論文98-35S-12-5

온라인 동조 PI 제어기법을 이용한 영구자석형 동기전동기의 속도 제어기 설계

(Design of a permanent magnetic synchronous motor speed servo controller using on-line tuning PI control method)

全 寅 孝 *, 林 相 德 **, 崔 重 暻 **, 朴 勝 燁 **

(In-hyo Jun, Sang-duck Im, Jung-keyng Choi, and Seung-yub Park)

요 약

본 논문은 브러시리스 직류 전동기의 속도제어를 위해 파라메타의 추정 없이 입력과 출력의 패턴을 관찰하여 PI 이득을 온라인(On-line)으로 설정하는 방법을 제안한다. 비례이득은 한계입력을 인가하여 가장 빠른 속도 상승을 유도하는 과정에서 설정되고, 적분이득은 비례제어 과정 중에 오버슈트 방지와 안정된 수렴이 적절히 이루어지도록 설정된다. 따라서 제안된 PI이득 조정은 온라인으로 제어와 동시에 수행됨으로써 시스템 파라메타 추정 등의 부가적인 작업이 필요 없다. 본 논문에서 제안하는 PI이득 조절기법은 직류전동기의 속도제어에 있어서 빠른 응답과 오버슈트 문제를 동시에 해결할 수 있고, 기존의 Auto-tuning 방법보다 간편하고 실용적이다. 컴퓨터 시뮬레이션과 실제 실험을 통하여 제안하는 방법의 유용성과 안정성을 보인다

Abstract

In this paper, a method of on-line PI gain-tuning is proposed for the speed control of brushless D.C. motor by investigating the pattern of input and output without estimating parameter . Proportional gain is tuned in the process to obtain a fast speed response by supplying the maximum constant input. And integral gain is appropriately tuned in the process of proportional control so that the response may be stably converged and the overshoot may be prevented. Therefore because both control and gain-tuning are executed concurrently, additional works that estimate parameters and so on aren't required in the proposed method. In the proposed method, both fast-response and overshoot problem are well solved, and it is more useful and convenient than existing auto-tuning methods in the speed control of D.C motor. It is illustrated by simulations and experimental results that the proposed method is useful and stable.

Ⅰ. 서 론

전동기는 산업체뿐만 아니라 일상생활에서까지 많이 사용되고 있다. 이러한 전동기에 대한 제어 알고리즘 연구는 많이 개발되었는데 특히 산업계에서는 PID제어기법으로 구현된 제어기를 많이 사용하고 있다. 이 PID제어기법에 대한 연구는 주로 비례, 적분, 미분 이득의 선택에 중점을 두었으며, 근래에는 다른 현대의 제어 기법과 결합된 형태로 많은 연구와 개발이 진행되고 있다[1]. 그러면서도 꾸준히 제기되어온 문제가 적절한 초기 고정 이득의 선택 및 제어기간 중의 이득 자동조절 문제이다. 이러한 자동이득조절 PID제어기의

* 正會員, 馬山大學 電子制御科
(Dept. of Electronic Control, Masan College)
** 正會員, 昌原大學校 電子工學科
(Dept. of Electronics Eng., Changwon Univ.)
接受日字: 1998年3月26日, 수정완료일: 1998年8月14日

성능 개선을 위한 연구도 어떤 현대 제어 기법 못지 않게 활발히 진행되어 왔다[2].

1942년 Ziegler와 Nichols는 제어 대상에 비례 제어기만을 도입하고 그 이득을 점차로 증가시킴으로써 얻은 임계이득(K_{pc})과 임계주파수(f_c)로부터 PID이득을 결정하는 소위 ZNM(Ziegler Nichols tuning Method)을 개발하여 해석적 설계를 가능케 하였다[3]. 또한 1984년 Åstr'öm과 H'ägglund는 Relay 궤환을 도입하여 ZNM에서 요구되는 K_{pc}와 f_c를 결정하여 PID이득을 조정함으로써 모델 파라미터 추정을 요하지 않는 자동이득 조절방법(Auto Tuning Rule)을 개발하고 그 성능을 입증하였다[4]. 그러나 이러한 여러가지 PI 이득 설정 방법들은 제어 대상의 정확한 정보를 미리 알아야 하는 경우와, 적당한 오버슈트를 통해 필요한 정보를 알아내는 방법이므로 상황에 따라서는 이러한 오버슈트가 문제가 될 수 있다. PI이득을 설정하는 방법으로 많이 사용되는 극점배치방법(pole placement method)의 경우에는 먼저 시스템 파라메타들을 추정하는 절차가 필요하다. 또한 정상상태오차를 없애고, 오버슈트 없이 과도기에 빠른 응답을 얻기 위해서는 여러 번의 시행착오가 수행되어야만 한다.

본 논문에서는 1차 계통의 거형파형 브러시리스 직류전동기의 속도제어를 위한 새로운 이득조정 알고리즘을 제안한다. 초기에 시스템이 허용하는 최대전류입력을 단위 계단 형태로 인가하여 과도기에 가장 빠른 속도상승을 유도한다. 이 과정에서 자연스럽게 얻어지는 과도응답특성을 해석함으로써 입력과 출력 사이의 근사적인 관계를 구할 수 있고, 이 입출력 관계로부터 비례이득을 설정한다. 다음은 설정된 비례이득을 이용하여 적절한 구간 동안에 빠른 속도상승을 유지하기 위하여 비례제어만을 수행한다. 마지막으로 정상상태오차를 제거하기 위해 누적되는 오차의 크기를 반영하면서 오차의 감소에도 불구하고 계속 작용하는 적분입력을 인가하여 비례적분제어를 수행한다. 이 때 적분이득은 비례제어만 수행되는 과정에서 만들어진 속도응답곡선을 관찰하여 오버슈트 방지와 안정된 수렴이 적절히 이루어지도록 설정된다. 따라서 제안된 PI이득조정 방법에서는 이득조정 절차를 제어와 동시에 온라인으로 수행됨으로써 시스템 파라메타를 추정해야 하는 부가적인 작업이 필요없고, 기존의 여러가지 이득조절 방법에 비해 보다 간편하게 빠른 과도응답을 유도하고 오버슈트 문제를 해결할 수 있다. 속도제어 서보시스템의 구현은 DSP를 이용하여 디지털 속도제어기를 구현하였고 전류제어기를 별도 제작하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안하는 알고리즘의 성능을 확인하였고, 전체 시스템의 실용성을 보인다.

Ⅱ. 거형파형 브러시리스 직류전동기의 동작특성

본 연구에서 제어대상으로 설정한 전동기는 24슬롯 3상 4극형 고정자와 4극 영구자석형 회전자를 갖는 정격전압 75V, 정격전류 4A 250W급 거형파형 브러시리스 직류전동기이며, 제작회사에서 제공되는 파라메타 값들은 표 1과 같다.

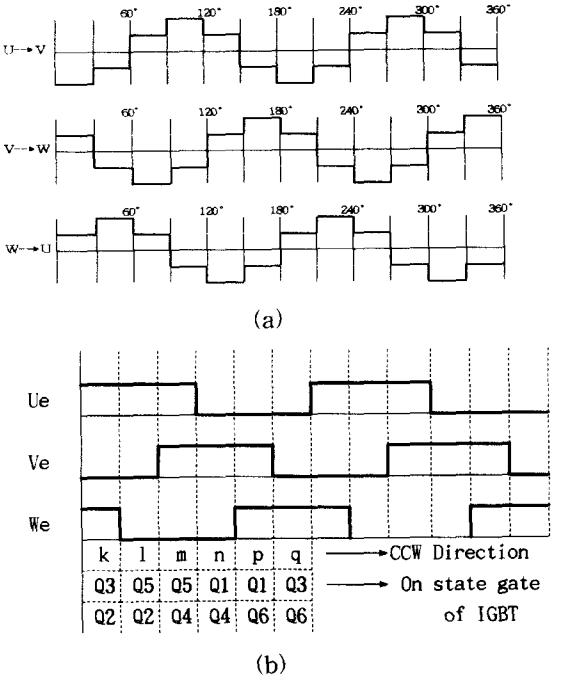


그림 1. 전동기 출력 신호
(a) 선간 전압 (b) 자극 검출 센서의 신호
Fig. 1. Motor output signal.
(a) Line to line voltage (b) Hall sensor signal for commutation

이 브러시리스 전동기는 적절한 전자적인 정류 메카니즘에 의해 직류전동기와 같은 특성을 유지할 수 있으며 더불어 인가되는 전압 및 전류 형태가 단순화되어 제어기 구성을 간단하게 한다[7]. 정류 메카니즘은 3상 스타결선의 계자코일 U, V, W상에 그림 1(a)와 같은 형태의 전압을 인가하는 방법을 채택한다. 이

방법은 120° 통전의 2여자 방식으로 고정자에 120° 간격으로 배치된 자극검출센서로부터 얻어지는 그림 1(b)와 같은 신호를 이용하여 인버터를 구동함으로써 실행된다.

표 1. 브러시리스 전동기 파라미터
Table 1. BLDC Motor Parameter.

Parameter	Symbol	Value	Unit
Rotor Moment of Inertia	J	0.00004998	N-m-sec*sec
Voltage Constant	Ke	0.2148592	V-sec/rad
Torque Constant	Kt	0.21462	N-m/A
DC Winding Resistance Line to Line	Ra	1.5	Ω
Electrical Time Constant	τe	0.0061	sec
Friction Coefficient	B	0.00006239	N-m-sec
Rated Voltage	V	75	V
Rated Current	I	4	A
Inductance Line to Line	L	0.0061	H

Ⅲ. 직류전동기의 속도서보계에서 P제어기와 PI제어기의 특성고찰

일반적으로 전류를 입력으로 인가하는 브러시리스 직류 전동기의 속도제어계에 대한 동특성 방정식은 다음 식(1)과 같이 나타낸다[7].

$$\dot{w}(t) = -\frac{B}{J}w(t) + \frac{K_T}{J}i(t) - \frac{T_L}{J} \tag{1}$$

여기서, J와 B는 회전자의 관성모멘트와 마찰계수이고 K_T와 T_L은 토크상수와 부하토크이다.

식(1)을 다시 정리한 속도 상태방정식은 식(2)와 같이 표현된다.

$$\dot{\omega}(t) = a_{22}\omega(t) + bu(t) + fV_L \tag{2}$$

이 식을 속도 오차 상태방정식으로 표현하면 아래와 같다.

$$\dot{e}(t) = a_{22}(e(t) + \omega_{ref}) + bu(t) + fV_L \tag{3}$$

$$\begin{cases} u(t) = i(t),\ e(t) = \omega(t) - \omega_{ref},\ \omega_{ref} = \text{속도지령치} \\ a_{22} = -\frac{B}{J},\ b = \frac{K_T}{J},\ f = -\frac{1}{J},\ V_L = T_L \end{cases}$$

1. P제어기의 특성고찰

먼저, 이 속도오차 상태방정식에 대한 P제어기의 입력구성은 식(4)와 같다.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \tag{4}$$

식(3)에서 제어입력 u(t) 대신 식(4)를 대입하여 P제어 입력을 인가할 때 속도오차 e(t)에 관한 라플라스 변환식을 구하면 식(5)와 같으며, 이 때 속도오차 초기치를 e(0)라고 하고 부하토크는 상수 V_L로 가정한다.

$$E(s) = \frac{se(0) + a_{22}\ \omega_{ref} + fV_L}{s^2 - (a_{22} + bK_p)s}$$

$$= \frac{\frac{a_{22}\omega_{ref} + fV_L}{-(a_{22} + bK_p)}}{s} + \frac{\frac{(a_{22} + bKp)e(0) + a_{22}\omega_{ref} + fV_L}{a_{22} + bK_p}}{s - (a_{22} + bK_p)} \tag{5}$$

식(5)에 최종치 정리를 적용하여 정상상태오차 e_{ss}를 구하면 식(6)과 같이 된다.

$$e_{ss} = \lim_{s\to 0} s \cdot E(s)$$

$$= \lim_{s\to 0} s \cdot \frac{se(0) + (a_{22}\omega_{ref} + fV_L)}{s\{s - (a_{22} + bK_p)\}} \tag{6}$$

$$= \frac{a_{22}\omega_{ref} + fV_L}{-(a_{22} + bK_p)}$$

따라서 정상상태오차는 유한한 상수 값으로 존재한다. 이 경우 K_p 를 e(t) 가 발산하지 않는 범위의 값 ($(a_{22} + bK_p) < 0$) 으로 선택한다면 속도응답이 정상상태 오차를 가지지만 발산하지 않고, 오버슈트(over-shoot)가 일어나지 않게 됨을 알 수 있다.

2. PI제어기의 특성고찰

다음으로 PI제어기 입력구성은 식(7)과 같다.

$$u(t) = K_p\ e(t) + K_i \int e(t)\ dt \tag{7}$$

PI제어 입력을 인가할 때 속도오차 e 에 관한 라플라스 방정식은 식(8)과 같다.

$$E(s) = \frac{se(0) + a_{22}\ \omega_{ref} + fV_L}{s^2 - (a_{22} + bK_p)s - bK_i} \tag{8}$$

식(8)에 최종치 정리를 적용하여 정상상태오차 e_{ss}를 구하면 식(9)와 같다.

$$e_{ss} = \lim_{s\to 0} s \cdot E(s)$$

$$= \lim_{s\to 0} s \cdot \frac{s\ e(0) + (a_{22}\omega_{ref} + fV_L)}{s^2 - (a_{22} + bK_p)s - bK_i} = 0 \tag{9}$$

따라서 정상상태오차는 영이 되므로, 이 경우는 K_i의 첨가에 의해 오버슈트의 가능성은 보이지만 정상상태오차를 제거할 수 있다.

Ⅳ. 온라인동조 PI 이득 조절 기법을 적용한 속도서보계의 설계

본 장에서는 일반적인 PI제어 기법과 제안된 방법과의 차이점을 분석 고찰하여 제안된 자동조절 방법의 실효성을 보인다.

이러한 PI제어에서 중요한 두 이득 값을 설정하는 방법으로 많이 사용되어지는 극점배치방법은 먼저 각 파라메타를 정확히 알아야 한다. 또한 정상상태오차가 이 방법에 의해 제거될 수 있지만, 속응성을 높이고 오버슈트의 억제를 위해서는 PI이득 선정에 있어 여러 차례의 시행착오가 선행되어야만 한다. 더구나 파라메타가 변화되는 경우는 전체 작업을 다시 해야 한다. 본 연구에서는 직류전동기의 속도제어에서 이러한 문제점을 개선할 수 있는 실용적인 온라인 이득 조절 방법을 다루며, 비례이득(K_p)과 적분이득(K_i)의 적절한 조절을 통해 빠른 속도응답을 얻으면서 불필요한 오버슈트 발생을 억제시키는 것을 목적으로 하였다.

제안된 방법은 전체 제어기간을 다음과 같이 전류입력의 형태에 따라 세 구간으로 나누어서 제어를 실행한다.

1. 한계입력 인가 구간 : 시스템이 허용하는 최대입력전류를 한계입력이라 하고, 이것을 단위계단 형태로 인가하는 구간이다.

초기 지령치에 대해 큰 상수치로 전류입력을 정해진 기간동안 인가하여 그 응답을 살펴봄으로써 출력과 입력사이의 근사적인 관계를 찾을 수 있다. 또한 과도기의 속도응답을 빠른 상승으로 유도한다. 이것은 그림 1에 도시되며 속도응답이 주로 입력의 적분치에 근사적 비례하는 모양으로 나타난다.

U_{re}는 한계입력으로 상수이며, 이 입력을 통해 속응성을 얻을 수는 있지만 제어능력이 없으므로 속도 명령치의 절반 값에 도달하는 시기(t_h)까지만 인가한다.

2. 비례입력 인가구간 : P제어만을 실행하는 구간으로 비례이득의 선택은 한계입력에 의한 출력에 의해 결정한다.

비례입력을 위한 비례이득(K_p)을 구한다. 입력에너지(입력의 적분치)에 근사적으로 비례하는 속도응답특성에 근거를 두면, 한계입력이 이번 구간동안에도 계속 인가된다면 속도 지령치에 직선적으로 접근하게 될 것이고, 그 접근 속도는 시스템에서 나타날 수 있는 최고치가 될 것이다. 그 접근 시점(t_f)은 첫번째 구간의 정보를 통하여 속도궤적의 평균기울기 (0~t_h 구간의 평균 가속도) D_e를 식(10)으로 나타낼 수 있고 결국 식(11)에 의해 예측되어질 수 있다.

$$D_e = \frac{\omega(t_h)}{t_h} \tag{10}$$

$$t_f = \frac{\omega_{ref}}{D_e} \tag{11}$$

비례이득의 설정목표가 속응성을 보장하기 위한 것이므로, t_h - t_f 구간에서 인가되는 비례입력항이 한계입력 인가에 가까운 에너지 효과를 나타내도록 아래의 방법으로 비례이득(K_p)을 설정한다.

먼저, P제어를 하기 위한 입력은 식(12)로 구성되며

$$u_p(t) = K_p \cdot e(t) \qquad (t_h < t \le t_f) \tag{12}$$

양변을 적분하고, 유도하려는 이득 값을 구하기 위해 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\int_{t_h}^{t_f} u_p(t)\ dt = K_p \int_{t_h}^{t_f} e(t)\ dt \tag{13}$$

위 식의 $u_p(t)$가 t_f까지 계속 한계입력을 유지하기 위한 것이었으므로 비례입력에 의해 인가되어야할 입력에너지는 다음 식(14)와 같이 표현되어진다.

$$\int_{t_h}^{t_f} u_p(t)\ dt = \int_{t_h}^{t_f} U_{re}\, dt = U_{re}\,(t_f - t_h) \tag{14}$$

그리고, 식(13)의 오차 적분항은 아래 식(15)와 같이 근사적으로 예측되어진다. 이 오차 적분항은 그림 3에 빗금친 부분으로 나타난다.

$$\int_{t_h}^{t_f} e(t)\ dt \cong \frac{1}{2}\, e(t_h)\,(t_f - t_h) \tag{15}$$

식(14)와 식(15)를 식(13)에 대입하여 다음과 같이 비례이득 Kp를 구한다. 이 Kp는 t_h~t_f 구간에서 비례입력이 한계입력과 같은 에너지 효과를 일으키기 위한 비례이득이 된다.

$$K_p = \frac{U_{re}\,(t_f - t_h)}{\frac{1}{2}\, e(t_h)\,(t_f - t_h)} \tag{16}$$

이렇게 구한 비례이득 K_p로 비례제어를 수행하면 지령치까지 더 빠르게 접근하는 속도궤적이 얻어져야 하나 실질적으로는 그렇지 못하다. 그 이유는 비례제

어 입력이 인가시점(t_h)부터 한계치 이상으로 계산되어 지고 시스템은 한계입력만 인가되어지기 때문이다. 그림 2에 t_h ~ t_{mo} 기간 동안 그 내용이 표시되었다. 그리고 계산된 비례입력이 한계치보다 적게 계산되는 t_{mo} 시점 이후부터 비례입력의 일반적인 특성이 나타나게 된다. 즉 오차가 점점 작아져서 '0'에 가까워지면 비례제어에 의해 가해지는 입력도 역시 '0'에 가까워지므로 모터의 마찰력이나 부하와 같은 저항력을 이기지 못하고 입력과 저항력이 평형을 유지하게 된다. 따라서 속도는 더 이상 증가하지 못하고 정상상태오차를 남기게 된다. 이 시점까지 제어기 구성의 특성으로 속도가 빠르게 증가하며 오버슈트가 발생하지 않게 된다.

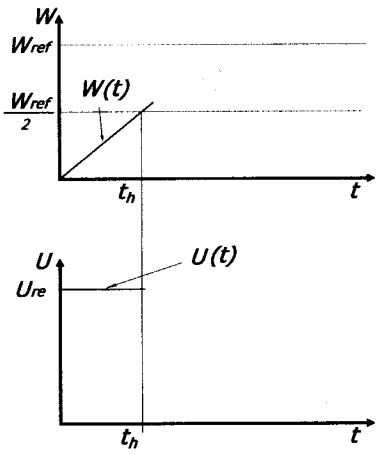


그림 2. 직류 전동기의 전류입력과 속도응답 (1)
Fig. 2. Current input and speed response (1).

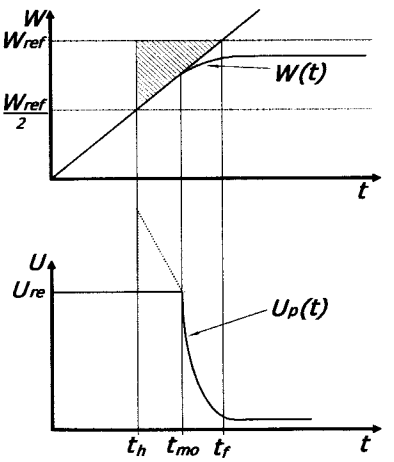


그림 3. 직류 전동기의 전류입력과 속도응답 (2)
Fig. 3. Current input and speed response (2).

3. 비례 및 적분입력 인가구간 : 앞 구간에서 극복하지 못한 정상상태오차를 제거하기 위해 적분입력이 포함되는 구간이다.

정상상태오차를 제거하기 위해서는 누적되는 오차의 크기를 반영하면서 오차의 감소에도 불구하고 계속 작용하는 적분입력을 인가하여야 한다.

세 번째 구간에서는 다음의 PI입력이 요구된다.

$$u_{pi}(t)\,dt = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_{t_I}^{t} e(t)\,dt \quad (t_I < t) \quad (17)$$

즉 오차가 '0'이 되기 전까지 비례제어 입력항은 '0'에 가까워지지만 적분제어 입력항이 계속 증가하므로 지령치에 도달하는 입력을 만들게 된다. 그리고 적절한 변화율로 지령치에 도달하여 오차가 '0'이 되면서 적분제어 입력은 증가를 멈추고 상수값이 되는데, 이 상수값이 지령치 속도에서 나타나는 저항력을 상쇄시키고 속도를 유지하는 고정입력이 된다. 이 적분입력이 비례입력 인가에 의한 속도의 변화가 거의 없어지는 적당한 시점에서 인가되도록 하여 추가되는 적분입력항에 의한 속도응답의 변화가 주로 나타나도록 한다. 이 시점을 본 논문에서는 속도궤적의 기울기가 '0'에 가까워지는 시점 t_I를 가속도(D)가 최고가속도(De)의 2% 되는 시점으로 했다. 여기서 2% 라는 비교 계수는 다수의 실험을 통해서 선택하였다. 그리고 적분제어 입력에 의해 속도가 지령치에 급한 기울기로 접근하면 오버슈트의 위험이 있으므로 적분이득을 잘 선택해야 한다. 이것에 관한 정보는 그림 4에 나타나는 t_{mo} 시점에서부터 t_I 시점까지(Δt)의 속도변화가 안정된 모양을 갖추고 있는 것으로 유도할 수 있다. 즉, PI 제어 입력에 의해 t_I 시점 이후 Δt 시간이내에 속도가 지령치에 도달하도록 하기 위해 적분입력의 $t_I + \Delta t$ 시점에서의 값이 두 번째 구간의 마지막 입력 $u(t_I)$와 같게 해주는 정도이면 충분하다. 즉, 최종구간 동안 비례 입력항과 적분 입력항이 서로 보조하여 내내 거의 일정한 입력의 크기를 유지시켜 줄 수 있는 것과 동시에 입력 형태에 적분입력이 포함되어 오버슈트 없이 정상상태오차를 제거한다. 이러한 구간입력 크기를 어느 정도 보장해 주는 적분 이득을 다음과 같은 과정을 통하여 얻는다.

$$\Delta t = t_I - t_{mo} \quad (18)$$

적분입력이 인가되기 시작하는 $t = t_I$ 시점에서의

입력 $u_{pI}(t_I)$는 적분 입력항이 영이므로 식(19)과 같다.

$$u_{pI}(t_I) = K_p \cdot e(t_I) + K_i \cdot \int_{t_I}^{t_I} e(t)\,dt = K_p \cdot e(t_I) = u_p(t_I) \tag{19}$$

그 후, 제어를 진행하여 $t = t_I + \Delta t$ 시점에서 속도 오차가 영이 되면서 입력 $u(t_I + \Delta t)$에는 비례 입력항이 영이 되어 식(20)과 같이된다.

$$u_{pI}(t_I + \Delta t) = K_p \cdot e(t_I + \Delta t) + K_i \cdot \int_{t_I}^{t_I + \Delta t} e(t)\,dt = K_i \cdot \int_{t_I}^{t_I + \Delta t} e(t)\,dt \tag{20}$$

그림 4에서 나타낸 바와 같이 t_I 시점 이후에 필요한 입력은 큰 변동 없는 거의 일정한 값이다. 따라서 식(19)과 식(20)의 관계를 식(21)과 같이 한다면,

$$u_{pI}(t_I) = u_{pI}(t_I + \Delta t) \tag{21}$$

즉, t_I 시점에 인가되는 비례입력의 크기만큼 $t_I + \Delta t$ 시점 이후에 적분입력이 인가되는 정도라면 충분히 안정되게 속도가 지령치에 수렴 될 것이다. 따라서 t_I 시점에서의 입력 $u_p(t_I)$와 t_I 시점 이후에 예상되는 오차(e(t))의 적분치를 이용하여 식(22)과 같은 관계식을 만족하는 K_i를 구한다.

$$u_p(t_I) = K_i \cdot \int_{t_I}^{t_I + \Delta t} e(t)\,dt \tag{22}$$

$$K_i = \frac{u_p(t_I)}{\int_{t_I}^{t_I + \Delta t} e(t)\,dt}$$

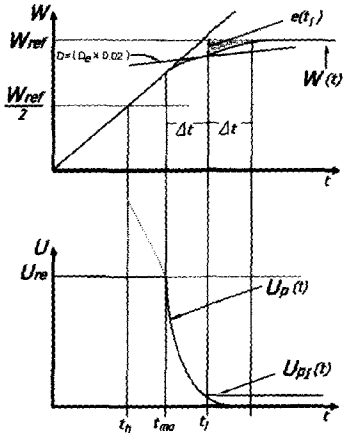


그림 4. 직류 전동기의 전류입력과 속도응답 (3)
Fig. 4. Current input and speed response (3).

지금까지 설명한 온라인 자동동조 속도제어 순서도를 그림 5에 나타내었다. 여기서 ①은 한계입력 인가구간이고 ②는 비례입력 인가구간이며 ③은 비례 및 적분입력 인가구간이다. 지령치 변화가 있으면 비례입력 인가구간인 ②에서부터 다시 반복된다.

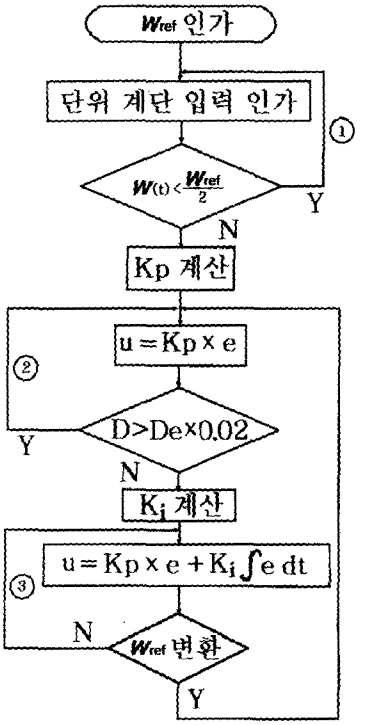


그림 5. 제어 알고리즘 순서도
Fig. 5. Flow-chart of control algorithm.

V. 서보 시스템 구현

본 연구에서 제어 대상으로 설정한 저형파형 브러시리스 전동기는 회전자의 절대 위치 검출용으로 고정자에 120° 간격으로 배치된 3개의 자극검출 센서와 1000 p/rev의 분해능을 갖는 광학 엔코더를 장착하고 있다. 자극검출 센서로부터 받아들여지는 세가지 신호는 서로 120° 위상차를 갖는 구형파 형태들로 전동기 1회전당 2개의 펄스를 만들어낸다. 그러므로 3개 입력신호의 합으로 매 30° 마다 회전자의 절대위치 변화를 알아낼 수 있다. 정류(commutation)는 이 세 입력신호의 30° 간격마다 변화하는 6가지의 논리신호를 이용하여 적절한 코일을 여자하여 실행한다. 그리고 내장된 광학 엔코더의 신호를 4체배 회로를 통과시킨 후

12bit 카운터로 검출하여 프로세서에서의 속도계산에 이용한다.

속도제어기로 사용한 중앙연산장치로 고속의 부동소수점 연산용 DSP(TMS320C31)를 사용하며, 전동기 구동용 3상 인버터 회로를 위해 IGBT모듈과 전용 게이트구동 IC를 사용한다. DC link 전류검출을 위해서는 홀 센서를 이용하며, 이 신호와 계산된 전류명령 신호간의 오차를 줄이기 위해 전류제어기를 설계한다.

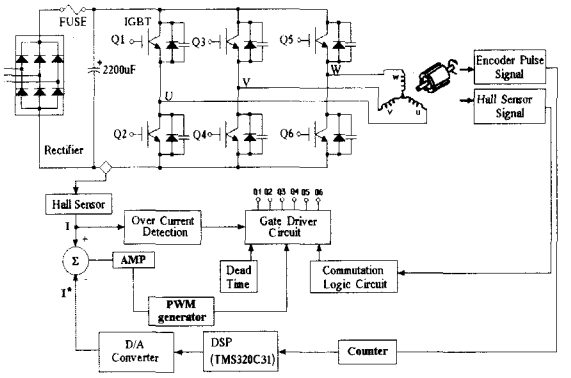


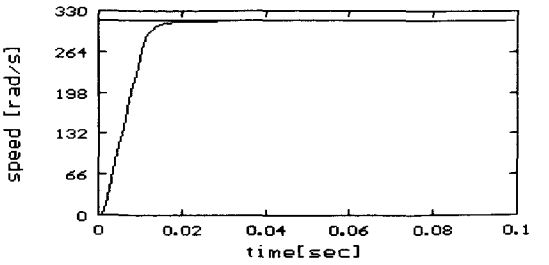
그림 6. 전체 서보계의 구성
Fig. 6. Configuration of overall servo system.

VI. 시뮬레이션 및 실험 결과

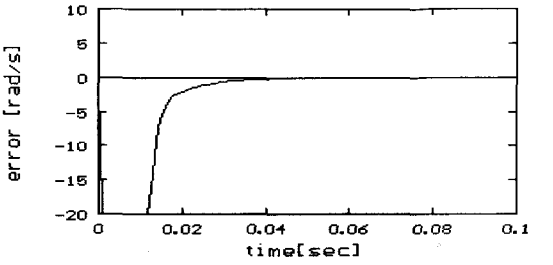
1. 시뮬레이션 결과

앞에서 설계한 제안된 브러시리스 직류전동기의 온라인동조 PI 속도제어기에 단위속도지령(Step Speed Command)을 3000rpm(100πrad/sec)으로 입력한 경우와 속도지령치를 변화시킨 경우에 제어기의 추종성능을 컴퓨터로 시뮬레이션 하였다. 샘플링 시간(Sampling Time)은 1msec로 하였다.

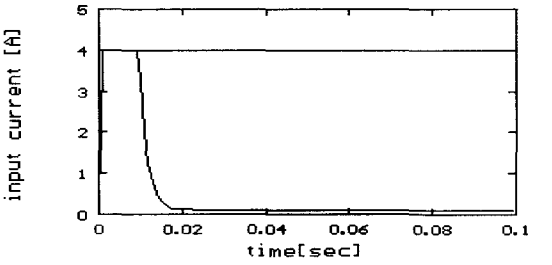
그림 7은 단위속도지령으로 100πrad/sec를 입력한 경우이다. 속도응답(그림 7(a))을 보면 초기 과도상태에서 거의 직선에 가까운 변화율로 빠르게 상승하는 것을 알 수 있다. 속도오차(그림 7(b))는 지령치 근처를 확대한 것인데 오버슈트 없이 수렴하는 것을 볼 수 있다. 입력전류(그림 7(c))는 초기 시점에서부터 속도가 지령치의 약 75% 에 도달할 때까지 한계치가 인가되어 충분한 에너지를 공급함으로써 과도상태의 속응성을 보장하고 있음을 알 수 있다.



(a) 속도 응답



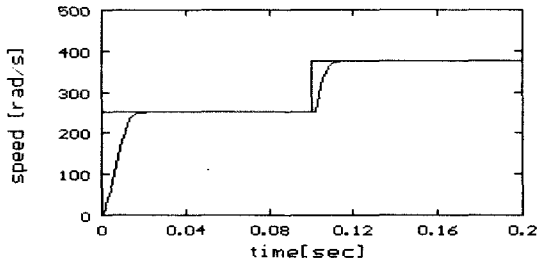
(b) 속도 오차



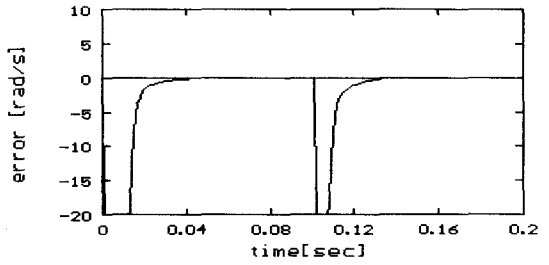
(c) 입력 전류

그림 7. 지령치를 100π(rad/sec)로 입력한 시뮬레이션 결과(Kp=-0.055764, Ki=-8.143949)
Fig. 7. Simulation results of set-point is 100π (rad/sec)(Kp=-0.055764, Ki=-8.143949).

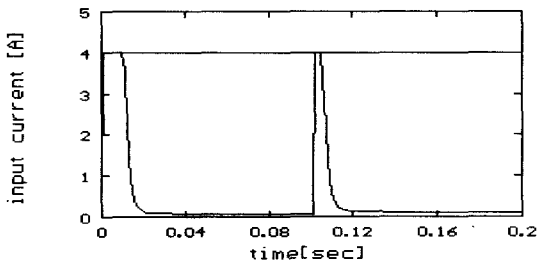
그림 8은 초기 지령치를 80πrad/sec로 입력하였다가 0.1초 경과 후, 120πrad/sec로 변환한 경우이다. 속도응답(그림 8(a))을 보면 지령치의 변환에도 역시 속응성이 유지됨을 나타낸다. 속도오차(그림 8(b))에서도 오버슈트 없이 지령치의 변환에 수렴하는 것을 볼 수 있다. 입력전류(그림 8(c))도 초기 지령치에 가해지는 모양과 변환된 지령치에 가해지는 모양이 비슷하게 만들어짐으로써 지령치의 변환에 대해서도 제어기의 추종특성이 보장됨을 알 수 있다.



(a) 속도 응답



(b) 속도 오차



(c) 입력 전류

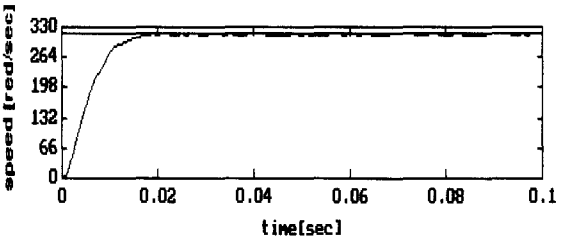
그림 8. 지령치를 80π(rad/sec)에서 120π(rad/sec)로 변환한 시뮬레이션 결과(Kp=-0.069808, 첫 번째 지령치 에서 Ki=-14.736979, 두 번째 지령치 에서 Ki=-9.133387)

Fig. 8. Simulation results of changed set-point 80 π(rad/sec) into 120π(rad/sec) (Kp=-0.069808, Ki=-14.736979 in the first set-point, Ki=-9.133387 in the second set-point).

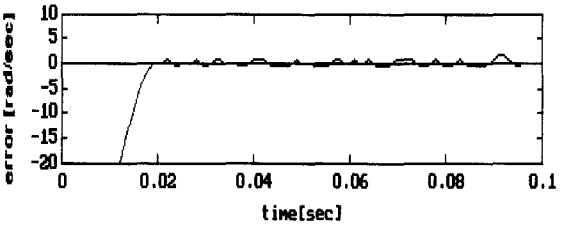
2. 실험 결과

실험을 위하여 제안된 브러시리스 직류전동기의 온라인 동조 PI 속도서보계를 직접 제작하였다. 실험조건은 시뮬레이션의 조건과 동일한 단위속도지령)을 3000rpm(100πrad/sec)으로 입력한 경우와 속도 지령치를 변화시킨 경우에 제어기의 추종성능을 관찰하도록 하였다. 샘플링 시간(Sampling Time)은 1msec로 하였다. 그림 9는 단위속도지령으로 100πrad/sec를 입력한 경우이다. 속도응답(그림 9(a))을 보면 초기 과도상태에서 시뮬레이션과 같이 거의 직선에 가까운 변화율로 빠르게 상승하는 것을 알 수 있다. 속도오차(그림 9(b))도 오버슈트 없이 수렴하는 것을 볼 수 있다. 입력전류(그림 9(c))도 시뮬레이션의 결과와 비슷함을 알 수 있다. 그림 10은 초기 지령치를 80π rad/sec로 입력하였다가 0.1초 경과후, 120πrad/sec로 변환한 경우이다. 속도응답(그림 10(a))을 보면 지령치의 변환에도 역시 속응성이 유지됨을 나타낸다. 속도오차(그림 10(b))에서도 오버슈트 없이 지령치의 변환에 수렴하는 것을 볼 수 있다. 입력전류(그림 10(c))도 시뮬레이션의 결과와 거의 같게 나타난다.

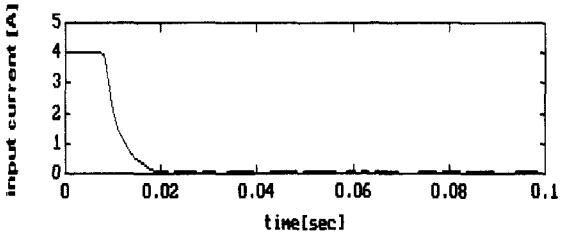
제안된 PI이득조절 제어기의 시뮬레이션과 실험결과를 비교해 보면 거의 모든 특성이 비슷하게 나타났으며 실험할 때 소음이나 진동도 매우 적었다. 그런데 실험결과 그림 9와 10에서 응답에 작은 리플이 존재한다. 이것은 속도검출 방법이 엔코더에서 발생된 펄스를 카운터 회로에 누적시켜 샘플링 타임마다 그 값을 읽는 것인데, 엔코더가 회전당 1000개의 펄스를 발생하는 낮은 분해능을 갖기 때문에 정밀한 속도검출이 어렵다. 즉 엔코더에서 발생하는 펄스와 샘플링 타임이 비동기이므로 항상 펄스 한 개는 오차일 가능성을 가지고 있다. 이러한 측정 오차는 분해능이 높은 엔코더를 사용하면 충분히 줄일 수 있을 것이다.



(a) 속도 응답



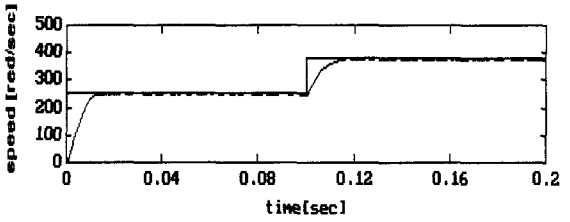
(b) 속도 오차



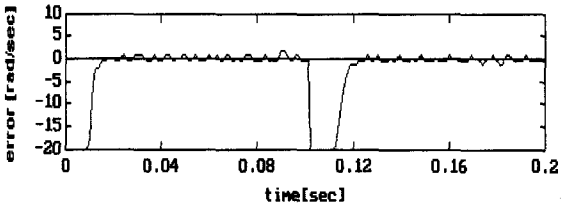
(c) 입력 전류

그림 9. 지령치를 100π(rad/sec)로 입력한 실험 결과 (Kp=-0.051968, Ki=-7.420866)

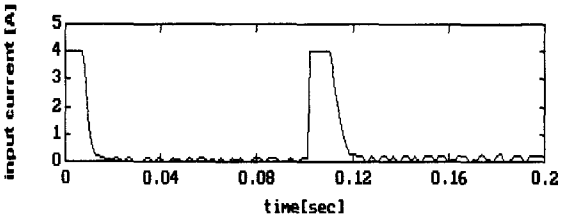
Fig. 9. Experimental results of set-point is 100π (rad/sec)(Kp=-0.051968 , Ki=-7.420866).



(a) 속도 응답



(b) 속도 오차



(c) 입력 전류

그림 10. 지령치를 80π(rad/sec)에서 120π(rad/sec)로 변환한 실험 결과(Kp=-0.074896, 첫 번째 지령치 에서 Ki=-21.40855, 두 번째 지령치 에서 Ki=-8.52467)

Fig. 10. Experimental results of changed set-point 80π(rad/sec) into 120π (rad/sec) (Kp=-0.069808, Ki=-21.40855 in the first set-point, Ki=-8.52467 in the second set-point).

Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 속도 제어를 위해 실용적인 온라인 PI 이득조절기법을 개발하였고, DSP를 이용하여 디지털 속도제어기를 설계하고 전류제어기를 별도 제작하여 속도제어 서보시스템을 구현하였다. 제안된 방법은 파라메타의 추정 없이 입력과 출력의 패턴을 관찰하여 PI이득을 자동 동조하는 방법으로써, 계통의 정확한 표현식이 필요없고 속도 지령치 변화에 온라인으로 동작하며 오버슈트 없이 잘 추종하는 특성을 보여주고 있다. 또한, 고정이득으로 PI제어기를 구성했을 때 인가입력의 한계를 가지는 실제 시스템에서 나타나는 문제점인 Integral windup 현상이 전혀 일어나지 않는 특성이 잘 나타났다. 전체적으로 제안된 방법에 의해 속도응답의 속응성과 오버슈트가 동시에 개선된 결과를 보여주고 있다. 이는 제안된 방법의 전체 세 구간 중에서 초기의 한계 스텝입력 인가구간에서 최대의 속도상승을 얻어내고 그 이후의 비례제어 구간에서도 한계입력과 같은 에너지의 입력이 인가되도록 이득을 설정하였기 때문에 속응성 개선이 돋보인다. 그리고 비례적분제어 구간에서는 빠른 속도 상승에 따른 오버슈트를 중점적으로 제거하기 위해 적분이득을 조절하였기에 안정성이 보장된다. 제안된 방법의 유용성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 예측하였고, 직접 제작한 속도제어 서보시스템의 실험을 통해 입증할 수 있었다. 앞으로 제안된 방법의 계속적인 연구 및 확장을 통해 PI 자동 이득 조절 방법의 실용화에 주력하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] M.Zhuang and D.P.Atherton, "Automatic tuning of optimum PID controllers", *IEE Proc.D*, vol 140, No.3, pp.216-224, 1993.

[2] K.J. Åström and T.Hägglund, *"Automatic tuning of PID controllers"*, Instrument Society of America, 1988.

[3] J.G.Ziegler,N.B.Nichols, "Optimum settimgs for automatic controllers", *Trans,ASME.* vol.64. pp 759-768, 1942.

[4] K.J. Åström and T.Hägglund, "Automatic tuning of simple regulators with

specifications on phase and amplitude margins", *Automatica*, vol. 20, No.5, 645-651, 1984.

[5] *"TMS320C3X User's Guide"*, Texas Instruments, 1995.

[6] N.Mohan, et al, *"Power Electronics"*, John Willey & Sons Inc.,1995.

[7] Y.Dote and S.Kinoshita, *"Brushless servomotors fundamentals and applications"*, Oxford University Press, 1990.

저 자 소 개

全 寅 孝(正會員)

1956년 5월 5일 생. 1979년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1994년 2월 창원대학교 대학원 전자계산학과 졸업 (이학석사). 1996년 3월 ~ 현재 창원대학교 대학원 전기전자제어공학과 박사과정중. 1981년 ~ 1986년 LG전자(주) 근무. 1989년 ~ 1992년 (주)동서제어 근무. 1996년 ~ 현재 마산대학 전자제어과 교수. 관심연구분야 : 적응제어, 퍼지신경회로망

林 相 德(正會員)

1970년 9월 2일 생. 1993년 2월 창원대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1997년 2월 창원대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 관심연구분야 : 디지털 자동제어, 전동기 정밀제어

崔 重 暻(正會員)

1963년 11월 6일 생. 1986년 2월 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학사). 1988년 2월 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업 (공학석사). 1992년 2월 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업 (공학박사). 1992년 3월 ~ 현재 창원대학교 전자공학과 교수. 관심연구분야 : 서보기제어, 가변구조제어, 자동동조제어, 전력전자

朴 勝 燁(正會員)

1958년 5월 19일 생. 1981년 2월 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학사). 1984년 2월 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업 (공학석사). 1988년 2월 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업 (공학박사). 1988년 3월 ~ 현재 창원대학교 전자공학과 교수. 관심연구분야 : 제어시스템 해석 및 설계, 적응제어, 고장검출 및 진단, 인공지능응용