

# 전류 제어형 인버터의 가변 구조 제어 방식에 관한 연구

이정욱<sup>o</sup>, 유지훈, 박기태  
고려대학교 전기공학과

## Variable Structure Control Method for Current Controlled Inverter

Jong-Uk Lee<sup>o</sup>, Ji-Yoon Yoo, Gwi-Tac Park  
Dept. of Electrical Eng., Korea University

**Abstract** - This paper proposes an approach to control the current amplitude and phase simultaneously. To do this, variable structure control and adaptive parameter estimation are applied to the current control of a single-phase PWM inverter with unknown R-L series load. The load parameters,  $R$  and  $L$ , are estimated by using the recursive least square method and these parameters are used to adjust the feedback gains of control input. The inverter system is modelled in a 2nd-order system by treating load current variation caused by inductive component as a disturbance. Simulation and experiment based on the 2nd-order model are done and the results show good dynamic response and low THD.

은 THD를 얻을 수 있었다.

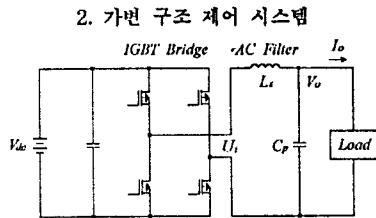


그림 1 단상 PWM 인버터

### 1. 서 론

AC 모터와 같은 고성능 시스템의 경우 빠른 응답 특성과 고정밀 제어가 필수적이며, 전류제어 PWM 인버터가 널리 이용되고 있다.

인버터의 전류제어에 있어서 기본적으로 요구되는 성능은 과도상태에 대한 빠른 응답, 정상상태에서의 적은 전류 리플, 최적화 스위칭패턴 그리고 부하상태의 변화에 대한 안정화 등을 들 수 있다. 전류제어 방식은 크게 히스테리시스, 램프, 예측 제어방식으로 구분할 수 있다 [1,2]. 그러나, 이러한 전류제어방식은 위의 조건을 만족시키지 못하며, 부하 파라미터들이 일정값으로부터 벗어나는 경우 전류 제어기의 제한 이득을 재조정해야만 하며, 실제값과 지정값과의 차이는 시스템의 안정도를 감소시킨다.

가변구조제어는 스위칭 평면에서 불연속적인 제어가 이루어지며, 시스템의 안정화, 파라미터 변동이나 부하 외란에 대해 강인성을 갖는다. PWM 인버터에 가변구조제어를 적용한 기존의 연구는 저항 부하나 비선형 부하를 갖는 UPS의 전압제어에 한정되며[3-5], 주파수 변동, 고정 이득 그리고 전압제어에 의한 전류 리플과 같은 특성을 가지고 있다. 부하 전류를 제어할 경우, 특히 부하의 R-L의 성분비를 모르는 경우, 기존의 제어 방법으로는 전류의 크기와 위상을 동시에 효율적으로 제어하기가 불가능하다. 따라서, 본 논문에서는 전류의 크기와 위상을 동시에 제어하기 위하여 부하 전류에서 인덕턴스 성분에 의한 전류 변화분을 외란으로 간주하고, 시스템의 안정도와 성능을 향상시키기 위하여 RLS(recursive least square)에 의한 파라미터 예측기법을 사용하였다[2].

Fig. 1의 R-L 부하를 갖는 PWM 인버터는 3차 시스템으로 모델링된다. 시스템의 차수를 줄이기 위해 부하의 인덕턴스 성분을 외란으로 간주하여 2차 시스템으로 모델링한다. 간략화된 모델은 부하의 인덕턴스 성분과 전류의 변화분이 포함되기 때문에 안정도 및 제어 성능을 보장할 수 없다. 따라서 제어입력의 제한이득은 재조정되어야 한다.

본 논문에서는 다음과 같은 과정에 의해 전류제어가 이루어진다. 1) 측정된 부하 전류 및 전압으로부터 부하 파라미터를 예측한다. 2) 제안한 2차 모델에 의해 외란을 계산한다. 3) 슬라이딩 조건을 만족하고 기존 전류를 추종하기 위한 제어입력의 제한이득을 계산한다. 4) PWM 형태를 결정한다. 여기서 제어입력은 등가제어입력, 전항제어입력, 제한제어입력으로 구성된다.

제안한 2차 모델과 제어 알고리즘에 의해 시뮬레이션과 실험을 한 결과 지정값을 벗어난 부하에 대해서도 좋은 성능, 빠른 과도 응답, 낮

### 2. 가변 구조 제어 시스템

그림 1은 단상 PWM 인버터 회로이다. R-L 부하를 가지는 인버터를  $x = [I_o \ I_o']^T$ 를 상태 변수로 하여 다음과 같은 상태 방정식을 유도한다. 이 경우 부하의 인덕턴스 성분에 의한 부하 전류의 변화분을 외란으로 간주한다. 따라서, 외란  $w(t)$ 는 부하 인덕턴스  $L_o$ 를 포함하는 성분만으로 구성된다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fw(t) \quad (1)$$

$$w(t) = -\frac{L_o}{R_o} I_o'(t) - \frac{L_o}{R_o L_s C_p} I_o(t) \quad (2)$$

여기서  $x(t)$ : 상태 변수 벡터,  $u(t)$ : 제어 입력,  $w(t)$ : 외란,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{L_s C_p} & -\frac{1}{R_o C_p} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{R_o L_s C_p} \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

### 3. 슬라이딩 모드 제어

식 (1)로부터 다음과 같은 오차  $e = [I_o - I_{ref} \ I_o' - I_{ref}']^T$ 를 상태 벡터로 하는 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{e}(t) = Ae(t) + Bu(t) + D + Fw(t) \quad (3)$$

여기서  $e(t)$ : 오차 벡터

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_s C_p} I_{ref} - \frac{1}{R_o C_p} I_{ref}' - \ddot{I}_{ref} \end{bmatrix}$$

행렬  $D$ 는  $I_{ref}$ ,  $I_{ref}'$ ,  $\ddot{I}_{ref}$ 로 구성되는 정확히 알고 있는 외란성분으로 이것은 전항제어에 의해 보상되어질 수 있다.

다음과 같은 슬라이딩 모드를 정의하고

$$S = (e \mid Ge = 0) \quad (4)$$

외란이 존재하지 않는 시스템에 대한 등가제어입력은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\dot{S} = Ge = GAe + GBu + GD = 0 \quad (5)$$

$$u_{eq} = -(GB)^{-1} [GAe + GD] \quad (6)$$

제한에 의한 페루프 시스템이 스위칭 라인 S위에서 안정하도록 다음과 같은 슬라이딩 모드 S를 정의한다.

$$S = Ge = c_1 e_1 + \dot{e}_1 \quad (7)$$

$$\dot{S} = G\dot{e} = c_1 \dot{e}_1 + \ddot{e}_1 \quad (8)$$

전류 오차에 대한 제한 제어 입력은 식 (9)와 같이 유도된다.

$$\Delta u = \Delta k_1 e_1 + \Delta k_2 \dot{e}_1 + \Delta k_w \quad (9)$$

스위칭 라인위에서 상태 오차들이 원점에서의 안정된 수렴을 하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$S \dot{S} < 0 \quad (10)$$

$$S \dot{S} = (a_1 + b \Delta k_1) S e_1 + (c_1 + a_2 + b \Delta k_2) S e_2 + (w + b \Delta k_w) S < 0 \quad (11)$$

여기서,  $a_1 = -\frac{1}{L_s C_p}$ ,  $a_2 = -\frac{1}{R_o C_p}$ ,  $b = -\frac{1}{R_o L_s C_p}$

위의 슬라이딩 조건을 만족시키는 제한제어입력의 이득은 다음과 같이 표현되어진다.

$$\Delta k_1 = \begin{cases} \Delta k_1^+ < \min(-\frac{a_1}{b}) & \text{if } S e_1 > 0 \\ \Delta k_1^- > \max(-\frac{a_1}{b}) & \text{if } S e_1 < 0 \end{cases}$$

$$\Delta k_2 = \begin{cases} \Delta k_2^+ < \min(-\frac{c_1 + a_2}{b}) & \text{if } S e_2 > 0 \\ \Delta k_2^- > \max(-\frac{c_1 + a_2}{b}) & \text{if } S e_2 < 0 \end{cases} \quad (12)$$

$$\Delta k_w = \begin{cases} \Delta k_w^+ < \min(-\frac{w}{b}) & \text{if } S > 0 \\ \Delta k_w^- > \max(-\frac{w}{b}) & \text{if } S < 0 \end{cases}$$

지금까지는 파라미터 변동이나 외란을 전혀 고려하지 않았으며, 파라미터 변동이나 외란을 고려할 경우 다음과 같이 제한 이득을 얻을 수 있다. R-L 부하를 갖는 인버터 시스템에서  $R_o \gg \omega L_o$ 인 경우 부하 임피던스 성분을 거의 무시될 수 있으며, 이는 SMC에 의해 보상가능하다. 하지만 인덕턴스 성분이 클 경우 인덕턴스에 의한 부하 전류 변화분을 제한 제어 입력에서 보상해 주어야 하며, 파라미터 변동을 다음과 같다고 가정한다.

$$\begin{aligned} L_{smin} < L_s < L_{smax} \\ C_{min} < C_p < C_{max} \\ R_{min} < R_o < R_{max} \\ L_{omin} < L_o < L_{omax} \end{aligned} \quad (13)$$

위의 가정으로부터 제어입력의 제한이득은 식(14)와 같이 표현된다.

$$\Delta k_1 = \begin{cases} \Delta k_1^+ < \min(-\frac{R_{max} L_{smax} C_{max}}{L_{smin} C_{min}}) & \text{if } S e_1 > 0 \\ \Delta k_1^- > \max(-\frac{R_{min} L_{smin} C_{min}}{L_{smax} C_{max}}) & \text{if } S e_1 < 0 \end{cases} \quad (14)$$

$$\Delta k_2 = \begin{cases} \Delta k_2^+ < \min(-\frac{c_1 R_{max} C_{max} - 1}{R_{max} C_{max}} R_{min} L_{smin} C_{min}) & \text{if } S e_2 > 0 \\ \Delta k_2^- > \max(-\frac{c_1 R_{min} C_{min} - 1}{R_{min} C_{min}} R_{max} L_{smax} C_{max}) & \text{if } S e_2 < 0 \end{cases}$$

$$\Delta k_w = \begin{cases} \Delta k_w^+ < \min(-\frac{L_{omax}}{R_{min}} I_o - \frac{L_{omax}}{R_{min} L_{smin} C_{min}} I_o) & \text{if } S > 0 \\ \Delta k_w^- > \max(-\frac{L_{omin}}{R_{max}} I_o - \frac{L_{omin}}{R_{max} L_{smax} C_{max}} I_o) & \text{if } S < 0 \end{cases}$$

슬라이딩 모드 제어에서 시스템은 스위칭 라인을 벗어나지 않고 계속해서 스위칭 평면에 존재해야만 한다. 그러나 시스템의 파라미터가 앞에서 정의된 값을 벗어나는 경우 슬라이딩 존재 조건은 만족되지 않으며, 이러한 문제를 해결하기 위해 부하 파라미터를 예측하는 방법을

도입하고자 한다.

#### 4. 파라미터 예측 제어

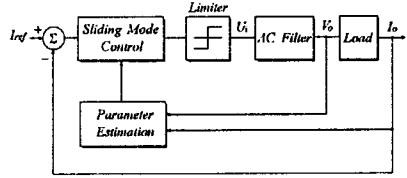


그림 2 제안한 전류 제어기의 블록도

부정확한 파라미터는 시스템의 성능을 저하시키며, 결과적으로 시스템의 안정성을 보장받을 수 없게 된다. 따라서 페루프의 제한이득의 재조정이 요구된다. R-L 부하에서 그 성분이 변화하는 경우에 대해 제어가 가능하도록 하기 위해서 파라미터 예측 알고리즘을 적용하였다.

R-L을 부하로 갖는 PWM 인버터에서 부하 전압과 전류의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} = -\frac{1}{C_p} \frac{di_o}{dt} - \frac{1}{L_s C_p} v_o + \frac{1}{L_s C_p} u_i \quad (15)$$

$$\frac{di_o}{dt} = -\frac{R_o}{L_o} i_o + \frac{1}{L_o} v_o \quad (16)$$

여기서 LC 필터를 이루는 성분은 일정하다고 가정하고 부하성분을 예측하기 위하여 다음과 같은 regression 방정식으로부터 샘플링시간  $T_s$ 에 관계되는 전류의 차분방정식이 유도되어진다.

$$y(k) = \Gamma^T(k-1) \theta(k) \quad (17)$$

$$y(k) = I_o(k) \quad (18)$$

$$\Gamma(k) = [I_o(k-1) V_o(k)]^T \quad (19)$$

$$\theta(k) = [a_1 \ a_2]^T \quad (20)$$

RLS에 의해 예측되어지는 파라미터 벡터  $\theta$ 로부터 인버터의 부하 저항 성분( $\hat{R}_o$ )과 부하인덕턴스 성분( $\hat{L}_o$ )을 알 수 있다.

$$\hat{R}_o = \frac{1}{\hat{a}_2} (1 - \hat{a}_1) \quad (21)$$

$$\hat{L}_o = \frac{\hat{a}_1}{\hat{a}_2} T_s \quad (22)$$

여기서  $T_s$ 는 샘플링 시간이다.

위의 regression 방정식으로부터 RLS 파라미터 예측방정식은 다음과 같다.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + L(k)[y(k) - \Gamma^T(k) \hat{\theta}(k-1)] \quad (23)$$

$$L(k) = \frac{P(k-1)\Gamma(k)}{1 + \Gamma^T(k)P(k-1)\Gamma(k)} \quad (24)$$

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)\Gamma(k)\Gamma^T(k)P(k-1)}{1 + \Gamma^T(k)P(k-1)\Gamma(k)} \quad (25)$$

#### 5. 시뮬레이션

제안한 전류제어 알고리즘의 유용성을 입증하고자 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션에 사용한 파라미터는 다음과 같다.

DC voltage	: $V_{dc} = 110 \text{ V}$
Filter inductance	: $L_s = 1.042 \text{ mH}$
Filter capacitance	: $C_p = 40.15 \text{ } \mu\text{F}$
Rated resistance	: $R_o = 20 \text{ } \Omega$
Rated inductance	: $L_o = 3.22 \text{ mH}$
Sampling period	: $T_s = 98 \text{ } \mu\text{sec}$
Sampling frequency	: $f_s = 10.2 \text{ kHz}$

PWM 인버터의 기준 전류  $I_{ref}$ 는 다음과 같다.

$$I_{ref} = 4 \cos \omega t \quad (26)$$

여기서,  $\omega = 2\pi f(\text{rad/s})$ ,  $f = 60(\text{Hz})$ .

LC 필터의 파라미터 변동은 지정값으로부터  $\pm 15\%$ 라고 가정하고 제한 이득이 결정된다. 그림 3에 여러가지 조건하에서의 부하 전류  $i_o$ 를 나타내었으며, 그림 4는 제안한 제어 알고리즘에 의한 각종 파형을 나타내고 있다. 제안한 전류제어방식과 부하 파라미터 예측방법에 의해 부하의 파라미터를 정확하게 예측하며, 기준전류 역시 정확하게 추종함을 알 수 있다.

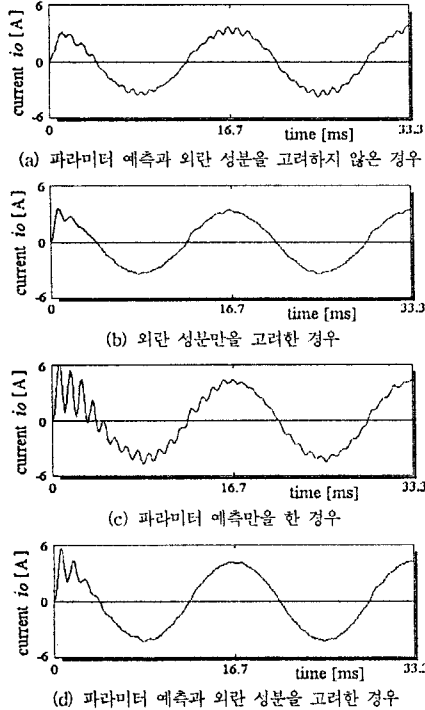


그림 3 부하 전류  $i_o$  (real  $R_o = 20\Omega$ , nominal  $R_o = 15\Omega$ ,  $L_o = 3.22\text{mH}$ )

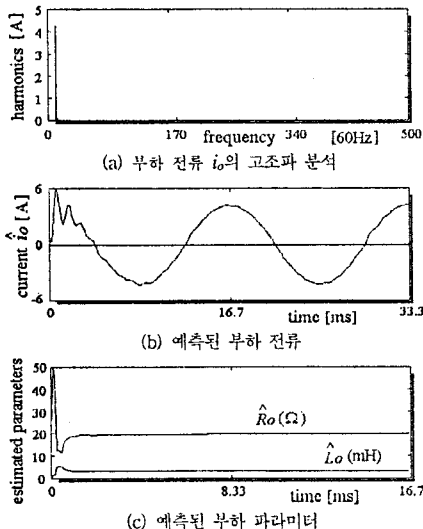
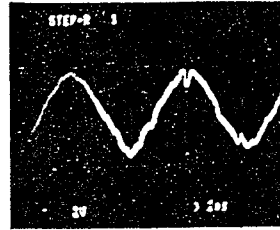


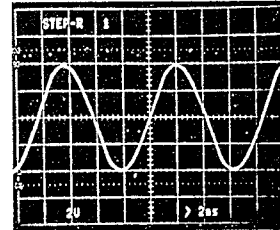
그림 4 파라미터 예측과 외란 성분을 고려한 경우의 파형

## 6. 실험 결과

제안한 전류제어 알고리즘을 이용하여 인버터의 성능을 평가하기 위해서 실험한 결과를 제시하고자 한다. 실험시에 사용한 파라미터는 시뮬레이션과 동일하다.



(a) 파라미터 예측과 외란 성분을 고려하지 않은 경우



(b) 파라미터 예측과 외란 성분을 고려한 경우

그림 5 부하 전류  $i_o$  (real  $R_o = 20\Omega$ , nominal  $R_o = 15\Omega$ ,  $L_o = 3.22\text{mH}$ )

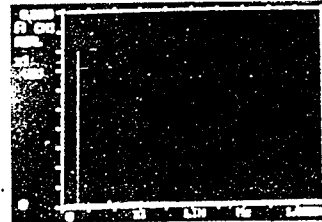


그림 6 부하 전류  $i_o$ (그림 5(b))의 고조파 분석

## 7. 결론

본 논문에서는 전류의 크기와 위상을 동시에 제어하기 위하여 단상 PWM 인버터의 전류제어에 가변구조제어와 적응 파라미터 예측방법을 사용하였다. 부하 전류에서 인덕턴스 성분에 의한 전류 변화분을 외란으로 간주하고 RLS에 의한 파라미터 예측기법을 사용하였다. 그 결과, 가변구조 제어의 특성을 확인할 수 있었으며, LC 필터에서의 파라미터 오차에 대해 안정된 제어가 이루어졌으며, 부하의 저항과 인덕턴스 성분을 정확하게 예측할 수 있었다. 또한, 낮은 고조파 왜율, 파라미터 변동이나 부하 외란에 대해 강인성과 안정성을 얻을 수 있었다.

## 참고 문헌

- [1] David M. Brod and Donald W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters", IEEE, Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-21, No. 4, May/June 1985.
- [2] Kwan-Yuhl Cho, Dong-Seong Oh, and Myung-Joong Youn, "Deadbeat Current Control for a Voltage-Fed PWM Inverter with Delayed Input Voltage Feedback", Proc. of IECON'91, pp.314-319, 1991.
- [3] Shih-Liang Jung and Ying-Yu Tzou, "Sliding Mode Control of a Closed-Loop Regulated PWM Inverter under Large Load Variations", IEEE, pp.616-622, 1993.
- [4] K.Jezernik and D.Zadravec, "Sliding Mode Controller for a Single Phase Inverter", APSC Conf. Proc., pp.185-190, 1990.
- [5] M.Carpita, M.Marchesoni, M.Oberti, and L.Puglisi, "Power Conditioning System Using Sliding Mode Control", IEEE PESC Conf. Rec., pp.625-633, 1988.