

## DLP용 BLDC 모터의 속도 센서리스 제어

양 이우<sup>1</sup>, 김 영석<sup>1</sup>, 김 상욱<sup>2</sup>, 김현중<sup>3</sup>  
 인하대학교<sup>1</sup>, 인하공업전문대학<sup>2</sup>, 유한대학<sup>3</sup>

### A Sensorless Speed Control of Brushless DC Motor in Digital Lightening Processor 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 Digital Lightening Processor(DLP) using the Linear Quadratic Regulator(LQR). Generally, The speed of BLDCM in DLP 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 experimental results

#### 1. 서 론

근래에 Brushless DC(BLDC) 모터는 소형화 및 고 효율 등을 성취할 수 있는 장점을 갖고 있어서 가전기기 등 많은 분야에서 사용되고 있다. 특히, 컴퓨터 디지털 라이트닝 프로세서(DLP)는 해상도 높은 화면을 위하여 높은 회전속도와 정밀 속도 제어를 요구하고 소형·저 전력이어야 하고, 프로젝션 TV나 프로젝터 등에 장착되기 때문에 높은 신뢰성을 요구한다. 이러한 성능을 만족시키기 위하여 전자기적으로 영구자석을 채용한 BLDC 모터가 채용되고 있다. 기계적으로는 기존의 구름 요소 베어링의 경우, 수명이 짧은 단점이 있어, 베어링 면의 마찰이 없다면 무한 수명을 갖는 공기 동압 베어링이 채용되고 있다. 또한 코어타입 BLDC 모터는 코깅 토르크가 발생하기 때문에 정밀속도가 어렵고 기계적 진동 및 소음을 일으킬 우려가 있다[1]. 이러한 문제를 해결하기 위하여 자석의 착자(Magnetization) 및 고정자의 형상 최적화[3][4]등의 연구가 진행되고 있다.

모터를 제어하는 제어기의 경우, 홀 센서(Hall Sensor) 또는 엔코더(Encoder)와 같은 고가이며 소형화를 저해하는 위치 검출기를 부착하여야 한다. 따라서 위치 센서를 사용하지 않고 모터 상권선에 역기전력을 검출하여 간접적으로 회전자의 위치를 얻는 방법이 사용되고 있고, 속도 제어를 위하여 DC Link 전압을 변동시키는 PAM(Power Amplitude Modulation)방식이나 진상각(Lead Angle)을 제어해 통해 실현하고 있다. 그러나 이러한 방법들은 120도 통전 방식 제어에 기초하고 있기 때문에 상 전환 시 피크 전류 및 환류 전류로 인하여 스위칭 소음 원인이 되고[1] 제어의 최소 구간이 전기각 60도이므로 정밀속도제어가 어렵다. 또한, PAM 방식의 경우, DC Link 의 큰 캐패시터 성분에 의하여 속도 제어시상수가 결정되게 된다는 문제점이 있다.

본 논문에서는 상기의 문제점을 극복하기 위하여 공간벡터 변조법을 사용하여 180도 통전형 인버터를 구성하고, 순시적으로 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 LQR 제어기를 이용한 BLDCM의 속도 및 전류 제어기

###### 2.1.1 BLDCM의 선형 이산 시스템

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

식(2)는  $d$ 축 전류에 있어서 상태 피드백  $-T_s \omega_r i_{sq}$ 을 적용하고,  $q$ 축 전류에 대한 상태 피드백  $T_s \omega_r i_{sd} + K_e \omega_r$ 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.

$$\begin{aligned} i_{sd}(k+1) &= (1 - R_s T_s / L_s) i_{sd}(k) + T_s \omega_r(k) i_{sq}(k) + (T_s / L_s) u_{sd}(k) \\ i_{sq}(k+1) &= (1 - \frac{R_s T_s}{L_s}) i_{sq}(k) - T_s \omega_r(k) i_{sd}(k) - T_s \omega_r(k) \frac{K_e}{L_s} + T_s \frac{u_{sq}(k)}{L_s} \\ \omega_r(k+1) &= (1 - T_s D / (J + J_L)) \omega_r(k) + K_t T_s i_{sq}(k) / (J + J_L) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $T_s$ : 샘플링 시간

$$\begin{aligned} i_{sd}(k+1) &= (1 - R_s T_s / L_s) i_{sd}(k) + (T_s / L_s) u_{sd}(k) \\ i_{sq}(k+1) &= (1 - R_s T_s / L_s) i_{sq}(k) + (T_s / L_s) u_{sq}(k) \\ \omega_r(k+1) &= (1 - T_s D / (J + J_L)) \omega_r(k) + K_t T_s i_{sq}(k) / (J + J_L) \end{aligned} \quad (2)$$

##### 2.1.2 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 적분 요소를 식(2)의 각 상태 변수에 첨가하여 확장시스템을 구하면 식(3)과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ I \end{bmatrix} u_\epsilon(k) = A_\psi \psi(k) + B_\psi u_\epsilon(k) \\ y(k) &= [C \ 0] \begin{bmatrix} x(k) \\ q(k) \end{bmatrix} = C_\psi \psi(k) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $A = \begin{bmatrix} 1 - (R_s T_s) / L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1 - (R_s T_s) / L_s & 0 \\ 0 & 0 & (1 - DT_s) / (J + J_L) \end{bmatrix}$ ,  
 $B = \begin{bmatrix} T_s / L_s & 0 & 0 \\ 0 & T_s / L_s & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_t T_s}{J + J_L} \end{bmatrix}$ ,  $I =$  단위행렬(3×3),  $C = I$ ,  
 $q(k)$ : 오차 적분 출력,  $u_\epsilon(k)$ : 상태 변수( $\omega_r, i_{sd}, i_{sq}$ ) 오차

##### 2.1.3 LQR(Linear Quadratic Regulator)에 의한 비례적분 이득 설정

확장된 시스템 방정식을 이용하여 목표치 추종 오차에 대한 가중행렬  $S, Q$ 와 시스템 잡음 가중행렬  $R$ 을 고려한 최적 제어의 성능지표를 식(4)와 같이 설정한다.  $\psi$ 는 지령전류 및 지령 속도와 실제 전류 및 실제 속도의 오차 성분으로 구성되어야 하지만, 실질적으로 지령속도 및 지령전류가 '0'이라 하면 식(4)와 같은 일반적인 최적제어이론과 동일하게 된다. 따라서 식(4)의 해는 시스템 잡음에 강인하며 최적의 목표치 응답 특성을 얻을 수 있는 이득을 얻을 수 있게 된다. 식(4)의 해는 식(5)과 같다.

$$I = \psi^T(N) S \psi(N) + \sum_{k=0}^{N-1} [\psi^T(k) Q \psi(k) + u_\epsilon^T(k) R u_\epsilon(k)] \quad (4)$$

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

$$\begin{aligned} K &= (R + B^T P B)^{-1} B^T P A \\ P &= Q + A^T P [I - B(R + B^T P B)^{-1} B^T P] A \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,  $P = \psi^T \psi$

식(5)의 이득  $K$ 는 식(6)과 같이 각각의 성분으로 분리되어 적용된다.

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

여기서,  $k_{px}$ : 비례 이득,  $k_{ix}$ : 적분 이득  
 $e_x$ :  $i_{sdref} - i_{sd}$ ,  $i_{sqref} - i_{sq}$  및  $\omega_{rref} - \omega_r$

## 2.2 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, 역기전력의 검출이 가능한 속도 이후에는 피드백 제어를 실시함으로써 속도 센서없는 제어를 실현할 수 있다. 그러나 개 루프 제어의 경우, 적절한 기동 토오크가 필요하기 때문에, 기계적으로 한 회전시키기 위한 턴-온 시간은 식(7)과 같고 필요 전류는 식(8)과 같다.

$$T_{on} = \sqrt{J\pi/T_L} \quad (7)$$

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_L = T_{input} = K_t i = \frac{4J\pi}{K_t T_{on}^2} \quad (8)$$

여기서  $T_L$ : 부하 토오크

한 회전 후 역기전력이 인버터의 환류 다이오드의 순 바이어스 전압보다 작다면 검출될 수 없으므로 검출 가능하기 위해서는 식(9)를 만족하여야 한다.

$$\omega_r > \frac{V_F}{K_e \sin(p\theta)} \quad (9)$$

여기서,  $E_x$ : x상 역기전력

$V_F$ : 환류 다이오드 순 바이어스 전압

식(9)의 속도까지 개 루프 제어를 실시하여 역기전력 검출 가능 속도까지 상승시키고, 그 이후 최적제어 이론을 적용한 비례 적분 제어를 사용하여 속도 제어를 실현한다.

## 2.3 전체 제어 시스템 구성

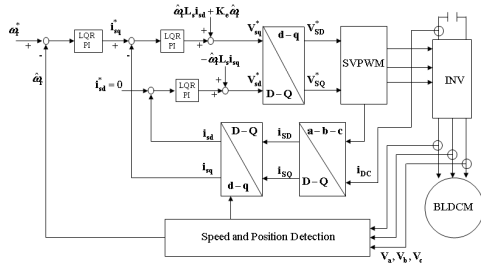


그림 1. 전체 제어 블록선도  
Fig. 1. Overall block diagram

그림 1에 본 논문에서 사용한 제어 알고리즘 시스템 블록선도를 보인다. 3상 전압을 검출하여 회전자 위치 및 회전 속도를 검출하고 검출 속도와 지령 속도의 오차를 LQR 비례적분 제어기로 입력하여 토오크분 지령전류를 얻는다. 토오크분 지령전류는 실 토오크분 전류와의 오차를 LQR 비례적분 제어기로 입력하여  $i_q^*$  입력전압을 얻도록 하였다. 또한, 역기전력과 자속 분 전류를 상태 피드백 함으로 벡터 제어와 최적 상태 피드백 제어를 실현하고 있다. 전류 검출에 있어서 DC 링크 전류를 검출하고 공간 벡터와 매칭시킴으로써 상전류를 검출하는 방식[5]을 이용하였다. 스위칭소자로는 MOSFET를 사용하였고, 션트(Shunt) 저항을 통하여 DC 링크 전류를 검출하고 저항 분압을 통하여 각 상 전압을 검출하였다.

표1은 본 논문에서 적용한 DLP용 BLDCM의 사양이다.

표 1. DLP용 BLDCM의 규격

Table 1. Specification of BLDCM in DLP.

정격용량	1.2[W]	고정자 저항	4[Ω]
정격토크	50[gfcm]	정격속도	14400[rpm]
극수	8극	역기전력상수	0.004[V/rpm]
인덕턴스	0.00034[H]	관성 부하	63gcm <sup>2</sup>

## 2.4 실험 결과

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

그림 2는 지령 속도 14400rpm에 대한 LQR 비례적분 보상기를 사용하였을 때의 실제 속도 파형을 보이고 있다. 역기전력을 검출할 수 있는 상 전압을 얻기 위하여 강제 초기 구동 구간은 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 3은 정상상태에서의 특성을 보이는 것으로  $\pm 0.5rpm$ 의 작은 오차로 제어되고 있다. 이러한 결과를 통하여 LQR 제어기에 의한 비례적분 보상기는 오버슈트 없이 정밀한 속도 제어를 성취할 수 있음을 확인하였다. 그림 4는 지령 속도 14400rpm에 대한 PAM 방식을 채용한 제어기를 사용하였을 때의 실제 속도 파형을 보이고 있다. 초기 강제구동단계에서

센서리스 단계로 이동할 때 150rpm 정도의 속도 변동이 발생하였다. 이는 속도를 입력전압 가변을 통하여 얻기 때문으로 사료된다.

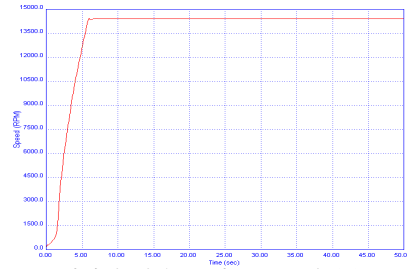


그림 2. LQR 제어기 사용 실제 속도 (지령속도:14400rpm)  
Fig.2 Real Speed using LQR Controller at reference speed 14400rpm

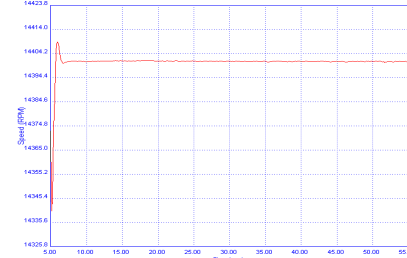


그림 3. LQR제어기 사용 정상상태 실제속도(지령속도:14400rpm)  
Fig.3 Steady State Real Speed using LQR Controller at reference speed 14400rpm

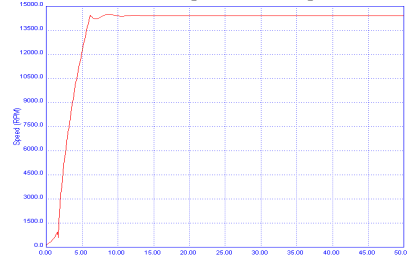


그림 4. PAM 방식 PI제어기 사용 실제속도(지령속도:14400rpm)  
Fig.4 Real Speed using PI Controller of PAM at the reference speed 14400rpm

## 3. 결 론

본 논문에서는 LQR 최적 제어이론을 적용하여 최적의 비례적분 보상기를 설계하였고, 공간벡터 변조 인버터에 회전자 위치 검출을 적용하여 속도 및 위치 센서 없는 제어를 실현하고 실험 및 모의실험을 통하여 알고리즘의 성능과 타당성을 확인하였다. 최적 제어 이론의 적용을 통한 최적 비례 적분 보상기는 DLP용 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] J.X. Shen, K.J.Tseng, D.M.Vilathgamuwa, W.K.Chan, "A Novel Compact PMSM with Magnetic Bearing Artificial Heart Application", IEEE, Trans. Ind. App., Vol.36, No.4 July 2000
- [4] 十合普, "氣體軸受-設計から製作まで", 共立出版株式會社, 昭和 59年
- [5] Frede Blaabjerg, John K. Pedersen, Ulrik Jaeger, Paul Theogersen, "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