

PWM 컨버터의 상수추정을 통한 전류제어 성능 개선

이진우

두원공과대학 공장자동화과

Improving Current Control Performance by Parameter Estimation of PWM Converter

Jin-Woo Lee

Dept. of Factory Automation, Doowon Technical College

ABSTRACT

From the viewpoint of model-based current control, it is indispensable to use the accurate system parameters for the high control performance. This paper adopts the Least-Squares algorithm as a parameter estimation scheme because it has the fast convergence rate and the low sensitivity to noises. In case of the PI current controller with high gains, the simulation results show that the adopted estimation scheme can be successfully applied to PWM converters and also show that the control performance can be improved by using the estimated parameters.

1. 서론

산업체에서 널리 사용되고 있는 3상 전력변환 장치인 PWM 인버터와 컨버터에 사용되는 전류제어기는 오버슈트 없는 빠른 응답특성이 요구된다. 이를 구현하기 위한 많은 연구 결과가 발표되었으며, 대부분의 고성능 전류제어기는 전류제어기 설계에 시스템상수를 이용하여 제어를 설계하고 있다⁽¹⁻³⁾. 따라서 설계된 전류제어 성능을 얻기 위해서는 정밀한 시스템 상수 값이 반드시 필요하다. 기존의 연구는 주로 제어기설계 관점에서 수행되었기 때문에 제어를 위한 상수 추정 연구는 미미하다.

본 논문에서는 이와 같은 고성능 전류제어 응답을 얻기 위해 필요한 시스템 상수 추정을 위한 적절한 모델과 추정방법을 제시하며, 시뮬레이션을 통하여 추정특성을 보이고, 고이득을 갖는 디지털 전류제어기에 추정된 시스템상수를 적용하여 시스템 상수의 정밀도 차이에 따른 제어성능 변화를 제

시하여 제안한 방법의 유효성을 보이고자 한다.

2. PWM 컨버터의 상수추정

PWM 컨버터의 교류측에 대한 동기좌표계 다변수 상태방정식은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= -R \cdot i_d + \omega L \cdot i_q + v_{ds} - e_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= -R \cdot i_q - \omega L \cdot i_d + v_{qs} - e_q \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 dq축 변수인 e_d 및 e_q 는 컨버터 출력전압, v_{ds} 및 v_{qs} 는 전원전압, i_d 및 i_q 는 전원전류, ω 는 전원의 각주파수, 그리고 L 및 R 은 전원측 리액터의 인덕턴스 및 저항이다.

식 (1)은 다변수 상태 방정식으로 dq축 상호간섭항을 포함하고 있는데, 이를 제거하기 위하여 식 (1)을 정지좌표계로 변환하면 DQ축 변수를 갖는 식 (2)와 같이 단일 입력 및 단일 출력의 독립된 1차 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} L \frac{di_D}{dt} &= -R \cdot i_D + v_{Ds} - e_D \\ L \frac{di_Q}{dt} &= -R \cdot i_Q + v_{Qs} - e_Q \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)의 D축 및 Q축 방정식은 형태가 같으므로 각각 이산화 ARMA(auto regressive moving average)모델로 변환하면 같은 형태를 갖게 된다. 따라서 각 식의 변수에서 첨자 D 및 Q를 생략하면 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다. 식 (3)에서 2개의 상수는 시스템 상수와 기지의 샘플링주기로 구성되어 있기 때문에 추정된 상수 값으로부터 필요한 시스템상수의 추정치를 구할 수 있다.

$$\dot{i}(k) = -(R \cdot T_s / L - 1) \dot{i}(k-1) + (T_s / L) \{v(k-1) - e(k-1)\} \quad (3)$$

여기서 T_s 는 스위칭주기의 1/2인 샘플링주기이다.

본 논문에서는 상수 추정방법으로 수렴성이 빠르고 잡음에 대한 특성이 양호한 최소자승법(Least Squares Method)를 채택하여 식 (3)의 모델을 이용한 상수추정 특성을 보이고자 한다. 전원전압 및 전원전류 측정오차와 컨버터 전압구현오차가 충분히 작을 경우는 최소자승법의 특성상 위의 방법으로 정밀한 상수 추정이 가능할 것으로 보인다⁽⁴⁾.

3. 디지털 전류제어기

상수 추정을 통한 전류제어 성능 개선효과를 확인하기 위하여 고이득을 갖은 동기좌표계 디지털 PI 전류제어기⁽²⁾를 선정하였으며, 다음과 같이 구성 되어 있다.

동기좌표계 비간섭 PI 전류제어기는 식 (4)와 같이 전원전압 및 d-q 상호간섭전압에 대한 전향보상전압과 PI제어기의 궤환제어전압으로 컨버터의 출력전압을 설계한다.

$$\begin{aligned} e_d &= \omega L \cdot \dot{i}_q + v_{ds} - u_d \\ e_q &= -\omega L \cdot \dot{i}_d + v_{qs} - u_q \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 u_d 및 u_q 는 PI제어에 의한 궤환제어전압이다.

빠른 전류응답을 얻기 위한 디지털 PI제어기의 비레이득 및 적분이득은 식 (5) 및 식 (6)과 같으며, 비레이득은 예측제어기의 경우와 유사한 값이다.

$$K_p = L / T_s - R \quad (5)$$

$$K_i = L \cdot (2 \cdot \zeta \cdot T_s)^{-2} \quad (6)$$

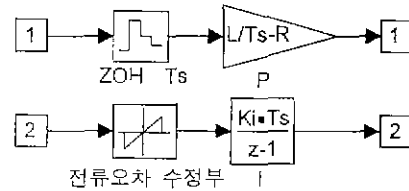
여기서 K_p 및 K_i 는 각각 비레이제어기 및 적분제어기의 이득이며, ζ 는 제동계수이다.

한편 PWM 컨버터의 최대출력전압 제한으로 식 (5)와 식 (6)에 의한 PI 제어기는 과도상태에서 적분기의 와인드업(wind-up)에 의해 제어성능 저하가 발생하므로 이를 피하기 위하여 그림 1 (a)와 같이 오차가 적은 경우에만 입력을 받아들이는 전류오차 수정부를 갖는 조건부 적분기를 채택한다. 여기서 전류 제한치는 비레이제어시 발생할 수 있는 최대전류오차 보다는 크고 와인드업을 발생시키지 않도록 설계한다.

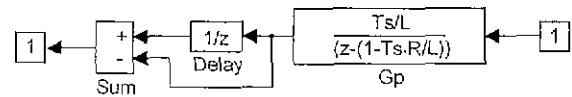
출력전압포화가 발생하는 과변조 영역에서는 비

간섭제어를 위하여 벡터 과변조방법을 채택하고, 상기 PI제어기의 동작특성을 고려하여 적분기의 제어전압은 전향보상전압과 같이 항상 구현되도록 하여 비레이제어기의 궤환제어전압만 크기를 축소한다.

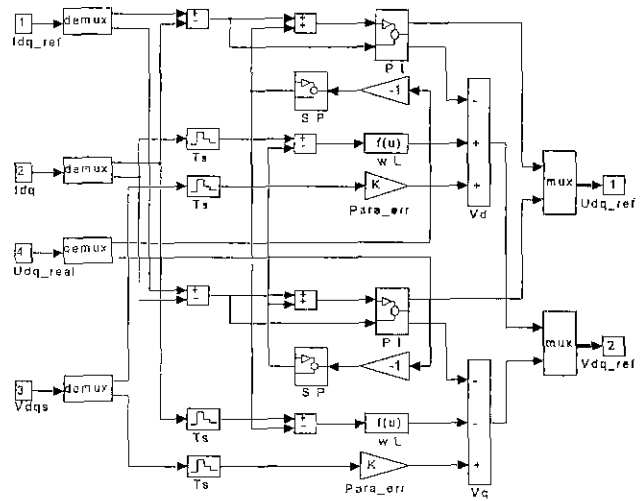
식 (5)와 같이 비레이득이 크고 지연시간이 있을 때 제어특성이 떨어지기 때문에 그림 1에 나타낸 바와 같이 과변조 영역에서 전압 변조특성을 고려한 스미스 예측기를 적용하는 것이 필요하다.



(a) PI 블록의 내부 블록 선도
(a) Internal block diagram of PI block



(b) SP(스미스 예측기) 블록의 내부 블록 선도
(b) Internal block diagram of SP(Smith Predictor) block



(c) 전체 제어기 블록 선도
(c) Block diagram of the whole controller

그림 1 고이득 PI 전류제어기 Simulink 블록 선도
Fig. 1 Simulink block diagram of the PI current controller with high gains

4. 시뮬레이션 결과

그림 2는 벡터 과변조방식의 공간벡터 전압변조

법을 이용한 PWM 컨버터의 제어시스템과 상수추정기를 Matlab/Simulink로 모델링한 전체시스템 구성도이며, 주요부는 전류제어부 (Current Controller), 공간벡터 전압변조부(SVPWM), 동기 좌표계상에서 모델링한 교류측 회로부(System), 최소자승법 상수추정기(Estimator)이고, 직류링크 부분은 이상적인 직류전압원으로 가정하였다. 그림 2의 공간벡터 전압변조부(SVPWM)에 표시한 제환 제어전압(Udq_real)은 실제로 구현되는 제어전압을 스미스 예측기에 사용하기 위한 것이다.

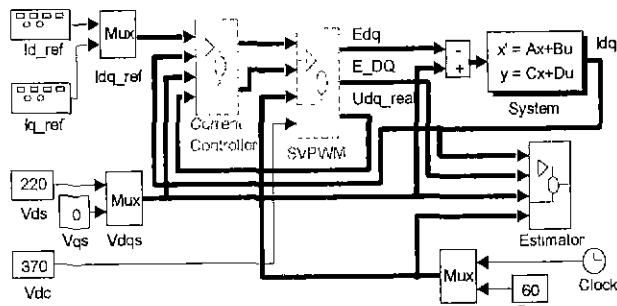


그림 2 PWM 컨버터 제어시스템 및 상수추정기 구성도
Fig. 2 Control system of PWM converter and parameter estimator

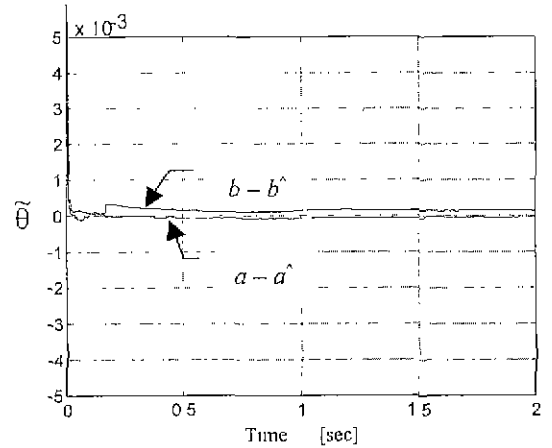
표 1은 시뮬레이션에 사용한 PWM 컨버터의 시스템 상수값 및 설계된 제동계수이다. 설계된 조건부 적분기의 전류 제한치는 5[A]이다.

표 1 시스템 상수
Table 1 System parameters

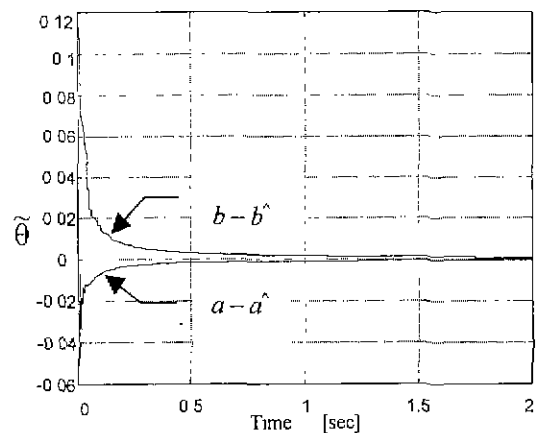
Vdc = 370 [V]	L = 1.7 [mH]	fsw = 2.5 [kHz]
Vll = 220 [V]	R = 5.6 [mΩ]	ζ = 1.414

시뮬레이션에서는 각각 D축 및 Q축 변수를 이용하는 2개의 최소자승법 상수추정기를 구성하였다. 그림 3은 초기 인덕턴스의 값이 시스템 상수로 주어진 인덕턴스의 1.2배인 경우에 대한 상수추정오차 파형으로서 상수추정이 잘 이루어지고 있음을 보인다. 또한 D축 변수를 이용한 경우가 Q축 변수를 이용한 추정기에 비해 보다 빠른 수렴특성을 보이고 있다. 따라서 추정상수값은 D축 변수를 이용한 추정기의 추정결과로부터 계산한다.

그림 4는 초기 인덕턴스에 대한 전류제어 파형이며, 그림 5는 추정 인덕턴스에 대한 전류제어 파형으로서 보다 정밀한 상수값을 이용함으로써 과도상태의 전류제어성능 개선효과를 얻을 수 있음을 보이고 있다. 따라서 제안한 방식의 상수 추정기는



(a) D축 변수
(a) D-axis variable



(b) Q축 변수
(b) Q-axis variable

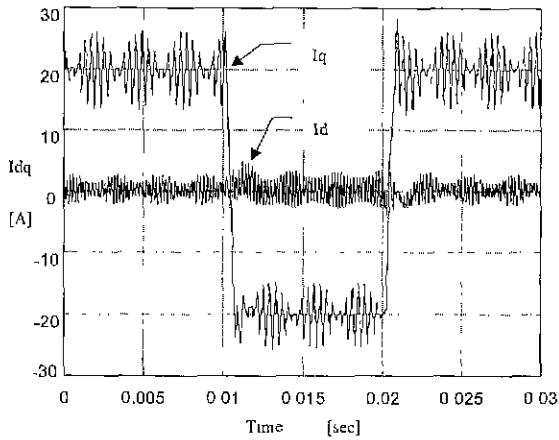
그림 3 D축 및 Q축 변수를 이용한 상수 추정 오차 (a = R · Ts/L - 1, b = Ts/L)

Fig. 3 Parameter estimation errors using D-axis and Q-axis variables (a = R · Ts/L - 1, b = Ts/L)

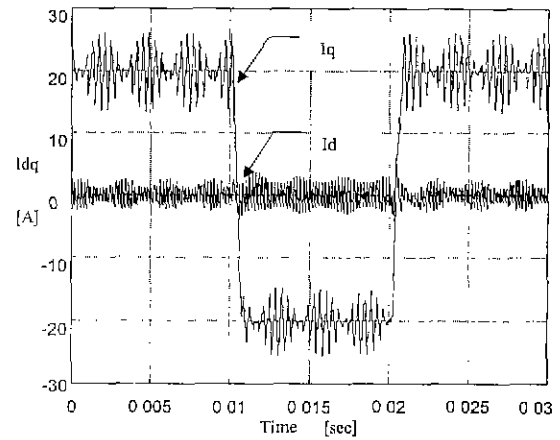
초기상수의 동정 또는 양산시의 상수동정시에 적용하면 좋은 효과를 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

5. 결론

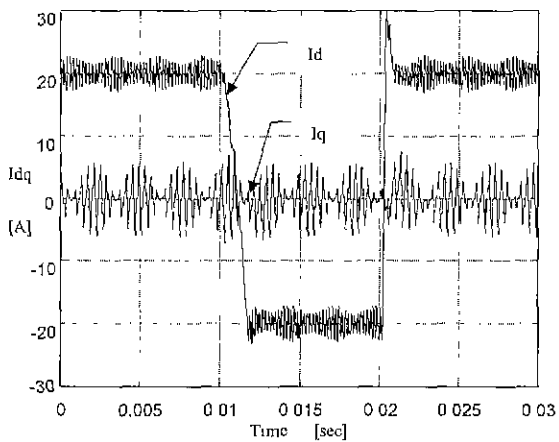
본 논문에서는 PWM 컨버터의 전류제어성능을 개선하기 위한 상수추정법으로 최소자승법을 도입하여 각각 D축 및 Q축 변수를 이용한 추정특성을 비교하였으며, 또한 추정된 상수를 이용한 디지털 전류제어기 시뮬레이션을 통하여 제어성능 개선효과를 확인하였다. 시뮬레이션 결과 D축 변수를 이용한 추정특성이 우수하며, 제안한 방법은 초기의 상수동정 등에 적용하면 좋은 효과를 얻을 수 있을 것으로 보인다.



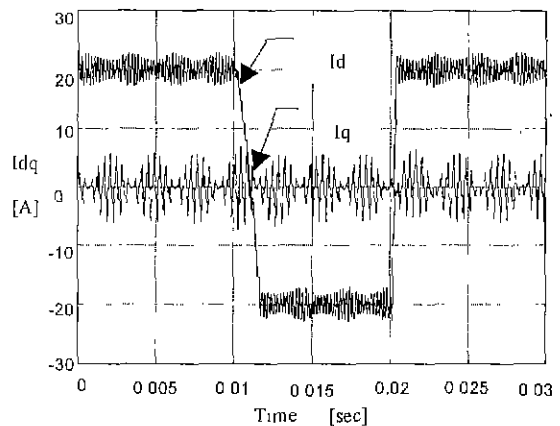
(a) 기준전류 $I_d = 0[A]$, 기준전류 $I_q : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$
 (a) reference current of $I_d = 0[A]$, reference current of $I_q : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$



(a) 기준전류 $I_d = 0[A]$, 기준전류 $I_q : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$
 (a) reference current of $I_d = 0[A]$, reference current of $I_q : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$



(b) 기준전류 $I_q = 0[A]$, 기준전류 $I_d : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$
 (b) reference current of $I_q = 0[A]$, reference current of $I_d : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$



(b) 기준전류 $I_q = 0[A]$, 기준전류 $I_d : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$
 (b) reference current of $I_q = 0[A]$, reference current of $I_d : 20[A] \leftrightarrow -20[A]$

그림 4 초기 인덕턴스를 이용한 시뮬레이션 전류 파형
 (인덕턴스: $1.2 \cdot L$)

Fig. 4 Simulated current waveform by using the initial inductance (Inductance: $1.2 \cdot L$)

그림 5 추정 인덕턴스를 이용한 시뮬레이션 전류 파형

Fig. 5 Simulated current waveform by using the estimated inductance

참 고 문 헌

- [1] S. Bhattacharya, D.G Holmes, and D.M. Divan, "Optimizing Three Phase Current Regulators For Low Inductance Loads", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 2357-2364, 1995.
- [2] Jm-Woo Lee, "Analysis and Design of Digital Current Controller for PWM Converters", IEEE PESC Conf. Rec., pp. 1375-1380, 1998
- [3] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives", IEEE IAS Conf. Rec., pp 538-544, 1992.
- [4] G. C Goodwin and K. S. Sin, Adaptive Filtering Prediction and Control, Prentice-Hall, Inc. pp. 47-105, 1984.