

적용 추정 기법을 이용한 PWM 인버터의 Dead Beat 제어

노 정욱*, 문 건우, 정영석, 윤명중
한국 과학 기술원

Dead Beat Controlled PWM Inverter with On Line Parameter Estimation

Chung-Wook Roh*, Gun-Woo Moon, Young-Seok Jung, and Myung-Joong Yoon
Dept. of E.E. in KAIST

Abstract : A new control scheme based on dead beat control with adaptive parameter estimation for PWM Inverter is proposed. The proposed scheme updates dead beat control parameters continuously, and make PWM inverter excellent performance at any load or parameter condition. Simulation results show very attractive features in this proposed scheme.

1. 서론

무정전 전원 장치(Uninterruptable Power Supply, 이하 UPS로 함)는 정전시에도 일정한 주파수와 크기를 갖는 사인파 전압을 부하측에 공급하는 장치이다. UPS의 성능은 THD(Total Harmonic Distortion)로 정의된다. UPS의 THD를 줄이기 위해 전력 변환기 제어회로에 기존의 제어 기법(PLPID)을 적용한 사례들이 발표되었다. 기존의 제어 기법은 OP AMP와 몇몇의 수동 소자로 간단하게 구현할 수 있지만 넓은 범위의 부하 용량에 적용하기 어렵고 어떤 부하조건하에서는 전체 시스템이 불안정해질 수 있다. 최근에 반도체 기술의 발달로 마이크로 프로세서, DSP등을 이용한 디지털 제어기법을 UPS에 적용하는 연구가 활발히 이루어지고 있다. 여러가지 디지털 제어기법중에서 Dead Beat 제어는 구현이 간단하고 한 샘플링 주기동안에 실제 출력을 원하는 출력에 도달하게 하므로 매우 우수한 제어 성능을 가지지만, 실제 다루는 시스템이 부정확한 모델이라면 원하는 성능을 얻을 수 없다. UPS는 부하가 변하며 LC 교류 필터의 기생용량 및 스위치 소자의 비선형성으로 인해 정확한 모델을 얻기가 어려워 시스템의 Dead Beat 반응을 얻기가 용이치 않다.

이 문제를 해결하기 위하여, 이 논문에서는 실시간 변수 추정(On line parameter Estimation)을 통해 UPS의 정확한 모델을 추출하여 Dead Beat 반응을 얻을 수 있는 UPS 시스템을 제안한다. 2장에서 PWM 인버터의 이산시간 상태 방정식(discrete time State equation) 및 Dead Beat 제어 알고리즘을 얻어 낸다. 3장에서는 부하 및 파라미터의 변화에 따라 제어 알고리즘을 갱신하는 실시간 변수 추정 기법을 얻어 낸다. 4장에서 모의 실험을 통하여 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하고 5장에서 결론으로 마친다.

2. PWM 인버터의 모델링 및 Dead Beat 제어

그림.1는 제안된 PWM 인버터 시스템의 개략도이다. 이 중 전력단은 인버터, LC 교류 필터, 저항부하 R로 구성되어 2차 선형 시스템으로 모델링할 수 있다. 상태변수를 출력 전압 및 출력 전압의 미분치로 선택하면 식 (1)을 얻을 수 있다. (Vin은 입력 DC전압 E나 -E, 혹은 0의 값을 가진다.)

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{dv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ dv \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{LC} \end{bmatrix} V_{in} \quad (1)$$

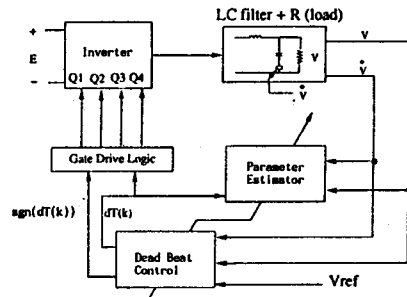


그림 1. 제안된 PWM 인버터의 블럭도

여기서 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$ 라 한다.

그림 2에서 보듯, 60Hz의 기준 사인파 전압을 시스템의 샘플링 주기가 T = 555 us이 되도록 30등분한다. 그림 3에서처럼 Vin이 크기가 +E 나 -E이고 폭이 dT(k)인 구형파를 갖도록 스위치를 한 주기 T동안 On이나 Off한다. $T \ll 2\pi LC$ 라 가정하면 다음 식 (2)와 같은 이산시간 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v(k) \\ dv(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(k-1) \\ dv(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} dT(k) \quad (2)$$

where, $d_{11} = 1 - \frac{T^2}{2LC}$, $d_{12} = T - \frac{T^2}{2CR}$,

$$d_{21} = -\frac{T}{LC} + \frac{T^2}{2C^2LR}$$

$$d_{22} = 1 - \frac{T}{CR} + \left(\frac{1}{C^2R^2} - \frac{1}{LC}\right) \frac{T^2}{2}$$

$$g_1 = \frac{ET}{2LC}, \quad g_2 = T - \frac{T^2}{CR}$$

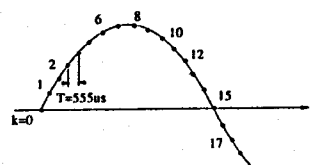


그림 2. 기준 사인파 전압

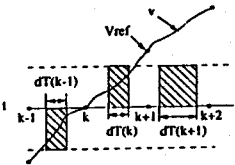


그림 3. 스위치 신호

식 (2)에서 v에 대한 이산 상태 방정식은 다음과 같다.

$$v(k) + a_1v(k-1) + a_2v(k-2) = b_1dT(k-1) + b_2dT(k-2) \quad (3)$$

$$a_1 = -(d_{11} + d_{22})$$

$$a_2 = d_{11}d_{22} - d_{12}d_{21}$$

$$b_1 = g_1$$

$$b_2 = (g_2d_{12} - g_1d_{22})$$

식 (3)에서 k를 하나 증가시키고 $v(k+1)$ 를 기준 전압 $v_{ref}(k+1)$ 로 치환하면 다음과 같은 Dead Beat 제어 법칙이 얻어진다.

$$dT(k) = -\frac{b_2}{b_1}dT(k-1) + \frac{a_1}{b_1}v(k) + \frac{a_2}{b_1}v(k-1) + \frac{1}{b_1}V_{ref}(k+1) \quad (4)$$

만일 식 (4)의 계수들이 정확하다면, 이 Dead Beat 제어 로 $v(k)$ 를 한주기 동안 기준전압인 $v_{ref}(k+1)$ 로 추종하게 할 수 있다.

이 제어의 문제는 계수들인 a_1, a_2, b_1, b_2 는 인버터의 파라미터 R, L, C 및 샘플링 주기 T에서 유도된 것이므로 실제 값과는 다를 수 있다. 또, Device의 Turn-On 및 Turn-Off Delay, 인덕터의 비선형성, Program의 Time-Delay 등 시스템의 비선형성은 이론적으로 계산된 계수값들과 다른 계수 값들이 얻어 질 수 있다. 따라서 실시간 파라미터 추정으로 제안된 Dead Beat 제어를 Self-Tuning이 가능한 안정된 시스템을 얻을 수 있다.

3. 파라미터 추정 알고리즘

식 (3)에서 PWM 인버터의 이산 전달함수는 다음과 같다.

$$G(z) = \frac{V(z)}{dT(z)} = \frac{b_1z + b_2}{z^2 + a_1z + a_2} \quad (5)$$

Regressor 벡터를 다음과 같이 정의 하면,

$$w_1(k+1) = Aw_1(k) + B dT(k)$$

$$w_2(k+1) = Aw_2(k) + B V(k)$$

where, $w_1, w_2 : 1$ by 2 Matrix

A : Any known Positive Definite 2 by 2 matrix

A, B : Controllable, Observable Fair

PWM 인버터의 이산 선형 파라미터 모델을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$V(k) = \theta W(k) \quad (6)$$

where, $\theta = [b_1 \ b_2 \ a_1 \ a_2]$

$$W(k) = [w_1 \ w_2]^T$$

파라미터 추정을 위하여 적용 기법중의 하나인 LSE 알고리즘을 다음과 같이 적용하면, 제안된 Dead Beat 제어 알고리즘을 위한 파라미터 갱신 법칙을 유도할 수 있다.

$$e_1(k) = W(k)\hat{\theta}(k) - W(k)\theta$$

where, $\hat{\theta}(k)$: Estimate of parameter

θ : Real parameter

$$\hat{\theta}(k+1) = -g \frac{P(k)W^T(k)e_1(k)}{1 + \gamma W^T(k)P(k)W(k)} \quad (7.1)$$

$$P(k+1) = -g \frac{P(k)W^T(k)W(k)P(k)}{1 + \gamma W^T(k)P(k)W(k)} \quad (7.2)$$

where, $P(0) = \text{diag}[p_{11} \ p_{22} \ p_{33} \ p_{44}]$

이 알고리즘은 PWM 인버터가 2차 시스템이므로, 입력 dT(k)가 4차 PE(Persistently Exciting) 조건을 만족해야 한다. 입력 dT(k)는 이상적인 Dead Beat 제어가 이루어 질 경우 순수한 사인파 형태(2차 PE 신호)이기 때문에 파라미터는 실제 값으로 추종할 수 없다. 따라서, 입력 dT(k)에 WN(White Noise)를 Estimator에 첨가하여 파라미터 추정을 행한다.

4. 모의 실험 결과

제안된 알고리즘을 다음의 회로 조건으로 모의 실험 하였다.

샘플링 주기 $T = 555 \mu s$

샘플링 주파수 $f_s = 1800 \text{ Hz}$

기준 사인파 전압 = 30V peak at 60 Hz

적정 부하 전류 = 15 A

$E = 40 \text{ V}$

$L = 0.5 \text{ mH}$

$C = 800 \mu F$

$R = 2 \text{ ohm}$

파라미터 추정 알고리즘을 위하여 다음 값들을 정한다.

$$A = \begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$P(0) = \text{diag}[5 \ 5 \ 5 \ 5]$$

$$\alpha = 1, \gamma = 5, g = 5$$

그림 4.는 파라미터의 변화가 없고 R=2 인데 Dead Beat 제어를 할 경우 PWM 인버터의 입력 파형 Vin 및 기준 사인파와의 출력 오차, 출력 전압 파형을 나타낸다. 그림 5.는 파라미터 추정을 행한뒤 Dead Beat 제어를 할 경우 PWM 인버터의 기준 사인파와의 출력 오차 및 출력 전압 파형을 나타낸다. 그림 5.와 6.에서 보듯 파라미터의 변화가 없고 적정 부하에서 적용 추정 알고리즘이 없이 Dead Beat 제어로 원하는 성능을 얻을 수 있다.

그림 6.은 교류 필터중 인덕터 L 이 15%의 오차가 생겼을 때 (L=0.45mH) Dead Beat 제어를 할 경우 PWM 인버터의 출력 전압 오차 및 출력 전압 파형을 나타낸다. 파라미터의 변화로 PWM 인버터의 THD가 증가하고 출력 전압 파형의 찌그러짐을 볼 수 있다. 그림 7.은 L=0.45mH 인데 적용 추정 알고리즘을 써서 Dead Beat 제어를 할 경우 PWM 인버터의 출력 전압 오차 및 출력 전압 파형을 나타낸다. 파라미터의 변화가 생긴 경우에도 PWM 인버터는 낮은 THD를 가지고 출력 전압의 찌그러짐이 적음을 볼 수 있다.

그림 8.는 L=1mH 일 때 Dead Beat 제어를 할 경우 PWM 인버터의 출력 전압 오차 및 출력 전압 파형을 나타낸다. 그림 8.에서 보듯 어떤 파라미터 조건에서는 Dead Beat 제어는 전혀 동작하지 않을 수도 있음을 알 수 있다. 그림 9.는 L=1 mH 일 때 적용 추정 알고리즘을 써서 Dead Beat 제어를 할 경우 오차 및 전압 파형을 나타낸다. Dead Beat 제어만으로 불안정한 PWM 인버터 시스템은 적용 추정 알고리즘을 통해 안정되고 좋은 성능의 PWM 인버터 시스템을 구현할 수 있음을 알 수 있다.

그림 10.은 파라미터의 변화가 있고 (L=0.4mH, C=900uF), 부하가 무부하에서 과부하로 주기적으로 변하는 비선형 부하이요, (R open->R=0.8), 외란의 존재시, Dead Beat 제어를 할 경우 출력 전압 오차 및 출력 전압 파형과 부하 전류 파형을 나타내고, 그림 11.은 적용 추정 알고리즘을 써서 Dead Beat 제어를 할 경우 출력 오차 및 전압과 전류 파형을 나타낸다. 파라미터가 변화하고 외란이 존재하며 부하가 비선형 부하시에도 제안된 알고리즘으로 좋은 성능을 가지는 안정된 PWM 인버터 시스템을 구현할 수 있음을 알 수 있다.

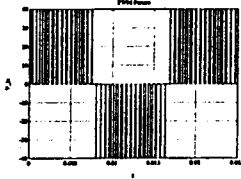


그림 4. Dead Beat Only : R=2, No parameter deviation

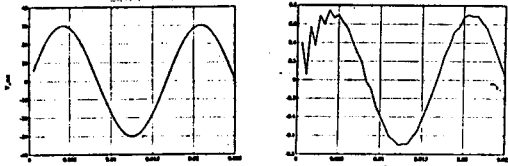


그림 5. Dead Beat+Estimation : R=2

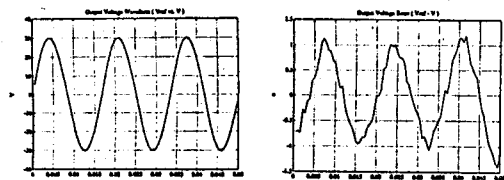


그림 6. Dead Beat Only : L=0.45mH, R=2

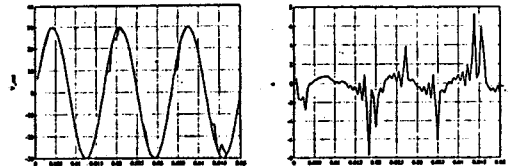


그림 7. Dead Beat+Estimation : L=0.45mH, R=2

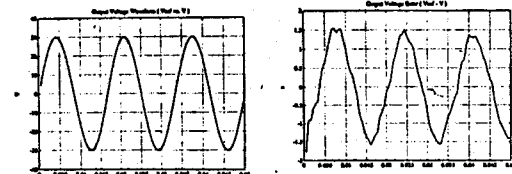


그림 8. Dead Beat Only : L=1mH, R=2

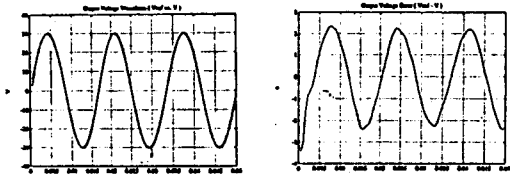
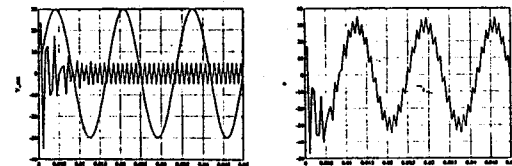


그림 9. Dead Beat+Estimation : L=1mH, R=2

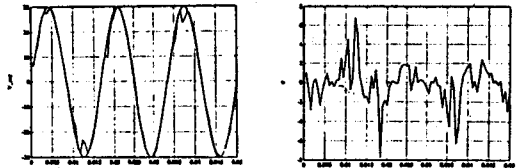


그림 10. Dead Beat Only : L=0.45mH, C=900uF
R open \rightarrow R=0.8, $i_d=2+2\sin 2000t$

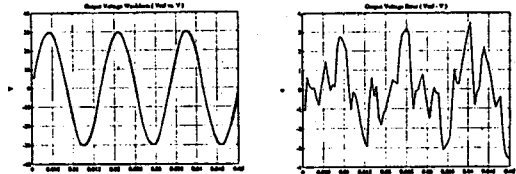


그림 11. Dead Beat+Estimation : L=0.45mH, C=900uF
R open \rightarrow R=0.8, $i_d=2+2\sin 2000t$

5. 결론

적용 추정 알고리즘을 이용하여 파라미터를 추정된 뒤 Dead Beat 제어를 행하는 PWM 인버터의 제어 방식을 제안하였다. 제안된 알고리즘으로 파라미터의 변화나 외란의 존재시에도 안정하며 좋은 성능의 PWM 인버터 시스템을 구현할 수 있다. 제안된 알고리즘은 비교적 적은 계산량을 가지고 간단한 구조를 가지므로 DSP나 마이크로 프로세서를 써서 간단히 구현할 수 있다. 또 제안된 알고리즘은 DC, AC 서보 시스템의 전류제어에도 유용히 쓸 수 있을 것으로 기대된다.

6. 참고 문헌

- [1] Tomoki Yokoyama and Atsuo Kawamura, "Disturbance Observer Based Fully Digital Controlled PWM Inverter for CVCF Operation", IEEE Trans. Power Electronics, vol.9, no.5, September, 1994.
- [2] Chihchiang Hua, "High Frequency DSP Controlled PWM Inverter", IEEE Conf. on Control Applications, September 13 - 16, 1993 Vancouver B.C.
- [3] Yoan D. Landau, "Adaptive Control", Marcel Decker, Inc., 1979.
- [4] Mohan, Underland and Robbins, "Power Electronics", John Wiley & Sons, Inc., 1989.