

## UPS 용 3 상 인버터의 LC 필터단 출력전압 제어방식 비교연구

나운기\*, 김태완, 정승기  
광운대학교 전기공학과

### A Comparative Study on the Output Voltage Control Strategies of Three Phase Inverter with LC Filter for UPS

Na Woon-Ky\*, Kim Tae-Wan, Jeong Seung-Gi  
Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University

#### Abstract

This paper compares the output voltage control strategies of three-phase PWM inverter for uninterruptible power supply. The feedforward control, feedforward/feedback control, and decoupled feedback control in both the synchronous reference frame and the stationary reference frame are examined. In particular, it is shown that the response of the decoupled feedback controller in the synchronous reference frame can be improved by pole-zero cancellation method. It is also shown that the pole-zero cancellation method reduces to the deadbeat control, when it is implemented with digital controller.

#### 1. 서론

무정전원장치용 3상 PWM 인버터는 항상 일정 전압, 일정 주파수를 유지해야 한다. 따라서 PWM 인버터의 LC 필터단 출력전압 제어방식에 관한 연구가 많이 진행되어 왔다[1~4]. 이런 시스템은 일반적으로 그림 1과 같이 출력전압 제어루프와 그 내부에 필터의 리액터의 전류제어루프를 갖는 전압 및 전류제어의 이중제어루프의 구조로 되어있다. 그러므로 인버터 출력 전압의 효과적인 제어를 위해서는 내부 전류제어기가 전압제어보다 빠른 응답 특성을 보여야 한다. 본 연구에서는 전류제어기의 응답특성이 전압제어기보다 충분히 빠르다는 가정 하에 3상 인버터의 출력전압 제어방식에 대해 서술하도록 한다.

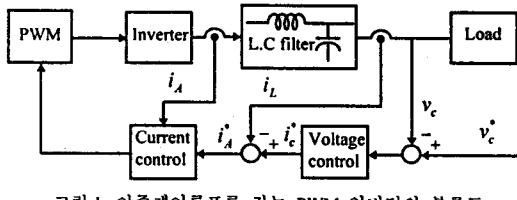


그림 1. 이중제어루프를 갖는 PWM 인버터의 블록도

3상 PWM 인버터의 출력전압 제어방식은 먼저 정상상태의 출력을 유지하기 위해 개루프상태에서 동기좌표축상의 기준전압으로부터 기준전류를 전향제어하는 방법이 있다. 이런 방법은 변수의 변동시 정상상태 오차를 보이고 자연응답이 부족감쇄되는 단점이 있다. 따라서 이 정상상태 오차를 제거하기 위해 동기좌표축상에서 실제 출력전압을 피드백하는 루프를 추가하여 구성할 수 있다. 그러나 이 경우에도 자연응답이 부족감쇄되고 과도상태에서 출력전압에 오버슈트가 생긴다. 이 주

요한 원인은 LC 필터의 캐패시터 전류를 동기좌표축상에서 표현할 때 q축과 d축 성분간에 간섭이 존재하기 때문이다. 따라서 비간섭제어를 위해 간섭성분이 없는 정지좌표축상에서 위와 같은 전향/피드백제어기를 구성하면 피드백루프만으로 제어가 가능하다. 하지만 정지좌표축상에서는 기준전압이 교류성분으로 나타나므로 주파수 특성을 고려해야 하고, PI 제어기를 사용하여도 역시 정상상태 오차가 나타날 수 있다.

이상의 단점을 보완하기 위하여 동기좌표축상에서 피드백제어기에 비간섭제어기를 추가하면 d축과 q축 전압을 독립적으로 제어할 수 있을 뿐 아니라 과도상태에서의 특성을 역시 개선될 수 있다. 이 경우 시스템의 극점을 원하는 곳에 놓을 수 있으며, 이때 임계감쇄 특성을 갖도록 하는 방법이 제안되어 있다[4]. 본연구에서는 pole-zero 상수를 이용한 PI 제어기의 이득 선정방법을 제안하며 이를 디지털 영역에서의 deadbeat 특성과 연관되어 서술하도록 한다.

#### 2. 시스템 모델링

##### 2-1. 시스템 구성

전체 시스템의 회로는 다음 그림 2와 같이 3상 PWM 인버터와 출력측 LC 필터로 구성된다.

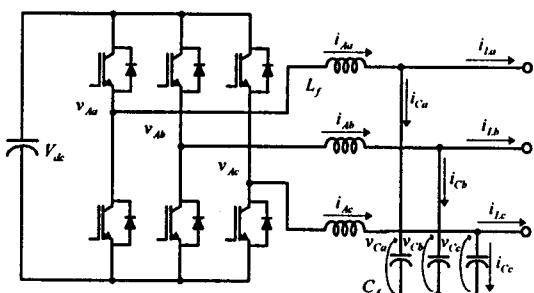


그림 2. Main circuit

그림 2에서 전류방정식을 나타내면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} i_{ca} &= C_p v_{ca} = i_{la} - i_{la} \\ i_{cb} &= C_p v_{cb} = i_{lb} - i_{lb} \\ i_{cc} &= C_p v_{cc} = i_{lc} - i_{lc} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $p$ 는 미분연산자를 나타낸다. 이를 다음과 같은 dq변환을 통해 표현한다.

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\theta=0$  인 좌표축 상에서 식(1)은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{Cq}^* \\ i_{Cd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pCV_{Cq}^* \\ pCV_{Cd}^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

그리고  $\theta=\omega_e t$  인 동기좌표축상에서는

$$\begin{bmatrix} i_{Cq}^* \\ i_{Cd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pCV_{Cq}^* + \omega_e CV_{Cd}^* \\ -\omega_e CV_{Cq}^* + pCV_{Cd}^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

한편 UPS 의 기준전압이

$$\begin{aligned} v_{as}^* &= V^* \cos\omega_e t \\ v_{bm}^* &= V^* \cos(\omega_e t - 2\pi/3) \\ v_{cm}^* &= V^* \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (5)$$

로 주어진다고 할 때 이는 dq 축상에서

$$\begin{aligned} v_{Cq}^* &= V^* \cos(\theta - \omega_e t) \\ v_{Cd}^* &= V^* \sin(\theta - \omega_e t) \end{aligned} \quad (6)$$

로 나타난다. 이 기준전압은 정지좌표축상에서는 교류로, 동기좌표축상에서는 직류가 된다.

## 2-2. 시스템의 이산화모델.

전압제어루프에서 PI 제어기는 아날로그형태와 디지털형태로 표현할 수 있다. 하지만 deadbeat 제어는 샘플링개념을 도입한 디지털형태로서만 가능하다. 디지털제어를 적용하기 위해 시스템의 방정식을 다음과 같이 이산화할 수 있다.

식(4)는 다음과 같이 상태방정식형태로 된다.

$$\begin{bmatrix} pV_{Cq}^* \\ pV_{Cd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cq}^* \\ v_{Cd}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C & 0 \\ 0 & 1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Mq}^* - i_{Lq}^* \\ i_{Md}^* - i_{Ld}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

식(7)을 이산식으로 표현하면

$$\hat{v}_C(k+1) = A\hat{v}_C(k) + K\hat{i}_A(k) - K\hat{i}_L(k) \quad (8)$$

즉

$$\hat{z}\hat{v}_C(z) = A\hat{v}_C(z) + K\hat{i}_A(z) - K\hat{i}_L(z) \quad (9)$$

여기서 식(9)의 계수  $A, K$ 는 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_e T_s & -\sin\omega_e T_s \\ \sin\omega_e T_s & \cos\omega_e T_s \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$K = \begin{bmatrix} e & -f \\ f & e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega_e C} \sin\omega_e T_s & -\frac{2}{\omega_e C} \sin^2 \frac{\omega_e T_s}{2} \\ \frac{2}{\omega_e C} \sin^2 \frac{\omega_e T_s}{2} & \frac{1}{\omega_e C} \sin\omega_e T_s \end{bmatrix} \quad (11)$$

이 절에서 사용되는 식들은 디지털 제어를 위한 모델링에 이용될 것이다.

## 3. 출력전압 제어방식의 비교분석

### 3-1. 전향 제어

전향제어는 출력단 캐패시터의 전압이 기준전압과 같은 값이 되기 위하여 필요한 전류를 인버터가 출력하도록 제어하는 방식으로 일종의 개루프제어에 해당된다. 이 방식에서 기준전류는 식(4)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} i_{Cq}^* \\ i_{Cd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e C \\ -\omega_e C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cq}^* \\ v_{Cd}^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

이 경우 전체 시스템을 그려보면 그림 3과 같다.

식(4)를 다시 (13)로 변형할 수 있다.

$$pC \begin{bmatrix} v_{Cq}^* \\ v_{Cd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e CV_{Cd}^* + i_{Cq}^* \\ \omega_e CV_{Cq}^* + i_{Cd}^* \end{bmatrix} \quad (13)$$

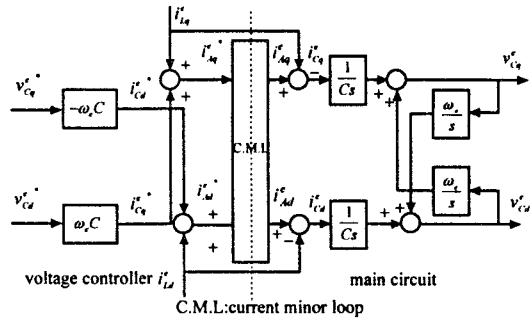


그림 3. 전향 전압제어 시스템

전류제어기를 이상적이라 가정하면  $i_{Cq}^*$ 는  $i_C^*$ 와 같다고 볼 수 있으므로 상태방정식형태로 쓰면

$$\begin{bmatrix} v_{Cq}^* \\ v_{Cd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cq}^* \\ v_{Cd}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cq}^* \\ v_{Cd}^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

이 식으로부터  $v_{Cq}^* (=V^*)$ 에 대한 계단응답을 구해보면 다음과 같다. ( $v_{Cd}^* = 0$ )

$$\begin{bmatrix} v_{Cq}^* \\ v_{Cd}^* \end{bmatrix} = V^* \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\cos\omega_e t \\ -\sin\omega_e t \end{bmatrix} V^* \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{as}^* \\ v_{bm}^* \\ v_{cm}^* \end{bmatrix} = V^* \begin{bmatrix} \cos\omega_e t \\ \cos(\omega_e t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 1/2 \\ 1/2 \end{bmatrix} V^* \quad (16)$$

식(15), (16)에서 우변의 첫째항은 계단 입력에 대한 특수해를 나타내고 끝항은 시스템의 자연응답을 나타낸다. 여기서 볼 수 있는 것처럼 자연응답은 직류 오프셋으로 나타나며, 이것이 정상상태의 오차가 된다. 실제의 시스템에서는 저항등에 의한 손실이 존재하므로 자연응답은 지수적으로 감쇄한다. 그러나 이 감쇄효과는 상대적으로 매우 느리며 또 캐패시터 용량이 변화하면 이것이 직접적인 출력의 오차로 반영되므로 피드백제어를 적용할 필요가 있다.

### 3-2. 전향/피드백 제어(동기좌표축)

전향 제어기는 피드백 루프상에서 PI 제어기와 같이 구현한 것이다. 전향 제어의 단점인 정상상태의 오차를 보상하며 과도상태에서 오버슈트를 줄일 수 있다.

전체 시스템의 블록도를 그려보면 다음 그림 4 와 같다.

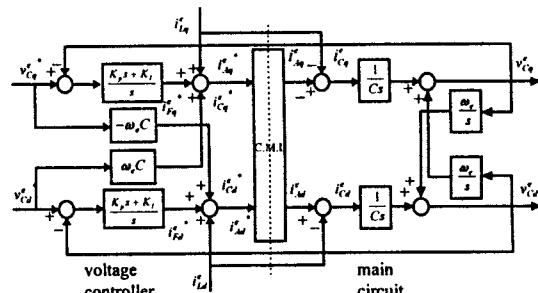


그림 4. 전향/피드백 전압제어 시스템

PI 제어기의 출력  $i_{Cq}^*, i_{Cd}^*$ 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_{Cq}^* &= \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) (v_{Cq}^* - v_{Cq}^e) \\ i_{Cd}^* &= \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) (v_{Cd}^* - v_{Cd}^e) \end{aligned} \quad (17)$$

PI 제어기에서 적분기의 출력을 보조 상태변수  $\psi'_q, \psi'_d$ 로 정의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P \begin{bmatrix} \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_{Cq} - v'_{Cd} \\ v'_{Cd} - v'_{Cq} \end{bmatrix} \quad (18)$$

상태방정식으로 나타내기 위해 (17)식에 (18)을 대입하면

$$\begin{bmatrix} i'_{dq} \\ i'_{qd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_p & 0 \\ 0 & -K_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_I & 0 \\ 0 & K_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_p & 0 \\ 0 & K_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \end{bmatrix} \quad (19)$$

역시 전류제어기가 이상적이라 한다면  $i'_c = i'_c + i'_p$  라 놓고 식 (17)과 합성해 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$P \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \\ \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_p}{C} & -\omega_s & -\frac{K_I}{C} & 0 \\ \omega_s & -\frac{K_p}{C} & 0 & \frac{K_I}{C} \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \\ \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_p}{C} & \omega_s \\ -\omega_s & \frac{K_p}{C} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \\ \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} \quad (20)$$

이 상태방정식에서 고유치(eigenvalue)를  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$  고유벡터를  $p_1, p_2, p_3, p_4$  라 할 때  $v'_{Cq}$ 에 대한 계단응답은 다음 식(21)과 같다. ( $v'_{Cd} = 0$ )

$$v'_{dq} = c_1 e^{\lambda_1 t} p_1 + c_2 e^{\lambda_2 t} p_2 + c_3 e^{\lambda_3 t} p_3 + c_4 e^{\lambda_4 t} p_4 + v'_{dq}^* \quad (21)$$

식(21)은 4 차의 간섭된 시스템이기에 페루프 형태로 나타내기가 어렵다. 그래서  $K_p$ 와  $K_I$ 를 변화시켜 eigenvalue locus를 그려봄으로써 시스템의 특성을 파악할 수 있다. 그럼 5 은  $K_I$ 가 0에서 400 까지 변할 때  $K_p(0.1\sim 1)$ 에 따른 eigenvalue locus이다.

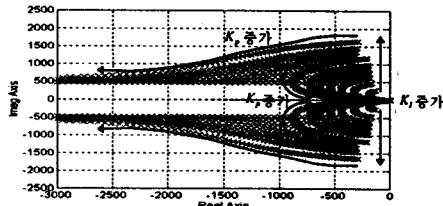


그림 5. Eigenvalue locus

그림에서 볼 수 있는 것처럼  $K_p, K_I$ 를 조정하여도 모든 고유치가 실수축 상에 존재하지 않으므로 이 시스템은 항상 자연응답이 부족감쇄된다. 그 이유는 출력변수 간에 간섭이 되어 있어 그림 6에서 보다시피  $v'_{Cq}$ 에 대한 응답이  $v'_{Cd}$ 에 영향을 주기 때문이다. 따라서 아래에서 기술하는 것과 같은 비간섭피드백제어가 요구된다.

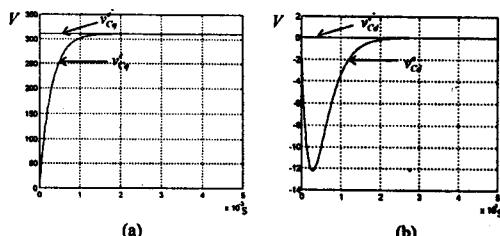


그림 6. (a)  $v'_{Cq}$ 에 대한 계단응답 (b)  $v'_{Cd}$ 에 대한 계단응답  
( $K_p = 0.7, K_I = 1$ )

### 3-3. 전향/피드백 제어(정지좌표축)

위에서 설명한 동기좌표축상에서의 제어는 변수들간의 간섭 때문에 응답특성이 나빠진다. 정지좌표축상에서는 d축과 q축의 변수간에 간섭이 없으므로 비간섭제어가 가능하다.

식(22)에서 볼 수 있는 것처럼 q 축과 d 축사이에 간섭성분이 없으므로 각각의 축성분이 독립적인 변화한다. 따라서 하나의 축만 해석하면 된다.

$$P \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \\ \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_p}{C} & 0 & \frac{K_I}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{K_p}{C} & 0 & \frac{K_I}{C} \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \\ \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_p}{C} & 0 \\ 0 & \frac{K_p}{C} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \\ \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} \quad (22)$$

q 축성분에 대한 상태방정식은

$$P \begin{bmatrix} \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_p}{C} & \frac{K_I}{C} \\ -1 & \frac{K_I}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi'_q \\ \psi'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_p}{C} \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{Cq} \\ v'_{Cd} \end{bmatrix} \quad (23)$$

로 되고 여기서  $v'_{Cq}$ 의 해는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v'_{dq} = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} + v'_{dq}^* \quad (24)$$

정지좌표축상에서는 기준전압이 60[Hz]의 정현파이기 때문에 주파수 영역에서의 모델을 고려하여야 한다. 그리고 교류 입력을 갖는 PI 제어기는 정상 상태에서  $s = j\omega$ 를 0로 보낼 수 없기 때문에 정상상태의 오차를 갖게된다.

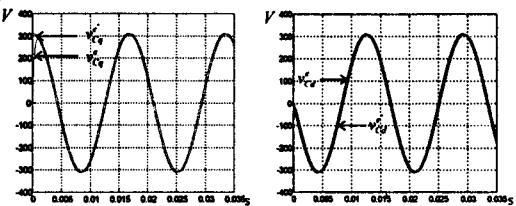


그림 7. 인버터 기준전압과 실제전압 (a) q 축 (b) d 축  
( $K_p = 0.7, K_I = 1$ )

### 3-4. 비간섭 피드백 제어

동기좌표축상에서 전향/피드백 제어기를 구성하면 LC 필터부분이 간섭되어 있다는 것을 식(4)에서도 볼 수 있다. 그리고 정지좌표축상에서 구성하게 되면 기준 전압이 교류 모델이므로 PI 제어기는 정상상태의 오차를 보인다. 이상의 단점을 보완하기 위해서 등기좌표축상에서 간섭성분을 없애주는 비간섭제어기를 추가하고 전향 제어기를 생략하게 된다. 즉 비간섭제어기는 전향제어기의 역할인 정상상태의 간섭성분 뿐만 아니라 과도상태의 간섭성분까지 제거하는 역할을 한다.

간섭성분을 제거하기 위한 전류제어는 다음과 같이 주어진다.

$$i'_{Dq} = \omega_s C v'_{Cd} \\ i'_{Dq} = -\omega_s C v'_{Cq} \quad (25)$$

이를 포함한 전체 블록도를 그려보면 그림 8 과 같다.

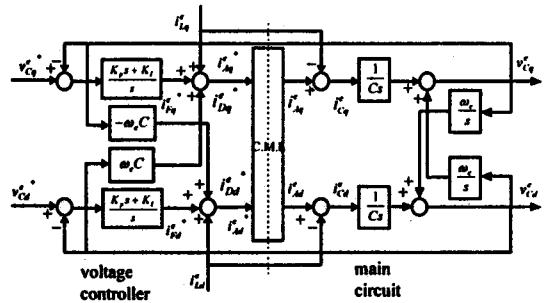


그림 8. 동기좌표축상에서의 비간섭 피드백 전압제어 시스템

식(20)처럼 상태방정식으로 나타내면 간섭 성분이 사라진 아래 식이 된다.



을 줄일수록  $\infty$ 로 수렴해 가는데 pole-zero 상쇄제어에서는  $K_p$ 가 무한대로 근접하면 폐루프 극점  $\alpha$ 가  $s$ 평면상의  $-\infty$ 로 이동하고 이는 디지털시스템에서 극점이  $z$ 평면상의 원점으로 근접하는 경우에 해당한다. 수학적으로는 식(33)에서 단위응답의 시정수가

$$\tau = \frac{1}{\alpha} = \frac{C_f}{K_p} \quad (37)$$

로 주어지는데 여기에 식(36)으로 주어진 비례이득을 적용하였을 때 샘플링 시간이 0에 근접하면

$$\lim_{T_s \rightarrow 0} \tau = \lim_{T_s \rightarrow 0} \frac{C_f}{\omega_c C_f \cot \omega_c T_s} \equiv T_s \quad (38)$$

이 된다. 즉 pole-zero 상쇄제어의 응답 시정수가 디지털 제어시 한 샘플링 시간에 근접, 결과적으로 deadbeat 특성과 같은 응답을 보이게 된다.

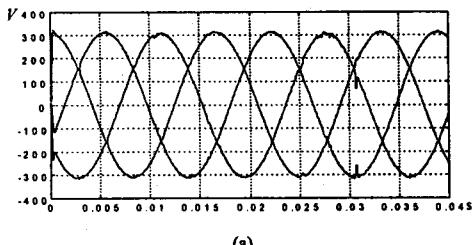
#### 4. Simulation

시스템의 전압제어특성을 비교하기 위하여 시뮬레이션을 행하였다. 시스템의 제정수는 표 1에 보인 것과 같고 전류제어는 히스테리시스 전류제어기로 구성하였다.

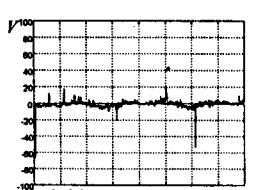
표 1. 시뮬레이션에 적용된 시스템 제정수

$L_f$ (번티)	140 $\mu$ H
$C_f$ (번티)	200 $\mu$ F
$V_{dc}$	450V
$I_h$ (히스테리시스 밴드)	10A
$V^*$	180V
$L_d$ (정류기 부하)	1 $\mu$ H
$C_d$ (정류기 부하)	1100 $\mu$ F
$R_{load}$ (정류기 부하 저항)	10 $\Omega$

#### 4-1. 전향/ 피드백제어



(a)



(b)

(c)

그림 13. (a) 인버터 출력선간전압 (b) q 축 전압 (c) d 축 전압

#### 4-2. 비간섭 피드백제어(pole-zero 상쇄 적용)

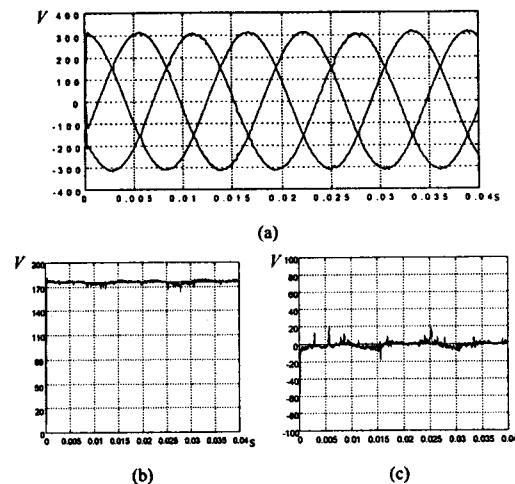
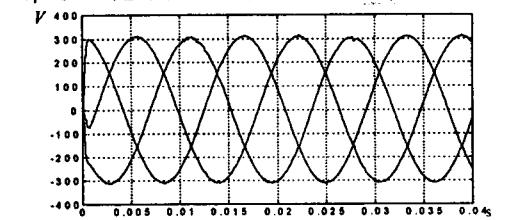


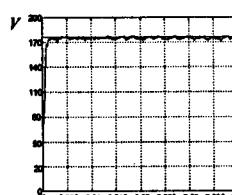
그림 14. (a) 인버터 출력선간전압 (b) q 축 전압 (c) d 축 전압

#### 4-3. deadbeat 제어를 이용한 비간섭피드백제어

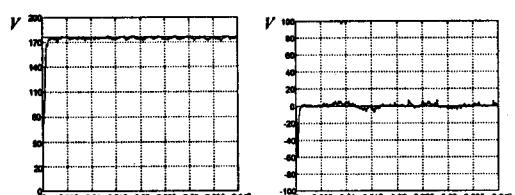
deadbeat 제어는 필터의 L,C 값에 민감하게 작용하므로 LC 필터의 L 값을 140  $\mu$ H, C 값을 800  $\mu$ F으로 주고 샘플링 시간은 65  $\mu$ s 놓고 시뮬레이션을 행하였다.



(a)



(b)



(c)

그림 15. (a) 인버터 출력선간전압 (b) q 축 전압 (c) d 축 전압

#### 5. 결론

UPS 용 3상 인버터 출력 전압 제어방식을 6 가지로 나누어 분석하고 그 분석한 내용들의 타당성을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 특히 비간섭 피드백 제어시 pole-zero 상쇄방식을 제안, 이를 통해 시스템의 응답특성을 향상시킬 수 있음을 보였고 또한 이 방식이 디지털제어에서의 deadbeat 제어와 같은 시스템으로 귀착됨을 밝혔다. 앞으로의 연구과제는 이상에서 언급한 전압제어방식의 실제 실험을 통한 확인과 pole-zero 상쇄제어 및 deadbeat 제어에서 필터의 L, C 값의 설계에 관한 연구가 필요할 것으로 생각된다.

## 6. 참고문헌

- [1] O.Wasynczuk, S.D. Sudhoff, and H. J Hegner, "A Voltage Control Strategy for Current-Regulated PWM Inverters" *IEEE Trans Power Electron.*, vol. 11, no pp7-15, Jan. 1996
- [2] R.W.De Docker and J.P. "Control of three-phase power supplies for ultra low THD," in *Appl. Power Electron. Conf.*, Dallas, TX, Mar 622-629, 1991
- [3] T.Kawabata, Y.shikano, *et al.*, " Chargerless UPS using multi-function BiMOS inverter," in *Conf. Rec. IEEE IAS Anual Meeting Denver*, 1986
- [4] T.Kawabata *et al.*, " Dead beat control of three phase PWM inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5 no. 1, pp. 21-28, Jan. 1990.
- [5] T.Kawabata, T. Miyashita, and Y.Yamamoto, " Digital control of three-phase PWM inverter with LC filter, " *IEEE Trans Power Electron.*, vol. 6, no 1, pp.62-72, Jan. 1991.