

정현파형 브러시리스 직류 전동기 속도 제어계에 대한 PI 제어기의 설계

노민식*, 최종경*, 박승엽*, 전인효**

* 창원대학교 공과대학 전자공학과

** 마산대학 전자제어과

* 641-773: 경남 창원시 사림동 9번지

** 630-729: 경남 마산시 내서읍 용담리 100

* htt910@hitel.net, cjk@sarim.changwon.ac.kr, psy@sarim.changwon.ac.kr

** ihjun@masan-c.ac.kr

Design of PI controller for the sinusoidal type brushless DC motor speed servo system

Min-sik Roh*, Jung-keyng Choi*, Seung-yub Park*, In-hyo Jun**

* Dept. of electronics Eng., Changwon Univ., Changwon, Korea

** Dept. of Electronic control, Masan College, Korea

* 641-773: 9 Sarim-Dong, Changwon, Kyungnam, Korea

** 630-729: 100 Yongdam-Ri, Neseo-Ep, Masan, Kyungnam, Korea

* htt910@hitel.net, cjk@sarim.changwon.ac.kr, psy@sarim.changwon.ac.kr

** ihjun@masan-c.ac.kr

Abstract : Brushless servomotor systems offer a great advantage in unmanned factories where a great number of servomotors are employed, because of its easy maintenance characteristics and controllability. This paper propose a sinusoidal type brushless DC motor speed servo system which has high efficiency and usability in industrial field as described above. And this servo system is realized by a new Auto-Tuning PI control algorithm and verified it's practical potential of implementation by self-designed driver system. In particular, DSP (digital signal processor) is adopted in this study as controller and sensor signal processor owing to their fast computational capability and suitable architecture.

I. 서론

정현파형 브러시리스 직류 전동기는 제어 입력이 교류의 형태이므로 제어회로가 복잡해지고 해상도가 높은 위치 검출기가 필요하다. 그러나 거형파형에 비해서 토크 리플 발생이 없고 정밀한 속도 및 위치 제어기로서 적합하다^[1]. PID 제어는 일정한 외부의란 혹은 파라미터 값의 영향없이 정상상태 동안에서의 정확성 때문에 전동기 제어제어시스템에 널리 사용되어지고 있다^[2]. 본 논문에서는 PID 이득선정기법의 문제점을 해결하기 위하여 파라미터 추정없이 속응성과 지령치 변환에 좋은 성능을 갖는 Auto Tuning PI 속도 제어기를 제안하고 실현함을 목적으로 두었다. 제안된 Auto-Tuning PI 제어기는 오버슈트를 제거하기 위해 출력 속도 응답이 지령치의 50%에 도달할 때까지 단위 계단 입력을 증가후

파라미터를 추정없이 입력 에너지와 출력 속도의 선형 관계의 비를 알아내고 일차적 이득 선정 후에 지령치 근처에서 이차적 이득조정 과정을 수행하여 설계를 간소화하였다. 또한, 정현파형 브러시리스 직류전동기의 속도 제어를 위해 3상 교류입력을 인가할 수 있는 정류회로를 구성했고 전실한 하드웨어 전류제어기를 설계하였다.

II. 정현파형 브러시리스 직류전동기의 회전원리 및 정류

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

1. 정현파형 BLDC 전동기의 회전 원리

회전 특성을 분석하기 위해서 복잡한 3상의 교류전류를 각 상에 흘리지 않고, 각 교류전류 흐름의 특정 위치에 해당하는 전류를 DC 형태로 출력함으로써 고정자에 형성되는 자계의 방향과 이때의 회전 특성을 알 수 있다. 표 1에서 보이듯이 모터를 1회전시키는데는 24번의 DC형태의 전류 입력이 필요하며 이것은 3상 각 권선에 4주기의 교류입력이 필요함을 의미하고, 8극의 전동기임을 알 수 있다.

2. 정현파형 BLDC 전동기 회전자의 절대 위치

시퀀스	위치	전류 흐름	실제 회전각
1	(a)	V → U,W	0°
2	(b)	V,U → W	15°
3	(c)	U → V,W	30°
4	(d)	U,W → V	45°
5	(e)	W → U,V	60°
6	(f)	W,V → U	75°
7	(a)	V → U,W	90°

표 1. 각 위치별 전류흐름 방향과 실제 회전각
Table. 1. Current flow direction and mechanical rotation degree in each section.

정현파형 BLDC 전동기의 회전을 유도하고자 할 때에는 회전자의 자속의 방향, 즉 절대 위치를 판별하여 고정자에 흘려야 할 3상 교류전류의 형태를 결정해야만 한다. 이러한 절대 위치 정보는 회전자의 축상에 부착되어 회전자와 함께 회전하는 엔코더의 출력으로 파악할 수 있다. 본 연구에서 사용한 BLDC 전동기의 엔코더에서의 출력 신호를 살펴보면 A, B 상은 회전자의 회전에 따라 90도의 위상차가 나는 펄스열이며 1 회전시 2048 개의 펄스가 각각 출력된다. 그리고 C 상의 정보 형태는 A, B상과 같이 1 회전시 2048개의 펄스가 출력되고, A, B상의 논리조합으로 이루어지며, 6개의 각기 다른 펄스 열이 1 회전에 4번 반복 출력되도록 구성되어 있다.

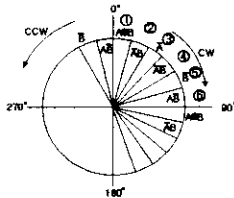


그림 1. 전동기 엔코더의 C 상의 출력형태
Fig. 1. The C-phase output signal of encoder in a motor

본 연구에서 회전자의 회전시의 엔코더의 출력을 파악한 결과 DC 전류 시퀀스에 의해 BLDC 전동기의 회전이 이루어 질 때 엔코더의 출력은 6번의 DC 시퀀스가 바뀔 때마다 출력의 형태가 바뀔 수 있다.

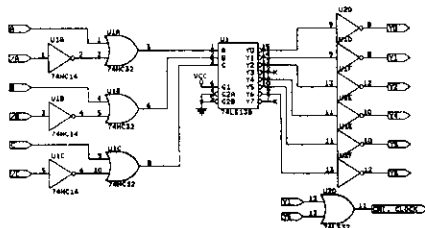


그림 2. 디코더 회로
Fig. 2. Decoder circuit

그림 2는 회전자의 절대위치 판별을 위해서 제작한 회로로 엔코더의 A,B,C상을 입력으로 하는 디코더 회로

이다. 그림 3은 회전자를 회전시켰을 때 디코더 회로에서의 절대위치 판별 신호와 그 절대위치에서 일치하는 3상에 흐르는 전류 흐름 상태를 분석하여 나타낸 것이다. (a)~(f) 구간은 표1에 나타난 회전자의 회전 특성을 나타내는 DC 전류 시퀀스에 해당하는 위치이다.

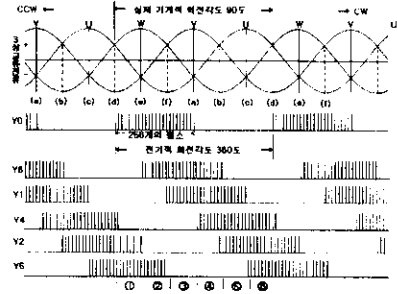


그림 3. 디코더회로의 출력파형과 3상 교류전류 상태
Fig. 3. The output signal form of decoder circuit and flow status of three phase sinusoidal current

실제 전동기를 구동시 지속적인 회전을 위해서는 그림 3에 보이는 전류의 형태와 90도의 위상이 어긋나는 형태의 3상 교류를 절대위치 정보에 맞추어서 흘려줄 필요성이 있다. 이것은 직류전동기와 같이 BLDC 전동기에서도 고정자에 형성되는 자계방향과 회전자 자계방향의 전각각 90도(90도의 자속)를 유지하면 회전시에 최대 토크를 형성하며 회전할 수 있기 때문이다.

III. Auto-Tuning PI제어를 적용한 속도 제어기의 설계

본 연구에서는 초기에 지령치에 대한 전류 입력을 큰 상수치로 정해진 시간 동안 가하여 응답과 입력 사이의 근사적인 관계를 찾는다.

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

U_{re} (단위 계단 입력)를 충분히 큰 값 (또는 시스템에 인가할 수 있는 가장 큰 값)으로 주면 초기 속도의 빠른 상승을 얻을 수 있었다. 그러나 이러한 단위 계단 입력 인가를 지령치 근처까지 행하면 오버슈트가 발생할 위험이 있으므로 지령치의 50%(t_h 시점)에 도달할 때까지 행한다. t_h 시점에서의 속도 응답과 그 기울기를 통해 지령치와 만나는 시점(t_r)을 예측한다. 이 때 t_h 와 t_r 사이에도 계속 상수의 한계 입력치를 인가한다면 이 기간 동안 제공되는 입력 에너지는 그 기간동안의 입력 적분치로 구할 수 있다.

$$De = \frac{x_2(t_h)}{t_h} = \text{단위 계단 입력 인가시 응답 속도의 평균기울기} \quad (1)$$

식(2)의 우측 두 항의 에너지가 좌측 항의 U_{re} 에 의해 인가되는 에너지와 같아진다면, 결국 $t_h \sim t_r$ 사이에 인가되는 비례입력에 의한 효과와 $t_0 \sim t_h$ 사이에 인가된 단위 계단 입력(U_{re})에 의한 에너지 효과로 속도가 지령치 근처까지 빠르게 레귤레이터되는 효과를 얻는다.

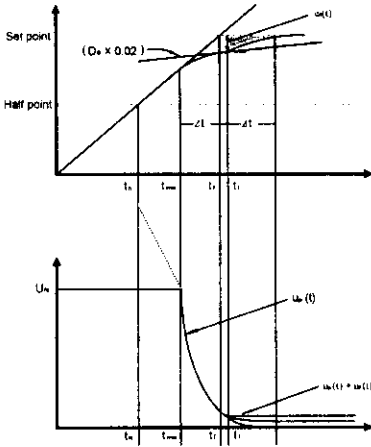


그림 4. 전류 입력과 속도 응답의 관계
Fig. 4. The relation of velocity response and current input at a BLDC motor

$$\int_0^{t_i} U_{re}(t) dt = \int_0^{t_h} U_{re}(t) dt + \int_{t_h}^{t_i} u(t) dt \quad (2)$$

$$\int_{t_h}^{t_i} u(t) dt = \int_0^{t_i} U_{re}(t) dt - \int_0^{t_h} U_{re}(t) dt \quad (3)$$

t_h 이후 비례제어에 의한 입력 $u_p(t)$ 는 다음과 같다.

$$u_p(t) = K_p \cdot e(t) \quad (4)$$

$$\int_{t_h}^{t_i} u_p(t) dt = K_p \int_{t_h}^{t_i} e(t) dt \quad (5)$$

비례입력 $u_p(t)$ 의 적분치를 식(5)에서 구했던 예측치로 대체하고, 한계 입력(U_{re})을 계속 증가한 경우 t_h 에서 t_i 까지의 에러 적분치를 근사적으로 구하면 다음과 같다.

$$\int_{t_h}^{t_i} e(t) dt = -\frac{(x_2(t_h) - set\ point)^2}{2 \cdot D_e} \quad (6)$$

$$K_p = \frac{\int_{t_h}^{t_i} u_p(t) dt}{\int_{t_h}^{t_i} e(t) dt} \quad (7)$$

PI 제어에서 비례 이득 K_p 로만 비례 제어를 수행하면 지령치부근 즉 t_{m0} 시점 이후 부터 비례 입력의 일반적인 특성, 즉 속도는 더 이상 증가하지 못하고 t_i 시점에서 부터 정상 상태 오차를 남기게 된다. 이 정상 상태 오차는 오차의 적분치를 입력에 포함하는 것으로 제거할 수 있다.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) dt \quad (8)$$

이 적분입력은 비례입력 인가에 의한 속도의 변화가 없어지는 적당한 시점, 본 논문에서는 속도 계적의 기울기가 '0' 에 가까워지는 시점(기울기가 'De × 0.02' 이 되는 시점)으로 한다. t_{m0} 시점에서부터 t_i 시점까지(Δt)의 속도의 변화가 안정된 형태를 지니고 있음을 알 수 있다. 또한 인가되었던 $u(t_i)$ 가 상태를 유지하기 위한 최

소입력의 크기이다. 이 입력의 크기를 t_i 시점 이후부터 Δt ($\Delta t = t_i - t_{m0}$)시간 동안, 오차의 적분치를 이용하여 만들어 준다면 비례 입력과 함께 인가되어 정상상태 오차를 제거할 수 있을 것이다.

$$u(t_i) = K_i \cdot \int_{t_i}^{t_i + \Delta t} e(t) dt \quad (9)$$

$$K_i = \frac{u(t_i)}{\int_{t_i}^{t_i + \Delta t} e(t) dt} \quad (10)$$

IV. 전류제어 서보시스템의 구현

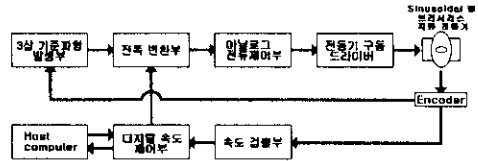


그림 5. 전체 서보계의 구성
Fig. 5. The block diagram of servo system

1. 디지털 속도 제어부
설계된 제어 알고리즘을 수행하는 주 프로세서인 DSP(TMS320C31)는 처리 속도가 빠르고, 부동소수점 연산이 고속으로 가능하기 때문에 제어 분야에서도 응용이 확장되고 있는 칩이다^[3]. 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 U상과 W상 2상분의 데이터를 ROM의 영역에 기억시키고 $V = -(U+W)$ 는 아날로그 연산을 통하여 구한다. 전동기에 전원 공급시 회전자의 초기위치를 판별하여 최대의 토크를 유지할 수 있는 자계를 형성시킬 수 있도록 ROM의 데이터 시작 부분을 바꾸어 주는 회로를 구성하였다. 전동기의 속도는 전류의 입력량과 비례하며, 전류의 입력량은 3상의 기준정현파의 진폭의 크기에 따라 결정되므로 속도 가변을 위해서 3상 기준 정현파의 진폭을 가변시키는 곱셈기를 구성하였다.

3. 전류 제어부
전류의 검출을 위해서 본 논문에서는 홀 센서(Hall Sensor)를 채택하였다. 실제로 홀 센서로부터의 출력은 잡음이 상당히 많이 포함되어 있으므로 저역통과필터를 통해 여과되고 여기에 비례이득을 곱해서 연산이 편리하도록 한다. 이렇게 출력된 전압은 곱셈기로부터 출력된 3상의 기준정현파와 비교되어 전류오차 신호를 만든다. 이 오차 신호는 하드웨어 PI 제어기를 통과 후 삼각파와 비교되어 실제 인버터에 입력될 PWM신호를 형성한다.

4. 전동기 구동 드라이브
본 논문에서는 전동기 구동 드라이브로 IGBT를 6개 내장하여 3상인버터로써 많이 사용되고 있는 Mitsubishi

사의 IPM(Intelligent Power Modules)을 채택하였다¹⁴⁾. 내부 IGBT 의 단락 파괴를 막기위해 데드 타임(Dead Time) 회로를 설계(4usec) 하였다. 실제 큰 파워를 스위칭할 때 발생하는 잡음과 회로 파괴를 방지하기 위해 포토커플러로 구성된 게이트 드라이버를 사용한다.

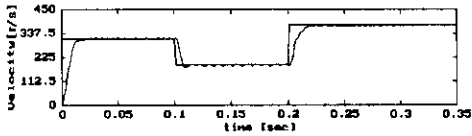
5. 속도 검출부

회전자의 속도 정보는 회전자 축과 직결된 엔코더에서 발생하는 펄스로부터 얻는다. 속도에 대한 정밀 정보와 특히 저속에서의 펄스의 손실을 막기 위해 A상과 B상을 입력으로 하여 4채회로를 구성하여 펄스의 수를 4배로 늘려주었다. 또한 이 회로는 전동기가 회전시 일어나는 진동에 의한 속도 오차를 고려하여 자체적으로 하드웨어에 의한 연산이 가능하도록 설계하였다.

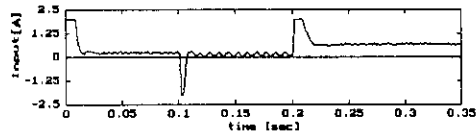
V. 실험 결과

Auto-Tuning PI 속도 제어기에 지령치를 변화시킨 경우에 제어기의 추종 성능을 실험하였다. 샘플링 시간(Sampling Time)은 1msec로 하였고 부하 토크 TL은 0.0008Nm로 하였다. 속도 응답(그림 6(a))을 보면 초기 과도상태에서 거의 직선에 가까운 변화율로 빠르게 상승하며 지령치의 변경에도 역시 속응성이 유지됨을 알 수 있다. 속도오차(그림 6(c), 그림 6(d))도 오버슈트없이 지령치 변경에도 수렴하는 것을 볼 수 있다.

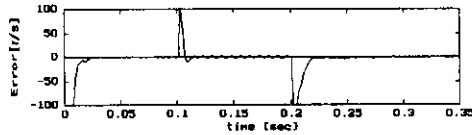
입력 전류(그림 6(b))는 초기 시점에서부터 속도가 지령치의 약 75%에 도달할 때까지 한계치가 인가되어 충분한 에너지를 공급함으로써 과도 상태의 속응성을 보장하고 있음을 알 수 있다.



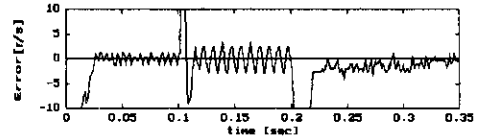
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 6. 지령치를 $100\pi(rad/sec)$, $60\pi(rad/sec)$, $120\pi(rad/sec)$ 로 변경한 실험 결과

- (a) 속도응답 (b) 입력전류
- (c) 속도오차 (d) 지령치 부근의 속도오차 확대

Fig 6. Experimental results when command values are changed from $100\pi(rad/sec)$ to $60\pi(rad/sec)$ and to $120\pi(rad/sec)$.

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

VI. 결 론

본 연구에서는 정현파형 BLDC 전동기의 속도제어를 위해 회전자 절대위치 검출 및 정현파 입력전류를 생성하기 위한 회로 설계와 새로운 자동동조 PI제어 기법을 제안한다. 결과는 다음과 같이 요약할 수 있다.

- 1) 이득을 자동동조하기 위한 단위계단입력의 인가는 속도가 지령치의 50%에 도달할 때까지만 행함으로써 단위계단입력 인가에 의한 오버슈트를 제거하였다.
- 2) 처음부터 충분한 제어입력을 인가함으로써 빠른 속도 응답을 얻을 수 있었다.
- 3) 회전자 위치검출과 3상의 정현파 전류를 인가할 수 있는 정류회로와 견실한 전류 제어기를 설계하였다.

참 고 문 헌

- [1] Yasuhico Dote, Sakan Kinoshita "Brushless Servomotors", Clarendon Press Oxford, 1990.
- [2] L.Wang, et al, "New Frequency-domain Design Method for PID Controllers", IEE Proc. Control Theory Appl., Vol.142, No4, July 1995.
- [3] "TMS320C3X User's Guide", Texas Instruments, 1997.
- [4] Ned Mohan, et al, "Power Electronics : Converters, Applications, and Design", John Wiley & Sons, 1989.