령의 갱신 주기(7.5kHz)동안 Duty Ratio가 50%인 경우 입력 Commutating Reactor에서 발생하는 전류 리플과 동일한 레벨로 설정하여 Commutating Reactor의 인덕턴스에 의한 리플과 히스테리시스 밴드폭에 의한 리플을 최대한 근사화시켜 스위칭 주파수를 최대한 전류 지령 갱신 주파수(7.5kHz)에 가깝게 제한하고자 하였다.

3상 PWM 컨버터의 스위칭 상태를 고려한 상전압 방정식을 표현하면 아래와 같이 표현이 가능하다.

$$L \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = v_a - (v_{AN} + v_{NO})$$

$$v_{NO} = -\frac{1}{3} v_{dc} (da^* + db^* + dc^*)$$

$$i_a = a\text{상 전류의 순시치}, R_a = a\text{상 입력 저항} \quad (\text{식 7})$$

$$v_{AN} = a\text{상 컨버터 입력 전압}$$

$$v_{NO} = \text{입력 중성점과 DC Link (-) 단간 전압}$$

$$da^*, db^*, dc^* = \text{각각 } a, b, c\text{상의 스위칭 함수}$$

(식7)에서 소자의 도통시 전압 강하와 입력 상저항에 의한 전압 강하는 무시한다.

앞서 언급한 대로 전류 지령의 갱신 주기 (1/7.5kHz)의 50% Duty로 3상 스위칭 패턴에 Zero Vector가 인가되고 이때 입력 상전압이 최대값으로 입력되고 있다고 가정한 경우 전류 리플은 아래와 같이 산정될 수 있다.

$$1.2 \times 10^{-3} \frac{\Delta i_a}{\Delta T} = \sqrt{2} \times 220$$

$$\Delta T = \frac{1}{2 \times 7.5 \text{kHz}} \quad \text{이므로} \quad (\text{식 8})$$

$$\Delta i_a = 17A$$

### 2.4.3 전류 제어 회로의 설계

그림 5는 개발된 컨버터의 히스테리시스 전류 제어기 회로를 제시하고 있다.

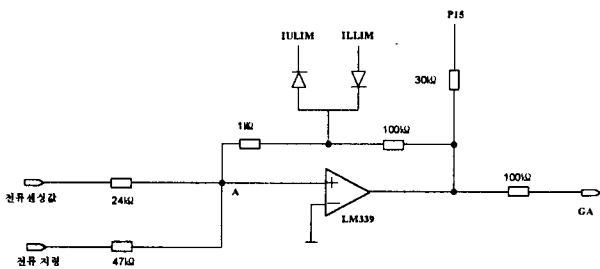


그림 5 전류 제어기 회로 구성

히스테리시스 제어기 밴드폭은 아래 (식9)와 같은 관계로 표현이 되며, 개발된 컨버터의 전류 센싱비는 160A 도통시 2.5V 전압이 출력되도록 설계되어 있으므로 히스테리시스 밴드폭이 의미하는 전류 밴드폭은 (식10)과 같은 관계로 표현된다.

$$V_A = \pm 15 \times \frac{24/47}{30 + 100 + 1000 + 24/47} \quad (\text{식 9})$$

$$= \pm 0.21V$$

$$I_{Ripple} = \pm 0.21 \times \frac{160}{2.5} = \pm 13.4[A] \quad (\text{식 10})$$

## 2.5 실험 결과

### 2.5.1 실험 조건

그림 6은 개발된 컨버터의 시험 조건을 제시하고 있다. 시험 부하는 45/60A급 벡터 드라이브로 구동되는 15kW급 유도 전동기를 정역 3000rpm 운전을 주기적으로 수행하여 인가되도록 하였다.

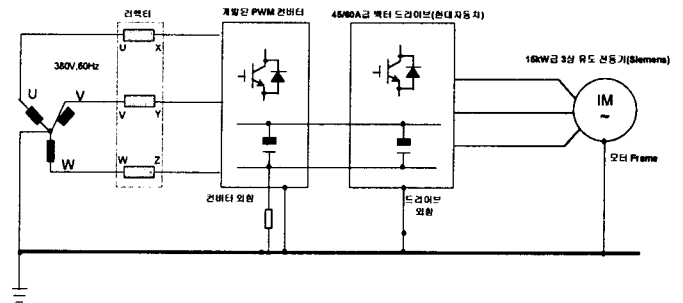
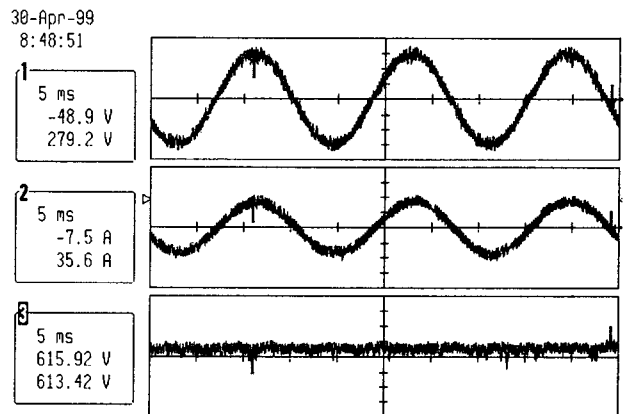


그림 6 컨버터 시험 조건 구성

다음 실험 결과 1은 모터가 정방향으로 가속을 수행하는 조건에서 컨버터 입력 상전압, 상전류, 출력 DC 전압을 측정된 결과이다. 실험 결과에서도 볼 수 있듯이 상전압과 상전류 동상을 유지하여 단위 역률에 가까운 운전이 수행되고 있으며, 출력 DC 전압도 정전압을 유지하고 있음을 확인할 수 있다. 출력 DC 전압이 612V 정도로 제어되어 있는 것은 아날로그 회로의 오프셋에 의한 오차에 기인한 것으로 판단된다.



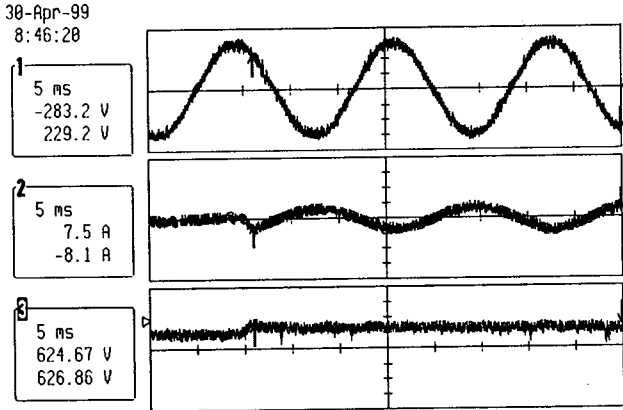
실험 결과 1. 컨버터 모터링 동작 모드에서의 입력 상전압, 상전류, 출력 DC 전압 측정결과

ch1. a상전압(Voltage : 100V/div. Time :5ms/div.)

ch2. a상전류(Current : 20A/div. Time :5ms/div.)

ch3. 출력 DC 전압(Voltage : 10V/div. Time :5ms/div.)

다음 실험 결과 2는 모터가 제동을 수행하는 조건에서 컨버터 입력 상전압, 상전류, 출력 DC 전압을 측정된 결과이다. 모터의 제동 순간 DC Link로 인가되는 제동 에너지에 의하여 출력 DC 전압은 순간적으로 상승하였다가 정상 상태로 돌입되고 입력 상전압과 상전류는 180도 위상차를 가지고 제동 에너지가 입력 전원측으로 회생되고 있음 확인할 수 있다.



실험 결과 2. 컨버터 전원측 회생 동작 모드에서의 입력 상전압, 상전류, 출력 DC 전압 측정결과

ch1. a상전압(Voltage : 100V/div. Time :5ms/div.)

ch2. a상전류(Current : 20A/div. Time :5ms/div.)

ch3. 출력 DC 전압(Voltage : 10V/div. Time :5ms/div.)

다음 표 2는 실험 결과를 요약한 내용이다.

표 2 실험결과 요약

항목	내용	비고
모터링시 입력 역률	0.97	단위 역률에 근사
전원 회생시 입력 역률	-0.97	단위 역률에 근사
출력 전압 변동률	지령 전압의 3%미만	
최대 스위칭 주파수	12kHz	
입력 전압 Distortion Factor	5%미만	

### 3. 결 론

본 논문에서는 간략한 아날로그 하드웨어로 구성된 히스테리시스 전류 제어기를 채용한 3상 PWM 컨버터를 설계, 제작하여 실험을 통하여 그 성능의

구현 정도를 검증하였다. 실험 결과에 의하면 개발된 PWM 컨버터는 PWM 컨버터의 주요 장점인 단위 역률 동작 및 전원측 에너지 회생 기능이 우수한 성능으로 구현되어 있음을 확인할 수 있다. 또한 고가의 디지털 제어기 대신에 간략하고 저렴한 아날로그 제어기를 설계, 구현하여 그 실용성을 향상시키게 되었다.

### 참 고 문 헌

- [1] J.W.Dixon, B.T.Ooi, "Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier," *IEEE Trans, on Industry Electronics*, Vol. 35, No. 4, pp. 508~515, 1988, Nov.
- [2] B.T. Ooi, J.W. Dixon, A.B. Kullkarni and Nishimoto, "An Interated AC Drive System Using a Controlled-Current PWM Retifier Inverter Link," *IEEE Trans, on Power Electronics*, Vol. 3, No. 1, pp. 64~71, 1988, Jan.
- [3] N.R. Zargari, and G. Joos, "Performance Investigation of a Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames," *IEEE Trans, on Industry Electronics*, Vol. 42, No. 4, pp. 396~401, 1995, Aug.
- [4] 이영국, 노철원, 최종률 "3상 PWM Converter를 위한 정지 좌표계법 Analog 제어기 설계 및 시뮬레이션" 전력전자 학술 대회 논문집 pp. 14~20, 1997, July