

서보 드라이브 기술

장상돈

삼성전자 생산 기술 센터 자동화 연구소

1. 서론

통상 수학적으로 분명히 기술되는 시스템을 찾는 것은 그리 쉽지는 않다. 그런 의미에서 모터는 명확한 미분 방정식으로 기술되며 제어 공학에 흥미를 가진 많은 사람의 관심의 대상이 되었다. 인버터나 서보로 대표되는 모터 드라이브 기술은 파워 디바이스 및 반도체 기술이 발달하면서 아날로그에서 디지털로 변화했다. 디지털 제어장치의 등장은 정도나 성능을 향상시켰을 뿐만 아니라, DC 드라이브에서 AC 드라이브로, 대형에서 소형화로, 단품에서 Network화로 전체 시스템에 유연성을 부여했다. 여기서는 주로 BLDC 서보 드라이브의 제어에 관해 간단히 살펴보기로 한다. 이하 단위는 생략한다.

80년대 중반 이후, DC 서보 모터에 비해 브러쉬가 없고 신뢰도가 높고 유지 보수 측면에서도 용이한 AC 서보 모터의 수요가 빠르게 증가하면서 그 실용화가 급속히 전개되고 있다. 서보 드라이브는 반도체 장비, 공작 기계, 각종 제조 장비 및 로봇 등에 이용되고 있으며, 주 용도로 위치 제어, 속도 제어 및 토크 제어가 주된 용도이고, 경우에 따라서는 두개의 제어 모드를 수시로 전환하면서 사용하도록 되어 있다.

서보 드라이브 기술은, 모터나 Manipulator 등의 축 비틀림 공진계의 진동 억제 기술, 전기와 기계의 복합계의 Parameter on-line 추정에 의한 적응 제어 및 H_{∞} 제어, AI, 뉴럴 네트워크, Fuzzy 또는 GA와 같은 새로운 정보 처리 기술에 의한 제어 등, 현대 제어 이론이 실용화를 눈앞에 두고 있다.

서보 드라이브 시장은 일본의 Yaskawa와 Mitsubishi가 시장의 선두에 서 있다. 최근 Yaskawa는 Σ -II plus series를, Mitsubishi는 MELSERVO-J2 Super series를 각각 발표하였다.[1],[6] 그 특징을 살펴보면 속도 주파수 응

답성을 500~550Hz까지 향상 시켰으며, 또한 Real-time auto tuning기능의 향상, 적응 제어에 의한 제진 제어, 위치 제어 정밀도 등에서 Up-grade된 제품을 내놓았다. 독자적인 프로토콜을 가진 Network 대응 제품도 출시되고 있고, Profibus, Device Net 등의 Fieldbus 대응 제품 또는 SERCOS (Serial Real Time Communication System) 대응 제품도 등장하고 있다. 당사도 현재 SERCOS 북미 지부에 가입한 상태이다. 최근에는 PC가 일반화 되면서 Windows환경하에서 서보 드라이브를 포함한 기계 시스템을 Tuning할 수 있는 Software들이 각 사 별로 특색 있게 선보이고 있는 추세이다.

2. 서보 모터의 제어

d-q 변환 후의 BLDC 모터의 전체 Block Diagram은 그림 1과 같다. L_q 는 전기자 권선의 자기 인덕턴스, R_q 는 전기자 권선 저항, K_t 는 토크 상수, J 는 모터의 관성과 부하 관성을 합한 총 관성, B 는 마찰 계수, T_L 은 외란, i_q 는 q축 전류를 나타낸다. 충분한 고속 응답성을 가지는 전류 루프를 내부에 가지고, 그 바깥 쪽에 속도 제어 루프가, 제일 바깥 쪽에 위치 제어 루프를 가지는 Cascade 제어계로 구성된다. 이러한 제어계는 내부 루프가 외부 루프에 비해 수배 이상 응답성이 빠를 때 잘 동작한다.

전류 루프는 모터 상수에만 의존하기 때문에 개인은 고정되며 전류 제어계의 폐 루프계가 1차 전달함수가 되도록 조정된다. 전류 제어기와 속도 제어기로는 PI 제어기가, 위치 제어는 P제어가 일반적으로 널리 사용되고 있다. 속도 제어기에 적분기가 있기 때문에 위치 제어에서 정상 상태 편차는 존재하지 않는다. 여기에 각종 필터, 가속도 Feedback 또는 Feedforward가 삽입되며 메이커에 따라 다양한 모양을 보인다. 경우에 따라서는,

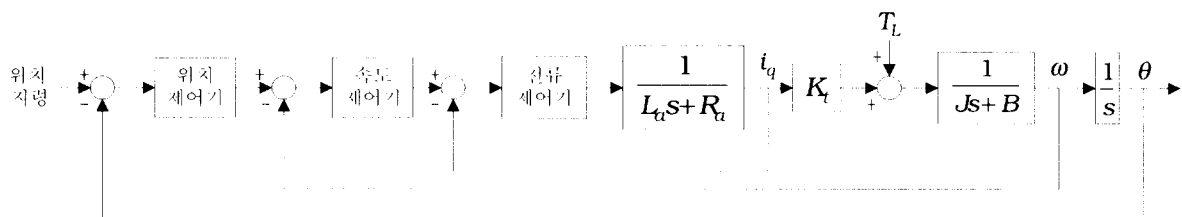


그림 1. BLDC 서보 모터 제어의 블록도.

sampling rate를 가변하는 경우도 있다. 위치 및 속도/토크 명령을 받는 형태도 Pulse 또는 전압의 경우가 일반적이거나, ASCII 코드의 형태로 Network을 통해서 상위 제어기에서 입력 받는 경우도 있다.

2-1. PID 제어

PID 제어는 현장 기술자에게 널리 알려져 있고, 일반적인 경우 이 제어로서 충분한 경우가 많다. 먼저 제어 계인의 기본적인 설정 방법을 살펴본다.

전류 제어 루프의 응답이 속도 루프의 응답에 비해 수배 이상 빠르고 마찰이 없는 시스템을 가정하면 전류 명령에서 전류 Feedback까지의 Closed loop 전달함수를 1로 근사 할 수 있다. ω_{sc} 를 속도 제어 루프의 응답 주파수 (Open loop 전달함수의 계인이 1이 되는 주파수를 응답 주파수로 부르기로 한다.), 속도 제어기를 $K_V + K_I / s$ 라고 가정한다. 이 때, $|K_V + K_I / (j\omega)|$ 을 그렸을 때의 직선 K_V 와 $|K_I / (j\omega)|$ 가 만나는 점 K_I / K_V 을 ω_{PI} 라고 하자. ω_{PI} 가 ω_{sc} 의 수분의 1이하의 경우, ω_{sc} 의 부근에서는 속도 제어기는 K_V 로 근사 된다. 따라서, ω_{sc} 부근에서 속도 루프의 Open loop 전달함수는 $K_V K_I / Js$ 로 근사 된다. 따라서, 이 근사 전달함수가 ω_{sc} 에서 계인이 1이 되도록 K_V 와 K_I 를 설정하면

$$K_V = \omega_{sc} J / K_I \tag{1}$$

$$K_I = \omega_{PI} K_V \tag{2}$$

이 된다. 단, ω_{PI} 는 ω_{sc} 의 수분의 1 정도를 기준으로 설정한다.

위치 제어의 경우, 속도 제어기를 P 제어로 가정하고, 마찬가지로 마찰을 무시한 그림 2에 주목한다. 그림 2의 시스템의 특성방정식 및 damping factor ξ 는 다음과 같다.

$$P(s) = Js^2 + K_V s + K_V K_P \tag{3}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{K_V}{4K_P}} \tag{4}$$

따라서, 위치 Overshoot가 없게 하기 위해서는

$$K_V > 4 K_P \tag{5}$$

을 만족되게 계인을 정하면 된다. 그러나 위에서 언급한 바와 같이 속도 Loop의 적분기 및 지연 요소 등의 원인으로 위 식보다는 훨씬 보수적으로 정하는 것이 일반적이다.

이상으로 계인의 일반적인 조정 방법을 살펴보았으나, PID 제어는 오랜 역사를 가지고 있는 만큼 이 이외에도

- ✓ 속도 루프의 IP, PI 제어 전환
- ✓ 속도 제어 주기 변환

- ✓ 속도에 따른 속도 계산 방법의 전환
 - ✓ 속도나 가속도에 Feedforward 성분을 더한 것
 - ✓ 가변 계인
 - ✓ 적분 값의 자동 조정
 - ✓ 상황에 따른 계인의 일부 변화
- 등 서보를 고성능으로 제어하기 위한 다양한 방법이 취해지고 있다.

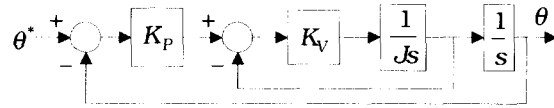


그림 2. 간략화된 위치 제어 루프.

2-2. Gain Tuning

서보 드라이브를 사용할 경우, 사용자가 반드시 한번 거쳐야 할 관문이 Gain Tuning 이다. Gain Tuning에서 제일 먼저 해야 할 일은 부하 관성의 추정이다. 이는 (1), (2)식에서 보듯이 부하 관성이 제어계 계인에 거의 비례적으로 영향을 미치기 때문이다. 관성의 값을 알 경우 대부분의 일반 부하 조건 하에서 앞에서 언급한 PI 제어기로도 만족할 만한 성능을 얻을 수 있다. 대부분의 서보 드라이브는 스스로 어떤 특정한 운전 명령으로 부하를 운전 시키고, 여기서 나오는 정보를 가지고 부하 관성을 추정한다. 관성을 추정하는 데는 여러 가지 보고가 있으나, 그 중의 하나를 소개하기로 한다^{[7],[8]}. 시스템을 1관성계로 가정하면 다음 식이 성립한다.

$$J \Delta a[k] = T_m[k] + T_d[k]$$

$$J \Delta a[k-1] = T_m[k-1] + T_d[k-1]$$

여기서 a 는 모터의 가속도, T_m 은 모터 출력 토크, T_d 는 외란 토크이다. 위 두 식에서

$$\Delta T_d[k] = J \Delta a[k] - \Delta T_m[k]$$

이 성립한다. ΔT_d 는 평균값 0의 White noise라 가정하고 ΔT_d 의 제곱을 N개 더하면

$$T_d = \sum_{k=1}^N (J \Delta a[k] - \Delta T_m[k])^2$$

이 되고, 위 식을 최소화 하기로 한다. 즉, 위 식을 J로 편미분한 값을 0으로 두고 J에 대해서 풀면

$$\hat{J} = \frac{\sum_{k=1}^N (\Delta a[k] \Delta T_m[k])}{\sum_{k=1}^N (\Delta a[k])^2}$$

을 얻는다. 실제 추정에는 위 식을 그대로 이용하는 방법, 망각 계수를 이용하여 순차적으로 추정하는 방법 또는 망각 계수를 가변하는 방법 등이 행해지고 있다.

관성을 계산한 다음에 Gain tuning을 위해서는 ω_{sc} 를

정해야 한다. 부하 조건의 관점에서 보면 부하의 강성이 ω_w 를 결정짓는 결정적 요인이며, 드라이브 측에서 보면 속도 분해능과 제어 주기가 근원적 요인이라 볼 수 있다. 통상 ω_w 는 수Hz에서 수십Hz내에서 정해진다.

2-3.2 관성계의 진동 억제

그림 3에 2 관성 시스템의 Block diagram을 보인다.

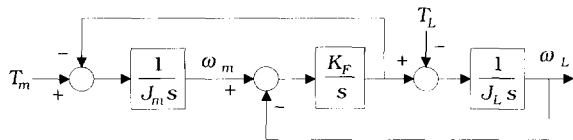


그림 3. 2관성 시스템.

여기서 J_m 은 모터의 회전자 관성, K_f 는 탄성 계수, J_L 은 부하 관성, ω_m 은 모터 속도, ω_L 은 부하 속도를 나타낸다. 단, 마찰은 모두 무시했다. 시스템의 공진 주파수 ω_z 와 반 공진 주파수 ω_p 는

$$\omega_z = \frac{\omega_a}{\sqrt{1 + J_L/J_m}} = \sqrt{K_f / J_L}$$

$$\omega_p = \sqrt{K_f \left(\frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right)}$$

이다. 속도 제어기의 게인을 설정할 경우, 속도 제어 루프의 응답 주파수를 공진 주파수와 반 공진 주파수의 중간 부근에 설정하는 것이 일반적이다. 공진비는 $(1 + J_L/J_m)^{1/2}$ 로 정의되며, 공진비를 물리적으로 해석하자면, 축의 비틀림에 의해 발생하는 복원력에 대한 모터측 제어기의 감도라 할 수 있다. 따라서, 공진비가 작으면 모터측은 부하의 영향을 받기 어렵고, 즉, 부하의 상태를 잘 반영하지 않으므로 시스템은 진동하기 쉬워지고, 반대로, 공진비가 크면 응답성이 저하된다.

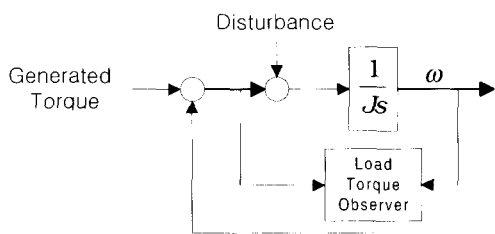


그림 4. Load torque observer.

그림 3과 같은 진동의 1차 모드를 모델화한 2 관성계의 진동 억제에 관해서는 Load Torque Observer에 의한 공진비 제어를 시작으로 각종 Observer에 의한 진동 억제 방법이 주류를 이루고 있으며 그 외에 H_∞ 제어에 의한 방법 등도 보고 되고 있다^{[3],[8],[10]-[12]}. 또한, PID 제어 게인을 적절히 조절하면 공진비 제어 및 H_∞ 제어와

거의 동등한 특성이 얻어진다는 사실도 주목할 만하다.^[11]

2-4. Load Torque Observer

Load Torque Observer의 경우, 많은 연구 보고를 접할 수 있다. 그림 4에서 보는 것과 같이 가속도 성분과 토크 성분을 이용하는 것이 일반적이다. 그림으로부터 직관적으로 알 수 있듯이 이 Observer를 이용하여 부하 관성을 추정하는 보고도 많이 있다. Observer는 부하 시스템을 정확히 파악할 필요가 없는 매력이 있으며, 시스템의 반 공진 주파수가 낮을 때에는 Observer의 극을 높게 하고, 반대로 반 공진 주파수가 높을 때에는 Observer의 극을 낮게 하는 것이 효과를 보는 듯하다. 그러나 대부분의 Load Torque Observer에 Robustness를 직접 거론하는 문헌은 쉽게 보이지 않는다.^[3] Observer의 입력은 노이즈 등에 의하여 왜곡되고 추정된 값은 가감속시 부정확한 값이 되거나, 추정된 Load Torque를 Feedback하는 경우, Observer는 시간 지연을 포함하고 있으며 이를 극복하기 위해 게인을 올리면 반대로 시스템이 상당히 민감해 저 속도 ripple 등이 발생할 수 있다.

2-5. 기타

지금까지 언급한 방법 이외에도 모터 제어에는 예측제어, 학습제어, Sliding mode 제어, State Feedback, 2자유도 Feedforward 제어, 가속도 Feedback 등 다양한 방법이 있다. 그 중에서도 Feedforward 제어는 이미 보편화 되어 있다. Feedforward 제어에 의한 2자유도 제어는 시스템의 안정성과 응답성을 별개의 제어기로 구성할 수 있기 때문에 많은 검토 예를 확인 할 수 있다. 지령을 미분하고 필터를 거치는 형태, PI와 IP제어를 이용하는 형태 또는 모델에 기본을 두고 모델의 출력을 Feedforward하는 여러 가지 형태가 보고되고 있다.

또한 H_∞ 제어가 Robust제어의 대명사처럼 되어 있는 사실을 부인하는 사람은 드물 것이다. 현재 H_∞ 제어는 초보적인 적용의 단계를 넘어서 PI제어기와 비교 등 구조적인 특징을 살린 많은 보고가 있으며, 2관성계 등에도 유효한 것은 틀림없어 보이지만, 아직 충분히 Engineer에게 간단히 사용하기 쉬운 수준에 온 것 같지는 않다는 느낌이 있다.

서보 모터 제어에서 또 하나의 과제는 속도 추정에 관한 것이다. 이 경우 문제는 주로 속도 Sampling 주기 안에 속도 센서로부터 어떠한 정보도 나오지 않는 저속 영역에서의 속도 추정이 주된 관심이다. Kalman filter에 의한 방법의 경우, 비록 대칭이라 할 지라도 Covariance 행렬의 값을 정해야만 하는 어려움이 있고^[2], 또 실제 응용의 경우 저 강성계 또는 2관성계에서는 사용자가 요구하는 High gain을 달성하기는 어렵다.

3. 앞으로의 과제

이상 간략하게 서보 모터를 포함한 시스템의 계인 및 제어에 관해 살펴 보았다. 서보 모터의 제어는 내부 전류 루프와 외부 속도 및 위치 루프의 PI제어와 P제어, 토크 필터, Notch 필터, Feedforward제어 등을 조합으로 볼 수 있다. 이 것은 종합적으로 볼 때, 대부분의 부하 조건에서 잘 동작하나, 최근 이 것만으로는 부족한 경우가 종종 발생하고 있다. 디지털 제어 장치에 의한 각종 제어 방법의 접근이 모색되고 있는 반면, 디지털 제어 고유의 문제, 예를 들어 고정/부동 소수점 연산, 제어 주기, 양자화 오차, 연산 시간에 의한 지연에 관한 영향 등이 새로운 문제가 되고 있다. 또한 지금까지 언급하지 않았지만 제어 대상에 존재하는 비선형 요소 즉, 포화, 불감대, Backlash, Hysteresis, 마찰 등의 모델화와 제어 방법에 관한 연구도 앞으로의 해결해야 할 과제일 것이다.

참고문헌

[1] Yaskawa Technical review, vol.241, 1998.
 [2] H.W. Kim and S. K. Sul, "A new motor speed estimator using Kalman Filter in Low-speed range," *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol.43, no.4, August, pp.498 - 504, 1996.
 [3] T. Mita, H. Hirata, K. Murata and H. Zhang, "H-infinity control versus disturbance-observer-based control", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 488-495, 1998.
 [4] 杉木英彦, 小山正人, 玉井伸三, AC 서보 시스템의 이론과 설계의 실제, 総合電子, 1990.
 [5] 홍명표, "서보 모터의 동향 및 전망", 제어 계측 1997년9월호.

[6] 미쯔비시 電機技報, vol. 73, No.9, 1999
 [7] Y. Okamura, Y. Chun and Y. Hori, "Robust and adaptive control of servomotor with low resolution shaft encoder by average speed type instantaneous speed observer", *IPEC-Yokohama*, pp. 705-711, 1995.
 [8] N. Matsui and Y. Hori, "Advanced technologies in motor control", *T. IEE Japan*, vol. 113-D, no. 10, pp. 1122-1137, 1993.
 [9] Y. Matsui, H. Nishida and etc., "Design of speed controller for resonant mechanical system based on frequency characteristics", 平成11年 電氣 學會 全國 大會, 4-263 ~ 4-264, 1999.
 [10] 大内, 美多, 磯貝, "H_∞ 制御による電動機の制振制御", *システム/制御/情報*, vol. 39, no.6, pp. 262 ~ 265, 1995.
 [11] S. Morimoto, H. Kameyama and Y. Takeda, "Comparison of resonance ratio control and H_∞ control on speed control of two-mass system", *T. IEE Japan*, vol. 116-D, no. 6, pp. 678-684, 1996.
 [12] M. Yasubayashi and M. Ito, "Pole assignment and PID control in vibration suppression control of mechanical resonant system", *T. IEE Japan*, vol. 118-D, no. 3, pp. 423-424, 1998.
 [13] M. Koyama and T. Nagano, "Two degrees of freedom position control using reference model for motor drives", *T. IEE Japan*, vol. 114-D, no. 2, pp. 137-143, 1994.

장 상 돈

1986년 항공대학 항공 전자 공학과 졸업. 1996년 일본 교토(경도) 대학교 전기과 박사과정 졸업(공학 박사). 1996~현재 삼성전자 재직 중. 관심 분야는 Fuzzy 제어, 비선형 제어의 안정성, 모터 제어 등.