

디지털 IP 제어를 이용한 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 속도제어

김종선 · 박형준 · 장재훈 · 유지윤 · 서삼준*
 고려대학교 전기공학과 · *안양대학교 전기전자공학과

Sensorless Speed Control for Brushless DC Motor using Digital IP Controller

Jong-Sun Kim · Hyong-Joon Park · Jae-Hoon Jang · Ji-Yoon Yoo · Sam-Jun Seo*
 Korea University · *Anyang University

ABSTRACT

The sensorless speed control technique for BLDCM using digital IP control is proposed in this paper for advanced speed characteristic which is robust for loads. The sensorless drive of BLDCM 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 speeds robust to load variation and the stable sensorless control of BLDCM robust to the increase or decrease of speed with constant load are implemented using digital IP control in this paper. The validity to these is established with experimentation.

기는 최근현대제어인 적응제어기, 신경망, 퍼지 등의 제어기에 비해 큰 제어성능의 차이가 없으며 간소한 수식연산으로 시간절약 및 비용 절감을 할 수 있다.^[5-6] 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 문제 때문에 일반적으로 사용하는 PI제어 방식을 간접 검출 방식과 연동하여 구현할 경우 전동기 속도 응답의 오버슈트나 진동에 대한 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 속도 제어 방식을 제안한다. 제안한 방식은 디지털 IP 제어를 이용하여 부하변동과 속도변화에 대해 안정된 센서리스 제어가 가능하도록 한 방식이다. 이에 대한 타당성은 실험을 통하여 입증하고자 한다.

1. 서 론

브러시리스 직류 전동기(BLDCM)는 가변속 운전과 제어가 용이하며 동시에 구조적으로 기계적인 정류자와 브러시가 없기 때문에 소음과 분진, 스파크 등이 없어서 사용 환경에 제약이 없고, 토크 대 관성의 비가 매우 높아 소형으로 높은 출력을 낼 수 있다.^[1-2] 일반적으로 브러시리스 직류전동기의 센서리스 구동시 안정된 센서리스 제어를 위해 속도 센서나 전류 센서를 사용한다. 그러나 속도 및 전류 센서를 사용할 경우 열악한 환경에서 신뢰성을 감소시키고, 구동시스템의 가격을 상승시킨다. 따라서, 센서리스 가변속 운전시 속도 센서나 전류 센서를 사용하지 않는 속도제어 방식에 대한 관심이 고조되었고, 여러 가지 속도제어 방식이 제안되었다.^[3-4] 일반적인 속도 제어를 하기 위해 가장 많이 사용되고 있는 제어기는 PI제어기이다. PI제어

2. BLDC 전동기의 모델링

브러시리스 직류전동기는 영구자석 회전자와 고정자 측에 3상 전기자 권선으로 구성되어 있으며, 이에 대한 등가회로는 그림 1과 같다.

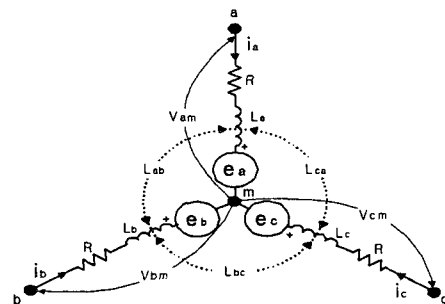


그림 1. BLDC 전동기의 등가회로
 Fig. 1 Equivalent circuit of BLDC Motor

고정자 3상 권선의 상변수 회로 방정식은 다음과 같다.

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

식(1)에서 v_{am}, v_{bm}, v_{cm} 는 상전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, e_a, e_b, e_c 는 상역기전력, R 은 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. 유기된 역기전력은 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.

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

위 식에서 p 는 전동기의 극 수이고, ω_e 는 전기적 각속도이다. 각 상의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스가 동일하므로 이를 다음 식과 같이 각각 L_s, M 으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} L_a &= L_b = L_c = L_s \\ L_{ab} &= L_{bc} = L_{ca} = M \end{aligned} \quad (3)$$

식(3)을 식(1)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

3상 Y결선 전동기에서

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5)$$

이므로,

$$Mi_a + Mi_b = -Mi_c \quad (6)$$

이다. 식(6)을 이용하여 식(4)을 간략화하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

위 식에서

$$L = L_s - M \quad (8)$$

로 표현하면 전압 방정식은 아래와 같이 정리된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} \quad (9)$$

이때 전동기의 출력은

$$P_{out} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (10)$$

이며, 이 출력을 기계적 출력으로 표현하면

$$P_{out} = T\omega_m \quad (11)$$

과 같다. 식 (10), (11)으로부터 출력 토크는 T 는

$$T = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (12)$$

와 같이 유도될 수 있고, 이때의 운동 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = -\frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} + \frac{T}{J} \quad (13)$$

3. 제안된 BLDCM 센서리스 속도제어

3.1 센서리스 방식

그림 2는 각 상 단자 전압으로부터 회전자 위치를 검출하는 회로이다.

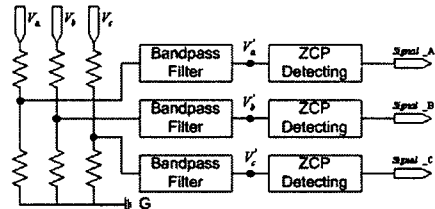


그림 2. 단자 전압을 이용한 회전자 위치 간접 검출
Fig. 2 Rotor Position Sensing Using terminal voltage

각 상의 단자 전압은 검출회로의 입력에 적절한 크기가 되도록 전압강하 시키고, 다시 필터를 이용하여 고주파 스위칭 성분과 dc 성분을 제거함으로써 零 전압 시점을 검출한다.

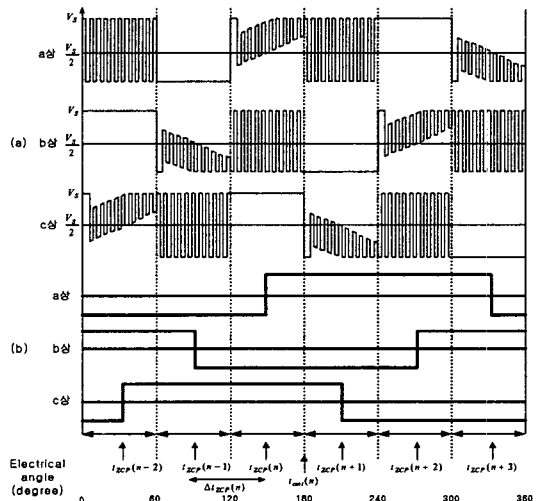


그림 3. 단자전압과 ZCP 검출신호
Fig. 3 Terminal voltage and ZCP detection signal

그림 3은 단자 전압으로부터 검출 회로를 통하여 얻어낸 회전자 위치 정보이다. 전동기의 역기전력이 零이되는 회전자 위치는 속도에 관계없이 일정

한 위치가 된다. 즉, 역기전력이 0이 될 때에는 단자 전압이 $V_s/2$ 와 같아지는 시점 (Zero Crossing Point, ZCP)이다. 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 각속도 (ω_e)을 알 수 있다.

$$\omega_e = \frac{\pi/3}{\Delta t_{ZCP}} \quad (14)$$

$$\Delta t_{ZCP}(n) = t_{ZCP}(n) - t_{ZCP}(n-1) \quad (15)$$

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

$$t_{cmt}(n) = t_{ZCP}(n) + \frac{\pi/6}{\omega_e} = t_{ZCP}(n) + \frac{\Delta t_{ZCP}(n)}{2} \quad (16)$$

$t_{cmt}(n)$ 에서 상 전류를 전환시키고, 다음 비여자상의 단자 전압으로부터 ZCP를 검출하는 방식으로 전동기를 연속적으로 운전한다. 30도 지연된 ZCP 검출 신호에서 속도에 따른 위상지연은 다음과 같은 수식으로 보상할 수 있다. ZCP 검출 신호의 상승부와 하강부 사이의 전기각 60도에 대하여 위상 지연 보상은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$Phase\ Comp = \frac{(2D_{ratio}-1)(1-R_3R_4C_1C_2w^2)}{w(R_3C_1+R_4C_2)} \quad (17)$$

$$t_{comp} = \Delta t_{ZCP} \times \frac{Phase\ Comp}{120} \quad (18)$$

여기서, t_{comp} 는 보상시점이고, $Phase\ Comp$ 는 간접 검출 회로의 주파수 응답에 따른 위상지연 정보이다. 예측 위상지연 정보를 룩-업 테이블화 하여 실제 속도와 PWM 펄스 시비율에 따라 식(18)에 대입함으로써 보상할 수 있다. 따라서 센서리스 전환 시점은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$t_{cmt}(n) = t_{ZCP}(n) + t_{comp}(n) \quad (19)$$

3.2 디지털 IP 제어기

본 논문에서는 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 제

여기의 블록선도이다.

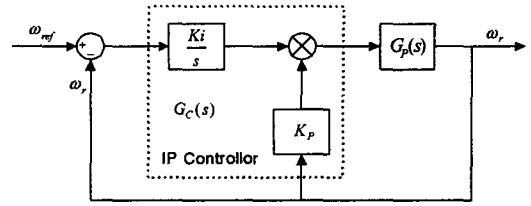


그림 4. IP 제어 시스템의 블록선도
Fig. 4 Block diagram of IP control system

그림 4에 나타난 바와 같이 전체 시스템의 전달 함수는 다음과 같다.

$$\frac{\omega_r}{\omega_{ref}} = \frac{K_i G_p(s)}{[(K_i + K_p s)G_p(s)] + s} = \frac{K_i}{(K_i + K_p s) + \frac{s}{G_p(s)}} \quad (20)$$

여기서, K_p 는 속도제어기 P게인, K_i 는 속도제어기 I게인, $G_p(s)$ 는 전동기의 전달함수이다. 전동기의 전달 함수는 각 상에 대한 미분방정식으로 구할 수 있다. 식(9)을 간략화 시키면

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (21)$$

이고, 전동기의 역기전력 $E = K_e \omega_m$ 을 식(21)에 대입하면,

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + K_e \omega_m \quad (22)$$

로 나타낼 수 있다. 식(22)을 라플라스 변환하면

$$V = (R + Ls)I + K_e \omega_m \quad (23)$$

로 표현할 수 있다. 식(21)을 식(12)의 우변에 대해 전개하면 다음과 같다.

$$T = \frac{(V - K_e \omega_m)K_T}{(R + Ls)} \quad (24)$$

부하토크 T_L 이 전동기의 전달함수에 미치는 영향을 무시하면, 식(13)은 라플라스 변환으로 간소화할 수 있다.

$$T = (Js + B) \omega_m \quad (25)$$

식(24)과 식(25)으로부터 전동기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_p(s) = \frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{K_T}{[(R + Ls)(Js + B) + K_e K_T]} \quad (26)$$

식(26)을 z변환하면 다음과 같다.

$$X(z) = Z[f], \quad G_p(z) = Z\left[\frac{G_p(s)}{s}\right] \left(1 - \frac{1}{z}\right) \quad (27)$$

그리고, IP 제어기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{K_i}{s} + K_p \quad (28)$$

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

$$u(t) = k \left[\frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + e(t) \right] \quad (29)$$

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

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r \quad (30)$$

사다리꼴 적분법을 이용하여 식(29)에서 다음과 같은 이산형 IP제어 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$u[(k+1)T] = \frac{T}{2} \{e[(k+1)T] + e(kT)\} + u(kT) \quad (31)$$

위 식을 z변환하여 나타내면,

$$U(Z) = \frac{T}{2} [E(Z) + E(Z)] + U(Z) \quad (32)$$

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{T}{2} \left[\frac{Z+1}{Z-1} \right] \quad (33)$$

$$G_c(Z) = K_i \frac{T}{2} \left[\frac{Z+1}{Z-1} \right] + K_p \quad (34)$$

순환형 IP제어 알고리즘은 다음과 같다.

$$K(kT) = \frac{T}{2} \{ \omega(kT) - \omega[(k-1)T] \} + \omega_{ref} \quad (35)$$

$$u(kT) = K_p X(kT) + K_i e(kT) \quad (36)$$

여기서, $K=0, 1, 2, 3, \dots$

여기서 샘플링 시간은 2[ms]로 설정하였으며, 계수 조정법은 Ziegler-Nichols 방법을 이용하여 산출하였다. 그림 5는 디지털 IP제어기를 이용한 센서리스 제어시스템 구성도이다.

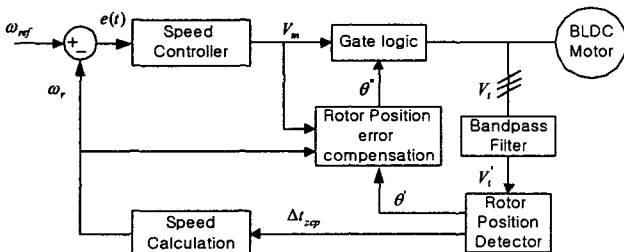


그림 5. IP 제어기를 적용한 BLDC 전동기의 센서리스 속도제어시스템 구성도

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

4. 실험 결과

그림6은 본 논문에서 제안한 센서리스 속도제어 방식을 적용한 전체 실험시스템이다.

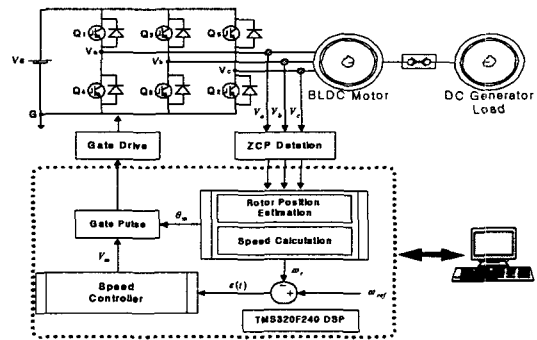


그림 6. BLDC 전동기의 실험시스템

Fig. 6 experimental system of BLDC Motor

실험 전동기는 BLDC 전동기[3상6극], 정격 출력 3.3[kW], 입력 전압 320[V], 최대 속도 2000[rpm], 정격 토크 17.63[N-m]이다. 부하장치로는 DC 전동기 5[kW]를 부착하고, 토크모드로 일정 부하 및 스텝 부하를 인가하도록 운전하였다.

그림7은 센서리스 운전시 단자 전압 및 필터후, 상전류, ZCP 신호를 나타내고 있다. 그림에 알 수 있듯이 단자 전압을 필터링하여 검출한 회전자 위치 신호에 의하여 정확한 센서리스 운전이 되고 있음을 알 수 있다.

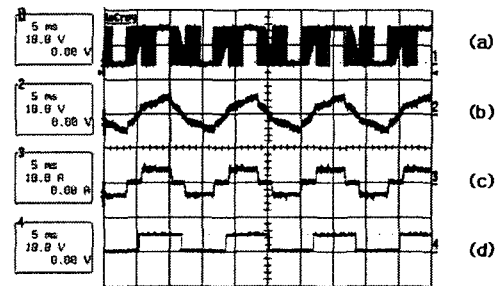


그림 7. 센서리스 운전(1500rpm)

(a) 단자 전압 (b) 필터후 (c) 상전류 (d) ZCP 신호

Fig. 7 Sensorless operation (1500rpm)

(a) Terminal voltage (b) after filtering

(c) Phase current (d) ZCP Signal

본 논문에서 초기 기동은 두상을 강제로 여자시켜 회전자가 어떤 위치에 있던 지정된 상으로 정렬하도록 하는 강제정렬방법을 사용하였다. 강제정렬이 정상적으로 수행된 후 회전자는 지정된 상에 정렬되어 있으며, 제어기는 다음 상을 순차적으로 여자시켜 줌으로써 운전을 시작하게 된다. 강제정렬 후 가속 운전시 전환 간격은 지령 속도에 반비례하도록 구성하고, PWM 시비율은 전동기 속도에 비례하여 증가하도록 하였다. 동기 가속후 정속 운전

에 도달하였을 경우 16번의 상 일치가 되었을 경우 센서리스 전환을 하도록 하였다. 간접 검출된 상을 기준으로 위상 지연 보상을 함으로써 더욱 안정적인 센서리스 운전이 가능하도록 하였다. 그림8은 초기 기동에서 센서리스 전환후 1500rpm까지 가속 운전한 실험 파형이다.

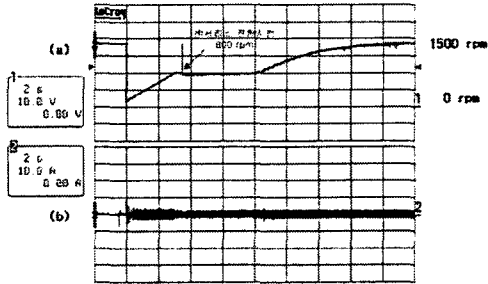


그림 8. 초기 기동에서 센서리스 전환후 가속 운전
(a) 속도 파형 [0-800rpm-1500rpm] (b) 전류 파형
Fig. 8 acceleration operation from initial starting after sensorless commutation
(a) Speed [0-800rpm-1500rpm] (b) Current (5A)

그림9는 센서리스 정속도 운전시 부하를 인가했을 경우 속도 응답과 전류 파형이다. 본 논문에서 제안한 디지털 IP제어기를 적용한 경우로서 센서리스 정속도 운전시 부하를 인가하였을 경우에도 회전자 위치 검출 실패로 인한 제어성능의 저하가 없으며 또한 지령속도에 추종하고 있다.

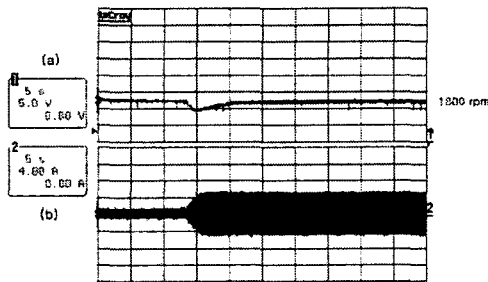


그림 9. 센서리스 정속도 운전시 스텝부하인가(1300rpm)
(a) 속도 파형 (b) 전류 파형
Fig. 9 Step load applied for sensorless constant speed operation (1300rpm)
(a) Speed wave form (b) Current wave form

그림10은 일정 부하 상태에서 센서리스 가감속 속도제어 파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 센서리스 전환 속도인 800[rpm]에서 최대속도 2000[rpm]으로 가속한 후, 다시 800[rpm]으로 감속운전을 하였다. 일정 부하에서도 안정된 센서리스 운전이 되고 있음을 알 수 있다.

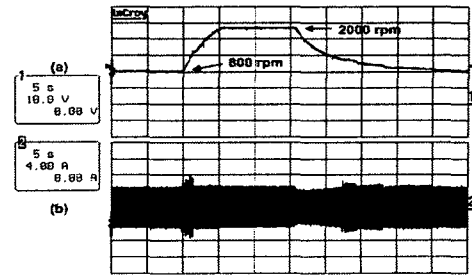


그림 10. 일정 부하시 센서리스 가감속 운전
(a) 속도 파형 (b) 전류 파형

Fig. 10 Sensorless variable speed for constant load
(a) Speed wave form (b) Current wave form

5. 결 론

BLDC 전동기의 속도제어를 위하여 사용되는 위치 및 속도센서, 전류센서는 구동 시스템의 가격 상승 및 열악한 환경에서 신뢰성이 저하되는 문제를 가지게 된다. 본 논문에서는 전동기 파라미터에 둔감하고, 부하 변동에 강인한 센서리스 속도제어를 위하여 디지털 IP제어기를 설계하고, 이를 이용한 센서리스 제어 방식을 제안하였다. 제안된 센서리스 속도제어 방식은 간단한 RC 필터를 이용하고, 제어 알고리즘을 디지털화함으로써 저가의 시스템으로 구현이 가능하다. 또한, 디지털 IP제어기를 적용함으로써 부하의 변동에 대해서도 안정된 제어를 구현하였으며, 본 논문에서 제안한 알고리즘은 실험을 통하여 이에 대한 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [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] 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.
- [4] 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.
- [5] K. J. Astrom, T. Haggglund, "Automatic Tuning of PID Controllers", Instrument Society of America, 1988.
- [6] Ahmed F.I, EI-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.