

전동기 구동 시스템에서의 적분기 포화 방지를 위한 새로운 안티-와인드업 기법

논문
58P-3-6

The New Anti-Windup Strategy for an Integrator Saturation Protect of a Motor Driving System

조 내 수* · 김 우 현†
(Nae-Soo Cho · Woo-Hyun Kim)

Abstract - In a high performance motor driving system, PI controller which is simple implementation is frequently used. But, PI controller has various problems because of an integrator saturation. Therefore, the various methods of an anti-windup have been studied to solve such problems. But, conventional anti-windup methods have still problem with large overshoot and long settling time in the driving conditions. In this paper, to improve such problem, it is proposed a new anti-windup strategy. Using LPF and PI controller, it is improved an overshoot and reduced settling time. Simulation results have verified usefulness of the proposed method using MATLAB/Simulink.

Key Words : Anti-Windup , PI Controller, LPF, Integrator Saturation

1. 서 론

산업의 발달과 기술향상으로 제품의 품질과 산업 생산성 향상을 위해 급가속 및 정밀 속도제어가 요구되는 고성능 전동기 구동 시스템의 응용분야가 넓어지고 있다. 이러한 고성능 전동기 구동시스템에 사용되는 속도 및 전류 제어기는 퍼지 제어, 신경망 제어, PI(Proportional Integral)형태제어기 등 많은 제어 기법들이 연구되고 있다[1]. 그 중에서 현재까지도 구현이 쉽고 우수한 특성을 가지는 PI제어기가 가장 많이 사용되고 있다. 그러나 PI제어기의 경우 적분기 포화에 의한 누적 현상으로 시스템의 응답이 느려지고, 오버슈트를 동반한다. 이러한 문제점을 개선하기 위해서 적분기 포화 방지를 위한 안티-와인드업에 대한 많은 연구가 이루어졌다[2-8]. 기존의 안티-와인드업에 대한 연구에는 제어 입력이 포화되었을 경우 적분기에서 누적된 값을 빼주는 방식의 트래킹 안티-와인드업 방법, 특정 조건이 만족될 경우 적분기 동작을 온, 오프 하는 방식인 조건부 안티-와인드업 방법과 FFT(Fast Fourier Transform)등의 신호처리를 이용하는 방법 등이 있다. 하지만 이런 방법들은 속도 지령의 영역 및 시스템의 구동 조건에 따라 여전히 응답에 오버슈트가 발생하며 느린 정착시간을 가지는 문제점이 남아 있다. 따라서 본 논문에서는 속도 제어기에서 계단 입력에 따른 속도영역에 관계없이 오버슈트를 억제하는 새로운 방식의 안티-와인드업 기법을 제안한다. 제안한 방법은 적분기가 포화되는 시점에 PI제어기에서 I제어기 대신 LPF(Low Pass Filter)를 사용하여 빠른 시간에 적분기 포화를 제거하

여 오버슈트를 억제하며, LPF의 특성으로 인해 빠른 정착시간을 갖는다. 제안한 방법의 타당성을 MATLAB/Simulink를 이용한 모의실험을 통해 검증하며, 기존의 안티-와인드업 방법들과 비교를 통해 제안한 방법의 우수성을 확인 한다.

2. 본 론

2.1 적분기 누적 현상[2,8]

그림 1은 적분기 포화 현상을 설명하기위한 블록도이다. 주어진 기준 계단 입력이 충분히 커서 구동기를 u_{max} 에서 포화되게 한다고 가정한다. 적분기는 오차 $e(t)$ 를 계속 누적해서 신호 $u_c(t)$ 가 계속 커진다. 그러나 플랜트의 입력은 여전히 최대값, 즉 $u = u_{max}$ 에 있게 되어 플랜트 출력이 기준 입력을 초과하여 오차의 부호가 바뀔 때까지 오차는 존재하게 된다. 플랜트의 입력은 변하지 않으며 $u_c(t)$ 의 증가는 아무런 도움이 되지 않는다. 왜냐하면 포화가 오랫동안 지속되면 $u_c(t)$ 가 상당히 커지게 되기 때문이다. 제어기가 포화되지 않는 선형 영역 안으로 적분기 출력이 돌아오게 하기 위해서는 상당한 양의 반대 방향의 오차가 발생하게 되며 이것은 과도응답에 나쁜 영향을 미친다. 이 문제를 해결하기 위해 구동기가 포화되자마자 적분동작을 차단하는 적분기 안티-와인드업 방법이 연구되었다. 그림 1에서 플랜트의 입력은 ± 1 로 제한하고 $K_p = 2, K_I = 4$ 일 경우 단위 계단 입력에 대한 출력 및 제어 입력의 특성을 그림 2에 나타내었다. 그림 2로부터 적분기 포화현상에 따른 응답 특성을 확인할 수 있다.

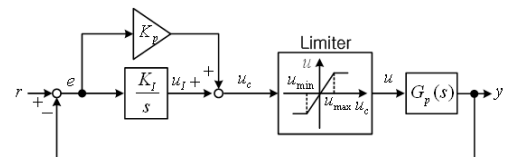


그림 1 포화가 있는 시스템
Fig. 1 System with saturation

* 정 회 원 : 경북대학교 전자전기컴퓨터공학부 외래교수
† 교신저자, 정회원 : 영남이공대학 로보테크과 부교수 · 공박
E-mail : whkim@ync.ac.kr

접수일자 : 2009년 5월 10일

최종완료 : 2009년 8월 19일

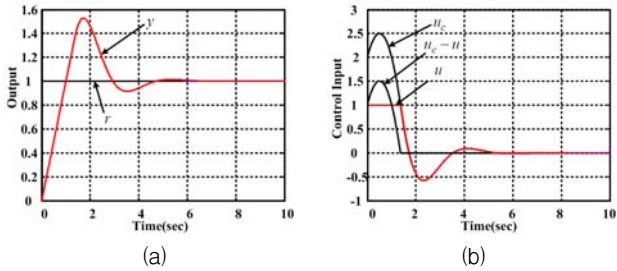


그림 2 그림 1 시스템에 대한 응답
Fig. 2 Response of Fig.1 system

2.2 기존의 적분기 안티-와인드업 방법

적분기 안티-와인드업 방법에는 크게 트래킹 방법과 조건부 방법, 신호처리에 의한 방법 등이 있다. 본 절에서는 각각의 방법에 대해 간단하게 알아본다.

2.2.1 트래킹 안티-와인드업 방법[3]

트래킹 안티-와인드업 기법을 그림 3에 나타내었다. 그림 3은 적분기가 포화될 경우 적분기 입력을 K_a 를 이용해서 감소시키는 방법이다[3]. 즉 적분기로 들어오는 오차 값을 K_a 를 이용해서 음의 값이 되게 하여 적분기의 포화를 방지한다. 그림 3(b)에서 오차 $e(t)$ 와 제어 입력 $u_c(t)$ 와의 입출력 관계는 식(1)로 표현 된다[2]. 식 (1)로부터 포화되는 시간 동안에는 적분기는 1차 지연요소가 됨을 알 수 있다. 여기서 K_a 를 안티-와인드업 이득이라 한다. K_a 의 값은 경험적으로 선정하며, 모든 오차 조건 아래서 적분기 입력을 작게 유지하도록 충분히 크게 선정하면 되고 일반적으로 비례제어 이득 K_p 의 역수로 설정하면 좋은 응답 특성을 보인다 [2]. 그림 1의 시스템에 대하여 트래킹 안티-와인드업 방법을 사용한 모의실험 결과를 그림 4(a), (b)에 나타내었다. 적분기 포화로 인한 제어 입력의 포화 시간이 현저하게 줄었으며, 오버슈트도 감소함을 알 수 있다.

$$\frac{U_c(s)}{E(s)} = \frac{K_p s + K_I}{s + K_a K_I} \quad (1)$$

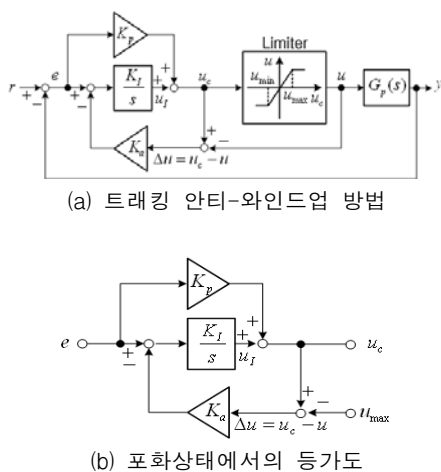


그림 3 트래킹 안티-와인드업 방법
Fig. 3 Tracking anti-windup method

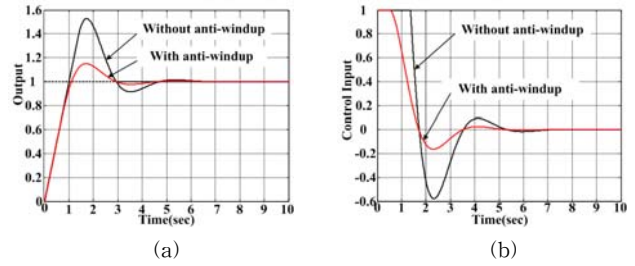


그림 4 트래킹 안티-와인드업 방법의 응답
Fig. 4 Response of tracking anti-windup method

2.2.2 조건부 안티-와인드업 방법[4]

그림 5는 조건부 안티-와인드업 방법의 제어 구조를 나타낸다. 이 방법은 제한기 앞 단의 제어 출력 $u_c(t)$ 와 제한기 뒤 단의 제어 출력 $u(t)$ 의 관계에 따라 포화시점에서 적분기를 리셋 시킨다. 즉 $u_c(t) = u(t)$ 에서 PI제어기로 구동하다가 $u_c(t) \neq u(t)$ 상태에서는 P제어기만으로 동작 시키는 방법이다. 이 방법의 경우 디지털 제어기를 이용하게 되면 포화가 발생하는 즉시 적분기 값을 0으로 만들어 주면 되기 때문에 굉장히 쉽게 구현할 수 있다. 그러나 응답 성능이 운전 조건에 의해서 계속 변동하므로 최적의 절환 시점을 결정하기 어려운 단점이 있다. 그림 6은 조건부 안티-와인드업 방법을 이용한 모의실험 결과이다. 이 방법 역시 안티-와인드업을 사용하지 않은 경우에 비해 오버슈트가 감소하며, 안티-와인드업 이득이 잘 동조된 트래킹 안티-와인드업 방법과 유사한 성능을 보인다.

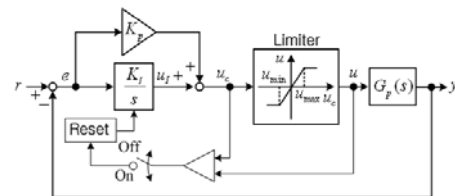


그림 5 조건부 안티-와인드업 방법
Fig. 5 Conditional anti-windup method

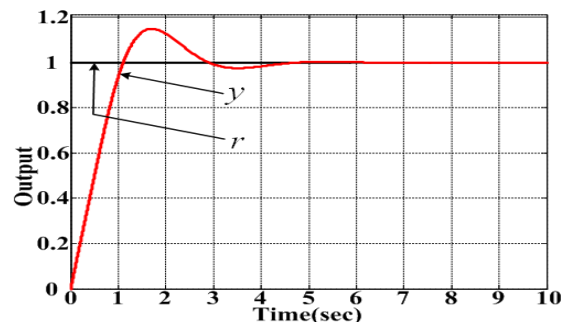


그림 6 조건부 안티-와인드업 방법의 응답
Fig. 6 Response of conditional anti-windup method

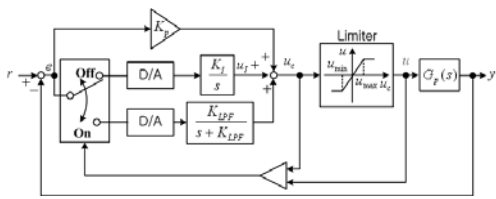
2.2.3 신호처리를 이용한 방법[5]

위에서 살펴본 안티-와인드업 방법들이 시간 영역에서의 적분기 포화에 대한 연구라면 신호처리를 이용한 방법은 주파수 영역에서의 안티-와인드업 방법이다. 이 방법은 시스

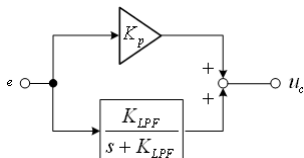
템의 가장 지배적인 주파수를 찾아 그 영역에서는 PI제어를 수행하고 그 이상의 영역에서는 P제어를 수행 한다. 그러나 이 방법은 우세 주파수를 찾기 위해 FFT나 DFT(Discrete Fourier Transform)와 같은 계산 량이 많은 연산을 수행 하여야 함으로 고성능의 DSP(Digital Signal Processor)를 요구하게 되어 설계비용의 상승을 가져 오게 되는 문제점을 가진다. 이상에서 살펴본 결과 기존 방법의 안티-와인드업 방법은 동작조건에 따라 오버슈트 발생 및 제어기 이득의 조정 조건이 변동하는 문제점을 갖고 있다.

2.3 제안된 안티-와인드업 방법

그림 7은 제안된 안티-와인드업 방법에 대한 블록도 이다. 제안된 방법에서는 조건부 안티-와인드업 방법과 유사한 구조를 가지면서 제어 입력에 포화가 발생한 시점에서 PI제어기로 구동하다 P제어기와 LPF를 통해서 구동하는 방식이다. 따라서 오차 $e(t)$ 와 제어 입력 $u_c(t)$ 의 관계가 트래킹 방법과 유사한 형태로 주어진다. 제안한 안티-와인드업 방법에서의 LPF의 전달함수는 식 (2)의 형태로 구현하였다. 따라서 그림 7(b)로부터 오차 $e(t)$ 와 제어입력 $u_c(t)$ 와의 입출력 관계는 식 (3)으로 표현된다. 식 (1)과 식 (3)은 1차 지연 형태를 가진다는 공통점이 있다. 그러나 식 (3)에는 안티-와인드업 이득이 포함되어 있지 않으며, 식 (1)은 적분기 포화를 제거하기위해서 오차 $e(t)$ 를 제어 입력 $u_c(t)$ 와 제 출력 $u(t)$ 의 차이를 이용하여 구한 식이고, 식 (3)은 오차 $e(t)$ 를 시스템 입력 $r(t)$ 와 시스템 출력 $y(t)$ 와의 차를 이용하여 구한 식이다. 식 (3)에서 K_{LPF} 의 값은 식 (1)과 동일한 시정수를 유지하기위해서 $K_{LPF} = K_a K_I$ 로 설정하였다. 적분기와 LPF의 차이를 확인하기 위해서 적분기와 LPF를 디지털로 변환하면 각각 식(4), (5)로 주어진다. 식 (5)의 α 는 식 (2)에서 LPF의 차단 주파수(K_{LPF})와 샘플링 시간(T_s)로 나타내면 $\alpha = T_s / (T_s + 1/K_{LPF})$ 이 된다. 식 (4) 즉, 적분기의 경우 포화된 적분 값은 예러가 음의 값을 가져야 포화가 제거되며, 이로 인해 시스템이 진동하거나 오버슈트가 발생 할 수 있다. 그러나 LPF는 식 (5)에서와 같이 적분 값이 $(1-\alpha)$ 로 주어지기 때문에 한 스텝 전의 적분 값이 1보다 작게 되어 적분기 보다 더 빨리 포화에서 벗어나게 된다.



(a) 제안된 안티-와인드업 방법



(b) 포화된 상태의 등가도

그림 7 제안된 안티-와인드업 방법
Fig. 7 Proposed anti-windup method

그림 8에는 기존 안티-와인드업 방법과 제안한 안티-와인드업 방법의 적분기 출력을 나타내었다. 제안한 방법이 가장 빠르게 0에 수렴하고 조건부 방법과 트래킹 방법의 경우 0.5초 이후로 같은 응답을 나타낸다.

$$G_{LPF}(s) = \frac{K_{LPF}}{s + K_{LPF}} \tag{2}$$

$$\frac{U_c(s)}{E(s)} = \frac{K_p s + K_{LPF}(K_p + 1)}{s + K_{LPF}} \tag{3}$$

$$I(k) = I(k-1) + K_f e(k) \tag{4}$$

$$I(k) = (1 - \alpha)I(k - 1) + \alpha e(k) \tag{5}$$

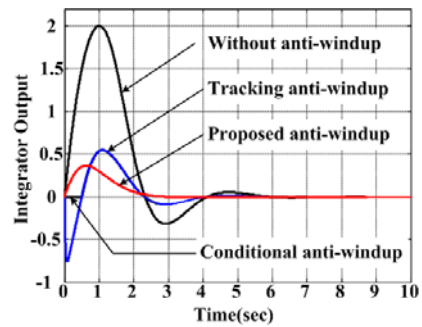


그림 8 적분기 출력 비교
Fig. 8 Comparison of integrator output

2.4 전동기 속도 제어 시스템의 제어기 이득 설계

그림 9는 전동기 속도제어 시스템의 등가모델이다. 여기서 T_L 은 부하토크를 d 는 외란을 의미한다. 일반적으로 속도제어기의 등가모델에서 전류 제어기와 전기시스템의 등가 모델은 1차 지연 형태로 ($G_{cc}(s)$) 나타내며[5], G_{cc} 의 대역폭 ω_{cc} 경우 속도제어기의 대역폭 ω_{sc} 에 비해 매우크기 때문에 이상적이라 가정하여 $G_{cc}(s) \approx 1$ 이라 둔다. 그러면 전체 시스템 전달함수는 식 (6)과 같다. 설계를 간단히 하기 위하여 마찰계수 B 를 부하에 포함[9]하면 식 (6)은 식 (7)로 간단하게 표현 된다. 식 (7)을 이용하여 속도제어기의 이득을 설계할 경우 일반적으로 식 (8)과 같은 형태를 가지게 된다[5]. 식 (8)에서 $\alpha = 2/\sqrt{5}, \beta = 1, \zeta = \sqrt{5}/2$ 로 설정하면 식 (9)와 같이 제어기 이득을 결정 할 수 있다. 여기서, ζ, ω_{sc} 는 각각 감쇠계수 및 속도제어기의 대역폭을 나타내며, 일반적으로 속도제어기의 대역폭은 전류제어기의 대역폭 ω_{cc} 의 $\omega_{cc}/5 \sim \omega_{cc}/10$ 정도로 설정한다. 위에서 구한 값을 이용해서 PI제어기와 PLPF의 응답특성 및 극점과 영점의 위치를 그림 10(a), (b)에 나타내었다. 그림 9 시스템의 경우 PLPF를

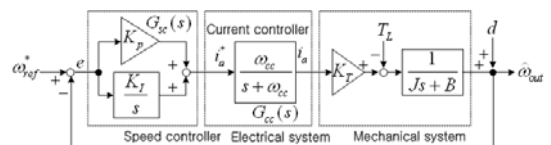


그림 9 전동기 구동 시스템의 등가 모델
Fig. 9 Equivalent model of motor driving system

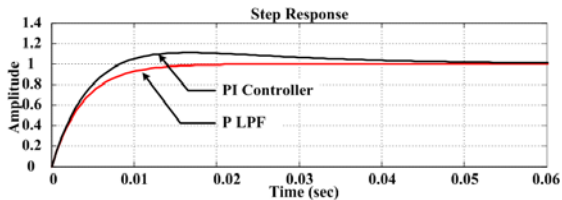
사용한 경우 시스템이 1차 지연 형태로 나타나며, 이것은 K_{LPF} 값을 조정하여 속도제어 시스템의 응답 성능을 조절할 수 있음을 의미한다.

$$G(s) = \frac{\widehat{W}_{out}(s)}{W_{ref}^*(s)} = \frac{\left(K_p \frac{K_T}{J}\right) \cdot \left(s + \frac{K_I}{K_p}\right)}{s^2 + \left(\frac{B + K_p K_T}{J}\right)s + \frac{K_I K_T}{J}} \quad (6)$$

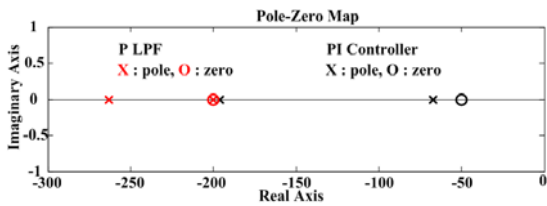
$$G(s) = \frac{\left(K_p \frac{K_T}{J}\right) \cdot \left(s + \frac{K_I}{K_p}\right)}{s^2 + \left(\frac{K_p K_T}{J}\right)s + \frac{K_I K_T}{J}} \quad (7)$$

$$K_p = \alpha \frac{J\omega_{sc}}{K_T}, K_I = \beta \frac{J\omega_{sc}^2}{5K_T} \quad (8)$$

$$K_p = \frac{J\omega_{sc}}{K_T}, K_I = \frac{J\omega_{sc}^2}{5K_T} \quad (9)$$



(a) 계단응답 특성



(b) 극점과 영점의 위치

그림 10 PI와 PLPF의 응답 비교
Fig. 10 Comparison of response (PI and PLPF)

2.5 실험결과

본 논문에서는 제안한 안티-와인드업 방법의 유용성을 확인하기 위해서 기존의 안티-와인드업 방법인 트래킹 방법과 조건부 방법 및 제한한 방법의 성능을 비교하였다. 그림 11은 실험에 사용된 시스템의 블록을 나타내며, 표 1에는 실험에 사용된 전동기 상수를 나타내었다.

제어기의 이득은 식 (7)의 결과를 모든 방법에 동일하게 적용 하였으며 트래킹 안티-와인드업 기법의 안티-와인드업 이득은 일반적으로 많이 사용하는 식 (1)의 결과를 사용하였다. 또, 전류제어기의 제어주파수 대역은 3000rad/sec, 전류제어 주기는 100μsec, 속도제어기의 제어 주파수 대역은

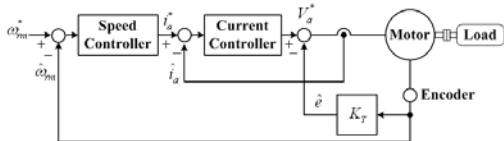


그림 11 전동기 속도제어 시스템
Fig. 11 Motor speed control system

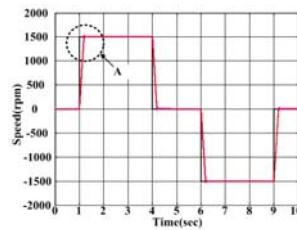
표 1 전동기 상수

Table 1 Motor parameters

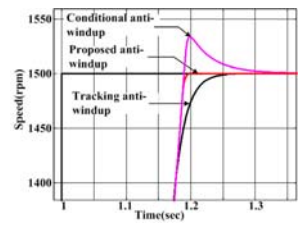
정격출력	19.9[kW]	고정자저항	0.35[Ω]
정격전압	260[V]	고장자인덕턴스	6.5[mH]
정격전류	90[A]	토크상수	1.14[Nm/A]
정격속도	1850[rpm]	관성계수	0.12[kgm ²]

300rad/sec, 속도제어 주기는 1msec로 설정하였다.

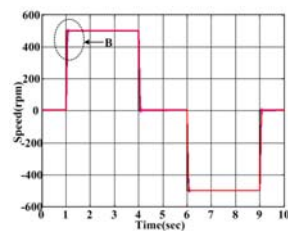
그림 12는 속도명령이 각각 ±1500rpm, ±500rpm, ±50rpm 일 경우의 속도응답과 A, B, C 영역을 확대한 그림 이다. 그림 12의 (d), (e), (f)에서 볼 수 있듯 조건부 방법은 세 가지 속도응답 모두에서 오버슈트가 발생 하고, 트래킹 방법에서는 50rpm에서 만 오버슈트가 발생하며, 제한한 방법은 오버슈트가 발생하지 않음을 알 수 있다. 즉, 트래킹 방법에서는 저속영역에서 오버슈트 억제하기위해서 안티-와인드업 이득을 수정해야 함을 알 수 있다. 그림 13은 1500rpm, 500rpm, 50rpm의 속도명령에 따른 전류응답과 D, E, F 영역을 확대하여 나타내었다. 그림 13의 (d), (e), (f)로부터 속도 명령에 따른 전류응답 특성도 제한된 방법이 가장 우수함을 확인 할 수 있다. 표 2에는 세 가지 방법에 대해서 각각 상승시간과 정착시간을 나타내었다. 상승시간은 두 방법에 비해 제한된 방법이 약간 느리나, 정착시간은 빠름을 알 수 있다. 위의 실험 결과 제안된 안티-와인드업 방법은 전동기의 속도영역에 관계없이 오버슈트가 발생하지 않고 바른 정착시간을 가짐을 확인하였다.



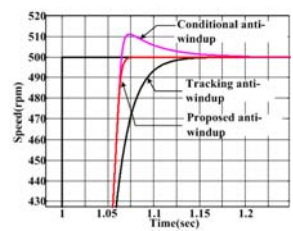
(a) ±1500rpm



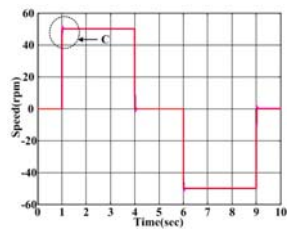
(d) A영역 확대



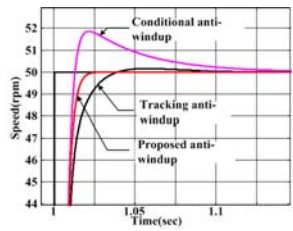
(b) ±500rpm



(e) B영역 확대



(c) ±50rpm



(f) C영역 확대

그림 12 속도응답
Fig. 12 Speed response

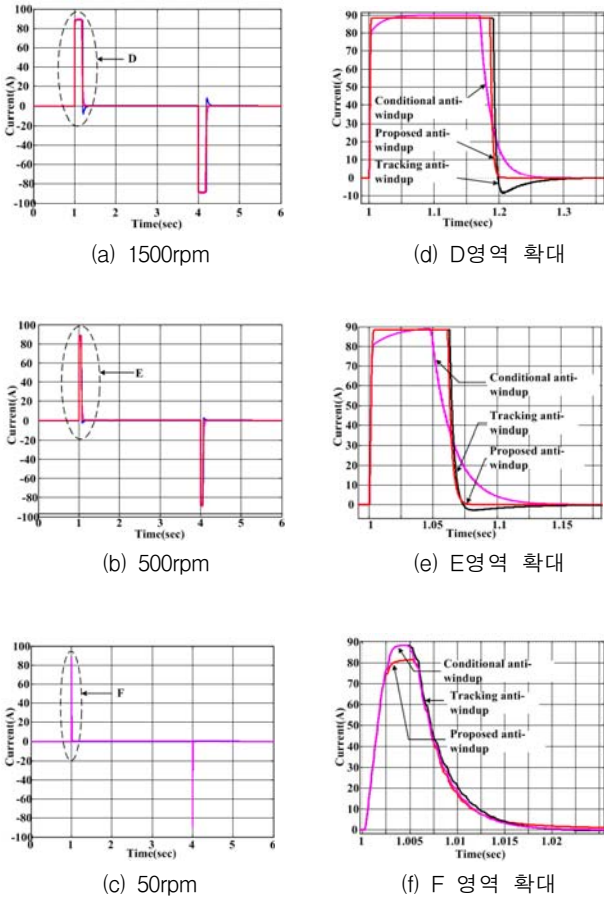


그림 13 속도 입력에 대한 전류응답
Fig. 13 Current response to speed input

다음은 외란이 존재하는 경우의 응답에 대해 기존 방법 및 제한한 방법을 비교하기 위해 출력 측에 정격 속도의 0.1%에 해당되는 백색잡음을 인가한 후의 응답특성을 그림 14에 나타내었다. 제안한 방법이 정상상태에 더 빠르게 도달하며 응답특성은 세 가지 방법 모두 외란이 없는 경우와 유사한 특성을 가짐을 확인할 수 있다.

표 2 상승시간 및 정착 시간 비교
Table 2 The comparison of rising time and settling time

	트래킹 방법	조건부 방법	제안된 방법
상승시간(sec)	0.0040	0.0057	0.0064
정착시간(sec)	0.0378	0.0566	0.0117

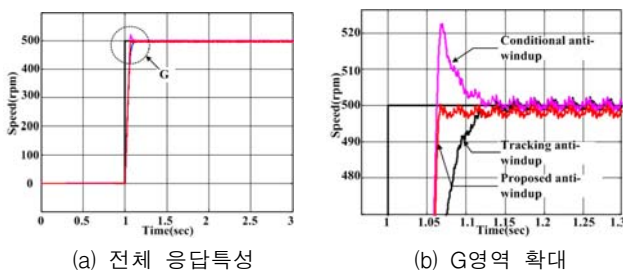


그림 14 외란이 존재하는 경우의 응답
Fig. 14 Response with disturbance

끝으로 부하변화에 대한 속도응답특성의 경우 기존방법과 제한한 방법 모두 기준 가속도의 전향보상 등을 통해 응답 성능을 개선할 수 있다[10].

3. 결 론

적분기 포화 방지를 위한 방법들이 많이 연구되고 있으나 일반적으로 구현하기 쉬운 트래킹 방법과 조건부 방법 등이 사용되고 있다. 그러나 이 방법들은 시스템의 구동조건에 따라 오버슈트가 발생하기 때문에 제어기의 이득을 조정해야 하는 문제점을 갖고 있다. 현재 산업의 발달로 전동기의 빈번한 가감속 응용이 많이 요구된다. 따라서 기존의 방법을 사용하기 위해서는 시스템 구동 중 안티-와인드업 이득을 빈번하게 조정하거나 최적의 안티-와인드업 이득을 구하여야 한다. 그러나 시스템 구동 부 족 전력제한 부가 비선형의 특성을 가지고 있어 최적의 안티-와인드업 이득을 구하는 것은 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 P제어기와 LPF를 이용하는 새로운 안티-와인드업 방법을 제안 하였다. 제안된 방법은 제어 입력이 포화되면 적분기를 LPF로 전환하여 사용하는 방법으로 적분기 포화를 방지하기 위한 안티-와인드업 이득을 사용하지 않는다. 따라서 전동기의 구동 속도 영역에 따른 안티-와인드업 이득의 조정을 요구하지 않으며, LPF의 특성으로 인해 전동기 구동 속도 영역에 관계없이 오버슈트를 억제하고 빠른 응답성능을 가진다. 모의실험을 통해 제한한 방법의 타당함을 입증하였고, 기존 방법들과의 비교 실험을 통해서 제안된 방법의 우수성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Yu J. S., Kim S. H., Lee B. K., Won C. Y. and Hur J., "Fuzzy-logic-based vector control scheme for permanent magnet synchronous motors in elevator drive applications," IEEE transactions on Industrial Electronics, vol.54 Issue 4, Aug., pp.2190~2200, 2007.
- [2] Gene Franklin, J.D. Powell, Abbas Emami-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, 5th Edition, Prentice Hall, 2006.
- [3] K.J. Astrom and T.Hagglund, PID controllers: Theory, Design, and Tuning. Instrument Society of America, pp. 88~92, 1995.
- [4] R. Hanus, M. Kinnaert, and J. L. Henrotte, "conditioning Technique, A General Anti-Windup and Bumpless Transfer Method," Automatica, vol.23(6), pp.729-739, 1987.
- [5] 석출기, 배상규, 이동춘, " 고성능 유도전동기 구동을 위한 자동 튜닝 Anti-windup 기법", 전력전자학회 논문집, pp.312~315, 2004.
- [6] C. Bhoon and D.P.Atherton, "Analysis package comparing PID anti-windup strategies", IEEE Control System Magazine, April, pp.34~40, 1995.
- [7] Y. Peng. D. Vrancic, and R.Hanus, "Anti-windup, Bumpless, and Conditioned Transfer Techniques for PID controllers", IEEE Control Systems Magazine, Aug., pp.48~57, 1996.

- [8] K. S. walgama, S. ronback, and J. Sternby, "Generalisation of conditioning technique for anti-windup comensators", IEEE Proc. control Theory Appl., vol. 139, no.2, 1991, pp.109-118.
- [9] H.Sugimoto and etc., "Practical Aspects of Theory and Design of AC Servo System, Chapter 7.1," in Japanese, Motor Electronics Publications, 1990.
- [10] H, Shim and etc., "Use of Accelerometer for Precision Motion Control of Linear Motor Driven Positioning System," IEEE Ind. Elec, Society, IECON'98, Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Vol. 4, pp2490-2414, 1998.

저 자 소 개



조 내 수 (趙 乃 守)

2001년 경일대학교 제어계측공학과 졸업(공학사). 2003년 경북대학교 대학원 전자과 졸업(공학석사). 2005년 경북대학교 대학원 전자과(박사수료). 2005년~2008년 경일대학교 제어 전기 공학부 초빙교수. 2008년~2009년 경북대학교 공과대학 전자전기 컴퓨터학부 초빙교수. 2009년 ~현재 경북대학교 전자과 외래교수. 관심분야는 전력전자, DSP응용제어, 제어시스템 설계, 임베디드 시스템.

Tel : 053-940-8526

Fax : 053-952-3262

E-mail : nscho0104@lycos.co.kr



김 우 현 (金 佑 鉉)

1994년 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사).1996년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 2000년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 2002년~현재 영남이공대학 로보테크과 부교수. 관심분야는 전력전자, 전동기 제어, 로봇응용.

Tel : 053-650-9632

Fax : 053-625-0345

E-mail : whkim@ync.ac.kr