

3상 PWM 인버터의 단일루프 전압제어기 설계

郭哲勳*, 崔圭夏**

Design of Single Loop Output Voltage Controller for 3 Phase PWM Inverter

C.H. Kwak, and G.H Choc

요 약

PWM 인버터의 출력전압을 제어하는 방식에는 2가지 제어기법이 있다. 첫 번째 방법은 전류제어기를 사용하여 출력전압을 제어하는 이중 제어루프를 갖는 제어방식이며, 두 번째 방법은 단일루프만으로서 출력전압을 제어하는 제어방식이다. 일반적으로 3상 PWM 인버터의 제어기는 각상 제어 PI제어기, 2상 정직좌표계 PI제어기, 동기 좌표계 PI제어기로 구성되며, 각상제어 PI제어기를 이용하여 3상의 독립된 출력측 전압 및 전류를 제어하도록 구성된다. 단일루프 전압제어기는 높은 출력 임피던스의 경우 이중제어루프 보다 더 낮은 성능을 나타내지만, 낮은 출력임피던스의 경우에는 모든 부하범위에서 좋은 제어성능을 나타낸다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 이를 검증하였다.

ABSTRACT

There are two ways in the output voltage control method in PWM inverters. One is double loop voltage control composed of inner current control loop and outer voltage control loop. The other is single loop voltage control method composed of voltage control loop only. It's characteristics shows lower performance in case of high output impedance than double loop voltage control. However, in case of low output impedance, it shows good control performance in all load ranges than double loop voltage control.

In this paper, the rule and the gain of single loop voltage control have been developed analytically and these were verified through computer simulation and experiment.

Key Words : PWM inverter, voltage control, current control, single loop voltage control, PI controller

1. 서 론

현재 PWM 인버터는 전압과 주파수를 동시에 제어할 수 있으므로 전력전자 분야에서 많이 사용되고 있다. 3상 인버터의 출력 전압제어는 내부 제어루프로 전류제어기를 갖는 이중루프 전압제어방식과 출력전압을 피드백하여 기준신호와의 오차를 크기 및 위상을 고려

하여 보상하는 단일루프 제어방식으로 구분 하고 있다.

이중 제어루프를 갖는 제어기법은 출력전압을 제어하기 위해 전류제어기를 이용하여 전류를 제어하여 출력전압을 제어하므로 간접 제어방식이라고 할 수 있다. 이 제어기법은 전압 및 전류제어를 위해서 모든 회로정수를 정확히 알아야 될 필요가 있으며, 이중루프 출력단 부하전압 제어를 위해서 출력전류제어를 내부 루프로 갖기 때문에 빠른 속속성과 낮은 정상상태 오차를 가지므로 많은 응용시스템에서 적용된다^{[1][2]}. 반면에 출력단 리액터가 변압기의 2차 권선의 누설성분을 이용하여 만들어진 경우 변압기 2차측의 전류제어가 원활하지 않으므로 제어 이탈에 의해 직류 편차

*정회원, 세미크론 STACK사업부 팀장

E-mail : tlc@chol.com

**정회원, 건국대 전기공학과 교수

접수일자 : 2003. 7. 3

1차심사 : 2003. 8. 2

심사완료일 : 2003.10.21

2차심사 : 2003.10. 6

현상이 발생할 수 있으며 출력단의 부하전압제어가 어렵다.

따라서, 이러한 경우 제어대상을 최소화하여 시스템을 안정화 할 수 있는 방법이 필요하다. 본 논문에서는 출력단의 부하 전압 제어를 용이하게 하기 위하여 단일 제어 루프 방식을 채택하였으며, 이중제어루프 방식에 비해 단일제어 루프 방식을 채택한 경우 가격적인 측면, 시스템 사이즈 문제, 제작의 복잡함 등을 해결할 수 있다^[3].

본 논문에서는 출력전압을 직접적으로 제어하는 단일루프에 의한 전압제어기법을 제시하였다. 또한 평균 전압제어(Average voltage regulation)기법과는 달리 3상 동기좌표계상에서 제어가 이루어지므로 단일 제어 루프를 갖는 순시전압제어(Instantaneous voltage regulation)이므로, 낮은 출력임피던스를 갖는 경우에 대하여 단일루프 전압제어에 의한 출력전압제어기를 구성하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다^{[4][5]}.

2. 3상 PWM 인버터

PWM 인버터는 출력파형의 반주기 내의 펄스를 복수개로 분할하여 각각의 펄스폭을 제어함으로써 출력전압의 제어 및 파형을 개선하는 제어기법이다. 따라서 스위칭의 기준이 되는 반송파의 펄스폭을 출력 파형의 기본파 성분과 해당하는 신호로 하여 원하는 위상과 파형의 교류전류파형을 얻을 수 있다^{[6][7]}.

2.1 동기좌표계 인버터모델

DC를 AC로 변환하는 인버터는 그림1에서 나타내고 있다. 변조함수를 3상 평형정현신호로 가정할 때 동기좌표계상에서 인버터의 모델은 아래식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} L_o i_q^e \\ L_o i_d^e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_o & -\omega L_o \\ \omega L_o & -R_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q^e \\ i_d^e \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} e_{oq}^e \\ e_{od}^e \end{pmatrix} + \frac{m \cdot v_{dc}}{2} \begin{pmatrix} \cos \psi \\ -\sin \psi \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} C_o e_{oq}^e \\ C_o e_{od}^e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega C_o \\ \omega C_o & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{oq}^e \\ e_{od}^e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q^e - i_{oq}^e \\ i_d^e - i_{od}^e \end{pmatrix} \quad (2)$$

여기서, m : 변조함수의 진폭 ($-1 \leq m \leq 1$)

ψ : 변조함수의 위상각

i_q^e, i_d^e : 동기좌표계 인버터 출력전류(i_u, i_v, i_w)

e_{oq}^e, e_{od}^e : 동기좌표계 부하전압(e_{ou}, e_{ov}, e_{ow})

i_{oq}^e, i_{od}^e : 동기좌표계 부하전류(i_{ou}, i_{ov}, i_{ow})

따라서 식 (4.1)의 변조지수에 관련된 항은 다음과 같이 동기좌표로 변환된 변조지수 신호로 일반화하여 식(4.3)과 같이 바꾸어 쓸 수 있다. 이는 AC모델을 이용하여 제어기를 설계할 때 편리하게 한다.

$$\begin{pmatrix} L_o i_q^e \\ L_o i_d^e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_o & -\omega L_o \\ \omega L_o & -R_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q^e \\ i_d^e \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} e_{oq}^e \\ e_{od}^e \end{pmatrix} + v_{dc} \begin{pmatrix} m_q^e \\ m_d^e \end{pmatrix} \quad (3)$$

여기서, m_q^e 와 m_d^e 는 동기좌표계 변조지수를 나타내는 변수로서

$$m_q^e = \frac{m}{2} \cos \psi \quad (4)$$

$$m_d^e = \frac{1}{2} \sin \psi \quad (5)$$

식 (1), (2)에 대입하여 DC 성분과 AC 성분을 구분하여 정리하면 다음과 같이 정상상태의 해를 얻을 수가 있다.

$$M \cos \psi = -\frac{2}{V_{dc}} [R_o I_{oa}^e + \omega L_o I_{od}^e + (1 - w^2 L_o C_o) E_{oa}^e + \omega R_o C_o E_{od}^e] \quad (6)$$

$$M \sin \psi = \frac{2}{V_{dc}} [\omega L_o I_{oa}^e - R_o I_{od}^e + \omega R_o C_o E_{od}^e - (1 - w^2 L_o C_o) E_{oa}^e] \quad (7)$$

위 식 (6), (7)의 $M \cos \psi$ 와 $-M \sin \psi$ 는 각기 정상상태에서 변조지수의 q축 및 d축 성분이므로 다음과 같이 동기좌표계의 일반화된 동작점 변조지수 형식으로 쓸 수 있다.

$$M_q^e \equiv M \cos \psi \quad (8)$$

$$M_d^e \equiv -M \sin \psi \quad (9)$$

AC 모델을 얻기 위해서 일반화된 변조지수를 적용하기 위해 식 (2), (3)을 이용하고 변조신호에 대한 섭동을 주기 위해서 식 (10)를 적용한다.

$$m_q^e = M_q^e + \hat{m}_q^e$$

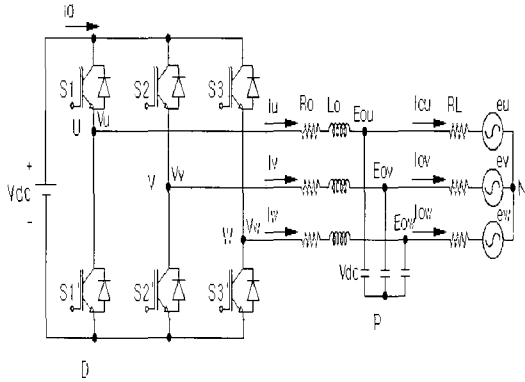


그림 1 인버터 전력부 회로도
Fig. 1 PWM inverter circuit

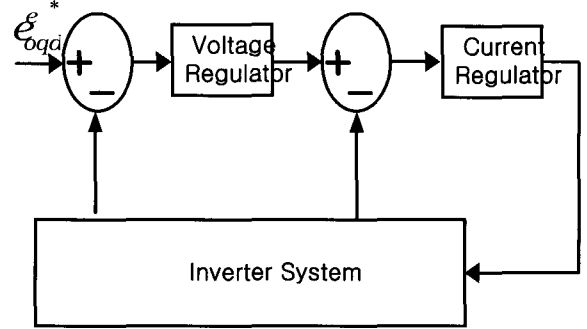


그림 2 이중루프 전압제어 블록선도
Fig. 2 Block diagram of double loop control

$$m_d^e = M_d^e + \hat{m}_d^e \quad (10)$$

식 (2)와 (3)에 위 식을 대입하여 DC 성분과 AC 성분으로 나누어 정리하여 소신호 모델을 얻을 수 있으며 상태방정식의 형태로 표현하면 아래 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_q^e \\ \dot{\hat{i}}_d^e \\ \dot{\hat{e}}_{oq}^e \\ \dot{\hat{e}}_{od}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_o}{L_o} & -\omega & -\frac{1}{L_o} & 0 \\ \omega & \frac{R_o}{L_o} & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C_o} & \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_q^e \\ \hat{i}_d^e \\ \hat{e}_{oq}^e \\ \hat{e}_{od}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_o} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_o} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{m}_q^e \\ \hat{m}_d^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{oq}^e \\ \hat{i}_{od}^e \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_o} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_o} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{m}_q^e \\ \hat{m}_d^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{oq}^e \\ \hat{i}_{od}^e \end{bmatrix} \quad (11)$$

2.2 단일루프 인버터 출력전압제어

2.2.1 단일루프제어기의 제어기 설계

이중루프 제어기는 그림 2와 같이 2개의 루프를 갖지만 단일루프제어기는 전압제어기만을 가지므로 비교적 단순한 제어방식이라 할 수 있다. 단일루프 인버터 제어 기법을 구현하기 위한 제어규칙을 세우기 위해서는 시스템 모델을 다시 구성해야 될 필요가 있으며, 식 (11)의 3행 및 4행을 미분하고, 또한 전압제어기를 위한 제어규칙은 그림 3에 블록선도로 나타내었다. 이에 1행 및 2행을 대입하여 정리하면 다음과 같은 형태

의 시스템 모델을 얻을 수 있다^{[8][9][10]}

$$V_{dc} \hat{m}_q^e = R_o C_o \hat{e}_{oq}^e + \hat{e}_{oq}^e + L_o \hat{j}_q^e + \omega_s R_o C_o \hat{e}_{od}^e - \omega_s L_o \hat{j}_d^e + L_o \hat{j}_{oq}^e \quad (12)$$

$$V_{dc} \hat{m}_d^e = R_o C_o \hat{e}_{od}^e + \hat{e}_{od}^e + L_o \hat{j}_d^e - \omega_s R_o C_o \hat{e}_{oq}^e + \omega_s L_o \hat{j}_q^e + L_o \hat{j}_{od}^e \quad (13)$$

위의 식 오른쪽에서 세 번째 항부터는 외란으로 간주하고, 제어기상에서 전압제어에 의하여 보상하면 다음과 같이 PI제어기 적용시의 제어규칙을 쓸 수 있으며, 그림 4에 블록선도를 나타내었다.

$$V_{dc} \hat{m}_q^{e*} = K_p (\hat{e}_{oq}^{e*} - \hat{e}_{oq}^e) + K_i \int (\hat{e}_{oq}^{e*} - \hat{e}_{oq}^e) dt + L_o \hat{i}_q^e + \omega R_o C_o \hat{e}_{od}^e - \omega L_o \hat{i}_d^e + L_o \hat{i}_{oq}^e \quad (14)$$

$$V_{dc} \hat{m}_d^{e*} = K_p (\hat{e}_{od}^{e*} - \hat{e}_{od}^e) + K_i \int (\hat{e}_{od}^{e*} - \hat{e}_{od}^e) dt + L_o \hat{i}_d^e - \omega R_o C_o \hat{e}_{oq}^e + \omega L_o \hat{i}_q^e + L_o \hat{i}_{od}^e \quad (15)$$

PWM 변조기가 이상적으로 동작하여 $\hat{m}_q^{e*} \cong \hat{m}_q^e$, $\hat{m}_d^{e*} \cong \hat{m}_d^e$ 가 된다면, 위 식을 식 (12) 및 (13)에 대입하고 라플라스 변환하여 정리하면 다음과 같이 폐루프 전달함수를 구할 수 있다.

$$\frac{E_{oq}^{e*}}{E_{oq}^e} = \frac{K_p}{R_o C_o} \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s^2 + \frac{K_p + 1}{R_o C_o} s + \frac{K_i}{R_o C_o}} \quad (16)$$

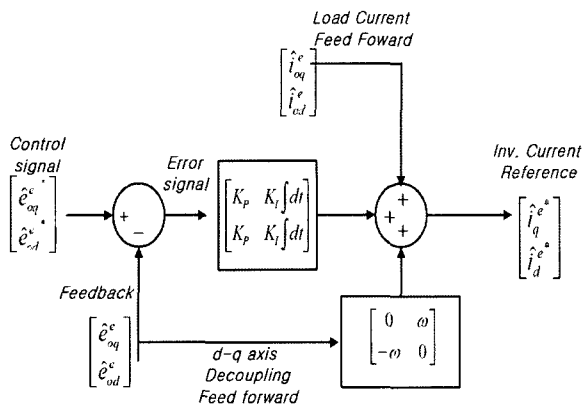


그림 3 출력단 전압제어 블록선도
Fig. 3 Output voltage control block-diagram

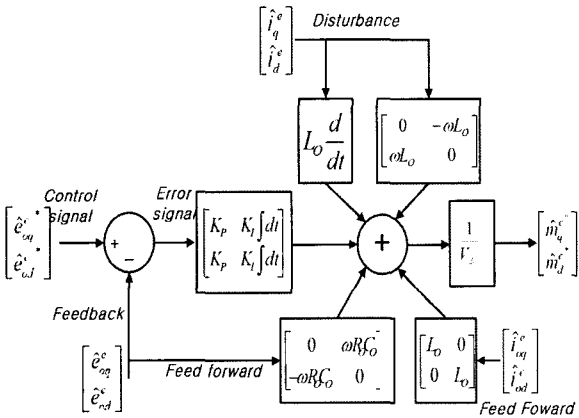


그림 4 단일루프 전압제어 블록선도
Fig. 4 Single loop voltage controller block diagram

따라서, 식 (16)의 전달함수의 영점이 원점에서 충분히 떨어져 있다면 원형 2차 시스템(Prototype second order system)으로 볼 수 있고 극배치법에 의해서 제어기 이득은 다음과 같이 계산되어질 수 있다^{[11][12]}.

$$K_p = 2\zeta\omega_n R_o C_o - 1 \quad (17)$$

$$K_i = \omega_n^2 R_o C_o \quad (18)$$

2.2.2 임계 제동비

최소위상전달함수(minimum phase transfer function)를 만족하기 위해서는 $K_p \geq 0$ 이 되어야 하며, 따라서 제어기의 제동비는 아래의 조건이 만족되어야 한다^[13].

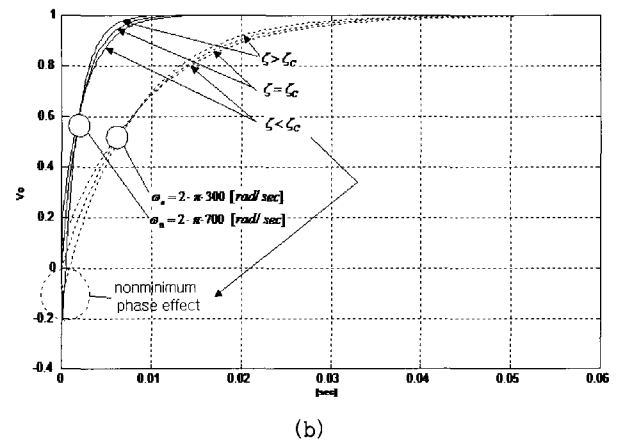
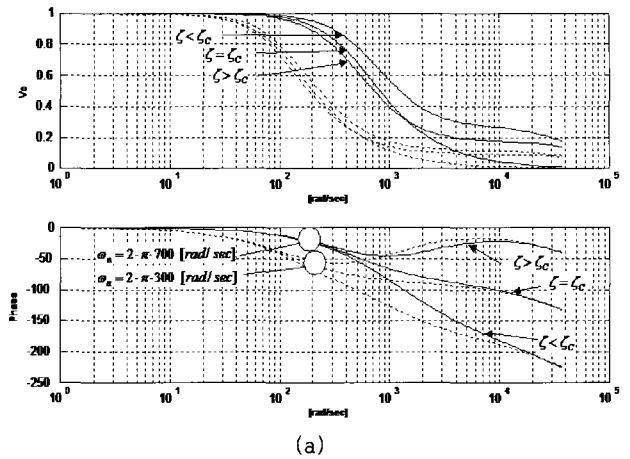


그림 5 출력단 전압제어 페루프 응답특성
(a) 주파수 응답 (b) 단위계단 응답
Fig. 5 Closed loop response of output voltage
(a) Frequency response (b) Unit step response

3. 실험 및 고찰

시뮬레이션 및 실험을 위한 조건은 표 1에 나타난 것과 같은 인버터를 대상으로 하였다. 시뮬레이션은 ACSL (Advanced Continuous Simulation Language) 를 이용하였고, 분석 및 그래픽은 MATLAB을 이용하였다. 실험은 UPS에 적용되는 100[kVA]용량의 인버터를 TMS320C31을 이용하여 제어 알고리즘을 실현하였다.

3.1 시뮬레이션

그림 6에서 전압제어기의 제동비(ζ)는 임계제동비를 적용하였으며, 제어기의 정격용량을 고려한 고유비

표 1 PWM 인버터 파라미터
Table 1 PWM inverter parameter

항 목	값	단 위
정 격 전 압	220	[V]
정 격 용 량	100	[kVA]
과부하 정격	120	[kVA]
정격전류	262	[A]
직류단 전압	405	[V]
IGBT	200A, 1200V	SKM200GB124D
스위칭주파수	8	[kHz]
출력단 인덕턴스	75	[μ H]
출력단 커패시턴스	600	[μ F]
선저항	0.04	[Ω]
부하기	3상 200	[kVA]

제동주파수(ω_n)[7]은 임계값의 0.75, 0.5, 0.25배로 하여 시뮬레이션을 수행하였다. 밴드폭의 임계값을 기준으로 임계값보다 낮을수록 전류의 과도상태는 길어지고 오버슈트가 감소하는 것을 볼 수 있다.

그림 7은 전압제어기의 고유비제동주파수를 0.25배로 할 때 인버터 시스템의 정상상태 특성을 보여주고 있다. 그림 7(a)는 인버터 출력전압의 부하전압으로 나타내었고 그림 7(b)는 출력단의 부하전류이다. 출력단 필터에 의해서 스위칭 리플이 제거된 출력전압 파형을 확인할 수 있으며, 정격에서 출력전압의 THD는 0.35[%]로 매우 낮은 THD를 보여줬다.

그림 7은 무부하에서 전부하로 부하의 크기를 바꾸었을 때 그림 7(a)는 인버터의 부하전압 그림 7(b)는 부하전류 (b)의 과도 상태를 3상 신호로 보여주고 있다. 전부하로 변화되는 순간 전압이 떨어졌다가 1/4 주기내에 정상상태로 되는 것을 확인 할 수 있다. 과도전압은 출력전압의 최대치에서 가장 크게 발생하며 이때의 과도전압은 정격 출력전압의 50[%] 정도로 매우 큰 비율이지만 회복시간이 1/4 주기 이내로 매우 짧다.

그림 8은 무부하에서 전부하로 부하의 크기를 바꾸었을 때 인버터의 출력전압 (a) 및 출력전류 (b)의 과도 상태를 3상 신호로 보여주고 있다. 전차원 제어기와 마찬가지로 전부하로 변화되는 순간 전압이 떨어졌다가 1/4 주기내에 정상상태로 되는 것을 확인 할 수 있

다. 또한 최대전압에서 과도전압이 가장 크게 나타나고, 필터의 영향에 의한 진동이 나타난다. 그림 9은 전부하에서 무부하로 부하의 크기를 바꾸었을 때 인버터의 출력전압 (a) 및 출력단 전류 (b)의 과도 상태를 보여주고 있다. 그림 8에서와 마찬가지로 최대전압에서 과도전압이 가장 크게 나타나고, 필터의 영향에 의한 진동이 나타난다. 또한 이미 무부하 상태이므로 부하에는 영향이 없고 인버터의 시스템의 과전압 보호레벨이 과도전압으로부터 결정하여 시스템의 오동작을 막을 수 있다.

3.2 실험

그림 10은 정격부하시에 정상상태에서의 인버터의 출력단 부하전압 및 부하전류의 파형을 보여주고 있다. (a)(b)는 부하전압, (c)(d)는 부하전류를 나타낸다. 실험 여건상 3상의 전압 및 전류 신호를 모두 보이지 못하고 U, V상 만을 나타내었다. 정격에서 인버터 출력전압의 THD는 약 2[%]정도의 특성을 나타내었다.

그림 11은 부하를 무부하에서 전부하로 급변시킬 때의 인버터 시스템의 과도응답을 나타내고 있다. 또한 3상 정지좌표계의 신호로서 U, V상의 과도응답이다. 급격한 부하의 변동에 대하여 70[V]정도의 상전압 변동이 2[ms] 동안 발생하였다.

그림 12은 부하를 전부하에서 무부하로 급변시킬 때의 인버터시스템의 과도응답을 나타내고 있다. 또한 3상 정지좌표계의 신호로서 U, V상의 과도응답으로서 급격한 부하의 변동에 대하여 30[V]정도의 상전압 변동이 35[ms] 동안 발생하였다.

3.3 고찰

정격에서 출력단 THD 0.35[%]의 특성을 보였으며 과도응답에서 빠른 속응성을 나타내었다. 실험을 통하여 인버터의 정상상태 특성과 과도특성을 분석하기 위해서 100[kVA]급 UPS의 THD를 2[%] 정도의 특성을 나타내었다. 또한 부하의 변동에 대하여 파형에서는 정확히 구분하기는 힘들지만은 q축전압은 약 30[V] 정도의 전압강하, d축은 약 30[V]정도의 전압의 상승이 생긴다. 이는 인버터 출력단 변압기의 실제 누설리액턴스가 제어기 이득 선정시 적용한 값과 차이가 있기 때문이다. 또한 부하단 변동은 전부하로 변화시 전부하에서 무부하로의 변화시 약 40[%]의 상전압 과도 상태가 2[ms]의 짧은 시간 동안 발생하였고, 무부하로 변화시 17[%]의 상전압 과도 상태가 35[ms]동안 발생하였다. 그리고 전부하에서 무부하로의 변동시에 응답 특성이 늦은 이유는 단일제어루프 제어기이기 때문에

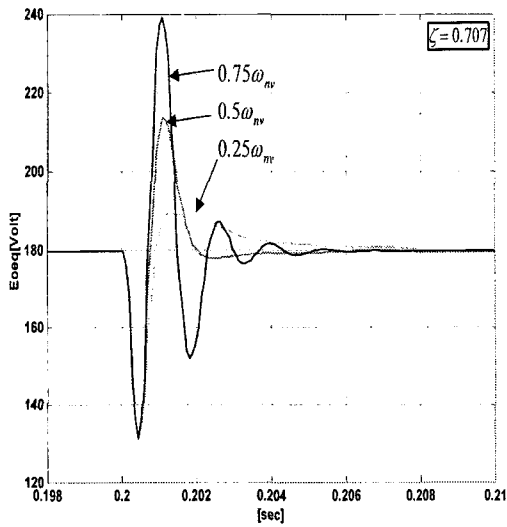


그림 6 전압제어기 과도상태
Fig. 6 Output voltage controller transient response

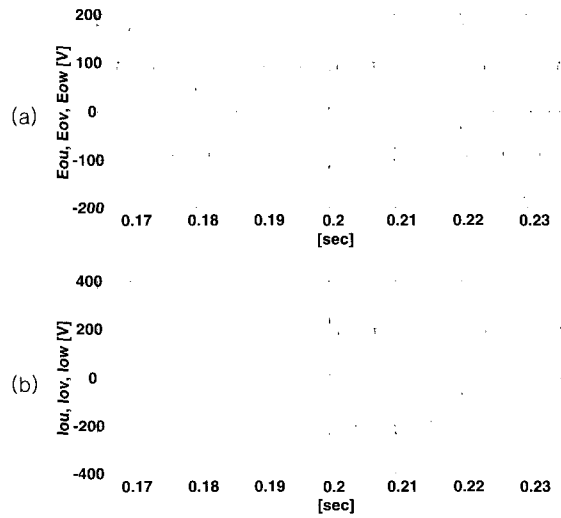


그림 8 과도상태 파형
(a) 출력전압 (b) 출력전류
Fig. 8 Transient output waveform
(a) Output voltage (b) Output current

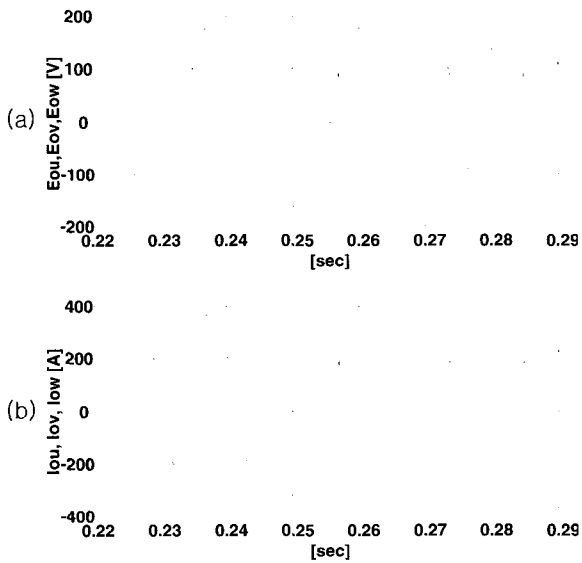


그림 7 정상상태 파형
(a) 출력전압 (b) 출력전류
Fig. 7 Steady state output waveform
(a) Output voltage (b) Output current

전류의 회생을 통한 빠른 전압강하를 시키지 않기 때문이다. 동시 정상상태 도달 시간이 길었으나 실험에서는 과도시의 진동은 발생하지 않았다. 그 이유는 측정된 선로저항값 보다 시스템의 실제 선로저항이 큰 때문인 것으로 생각된다.

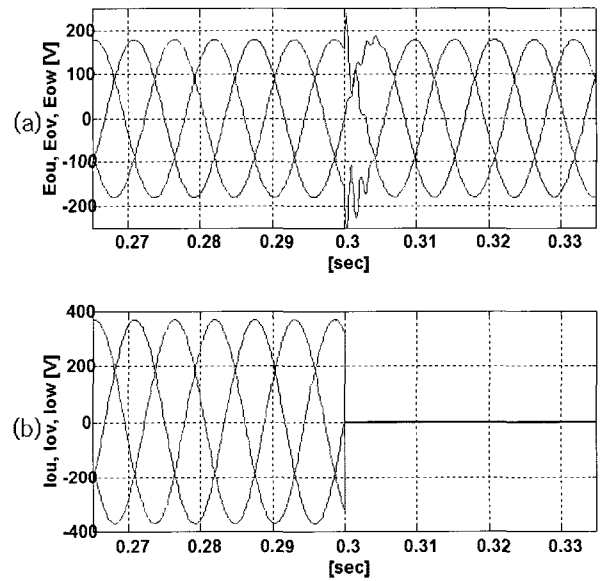


그림 9 과도상태 파형
(a) 출력전압 (b) 출력전류
Fig. 9 Transient output waveform
(a) Output voltage (b) Output current

4. 결론

본 논문에서는 인버터의 출력단 전압제어를 위해 전압 제어기의 설계 및 제어를 위해서 PWM 인버터의 해석

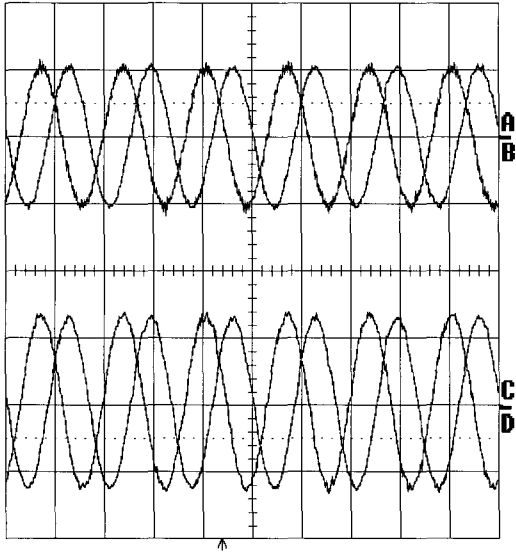


그림 10 R,S상 정상상태 인버터 응답 [10ms/Div]
 (a),(b) 상전압(180V/Div)
 (c),(d) 부하전류(260A/Div)
 Fig. 10 Steady state waveform of R, S phase
 (a),(b) Load voltage(180V/Div)
 (c),(d) Load current(260A/Div)

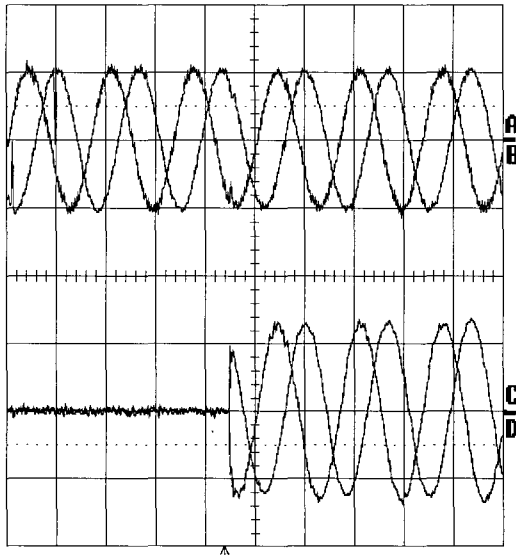


그림 11 R, S상 과도상태 응답 [10ms/Div]
 (a),(b) 상전압 (180V/Div)
 (c),(d) 부하전류 (260A/Div)
 Fig. 11 Transient response of R, S Phase
 (a),(b) Load voltage (180V/Div)
 (c),(d) Load current (260A/Div)

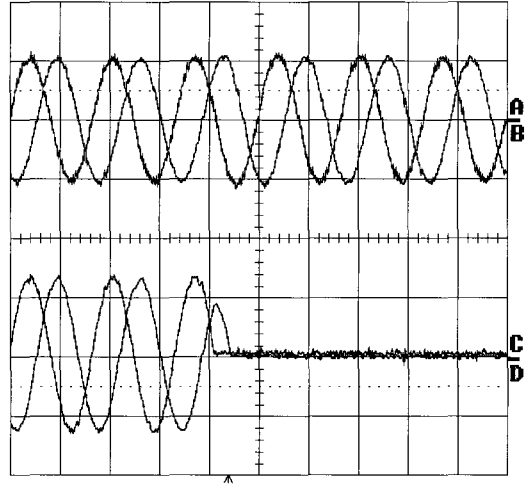


그림 12 R, S상 과도상태 응답 [10ms/Div]
 (a),(b) 상전압 (180V/Div)
 (c),(d) 부하전류 (260A/Div)
 Fig. 12 Transient response of R, S Phase
 (a),(b) Load voltage (180V/Div)
 (c),(d) Load current (260A/Div)

및 제어에 대한 연구를 수행하였다. PWM 인버터의 해석을 통하여 단일루프제어를 위한 제어규칙을 세웠으며 실시간 시뮬레이션을 통해서 본 논문에서 제안한 시스템의 설계 및 제어규칙 설계, 제어기 이득선정에 대해서 검증하였다.

향후 연구로는 부하의 불평형시 제어에 대한 연구가 필요하다. 출력단 임피던스가 작아서 영향이 크지 않을 것으로 예측되지만 전류제어 없이 전압제어 루프만을 구성하고 있어 부하 불평형시에 제어에 미치는 영향 및 개선을 위한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] Ying-Yu Tzou, Shih-Liang Jung, "Full control of a PWM DC-AC converter for AC voltage regulation", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Trans. on, Vol. 34, No. 4, pp. 1218-1226, Oct. 1998.
 [2] 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.
 [3] Wen-Inne Tsai, York-Yih Sun, "Design and implementation of three phase HIPWM inverters with instantancous and average feedback", Proc. of the IECON '93., pp. 800-805, 1993.

- [4] 박지호, 노태균, 김춘삼, 안인모, 우정인 “UPS 인버터 성능개선을 위한 강인한 2중 디지털 제어기 설계,” 전력 전자학회 논문지, 제8권. 제2호. pp. 116-127. 2003.
- [5] 이영준, 박남주, 임철우, 정세교 “UPS 응용을 위한 3상 PWM 인버터의 새로운 전압제어 방법,” 전력전자 학술대회 논문집, pp. 260-265, 1999.
- [6] 최규하, “반도체 전력변환을 중심으로 한 전력전자,” 광문각, 1999
- [7] 여형기,유지윤, “인버터 펄스폭 변조기법,” 전력전자학회 논문지, 제3권. 제3호. PP. 12-18, 1998.
- [8] A. Kanouda, “All digital controlled three-phase UPS without inverter transformer,” Power Conversion Conf., Nagaoka, Vol. 2, pp. 991-996, 1997.
- [9] Y. Nishida, et. al., “Predictive instantaneous value controlled PWM inverter for UPS,” Power Electronics Specialists Conf., PESC '92 Record, 23rd Annual IEEE, Vol. 2, pp. 776-783, 1992.
- [10] 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.
- [11] Boris J. Lurie, et. al., “Classical Feedback Control with MATLAB”, Marcel Decker.
- [12] K. J. Astrom, Tore Hagglund, “Automatic Tuning of PID Controllers” INSTRUMENT SOCIETY OF AMERICA.
- [13] Benjamin C. Kuo, “Automatic Control Systems”, 7'th ed., Prentice Hall.

저 자 소 개



곽철훈(郭哲勳)

1965년 10월 09일생. 1993년 건국대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1996년 고려대 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 건국대 공대 전기공학과 박사 수료 1993~2002. 국제전기(주) 연구소 책임연구원 2002.09~현재. 세미크론(주) STACK 사업부 팀장



최규하(崔圭夏)

1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업, 1980년 동 대학원(석사) 1986년 동 대학원 졸업 (박사). 1987년 ~ 1988년 미국 오레곤주립대 Post-Doc. 1997년~1998년 건국대 연구처장. 현재 건국대 교무처장 및 전기공학과 교수, 전력전자기술연구

센터 소장