

論文99-36T-3-7

# 자동동조 기법을 이용한 정현파형 BLDC 전동기의 속도제어

## (Speed Control of a Sinusoidal Type Brushless DC Motor using an Auto-tuning Method)

全寅孝\*, 盧民植\*\*, 崔重暻\*\*\*, 朴勝燁\*\*\*

(Inhyo Jun, Minsik No, Jungkeyng Choi, and Seungyub Park)

### 요 약

브러시리스 직류전동기는 보수 유지의 용이성과 가제어성의 특성으로 인하여 자동화 공장에서 많이 활용되고 있다. 본 논문에서는 산업현장에서 고성능과 유용성을 가지는 정현파형 브러시리스 직류전동기의 속도제어 서보시스템을 설계하였다. 이 서보시스템은 전동기의 구동에 필요한 제어장치와 새로운 자동동조 PI제어 알고리즘에 의해서 구현되어진다. 주 제어기와 센서 신호처리부는 고속연산의 필요성과 설계의 적절성 때문에 DSP를 사용하였고, DSP에서 출력되는 속도지령을 정확히 추종하기 위해 하드웨어 PWM 전류제어기를 구현하였다. 실험 결과 지령치에 대한 빠른 응답과 지령치 변화에 따른 정상상태 응답이 오버슈트 없이 잘 수렴함을 확인할 수 있었다.

### Abstract

The brushless DC motor is widely being used in unmanned factories for its easy maintenance and characteristics of controllability. In this paper, we designed a speed control servo system of a sinusoidal type brushless DC motor which has high efficiency and usefulness in the industrial fields. This servo system is realized by a controller which is required for driving motors and a new auto-tuning PI control algorithm. The DSP(Digital Signal Processor) is adopted as a main controller and a sensor signal processor owing to its fast computational capability and suitable architecture. Also, the hardware PWM(Pulse Width Modulation) current controller is implemented to pursue a speed command exactly. By experimental results, it is verified that the speed response is pursued fast after command value and the steady-state response is well converged for command value variation without overshoots.

### I. 서 론

브러시리스(Brushless) 직류전동기는 역기전력 파

형 또는 토크의 파형의 형태에 따라 크게 거형파형(Trapezoidal Type)과 정현파형(Sinusoidal Type)으로 구분된다. 거형파형 브러시리스 직류 전동기는 거형파 형태의 제어 입력을 인가하게 되므로 제어회로가 간단하고 회전자에 자극 위치 센서도 값싼 것으로 대체할 수 있는 장점을 가지고 있으나 정류시 불연속적인 구간에서 토크 리플이 발생하며 정밀도가 떨어지는 단점을 갖는다. 이에 비해서 정현파형 브러시리스 직류 전동기는 제어 입력이 교류의 형태이므로 제어회로가 복잡해지고 해상도가 높은 위치 검출기가 필요하

\* 正會員, 馬山大學 電子制御科

(Dept. of Electronic control, Masan College)

\*\* 正會員, 三星航空(株) 엔진研究所

(Engine Lab, SAMSUNG Aerospace Ltd.)

\*\*\* 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8月21日, 수정완료일: 1999年3月17日

다. 그러나 거형파형에 비해서 토크 리플 발생이 없고 정밀한 속도 및 위치 제어기로서 적합하다<sup>[1,2]</sup>.

전동기 제어시스템의 주요한 성능의 지표는 과도응답, 정확성 그리고 강인성이다. PID 제어는 일정한 외부란 혹은 파라미터 값의 영향없이 정상상태 동안에서의 정확성 때문에 전동기 제어시스템에 널리 사용되어지고 있다<sup>[3]</sup>. PID제어기의 설계에서 가장 중요한 문제는 제어기의 파라미터인 P, I 그리고 D의 이득을 어떻게 적절하게 설정해야 하는지에 관한 것으로서 대부분의 경우 전문가에 의해 시행착오적으로 이루어지고 있는 실정이다. 따라서 이를 위해 많은 시간과 경비가 소요되기 때문에 PID제어기 파라미터의 자동동조 기법에 관한 연구가 활발히 진행되어왔다<sup>[4]</sup>. 이 방법들을 크게 둘로 나눈다면 시간영역에서의 응답을 통한 자동조정 방법과 주파수 영역에서의 응답을 통한 조정방법으로 대변될 수 있다. 전자는 계통에 대한 펄스, 계단, 램프 등의 여러 확정적인 신호 응답을 통해 계통의 동특성을 결정하여 이를 PID 이득 조정에 이용하는 방법이다. 후자의 방법은 비례 케환기에 의해서 또는 릴레이 케환기에 의해 계통의 주파수응답의 한 점 또는 그 이상의 점을 알아내어 PID 이득의 자동조정에 이용하는 것이다. 시간영역에서의 해석의 대표적인 자동동조 연구로 계단입력을 일차지연시스템에 인가하여 그 시간 응답특성에서 상태케적인 최대 기울기를 통해서 그 시스템의 지연특성과 시스템 파라미터를 구하는 Chien, Hones 그리고 Reswick의 방법(1952), 그리고 계단입력에 대한 출력으로부터 특성면적을 측정하고 그 값으로부터 시간지연 형태의 근사모델의 파라미터를 구하고, 계단입력에 대한 ISE의 최소화를 통해 PID파라미터를 추정하는 Nishikawa와 Otha의 방법(1980) 등을 들 수 있다. 또한 주파수영역에서의 연구는 Nyquist곡선 상에서 임계점을 결정하여 그 점에서의 임계주기와 임계이득을 구하는 Ziegler, Nichols 그리고 Rochester(1942)의 방법, 또한 Åström과 Witenmark의 self-tuning 방법(1973)과 Isermann의 self-adaptive의 방법(1978)이 있다<sup>[5] [6]</sup>.

이러한 케환기를 통한 기존의 자동동조 방법은 그 특성상 여러 번의 시험단계를 거쳐 이득조정에 필요한 정보를 얻기 때문에 정보획득과 제어는 불연속적일 수밖에 없고 케환기를 통해 제공되는 시험입력이 계통에

무리를 줄 수도 있기 때문에 적용에 어려움이 많다. 확정적인 입력에 대한 시간영역에서의 해석을 통해서 동특성을 모델링 하는 방법 역시 모델링과 제어가 불연속적으로 이루어지며 측정 오차의 수반과 대상계통의 선형성 보장 등이 선결과제로 남아있다. 또한 이 방법들은 제어기 동조후에 과도한 외란이나 플랜트가 비선형성을 가질 때에는 제어기 파라미터가 항상 효과적으로 결정되기 힘들다. 따라서 제어기 파라미터를 동작조건에 맞게 온라인으로 재 동조할 필요가 있다.

본 논문에서는 정현파형 브러시리스 직류 전동기의 회전자 절대위치검출과 정현파 입력전류를 생성하기 위한 회로를 설계하고, 기존의 PID 이득 설정기법의 문제점을 해결하기 위하여 파라미터 추정없이 속응성과 지령치 변화에 대하여 좋은 성능을 갖는 새로운 자동동조 PI 속도제어 알고리즘을 제안하고, 향상된 속도 제어서보 시스템을 구현한다.

제안된 자동동조 PI 제어기는 오버슈트를 제거하기 위해 출력 속도 응답이 지령치의 50%에 도달할 때까지 단위 계단 입력을 인가후 파라미터를 추정치 않고 입력 에너지와 출력 속도의 선형관계의 비를 알아내고 일차적 이득 설정을 수행한 후 지령치 근처에서 이차적 이득 조정 과정을 수행하여 설계를 간소화하였다. 본 논문에서는 정현파형 브러시리스 직류전동기에 3상 교류입력을 인가할 수 있는 정류회로를 구성했고 견실한 하드웨어 전류제어기를 설계하였다<sup>[7]</sup>. 실제적인 전체 서보 시스템은 빠른 실수연산 기능을 가진 DSP (TMS320C31)로 이루어졌다. 실험 결과에서 지령치에 대한 빠른 응답과 지령치 변화에 따른 정상상태 응답이 오버슈트 없이 수렴함을 알 수 있었다.

## II. 정현파형 BLDC 전동기의 정류회로 설계

본 연구에서 제어 대상으로 설정한 전동기는 Slotless 3상 8극형 고정자와 8극 영구 자석형 회전자를 갖는 정격전압 200V, 정격전류 2A, 200W급 정현파형 브러시리스 직류 전동기이다.

정현파형 BLDC 전동기를 구동하기 위해서는 3상의 교류 전류 형태의 입력이 필요하며, 교류형태의 전류를 인가해서 전동기의 회전을 유도하고자 할 때에는 각 교류 전류 형태를 회전자의 절대 위치를 판별하여 고정자에 흘려야 할 전류의 형태를 결정해야만 한다.

이러한 절대 위치 정보는 회전자의 축 상에 부착되어 회전자와 함께 회전하는 엔코더의 출력으로 파악할 수 있다.

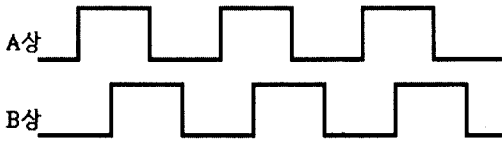


그림 1. 엔코더의 A 상과 B 상의 신호 파형  
Fig. 1. The output signal A and B phase of encoder.

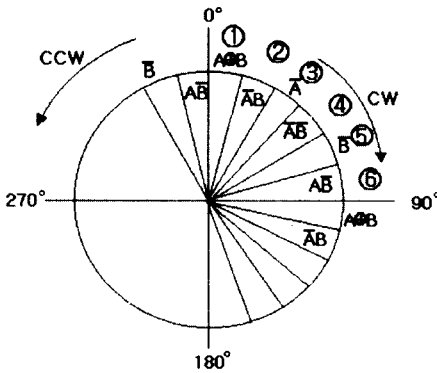


그림 2. 엔코더의 A, B 상의 신호 조합에 의한 C 상의 출력형태  
Fig. 2. The real output signal of C phase of encoder.

전동기 회전시 엔코더에서 A, B, C의 3상과 각 반전된 3상의 출력정보가 나온다. 그림1에서 A, B 상은 회전자의 회전에 따라 90°의 위상차가 나는 펄스이며 1회전시 2048개의 펄스가 각각 출력된다. 그리고 C 상의 정보 형태는 그림2에서 나타낸 바와 동일하게 A, B상과 같이 1회전시 2048개의 펄스가 출력되고, A, B상의 논리조합으로 이루어져 있으며, 6개의 각기 다른 펄스열이 1회전에 4회 반복 출력되도록 구성되어 있다. 즉 이러한 정보는 회전자의 위치 정보를 24등분하여 사용자에게 알려준다. 따라서 이 엔코더의 출력과 앞에서 살펴본 회전자의 회전 특성을 관련지어 파악하면 엔코더의 출력으로부터 회전자의 자계의 방향을 판별할 수 있다. 본 논문에서 회전자의 회전시의 엔코더의 출력을 파악한 결과 DC 전류 시퀀스에 의해 BLDC 전동기의 회전이 이루어질 때 엔코더의 출력을 살펴보면 6개의 DC 시퀀스가 바뀔 때마다 출력의 형태가 바뀔 수 있었다.

따라서 그림3과 같이 제안하는 회로를 구성하여 연구한 결과 회전자의 절대위치를 판별할 수 있는 정보를 얻을 수 있었다.

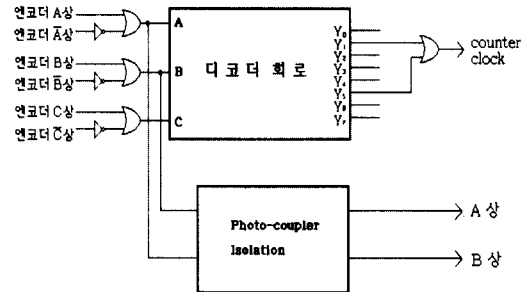


그림 3. 디코더 회로  
Fig. 3. Decoder circuit

그림3은 엔코더의 A, B, C상을 입력으로 하는 디코더 회로이며 Y0~Y6까지의 6개의 출력이 나옴을 알 수 있다. 따라서 그림3과 같이 제안하는 회로를 구성하여 연구한 결과 회전자의 절대 위치를 판별할 수 있고 정보를 얻을 수 있었다.

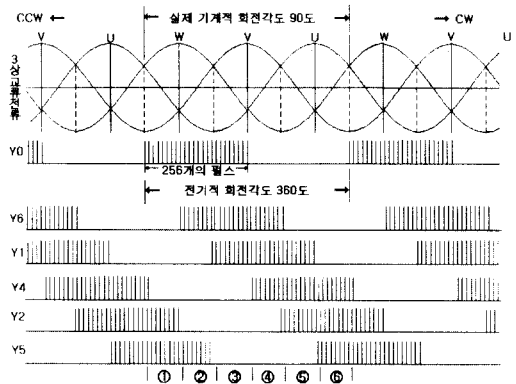


그림 4. 디코더 회로의 출력 파형 형태와 3상 교류 전류의 상태  
Fig 4. The output signal form of decoder circuit and flow status of three phase sinusoidal current.

그림4는 회전자를 회전시켰을 경우 엔코더의 A, B, C상을 입력으로 하여 만들어진 디코더 회로에서의 절대위치 판별 신호와 그 절대위치에서 일치하는 3상에 흐르는 전류 흐름 상태를 분석하여 나타낸 것이다. 전동기가 실제로 회전하는 각이 90°로 나타나 있으며 이러한 회전시에 엔코더에서는 6구간의 다른 펄스열이 나오고 있음을 보여주고 있다. 이러한 정보는 사용자

에게 전동기의 90° 회전시의 회전자의 절대위치를 약 15° 간격별로 알려줌을 의미한다.

그림4에서 디코더의 출력파형 아래에 나타나 있는 숫자 ①~⑥들은 그림2에서 나타난 회전자의 회전에 따르는 엔코더 신호의 구분되는 구간을 의미한다. 즉 회전자의 절대위치 정보는 엔코더의 출력으로써 알 수 있음을 의미하며, 이 엔코더의 출력 신호에 맞추어서 전동기의 회전을 유도할 수 있는 전류의 형태를 각 3상의 권선에 가하면 된다. 따라서, 그림4에 보이는 전류의 형태와 위상이 어긋나는 형태의 3상 교류를 엔코더에서 출력되는 절대위치 정보에 맞추어서 흘러줄 필요성이 있다. 일반적으로 직류전동기와 같이 BLDC 전동기에서도 고정자에 형성되는 자계방향과 회전자 자계방향이 전기각 90° 를 유지하면 회전시에 최대 토크를 형성하며 회전할 수 있다.

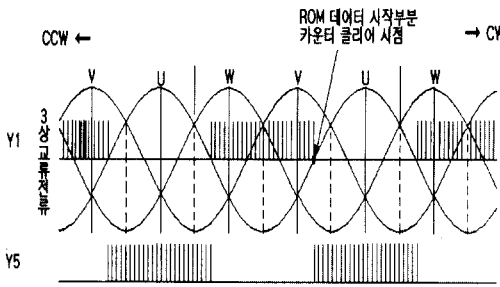


그림 5. 회전자 자계와 90° 전기각을 이루는 회전자계 발생을 위한 3상 교류전류의 형태  
Fig. 5. The form of three phase sinusoidal current for making 90° electric degree between rotor and stator magnetic field.

그림 5에서 보여지는 바와 같이 엔코더에서 출력되는 회전자의 절대 위치에 따라 3상의 교류 입력 전류가 흐른다면, 회전자의 자계와 고정자의 회전자계는 90° 의 전기각을 형성시킬 수 있다. 이와 같은 관계를 만족하는 형태의 교류 전류가 3상 권선에 흐를 수 있도록 구동 드라이버를 만들어 준다면 정현파형 전동기는 최대의 토크를 유지하며 회전할 수 있다.

그림6은 전동기의 엔코더 출력으로 절대위치를 판별한 뒤에 권선에 흘러줄 전류의 3상의 기준 파형 신호(reference wave signal)를 발생하는 회로를 나타낸 것이다. 즉 3상의 기준 정현파 형태의 전류가 절대위치에 맞게 흐를 수 있도록 전류제어기와 인버터 드라이버를 설계한다면 정현파형 BLDC 전동기를 구동할

수 있다.

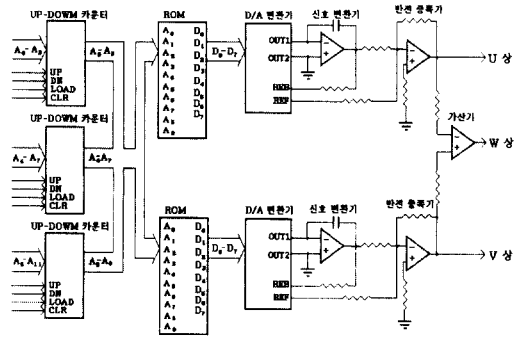


그림 6. 3상 기준 정현파 발생회로  
Fig. 6. The generating circuit of three phase sinusoidal reference wave

### III. 자동동조 PI 속도제어 알고리즘

PI 이득을 설정하는 방법에 있어서 기존의 극점배치 방법은 제어 대상의 정확한 정보를 알아야 하고 극점 선택이라는 상당히 번거로운 작업이 선행되어야 한다. 그 결과 과도 응답의 개선은 보장받지 못함을 알 수 있고, 지령치 변화에도 유동적이지 못함을 알 수 있다. 본 논문에서는 1계 미분방정식으로 표현되는 BLDC 모터의 속도 서보계에 PI 제어를 적용함에 있어서, 기존의 여러 이득 조절 알고리즘보다 간편하고 속응성이 뛰어나며 오버슈트 문제를 해결하는 새로운 이득 조절법을 제안한다.

단위계단입력 인가는 초기 지령치에 대한 전류입력을 큰 상수치로 정해진 기간 동안 가하여 그 응답을 살펴봄으로써 응답과 입력 사이의 근사적인 관계를 찾기 위해서 실행한다.

이런 방법으로 정확한 전달함수를 알 수는 없지만, 상수입력에 대한 속도응답이 거의 일정한 기울기로 증가하는 모양을 대개 보여준다.

이 근사적 관계는 그림7에서 알 수 있고, 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} x_2(t_h) = \omega(t_h) = t_h \text{ 시점에서의 속도} \\ u(t) = i(t) = U_{re} = \text{입력의한계치} \end{cases} \quad (1)$$

$U_{re}$ 는 단위계단입력으로 상수이며, 이 입력을 통해 얻어진 시스템 특성에서 실질적인 PI 이득 조절이 가능해진다.  $t_h$ 는 단위 계단 입력이 인가되는 마지막 시

점으로 본 논문에서는 속도 명령치의 절반 값에 도달하는 시기로 설정한다. 즉 단위 계단 입력을 통하여 입력과 출력 사이의 근사적인 관계를 구할 수 있었다. 또한  $U_{re}$ 를 충분히 큰 값으로 주면 초기 속도의 빠른 상승을 얻을 수 있었다. 그러나 이러한 단위계단입력 인가를 지령치 근처까지 행하면 오버슈트가 발생할 위험이 있으므로 지령치의 50%에 도달할 때까지 행한다.

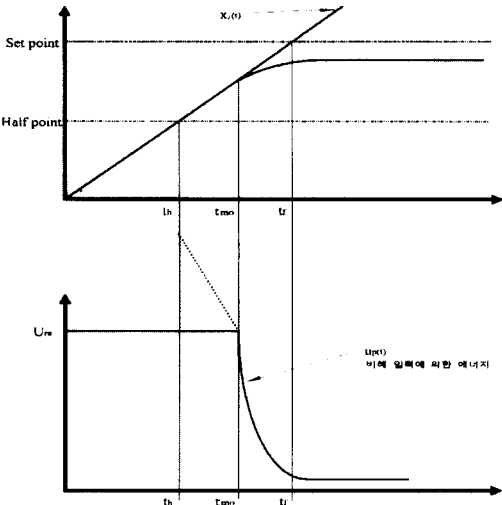


그림 7. BLDC 전동기의 전류입력과 속도응답의 관계(1)  
Fig. 7. The relation of velocity response and current input at a BLDC motor(1).

단위 계단 입력을 이용하여 먼저 비례 이득( $K_p$ )을 구한다. 전류입력으로 속도 제어를 할 때 입력을 속도 오차  $e(t)$ 에 대한 비례항만으로 구성하면 오버슈트는 발생하지 않을 것이다. 따라서 가장 빠른 속도 상승을 일으키는  $K_p$ 를 구하여 입력을 구성해도 오버슈트의 발생은 없게 된다. 속도가 지령치에 가장 빠르게 도달하는 경우는 초기 시점부터 전류입력을 한계치 ( $U_{re}$ )로 계속 주면 되고, 이 때 속도 상승율이 일정하다고 가정하면 지령치까지 도달 시간이 예측 가능하다. 단위 계단입력 인가를 지령치의 50%까지 행하고 그 시점( $t_h$ )에서의 속도 응답과 그 기울기를 통해 지령치와 만나는 시점( $t_f$ )을 예측한다. 이 때  $t_h$ 와  $t_f$  사이에도 계속 상수의 한계 입력치를 인가한다면 이 기간 동안 제공되는 입력 에너지는 그 기간 동안의 입력 적분치로 구할 수 있다. 즉 이 기간 동안 제공된 입력 에너지에 의해 속도 응답이 거의 직선적으로 빠르게 지령치에 접근되는 것이다. 만약 같은 기간( $t_f - t_h$ ) 동안 비례 입

력항만으로 위에서 계산된 입력 에너지와 같은 입력 에너지를 계통에 인가한다면, 그 과정이야 어떻든 간에 출력이 지령치에 접근할 것이다. 이러한 효과를 얻을 수 있는 비례 이득 선택법을 다음에 소개한다.

식(2)은 단위 계단 입력 인가시 응답 속도의 평균 기울기를 나타내며, 이 값을 통해 한계 입력을 계속 인가할 경우 속도가 지령치에 도달하는 시간( $t_f$ )을 알아낸다.

$$De = \frac{x_2(t_h)}{t_h} \tag{2}$$

한계 입력 인가시 지령치와 초기 입력 인가 시점에서  $t_f$ 까지 인가되어야 할 입력의 적분치와의 관계는 식(3)과 같다. 이 입력의 적분치는 입력 인가 시점에서 현재 시점( $t_h$ )까지 입력 적분치와  $t_h$ 에서  $t_f$ 까지 제공되어야 할 입력의 적분치로 분리된다. 우측식의 첫 번째 적분항은 이미 단위 계단 입력에 의해 전달된 에너지 항이고 두번째 항은 비례이득을 포함한 입력에 의해 전달되어질 에너지 항이 된다. 이 두 항의 에너지가 좌측 항의  $U_{re}$ 에 의해 인가되는 에너지와 같아진다면, 결국  $t_h \sim t_f$  사이에 인가되는 비례입력에 의한 효과와  $t_0 \sim t_h$  사이에 인가된 단위계단입력( $U_{re}$ )에 의한 에너지 효과로 속도가 지령치 근처까지 빠르게 레귤레이트 되는 효과를 얻을 수 있다.

$$\int_0^{t_f} U_{re}(t) dt = \int_0^{t_h} U_{re}(t) dt + \int_{t_h}^{t_f} u_p(t) dt \tag{3}$$

$$\int_{t_h}^{t_f} u_p(t) dt = \int_0^{t_f} U_{re}(t) dt - \int_0^{t_h} U_{re}(t) dt \tag{4}$$

이렇게 식(4)에서 구한 비례 입력의 적분 예측치는  $t_f$ 에서 속도가 지령치에 도달하기 위한 에너지 값이다. 따라서,  $t_h$ 이후 입력의 형태를 식(5)와 같이 구성해서 비례 제어를 시작한다.

$$u_p(t) = K_p \cdot e(t) \tag{5}$$

이 입력의  $t_h$ 까지의 적분치와 그 이득 및 속도 오차 적분치와의 관계는 식(6)을 만족해야 한다.

$$\int_{t_h}^{t_f} u_p(t) dt = K_p \int_{t_h}^{t_f} e(t) dt \tag{6}$$

비례입력  $u_p(t)$ 의 적분치를 식(4)에서 구했던 예측

치로 대치하고, 한계 입력( $U_{re}$ )을 계속 증가한 경우  $t_h$ 에서  $t_f$ 까지의 에러 적분치를 근사적으로 식(7)과 같이 구하여 오차 항의 오차 적분치로 정한다.

$$\int_{t_h}^{t_f} e(t) dt = -\frac{(x_2(t_h) - \text{set point})^2}{2 \cdot D_e} \quad (7)$$

한계 입력 인가와 동등한 빠른 속도 응답 특성을 만드는 비례이득  $K_p$ 를 식(8)로 구할 수 있다.

$$K_p = \frac{\int_{t_h}^{t_f} u_p(t) dt}{\int_{t_h}^{t_f} e(t) dt} \quad (8)$$

이 비례이득  $K_p$ 로 비례제어를 수행하면 지령치까지 빠르게 접근하는 속도 궤적이 얻어져야 하지만 실질적으로는 그렇지 못하다. 그 이유는 비례 제어 입력 자체가 인가 순간( $t_h$ )부터 한계치 이상으로 계산되어져서 그림 7의  $t_h \sim t_{mo}$  기간 동안 제한된 한계 입력만 인가 되기 때문이다. 그리고 계산된 비례 입력이 한계치 보다 적게 계산되는 시점( $t_{mo}$ )이후부터 비례 입력의 일반적인 특성이 나타나게 된다. 오차가 점점 작아져서 '0'에 가까워지면 비례 제어에 의해 가해지는 입력도 역시 '0'에 가까워지므로 모터의 마찰력이나 부하와 같은 저항력을 이기지 못하고 입력과 저항력이 평형을 이루게 된다. 따라서 속도는 더 이상 증가하지 못하고  $t_f$  시점부터 정상 상태 오차를 남기게 된다. 이러한 정상 상태 오차를 제거하기 위해서는 오차의 크기에 해당하는 입력을 인가하여 지령치에 도달하게 하고 그 속도에서 나타나는 저항력을 상쇄시키는 고정입력을 계속해서 가해야 한다. 이와 같은 입력은 식(9)처럼 오차의 적분치를 이용하여 입력에 포함하는 것으로 만들 수 있다.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) dt \quad (9)$$

오차가 '0'이 되기 전까지는 비례제어입력( $u_p$ )은 '0'에 가까워지지만 적분제어입력( $u_i$ )이 계속 증가하므로 지령치에 도달하는 입력을 만들게 된다. 그리고 적절한 변화율로 지령치에 도달하여 오차가 '0'이 되면 적분제어입력은 증가를 멈추고 상수값이 되는데, 이 상수값이 지령치 속도에서 나타나는 저항력을 상쇄시키

고 속도를 유지하는 고정입력이 된다.

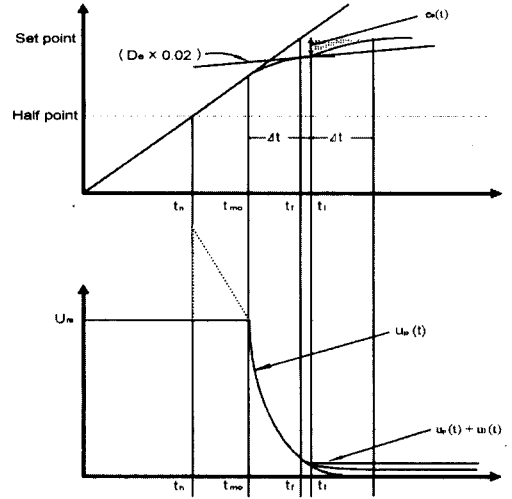


그림 8. BLDC 전동기의 전류 입력과 응답 속도의 관계(2)

Fig. 8. The relation of velocity response and current input at a BLDC motor(2).

그림 8에서 알 수 있듯이 이 적분입력은 비례입력 인가에 의한 속도의 변화가 없어지는 적당한 시점에서 인가되도록 하여 추가되는 적분입력항에 의한 속도 응답의 변화만 나타나도록 한다. 이 시점을 본 논문에서는 속도 궤적의 기울기가 '0'에 가까워지는 시점(기울기가 ' $De \times 0.02$ '이 되는 시점)으로 한다. 그리고 적분제어입력에 의한 속도가 지령치에 급한 기울기로 접근하면 오버슈트의 위험이 있으므로 적분 이득을 잘 선택해야 한다.

$t_{mo}$  시점부터  $t_f$  시점까지의 속도의 변화가 안정된 형태를 지니고 있음을 알 수 있다. 또한 인가되었던  $u(t_f)$ 가 상태를 유지하기 위한 최소입력의 크기이다. 이 입력의 크기를  $t_f$  시점 이후부터 식(10)으로 주어지는  $\Delta t$  시간 동안 오차의 적분치를 이용하여 만들어 준다면, 비례 입력과 함께 인가되어 정상상태 오차를 제거할 수 있을 것이다. 여기서 구하는 적분 이득( $K_i$ )은 최소 입력의 크기를 기준으로 함으로써 오버슈트의 위험을 줄일 수 있다.

$$\Delta t = t_f - t_{mo} \quad (10)$$

실제 적분입력은  $t_f$  시점부터 인가되며, 그 관계는 식(11)로 표현된다.

$$u(t_1) = K_i \cdot \int_{t_i}^{t_i+\Delta t} e(t) dt \quad (11)$$

$t_1$ 시점에서 인가된 입력  $u(t_1)$ 와  $t_1$ 시점 이후에 예상되는 에러( $e(t)$ )의 적분치를 이용하여 식(12)과 같은 관계식을 만족하는  $K_i$ 를 구한다.

$$K_i = \frac{u(t_1)}{\int_{t_i}^{t_i+\Delta t} e(t) dt} \quad (12)$$

#### IV. 속도제어 서보시스템 구현

본 논문에서 구현한 정현파형 BLDC전동기의 속도 제어 서보시스템의 전체적인 구성은 그림 9와 같다.

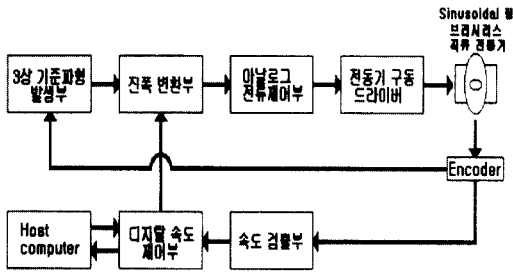


그림 9. 전체 서보계의 구성  
Fig. 9. The block diagram of servo system

##### 1. 디지털 속도 제어부

설계된 제어 알고리즘을 수행하는 주 프로세서는 Texas Instrument사의 DSP인 TMS320C31을 사용하였다. DSP는 그 특성이 일반적인 로직 처리용 마이크로 프로세서와는 달리 처리 속도가 빠르고, 부동소수점 연산이 고속으로 가능하기 때문에 디지털 신호 처리뿐만 아니라 제어 분야에서도 그 응용이 확장되고 있는 칩이다. 본 논문에서는 PC(IBM-586)와 DSP 시스템간에 병렬 데이터 라인과 부트로드 라인으로 프로그램과 실험 데이터를 전송한다.

##### 2. 3상 기준파형 발생부 및 진폭 변환부

3상 기준파형을 만들기 위해서 엔코더의 출력을 디코더 회로와 R-S F/F에 입력시켜 사인파의 데이터가 입력되어 있는 ROM의 어드레스 카운터 제어에 사용한다. U상과 W상 2상분의 데이터를 ROM의 영역에 기억시키고 V상의 데이터는  $V=-(U+W)$ 로 아날로그 연산을 통하여 구한다. 전동기에 전원 공급시 회전자

의 초기위치를 판별하여 최대의 토크를 유지할 수 있는 자계를 형성시킬 수 있도록 ROM의 데이터 시작 부분을 바꾸어 주는 회로를 구성하였다. PAL로 구현한 이 회로는 입력을 디코더의 출력으로 하여 회전자의 절대위치에 따라 최대 토크를 유지하는 초기 어드레스를 지정하여 준다. 전동기의 속도는 전류의 입력량과 비례하며, 전류의 입력량은 3상의 기준 정현파의 진폭의 크기에 따라 결정된다. 그러므로 전동기의 속도 가변을 위해서 3상 기준 정현파의 진폭을 가변시키는 곱셈기를 구성하였다.

##### 3. 아날로그 전류 제어부

전류의 검출을 위해서 본 논문에서는 홀 센서(Hall Sensor)를 채택하였다. 홀 센서는 홀 효과에 의해 검출하고자 하는 전류에 비례하는 출력 전압을 얻을 수 있다. 실제적으로 홀 센서로부터의 출력은 잡음이 상당히 많이 포함되어 있으므로 저역통과필터를 통과한 후 여과되고 여기에 비례이득을 곱해서 연산이 편리하도록 한다. 이렇게 출력된 전압은 곱셈기로부터 출력된 3상의 기준파형과 비교되어 전류오차 신호를 만든다. 이 오차 신호는 하드웨어 PI 제어를 통과 후 삼각파와 비교되어 실제 인버터에 입력될 PWM 신호를 형성한다.

##### 4. 전동기 구동 드라이브

본 논문에서는 전동기 구동 드라이브로 IGBT를 6개 내장하여 3상 인버터에서 많이 사용되고 있는 IPM(Intelligent Power Modules)을 채택하였다.

인버터의 한 Leg는 서로 Complement 하게 동작하므로 동시에 On/Off될 경우 순간적으로 단락이 일어나 소자가 파괴될 우려가 있으므로 On/Off시 시간 지연(데드 타임)을 두어 소자를 보호해 주어야 한다. 데드 타임(Dead Time) 회로를 설계하여  $4\mu s$ 의 데드 타임을 주었다. 그리고 IPM의 구동을 위하여 포토커플러로 구성된 게이트 드라이버를 사용한다. 이 회로는 실제 큰 파워를 스위칭할 때 일어나는 잡음과 회로 파괴를 방지하여 준다.

##### 5. 속도 검출부

회전자의 속도 정보는 회전자 축과 직결된 엔코더(Encoder)로부터 발생하는 펄스로부터 얻는다. 본 실험에서 사용하는 엔코더는 1회전 당 2048펄스를 발생하며 회전 방향에 따라  $90^\circ$ 의 위상차를 갖는 A상과

B상의 펄스와 전자적인 정류를 하기 위해 사용되어지는 C상 펄스가 A, B상의 조합으로 출력된다. 속도에 대한 정밀 정보와 특히 저속에서의 펄스의 손실을 막기 위해 4채배 회로를 구성하여 펄스의 수를 4배로 늘려주었다. 또한 이 회로는 전동기가 회전시 일어나는 진동에 의한 속도 오차를 고려하여 자체적으로 하드웨어에 의한 연산이 가능하도록 설계하였다.

### V. 실험 결과

속도제어에 있어서 PI이득을 설정하는 기존의 방법들 중에서 성능이 우수한 ITSE 동조기법에 의한 실험결과와 본 논문에서 제안하는 새로운 자동동조기법에 의한 실험결과를 동일 조건에서 비교하기 위하여, PI속도 제어기에 단위 속도 지령(Step Speed Command)을 3000rpm( $100\pi\text{rad/sec}$ )으로 입력한 경우와 지령치를 변화시킨 경우에 제어기의 추종 성능을 각각 실험하였다. 샘플링 시간은 1msec로 하였고 부하 토크 TL은 0.0008Nm로 하였다. 실험결과들을 비교해 보면, 본 논문의 새로운 기법(그림12, 그림13)이 기존의 기법(그림10, 그림11)보다 오버슈트 없이 빠른 속도 상승과 지령치 변환의 개선된 추종 성능을 확인할 수 있다.

#### 1. ITSE 동조기법에 의한 실험결과

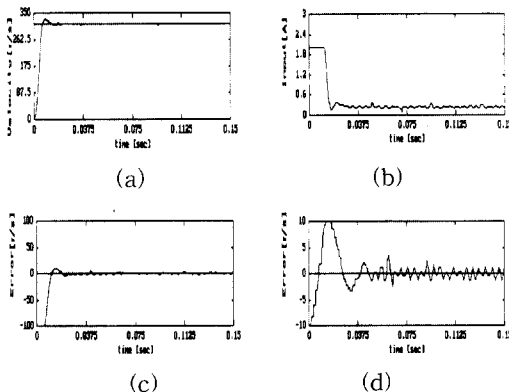


그림 10. 지령치를  $100\pi\text{rad/sec}$ 로 인가한 실험 결과  
(a) 속도 응답 (b) 입력 전류 (c) 속도 오차  
(d) 지령치 부근에서 확대 속도 오차

Fig. 10. The experimental results when command value is  $100\pi\text{rad/sec}$ .  
(a) Velocity response (b) Input current  
(c) Velocity error (d) Enlarged Velocity error around command value.

그림 10은 단위 속도 지령으로  $100\pi\text{rad/sec}$ 를 입력한 경우이다. 속도 응답(그림 10(a))을 보면 초기 과도상태에서 오버슈트가 다소 발생하고 속도 상승은 조금 늦지만 비교적 지령치에 잘 수렴함을 알 수 있다. 그림 10(b)는 입력전류의 상태를 나타낸다.

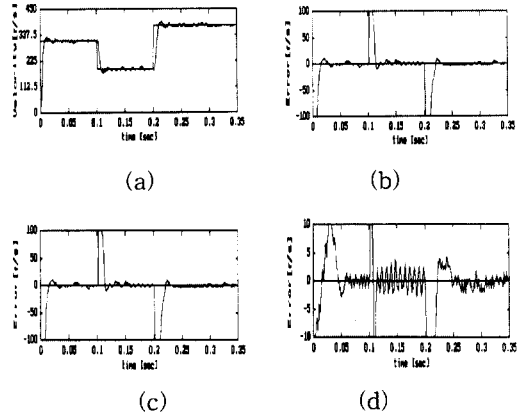


그림 11. 지령치를  $100\pi\text{rad/sec}$ ,  $60\pi\text{rad/sec}$ ,  $120\pi\text{rad/sec}$ 로 변경한 실험 결과  
(a) 속도 응답 (b) 입력 전류 (c) 속도 오차  
(d) 지령치 부근에서 확대 속도 오차

Fig 11. The experimental results when command values are changed from  $100\pi\text{rad/sec}$ , to  $60\pi\text{rad/sec}$  to  $120\pi\text{rad/sec}$ .  
(a) Velocity response (b) Input current  
(c) Velocity error (d) Enlarged Velocity error around command value.

그림 11은 초기지령치  $100\pi\text{rad/sec} \rightarrow 0.1$  초 경과 후  $60\pi\text{rad/sec} \rightarrow 0.2$ 초 경과후  $120\pi\text{rad/sec}$ 로 변경한 경우이다. 속도 응답(그림 11(a))을 보면 지령치의 변경에도 오버슈트가 다소 발생하고 속도 상승은 조금 늦지만 비교적 지령치에 잘 수렴함을 알 수 있다. 그림 11(b)는 입력 전류의 상태를 나타낸 것이다.

#### 2. 새로운 자동동조기법에 의한 실험결과

그림 12는 단위 속도 지령으로  $100\pi\text{rad/sec}$ 를 입력한 경우이다. 속도 응답(그림 12(a))을 보면 초기 과도상태에서 거의 직선에 가까운 변화율로 빠르게 상승하는 것을 알 수 있다. 속도 오차(그림 12(c), 그림 12(d))도 오버슈트 없이 수렴하는 것을 볼 수 있다.

입력 전류(그림 12(b))는 초기 시점에서부터 속도가 지령치의 약 75%에 도달할 때까지 한계치가 인가되어 충분한 에너지를 공급함으로써 과도 상태의 속응성을 보장하고 있음을 알 수 있다.



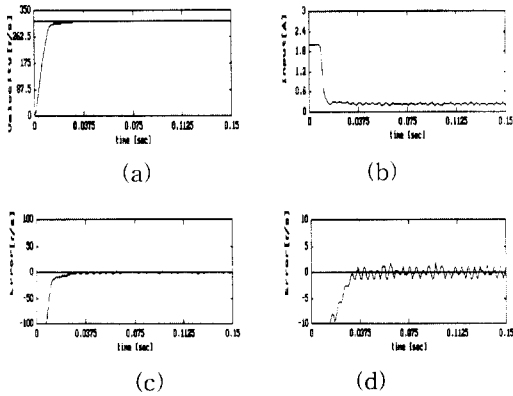


그림 12. 지령치를  $100 \pi \text{ rad/sec}$ 로 인가한 실험 결과  
 (a) 속도 응답 (b) 입력 전류 (c) 속도 오차  
 (d) 지령치 부근에서 확대 속도 오차

Fig. 12. The experimental results when command value is  $100 \pi \text{ rad/sec}$ .

(a) Velocity response (b) Input current  
 (c) Velocity error (d) Enlarged Velocity error around command value.

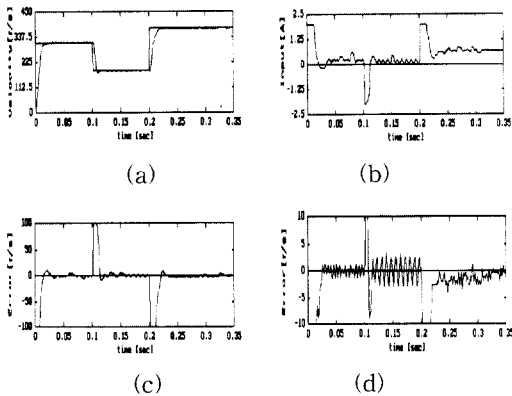


그림 13. 지령치를  $100 \pi \text{ rad/sec}$ ,  $60 \pi \text{ rad/sec}$ ,  $120 \pi \text{ rad/sec}$ 로 변경한 실험 결과  
 (a) 속도 응답 (b) 입력 전류 (c) 속도 오차  
 (d) 지령치 부근에서 확대 속도 오차

Fig 13. The experimental results when command values are changed from  $100 \pi \text{ rad/sec}$ , to  $60 \pi \text{ rad/sec}$  to  $120 \pi \text{ rad/sec}$ .

(a) Velocity response (b) Input current  
 (c) Velocity error (d) Enlarged Velocity error around command value.

그림 13은 초기지령치  $100 \pi \text{ rad/sec} \rightarrow 0.1$  초 경과 후  $60 \pi \text{ rad/sec} \rightarrow 0.2$  초 경과 후  $120 \pi \text{ rad/sec}$ 로 변경한 경우이다. 속도 응답(그림 13(a))을 보면 지령치의 변경에도 역시 속응성이 유지됨을 나타낸다. 속도

오차(그림 13(c), 그림 13(d))에서도 오버슈트 없이 지령치의 변경에 수렴하는 것을 볼 수 있다. 그림 13(b)는 입력 전류의 상태를 나타낸 것이다.

## VI. 결 론

본 연구는 정현파형 브러시리스 직류전동기의 속도 제어를 위해, 전동기의 회전자의 절대위치 검출 및 정현파 입력전류를 생성하기 위한 회로를 설계하여 구현하였고, 새로운 자동동조 PI 제어기법을 제안한다. 절대위치검출은 모터 축에 부착된 엔코더의 출력신호를 분석함으로써 행해졌고, 고정자 권선에 인가할 정현파 전류입력은 3가지 기준신호를 생성할 수 있는 논리회로를 설계하여 구현하였다. 또한 새롭게 제안하는 자동동조 PI 제어 기법의 적용에 대한 설계 및 구현으로 기존의 자동동조 제어 기법에서 문제되었던 오버슈트를 제거하며 속응성(fast-response)과 지령치의 변환에 대한 추종 특성을 개선하였다. 본 논문의 결과는 다음과 같이 요약할 수 있다.

첫째, 3상 정현파형의 전류를 인가할 수 있는 정류 회로와 견실한 전류 제어기를 설계하였다.

둘째, 초기에 충분한 입력을 인가함으로써 속응성이 향상되었다.

셋째, 이득을 선정하기 위한 단위 계단 입력인가를 속도가 지령치의 50%에 도달할 때까지만 행함으로써 단위 계단 입력인가에 의한 오버슈트를 제거하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] Takashi Kenjo, "Permanent Magnet And Brushless DC Motors", Sogo Electronics Publishing Company, 1984.
- [2] Yasuhico Dote, Sakan Kinoshita "Brushless Servo motors", Clarendon Press Oxford, 1990.
- [3] "DC Motors, Speed Controls, Servo Systems", Electro-craft Corp. 1977.
- [4] 전인효 외3, "정현파형 브러시리스 직류전동기 속도 제어계에 대한 PI제어기의 설계", *Proceedings of IEEK Summer Conference*, 제21권, 제1호, pp.207-210, June 1998.
- [5] K.J.Astrom and Hagglund, "Automatic Tuning of Simple Regulators With Speci-

fication on Phase and Amplitude Margins”, Automatica, Vol.20, No.5, pp. 646-651, 1984

[6] L.Wang, et al, “New Frequency-domain Design Method for PID Controllers”, IEEE Proc. Control Theory Appl., Vol.142, No.4,

July 1995

[7] Ned Mohan, Tore M, Undeland, Willamp P.Robbins, “Power Electronics : Converters, Applications, and Design”, John Wiley & Sons, 1989.

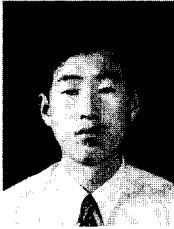
저 자 소 개



全寅孝(正會員)  
 1956년 5월 5일생.  
 1979년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1994년 2월 창원대학교 대학원 전자계산학과 졸업(이학석사). 1999년 2월 창원대학교 대학원 전기전자제어공학과 공학박사수료.  
 1981년~1986년 LG전자(주) 근무. 1989년~1992년 (주)동서제어 근무. 1996년~현재 마산대학 전자제어과 교수. 주관심분야는 적응제어, 퍼지신경회로망.

崔重暻(正會員) 第 35卷 S編 12號 參照.  
 1992년 3월~현재 창원대학교 전자공학과 교수  
 주관심분야는 서보기제어, 가변구조제어, 자동동조제어, 전력전자

朴勝燁(正會員) 第 35卷 S編 12號 參照.  
 1988년 3월~현재 창원대학교 전자공학과 교수  
 주관심분야는 제어시스템 해석 및 설계, 적응제어, 고장 검출 및 진단, 인공지능응용



盧民植(正會員)  
 1971년 9월 10일생.  
 1996년 2월 창원대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1998년 2월 창원대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1999년 3월 삼성항공(주) 재직.  
 주관심분야는 디지털 제어, 전동기

정밀제어