

UPS용 인버터의 LC필터 출력 전압제어를 위한 디지털 제어기 설계

조준석, 이승요, 최규하, 목형수, *신우석, **한석우
건국대학교 전기공학과 *두원 공과대학 전기과 **평택 공과대학 전기과

Design of Digital Controller for Output Voltage Control of LC Filter in 3-Phase UPS

Jun-Seok Cho Seung-Yo Lee Gyu-Ha Choe Hyung-Soo Mok *Woo-Seok Shin **Seok-Woo Han
Dept. of Electrical Eng. Kon-Kuk Univ.
*Doo Won Technical College **Pyung Taek Institute of Technology

Abstract

This paper presents an observer filter algorithm to estimate the load currents in the output voltage control of 3-phase uninterruptible power supply with deadbeat controller. As the result of the proposed algorithm, the sensors to measure the load currents is not required. The comparison of output voltage controls according to the methods of measuring the load currents is also presented in this paper. The results of comparison are shown by the simulation.

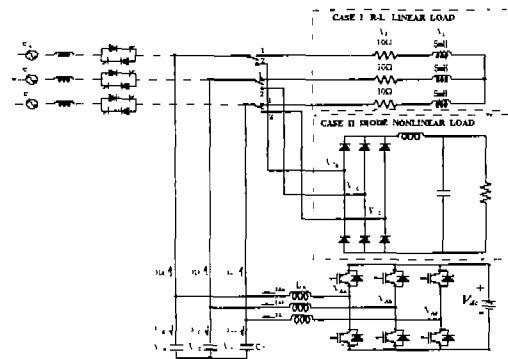


그림 1. UPS 시스템 구조

1. 서론

전원의 이상현상으로 인해 전원으로부터 전력을 공급받을 수 없는 경우를 대비한 무정전전원 장치(uninterruptible power supply : UPS)에 관한 연구가 많이 이루어져 왔으며, 특히 PWM 인버터를 이용하여 출력전압을 얻는 경우 출력의 정현화를 위해 사용되는 LC 필터단의 커패시터 전압을 주로 이용하여 출력전압을 제어하게 된다. 이런 경우 일반적으로 제어기는 전압 제어루프 내에 전류 제어루프를 가지는 2중제어 루프의 구조를 가지게 되는데 동기좌표축상에서 피드백제어기가 비간섭되도록 제어기를 구성하면 동기좌표축상의 dq축 전압을 독립적으로 제어할 수 있을 뿐만 아니라 과도상태에서의 특성 역시 개선할 수 있고 시스템의 극점을 원하는 곳에 놓을 수 있어 제어기가 임계감쇄 특성을 갖도록하는 방법이 제안된 바 있다 [1,2]. 그러나 이때 부하변동에 따른 제어기의 안정한 동작을 위하여 부하전류를 직접센싱하여 전향 제어하는 경우 검출 센서의 수가 많아지고, 디지털 제어 수행시 같은 수의 A/D변환

기를 사용하는 경우 A/D변환 시간이 늘어 나게 되는 단점을 수반하게 된다. 본 논문에서는 UPS의 LC 필터단 출력전압을 제어하는데 있어서 데드비트(deadbeat)를 이용한 동기좌표축상의 비간섭제어를 수행하고 상태 관측기(observer)를 이용하여 부하전류신호를 센서없이 추정하는 알고리즘을 제안하며, 3상 UPS의 부하로서 저항과 인덕터로 구성된 선형부하 및 다이오드 정류기로 구성된 비선형부하를 각각 사용하여 부하변동에 따른 과도응답 특성 결과를 각기 제시하였다. 이때 응답특성이 빠른 데드비트 제어기는 상태 관측기에 의한 부하전류 추정시 생기는 신호지연에 대한 응답특성을 극대화하기 위하여 채택되었다.

2. UPS 시스템의 이산화 모델

3상 UPS시스템은 그림 1와 같이 3상 인버터와 LC 필터로 구성된다. 그림 1의 회로를 시스템의 입출력 관계로 모델링을 하면 다음과 같은 전압, 전류의 상태 방정식이 유도된다.

$$C_c \frac{d}{dt} \bar{V}_C = \bar{I}_A - \bar{I}_L \quad (1)$$

$$L_s \frac{d}{dt} \bar{I}_A = \bar{V}_A - \bar{V}_C \quad (2)$$

$$\bar{I} = [I_a, I_b, I_c], \quad \bar{V} = [V_a, V_b, V_c] \quad (3)$$

d-q축 변환행렬을 사용하여 식 (1),(2)를 동기좌표계 d-q축상으로 변환하면 상태방정식은 식 (4),(5)와 같이 표현될 수 있으며, 인버터 출력 전류는 식 (4)와 같이 인버터 출력전류 및 커패시터 전압으로 표현되고 인버터 출력 전압의 상태 방정식은 식 (5)과 같이 인버터 출력전류 및 부하전류로 표현된다.

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{Aq} \\ \dot{I}_{Ad} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{Aq} \\ I_{Ad} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{Aq} \\ V_{Ad} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{Cq} \\ V_{Cd} \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_{Cq} \\ \dot{V}_{Cd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{Cq} \\ V_{Cd} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/C_c & 0 \\ 0 & 1/C_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{Aq} \\ I_{Ad} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1/C_c & 0 \\ 0 & 1/C_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{Lq} \\ I_{Ld} \end{pmatrix} \quad (5)$$

UPS의 출력 기준전압과 커패시터에 흐르는 기준전류를 나타내면 식 (6)과 같이 표현되며 이를 d-q 동기좌표계로 표현하면 커패시터의 기준전압 및 기준전류는 식 (7), (8)와 같이 일정한 직류값을 갖는 것으로 나타난다.

$$\begin{pmatrix} E_{an}^* \\ E_{bn}^* \\ E_{cn}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{2} V_m \cos \omega t \\ \sqrt{2} V_m \cos(\omega t - \frac{2}{3} \pi) \\ \sqrt{2} V_m \cos(\omega t + \frac{2}{3} \pi) \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$V_{Cqd}^* = \begin{pmatrix} V_{Cq}^* \\ V_{Cd}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{2} V_m \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$I_{Cad}^* = \begin{pmatrix} I_{Cq}^* \\ I_{Cd}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{2} \omega C_c V_m \\ 0 \end{pmatrix} \quad (8)$$

이때 이산화 시간 T동안의 V_{Cqd} 와 I_{Aqd} 가 일정하다고 가정한다면 $\sin \omega T \approx \omega T$ 로 근사화 될 수 있고 식 (4)와 (5)의 이산화는 식 (9) 및 (10)으로 표현할 수 있다.

$$I_{Aqd}(k+1) = A I_{Aqd}(k) + B V_{Aqd}(k) - B V_{Cqd}(k) \quad (9)$$

$$V_{Cqd}(k+1) = A V_{Cqd}(k) + F I_{Aqd}(k) - F I_{Lqd}(k) \quad (10)$$

식 (9), (10)을 z변환하면 식(12), (13)과 같다.

$$Z I_{Aqd}(z) = A I_{Aqd}(z) + B V_{Aqd}(z) - B V_{Cqd}(z) \quad (11)$$

$$Z V_{Cqd}(z) = A V_{Cqd}(z) + F I_{Aqd}(z) - F I_{Lqd}(z) \quad (12)$$

여기서 계수 행렬 A, B, F 는 식 (13)~(16)과 같다.

$$A = \begin{pmatrix} a & -b \\ b & a \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} c & -d \\ d & c \end{pmatrix}, F = \begin{pmatrix} e & -f \\ f & e \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$a = \cos \omega T, b = \sin \omega T \quad (14)$$

$$c = \frac{1}{\omega L_s} \sin \omega T, d = \frac{2}{\omega L_s} \sin^2 \frac{\omega T}{2} \quad (15)$$

$$e = \frac{1}{\omega C_s} \sin \omega T, f = \frac{2}{\omega C_s} \sin^2 \frac{\omega T}{2} \quad (16)$$

위 식들은 제어기에서 사용될 계수들을 나타낸다.

3. 부하 상태관측기를 갖는 데드비트 제어시스템

그림 2는 제안된 상태 관측기를 포함하는 UPS 시스템의 이중 데드비트 제어구조를 보여주고 있다. 제어기는 인버터 출력단 필터의 입력전류를 제어하기 위한 내부 전류제어루프와 출력전압을 정현파로 유지시키기 위한 전압제어루프로 구성된다. 전압제어기의 출력은 전류제어기의 기준신호의 하나로 사용되며, 또한 그림 2와 같이 상태관측기를 사용하여 추정된 부하전류를 예측하는 예측기의 출력과 무부하시 일정 출력전압을 유지시키는 필터 커패시터의 전류 지령치가 전류제어기의 기준신호에 포함된다.

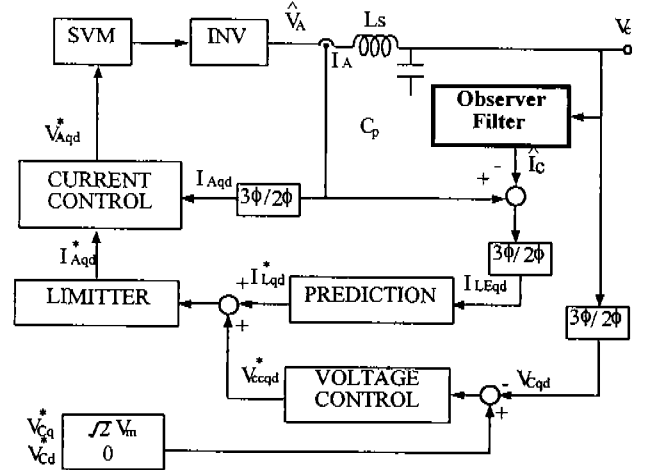


그림 2. 부하 상태관측기를 갖는 제어 블록선도

3.1 데드비트 전압 전류제어기

Dead Beat 특성은 z평면상에서 모든 특성방정식의 근을 원점에 위치하게 하는 것이고 이것은 s평면에서 근들을 $-\infty$ 로 위치하는 것과 동일하다.

전류제어기는 그림 3과 같이 구성되며 dq 동기좌표축상에서 서로 간섭성분이 존재하므로 식 (9)의 q축과 d축항에서 서로의 간섭 성분을 분리해야 하는데 식 (13)에서 d항을 제거하기 위해 행렬 B_d 를 첨가하고, b항을 제거하기 위해서 행렬 A_{d1} 를 첨가한다.

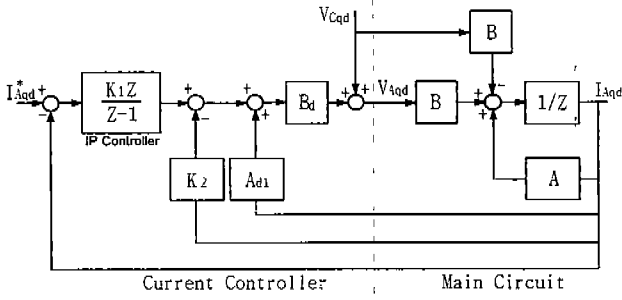


그림 3. 데드비트 전류제어 블록선도

$$B_d = B^{-1}c = \begin{pmatrix} 1 & d/c \\ -d/c & 1 \end{pmatrix} \quad (17)$$

$$A_d = \begin{pmatrix} 0 & b/c \\ -b/c & 0 \end{pmatrix} \quad (18)$$

간섭성분을 분리한 후 그림 3과 같이 IP제어기를 적용하면 식 (19)와 같은 개루프 전달함수를 얻을 수 있다.

$$G_o(z) = \frac{K_1 z}{z-1} \frac{B}{z+A-K_2 B} \quad (19)$$

$$= \frac{K_1 B z}{z^2 + (A - K_2 B - 1)z - A + K_2 B}$$

따라서 폐루프 특성방정식 $1 + G_o(z) = 0$ 의 두근을 원점으로 설정하여 데드비트 특성을 갖게한다. 즉 제어기 이득은 $K_1 = 1/c$, $K_2 = a/c$ 이 된다. 위와 같은 조건을 만족하면 전류제어기의 입출력 전달함수는 $Z I_{Aqd} = I_{Aqd}^*$ 와 같으며 이를 차동방정식 형태로 쓰면 $I_{Aqd}(k+1) = I_{Aqd}^*$ 으로 표현된다. 이론적으로 전류제어기는 입력 전류 기준값을 다음 샘플링주기에 인버터 전류가 근접하는 응답특성을 보인다.

전압제어기의 구성은 그림 4와 같이 나타낼 수 있고 전류제어기의 경우에서와 같이 전압제어기에 있어서도 상호 간섭성분을 제거해 주어야 하는데 식 (14)에서 f 항을 제거하기 위해 행렬 F_d 를, b 항을 제거하기 위해서는 행렬 A_{Δ} 을 식 (20) 및 (21)과 같이 첨가해 주어야 한다.

$$F_d = F^{-1}c = \begin{pmatrix} 1 & f/e \\ -f/e & 1 \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$A_{\Delta} = \begin{pmatrix} 0 & b/e \\ -b/e & 0 \end{pmatrix} \quad (21)$$

이와같이 얻어지는 전압제어기의 블록선도는 그림 4와 같이 나타낼 수 있으며 전압제어기의 출력과 부하전류성분을 전향보상하는 상태관측기의 출력성분이 전류제어기의 기준전류성분으로 포함되고 상태관측기로부터 추정된 전류를 예측하는 예측기는 전류제어기와 상태관측기를 통해 전류를 추정하는 과정에서

발생되는 시간지연을 보상하는데 사용한다. 그림 4에서 CML은 전류 제어루프를 나타낸다.

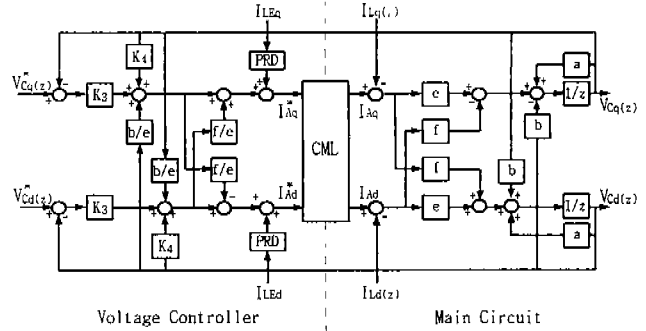


그림 4. 데드비트 전압 제어블록선도

예측기는 2차 라그랑제 보간법(Lagrange interpolation)에 의해서 결정될 수 있으며[5], 이를 위해서는 2차의 지연된 부하전류 추정치가 필요하고 이를 차동방정식 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$I_{Lqd}^*(n) = 3I_{Lqd}(n) - 3I_{Lqd}(n-1) + I_{Lqd}(n-2) \quad (22)$$

전압제어기에서 간섭성분을 제거하여 q 축성분만 고려 했을 때의 간략화된 폐루프 블록선도는 그림 5와 같으며 P제어기를 사용했을 때 전달함수는 식 (23)과 같이 표현할 수 있다.

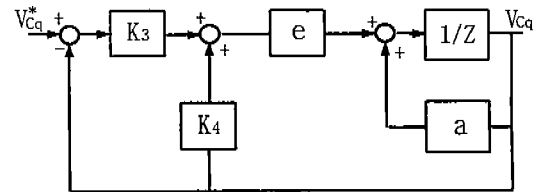


그림 5. 간략화된 페루프 전압제어 블록선도

$$\frac{V_{Cq}}{V_{Cq}^*} = \frac{K_3 e}{z + (K_3 - K_4 - a)} \quad (23)$$

전압제어기가 데드비트 특성을 갖기 위해서는 전달함수의 근을 원점으로 위치시켜야 하며 $K_3 e = 1$, $K_3 - K_4 - a = 0$ 인 조건을 만족시킨다면 P제어기의 이득은 다음과 같이 결정된다.

$$K_3 = \frac{1}{e}, \quad K_4 = \frac{1-a}{e} \quad (24)$$

따라서 전압제어기의 경우에 있어서도 전류제어기와 같이 $V_{Cqd}(k+1) = V_{Cqd}^*$ 의 관계가 성립되며 전류제어기가 이상적이라고 가정하면 다음 샘플링 주기에 기준전압을 인버터 출력전압이 추종한다.

3.2 부하전류 추정을 위한 상태관측기의 설계

UPS의 부하전류 변동시 일정 전압을 출력하기 위해서 부하전류의 센싱이 필수적인데, 인버터 출력전류와 커패시터 전압만으로도 미분 상태관측기인 옵저버 필터를 사용하면 센서를 사용하지 않고 부하전류를 관측할 수 있다. 또한 부하전류 추정시 발생하는 시간지연으로 인한 보상성능의 저하는 응답특성이 뛰어난 테드비트 제어기를 사용함으로써 개선시킬 수 있다.

그림 6은 부하전류를 추정하기 위해 사용된 상태관측기의 구성도를 나타내며 그림과 같은 옵저버 필터는 커패시터 전압 V_C 로부터 추정치인 \hat{V}_C 와 추정치의 미분형인 \hat{V}_{CD} 를 출력으로 가진다.

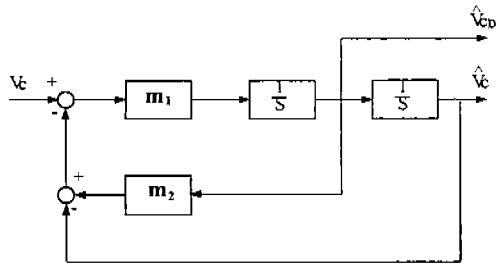


그림 6. 상태관측기로 사용된 옵저버 필터의 구성

여기서 미분출력 \hat{V}_{CD} 는 커패시터 전압의 60[Hz] 기본과 성분만이 미분되어진 값을 갖도록 하고 노이즈를 포함하는 고주파수 대역은 그 출력의 이득이 줄어들어 나타나지 않도록 해주어야 한다. 이를 위해 루프내의 계수 m_1, m_2 를 적절히 선택해 주어야 한다. 그림의 옵저버 필터의 전달함수는 2차 시스템 형태로서 식 (25)와 같이 표현된다. 일반적으로 2차 시스템의 대역폭은 식(26)과 같으며 2차 시스템의 자연주파수와 계동비의 관점으로부터 옵저버 필터의 계수를 결정해 줄 수 있다.

$$G_1(s) = \frac{\hat{V}_C(s)}{V_C(s)} = \frac{m_1}{s^2 + m_1 m_2 s + m_1} \quad (25)$$

$$BW = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2 + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4}} \quad (26)$$

2차 제어 시스템의 일반식에서 자연주파수를 ω_n , 계동비를 ζ 라 한다면 옵저버 필터의 계수 m_1, m_2 는 $m_1 = \omega_n^2$, $m_2 = 2\zeta/\omega_n$ 와 같이 결정될 수 있다. 입력이 V_C 이고 출력이 \hat{V}_{CD} 인 경우 옵저버 필터의 전달함수는

$$G_2(s) = \frac{\hat{V}_{CD}(s)}{V_C(s)} = \frac{m_1 s}{s^2 + m_1 m_2 s + m_1} \quad (27)$$

와 같으며 샘플링 시간을 T로 하여 Tustin법에 의해 Z변환을 수행하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_2(z) = \frac{\hat{V}_{CD}(z)}{V_C(z)} = \frac{a_3 + a_4 z^{-2}}{a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + 1} \quad (28)$$

따라서 각 계수 a_1, a_2, a_3, a_4 는 식 (30)과 같이 나타낼 수 있다.

$$a_1 = \frac{-8 + 2m_1 T^2}{4 + 2m_1 m_2 T + k_1 T^2} \quad (30)$$

$$a_2 = \frac{4 - 2m_1 m_2 T + m_1 T}{4 + 2m_1 m_2 T + m_1 T^2}$$

$$a_3 = \frac{2m_1 T}{4 + 2m_1 m_2 T + m_1 T^2}$$

$$a_4 = -a_3$$

일반적인 값으로 계동비를 $\zeta=0.707$ 로 설정하면 이 경우 ω_n 은 대역폭(BW)과 거의 일치한다. 여기서 옵저버 필터의 BW를 1[kHz]로 선정하는 경우 옵저버 필터의 계수는 식(25)에서 $m_1 = 3.9478 \times 10^6$, $m_2 = 2.058 \times 10^{-4}$ 이며, 샘플링 주기를 100[s μ ec]로 한다면 디지털 옵저버 필터의 계수는 식 (30)으로부터 $a_1 = -18692$, $a_2 = 0.9065$, $a_3 = 186.3269$, $a_4 = -186.3269$ 으로 결정된다.

만일 일반적인 미분방법인 $\frac{V_C(n) - V_C(n-1)}{T_{samb}}$ 을 사용한

다면 미분의 결과는 신호에 포함되어 있는 노이즈 성분을 미분하여 노이즈 성분의 심한 증폭을 발생시키게 되지만, 제안된 옵저버 필터는 대역폭까지의 주파수 성분까지는 미분을 실행시켜 선형적으로 증가하는 이득특성을 갖고 그 이상의 주파수에서는 선형적으로 감소하는 이득특성을 갖게되므로 원하는 주파수 성분의 미분치만을 추출할 수 있게 된다. 따라서 UPS의 필터단 커패시터전압으로 부터 부하전류의 추정치를 다음 식 (31)로 얻을 수 있다.

$$I_{LEqd} = I_{Aqd} - \frac{1}{C_c} \hat{V}_{Cqa} \quad (31)$$

인버터 출력전류는 부하로 흐르는 전류와 필터 커패시터로 흐르는 전류의 합으로 구성되어 있으므로 옵저버 필터의 출력 ($\frac{1}{C_c} \hat{V}_{Cqa}$)으로부터 부하에 흐르는 전류를 추정할 수 있다.

이때 인버터 출력전류에 포함되어 있는 리플성분은 LC필터의 커패시터에 주로 흐르게 되고 리플이 없는 부하전류는 옵저버 필터가 추정한 커패시터 전류와 필터링된 인버터 전류로 부터 추정된다.

4. 시뮬레이션 및 결과

부하전류를 센서없이 추정하여 UPS의 출력전압이 부하전류의 변동에도 일정한 전압을 출력하도록하는 응답특성을 보이기 위하여 전체적인 제어시스템을 구성하여 시뮬레이션을 수행하

였으며 시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터는 표 1에 나타나 바와 같다. 우선 부하전류의 변동을 보상하지 않는 경우의 제어특성과 부하전류를 센싱하여 보상하는 방법, 센싱하지 않고 제안된 부하전류 추정알고리즘에 의하여 보상하는 경우를 비교하여 각각의 경우에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하였다. 또한 이러한 특성을 그림 1과 같이 RL 선형부하를 갖는 경우와 부하의 전류변화가 심한 다이오드 정류기 부하를 대상으로 하여 각각 그 시뮬레이션 결과를 비교하였다.

표 1. 시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터

Ls : 필터인덕턴스	500 μ H
Cc : 필터커패시턴스	400 μ F
V* : 전원 기준전압	179V
Vdc : 직류단전압	480V
Ts : 샘플링 주기	100 μ sec
정류기 부하 직류측 커패시턴스	2200 μ F
L : 선형 부하 인덕턴스	5mH

그림 7~9는 선형부하를 대상으로 시뮬레이션한 결과로서 그림 7은 선형부하의 부하용량을 20[%]에서 100[%]로 증가시킨 경우의 부하 전류파형을 나타내고 있다. 그림 8은 부하전류를 보상하는 전향루프를 제어루프에서 제외시킨 경우로서 그림의 (a)는 인버터 출력 선간전압이 부하가 증가하는 순간 감소하고 있음을 보여주고 있다. 그림의 (b)는 이경우에 대한 d-q축 기준전압 및 실제전압을 나타내고 있으며 그림에서와 같이 부하전류를 전향보상하지 않는 경우 d-q축 기준전압에 대하여 실제전압이 정상상태 오차를 보이며 부하전류가 증가한 경우 더욱 큰 오차를 나타내고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 제안된 상태관측기를 통하여 부하전류를 전향보상하는 경우로 (a)는 인버터 출력 선간전압을 (b)는 동기좌표축상의 d-q축 기준전압과 실제 전압신호를 보인 것이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 부하가 급변하는 순간 제어기의 출력이 오실레이션하는 과도상태를 보이나 0.004[sec] 안에 정상상태로 복귀하고 기준전압을 잘 추종하여 인버터의 출력전압이 일정한 크기로 계속 유지되고 있음을 알 수 있다. 그림 10~12는 UPS의 부하로 다이오드 정류기를 사용한 경우로 그림 10은 다이오드 정류기의 직류측 부하용량이 50[%]에서 100[%]로 증가한 경우의 한 상에 대한 다이오드 입력 전류파형을 보여주고 있다. 이때 그림 11은 부하변동에 대한 보상을 위하여 부하전류를 센서로 검출하여 제어루프상에서 전향보상하는 경우의 인버터 출력전압과 q축 기준 및 실제전압에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주고 있으며 그림 12는 제안된 방식을 사용하여 상태관측기로부터 부하전류를 추정하여 제어하는 경우에 대한 결과를 나타내고 있다. 부하전류의 급격한 변동에 대한 출력특성이 센서를 사

용한 경우의 출력특성과 비슷한 결과를 보여주고 있음을 확인할 수 있다.

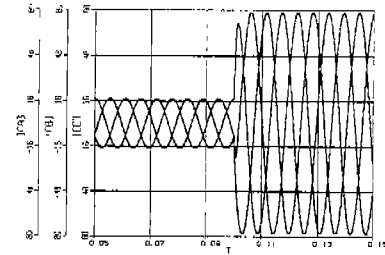
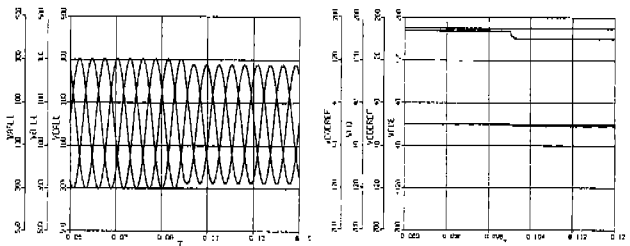


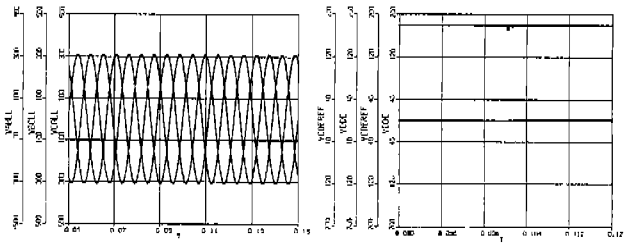
그림 7. 선형부하의 경우 20[%]에서 100[%] 부하로 변동한 경우의 부하전류 파형



(a) 인버터 출력 선간전압 (b) d-q축 기준 및 실제전압신호

그림 8. 선형부하에 있어서 부하전류 보상을 위한 전향 제어루프가 제외된 경우의 시뮬레이션 결과

(a) 인버터 출력 선간전압 (b) d-q축 기준 및 실제전압신호



(a) 인버터 출력 선간전압 (b) d-q축 기준 및 실제전압신호

그림 9. 선형부하에 있어서 상태관측기를 통하여 부하전류보상을한 경우의 시뮬레이션 결과

(a) 인버터 출력 선간전압 (b) d-q축 기준 및 실제전압신호

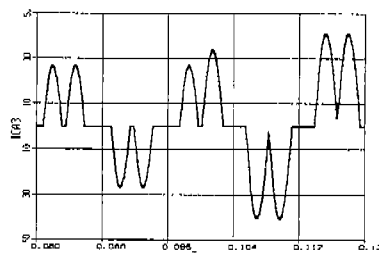


그림 10. 비선형부하의 경우 50[%]에서 100[%] 부하로 변동한 경우의 a상 부하전류 파형

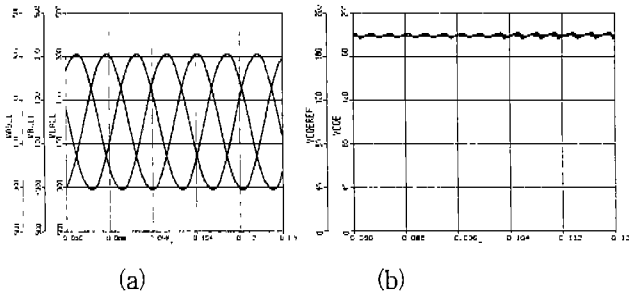


그림 11. 비선형부하에 있어서 전류센서를 사용하여 부하전류의 전향보상을 실행한 경우의 시뮬레이션 결과
(a) 인버터 출력 선간전압
(b) q축 기준 및 실제전압신호

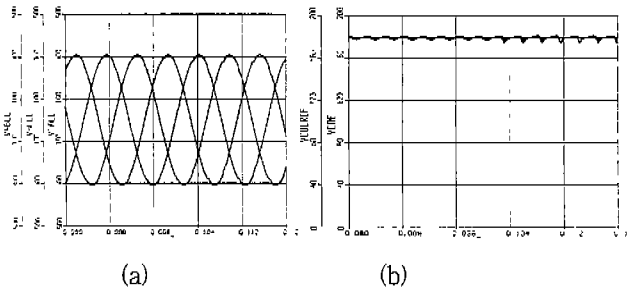


그림 12. 비선형부하에 있어서 상태관측기를 사용하여 부하전류의 전향보상을 실행한 경우의 시뮬레이션 결과
(a) 인버터 출력 선간전압
(b) q축 기준 및 실제전압신호

5. 결 론

인버터 출력단에 LC필터를 갖는 3상 UPS의 출력전압제어에 있어서 응답특성이 빠른 데드비트 제어를 사용하고 부하변동에 따른 부하전류의 보상을 위하여 전류센서 없는 상태관측기를 이용하여 부하전류를 추정하고 전향보상하는 알고리즘을 제시하여 시뮬레이션 결과로써 이의 타당성을 입증하였다. 저항 및 인덕터로 구성된 선형부하와 다이오드 정류기로 구성된 비선형 부하에 대하여 제안된 알고리즘을 적용하여 제안된 방식과 부하전류에 대한 전향보상을 하지 않는 경우 및 센서를 사용하여 부하전류를 전향보상하는 경우와를 각각 비교하였다. 센서를 사용하지 않고 제안된 상태 관측기를 통하여 부하전류를 추정하여 부하전류의 변동에 대한 전향보상을 하는 경우가 부하전류를 전향보상하지 않는 경우에 비하여 월등히 좋은 결과를 나타냄을 확인하였으며 센서를 사용하여 부하전류를 보상하는 경우와는 비슷한 출력 특성을 나타냄을 입증하였다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 연구는 한국과학재단(KOSEF) 산학협력(No.962-0701-01-3) 연구비 지원에 의하여 이루어졌음.

참고문헌

- [1] T. Kawabata et al., "Dead Beat control Three Phase PWM Invrter", IEEE Transaction Power Electronics. vol 5. p.p21-28 Jan. 1990
- [2] T. Kawabata et al. "Digital Control of Three-phase PWM Inverter with LC Filter", IEEE Transaction Power Electronics. vol 6. p.p62-72 Jan. 1991
- [3] J.G. Hwang, S.Y. Lee, G.H. Choe, "A Novel Detecting Noise Reduction Scheme for Voltage-Regulated Current-Fed Power Filter", IEEE Proc. PESC'96, pp. 1047-1052, June. 1996
- [4] I. Takahashi et al. "Prediction Control for Cycloconverter of a Power Distortion Compensation System", in Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Meeting, 1987 p.p. 766-772
- [5] O. Kukrer. "Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverter," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 11, no. 2, Mar. pp.260-269, 1996