

# 부하전류 예측에 의한 UPS의 출력전압 왜형률 개선에 관한 연구

(A Study on the Distortion Reducing of Output Voltage for UPS by Estimated Load Current)

변영복\* · 박성준\*\* · 추영배\*\* · 권순재\*\*\* · 김철우\*\*\*\*

(Young-Bok Byun · Sung-Jun Park · Young-Bae Choo · Soon-Jae Kwon · Cheul-U Kim)

## 요 약

무정전전원장치는 중요설비에 안정된 전원을 공급하는 기기로서 컴퓨터, 통신시스템 등에 필수적인 장치가 되었으며 최근에는 고주파스위칭 기술의 발전으로 여러 가지 제어방식이 제안되고 있다. 본 논문은 3상 무정전전원장치의 PWM 인버터를 DSP로 제어하고 PI제어기의 피드 포워드항을 부하전류 예측기법에서 예측된 부하전류의 함수로 뒀으로써 비선형부하에 대해서도 출력전압의 왜형률을 저감시킬 수 있는 방법을 제시한다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 제어방법의 타당성을 입증하였다.

## Abstract

The uninterruptible power supply (UPS) has become an integral part of modern computer and communication system to assure a continued and stable operation by providing an uninterruptible power to vital equipments. Various control methods have come to the fore in recent times with the advent of high frequency switching technologies. This paper describes the DSP control method for three phase UPS inverter which guarantees the sinusoidal output voltage under nonlinear load conditions. The proposed control scheme is verified by simulation and experiment

## 1. 서 론

최근, 컴퓨터 시스템이나 공장자동화를 위한 FA (factory automation) 기기의 보급이 급속도로 확대됨에 따라, 전원의 장애로부터 이들 시스템을 보호하는 무정전 전원장치(uninterruptable power system, 이하 UPS 라 함)의 필요성이 절실히 요구되고 있다. 또한 UPS의 부하는 대부분 직류전원이 고 정류회로를 설치하고 있기 때문에 고조파 성분이

\*정회원 : 한국전기연구소 전력전자연구부 선임연구원

\*\*정회원 : 거제전문대학 전기과 조교수

\*\*\*정회원 : 부경대 기계·자동차 공학부 교수

\*\*\*\*정회원 : 부산대 전기공학과 교수

접수일자 : 1997. 9. 22

많이 포함되고 피크 값이 큰 부하전류를 수용할 수 있는 UPS가 요구되고 있다. 이와 같은 부하에서 UPS의 출력전압은 고조파 성분이 포함된 왜형파가 되고, 이로 인해 통신계통 및 제어계통등 약전류 신호선에 전자유도 장애를 일으키거나 각종 계전기들의 오동작, 전동기 소음 및 토오크맥동등의 원인이 되고 있다. 따라서 UPS의 출력전압의 고조파 왜형률(total harmonic distortion : THD)은 UPS의 성능을 평가하는 주요한 요소가 되고있다. 비선형부하에 의한 출력전압의 왜형률 증가를 보상하기 위해 일반적으로 복잡하고 큰 수동필터를 사용하고 있으나, 이는 경제적 관점에서 매우 불리하다.

최근의 UPS는 고성능화 추세에 있으며, UPS의 고성능화는 제어회로에 크게 지배된다. 따라서 이러한 제어회로는 마이크로 프로세서등을 이용한 디지털화가 필수불가결하게 되었다. 그리하여 현재에는 펄스폭변조(pulse width modulation : PWM)기법을 이용하고 인버터 출력단에 L-C 필터를 삽입하여 인버터의 출력전압이 정현파가 되게끔 하는 디지털 제어방법들이 제시되어있다[1]~[6]. 그러나 이러한 인버터에 있어서 비선형 부하상태에서도 양호한 출력전압 특성(낮은 왜형률, 낮은 전압변동률등)을 갖기 위해서는 UPS의 부하전류나 상간간섭, 제어대상 파라미터(parameter)변동 등에 의해 발생하는 외란의 보상 및 연산 지연시간의 보상이 중요하게 된다.

부하전류예측에 의한 보상기법은 부하전류를 검출하고 샘플링하여 k번째 샘플링된 전류와 k-1번째 샘플링된 전류로부터 k+1번째 전류를 예측하여 제어기에 반영함으로써 UPS의 출력전압이 정현파에 가깝게 제어하는 기법이다. 이 기법은 일반적으로 1차 보상기법과 2차 보상기법이 있으며, 1차 보상기법은 정류기 부하와 같이 갑자기 변동하는 부하에 적합하고, 2차 보상기법은 갑작스런 변동이 없는 연속적인 부하에 적합한 기법으로 알려져 있다[5~6].

본 연구에서는 부하전류를 예측하여 보상하는 기법중에서 정류기부하에 적합한 1차보상기법을 이용하여 UPS의 출력전압 왜형률을 저감할 수 있는 방법을 제시한다.

제안된 제어알고리즘 실현을 위하여 고속 스위칭 소자인 IGBT와 고속 DSP(TMS320C40)를 사용하였으며, PWM파형발생을 위하여 공간 전압벡터 변조방식을 채택하였다. 제안된 시스템의 성능확인을 위하여 시뮬레이션을 행하고, 실험을 통해 이를 입증하였다.

## 2. 부하전류 예측형 3상 UPS의 인버터 모델링과 제어

UPS의 기본구성 요소로는 정류기, 축전지 및 인버터부로 구성되나, 본 논문에서는 인버터부에 대해서만 고찰하였다.

인버터의 제어계를 구성하는데 있어서, 인버터 주회로(제어대상)의 모델이 필요하기 때문에 본 장에서는 인버터 주회로의 1상분 모델을 구축하고, 그 모델을 이용해서 출력전압 제어계의 기본구성을 나타낸다.

### 2.1 인버터의 주회로구성과 1상분 모델

그림 1에 3상 인버터의 주회로를 나타낸다. 이 회로는 인버터출력에 있는 L-C필터, 스위칭소자로서의 IGBT, 그리고 인버터입력에 있는 직류콘덴서 필터로 구성되어 있다.

PWM신호발생기에 있어서, 변조신호  $v_{ru}$ ,  $v_{rv}$ ,  $v_{rw}$  (단,  $v_{ru} + v_{rv} + v_{rw} = 0$ )가 IGBT 스위칭 신호로 변환될 때, 필터콘덴서 중성점에 대한 각상의 인버터 교류측 단자전압  $v_{iu}$ ,  $v_{iv}$ ,  $v_{iw}$ 는 식 (1)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} v_{iu} &= \left(\frac{V_{DC}}{2}\right)v_{ru} + v_{hu} - v_N = \left(\frac{V_{DC}}{2}\right)v_{ru} - v_N \\ v_{iv} &= \left(\frac{V_{DC}}{2}\right)v_{rv} + v_{hv} - v_N = \left(\frac{V_{DC}}{2}\right)v_{rv} - v_N \\ v_{iw} &= \left(\frac{V_{DC}}{2}\right)v_{rw} + v_{hw} - v_N = \left(\frac{V_{DC}}{2}\right)v_{rw} - v_N \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

$$\begin{aligned} v_{hu}, v_{hv}, v_{hw} &: \text{IGBT 스위칭 고조파 전압,} \\ V_{DC} &: \text{인버터 직류전압,} \\ v_N &: \text{각상의 스위칭 상태에 따라 변동하는} \end{aligned}$$

상간간섭성분

$$V_N = \frac{V_{hu} + V_{hv} + V_{hw}}{3}$$

$$V_n = -V_h + V_N$$

식 (1)은 그림 1(b)와 같은 1상분 인버터 등가회로로 표현가능하고, 여기서 각변수는 상을 구별할 필요가 없기 때문에 첨자 u, v, w를 생략했다.

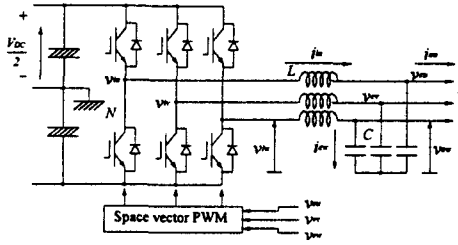
또한, L과 C양단에 대한 전압방정식은 식 (2), 식 (3)과 같이 주어진다.

$$L \frac{di_i}{dt} = v_i - v_c \quad (2)$$

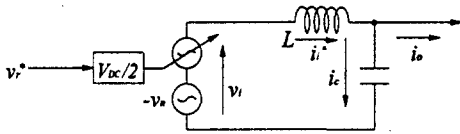
$$C \frac{dv_c}{dt} = i_i - i_o \quad (3)$$

여기서,  $i_i$ : 인버터(필터 인덕터)전류  
 $v_i$ : 식 (1)로 정의된 인버터전압  
 $v_c$ : 출력(필터 커패시터)전압  
 $i_o$ : 부하전류

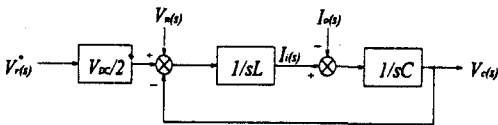
식 (2)와 식 (3)에 의해, 그림 1(c)에 나타난 바와 같은 연속영역에 있어서의 단상인버터의 주회로 모델을 얻을 수 있다. 식(1)~식(3)에서 알 수 있듯이



(a) Three-phase PWM inverter for UPS



(b) Equivalent single-phase circuit



(c) Main circuit block diagram

그림 1. UPS용 인버터 주회로의 모델화  
 Fig. 1. Modeling of inverter main circuit for UPS

인버터의 교류측 단자전압은 제어가능하나 UPS의 출력전압인 콘덴서전압은 부하조건과 필터의 파라미터에 의해 달라진다.

2.2 부하전류에측에 의한 UPS용 인버터의 제어기법

UPS의 부하가 비선형성 부하로 인하여 고조파 전류가 인버터의 L-C필터의 콘덴서에 흐르면, 인버터 출력전압은 파형변형을 일으켜 왜형률이 증가하게 된다. 비선형 부하전류는 그림 2와 같이 기본파 전류 및 고조파 전류인 등가적인 전류원이라 가정할 수 있다. 여기서 밑만의 정리와 노턴의 정리에 의해 부하측 고조파 전류원을 인버터 측으로 변환하면, 기본파 전원에 직렬로 접속시킨 고조파 전압원이 된다.

이것에 대해 PWM인버터는 기본파 전압원 및 고조파 전압원도 발생할 수 있고, 그 성분을 독립적으로 제어할 수 있다.

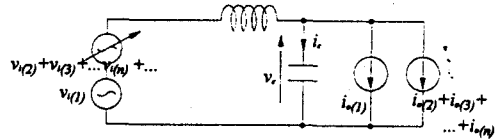


그림 2. 비선형 부하전류에 대한 테브난 등가회로  
 Fig. 2. Thevenin Equivalent for nonlinear load current

인버터의 기본파 전원에 고조파 전압원을 만들기 위한 합성 PWM파형을 만들고, 직접 인버터의 PWM전압에서 부하측으로 고조파 전류를 흐르게 하면, 인버터 출력 필터의 콘덴서에서의 출력전압 파형은 거의 정현파형으로 할 수 있다.

그림 2의 필터회로에서 외란으로 취급되는 부하전류에 의한 UPS의 출력전압  $v_c$ 의 맥동을 보상하기 위한 제어방식은 다음과 같다. 필터회로에서 콘덴서로 유입되는 전류  $i_c$ 가 식 (4)를 만족하면 출력전압은 부하전류에 관계없이 정현적인 전압을 유지할 수 있다.

$$i_c = j\omega C v_c \quad (4)$$

따라서 왜형된 부하전류를 인버터에서 공급하기 위해서는 부하전류의 순시치에 대응하는 필터 인덕터 전류를 알아야 한다. 그러나 UPS에서 전류센서

로 부하전류를 검출하여 디지털 방식으로 출력전압을 제어하는 경우, 전류샘플링 후 전압지령이 발생하는데 까지 걸리는 연산지연시간과 실제 전류제어를 수행하기 위해 계산된 전압지령에 따라 전력용 반도체가 동작하는 실행시간의 지연이 발생한다.

이를 개선하기 위해서 연산지연시간과 실행시간의 지연만큼 진행된 전류변화를 예측하여 보상하는 제어기법이 필요하다. 이 기법은 일반적으로 1차 보상기법과 2차 보상기법이 있으며, 1차 보상기법은 정류기 부하와 같이 갑자기 변동하는 부하에 적합하고, 2차 보상기법은 갑작스런 변동이 없는 연속적인 부하에 적합한 기법으로 알려져 있다[5~6]. 따라서 본 논문에서는 전류예측에 의한 보상기법으로 식 (5)와 같이 1차 보상기법을 사용하여 정류기 부하에서와 같이 임펄스형태의 부하전류에 대하여 우수한 동특성을 갖도록 하였다. 1차보상기법은  $k-1$ 번째 샘플링된 부하전류  $i_{\alpha(k-1)}$ 에 대한  $k$ 번째 샘플링된 부하전류  $i_{\alpha(k)}$ 의 변화분이  $k$ 번째 샘플링된 부하전류  $i_{\alpha(k)}$ 에 대한  $k+1$ 번째 샘플링된 부하전류  $i_{\alpha(k+1)}$ 의 변화분과 같다고 가정하여  $i_{\alpha(k+1)}$ 를 구하는 것으로, 이때 부하전류  $i_{\alpha(k)}$ 는  $i_{\alpha(k-1)}$ 와  $i_{\alpha(k+1)}$ 의 평균값이 된다.

$$i_o(k+1) = 2i_o(k) - i_o(k-1) \quad (5)$$

식 (5)를 블록도로 표시하면 그림 3와 같다.

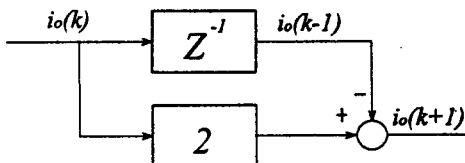


그림 3. 1차 예측기의 블록도  
Fig. 3. Block of 1st degree prediction

이와 같이 순시적인 부하전류가 예측되면 정현적인 일정한 출력전압을 형성하기 위해 필터단 인덕터에 흘러야할 전류치는 식 (6)와 같이 계산된다.

$$i_i^* = i_o + j\omega C v_c \quad (6)$$

식 (6)의 인덕터 전류 지령치를 추종하기 위하여 기존의 델타 전류제어 기법을 사용하면 전동기와 같은 뎀핑 요소를 갖는 1차계에서는 안정된 전류제어

기로 동작하나, 필터와 같은 비선형부하를 포함한 2차계에서 인버터의 DC-Link전압 및 필터의 시정수에 따라 전류제어기가 불안해지는 경우도 있으며, 스위칭 주파수가 가변하는 단점을 가지고 있다. 또한 비례(비례-적분)전류제어기를 마이너 루프로 사용하는 경우 전류제어기의 게인설정이 전체시스템의 특성에 영향을 미치며, 비선형부하인 경우 게인 설정에 어려움이 있다.

본 연구에서는 이러한 단점을 해소하기 위하여 인덕터 전압을 제어함으로써 인덕터 전류 지령치를 추종할 수 있게 한다. 필터단 인덕터의 전류를 형성하는 것은 인버터의 출력전압  $v_i$ 를 순시적으로 조절함으로써 가능하며, 필터의 인덕터에 원하는 전류를 흘리기 위해서 인덕터에 인가되어야 할 전압은 식 (7)과 같이 계산할 수 있다.

$$v_i^* = L \frac{di_i^*}{dt} \quad (7)$$

식 (7)을 이산미분식으로 표현하면 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_i^*(k+1) = L \frac{i_i^*(k) - i_i^*(k-1)}{T_s} \quad (8)$$

식 (8)에서  $T_s$ 는 제어기의 한 샘플링 주기가 된다. 원하는 전류를 인덕터에 흘리기 위한 인덕터의 전압은 식 (9)와 같이 주어지나, 인덕터에 인가되는 전압은 인버터의 출력전압  $v_i$ 와 필터단의 콘덴서전압  $v_c$ 의 차에 의해 결정되며, 콘덴서 전압은 직접적인 제어인자가 아니라 인버터의 전압의 제어에 의해 종속되는 인자가 된다. 따라서 인덕터에 원하는 전류를 흘리기 위해서는 인버터 출력전압을 순시적으로 식 (9)와 같이 제어해야 한다.

$$v_i^* = v_c + v_i \quad (9)$$

식 (9)에서  $v_c$ 를 단순히 출력전압 기본과 성분 지령치로 두고 제어할 경우 콘덴서, 인덕터의 용량 측정 오차 및 전류센서를 통한 전류계측 오차에 의한  $v_i^*$ 계산의 오차로 인하여 UPS의 출력전압이 지령치에 정확하게 추종하지 못하고 약간의 정상상태 오차가 발생하게 된다. 이러한 정상상태의 오차를 제거

하기 위해서는 적분성분을 갖는 제어가 도입될 필요성이 있다. 따라서 정상상태 오차는 지령전압인 전원전압과 UPS의 출력전압을 입력변수로 한 비례적분제어를 사용하여 보상하도록 하였다.

인버터에 최종적으로 제어되는 지령전압은 식 (10)과 같다.

$$v_i^* = v_c + v_i^* PI \quad (10)$$

여기에서, PI는 출력전압의 비례적분 제어기이다.

### 3. 제어기의 구성

그림 4는 UPS시스템의 제어블록도를 나타내고 있다. 외란으로 작용하는 부하전류에 대한 예측은 식 (5)에 의한 1차 예측기법을 사용하였으며, 예측된 값에 의해 출력전압의 왜형률을 보상하기 위해 인버터지령전압에 피드 포워드 항으로 하여 비선형성 부하에 대응하였다. UPS의 출력전압제어는 PI 제어기를 사용하였다.

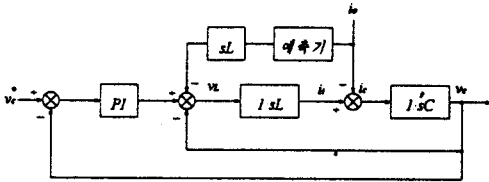


그림 4. 제어 블록도  
Fig. 4. Control block diagram

그림 5는 비선형 부하에 강인하게 동작하는 UPS를 제어하기 위한 시스템 구성도이다. 플랜트는 크

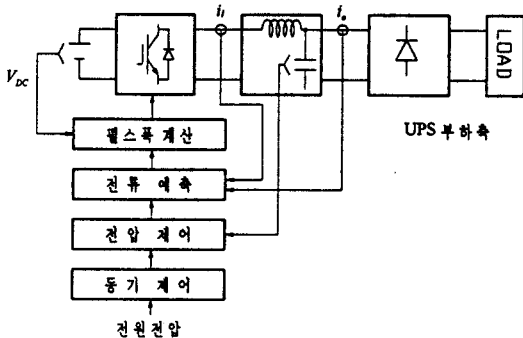


그림 5. 시스템 구성도  
Fig. 5. System block diagram

게 직류전압을 얻기위한 다이오드 정류부, UPS의 출력전압을 제어하기 위한 인버터부, 고조파 전압을 필터링 하기 위한 필터부 및 정류성 부하부로 나누어진다.

제안된 제어 알고리즘은 수행하기 위해 본 연구에서는 그림 6과 같은 DSP(TMS320C40)제어기에 의해 실현했다. DSP를 사용함으로써 부하예측, 비례적분제어, 공간전압의 스위칭 시간계산, 데드타임보상, 고장신호 등 제어에 대한 하드웨어의 부담을 디지털화 할 수 있었다.

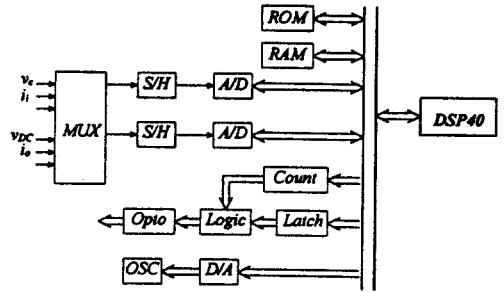


그림 6. DSP(TMS320C40)의 하드웨어 구성도  
Fig. 6. Controller implementation of DSP(TMS320C40)

하드웨어에서 A/D 콘버터 1개를 사용할 수도 있으나, 부하전류와 인버터 출력전류를 동시에 검출할 수 있도록 A/D 콘버터 2개를 사용하였다.

### 4. 시뮬레이션 및 실험결과

#### 4.1 시뮬레이션 결과 및 검토

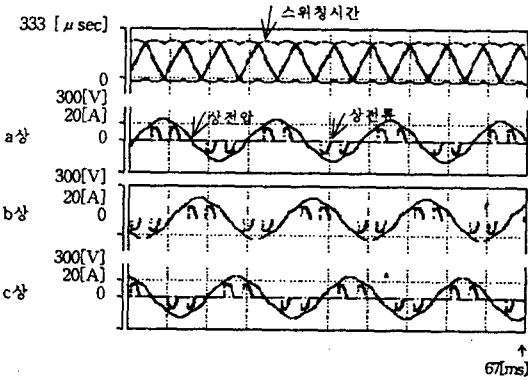
앞 절에서 제안한 제어방식의 타당성을 입증하기 위하여 시뮬레이션을 행하였으며 피시험 UPS의 사양은 표 1과 같다.

표 1. 피시험 UPS의 사양 및 부하조건  
Table 1. Simulation condition on the UPS

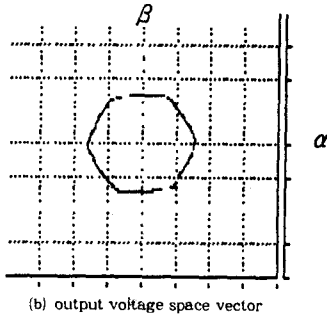
3상 UPS인버터의 사양	
입력 DC 전압	400 [V]
출력 선간전압	3[∅] 220 [V]
스위칭 주파수	4.2 [kHz]
필터 용 L	0.5 [mH]
필터 용 C	600 [μF]

표 1의 부하조건에서 Open loop시의 각 상의 스위칭시간, 각 상전압파형, 상전류파형 및 출력전압의 공간벡터의 궤적은 그림 7과 같다.

그림 7에서 보는 바와 같이 비선형부하인 정류부하로 인하여 출력전류에 저차 고조파가 포함되어 있어 출력전압에도 저차 고조파 성분이 많이 포함되어 있다.



(a) switching time, phase voltage, phase current waveform



(b) output voltage space vector

그림 7. 정류 부하에 대한 Open loop UPS의 특성  
Fig. 7. Characteristics of open loop UPS with rectified load

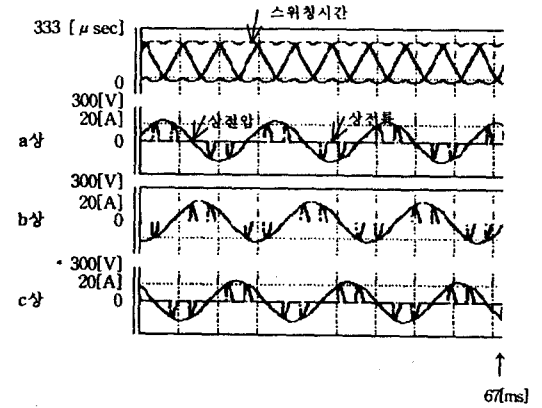
그림 8은 비례적분기를 사용하여 출력전압제어를 행하였을 경우의 파형이다.

그림 8에서 보는 바와 같이 출력전압의 공간벡터 궤적이 정확한 원이 되지 못하므로 출력전압에 고조파성분이 포함됨을 알 수 있다.

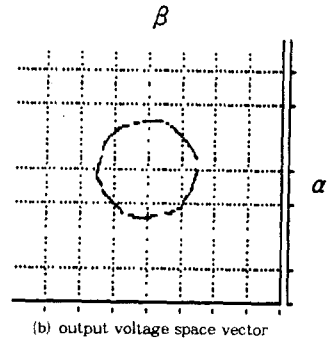
그림 9는 정류기부하에서 출력전압 제어를 제안된 방식으로 제어를 행하였을 경우의 파형이다.

그림 9에서 보는 바와같이 비선형성 부하인 정류부하임에도 불구하고 출력전압 공간벡터 궤적은 양호한 원이 됨으로써 출력전압 왜형률이 상당히 낮음

을 알 수 있다.



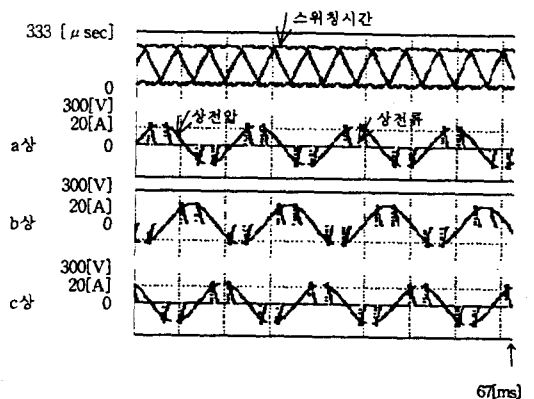
(a) switching time, phase voltage, phase current waveform



(b) output voltage space vector

그림 8. 정류성 부하에 대한 PI제어시 UPS의 특성  
Fig. 8. Characteristics of UPS for rectified load with PI controller

그림 10은 각 방식에서 정류부하시 출력전압의 왜형률을 비교하기 위하여 출력전압을 40차까지 FFT (fast fourier transform) 분석한 것이다.



(a) switching time, phase voltage, phase current waveform

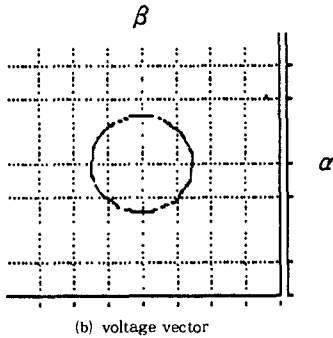


그림 9. 제안된 제어방식에서 정류성 부하에 대한 UPS의 특성  
Fig. 9. Characteristics of UPS for rectified load with proposed controller

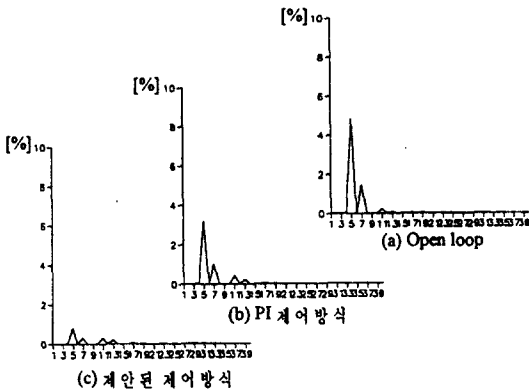


그림 10. 각 방식에서 FFT분석  
Fig. 10. Analysis of FFT

Open loop제어시 40차까지의 왜형률은 5.07[%]로 나타났으며, PI제어방식에서도 왜형률은 Open loop제어시 보다 다소 낮은 값인 3.40[%]로 나타났다. 그러나 제안된 제어방식에서는 왜형률이 0.93[%]로 나타났다. 따라서 시뮬레이션 결과로부터 제안된 제어방식이 100[%] 정류부하에서도 양호한 왜형률을 얻을 수 있었다.

#### 4.2 실험 결과 및 검토

그림 11은 정류성 부하에서 open loop제어시 출력 전압 및 부하 전류 파형을 나타내고 있다.

부하 전류의 비선형성으로 인하여 UPS의 출력 전압은 정현적이 되지 못하고 왜형파가 됨을 알 수 있다.

그림 12는 정류성 부하에서 출력 전압을 비례 적

분 제어를 행할 경우의 부하 전류 및 출력 전압 파형이다.

그림 12에서 알 수 있듯이 출력 전압 왜형 정도는 open loop제어시와 비슷하게 나타나고 있다. 출력 전압을 단순히 비례 적분 제어를 행할 경우 출력 전압의 크기는 제어 가능하나 출력 전압의 왜형률은 개선할 수 없었다.

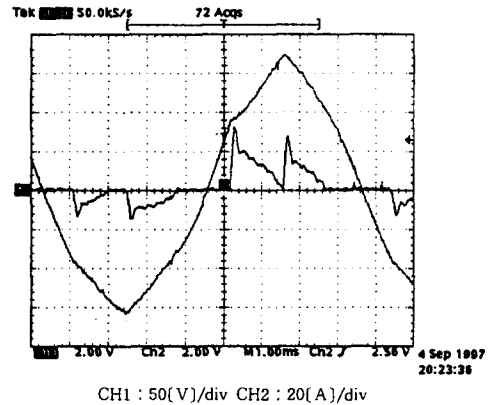


그림 11. 정류부하시 UPS의 출력 전압 및 부하전류 (open loop)  
Fig. 11. Output voltage, load current with rectified load (open loop)

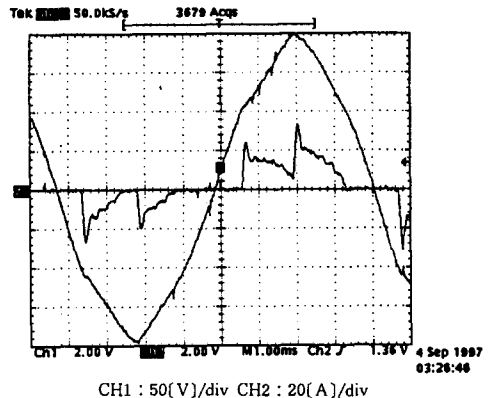


그림 12. 정류부하시 UPS의 출력전압 및 부하전류 (PI 제어시)  
Fig. 12. Output voltage, load current with rectified load (PI controller)

그림 13은 정류성 부하에서 부하전류 예측기법을 적용한 경우의 출력전압 및 부하전류 파형이다.

비선형부하에도 불구하고 출력전압의 왜형 정도는 비례적분 제어에 비해 상당히 개선됨을 알 수 있다.

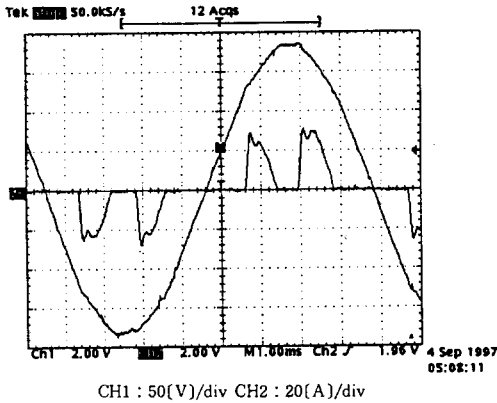


그림 13. 제안된 방식에서 정류부하시 UPS의 출력전압 및 부하전류 (제안된 방식)

Fig. 13. Output voltage, load current with rectified load (proposed)

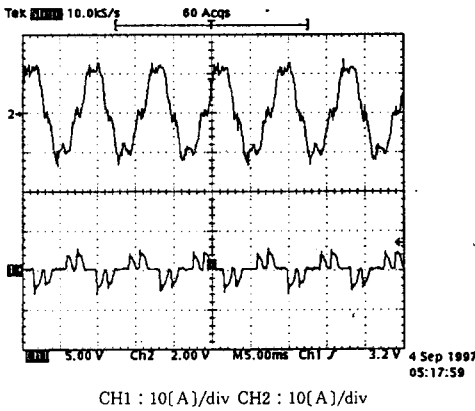


그림 14. 기존방식에서 정류부하시 UPS의 필터전류 및 부하전류

Fig. 14. Load current, filter current with rectified load

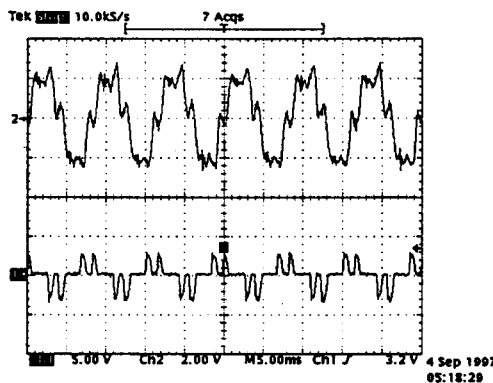


그림 15. 제안된 방식에서 정류부하시 UPS의 필터전류 및 부하전류

Fig. 15. Load current, filter current with rectified load (proposed)

그림 14는 기존의 비례적분제어기를 사용할 때 필터 콘덴서의 전류형태를 보기 위한 부하전류 및 필터의 인덕터전류 파형이다.

그림 15는 출력전압을 정현적으로 만들기 위한 필터 콘덴서의 전류형태를 보기 위한 부하전류 및 필터의 인덕터전류 파형이다. 정류성 부하에서 정현적 출력전압을 형성하기 위해서는 필터의 콘덴서에 유입되는 전류가 정현파가 되어야 한다.

그림 15에서 필터단 콘덴서의 전류는 인덕터전류와 부하전류의 차가 된다. 그림에서 보듯이 인덕터전류와 부하전류의 차는 정현적인 형태가 되어 출력전압의 왜형이 개선됨을 알 수 있다.

그림 16은 기존의 PI 제어기와 제안된 제어방식의 출력전압 왜형정도를 비교하기 위하여 정류부하시의 출력전압을 40차까지 FFT 분석한 것이다.

Open loop에서는 출력전압 왜형률이 6.14[%], PI제어방식에서는 5.26[%]로 나타났으며, 제안된 제어방식에서는 1.92[%]로 양호하게 나타났다.

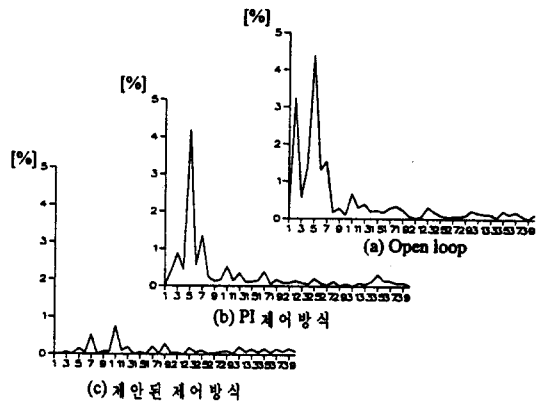


그림 16. 각 방식에서 FFT분석  
Fig. 16. Analysis of FFT

#### 4. 결론

UPS의 부하가 되는 많은 전원장치들은 부하내부에 직류전원을 사용하므로 입력부에 정류회로를 설치하고 있다. 이로 인하여 UPS의 출력전압은 고조파 성분이 포함된 왜형파가 된다. 이를 개선하기 위해서는 비선형적인 부하전류의 예측과 이를 보상하기 위한 순시적인 PWM변조가 필요하다.



본 연구에서는 부하전류 예측 및 보상기법을 이용한 순시전류 제어기법을 구현하기 위해 32비트 고속 부동소수점 DSP인 TMS320C40-50을 사용하여 3상 UPS의 제어장치를 구현하였다.

본 제어방식의 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션 및 실험한 결과는 다음과 같다.

(1) 피드 포워드항을 부하전류 예측기법에서 예측된 전류의 합으로 뚝으로써 비선형부하에 대하여 강한 제어가 가능하였다.

(2) 제안된 방식에서 출력전압의 왜형정도는 기존의 비례적분제어기에 비해 약 3배 정도 감소함을 알 수 있었다.

(3) 제안된 방식에서 전압제어 루프를 4.2(kHz)로 제어하고 인버터 출력단 L-C필터의 용량을 각각 0.5(mH)와 600( $\mu$ F)로 설정했을때, 그 전류추종이 양호한 인버터 구성이 가능하였다.

참 고 문 헌

[1] K.Jezernik, M.Milanovic, D.Zadavec, "Microprocessor Controlled Inverter for UPS Application", EPE Aachen, 1989.  
 [2] Y.Ito, M.Iwata, S.Kawauchi, "Digital Control Method Using Full-Order Observer on Three-Phase Inverter for UPS" T. IEE Japan, Vol. 113-D, No.12, pp.1456 ~ 1464, 1993.  
 [3] A.Kawamura and R.G.Hoft, "Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-20 pp.769~775, 1984.  
 [4] T.Senjiyu and Uezato, "Sinusoidal Voltage Controller for Uninterruptible Power Supply by Robust Control" PCC-Yokohama, pp.200~205, 1993.  
 [5] T.Kawabata, T.Miyashita, Y.Yamamoto, "Dead Beat Control of Three-Phase PWM Inverter, IEEE Trans. on PE Vol.5 No.1,Jan, pp.21~28, 1990.  
 [6] I.Takahashi and M.nunokawa, "Prediction Control for Cycloconverter of a Power Distortion Compensation System", in Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Meeting, pp. 766~772, 1987.  
 [7] A.Kawamura and K.Ishihara, "Real Time Digital Feedback Control of Three Phase Inverter with Quick Transient Response Suitable for UPS, IEEE Ind. Appl. Soc., pp.728~734, 1988.  
 [8] 이동춘, 김영일, 설승기, "IGBT 인버터-유도전동기 구동시스템을 위한 전류제어기의 특성연구", Trans. KIEE Vol.43 No.2 Feb. pp.215~223, 1994.

[9] R.Wu, S.B.Dewan, G.R.Slemon, "A PWM AC to DC Converter with fixed Switching Frequency", Conf. Rec. IEEE IAS, pp.708~711, 1988.  
 [10] 이정욱, 유지운, "공간벡터 변조방식을 이용한 3상 UPS의 퍼지로지 제어기", Proceedings IEPE '95, Seoul, pp.178~183.

◇ 著 者 紹 介 ◇



변 영 복(卞永福)

1961년 3월23일생. 1984년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 한국전기연구소 전력전자연구부 선임연구원.



박 성 준(朴晟濬)

1965년 3월20일생. 1991년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 거제전문대 전기과 조교수.



추 영 배(秋榮培)

1955년 6월23일생. 1982년 부산대 공대 전기기계과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1984년~1985년 (주)효성중공업 근무. 1986년~1991년 한국전기연구소 근무. 1996년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 거제전문대 전기과 조교수.



권 순 재(權純在)

1951년 11월4일생. 1978년 부산대 공과대학 전기공학과 졸업. 1982년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 부경대 공과대학 기계·자동차 공학부 교수.



김 철 우(金喆禹)

1942년 12월5일생. 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 전기공학과 교수.