

병렬 제어기법을 이용한 UPS 출력 전압의 개선

成炳模, 姜弼淳*, 朴晟濬, 金喆禹

The Improvement of Output Voltage of UPS Using a Parallel Control Method

Byoung-Mo Sung, Feel-Soon Kang, Sung-Jun Park, and Cheul-U Kim

요약

본 논문은 기존의 1차 예측 기법과 반복 제어기법을 이용하여 LC 필터와 정류 부하 등의 비선형 부하를 가지는 UPS 인버터의 출력전압 파형의 개선에 관한 연구이다. 기존의 1차 예측 기법은 정류부하에 대하여 우수한 특성을 가지므로 출력전류의 예측에 적합하나 정류 부하와 같은 비선형적인 부하의 정상 상태 오차를 보상하기에는 충분하지 못한 단점을 가진다. 따라서, 정상상태 오차를 최소화 할 수 있는 반복제어 기법을 적용하여 UPS 출력전압을 개선시키고자 한다. 제안된 제어기법에 대한 타당성을 시뮬레이션으로 검증하고, 이를 바탕으로 LC 필터를 가지는 3 kVA, 60 Hz UPS 시스템을 제작하여 실험으로 검증한다.

ABSTRACT

This paper presents a proper parallel control method using a conventional control and a repetitive control for improving the output voltage waveform of uninterruptable power supply. Although first-order prediction control method shows a good characteristics to rectifier load, it is not sufficient to reduce steady state errors generated in nonlinear loads such as rectifier loads and phase controlled loads. So we also employed a repetitive control method. A repetitive control method can eliminate steady state errors in the distorted output voltage caused by cyclic loads. The presented control scheme is verified through simulation and experiment. Experimental results implemented on a single phase PWM inverter equipped with a LC output filter with 3 kVA, 60 Hz are shown.

Key Words : Uninterruptable power supply (UPS), First-order prediction Control, Repetitive control

1. 서론

전원의 왜란이나 전압의 왜형에 매우 민감한 전자장치들의 사용이 급증함에 따라 UPS는 정전압, 일정 주파수의 전원공급 능력 뿐 만 아니라 부하조건에 관계없이 최소의 THD (Total Harmonic Distortion)를 가지는 정현파 출력 전압을 제공하여야 한다.

그러나 이러한 부하들이 정류기를 포함하는 비선형 부하일 경우 출력 전압의 첨두치에 펄스 형태의 전류가 흐르게 된다. 이와 같은 큰 피크값을 가진 전류가 공급되면 부하전류의 고조파 성분으로 인하여 UPS 출력 전압의 왜형이 증가하고, 이로 인해 UPS에서 발생한 고조파 성분은 통신계통 및 제어계통 등 약전류 신호선에 전자유도 장애를 일으키거나 각종 계전기 등의 오동작, 전동기 소음 및 토크 맥동 등의 원인이 된다. 기존에는 삼각파 변조 방식과 고조파 제거 기법에 기초한 최적 PWM방식을 주로 사용하여 UPS의 출력 전압을 정현화 하였다^{[1]-[3]}. 이러한 기법들은 기본파 성분을 제어하고 특정 고조파들을 제거하기 위하여 PWM 패턴의 도통구간을 계산하는 방식으로서 평균

*부산대 전기공학과 박사과정

E-mail : feelsoon@ieee.org

접수일자 : 2002. 1.23

1차심사요청일 : 2002. 2. 7

심사완료일 : 2002. 3.22

전압만이 제어되기 때문에 속응성이 느리고, 부하에 따라 기준 파형과 필터 출력전압의 위상이 변하는 단점이 있다. 이를 개선하기 위해서 히스테리시스 전류 제어 기법을 적용하면 양호한 과도 특성을 얻을 수 있으나 스위칭 주파수가 가변적이어서 출력전압의 고조파가 평균 스위칭 주파수를 중심으로 넓은 범위에 걸쳐서 나타나게 된다^[4,5]. 최근 고속 스위칭 소자와 디지털 제어장치를 이용한 실시간 디지털 궤환 제어 (realtime digital feedback control) 기법을 이용함으로써 우수한 과도 특성을 얻고 있으며 대표적인 제어기법으로 데드비트(dead beat) 제어기법이 있다^[6,7]. 그러나 데드비트 제어기는 구현이 복잡하고 파라미터 변화에 민감하여 부하 파라미터의 추정이 필요하다는 단점을 가진다. 이러한 실시간 디지털 궤환 제어에 있어서 실행시간의 지연은 전류 불평형에 따른 커패시터 전압의 변동을 유발한다. 이를 개선하기 위해서 연산지연과 실행시간의 지연만큼 진행된 전류변화를 예측하여 보상하게 된다. 1차 보상기법은 정류기 부하와 같이 갑자기 변동하는 부하에 적합하고, 2차 보상기법은 갑작스런 변동이 없는 연속적인 부하에 적합한 기법이다^{[8][11]}.

본 논문에서는 UPS부하의 대부분이 정류기를 포함한 비선형 부하이므로 정상 상태에서의 출력 전압의 왜형이 한 주기 내의 동일한 시점에서 일정한 형태로 반복적으로 발생한다고 가정하고 왜형이 발생한 경우 이를 보상할 보상 성분을 계산하고 그 다음 주기의 제어신호에 가산하여 출력전압을 제어하는 반복 제어 기법을 제안한다. 제안한 제어 기법의 구현을 위하여 SPWM방식으로 구동되는 단상 인버터와 I/O interface card가 장착된 IBM PC를 이용하였다.

2. UPS 인버터와 출력필터의 등가모델

전원과 UPS의 출력이 부하에 급전되는 방식에 따라 크게 상시 인버터 방식과 상시 상용 방식으로 구분할 수 있다. 상시 인버터 방식은 상용전원이 정전이 되지 않았을 때도 항상 UPS를 통하여 부하에 전력을 공급하는 방식이며, 상시 상용 방식은 상용 전원에서 부하로 직접 전력을 공급하고 있다가 정전이나 전압 저하 등 상용 전원에 이상이 발생한 경우 상용전원을 차단하고 UPS에서 축전지의 전력을 변환하여 부하에 공급하는 방식이다. UPS 인버터는 직류 입력을 전력용 고속 스위칭 소자인 IGBT를 이용하여 교류 전력을 부하에 공급하게 된다.

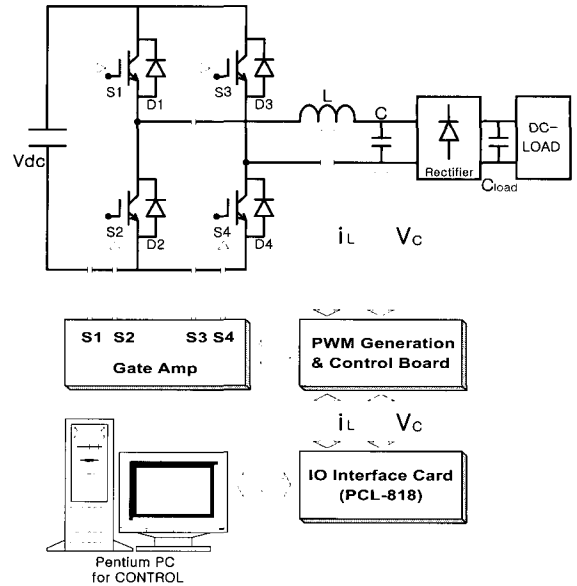


그림 1 UPS용 인버터와 제어 회로
Fig. 1 Main circuit of inverter for UPS and its control circuit

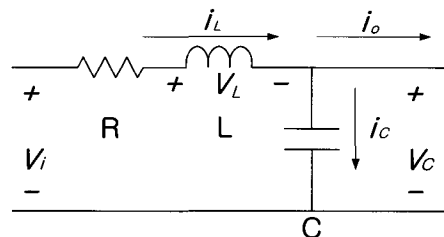


그림 2 출력 필터의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of output filter

하지만 인버터의 출력은 PWM 구형파 형태로 나타나므로 인버터 출력 전압을 안정된 정현파로 만들기 위하여 인버터 출력단에 LC로 구성된 필터가 추가된다. 그림 1은 전체 UPS 시스템 중에서 본 논문에서 고찰하고자 하는 인버터의 주 회로와 출력필터 그리고, 제어 시스템을 나타낸다. 본 회로에서 IGBT 네 개로 구성된 단상 인버터가 단극성 방식으로 동작하며, 출력단에는 LC 필터를 추가하고 정류기와 부하를 결합시켜 비선형 부하 조건에서 인버터의 출력 전압 왜형과 이를 보상하기 위한 연구가 수행되도록 구성하였다.

인버터의 출력 전압을 안정한 교류로 얻기 위해 LC 필터를 사용하는데 이때 사용된 필터는 그림 2와 같다. 그림에 표시된 R은 인덕터의 등가 직렬 저항 성분을 나타낸다.

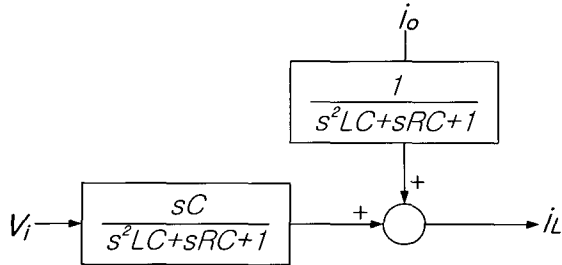


그림 3 출력 필터의 등가 모델
Fig. 3 Equivalent Model of output filter

그림 2에서 필터 회로의 전압방정식은 식 (1)~(3)과 같다.

$$V_i = Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + V_c \quad (1)$$

$$V_c = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt \quad (2)$$

$$i_L = i_c + i_o \quad (3)$$

위 식들을 라플라스 변환하여 필터의 전류에 대해 정리하면 식 (4)와 같으며, 필터회로의 등가 모델은 그림 3과 같다.

$$i_L = \frac{sC}{s^2LC + sRC + 1} V_i + \frac{1}{s^2LC + sRC + 1} i_o \quad (4)$$

3. 단상 UPS 인버터의 제어기법

3.1 부하전류 예측 제어

UPS의 부하가 비선형성 부하로 인하여 고조파 전류가 인버터의 LC필터의 콘덴서에 흐르면, 인버터 출력 전압은 왜형을 일으켜 THD가 증가하게 된다. 그림 2의 필터회로에서 왜란으로 취급되는 부하전류에 의한 UPS의 출력전압 V_c 의 맥동을 보상하기 위한 제어 방식은 필터회로의 콘덴서로 유입되는 전류 i_c 가 식 (5)를 만족하면 출력전압은 부하전류에 관계없이 정현적인 전압을 유지할 수 있다.

$$i_c = j\omega CV_c \quad (5)$$

UPS에서 부하가 특정조건으로 즉, 일정부하로 있지 않기 때문에 전류센서 없이는 부하전류의 정확한 예측

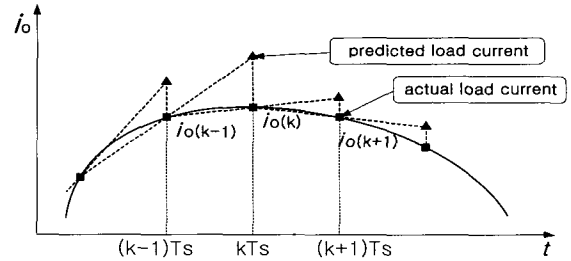


그림 4 부하 전류의 1차 예측 기법
Fig. 4 1st-order prediction method for load current

은 매우 어렵다. 따라서 일반적으로 현재의 부하전류는 홀 센서와 같은 전류센서로 부하 전류를 검출하거나 예측 알고리즘을 이용하여 부하전류를 추정하지만, 예측 알고리즘의 경우 매우 계산량이 많아 고속의 프로세서가 이용되어야 하는 단점이 있다. 또한 고속 프로세서를 사용한다 하더라도 전류 샘플링 후 전압지령이 발생하는 데 까지 걸리는 연산 지연시간과 실제 전류제어를 수행하기 위해 계산된 전압지령에 따라 전력용 반도체가 동작하는 실행시간의 지연이 발생한다. 만일 k번째 샘플링과 k+1번째 샘플링 사이에서 전류 변화가 일어난다면 k+1번째 전류변화가 제어기에 반영되고 k+2번째부터 스위치 소자가 동작하여 전류불평형이 해소된다. 따라서 최소 2주기 동안은 전압 지령의 실행이 지연되어 전류 불평형에 따른 커패시터 전압의 변동이 발생한다. 이를 개선하기 위해서 연산 지연시간과 실행시간의 지연만큼 진행된 전류 변화를 예측하여 보상하는 제어기법이 필요하다.

본 논문에서는 전류예측에 의한 보상기법으로 식 (6)과 같은 1차 보상기법을 사용하여 정류기 부하에서와 같이 임펄스 형태의 부하전류에 대하여 우수한 동특성을 갖도록 하였다.

$$i_o(k+1) = 2i_o(k) - i_o(k-1) \quad (6)$$

1차 보상기법은 그림 4와 같이 k-1번째 샘플링 된 부하전류 $i_{o(k-1)}$ 에 대한 k번째 샘플링 된 부하전류 $i_{o(k)}$ 의 변화량이 k번째 샘플링 된 부하전류 $i_{o(k)}$ 에 대한 k+1번째 샘플링 된 부하전류 $i_{o(k+1)}$ 의 변화분과 같다고 가정하여 $i_{o(k+1)}$ 을 구하는 것으로, 이때 부하전류 $i_{o(k)}$ 는 $i_{o(k-1)}$ 와 $i_{o(k+1)}$ 의 평균값이 된다. 순시 부하전류가 예측되면 정현적인 일정한 출력전압을 형성하기 위해 필터단 인덕터에 흘러야 할 전류치는 식

(7)과 같고, 필터의 인덕터에 원하는 전류를 흘리기 위해서 인덕터에 인가되어야 할 전압은 식 (8)과 같다.

$$i_L^* = i_o + j\omega C V_C \tag{7}$$

$$V_L^* = L \frac{di_L^*}{dt} \tag{8}$$

$$V_L^*(k+1) = L \frac{i_L^*(k) - i_L^*(k-1)}{T_s} \tag{9}$$

식 (8)을 차분 방정식으로 표현하면 식 (9)와 같이 표현된다. 여기서 T_s 는 제어기의 한 샘플링 주기이다. 원하는 전류를 인덕터에 흘리기 위한 인덕터의 전압은 식 (9)와 같이 주어지지만, 인덕터에 인가되는 전압은 인버터의 출력전압 V_i 와 필터단의 콘덴서 전압 V_C 의 차에 의해 결정되며, 콘덴서 전압은 직접적인 제어 인자가 아니라 인버터 전압의 제어에 의해 종속되는 인자가 된다. 따라서 인덕터에 원하는 전류를 흘리기 위해서는 인버터 출력전압을 순시적으로 식 (10)과 같이 제어해야 한다.

$$V_i^* = V_C + V_L^* \tag{10}$$

식 (10)이 만족되도록 UPS용 인버터의 출력전압을 제어할 경우 콘덴서, 인덕터의 용량 측정 오차 및 전류 센서를 통한 전류 계측 오차로 인하여 UPS의 출력 전압이 지령치에 정확하게 추종하지 못하고 약간의 정상상태 오차가 발생하게 된다. 이러한 정상상태의 오차를 제거하기 위해서는 추가적인 제어기가 필요하게 되며, 기존의 연구에서는 지령전압인 전원전압과 UPS 출력전압을 입력변수로 한 비례 적분 제어기등이 사용되었지만 본 논문에서는 반복제어기를 이용한 보상이 수행되도록 하였다.

$$V_i^* = H \times (V_C + V_L^*) + (1 - H) \times (v_{R.C.}) \tag{11}$$

따라서 인버터의 출력지령 전압은 최종적으로 식 (11)과 같이 나타나며, $v_{R.C.}$ 는 반복제어기에 의한 지령전압이다. 인버터의 출력전압이 과도상태인 경우 H 는 1로 설정되어 1차 부하전류 예측기법이 적용되고 정상상태인 경우는 0으로 설정되어 반복 제어기법이 적용되도록 하였다.

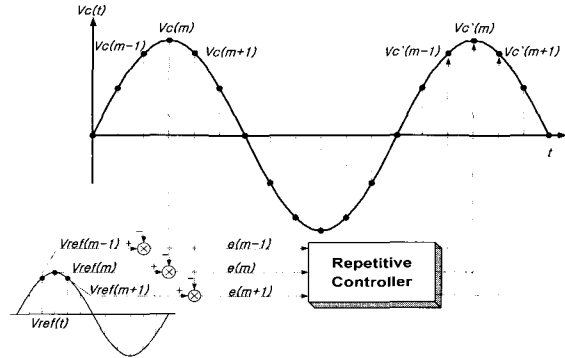


그림 5 반복 제어 기법

Fig. 5 Repetitive control method

3.2 반복 제어

앞 절에서 언급한 1차 부하전류 예측기법을 사용한다 하더라도 이러한 비선형 부하에서 나타나는 출력 전압의 왜형은 완전하게 보상되지 않으므로 본 논문에서는 기존의 제어기에 반복 제어기를 추가하여 정상상태에 도달한 후 출력 전압의 오차를 정밀하게 보상할 수 있도록 구성하였다.

대부분의 UPS 부하는 정류기로 구성되어 있고 이 경우 UPS 출력 전압의 전체 한 주기 내에 나타나는 왜형은 다음 주기에서도 동일하게 반복되므로 이러한 주기적인 왜형을 보상하기 위해서는 반복 제어기법이 적절하다. 본 논문의 구현에서 반복 제어기는 그림 5에 나타난 것처럼 현재 주기의 특정한 시점에서 출력 전압을 샘플링 하였다가 다음 주기의 동일한 시점에 나타나는 출력 전압의 오차를 보상하기 위하여 입력으로 사용한다. 반복 제어기 출력인 $u(m)$ 를 구하기 위한 수식은 식 (12)와 같다.

$$u(m) = c_1 e(m+1-N) + c_2 \sum_{i=1}^{\infty} e(m+1-iN) + u_0(m) \tag{12}$$

c_1, c_2 두 개의 이득은 수식 (12)에 나타나는 것처럼 각각 반복 제어기법의 비례, 적분 이득이며 출력 전압의 주파수를 f , 이것을 샘플링하기 위한 샘플링 주파수를 f_s 라고 하고, 그 주기를 T_s 라고 한다면, 출력 전압의 한 주기 내에 샘플링 횟수는 $N = f_s/f$ 로 정의된다. 그림 5에서 알 수 있는 것처럼 각 주기내의 정확한 시점과 그 때의 전압 샘플링 값이 중요한 요소이므로 스위칭 주파수 역시 f_s 로 설정하여 샘플링 과정과 스위칭 동작이 동일 시점에서 실행되도록 하여 반복 제어기에 의한 성능이 최대가 되도록 하였다.

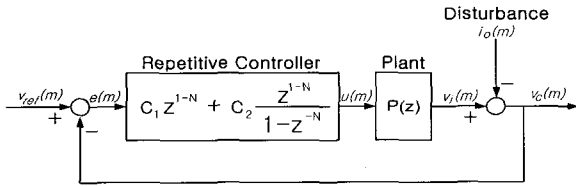


그림 6 반복 제어 시스템의 블록도
Fig. 6 Block diagram for Repetitive Control System

플랜트의 전달함수를 $P(z)$ 로 두고 비선형 부하에 의한 부하전류를 왜란 $i_o(m)$ 으로 표현하였다. 수식 (12)를 Z 변환하면 블록도 내의 식과 같은 형태로 나타나게 된다. 반복 제어기의 블록도를 그림 6에 나타내었다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

4.1 제어기의 구성

그림 7에 나타난 전체 제어기는 기존에 사용된 1차 부하전류 예측기법에 의한 제어기와 반복 제어기가 병렬로 연결되어 있는 형태를 가지고 있으며 출력단의 전압을 궤환시켜 과도상태인 경우 1차 부하전류 예측기에 의해 제어되도록 하였다가 정상상태로 되면 반복 제어기에 의해 제어되도록 제어 루프가 변경되는 구조로 구성하였다. 정상 상태의 판단 기준은 출력전압의 FFT 결과가 지령치 전압의 실효치와 같아지는 값을 정상상태로 판단하며, 이때의 기존의 적분 제어기의 출력값을 반복제어기의 적분 초기치로 두어 연속적인 제어가 가능하도록 하였다. 반복 제어기법을 적용하기 위해서는 반복제어기 외부에 안정한 제어루프가 존재하여야 하고 또한, 반복 제어 기법은 시스템의 과도 상태에서 빠른 응답을 기대하기 어려우므로 제시된 것과 같은 형태로 제어기를 구성한다. 즉 외부의 왜란에 대해서는 기존의 제어기로 속응성을 유지하고 정상상태에서는 반복 제어기법을 통하여 오차를 매우 정밀하게 보상할 수 있게 된다.

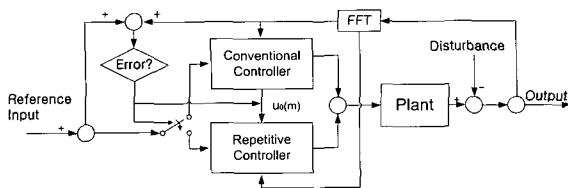


그림 7 제어 시스템의 블록도
Fig. 7 Block diagram of Control System

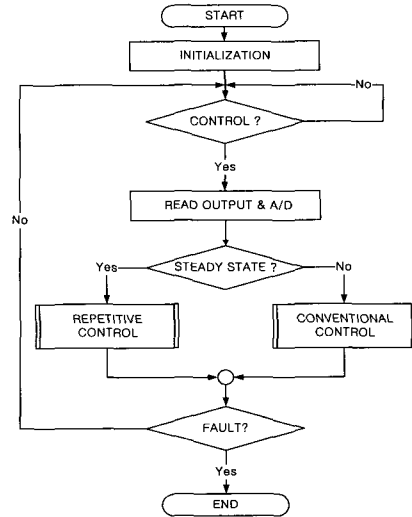


그림 8 제어 프로그램의 흐름도
Fig. 8 Flowchart of control program

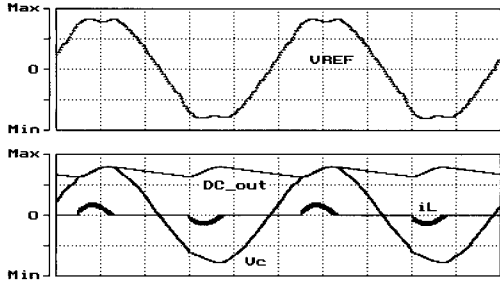
그림 8은 제어 프로그램의 흐름도를 나타낸다. 제어 루틴은 프로세서 외부의 125 [μ s] 주기의 타이머에 의해 주기적으로 수행되며 샘플링 역시 같은 시점에서 이루어진다. 마이크로 프로세서는 타이머에 의해 발생한 8 [Mhz] 제어 신호(control signal)를 감지하여 제어 루틴을 수행하게 되며 동시에 홀 센서인 LEM사의 LA305-S를 통해 인버터 출력 전류를 A/D 컨버터로 입력받게 되고, 인버터 출력 전압인 출력 커패시터의 전압도 LV25-P를 통해 A/D컨버터로 입력받아 12bit 디지털 값으로 변환하는 샘플링 동작을 수행한다.

4.2 시뮬레이션 결과

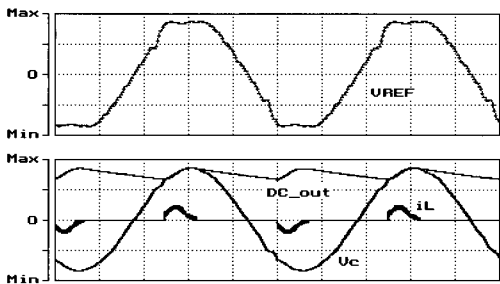
앞 절에서 제시한 반복 제어 기법을 기초로 C 언어로 작성된 시뮬레이션 프로그램을 실행하였으며 시뮬레이션에 적용한 UPS의 사양 및 부하 조건은 표 1에 주어진다.

표 1 시뮬레이션에 이용된 시스템의 파라미터
Table 1 System parameter used for simulation

파라미터		기호	값	단위
UPS	스위칭 주파수	f_s	8	kHz
	샘플링 횟수	N	134	
	DC 링크 전압	V_{DC}	100	V
	필터 인덕터	L	1	mH
	필터 커패시터	C	50	μ F
부하	출력 커패시터	C_{LOAD}	500	μ F
	부하 저항	R_{LOAD}	50	Ω



(a)



(b)

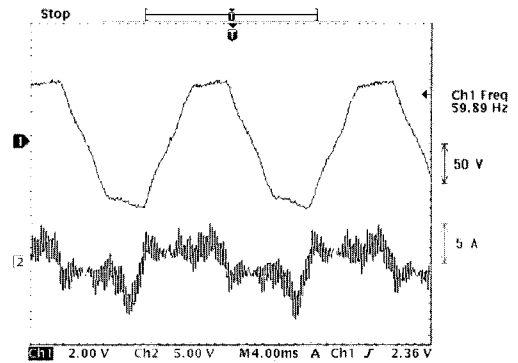
그림 9 1차 부하전류 예측과 반복 제어 기법 적용 시의 출력 전압과 부하전류
(a) 1차 부하전류 예측 기법 적용
(b) 반복 제어 기법 적용

Fig. 9 Output voltage and load current when both control methods are adapted separately
(a) first-order prediction method
(b) repetitive control method

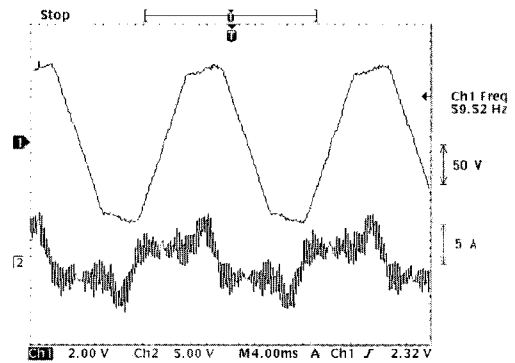
그림 9는 1차 부하전류예측과 반복 제어기법을 적용하였을 경우의 출력 전압과 부하전류에 대한 시물레이션 파형을 나타낸다. 부하 전류 예측 기법만을 적용한 (a)의 경우 정상 상태시 전압의 첨두 부분에 오차가 발생하였지만, 반복제어 기법을 적용한 (b)의 경우의 오차를 상당히 감소시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

4.3 실험 결과

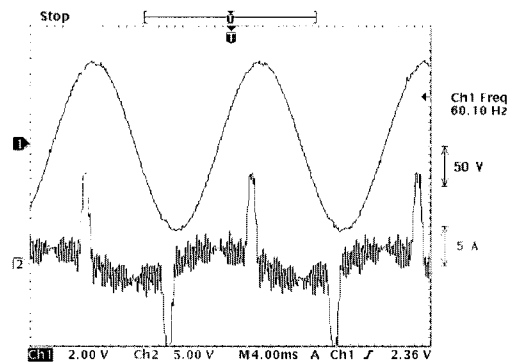
본 실험에 사용된 시스템은 DC Link 전압 150 [V], 출력 전압 110 [V], 출력 전류 30 [A]의 용량 3.3 [kW]급 단상 UPS용 인버터이며 부하는 80[Ω] 저항 부하를 가진 전과 정류기가 사용되었다. 그림 10(a)의 개루프 제어의 경우와 그림 10(b)의 1차 부하전류 예측기법이 적용될 경우는 출력전압의 왜형이 발생하지만, 반복제어기법을 적용한 그림 10(c)의 경우에는 충분한 부하 전류를 공급할 수 있기 때문에 출력전압이 상당히 개선됨을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 10 각 제어기법에 따른 출력전압과 전류
(a) 개루프제어
(b) 1차 부하전류 예측
(c) 반복제어기법

Fig. 10 Each output voltage and current according to control methods
(a) open-loop
(b) 1st-order prediction
(c) repetitive control

6. 결 론

본 논문에서는 기존의 1차 예측 기법과 반복 제어기법을 이용하여 LC 필터와 정류 부하 등의 비선형 부하를 가지는 UPS 인버터의 출력전압 파형을 개선하였다. 반복 제어 기법은 출력 전류를 전압의 왜형이 발생하는 지점에서 부하 전류와 콘덴서 충전 전류 모두 감당할 수 있을 정도로 충분히 흐르게 하여 출력 전압에서 왜형이 생기지 않도록 제어할 수 있는 장점을 가진다. 실험으로부터 Open-loop 방식 또는 1차 부하전류 예측기법만을 적용한 경우는 최종 출력 전압에서 오차가 발생함을 확인할 수 있다. 이것은 비선형 부하에 의한 영향과 시스템의 파라미터 측정시 생기는 오차 등에 의하여 생성된 것으로 대부분의 제어 시스템에서 발생하는 것이다. 하지만 반복 제어 기법은 기존의 제어기에 의해서도 제거되지 않는 정상상태의 오차를 매우 효율적으로 제거할 수 있음을 보여주었다.

참 고 문 헌

- [1] I. J. Pitel et al, "Characterization of programmed waveform in pulse width modulation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, pp. 707~715, 1980.
- [2] G. S. Buja, "Optimum Output Waveforms in PWM Inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No. 6, pp. 830~836, Nov/Dec. 1980.
- [3] F. G. Turnbull, "Selected harmonic reduction in static DC-AC inverters", IEEE Trans. Comm. and Elec., Vol. 83, pp. 374~378, July 1984.
- [4] P. Ziogas, "Delta modulation technique in static PWM inverters", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-17, pp. 289~295, 1981.
- [5] A. Kawamura et al, "Instantaneous feedback controlled PWM inverter with adaptive hysteresis", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-20, pp. 769~775, 1984.
- [6] K. P. Gokhale et al, "Deadbeat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis", IEEE PESC pp. 28~36, 1985.
- [7] A. Kawamura et al, "Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only Voltage Sensor", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp. 118~125, 1988.
- [8] T. Kawabata et al, "Deadbeat Control of Three-Phase PWM Inverter", IEEE Trans Power Electronics, Vol. 5, No. 1, pp. 21~28, 1990.
- [9] I. Takahashi et al, "Prediction Control for

Cycloconverter of a Power Distortion Compensation System", in Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Meeting, pp. 766~772, 1987.

- [10] 박형진, 정승기, "무정전 전원 공급 장치의 전류제한을 통한 용량 절감에 관한 연구", 전력전자학회 추계학술대회 논문집, 1999.
- [11] 정환명, 최재호, "초전도 플라이휠 에너지 저장시스템을 이용한 UPS 설계", 전력전자학회 논문지, 제5권, 제6호, pp. 610~619, 2000년 12월.

저 자 소 개



성병모(成炳模)

1974년 6월 18일생. 1999년 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 삼성전자 연구원.



강필순(姜弼淳)

1973년 9월 5일생. 1998년 경상대 전기공학과 졸업. 2000년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 박사과정.



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 1996년~2000년 거제대학 전기과 조교수. 현재 동명대학 전기과 조교수.



김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당 학회 자문위원.