

LQR 제어를 이용한 HDD용 BLDC 모터의 속도 센서리스 제어

양 이우¹, 김 영석¹, 김 상욱², 김현중³
 인하대학교¹, 인하공업전문대학², 유한대학³

A Sensorless Speed Control of Brushless DC Motor in Hard Disk Drive using the Linear Quadratic Regulator

lee-Woo Yang, Young-Seok Kim, Sang-Uk Kim, Hyun-Jung Kim
 Inha Univ, Inha Technical College, Yuhan College

Abstract - This Paper presents a solution to control the Brushless DC Motor(BLDCM) in Hard Disk Drive(HDD) using the Linear Quadratic Regulator(LQR). Generally, The speed of BLDCM in HDD is controlled by the lead angle control or the input voltage control using PAM(Pulse Amplitude Modulation) etc. These control methods have speed overshoot in speed control and need the long time until BLDCM reaches at the steady state. In order to improve the performance, this paper present the PI speed controller using the LQR based on vector control and the rotor position detection methods at the space vector PWM inverter. The proposed methods are proved by the simulation and experimental results.

으로 회전자의 위치를 얻는 방법이 사용되고 있고, 속도 제어를 위하여 속도 변동에 따라 DC Link 전압을 변동시키는 PAM(Power Amplitude Modulation)을 사용하거나, 속도 변동에 따른 진상각(Lead Angle)을 제어함으로 실현하고 있다. 그러나, 이러한 방법들은 120도 통전 방식의 제어를 시행하기 때문에 상 전환 시 피크 전류 및 환류 전류로 인하여 스위칭 소음의 원인이 된다.[1] 또한, 진상각 제어의 경우, 제어의 최소 구간이 전기각 60도이기 때문에 정밀한 속도제어를 실현하기 어렵고, PAM 방식의 경우에도 DC Link 의 큰 캐패시터 성분에 의하여 속도 제어 시상수가 결정되게 된다는 문제점이 있다.

1. 서 론

근래에 Brushless DC(BLDC) 모터는 소형화 및 고효율 등을 성취할 수 있는 장점을 갖고 있어서 가전기기 등 많은 분야에서 사용되고 있다. 특히, 컴퓨터 하드디스크 드라이브(HDD)는 데이터의 빠른 입·출력을 위한 높은 회전속도와 고용량을 얻기 위하여 많은 메모리 디스크를 장착하기 때문에 고 토크를 얻을 수 있어야 하고, 소형이면서 저 전력이어야 하고, 컴퓨터는 장시간 사용되는 경우가 많기 때문에 수명 또한 고려되어 져야 한다. 이러한 성능을 만족시키기 위하여 전자기적으로 영구자석을 채용한 BLDC 모터가 채용되고 있다. 기계적으로는 기존의 구름 요소 베어링의 경우, 수명이 짧다는 단점이 있어, 유체 동압 베어링이 채용되고 있다. 유체 동압 베어링은 베어링 면의 마찰이 없다면 무한 수명을 갖고 있으나, 유체의 점성 계수에 의하여 무 부하 손실이 크다는 단점이 있다. 또한, BLDC 모터는 코깅 토크 발생하기 때문에 속도 제어 시 정밀한 속도 제어가 어렵고 그에 따라, 기계적 진동 및 소음을 일으킬 우려가 있다[1]. 이러한 문제를 해결하기 위하여 점성 계수가 낮은 유체의 사용을 통하여 극복 하고 있으며 또한, 무 부하 손실이 적은 공기 동압 베어링의 채용이 검토되고 있다[2]. 전자기적 측면에서는 영구자석의 정현파 착자(Magnetization) 와 고정자의 형상 최적화[3][4]등으로 코깅 토크를 최소화하고 있다.

모터를 제어하는 제어기의 경우, 정밀한 속도 제어를 실현하기 위해서는 회전자의 위치를 검출할 필요가 있어 홀 센서(Hall Sensor) 또는 엔코더(Encoder)와 같은 고가 일 뿐만 아니라 BLDC 모터의 소형화를 저해하는 위치 검출기를 부착하여야 한다. 따라서 위치 센서를 사용하지 않고 모터 상 권선에 역기전력을 검출하여 간접적

본 논문에서는 상기의 문제점을 극복하기 위하여 순서적으로 DC Link 전류를 검출하고, 벡터 제어와 최적 제어(Optimal Control) 이론을 적용한 PI 제어기를 구성하여 정밀한 속도 제어를 실현한다. 제안된 알고리즘의 타당성은 실험을 통하여 입증한다.

2. 본 론

2.1 BLDCM의 회전자 상태방정식

BLDCM의 회전자 좌표계에서 기본적인 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s}i_{sd} + \omega_r i_{sq} + \frac{u_{sd}}{L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s}i_{sq} - \omega_r i_{sd} - \omega_r \frac{K_e}{L_s} + \frac{u_{sq}}{L_s} \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= -\frac{D}{J+J_L}\omega_r + \frac{K_t}{J+J_L}i_{sq} \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_r \end{aligned} \tag{1}$$

- 여기서, i_{sd} : 고정자 d축 전류,
 i_{sq} : 고정자 q축 전류
 v_{sd} : 고정자 d축 전압,
 v_{sq} : 고정자 q축 전압
 R_s : 고정자 저항
 K_e : 역기전력 상수
 L_s : 고정자 인덕턴스
 ω : 회전자 속도
 θ : 회전자 위치
 K_t : 토크 상수
 D : 마찰 계수
 J : 모터 관성 모멘트 J_L : 부하 관성 모멘트

2.2 LQR 제어를 이용한 BLDCM의 속도 및 전류 제어

2.2.1 BLDCM의 선형 이산 시스템

식(1)의 BLDCM의 회전자 미분방정식을 샘플링 시간 T_s 에 대하여 이산화를 실시하면 식(2)와 같다. 본 시스템에 벡터 제어 이론을 적용하면 식(2)를 선형화 할 수 있다. 즉, 커플 되어 있는 항목을 미리 상태 피드백 항목으로 고려하면 식(3)과 같은 선형화 시스템을 얻을 수 있다.

$$i_{sd}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sd}(k) + T_s \omega_r(k) i_{sq}(k) \quad (2)$$

$$+ T_s \frac{u_{sd}(k)}{L_s}$$

$$i_{sq}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sq}(k) - T_s \omega_r(k) i_{sd}(k) - T_s \omega_r(k) \frac{K_c}{L_s} + T_s \frac{u_{sq}(k)}{L_s}$$

$$\omega_r(k+1) = \left(1 - \frac{T_s D}{J+J_L}\right) \omega_r(k) + T_s \frac{K_t}{J+J_L} i_{sq}(k)$$

여기서, T_s : 샘플링 시간

식(3)은 d 축 전류에 있어서 상태 피드백 $-T_s \omega_r i_{sq}$ 을 적용하고, q 축 전류에 대한 상태 피드백 $T_s \omega_r i_{sd} + K_c \omega_r$ 을 적용하면 벡터 제어 이론과 동일하게 되고, 최적 제어이론에 있어서 상태 피드백 항은 결정된 것과 동일하게 된다. 따라서 속도 및 전류 제어에 최적제어이론(Optimal Control Theorem)을 적용하여 최적 레귤레이터(Regulator) 문제의 해를 구함으로써 BLDCM의 목표치 응답 특성을 개선할 수 있다. 최적 레귤레이터(Linear Quadratic Regulator) 문제는 시스템에 적분요소를 첨가하여 상태 피드백 이득을 구하는 것으로 최적의 비례 적분 이득을 구하는 것과 동일하다.

$$i_{sd}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sd}(k) + T_s \frac{u_{sd}(k)}{L_s} \quad (3)$$

$$i_{sq}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sq}(k) + T_s \frac{u_{sq}(k)}{L_s}$$

$$\omega_r(k+1) = \left(1 - \frac{T_s D}{J+J_L}\right) \omega_r(k) + T_s \frac{K_t}{J+J_L} i_{sq}(k)$$

2.2.2 적분 요소를 포함한 확장 BLDCM의 시스템 방정식

제시된 시스템 방정식은 벡터제어이론에 의하여 선형 독립이기 때문에 d, q 축 전류 및 속도에 대하여 각각 최적 레귤레이터의 해를 얻는 것으로 축소할 수 있다. 따라서 식(4)와 같은 적분 요소를 식(3)의 각 상태 변수에 첨가하여 확장 시스템을 구하면 식(5)와 같다.

$$q(k+1) = q(k) + u_c(k) \quad (4)$$

$$u(k) = q(k+1) = q(k) + u_c(k)$$

여기서, $q(k)$: 오차 적분의 출력

$u_c(k)$: 상태 변수(ω_r, i_{sd}, i_{sq})의 오차

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ I \end{bmatrix} u_c(k) \quad (5)$$

$$= A_\psi \psi(k) + B_\psi u_c(k)$$

$$y(k) = [C \ 0] \begin{bmatrix} x(k) \\ q(k) \end{bmatrix} = C_\psi \psi(k)$$

$$\text{여기서, } A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{DT_s}{J+J_L} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_t T_s}{J+J_L} \end{bmatrix} \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2.2.3 LQR(Linear Quadratic Regulator)에 의한 비례 적분이득 설정

확장된 시스템 방정식을 이용하여 목표치 추종 오차에 대한 가중행렬 S, Q 와 시스템 잡음 가중행렬 R 을 고려한 최적 제어의 성능지표를 식(6)과 같이 설정한다. ψ 는 지령전류 및 지령 속도와 실제 전류 및 실제 속도의 오차 성분으로 구성되어야 하지만, 실질적으로 지령속도 및 지령전류가 '0'이라 하면 식(6)과 같은 일반적인 최적 제어이론과 동일하게 된다. 따라서 식(6)의 해는 시스템 잡음에 강인하며 최적의 목표치 응답 특성을 얻을 수 있는 이득을 얻을 수 있게 된다.

$$J = \psi^T(N)S\psi(N) + \sum_{k=0}^{N-1} [\psi^T(k)Q\psi(k) + u_c^T(k)Ru_c(k)] \quad (6)$$

여기서, S : 양의 반 한정 가중 행렬
 Q : 양의 반 한정 가중 행렬
 R : 양의 한정 가중 행렬

식(6)의 해는 식(7)과 같다.

$$K = (R + B^T P B)^{-1} B^T P A$$

$$P = Q + A^T P [I - B(R + B^T P B)^{-1} B^T P] A \quad (7)$$

여기서, $P = \psi^T \psi$

식(7)의 이득 K 는 식(8)과 같이 각각의 성분으로 분리되어 적용된다.

$$u_c = k_{px} e_x + k_{ix} \int e_x dt$$

$$\text{여기서, } k_{px}: \text{비례 이득, } k_{ix}: \text{적분 이득} \quad (8)$$

$$e_x: i_{sdref} - i_{sd}, i_{sqref} - i_{sq} \text{ 및 } \omega_{rref} - \omega_r$$

2.3 BLDCM의 초기 구동

기동 시에는 각 상의 역기전력이 작기 때문에 상기의 알고리즘을 적용할 수 없게 된다. 따라서 일정한 위치로 회전자를 고정하고 역기전력의 검출이 가능한 속도까지

개 루프(Open Loop) 제어를 실시하고, 역 기전력의 검출이 가능한 속도 이후에는 피드백 제어를 실시함으로써 속도 센서없는 제어를 실현할 수 있다. 그러나 개 루프 제어의 경우, 모터가 기동 시 필요로 하는 토크보다 큰 입력 토크가 크면 다음 상 절환 동작 위치보다 더 회전 하게 되어 정확한 상 절환 위치에서 절환할 수 없게 된다. 또한, 입력 토크가 작으면 그 반대현상이 발생하게 된다. 따라서 적절한 기동 토크를 인가하여야 한다. 식(9)은 기동 시 기적으로 1회전시키기 위한 토크이다.

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_L \quad (9)$$

여기서 T_L : 부하 토크

식(9)로부터 1회전 당 필요로 되는 턴-온 각(T_{on})은 식(10)과 같이 표현할 수 있다.

$$T_{on} = \sqrt{\frac{J\pi}{T_L}} \quad (10)$$

또한, 필요로 하는 전류는 식(11)과 같다.

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_L = T_{input} = K_t i = \frac{4J\pi}{K_t T_{on}^2} \quad (11)$$

개 루프 제어에 있어 일정 위치에 정지 시키고, 그 후 식(10)과 식(11)의 턴-온 시간과 전류를 제어함으로써 초기 기동을 실현할 수 있다. 그러나 역기전력이 한 회전 후 인버터의 상압과 하압의 환류 다이오드의 순 바이어스 전압보다 작다면 검출될 수 없으므로 검출 가능하기 위해서는 식(12)와 식(13)을 만족하여야 한다.

$$E_x = K_e \omega_r \sin(p\theta) > V_F \quad (12)$$

여기서, E_x : x상 역기전력

V_F : 환류 다이오드 순 바이어스 전압

$$\omega_r > \frac{V_F}{K_e \sin(p\theta)} \quad (13)$$

식(13)의 속도까지 개 루프 제어를 실시하여 역기전력 검출 가능 속도까지 상승시키고, 그 이후 최적제어 이론을 적용한 비례 적분 제어기를 사용하여 속도 제어를 실현한다.

2.4 전체 제어 시스템 구성

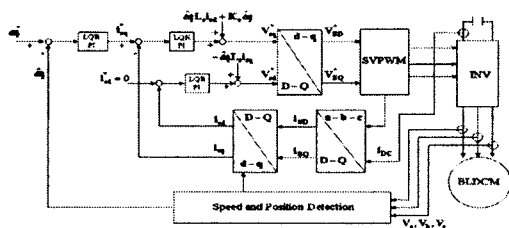


그림 2. 속도 센서리스 알고리즘과 LQR 비례적분 제어기를 적용한 전체 제어 블록선도
Fig. 2. Overall block diagram of the sensorless algorithm and LQR PI Controller

그림 2에 본 논문에서 사용한 제어 알고리즘 시스템 블록선도를 보인다. 3상 전압을 검출하여 회전 속도 및 회전자 위치를 검출하고 검출된 속도와 지령 속도의 오차를 LQR 비례적분 제어기로 입력하여 토크 성분 지령전류를 얻는다. 토크 성분 지령 전류는 실제 토크 분 전류와의 오차를 LQR 비례적분 제어기로 입력하여 토크 성분 입력 전압을 얻도록 하였다. 또한, 역기전력과 자속 분 전류를 상태 피드백 함으로써 벡터 제어와 최적 상태 피드백 제어를 실현하고 있다. 전류 검출에 있어서 DC 링크 전류를 검출하여 공간 벡터와 매칭시킴으로써 각 상 전류를 검출하는 방식[5]을 이용하여 3상 전류를 검출하였다. 인버터는 스위칭 속도가 빠른 MOSFET를 사용하였고, 셉트(Shunt)저항을 통하여 DC 링크 전류를 검출하고 저항 분압을 통하여 각 상 전압을 검출하였다.

표1은 본 논문에서 적용한 HDD용 BLDCM의 사양으로 부하로는 관성모멘트 $1220gcm^2$ 의 관성 부하이다.

표 1. HDD용 BLDCM의 규격
Table 1. Specification of BLDCM in HDD.

정격용량	6[W]	고정자 저항	1.4[Ω]
정격토크	50[gfcm]	정격속도	7200[rpm]
극수	8극	역기전력상수	0.05[V/rpm]
인덕턴스	0.00034[H]	관성 부하	1220gcm ²

2.5 실험 결과

본 논문에서는 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위하여 다음의 실험을 수행 하였다.

그림 3은 지령 속도 7200rpm에 대한 LQR 비례적분 보상기를 사용하였을 때의 실제 속도 파형을 보이고 있다. 역기전력을 검출할 수 있는 상 전압을 얻기 위하여 강제 초기 구동 구간으로 약 0.8초가 소요되고 있다. 강제 초기 구동 단계에서 속도 센서리스 제어를 실시하는 시간(0.8초 이후)에서 75rpm 정도의 속도 변동이 발생하고 있다. 속도 센서리스 제어이후 약 4초 후에 정상상태에 도달하고 있으며 속도의 오버슈트(Overshoot)는 거의 발생하지 않고 있다. 그림 4는 정상상태에서의 특성을 보이는 것으로 지령속도 7200rpm에 대하여 $\pm 0.5rpm$ 의 작은 오차로 제어되고 있다.

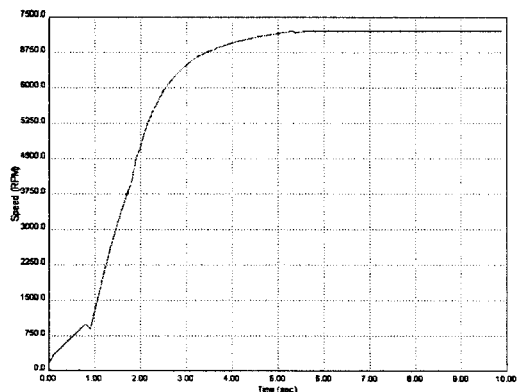


그림 3. LQR 제어기를 사용한 실제 속도 (지령속도:7200rpm)

Fig.3 Real Speed using LQR Controller at the reference speed 7200rpm

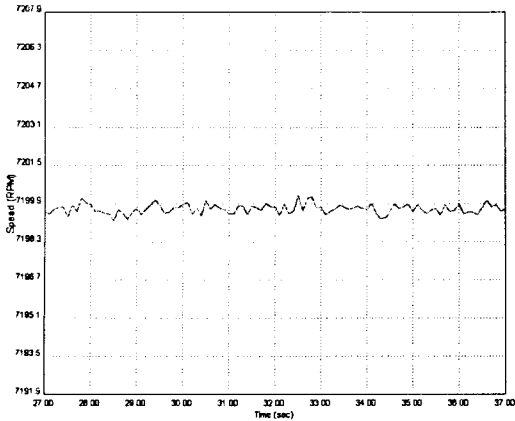


그림 4. LQR 제어를 사용한 정상상태 실제 속도
(지령속도:7200rpm)

Fig.4 Steady State Real Speed using LQR Controller at the reference speed 7200rpm

이러한 결과를 통하여 LQR 제어기에 의한 비례적분 보상기는 오버슈트 없이 정밀한 속도 제어를 성취할 수 있음을 확인하였다.

그림 5는 지령 속도 7200rpm에 대한 PAM 방식을 채용한 제어기를 사용하였을 때의 실제 속도 파형을 보이고 있다. 초기 강제 구동 단계 속도 센서리스 단계로의 이행단계에서 150rpm 정도의 속도 변동이 발생하였다. 이는 속도를 입력전압 가변을 통하여 얻기 때문으로 사료된다. 또한, 정상상태에서 50rpm 정도의 오버슈트가 발생하고 있다. 즉, 전체적으로 입력전압을 가변하여 속도를 제어하고 있기 때문에 응답속도가 느리다. 그림 6은 정상상태에서 시스템의 응답 속도가 하브로서 성취하여 하기 때문에 빠른 응답 특성을 얻을 수 없으며, 정상상태에서 실제 속도 파형으로 LQR 제어기를 사용한 결과와 거의 유사한 결과를 얻을 수 있었다. 속도 오차는 $\pm 0.5\text{rpm}$ 정도이다.

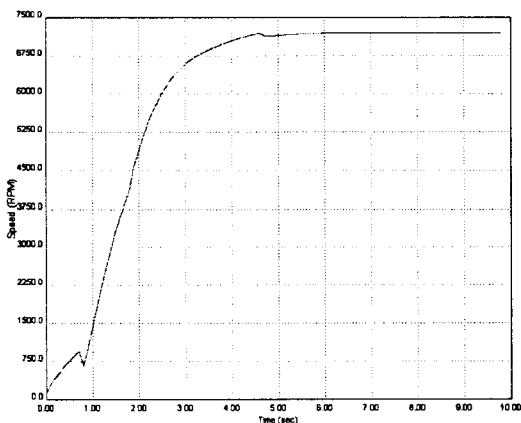


그림 5. PAM 방식 PI 제어기를 사용한 실제 속도
(지령속도:7200rpm)

Fig.5 Real Speed using PI Controller of PAM at the reference speed 7200rpm

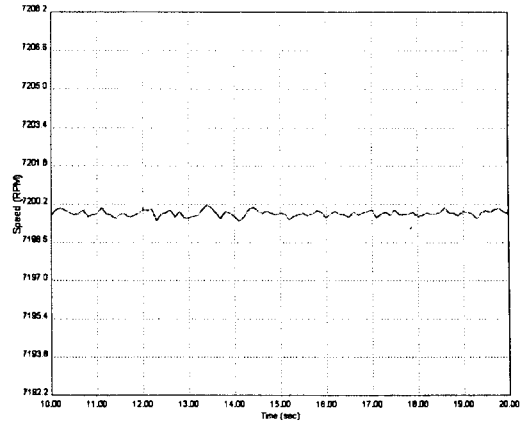


그림 6. PAM 방식 PI 제어기를 사용한 정상상태 실제 속도(지령속도:7200rpm)

Fig.6 Steady State Real Speed using PI Controller of PAM at the reference speed 7200rpm

3. 결 론

본 논문에서는 LQR 최적 제어이론을 적용하여 최적의 비례적분 보상기를 설계하였고, 상 전압 검출을 통한 회전자 위치 검출을 적용하여 속도 및 위치 센서 없는 제어를 실현하고 실험을 통하여 알고리즘의 성능과 타당성을 확인하였다. 최적 제어 이론의 적용을 통한 최적 비례 적분 보상기는 HDD용 BLDCM에 있어서 정밀한 속도 제어를 실현할 수 있음을 확인하였고, 초기 구동에 있어서 적용된 부하에 대한 전류를 제어함으로써 원활한 기동을 실현할 수 있음을 확인하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] Sang-Moon Hwang, Kyung-Tae Kim, Weui-Bong Jeong, Yoong-Ho Jung and Beom-Soo Kang, "Comparison of Vibration Sources Between Symmetric and Asymmetric HDD Spindle Motors with Rotor Eccentricity", IEEE Trans. on Ind. App., Vol.37, No.6, pp.1727-1731, Dec. 2001
- [2] Ron W. Wonnley, "Air Bearings-Are they the future for the Hard Disk Drive Spindle motors?", DataTech pp.49-52, 2002
- [3] 전자장수치해석기법 조사전문위원회, "전자장 수치 해석 기법 현황" 대한전기학회, 1992
- [4] J.R. Hendershot Jr and TJE Miller, "Design of Brushless Permanent Magnet Motors", Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994
- [5] Frede Blaabjerg, John K. Pedersen, Ulrik Jaeger, Paul Thøgersen, "Single Current Sensor Technique in the DC Link of Three-Phase PWM-VS Inverters: A Review and a Novel Solution", IEEE Trans. On Ind. App., Vol. 33, No.5, pp1241-1253, 1997