

정류성 부하에 의한 UPS출력전압 왜형 보상을 위한 새로운 제어 기법

성병모*, 박성준**, 박한웅***, 김철우*
 부산대학교*, 동명대학**, 해군사관학교***

A Novel Control Strategy on UPS output Voltage distortion by Rectifier Load

Byoung Mo Sung*, Sung-Jun Park**, Han-Woong Park***, Choul-U Kim*
 Pusan National University*, TongMyong College**, Korea Naval Academy***

Abstract - A new control technique is proposed to reduce the distortion of UPS output voltage.

The Load of UPS is rectifier which has many harmonics on its output current in many cases. The distortion of output voltage by the harmonics is repeated at the same position in one cycle. Therefore we can assume that the next cycle wave form would be similar to the previous one. The repeated error can be estimated and be compensated by the Multi controller at every sampling times.

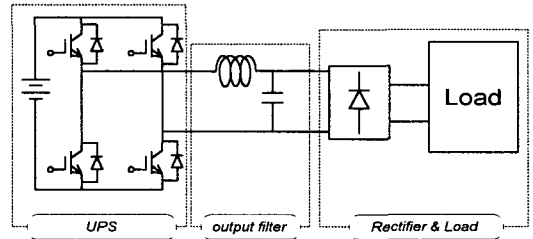


그림 1 UPS용 인버터와 필터 및 부하

1. 서 론

상용 전원의 외란이나 전압의 왜형등은 민감한 전자 장치에 치명적인 결과를 나타낼 수 있으므로, 최근에 들어 무정전 전원 장치(Uninterruptible Power Supply)가 상용전원에서 생길 수 있는 이러한 전원장애를 극복하기 위하여 전산시스템, 통신설비, 공장자동화 설비, 첨단 의료기기, 개인용 컴퓨터에 이르기까지 매우 넓은 범위에 이용되고 있다. 하지만 이러한 부하들 대부분은 정류기를 포함한 비선형 부하로써 부하전류의 고조파 성분에 의하여 UPS 출력 전압의 THD를 크게 증가시킨다. [1]-[3] 따라서 UPS의 부하에 최종적으로 전류를 공급하는 인버터는 교류측 부하에 무관하게 출력전압을 정현파로 공급할 수 있도록 하는 기법이 UPS용 인버터의 주요 연구대상이 되고 있다.

기존의 THD 저감을 위한 기법으로는 출력 주파수의 3.5.7 배 등의 L-C 공진 필터를 출력단에 접속하는 방식과 고속의 스위칭 소자들과 디지털 제어 장치들을 이용한 실시간 디지털 폐환 제어(realtime digital feedback control)기법을 이용하여 우수한 과도 특성을 얻는 기법 등이 있다. 유한시간 내에 플랜트 변수를 기준값이 되도록 제어하는 순시제어기법의 일종인 deadbeat 제어가 대표적인 디지털 폐환 제어로서 구현이 복잡하고 파라미터 변화에 민감하며 부하 파라미터의 추정이 필요하다는 단점을 갖고 있다. [4]-[7]

본 논문은 비선형 부하의 특성에 의하여 UPS의 출력 전압 왜형이 한 주기내의 동일한 시점에서 반복적으로 발생한다고 가정하고 왜형이 발생했을 때 왜형을 보상할 보상성분을 계산하고 그 다음 주기의 제어신호에 가산하여 왜형 보상을 실시하는 반복(repetitive)제어 기법을 적용하여 시뮬레이션을 통하여 이를 검증하였다.

2. 본 론

2.1 단상 UPS 시스템.

UPS의 기본원리는 교류입력을 정류기를 통해 직류전압으로 변환한 뒤 접속된 축전지를 충전하는 동시에 인버터의 입력으로 직류전력을 공급한다. 인버터는 직류전원에서 교류 전력으로 역변환하고 이것을 다시 필터를

통하여 파형을 정현화하여 안정된 교류 출력을 발생한다. 위의 그림1은 전체 UPS 시스템 중에서 상용 교류 전원에서부터 충전되어 인버터에 직류전원을 공급하는 충전지와 IGBT로 구성된 단상 인버터, L-C출력 필터 및 정류기로 구성된 부하를 간단히 나타내었다.

2.1.1 출력 필터의 전압 방정식

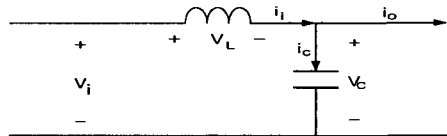


그림 2 출력필터의 전압과 전류

그림 2는 출력부분의 L-C 필터로 각부분의 전압과 전류에 대한 방정식은 다음과 같다.

$$L \frac{di_i}{dt} = v_i - v_c \tag{1}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_i - i_o \tag{2}$$

인버터의 교류측 단자전압은 제어 가능하나, UPS의 출력전압인 필터 콘덴서 전압은 부하조건과 필터의 값에 영향을 받게 되고, 비선형 부하로 인하여 고조파 전류가 출력필터의 콘덴서에 흐르면 출력전압은 파형 왜형을 일으켜서 THD가 증가하게 된다. 따라서 이를 보상하기 위해서는 직접 인버터의 PWM 전압에서 부하측으로 고조파 전류를 흐르게 하여, 필터 콘덴서에서는 보상된 고조파 전류가 흘러 출력 전압파형은 거의 정현파형으로 나타나도록 한다. 이러한 방법으로 인버터의 회로에서 외란으로 취급되는 부하전류에 의한 출력전압의 왜형을 보상하기 위한 제어방법으로 콘덴서 유입전류와 UPS 출력전압 i_c, v_c 가 다음 조건을 만족하도록 하면 출력전압은 부하전류에 관계없이 정현적인 전압을 유지할 수

있다.

$$i_c = j\omega C v_c \quad (3)$$

순시적인 부하전류가 예측되면 정현적인 일정한 출력전압을 형성하기 위해 필터단 인덕터에 흘러야 할 전류는 다음 식과 같이 계산된다.

$$i_i^* = i_o + j\omega C v_o \quad (4)$$

필터단 인덕터의 전류를 형성하는 것은 인버터의 출력전압 v_i 를 순시적으로 조절함으로써 가능하므로 이것을 계산하기 위하여 다음과 같은 식을 구한다.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5)$$

2.1.2 출력 전압의 왜형 및 고조파 전류

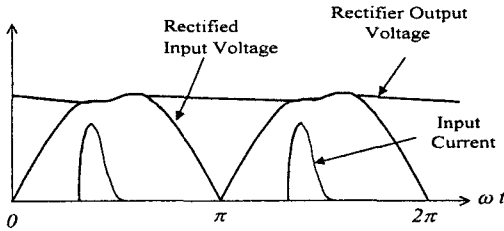


그림 3 부하 정류기에서의 전압과 전류

그림 3에 나타나는 것처럼 비선형 부하로 인하여 출력 필터의 콘덴서에 흐르는 고조파 전류는 부하 정류기 입력 전압의 왜형을 일으킨다. 이 고조파 전류는 등가 전류원에 의한 것으로 가정할 수 있으며, 이것은 테브난 정리와 노튼의 정리에 의해 부하측의 고조파 전류원을 인버터 측으로 변환하면, 기본파 전원에 직렬로 접속시킨 고조파 전압원이 된다. 이것에 대해 PWM인버터는 기본파 성분뿐만 아니라 고조파 성분도 발생시킬 수 있고, 그 성분을 독립적으로 제어할 수 있다.

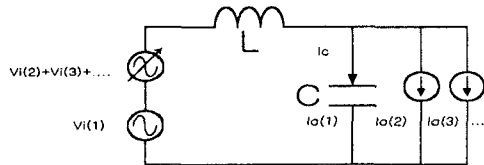


그림 4 비선형 부하전류에 대한 테브난 등가회로

부하 전류와 PWM 인버터 출력전압의 관계를 수식으로 표현하기 위하여 그림 4의 인버터 출력단에서 k차의 고조파 성분에 대해서 전류방정식을 세우면 다음과 같다.

$$\frac{V_{i(k)} \angle \psi_k - V_{o(k)}}{j\omega L} = j\omega C V_{o(k)} + I_{o(k)} \angle \theta_k \quad (6)$$

$I_{o(k)}$ 는 부하전류에 함유된 k차 고조파 성분, $V_{i(k)}$ 는 인버터 전압에 포함된 k차 고조파 성분, $V_{o(k)}$ 는 출력전압에 포함된 k차 고조파 성분이며 각각의 위상의 기준은 $V_{o(k)}$ 이다. 식(6)을 정리하면 다음과 같다.

$$V_{o(k)} = K V_{i(k)} \angle \psi_k + K k \omega L I_{o(k)} \angle (\theta_k - \frac{\pi}{2}) \quad (7)$$

여기서 $K = \frac{1}{1 - (k\omega)^2 LC}$ 이다.

부하전류의 고조파 성분에 의한 전압강하 크기가 같고 위상이 역상이 된다면, 콘덴서 전압의 고조파 성분 $V_{o(k)}$ 는 Zero가 되어 출력전압 파형은 정현파형이 된다. 즉 식(7)과 같은 고조파 성분을 포함한 PWM 인버터 전압을 출력하면 된다.

$$V_{i(k)} \angle \psi_k = k\omega L I_{o(k)} \angle (\theta_k + \frac{\pi}{2}) = I_{o(k)} G_k \angle \delta_k \quad (8)$$

여기서 $G_k = k\omega L$, $\delta_k = \theta_k + \frac{\pi}{2}$ 이다.

2.2 반복 제어기법을 통한 고조파 보상

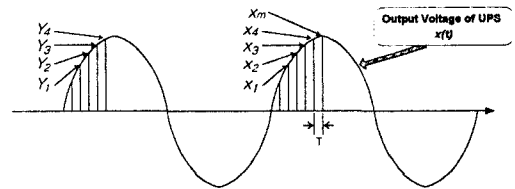


그림 5 출력 전압의 샘플치 표시방법

그림 5에 나타나는 것처럼 UPS 출력전압은 같은 파형이 계속해서 반복되어 나타난다. 즉 한 주기 내의 같은 위치에 있는 전압들($Y_1, X_1, Y_2, X_2, Y_3, X_3, \dots$)은 같은 크기를 갖고 다음 주기에서 반복되어 나타나게 되므로 이전 주기에 나타나는 기준 전압과의 오차가 다음 주기도 나타나게 된다. 이러한 오차를 가장 효과적으로 감소시키는 방법이 반복제어를 통한 방법이다. 즉 특정 sampling 위치에서 나타나는 오차를 보상하기 위하여 제어기에서 보상치를 계산하고하고 다음 주기의 같은 sampling 위치에서 보상값이 포함된 제어신호를 인가하여 미세한 오차를 보상할 수 있게된다. 제어신호가 인가되어 보상값이 적용된 출력파형을 얻기 위하여 특정 sampling 위치보다 몇 주기 앞선 시점에서 제어 신호를 인가하여야 한다.

2.2.1 디지털 필터를 이용한 샘플값 표현

그림 5의 내용으로부터 샘플값의 열을 구성하면 다음과 같다.

$$x(0)\delta(t), x(T)\delta(t-T), x(2T)\delta(t-2T), \dots \quad (9)$$

샘플링 값의 열을 $x_T(t)$ 라고 한다면 식(9)는 다음과 같이 표현된다.

$$x_T(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)\delta(t-nT) \quad (10)$$

이것을 다시 Z 변환하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)z^{-n} \quad (11)$$

Z변환은 샘플값의 열을 표시하는데 이용되며, 전달함수도 Z변환 영역에서 구한다. z^{-1} 은 T초의 지연을 의미하고 z^{-k} 는 kT초이 지연을 의미한다.

디지털 필터의 전달함수는 출력의 궤환이 없는 Nonrecursive Filter와 궤환이 있는 Recursive Filter가 있다. 이 가운데서 Nonrecursive Filter의 전달함수는 다음과 같이 정의된다.

$$H(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N} = \sum_{k=1}^N a_k z^{-k} \quad (12)$$

Recursive Filter의 전달함수는 가산과 정수승산과 지연의 기본 연산들의 조합으로 다음과 같이 표현된다.

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=0}^N b_k z^{-k}} \quad (13)$$

여기서 N은 필터의 차수이다.

2.2.2 디지털 필터의 선정

고조파가 포함된 인버터 출력전압에서 기본파 성분을 추출해내기 위하여 푸리에 알고리즘을 적용하였다. 푸리에 알고리즘은 기본파의 3.5, 7배의 기수 조파가 많이 포함된 경우 이를 완전히 제거할 수 있는 알고리즘으로 정확도와 속도 측면에서 여러 가지 변형된 알고리즘이 제안되었다. 그 중에서 정현파와의 교차 교정(cross-correlation)법을 이용하여 기본파 성분을 추출하였다. 교차교정법은 다음과 같이 표시된다.

$$y_H(k) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k-n) \cos(k-n) \quad (14-1)$$

$$y_H(k) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k-n) \sin(k-n) \quad (14-2)$$

여기서 $\cos(k-n)$ 과 $\sin(k-n)$ 은 $(k-n)$ 번째 샘플링 시의 기본파의 cosine과 sine 함수의 디지털 값이다. 그리고 필터 출력 $y_H(k)$, $y_H(k)$ 는 k 번째 샘플링 순간에 기본파의 실수부 성분과 허수부 성분이다.

2.3 반복제어기법의 시물레이션

그림 6이 제안하는 다중제어기의 간략한 블록도이다. 동시에 모든 제어를 실행하는 것이 아니고 각각의 sampling 시점에 해당되는 경우 이전 주기의 값을 메모리로 불러와서 제어를 실시한다. 그림 7은 C 언어로 실행한 시물레이션으로 다중제어기를 적용하지 않은 경우와 적용한 경우 출력전압의 왜형과 지령전압의 차이가 나타남을 보여주고 있다.

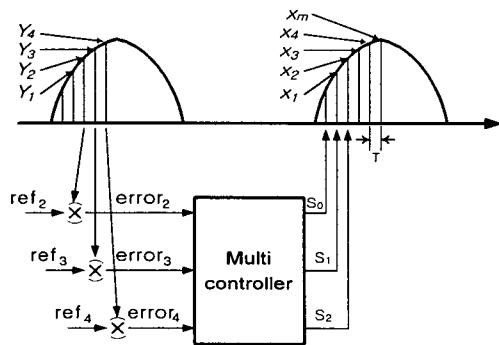
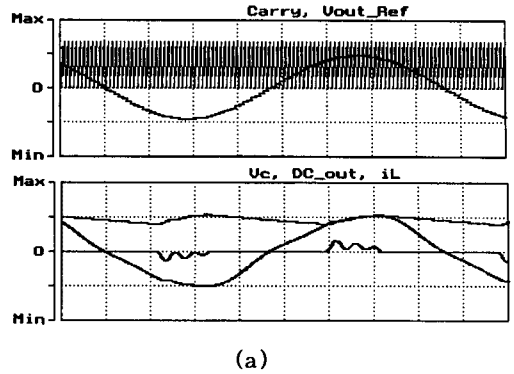


그림 6 다중제어기의 블록도

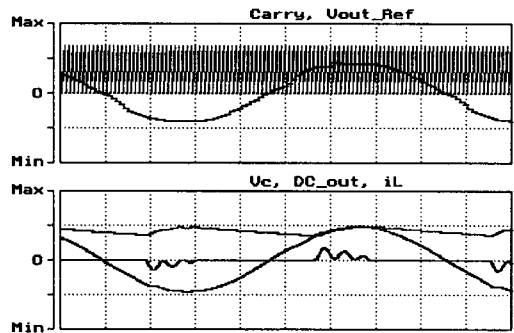
3. 결 론

다중제어기는 각각의 시점에 해당되는 오차를 가지고 매 주기마다 반복적으로 제어를 실시하므로 오차의 범위를 매우 줄일 수 있었다. 하지만, 전체과형이 안정한 상태 도달하기까지 오랜 시간이 필요하므로 부하급변시, UPS 기동시에는 기존의 제어기법을 도입하여 제어를 실시하고 오차가 특정 범위내에 이르는 경우 적용시킴으

로써 출력전압의 왜형을 효과적으로 줄일 수 있다.



(a)



(b)

그림 7 다중제어기가 적용되지 않은 경우(a)와 다중제어기가 적용된 경우(b)의 출력 전압과 전류

(참 고 문 헌)

- [1] A.Boost. & P.D.Ziogas, "Towards a zero-output impedance UPS system", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.25, no3, pp408-418, 1989
- [2] A.von Jouanne, P.Enjeti & D. Lucas, "DSP control of high power UPS system feeding nonlinear loads", in Proceeding of the American Control Conference, pp.495-499, 1995.
- [3] C.Hua, R.G.Hoft, "High performance deadbeat controlled PWM inverter using a current source compensator for nonlinear loads", in Proceeding of the PESC, pp.443-450, 1992.
- [4] K.P.Gokhale, A Kawamura and R.G.Hoft: "Deadbeat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis", IEEE Pow.Elec.Spec.Conf. pp.28-36, 1985
- [5] T.Kawabata, T.Miyashita and Y.Yamamoto : "Deadbeat control of three phase PWM inverter", IEEE Pow.Elec.Spec.Conf. 1987
- [6] T.Haneyoshi, A.Kawamura and R.G.Hoft : "Waveform compensation of PWM inverter with cyclic fluctuation loads", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol.A-24, No.4, July/Aug. pp582-589, 1988
- [7] T.Yokoyama and A.Kawamura : "Comparison of five control methods for digitally feedback controlled PWM inverters", 4th European conference on power electronics and applications (EPE'91), pp.2-35~2-40, September, 1991