

# PWM 컨버터 제어기 이득의 해석적 설계

고재석, 조준석, 강병희, 최규하, 광철훈\*, 정석언\*

건국대학교 전기공학과, 국제전기(주)\*

## A Study on Design of Controller Gain for PWM Converter

J.S. Gho, J.S. Cho, B.H. Kang, G.H. Choe, C.H. Kwak\*, S.E. Chung\*

Dept. of Electrical Eng. Konkuk Univ., International Electric Co.\*

### ABSTRACT

Compare with diode or thyristor bridge AC/DC converter, the 3 phase PWM converter has some merits of low THD and unit power factor. So, in many critical application like as UPS, using PWM converter is the trends. 3 phase PWM converter had been studied widely already. But analytical design procedure can not found from publication for hardware design and controller design. So, in this paper, 3 phase PWM converter analysis review was given. And from the DC analysis result, parameter design was done. From the AC model, the voltage controller and current controller was designed. The gain of controllers was calculated by analytical method.

### 1. 서 론

PWM 컨버터는 고속 스위칭 동작을 하여 입력전류를 입력 교류전압과 동상으로 만들 수 있어 고역률 및 낮은 THD를 요구하는 어플리케이션에 다양하게 적용되고 있다. PWM 컨버터의 설계에 있어서 중요한 점은 원활한 전류제어에 의해 높은 역률을 유지 할 수 있어야 하며, 또한 THD 및 직류단의 전압리플이 정격부하에서 정해진 범위안에 들도록 설계해야 한다.

PWM 컨버터 시스템의 경우 이러한 정격에 근거해 설계를 하기 위해서는 시스템의 모델링 해석이 반드시 필수적이며 이에 관한 많은 연구 논문들이 발표된 바 있다 [1-2]

컨버터 시스템의 좋은 역률 및 고조파 특성, 빠른 동특성을 얻기 위해서는 컨버터의 시스템의 설계 못지 않게 제어기 설계 및 이득의 선정이 중요하다. 현재 연구 방향인 동기좌표계상에서 전류제어기 및 전압제어기의 설

계에 있어서도 최적의 제어기를 구성하기 위한 우수한 논문이 많이 발표되어지고 있다 [3-5]. 본 논문에서는 이미 많이 알려져 있는 동기좌표계 PI제어기의 최적 이득선정을 위해 제어기의 대역폭을 시스템의 구동능력을 감안하여 정량적으로 계산할 수 있는 방법에 대해서 제시하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하고자 한다.

### 2. PWM 컨버터해석

#### 2.1 일반모델 [1][2]

AC를 DC로 전압형 컨버터는 그림 (1)에 나타내었다. 컨버터의 동기좌표계로 표시된 일반화된 저주파 모델은 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & C_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_q^e \\ \dot{i}_d^e \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & m_q^e \\ -\omega_s L_s & -R_s & m_d^e \\ \frac{3}{2} m_q^e & \frac{3}{2} m_d^e & -\frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^e \\ i_d^e \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{r_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_q^e \\ e_d^e \\ e_L \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

$m_q^e$  : 변조함수의 q축성분 크기

$m_d^e$  : 변조함수의 d축성분 크기

소신호 선형화를 하기 위해서 정상상태의 동작점에 대해서 섭동성분이 포함된 것으로 나타내어 식 (1)에 대입하여 정리하면 DC모델 및 AC모델을 얻을 수 있다.

상대변수:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q^e \\ \dot{i}_d^e \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_q^e + \hat{i}_q^e \\ I_d^e + \hat{i}_d^e \\ V_d + \hat{v}_d \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{입력} : e_m = E_m + \hat{e}_m, \omega = \Omega + \hat{\omega} \quad (3)$$

$$\text{부하} : r_0 = R_0 + \hat{r}_0, e_L = E_L + \hat{e}_L \quad (4)$$

$$\text{제어} : \psi = \Psi + \hat{\psi}, m = M + \hat{m} \quad (5)$$

식 (2)-(5)을 식 (1)에 대입하여 직류성분과 섭동성분을 분리하면 다음과 같다.

DC 모델:

$$I_q^c = \frac{1}{R_s} \left[ E_q^c - \Omega L_s I_d^c + \frac{1}{2} M V_c \cos \Psi \right] \quad (6)$$

$$I_d^c = \frac{1}{\Omega L_s} \left[ E_d^c - R_s I_q^c - \frac{1}{2} M V_c \sin \Psi \right] \quad (7)$$

$$V_d = \frac{\frac{3}{4} M (I_q^c \cos \phi + I_d^c \sin \phi) + E_L}{R_o} \quad (8)$$

AC 모델:

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & C_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_q^c \\ \hat{i}_d^c \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \hat{\omega} L & \hat{m}_q^c \\ -\hat{\omega} L & 0 & \hat{m}_d^c \\ \frac{3}{2} \hat{m}_q^c & \frac{3}{2} \hat{m}_d^c & -\frac{\hat{t}_0}{R_o^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q^c \\ I_d^c \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R & \Omega L & M_q^c \\ -\Omega L & -R & M_d^c \\ \frac{3}{2} M_q^c & \frac{3}{2} M_d^c & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_q^c \\ \hat{i}_d^c \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{e}_q^c \\ \hat{e}_d^c \\ \frac{\hat{e}_L}{R_o} - \frac{E_L \hat{t}_0^2}{R_o^2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서,

$$M_q^c = \frac{1}{2} M \cos \phi \quad (10)$$

$$M_d^c = -\frac{1}{2} M \sin \phi \quad (11)$$

$$M = \sqrt{M_q^c{}^2 + M_d^c{}^2}, \quad \Psi = \tan^{-1}(-M_d^c/M_q^c) \quad (12)$$

### 3. PWM 컨버터의 제어<sup>[3-5]</sup>

제어기는 DC단 정전압제어를 위한 전압제어기와, 입력전류제어를 위한 전류제어부로 구성되어질 수 있다. 전압제어기는 DC단의 전압을 제어하기 위하여 PI, 또는 IP 제어기 등을 이용하여 기준전압에 대하여 실제전압의 오차가 영이 되는 입력전류의 실효치를 계산한다. 전류제어기는 계산된 실효치 전류를 순시 기준전류로 바꾸어 실제전류가 순시 기준전류를 추종하여 오차가 영이 되도록 컨버터 입력단 전압을 계산한다.

컨버터의 제어기를 설계하기 위해서 다음과 같이 식 (9)의 AC모델을 이용할 수 있다. 전원 주파수의 섭동  $\hat{\omega} = 0$ , 부하의 섭동  $\hat{t}_0 = 0$ , 단위 역률제어를 위해서  $\hat{i}_d^c = 0$ 으로 제어한다면 다음과 같이 AC모델을 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_q^c \\ \hat{i}_d^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \Omega L_s & M_q^c \\ -\Omega L_s & -R_s & M_d^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_q^c \\ \hat{i}_d^c \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_c & 0 \\ 0 & V_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{m}_q^c \\ \hat{m}_d^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{e}_q^c \\ \hat{e}_d^c \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$[C^*] \begin{bmatrix} \hat{i}_q^c \\ \hat{i}_d^c \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} M_q^c & \frac{3}{2} M_d^c & -\frac{1}{R_o} \\ \frac{3}{2} M_q^c & \frac{3}{2} M_d^c & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_q^c \\ \hat{i}_d^c \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} I_q^c & \frac{3}{2} I_d^c \\ \frac{3}{2} I_q^c & \frac{3}{2} I_d^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{m}_q^c \\ \hat{m}_d^c \end{bmatrix} \quad (14)$$

위의 식 (13)은 전류제어기 설계시 시스템 모델이고, 식 (14)은 전압제어기 설계시 시스템 모델에 해당한다.

### 3.1 전류제어기 설계

동기좌표계 PI제어기는 식 (13)에 대하여 기준전류를 추종하기 위한 제어규칙을 작성함으로써 얻어진다. 전향 제어 항으로서 직류단 전압과 직교전류성분의 전류를 제어규칙에 포함시킨다.

$$\hat{m}_q^{c*} = K_p (\hat{i}_q^{c*} - \hat{i}_q^c) + K_i \int (\hat{i}_q^{c*} - \hat{i}_q^c) dt - \frac{\Omega L_s}{V_c} \hat{i}_d^c + \frac{1}{V_c} \hat{e}_q^c \quad (14)$$

$$\hat{m}_d^{c*} = K_p (\hat{i}_d^{c*} - \hat{i}_d^c) + K_i \int (\hat{i}_d^{c*} - \hat{i}_d^c) dt + \frac{\Omega L_s}{V_c} \hat{i}_q^c + \frac{1}{V_c} \hat{e}_d^c \quad (15)$$

위의 두 식을 식 (13)에 대입하여 라플라스 변환한 후 출력전류와 기준전류의 비가 되도록 정리하면 다음과 같은 전류제어기 전달함수가 얻어진다.

$$G_i(s) = \frac{I_q^{c*}}{I_q^c} = \frac{V_c K_p}{2L_s} \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s^2 + \left( \frac{R_s + \frac{V_c K_p}{2}}{L_s} \right) s + \frac{V_c K_i}{2L_s}} \quad (16)$$

폐루프전류제어기 전달함수의 영점이 원점에서 충분히 멀리 있는 근사화된 2차원형시스템<sup>[6]</sup>이라고 가정하면 극 배치설계에 의한 제어기 이득을 구하면 다음과 같이 전류제어기의 이득을 선정할 수 있다.

$$K_p = \frac{2}{V_c} (2\zeta_c \omega_n L_s - R_s) \quad (17)$$

$$K_i = \frac{2}{V_c} (\omega_n^2 L_s) \quad (18)$$

여기서,  $\zeta_c$ : 제동비,  $\omega_n$ : 비제동주파수

$$\omega_c = \omega_n \sqrt{1 - \zeta_c^2}: \text{컷오프주파수}$$

전류제어기 이득을 계산할 때 컷오프 주파수는 컨버터 전류 구동능력의 최저값에 근거하여 결정한다. 전류구동능력은 전원전압이 최대값일 때, 컨버터의 PWM전압이 최대일 때, 구동 능력은 최저가 되고, 가장 긴 상승시간을 갖게 된다. 이를 해석적으로 구하기 위해 그림 (2)와 같이 한 상의 회로만을 나타낼 수 있다. 회로의 K.V.L 방정식으로부터 컨버터의 전류를 영에서부터 정격전류까지 상승시키는데 걸리는 상승시간을 구할 수 있고 컷오프 주파수의 산정기준이 된다. 선저항에 따른 전압강하를 무시하면 다음과 같이 컨버터 시스템의 교류단 전압 방정식을 변형하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$t_{rc} \geq \frac{L_s \Delta I_s}{\left| V_s - \frac{2}{3} V_c \right|} \quad (19)$$

여기서,  $S$ : 상전압의 피크치,

$\nabla I_s$ : 선전류의 증분피크치,  $V_c$ : 직류단 전압

따라서 2차 원형제어계의  $\omega_{nc}$  와  $t_{rc}$  사이의 관계는 다음과 같으므로  $\omega_{nc}$  를 얻을 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$w_{nc} \approx \frac{1 - 0.4167\xi + 2.917\xi^2}{t_{rc}} \quad (20)$$

그림 (3)은 제동비에 따른 시스템의 페루프 응답특성을 보여주는데 제동비를 0.607, 0.707, 0.807로 변화시키면서 주파수 응답을 나타내었다. 부족제동으로 갈수록 시스템의 응답속도는 빨라지지만 오버슈트가 커지는 것을 확인할 수 있다.

### 3.2 전압제어기 설계

전압제어기 설계를 위해 PI제어기와 부하 전항제어 항과 입력외란 항을 추가하면 아래 식과 같은 제어규칙을 세울 수 있다.

$$\dot{i}_q^* = [K_P(\hat{v}_c - \hat{v}_c) + K_I \int (\hat{v}_c - \hat{v}_c) dt] + \frac{1}{a} \cdot \frac{1}{R_o} \hat{v}_c \quad (21)$$

여기서,  $a = \frac{3}{2} M \cos \Psi$

전류제어기가 이상적으로 동작하여  $\dot{i}_q^* \equiv \dot{i}_q$  이라면, 위의 식 (21), (22)를 식 (14)에 대입하고 라플라스 변환하여 출력전압과 지령전압의 비로 나타내면 다음과 같이 정리된다.

$$G_v(s) = \frac{aK_P}{C_{dc}} \cdot \frac{s + \frac{K_I}{K_P}}{s^2 + \frac{aK_P}{C_{dc}}s + \frac{aK_I}{C_{dc}}} \quad (22)$$

위의 식에 대해 전류제어기와 같은 가정에 의해 극배치법에 의한 이득 값은 다음과 같은 식에 의해서 구해진다<sup>[6]</sup>.

$$K_P = \frac{2\xi_v w_{nv} C_{dc}}{a} \quad (23)$$

$$K_I = w_{nv}^2 \frac{C_{dc}}{a} \quad (24)$$

여기서,  $w_{nv}$  : 전압제어기의 비제동주파수  
 $\xi_v$  : 전압제어기의 제동비

직류단 전압은 무부하에서 정격부하로 부하변동이 나타날 때 전압이 순간적으로  $\Delta V_c$  만큼의 전압 과도상태에 들어갈 것이고 전압제어기는 시스템이 허용하는 최대의 과전류 정격에 해당하는 전류를 흘려서 이를 복구하려 할 것이다. 따라서 그림 (4)의 직류단 모델에 대해서 KCL 및 커패시터 전류 적분식을 이용하면 다음과 같은 전압제어기의 상승시간에 대한 최소치를 구할 수 있

고, 비제동주파수의 선정 기준을 마련할 수 있다.

$$t_m \geq \frac{C_{dc} \cdot \alpha V_c}{I_S - I_S}, \quad \alpha = \frac{\Delta V_c}{V_c} \quad (25)$$

- 여기서,  $I_S$  : 정격전류
- $I'_S$  : 과전류 정격
- $C_{dc}$  : 직류단 커패시턴스
- $V_c$  : 직류단 정격전압
- $\Delta V_c$  : 직류단 과도전압

따라서, 비제동주파수와 상승시간과의 근사식인 식 (20)을 전압제어기의 비제동주파수를 구하는데 적용하면 적용하면  $w_{nv}$ 를 구할 수 있다. 계산된 비제동주파수보다 높게 설정할 경우 제어기 출력을 시스템이 추종하지 못한다. 뿐만 아니라 노이즈와 같은 고주파 외란에 대한 이득이 증가하여 시스템을 불안정하게 한다. 그림 (5)에 전압제어기의 주파수응답의 예를 제동비에 따라서 나타내었다.

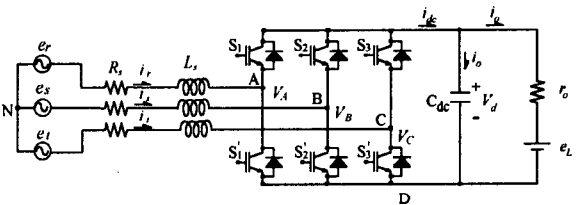


그림 1 PWM 컨버터 전력회로  
 Fig. 1 PWM Converter Circuit.

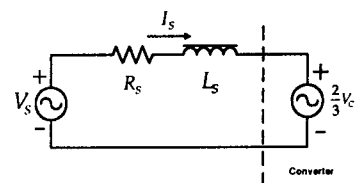


그림 2 교류측 등가회로  
 Fig. 2 AC-side equivalent circuit.

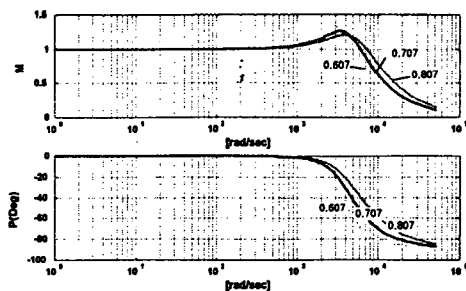


그림 3 전류제어기 주파수 응답  
 Fig. 3 Frequency response of current controller.

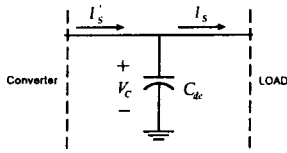


그림 4 직류단 등가회로  
Fig. 4 DC link equivalent circuit.

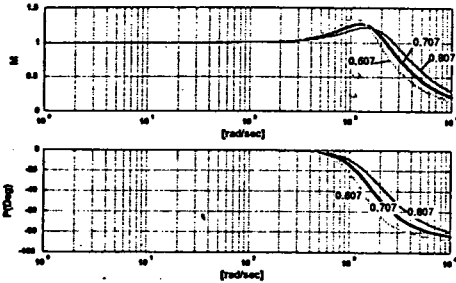


그림 5 전압제어기 주파수 응답  
Fig. 5 Frequency response of voltage controller.

#### 4. 시뮬레이션

본 논문에서 제시한 PWM 컨버터의 설계 및 제어기 설계를 검증하기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하였다. 시뮬레이션 툴은 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language)로서 Fortran을 기반으로 하는 코드형 시뮬레이션 툴이다. 시뮬레이션 조건은 다음 표1과 같이 100[kVA]의 컨버터를 대상으로 하였다.

그림 (6)은 전류제어기의 제동비를 0.707로 했을 때, 부하가 0[%]에서 100[%]로 변동됨에 따른 입력전류의 과도상태를 보여주고 있다. 제어기의 비제동주파수는 앞 절에서 기술한 방법에 의해 얻고 1.0, 0.75, 0.5배로 하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 (7)은 직류단 전압의 과도상태를 보여주고 있다. 계산된 전압제어기 비제동주파수의 1.0, 0.75, 0.5, 0.25 배로 제어기의 바꾸었을 때 특성을 보면 계산된 전압제어기 비제동주파수보다 낮아야만 응답이 안정화 되는 것을 볼 수가 있다. 그림 (8)은 전류제어기 및 전압제어기의 비제동주파수를 1.0배 0.75 배로 각각 설정하였을 때의 정상상태 특성을 그림 8에서 보여주고 있다. 상전압과 선전류가 정확히 동상을 이루고 있음을 보여주고 있으며, 이때의 역률 및 THD는 각각 100[%], 2.55[%]이다. 직류단전압은 100[%]부하에서도 전압리플이 0.1[V] 미만으로 리플특성이 우수함을 볼 수 있다.

#### 5. 실험

시뮬레이션과 동일한 조건에서 제안한 제어기 이득의 선정방법을 검증하기 위해 실험을 하고 결과를 그림 (9),

(10), (11)에 나타내었다. 그림 (9)은 정격에서의 상전압, 상전류, 직류단 전압을 나타낸다. 상전압 및 상전류는 정확히 동상을 이루고 있음을 볼 수 있으며 이때의 PF 및 역률은 0.99 및 4[%]였다.

그림 (10), (11)은 컨버터의 무부하에서 전부하로의 과도상태에 대한 실험파형으로서 직류단 전압제어 및 입력단 전류제어가 안정되어 있는 것을 볼 수 있다.

표 1 PWM 컨버터 정격

항 목	값	단 위
정격 전압	220	[V]
정격 용량	100	[kVA]
과부하 정격	120	[kVA]
스위칭주파수	8	[kHz]
인덕턴스	0.3	[mH]
커패시턴스	90000	[ $\mu$ F]
선저항	0.04	[ $\Omega$ ]

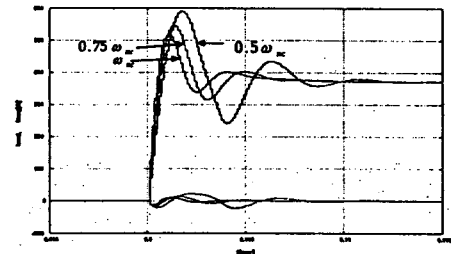


그림 6 전류제어기 과도응답  
Fig. 6 Transient response of current controller.

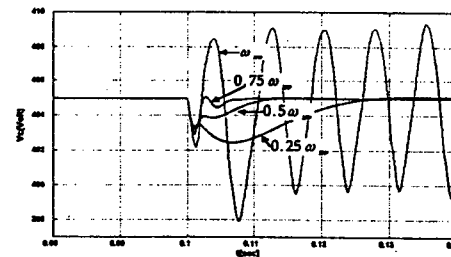
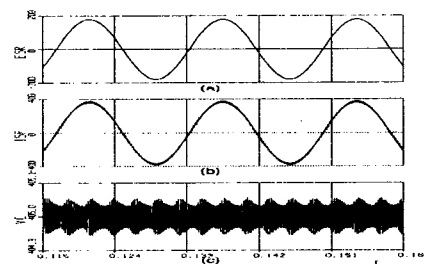


그림 7 전압제어기 과도응답  
Fig. 7 Transient response of voltage controller.



(a) Er, (b) Ir, (c) Vc

그림 8 정상상태 파형  
Fig. 8 Frequency response of current controller.  
(a) AC voltage, (b) AC current,  
(c) DC voltage

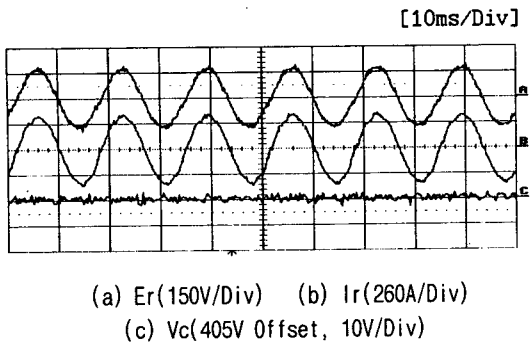


그림 9 정상상태 컨버터 응답  
Fig. 9 Steady state wave- form of converter system.

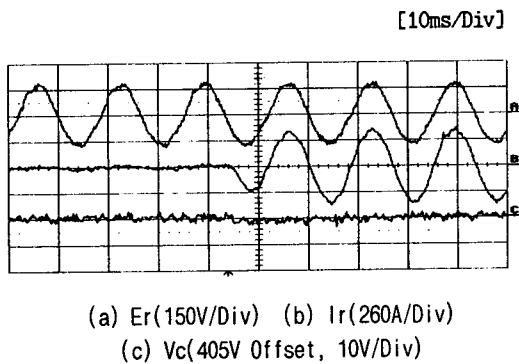


그림 10 과도상태 컨버터 응답  
Fig. 10 Transient state wave- form of converter system.

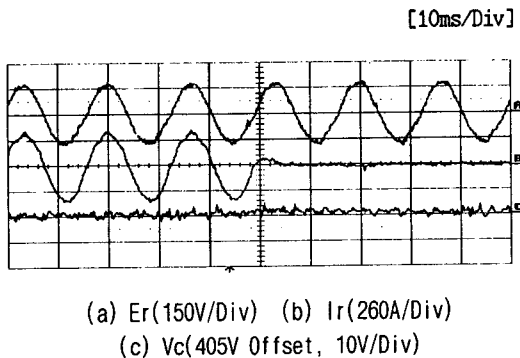


그림 11 과도상태 컨버터 응답  
Fig. 11 Transient state wave- form of converter system.

## 6. 결론

본 논문에서 PWM 컨버터 시스템의 설계 및 제어기 설계를 위해서 시스템 해석을 통해서 DC 해석 및 AC 해석을 하였으며 DC 해석을 통해서 시스템의 전력부 정수 값을 선정할 수가 있었다. 또한, AC 해석을 통해서 전압제어기 및 전류제어기의 제어규칙을 찾아내었고, 페루프전달함 수를 구하여 2차 원형제어계의 극배치 설계법에 의해서 제어기의 이득을 해석적으로 구하였다. 특히,

전압제어기 및 전류제어기의 비제동주파수를 PWM 컨버터의 실제 구동능력을 해석하여 정량적으로 제어기 밴드폭을 결정할 수 있도록 하였다.

100[kVA]급의 PWM 컨버터를 대상으로 한 시뮬레이션을 통하여 PWM 컨버터의 정상상태 특성 및 동특성을 시험한 결과 경험적인 산출방식에 의존하는 것에 비해 최적의 제어기 이득선정을 위한 다음과 같은 정책을 세울 수 있었다.

- 전류제어기의 비제동주파수는 계산치보다 크도록 조정해나가야 한다.
- 전압제어기의 비제동주파수는 계산치보다 작도록 조정해나가야 한다.

또한 실험을 통하여 대용량 컨버터에 제어기 이득을 적용함으로써 제어기의 정상상태 특성 및 과도특성을 검증하였다. 정상상태에서 단위역률을 유지할 수 있었고, THD는 5[%]이내를 만족하였다.

차후연구로는 현재 많이 연구되어지고 있는 상불평형시의 해석 및 제어기법을 적용하여 불평형시의 과도 및 정상상태에 대한 제어성능을 평가하고 개선하는 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] Dewan, S.B, "Analysis of an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 2, pp. 353~356, March-April 1991.
- [2] Dewan. S.B, "A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26 No. 5, pp. 880~885, Sept.-Oct. 1990
- [3] Ying-Yu Tzou, "DSP-based fully digital control of a PWM DC-AC converter for AC voltage regulation", Power Electronics Specialists Conf., 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, vol. 1, pp. 138~144, 1995.
- [4] C. Wong, N. Mohan, J. He, "Adaptive phase control for three phase PWM AC-to-DC converters with constant switching frequency", Power Conversion Conf., 1993. Yokohama 1993., pp. 73~78, 1993
- [5] Wen-Inne Tsai, York-Yih Sun, "Design and implementation of three phase HIPWM inverters with instantaneous and average feedback", Proc. of the IECON '93., pp. 800~805, 1993.
- [6] Boris J.L "Classical feedback control with matlab", Marcel Decker Inc.,
- [7] Benjamin C. Kuo, "Automatic control system", 7'th ed., Prentice Hall, 2000.