
센서리스 BLDC 전동기의 강인한 속도 제어

김종선*

A Robust Sensorless speed control of Sensorless BLDC Motor

Jong-seon Kim*

요 약

본 논문에서는 전동기 파라미터와 부하에 강인한 속도 특성을 위해 디지털 IP제어를 이용한 BLDC 전동기의 센서리스 속도제어 방식을 제안한다. 단자 전압을 이용한 BLDC 전동기의 센서리스 구동시 회전자 위치 추정을 위해 아날로그 필터를 사용하기 때문에 부하나 속도에 영향을 받는다. 전동기 파라미터에 둔감하고 부하의 영향에도 강건한 센서리스 속도제어를 하기 위해서는 정확한 회전자 위치 추정과 연동하는 강인한 속도 제어가 필요하다. 본 논문에서는 디지털 IP제어를 이용하여 부하의 변동에도 강인한 정속제어와 일정 부하로 운전 중 가감속시 임의의 속도변화에 대해 BLDC 전동기의 안정된 센서리스 제어가 가능하도록 구성하였다. 이에 대한 타당성은 실험을 통하여 입증하고자 한다.

ABSTRACT

The sensorless speed control technique for BLDC motor using digital IP control is proposed in this paper for advanced speed characteristic which is robust to motor parameters and load variations. The sensorless drive of BLDC motor using terminal voltages is affected by load or speed because it uses analog filters to estimate the rotor position. For this reason, the robust speed controller with the accurate rotor position estimator is needed for sensorless control which is robust to load and insensitive to motor parameters. The constant speed robust to load variation and the stable sensorless control of BLDC motor robust to the increase or decrease of speed with constant load is implemented using digital IP control in this paper. The validity to these is established with experimentation.

키워드

BLDC Motor(Brushless DC motor), Sensorless Drive, Rotor Position Estimator, Digital IP Control

1. 서 론

브러시리스 직류 전동기(BLDC Motor)은 선형적인 토크 대 전류, 또는 속도 대 전압 특성을 지닌 전동기이다. 따라서, 가변속 운전과 제어가 용이하며 동시에

구조적으로 기계적인 정류자와 브러시가 없기 때문에 소음과 분진, 스파크 등이 없어서 사용환경에 제약이 없고, 토크 대 관성의 비가 매우 높아 소형으로 높은 출력을 낼 수 있다[1][2]. 브러시리스 직류 전동기는 상전류를 전자적으로 전환시켜야 하므로 회전자 위치

* 서호선박(주)

심사완료일자 : 2008. 11. 10

접수일자 : 2008. 09. 29

센서를 필수적으로 구비해야 한다. 그러나 위치 센서의 장착은 전동기 시스템의 가격 상승뿐만 아니라 부피의 증가, 사용환경의 제약등 많은 문제를 유발한다. 특히 센서 장착으로 인한 가격의 상승은 브러시리스 직류 전동기의 시장 확장에 가장 큰 요소로 작용하고 있다. 이에 따라 근래에는 위치 센서없이 브러시리스 직류전동기를 구동하는 센서리스 드라이브의 개발이 크게 주목받고 있으며, 가변속 운전을 하는 응용 분야에 대해 적용하려는 연구가 활발하게 진행되고 있다 [3][4]. 일반적으로 브러시리스 직류전동기의 센서리스 구동시 안정된 센서리스 제어를 위해 속도 센서나 전류 센서를 사용한다. 그러나 속도 센서를 사용할 경우 센서의 추가 설치가 필요할 뿐 아니라 열악한 환경에서 신뢰성을 감소시키고, 구동시스템의 가격을 상승시킨다. 따라서, 센서리스 가변속 운전시 속도 센서나 전류센서를 사용하지 않는 속도제어 방식에 대한 관심이 고조되었고, 여러가지 속도제어 방식이 제안되었다 [5][6]. 일반적인 속도제어를 하기위해 가장 많이 사용되고 있는 제어기는 PID제어기이다. PID제어기는 최근 현대제어인 적응제어기, 신경망, 퍼지 등의 제어기에 비해 큰 제어성능의 차이가 없으며 간소한 수식연산으로 시간절약 및 비용 절감을 할 수 있다[7][8]. 하지만, 센서를 사용하지 않는 시스템의 경우 PI제어기를 사용하여 속도제어를 구현할 수는 있으나, 부하 변동과 속도에 따른 안정된 속도제어를 구현하기 어렵다. 브러시리스 직류전동기의 센서리스 구동시 아날로그 필터를 이용한 회전자 위치 검출에 있어 부하 및 속도에 따른 영향으로 위상지연이 발생한다. 이러한 문제점 때문에 일반적으로 사용하는 PI제어 방식을 회전자 위치 간접 검출 방식과 연동하여 구현할 경우 전동기 속도의 응답 오버슈트나 진동에 대한 문제를 해결하기 어려워 안정성 있는 속도제어가 안되는 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 속도제어를 위해 디지털 IP제어기를 적용한 센서리스 속도제어방식을 제안한다. 전동기 파라미터에 영향을 받지 않고, 부하의 변동에도 강건한 센서리스 속도제어를 하기 위해서는 회전자 위치 추정과 연동하는 강인한 속도 제어가 필요하다. 따라서, 아날로그 제어에 비해 가격을 낮출 수 있는 디지털 IP제어를 이용함으로써 제어오차를 보상하여 원하는 속도 제어가 가능하게 구성하였다. IP제어방식은 PI제어 방

식에 비해 응답속도는 떨어지나 오버슈트를 억제할 수 있고, 진동이 적어 안정된 제어 특성을 갖는다. 본 논문에서는 디지털 IP 제어를 이용하여 부하의 변동에도 강인한 정속제어와 일정부하로 운전중 가.감속시 임의의 속도변화에 대해 BLDC 전동기의 안정된 센서리스 제어가 가능하도록 구성하였다. 이에 대한 타당성은 실험을 통하여 입증하고자 한다.

II. BLDC 전동기의 수학적 모델링

BLDC 전동기는 영구자석 회전자와 고정자 측에 3상 전기자 권선으로 구성되어 있으며, 이에 대한 등가 회로는 그림 1과 같다.

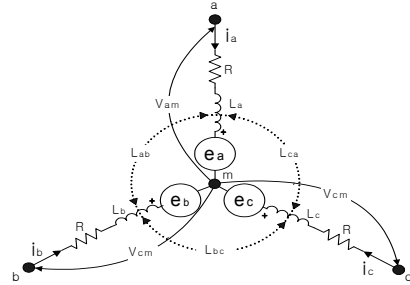


그림 1. 고정자 권선 등가 회로
Fig. 1 Equivalent circuit of stator windings

영구자석 고정 슬리브는 높은 저항성을 갖기 때문에 회전자에 유도되는 전류는 무시하고, 제동 권선이 없는 것으로 가정하면 고정자 3상 권선의 상변수 회로 방정식을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

식(1)에서 v_{am}, v_{bm}, v_{cm} 는 상 전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, e_a, e_b, e_c 는 상역기전력, R은 상저항, L_a, L_b, L_c 는 각 상의 자기 인덕턴스, L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} 는 각 상의 상호 인덕턴스이다. 여기서 3상 고정자 권선은 동일하다고 가정한다. 유도된 역기전력은 그림2.2에서와 같이 사다리꼴 형태를 가지며 크기는 회전자의 속도에 비례한다. 전동기의 전기적 위치를 θ_e 라고 하면 θ_e 의 함수인 역기전력

함수 $k_e(\theta_e)$ 를 도입하여 역기전력을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e_a = k(\theta_e) \frac{2\omega_e}{p} \quad (2)$$

위 식에서 p 는 전동기의 극수이고, ω_e 는 전기적 각 속도이다. 역기전력 함수 $k_e(\theta_e)$ 의 크기를 K_e 로 가정하면

$$k_e(\theta_e) = \begin{cases} K_e \frac{6}{\pi} \theta_e & (0 \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{6}) \\ K_e & (\frac{\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{5\pi}{6}) \\ K_e \frac{6}{\pi} (\pi - \theta_e) & (\frac{5\pi}{6} \leq \theta_e \leq \pi) \end{cases} \quad (3)$$

로 표현되며 반파 대칭이므로

$$k_e(\theta_e + \pi) = -k_e(\theta_e), \quad (\pi \leq \theta_e \leq 2\pi) \quad (4)$$

가 된다. b상과 c상의 역기전력은 a상 역기전력과 크기가 같으며 전기각으로 각각 120도, 240도 위상차를 가진다. 또한 회전자 위치에 따른 3상 고정자 권선 인덕턴스의 변화가 없는 표면 부착형 영구자석전동기로 가정하면, 각 상의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스가 동일하므로, 이를 다음 식과 같이 각각 L_s, M 으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M \\ L_a = L_b = L_c = L_s \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)을 식(1)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

3상 Y결선 전동기에서

$$\begin{aligned} i + i + i &= 0 \\ \text{이므로,} \end{aligned} \quad (7)$$

$$Mi_a + Mi_b = -Mi_c \quad (8)$$

이다. 위 식을 이용하여 식(6)을 간략화하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

위 식에서

$$L = L_s - M \quad (10)$$

로 표현하면 전압 방정식은 아래와 같이 정리된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} \quad (11)$$

이때 전동기의 출력은

$$P_{out} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (12)$$

이며, 이 출력을 기계적 출력으로 표현하면 다음과 같다.

$$P_{out} = T\omega \quad (13)$$

식(12), 식(13)으로부터 출력 토크 T 는

$$T = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} = K_T i \quad (14)$$

와 같이 유도될 수 있고, 전기자 전류에 의해서 발생된 토크가 관성과 마찰을 포함하고 있는 회전체 시스템에 가해지면 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (15)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} + \frac{T}{J} \quad (16)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_m - \frac{T_L}{J} + \frac{T}{J} \quad (17)$$

여기서, B 는 점성 마찰계수, J 는 회전자 관성모멘트, T 는 출력토크, T_L 는 부하토크, ω_m 은 각속도이다.

III. 제안된 센서리스 속도 제어

3.1 단자 전압으로부터 역기전력 직접 검출 방법

센서리스 운전을 하기 위해서는 전동기의 운전정보를 실시간으로 검출하여 컨트롤러가 인지할 수 있는 신호로 변환하여 주는 회로가 필요하다. 그림 2는 회전자 위치 추정을 위한 회전자 위치 간접 검출 회로이다.

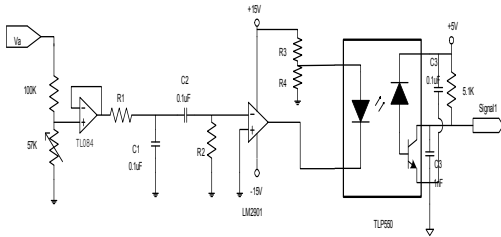


그림 2. 회전자 위치 간접 검출 회로
Fig. 2 Indirect detecting circuits of rotor position

그림 2의 간접 검출 회로의 경우 실제 여자시점보다 30도 앞서는 ZCP만을 검출하고, 이는 실제 홀센서의 신호가 나오는 구간의 시간과 동일하며, 이것은 회전자의 회전 속도와 각 상의 여자시점의 정보가 된다.

그림 3은 간접 검출한 상전압으로부터 본 논문에서 이용한 회전자 위치 검출 회로를 통하여 얻어낸 회전자 위치 정보이다. 그림3. (a)는 각 상의 단자전압을 나타내고 있으며, (b)는 각 상전압으로부터 검출한 회전자 위치 정보이다.

전동기의 역기전력은 회전자 속도에 비례하지만 그 주기는 회전자 위치에 대하여 불변이다. 따라서, 역기전력이 떨어지는 회전자 위치는 속도에 관계없이 일정한 위치가 된다. 즉, 역기전력이 떨어질 때에는 단자전압이 $V_s/2$ 와 같아지는 시점(Zero Crossing Point,

ZCP)이다.

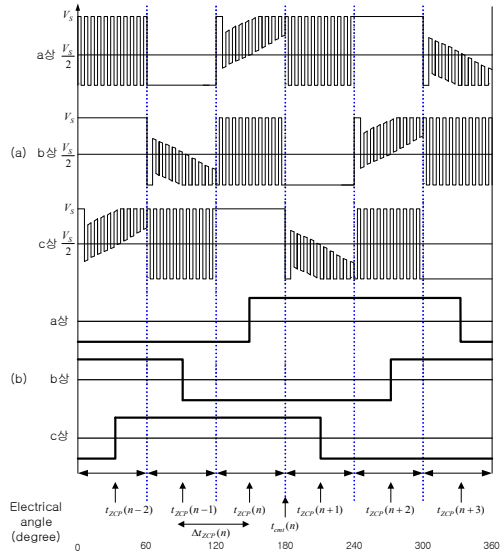


그림 3. 단자 전압과 ZCP 검출 신호
Fig. 3 Terminal voltage and ZCP detection signal

단자 전압 파형은 3상이 동일하며 각 상은 전기각으로 120도의 위상차를 가지므로 ZCP는 전기각으로 60도마다 한번씩 비여자상에서 발생하게 된다. 전동기가 이상적으로 운전되고 있다면 ZCP는 두 전환 시점의 중간에 발생하게 된다. 전동기 속도가 연속된 두 ZCP 사이에서 크게 변하지 않는 것으로 가정하면 연속된 두 개의 ZCP의 검출 시간으로부터 전동기의 전기적 각 속도 ω_e 을 알 수 있다.

$$\omega_e = \frac{\pi/3}{\Delta t_{ZCP}} \quad (18)$$

$$\Delta t_{ZCP}(n) = t_{ZCP}(n) - t_{ZCP}(n-1) \quad (19)$$

위 식에서 t_{ZCP} 는 ZCP가 검출된 시간이다. 전환위치는 ZCP에서 전기적으로 30도 지연된 지점으로 전환시점은 $t_{cmt}(n)$ 은 다음과 같다.

$$t_{cmt}(n) = t_{ZCP}(n) + \frac{\pi/6}{\omega_e} = t_{ZCP}(n) + \frac{\Delta t_{ZCP}(n)}{2} \quad (20)$$

$t_{cnt}(n)$ 에서 상전류를 전환시키고, 다음 비여자상의 단자 전압으로부터 ZCP를 검출하는 방식으로 전동기를 연속적으로 운전한다.

30도 지연된 ZCP 검출 신호에서 속도에 따른 위상 지연은 다음과 같은 수식에서 보상할 수 있다. ZCP검출 신호의 상승부와 하강부 사이의 전기각 60도에 대하여 위상지연 보상은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$t_{comp} = \Delta t_{ZCP} \times \frac{Phase\ Comp}{120} \quad (21)$$

여기서, t_{comp} 는 보상시점이고, *Phase Comp*는 간접 검출 회로의 주파수 응답에 따른 위상지연 정보이다. 예측 위상지연 정보를 Look-up 테이블화 하여 실제 속도와 PWM펄스 시비율에 따라 식(21)에 대입함으로써 보상 시점을 구할 수 있다. 따라서, 센서리스 전환 시점은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$t_{cnt}(n) = t_{ZCP}(n) + t_{comp}(n) \quad (22)$$

3.2 디지털 IP 제어기

본 논문에서는 전동기 파라미터에 영향을 받지 않고, 부하 변동에도 강건한 센서리스 속도제어를 위해 전동기 속도의 응답 오버슈트를 억제할 수 있고, 진동이 적어 안정된 제어 특성을 갖는 IP제어기를 이용한다. 그림 4는 이산형 IP 제어기의 블록선도이다.

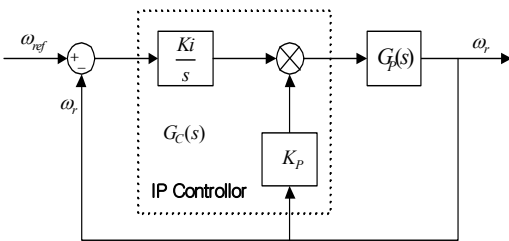


그림 4. IP 제어 시스템의 블록선도
Fig. 4 Block diagram of IP control system

그림 4에 나타난 바와 같이 전체시스템의 전달 함수는 다음과 같다.

$$\frac{\omega_r}{\omega_{ref}} = \frac{K_i G_p(s)}{[(K_i + K_p s)G_p(s)] + s} = \frac{K_i}{(K_i + K_p s) + \frac{s}{G_p(s)}} \quad (23)$$

여기서, K_p 는 속도제어기 P계인, K_i 는 속도제어기 I계인, $G_p(s)$ 는 전동기의 전달함수 이다. 전동기의 전달 함수는 각 상에 대한 미분방정식으로 구할 수 있다. 식(11)을 간략화 시키면

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (24)$$

이고, 전동기의 역기전력 $E = K_e \omega_m$ 을 식(24)에 대입하면,

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + K_e \omega_m \quad (25)$$

이고, 식(25)을 라플라스 변환하면

$$V = (R + Ls)I + K_e \omega_m \quad (26)$$

로 표현할 수 있다. 식(24)을 식(14)의 우변에 대해 전개하면 다음과 같다.

$$T = \frac{(V - K_e \omega_m)K_T}{(R + Ls)} \quad (27)$$

부하토크 이 전동기의 전달함수에 미치는 영향을 무시하면, 식(15)은 라플라스 변환으로 간소화 할 수 있다.

$$T = (Js + B) \omega_m \quad (28)$$

식(27)과 식(28)으로부터 전동기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_p(s) = \frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{K_T}{[(R + Ls)(Js + B) + K_e K_T]} \quad (29)$$

식(29)을 z변환하면 다음과 같다.

$$X(z) = Z\{t\}, \quad G_p(z) = Z\left[\frac{G_p(s)}{s}\right]\left(1 - \frac{1}{z}\right) \quad (30)$$

그리고, IP 제어기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{K_i}{s} + K_p \quad (31)$$

여기서, 오차 신호 $e(t)$ 에 의해 동작하는 이산형 IP 제어기의 방정식은 다음과 같다.

$$u(t) = k\left[\frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + e(t)\right] \quad (32)$$

기준속도 ω_{ref} 와 실제속도 ω_r , 오차 $e(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r \quad (33)$$

사다리꼴 적분법을 이용하여 식(32)에서 다음과 같은 이산형 IP제어 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$u[k+1]T] = \frac{T}{2}\{e[(k+1)T] + e(kT)\} + u(kT) \quad (34)$$

위 식을 z변환하여 나타내면,

$$U(Z) = \frac{T}{2}[E(Z) + E(Z)] + U(Z) \quad (35)$$

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{T}{2}\left[\frac{Z+1}{Z-1}\right] \quad (36)$$

$$G_c(Z) = K_i \frac{T}{2}\left[\frac{Z+1}{Z-1}\right] + K_p \quad (37)$$

순환형 IP제어 알고리즘은 다음과 같다.

$$K(kT) = \frac{T}{2}\{\omega(kT) - \omega[(k-1)T]\} + \omega_{ref} \quad (38)$$

$$u(kT) = K_p X(kT) + K_i e(kT) \quad (39)$$

여기서, $K=0, 1, 2, 3, \dots$

샘플링 시간은 2[ms]로 설정하였으며, 계수 조정법은 Ziegler-Nichols방법을 이용하여 산출하였다.

그림 5는 디지털 IP제어기를 이용한 센서리스 속도 제어 시스템 구성도이다.

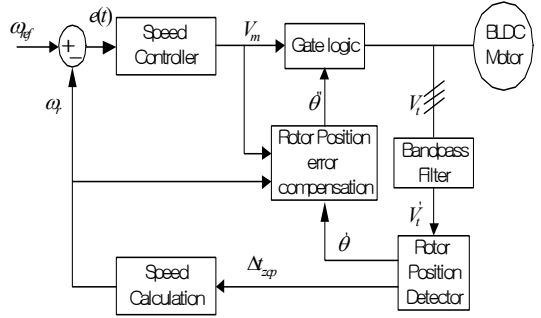


그림 5. IP 제어기를 적용한 BLDC 전동기의 센서리스 속도제어 시스템 구성도

Fig. 5 Sensorless speed control system of BLDC Motor using IP Controller

IV. 실험 결과 및 고찰

4.1 시스템 구성

본 논문에서 제안한 BLDC 전동기의 센서리스 속도 제어방식의 실험적 검증을 위하여 실험장치를 구성하

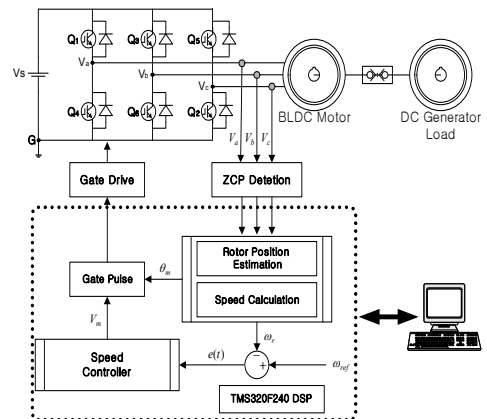


그림 6. BLDC 전동기의 실험 시스템

Fig. 6 Experimental system of BLDC Motor

였다. 실험 장치는 전원부, 인버터, 전동기 및 제어기로 구성되어 있으며, 제어기와 인버터단을 연계시켜주기 위해 게이트 드라이브 회로가 접속되어있다. 전체 알고리즘의 디지털 처리를 위하여 TMS320F240 제어기를 사용하였으며, 샘플링 주기는 50nsec로 하였다. 그림 6은 본 논문에서 제안한 센서리스 속도제어 방식을 적용한 전체 실험 시스템이다.

본 논문에서 사용된 BLDC 전동기는 표1과 같고, 부하장치로는 5kW급의 직류전동기를 부착하여 실험하였다. 또한, 부하장치는 토크모드로 일정부하 및 스텝부하, 가변속 부하를 인가하도록 운전하였다.

표 1. 전동기 사양
Table. 1 Specification of motor

상수/극수	3상 6극
정격 출력	3.3 [KW]
입력 전압	320 [V]
최대 속도	2000 [rpm]
정격 토크	17.63 [N·m]
토크 상수	1.76 [N·m/A]
역기전력 상수	106.8 [V/kRPM]
관성 모멘트	0.00103 [kg·m ²]
저항	1.548 [ohms]
인덕턴스	32 [mH]

4.2 실험 결과

그림 7은 센서리스 부하 운전시 1,300rpm에서의 각 상 회전자 위치 검출 신호이다. 회전자 위치 검출 신호는 각 상 120도 위상차를 가지고 있으며, 위치 센서 신호보다 30도 앞선 동일한 형태를 보이게 된다. 간단한 RC회로를 이용하여 위치 센서 신호와 동일한 위치 신호를 검출함으로써 센서 운전과 동일한 성능을 가질 수 있다.

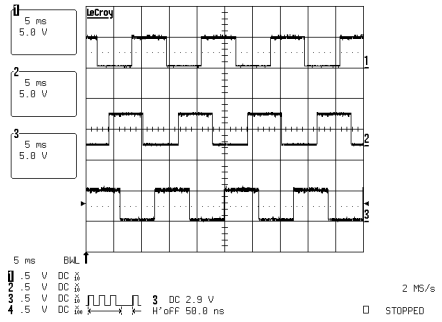


그림 7. 센서리스 운전시 각 상 회전자 위치 간접 검출 신호

Fig. 7 Each phase detection signal of rotor position during sensorless operation

BLDC 전동기는 사다리꼴 형태의 역기전력을 가지는 경우 사다리꼴 역기전력의 평탄한 부분에 구형과 전류를 흘려야 하며 이에 따라 일정 토크를 발생하게 된다. 그래서, 부하에 강한 센서리스 운전을 하기 위해서는 정확한 상 전환이 이루어져야 한다. 센서 운전 에 있어서는 회전자 위치를 정확히 알 수 있기 때문에 적절한 제어 알고리즘이 적용된다면 부하 인가시 안정된 운전이 가능하지만, 센서리스 운전시에는 정확한 회전자 위치 검출과 제어 알고리즘의 원활한 연동이 필요하다. 그림 8은 1500rpm으로 센서리스 운전시 상 전압 및 필터후, 상전류, ZCP신호를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 상전압을 필터링하여 검출한 회전자 위치 신호에 의하여 센서리스 운전이 되고 있음을 알 수 있다.

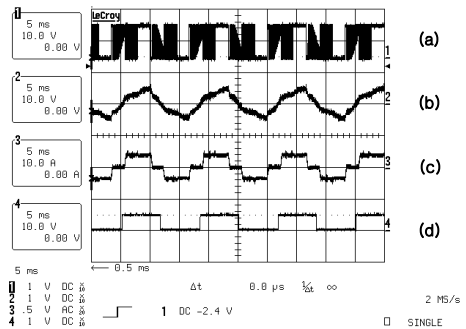


그림 8. 센서리스 운전(1500rpm)
(a) 상전압 (b) 필터후 (c) 상전류 (d) ZCP신호

Fig. 8 Sensorless operation (1500rpm)
(a) Phase voltage (b) after filtering
(c) Phase current (d) ZCP Signal

본 논문에서 초기 기동은 두상을 강제로 여자시켜 회전자에 어떤 위치에 있던 지정한 상으로 정렬하도록 하는 강제정렬의 방법을 사용하였다. 강제정렬이 정상적으로 수행된 후 회전자는 지정된 상에 정렬되어 있으며, 제어기는 다음 상을 순차적으로 여자시켜 줌으로써 운전을 시작하게 된다.

강제정렬 후 가속운전시 전환 간격은 지령 속도에 반비례하도록 구성하고, PWM 시비율은 전동기 속도에 비례하여 증가하도록 하였다. 본 논문에서는 실제 전동기의 파라미터로 PWM 시비율을 계산하여 대략 전동기 속도에 비례하도록 하였다. 동기 가속후 정속 운전에 도달하였을 경우 16번의 상 일치가 되었을 경우 센서리스 전환을 하도록 하였다. 동기 가속후 상 일치 이후 센서리스 전환 및 운전 원리는 센서 운전과 동일한 방법을 사용하였다. 따라서, 간접 검출된 상을 기준으로 하여 위상 지연 보상을 함으로써 더욱 안정적인 센서리스 운전이 가능하도록 하였다.

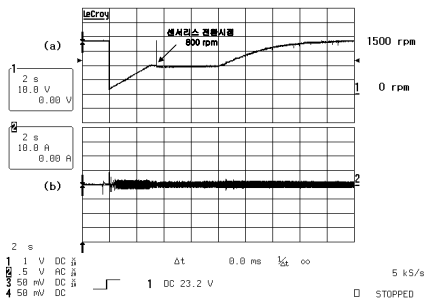


그림 9. 초기 기동에서 센서리스 전환후 가속 운전
(a) 속도 파형[0→800rpm→1500rpm]
(b) 전류 파형

Fig. 9 Acceleration operation from initial starting after sensorless commutation
(a) Speed wave form[0→800rpm→1500rpm]
(b) Current wave form

그림 9는 초기 기동에서 센서리스 전환후 1500rpm까지 가속운전한 실험 파형이다. 초기 기동에서부터 부하 20%를 인가한 상태에서 운전을 수행하였다. 그림에서 보듯이 안정된 운전이 되고 있음을 알 수 있으며, 센서리스 전환시점에서 상의 일치로 인하여 전류의 감소와 속도의 감소를 볼수 있다. 800rpm에서 센서리스 전환후 1500rpm으로 가속하였다. 가속 운전에서 안정된 센서리스 운전을 보여주고 있다.

그림 10과 11은 센서리스 정속도 운전시 부하를 인가했을 경우 속도 응답과 전류 파형이다. 본 논문에서 제안한 디지털 IP제어기를 적용한 경우로서 센서리스 정속도 운전시 부하를 인가했을 경우에도 안정된 속도로 정상 운전이 가능함을 볼 수 있다.

그림 12와 13은 일정 부하시 센서리스 가속 운전과 감속 운전의 속도응답과 전류파형이다. 그림 12는 현재 속도 1300rpm에서 최대속도인 2000rpm까지 가속하였으며, 지령 속도까지 안정된 센서리스 운전을 보이고 있다. 그림 13은 최대속도 2000rpm에서 1500rpm까지 감속 운전 파형이며, 감속 운전 또한, 안정된 운전을 보이고 있다.

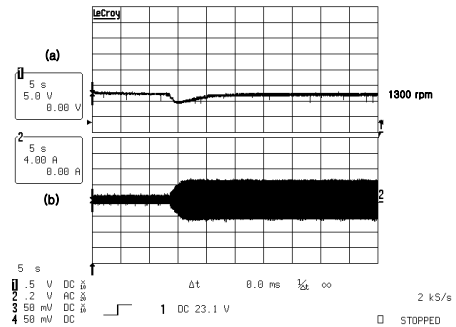


그림 10. 센서리스 정속도 운전시 스텝부하인가(1300rpm)
(a) 속도 파형 (b) 전류파형

Fig. 8 Step load applied for sensorless constant speed operation(1300rpm)
(a) Speed wave form (b) Current wave form

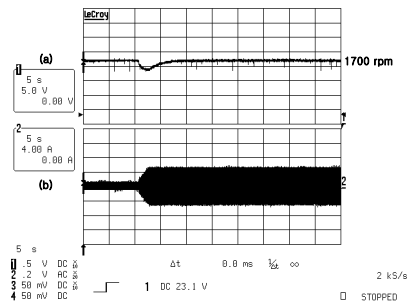


그림 11. 센서리스 정속도 운전시 스텝부하인가(1700rpm)
(a) 속도 파형 (b) 전류파형

Fig. 11 Step load applied for sensorless constant speed operation(1700rpm)
(a) Speed wave form (b) Current wave form

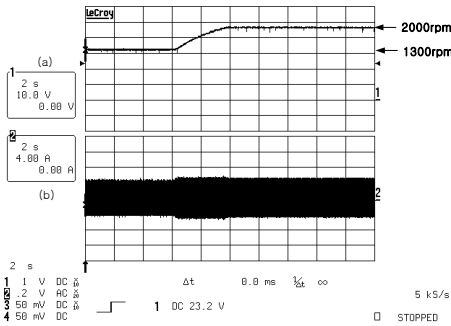


그림 12. 일정 부하시 센서리스 가속 운전(1300rpm→2000rpm)
(a) 속도 파형(b) 전류 파형

Fig. 12 Sensorless acceleration operation for constant load(1300rpm→2000rpm)
(a) Speed wave form (b) Current wave form

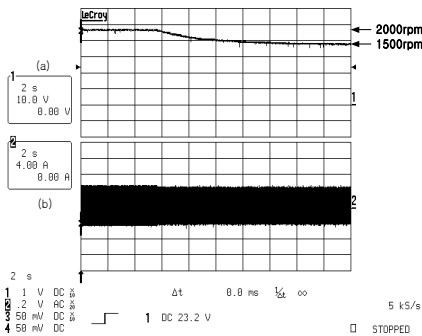


그림 13. 일정 부하시 센서리스 감속 운전(2000rpm→1500rpm)
(a) 속도 파형(b) 전류 파형

Fig. 13 Sensorless deceleration operation for constant load(2000rpm→1500rpm)
(a) Speed wave form (b) Current wave form

그림 12의 가속 운전과 달리 그림 13의 감속 운전 시에는 속도 응답시간이 더 걸림을 볼 수 있다. 이는 센서리스 환경에서 속도제어시 발생하는 오버슈트나 진동, 부하등을 고려하여 제안한 디지털 IP제어기의 게인 설정에 따라 가감속 응답시간의 차이를 보이고 있다. 그러나, 지령 속도에 안정된 정상 운전이 가능함을 나타내고 있다.

V. 결론

BLDC 전동기의 속도제어를 위하여 사용되는 위치 및 속도센서, 전류센서는 구동시스템의 가격 상승 및 열악한 환경에서 신뢰성이 저하되는 문제를 가지게 된다. 본 논문에서는 전동기 파라미터에 둔감하고, 부하 변동에 강인한 센서리스 속도제어를 위하여 디지털 IP 제어기를 설계하고, 이를 이용한 센서리스 제어 방식을 제안하였다. 제안된 센서리스 속도제어 방식은 간단한 RC필터를 이용하고, 제어 알고리즘을 디지털화함으로써 저가의 시스템으로 구현이 가능하다. 또한, 일정부하에 대해서 설정한 기준속도에서 가감속시 임의의 속도를 가변하였을 경우에도 안정된 속도제어가 가능함을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 실험을 통하여 이에 대한 타당성을 입증하였다.

참고 문헌

- [1] R. C. Sen, "Electric Motor Drives and Control - Past, Present, and Future", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 37, No. 6, pp.562-575, Dec. 1990.
- [2] B. K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Application, IEEE Press, 1996.
- [3] N. Matsui and M. Shigyo, "Brushless DC Motor Control without Position and Speed Sensors", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 28, No.1, pp.120-127, Jan/Feb. 1992.
- [4] K. Iizaka, et. al. "Microcomputer Control for Sensorless Brushless DC Motor", IEEE Trans. on Ind.Appl., Vol. IA-21, No. 4, pp.595-601, May/Jun. 1985.
- [5] H. R. Andersen, et. al., "Efficiency Comparison of Electrical Motors for Energy optimized Variable Speed Low Power and Low Cost Household Equipment", EPE Conf. Rec., Vol. 3, pp.423-429, 1995.
- [6] L. Cardoletti, et. al., "Sensorless Position and Speed Control of a Brushless DC Motor from Start-up to Nominal Speed", EPE Journal, Vol. 2, No. 1, pp.25-34, 1992.
- [7] K. J. Astrom, T. Hagglund, "Automatic Tuning of PID Controllers", Instrument Society of America, 1988.

- [8] Ahmed F.I, El-Tobshy A.M, "P-I AND I-P controllers in a closed loop for DC motor devices", Power Conversion Conference, Vol. 2, pp.613-618, 1997.

저자 소개



김종선(Jong-seon Kim)

1998년 2월 남서울대 전자공학과
졸업(공학사)

2000년 2월 광운대학교 대학원 제
어계측공학과 졸업(공학석사)

2006년 8월 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업(공
학박사)

2008년 5월~현재 서호선박(주) 재무이사