

회전자 위치 추정 PI 제어를 이용한 비돌극형 PMSM 센서리스 제어

論 文
53B-11-4

Sensorless Control of Non-salient PMSM using Rotor Position Tracking PI Controller

李 鍾 健* · 石 줄 기† · 李 東 椿** · 金 興 根***
(Jong-Kun Lee · Jul-Ki Seok · Dong-Choon Lee · Heung-Geun Kim)

Abstract - This paper presents a new velocity estimation strategy of a non-salient permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive without high frequency signal injection or special PWM pattern. This approach is based on the d-axis current regulator output voltage of the drive system that has the information of rotor position error. The rotor velocity can be estimated through a rotor position tracking PI controller that controls the position error to zero. For zero and low speed operation, PI controller gains of rotor position tracking controller have a variable structure according to the estimated rotor velocity. In order to boost the bandwidth of PI controller around zero speed, a loop recovery technique is applied to the control system. The proposed method only requires the flux linkage of permanent magnet and is insensitive to the parameter estimation error and variation. The designers can easily determine the possible operating range with a desired bandwidth and perform the vector control even at low speeds. The experimental results show the satisfactory operation of the proposed sensorless algorithm under rated load conditions.

Key Words : Velocity Estimation Strategy, Non-salient Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM) Drive, D-axis Current Regulator Output Voltage, Rotor Position Tracking PI Controller.

1 서 론

가변속 전동기 구동 기술의 발달로 터보압축기 및 플라이휠 등을 포함한 각종 산업 응용분야에서 증기 터빈이나 유압식 구동원 대신에 가변속 전동기의 응용이 급격히 증대되고 있다. 가변속 전동기 구동 시스템의 가장 큰 장점은 효율이 높고 진동이 적다는 것이다. 또한, 가변속 전동기를 고속으로 운전할 경우에 산업 생산성이 향상될 뿐만 아니라, 별도의 증속 기어 없이 직결 방식으로 구동함으로써 기계적 소음을 크게 줄일 수 있다. 특히, PMSM은 효율 면에서 특성이 매우 우수하기 때문에 이러한 고속 응용분야의 전동기로 널리 사용되고 있다. PMSM의 속도 및 토크 제어를 위해서는 자속의 위치를 알기 위한 회전자의 속도 및 위치 검출기가 필수적으로 요구된다. 속도 및 위치 검출기로는 일반적으로 엔코더나 레졸버가 사용되고 있으나, 가격 상승 및 사이즈 증가, 케이블의 유지 및 점검, 기계적 부착의 어려움 등의 경제적 및 기술적 측면에서 많은 문제점을 안고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 속도 및 위치 검출기가 없는 제어 즉, 센서리스 제어에 대한 많은 연구가 진행되어 왔다[1-3]. 이리

한 기존의 연구들은 전동기 상수에 대한 의존성이 크고, 저속에서의 성능이 좋지 않다는 문제점들을 가지고 있다.

최근에 이러한 문제점을 해결하기 위해서 전동기에 별도의 고주파를 주입하는 방법 및 일정 주파수 패턴을 이용하는 방법들이 제안되었다[4-6]. 고주파를 주입하는 방법은 전동기 내부의 횡축과 자속축의 임피던스 차이로부터 속도 정보를 추출하는데, 비돌극형 PMSM은 구조적으로 임피던스 차이가 크지 않기 때문에 의미있는 속도 정보를 추출하기 위해서는 매우 큰 고주파 전압을 주입해야만 하는 문제가 있다. 고주파 주입법을 180-Vrms 정격 전압 비돌극 PMSM에 적용할 경우 100-V, 850-Hz의 고주파 신호를 주입해야만 한다[5]. 이는 고조파 손실 및 기계적 소음을 증가시킬 뿐만 아니라 구동 시스템의 전압 이용률이 매우 나빠지기 때문에 산업 현장에 사용하는데 제약이 있다. 또한, 주입한 수 백 Hz의 신호를 추출하기 위해서는 별도의 신호 처리 장치가 필요한데, 이 때문에 전동기 최대 운전 영역이 수 백 Hz 미만으로 제한되는 단점도 있다. 이러한 특성으로 앞서 언급한 고속 PMSM 센서리스 응용에서는 고주파 주입법을 사용할 수가 없는 문제가 있다.

그리고, 일정 주파수 패턴을 이용하는 방법[6]은 알고리즘이 매우 간단하다는 장점에 비해 기동시 가감속의 시간 조정이 어렵고, 저속에서는 개루프 방식의 제어를 하기 때문에 벡터제어를 수행할 수 없다. 또한, 별도의 센서리스 방법이 요구됨에 따라 별개의 절환 알고리즘을 필요로 한다는 문제점들을 가지고 있다[7].

따라서, 본 논문에서는 기존의 고주파 주입이나 일정 주파수 패턴을 이용하지 않으면서 전동기 상수의 변동에 둔감한

* 學生會員 : 嶺南大學 電氣工學科 碩士課程
† 교신저자, 正會員 : 嶺南大學 電子情報 工學部 助教授 · 工博
E-mail : doljk@yu.ac.kr
** 正會員 : 嶺南大學 電子情報 工學部 副教授 · 工博
*** 正會員 : 慶北大學 電子電氣 工學部 教授 · 工博
接受日字 : 2004年 7月 8日
最終完了 : 2004年 9月 15日

비돌극형 영구자석 동기전동기(PMSM)의 새로운 센서리스 기법을 제안한다. 제안된 기법은 회전자 위치 오차 정보를 가지는 자속축 전류제어기 출력전압을 비례적분 제어기를 이용하여 속도를 추정하는 기법으로, 저속에서도 우수한 속도 추정 특성을 보인다. 특히, 역기전력 성분이 작은 저속에서의 속도 추정을 위해 고속에서의 속도 추정과는 다른 기법이 제안되었다. 제안된 기법에서의 추정 속도는 회전자 위치 오차를 없애주는 비례적분 제어기의 출력이 되고, 속도 추정을 위한 비례적분 제어기의 이득은 주파수 영역에서 시스템을 해석함으로써 얻어진다. 본 논문에서는 또한 진상 보상기를 제어기에 적용하여 저속에서의 대역폭을 증가시킴으로써 저속에서의 성능을 향상시켰다. 600W PMSM을 이용한 다양한 실험을 통해 제안된 기법의 타당성을 보이고자 한다.

2 제안된 기법의 주파수 영역에서의 해석

그림 1은 기존의 자속축 전류제어기 출력을 이용한 센서리스 제어 블록도를 나타낸다. 그림 1에서 회전자 위치 오차 $\hat{\theta}_{err}$ 는 식 (1)과 같이 된다[6].

$$\hat{\theta}_{err} = -\frac{V_{ds,fb}^e}{\hat{w}_r \lambda_f} \tag{1}$$

여기서, \hat{w}_r 은 추정된 전기적 각속도이고, λ_f 는 역기전력 상수이다.

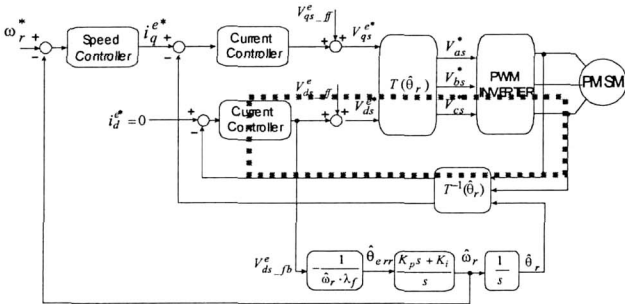


그림 1 자속축 전류제어기 출력을 이용한 센서리스 제어 블록도

Fig. 1 Block diagram overall control structure of constant frequency pattern method

식 (1)로부터 알 수 있듯이 저속에서는 추정 속도가 매우 낮기 때문에 추정 회전자 오차 $\hat{\theta}_{err}$ 이 매우 커져서 위치 추정 PI 제어기의 입력이 매우 커지게 된다. 이는 PI 제어기 동작을 불안정하게 하여 기동 특성이 나빠지고, 심하면 기동 실패의 원인이 되기도 한다. 따라서, 그림 1에 나타난 속도 추정 방식은 속도 어느 정도 이상 증가한 영역에서만 사용 가능하다. 일정 주파수 패턴을 이용하는 기존의 방법에서는 이러한 문제를 피하기 위하여 저속에서는 개루프 제어로 진동기를 기동한 후, 일정 속도 이상 속도가 증가하면 벡터제어로 전환하는 방법을 사용하고 있다. 이 방법을 적용하면 기동시 회전자계와의 동기를 맞추기 위해서 서서히 가속해야

하므로 가감속 시간의 조정이 어렵고, 개루프 제어의 전류 혹은 전압 및 주파수 비율 조정 또한 시행착오적으로 선정해야 하기 때문에 현장에서 튜닝 시간이 많이 걸리는 문제가 있고, 이를 튜닝하는 시험 중 기계적 혹은 전기적 문제가 발생할 가능성이 있다[8].

본 논문에서는 기동 영역에서부터 벡터제어를 수행하기 위하여 기존의 블록도에서 저속 영역(영역 I)과 고속 영역(영역 II)을 나누어서 PI 추정기의 특성을 해석하고자 한다.

그림 2에 영역 II에 대한 센서리스 제어 블록도를 나타내었다. 역기전력 정보가 충분히 큰 고속 영역에서는 식 (1)의 회전자 위치 오차를 비례적분 제어기의 입력으로 하고, 비례적분 제어기의 출력을 추정 회전자 각속도로 두면, 그림과 같이 비례적분 제어기는 $\hat{\theta}_{err}$ 를 없애주기 위해 회전자 속도를 조절하게 된다. 제어를 위한 추정각 $\hat{\theta}_r$ 는 그림 2에서와 같이 \hat{w}_r 을 적분함으로써 구해진다.

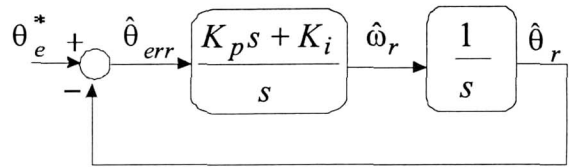


그림 2 센서리스 제어 블록도 (영역 II)

Fig. 2 Block diagram of sensorless control structure(Region II)

저속에서의 기동 실패의 문제점을 해결하기 위해서 초기 기동시 속도 정보 대신 식 (2)와 같이 특정 상수로 제어를 함으로써 회전자 위치 오차를 제한하여 저속에서의 제어 특성을 향상시킬 수 있다.

$$\hat{\theta}'_{err} = \frac{\hat{w}_r}{sgn(\hat{w}_r)k} \hat{\theta}_{err} = \frac{V_{ds,fb}^e}{K \cdot \lambda_f} \tag{2}$$

여기서, k 는 제어 상수이며, $sgn(\cdot)$ 은 부호 함수로서 추정 각속도 \hat{w}_r 과 같은 극성을 가진다. 본 논문에서는 제어 상수 K 를 절환 계수로 정의한다.

이상의 정의를 이용하면 그림 1의 추정 블록도는 정지 및 저속 영역(영역 I)에서 그림 3과 같이 표현할 수 있다.

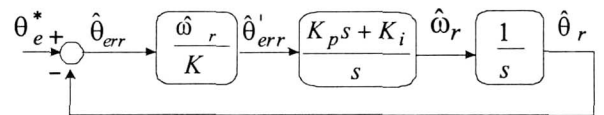


그림 3 정지 및 저속에서의 제안된 센서리스 블록도 (영역 I)

Fig. 3 Block diagram of sensorless control for zero and low speed operation (Region I)

3 위치 추정 PI 제어기 이득 선정 및 동특성

위상여유의 정의로부터 $G_c(s)$ 와 $G_p(s)$ 가 주어지면 위상 여유 ϕ_m 은 식 (3)과 같이 정해진다[9].

$$\phi_m = \arg[G_c(jw_g)G_p(jw_g)] + \pi \quad (3)$$

여기서, w_g 는 식 (4)로 정해진다.

$$|G_c(jw_g)G_p(jw_g)| = 1 \quad (4)$$

그림 2의 센서리스 제어 블록도를 통해 $G_c(s)$ 와 $G_p(s)$ 는 식 (5)~(6)과 같이 된다.

$$G_c(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (5)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{s} \quad (6)$$

$G_c(s)$ 와 $G_p(s)$ 가 주어졌을 때, 식 (3)~(4)를 통해 대역폭(Bandwidth) w_g 및 위상 여유 ϕ_m 을 구하면 식 (7)~(8)과 같이 된다.

$$w_g = \sqrt{\frac{K_p^2 + \sqrt{K_p^4 + 4K_i^2}}{2}} \quad (7)$$

$$\phi_m = \arctan \frac{K_p}{K_i} \sqrt{\frac{K_p^2 + \sqrt{K_p^4 + 4K_i^2}}{2}} \quad (8)$$

식 (7)~(8)를 통해 센서리스 제어기의 이득 K_p 와 K_i 를 구하면 식 (9)~(10)과 같이 되고,

$$K_p = w_g \sqrt{\frac{(\tan \phi_m)^2}{1 + (\tan \phi_m)^2}} \quad (9)$$

$$K_i = w_g^2 \sqrt{\frac{1}{1 + (\tan \phi_m)^2}} \quad (10)$$

일반적으로 위상여유 ϕ_m 의 조건은 식 (11)과 같이 설정되어진다.

$$30^\circ < \phi_m < 60^\circ \quad (11)$$

한편, 정지 및 저속 영역(영역 I)에서의 PI 제어기 이득 \hat{K}_p , \hat{K}_i 의 값은 그림 3을 통해 식 (12)와 같이 결정되어진다.

$$\hat{K}_p = \frac{w_r}{K} \cdot K_p, \quad \hat{K}_i = \frac{w_r}{K} \cdot K_i \quad (12)$$

여기서, K_p 와 K_i 는 영역 II에서의 PI 제어기 이득이다. 또한, 추정기의 대역폭은 제어기의 대역폭보다 2~6배 커야 하기 때문에 식 (11)과 이 조건을 이용하면 식 (9)~(10)의 PI 이득은 유일하게 결정된다.

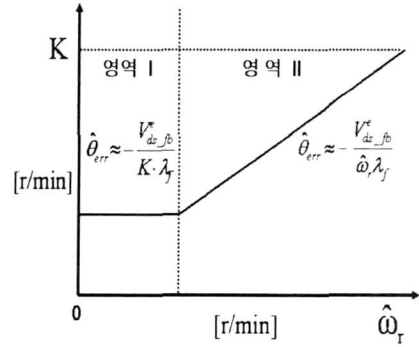


그림 4 속도 변화에 따른 절환 계수 K의 변화
Fig. 4 Trajectory of K according to speed

식 (12)에서 영역 I에서의 PI 제어기 이득은 영역 II에서의 PI 제어기 이득이 결정되면 결정되어지는 것으로써, 속도에 비례하여 증가하게 된다. 그 후, 영역 I에서의 PI 제어기 이득이 영역 II에서의 PI 제어기 이득과 같아지게 되면 절환 계수 K는 \hat{w}_r 으로 절환하게 된다. 영역 I과 영역 II에서의 PI 제어기 이득이 같아지는 시점에서 자동적으로 절환을 하기 때문에 속도 및 토크 변동과 같은 절환시의 문제점이 없다. 이러한 이유 때문에 절환 계수 K는 식 (13)과 같이 설정하게 된다.

$$K = \text{sgn}(\hat{w}_r)k \quad (\text{영역 I}), \quad K = \hat{w}_r \quad (\text{영역 II}) \quad (13)$$

그림 4는 속도 변화에 따른 절환 계수 K의 변화를 나타낸다. 절환 점까지는 일정한 값을 유지하다가 식 (3)과 같이 절환 이후에는 \hat{w}_r 과 같은 값을 가지게 된다.

절환 계수 K로 제어되는 저속(영역 I)에서의 센서리스 속도추정기의 대역폭 w_g 는 식 (7)과 (12)로부터 식 (14)와 같이 정해진다.

$$w_g = \sqrt{\frac{\left(\frac{\hat{w}_r}{K} K_p\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{\hat{w}_r}{K} K_p\right)^4 + 4 \left(\frac{\hat{w}_r}{K} K_i\right)^2}}{2}} \quad (14)$$

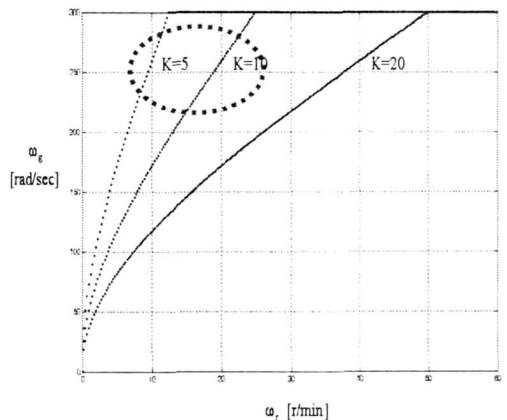


그림 5 속도 변화에 따른 제안된 PI제어기의 대역폭 변화
Fig. 5 Bandwidth locus of proposed PI controller according to rotor velocity

식 (7)과 식 (14)를 통해 절환 계수 K 의 변화에 따른 대역폭을 도시하면 그림 5와 같이 나타낼 수 있다. 식 (14)에서 알 수 있듯이 속도가 영인 영역에서는 속도 추정 대역폭 또한 영이고, 이는 정지상태에서 역기전력 정보를 이용한 속도 추정이 불가능함을 의미한다. 그러나, 본 연구의 주된 응용분야인 고속압축기나 플라이휠 등은 저속에서는 무부하 상태이며 마찰 또한 거의 없고, 정격속도에서는 전부하가 인가되는 특성이 있기 때문에 저속에서의 속도 추정이 불가능하여도 조금만 움직이기 시작하면 역기전력 정보가 있기 때문에 정지상태에서 기동하는데는 큰 문제가 없다.

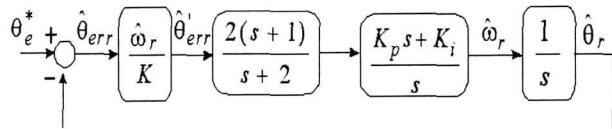


그림 6 진상 보상기 적용에 따른 제안된 센서리스 제어 블록도

Fig. 6 Block diagram of proposed sensorless control with lead compensator in low speed operation

그림 5에서 알 수 있듯이 정지 및 극저속에서는 센서리스 제어기의 대역폭이 낮아 속도 리플이 생길 수 있는데, 이러한 저속에서의 대역폭이 낮아 생기는 문제점들을 보완하려면 그림 6과 같이 간단한 진상보상기를 추가하여 저속에서의 동특성을 향상시킬 수 있다.

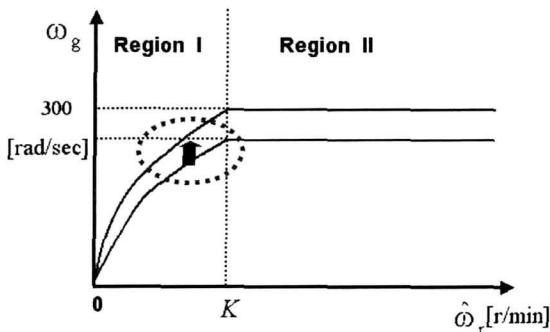


그림 7 진상 보상기 적용에 따른 제안된 PI 제어기의 대역폭 변화 (전 영역)

Fig. 7 Bandwidth locus of proposed PI controller with lead compensation (full region)

그림 7은 진상보상기 적용에 따른 제안된 PI 제어기의 대역폭 변화를 나타낸다. 진상보상기를 센서리스 제어기에 적용함으로써 저속에서의 대역폭이 증가함을 확인할 수 있다. 그러나, 보상기를 통해 대역폭을 증가시키면 인버터 비선형성 등에 의해서 동작이 불안정해질 수 있는데, 이는 실험을 통하여 다시 튜닝하여야만 한다. 제안된 방법은 역기전력을 이용하는 기존 방법들에 비해서 전동기 상수의 의존성이 적고, 알고리즘 또한 매우 간단하다는 장점을 가지고 있다. 그리고, 주파수 영역에서 센서리스 제어기의 특성을 해석함으로써 어느 속도부터 원하는 대역폭을 가진 속도 추정기가 동작

함을 미리 알 수 있다. 즉, 센서리스 운전 가능 영역의 판별에 대한 이론적 근거를 제시해 주는데, 이와 같은 특성은 기존의 어떤 역기전력을 이용한 센서리스 알고리즘에서 찾아볼 수 없던 것이다.

4 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 MATLAB/Simulink를 이용하였고, 사용된 서보 모터의 정격 및 상수는 표 1과 같다. 전류 제어기 샘플링 타임은 $50\mu s$, 속도 제어기 샘플링 타임은 $1ms$ 이며, 부하의 관성은 모터 자체 관성의 4배로 가정하였다.

초기 회전자 위치 오차에 대해서는 식 (2)에서 알 수 있듯이 K 의 값을 작게 설정하면 회전자 위치오차가 증폭되어 초기 위치오차에 따른 안정제어의 범위는 작아지고, 반대로 K 의 값을 크게 설정하면 회전자 위치오차가 있더라도 그 영향이 줄어들어 위치오차에 따른 안정제어의 범위가 커지나 그림 5에서와 같이 대역폭이 낮은 영역이 증가하여 저속에서의 동특성이 나빠지게 된다. 본 논문에서 시뮬레이션 및 실험에서 사용된 K 가 10인 경우 최대 안정제어 회전자 위치오차는 30도이며, K 가 20일 경우에는 60도 정도이다.

그림 8은 $100 - 50 - 150[r/min]$ 속도 지령에 따른 속도 추정 특성을 나타낸다. 저속영역인 $100[r/min]$ 에서 $100 - 50 - 150[r/min]$ 의 지령을 스텝으로 변화시켰을 경우에도 양호한 속도 추정 및 속도 제어 특성을 나타냄을 확인할 수 있다.

그림 9는 $1000 - 500 - 1000[r/min]$ 속도 지령에 따른 추정 특성을 나타낸다. 영역 I에서 영역 II로 절환이 자연스럽게 이루어짐을 확인할 수 있으며 고속에서도 양호한 속도 추정 및 속도 제어 특성을 보여준다.

표 1 서보 모터의 정격 및 상수

Table 1 Ratings and known parameters of servo motor under test

3-phase, 220[V], 600 [W], 8Poles	
정격속도	3000 [r/min]
토크상수	0.477 [Nt-m/A]
관성	1.1×10^{-4} [Kg-m ²]
역기전력 상수	0.0352 [Vrm/rpm]

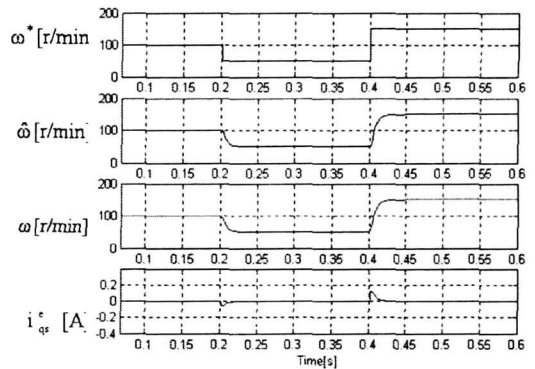


그림 8 $100-50-150[r/min]$ 속도 지령에 따른 추정 속도 및 실제 속도

Fig. 8 Estimated and actual rotor speed with step speed command (100 to 50 to 150 r/min)

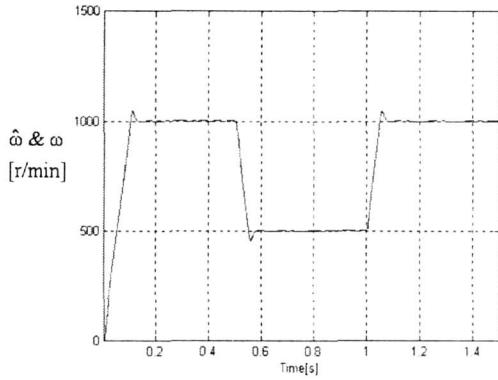


그림 9 1000-500-1000[r/min] 속도 지령에 따른 추정 속도 및 실제 속도

Fig. 9 Estimated and actual rotor speed with speed command (1000 to 500 to 1000 r/min)

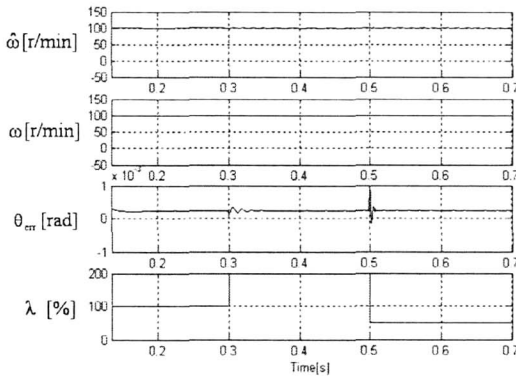


그림 10 역기전력 상수변화에 따른 속도추정 특성
Fig. 10 Sensitivity of rotor estimation error to flux linkage parameter variation

그림 10은 모터 상수의 변화에 따른 속도추정 특성을 나타낸다. 제안된 기법에서 속도추정을 위해 모터 상수로써 역기전력 상수가 이용된다. 그림에서 알 수 있듯이 모터 상수의 민감도를 측정하기 위해서 역기전력 상수를 100[r/min]에서 0.3초에서 100%, 0.5초에서 -50%로 순간 변화시켰을 경우에도 추정 속도 및 위치 오차에 별 영향을 없음을 확인할 수 있다. 이는 일반적으로 PI제어기가 모델의 상수 오차에 대해 매우 강인하게 동작하기 때문이며, 그림 1에서 알 수 있듯이 제안된 방법에서 역기전력 상수 오차는 위치 오차에 대한 스케일링 변동만을 초래하기 때문이다. 따라서, 제안된 기법은 다른 역기전력을 이용한 센서리스 방법과 달리 전동기 상수 오차에 매우 강인함을 확인할 수 있다.

5 실험 결과 및 검토

본 연구의 타당성을 검증하기 위해 표 1의 600[W] 서보모터를 대상으로 실험을 수행하였다. PWM 인버터의 스위칭 주파수는 10kHz, 프로세서는 TMS320VC33-120MHz를 사용하였고, 다른 모든 조건은 시뮬레이션과 동일하게 설정되었다. 시뮬레이션 및 실험을 위한 속도 제어와 회전자 위치 추정 PI제어기의 대역폭은 각각 100[rad/s]와 300[rad/s]로 설정되었으며, 위

상 여유는 50°이고, $K=10$ 으로 설정되었다.

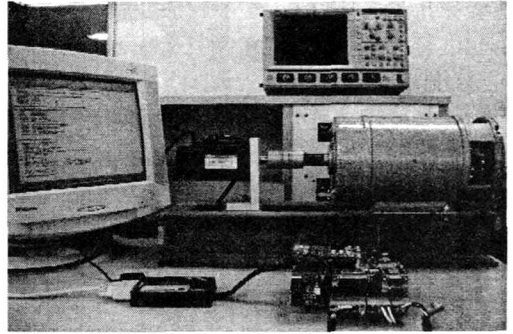


그림 11 부하 실험을 위한 실험 장치
Fig. 11 Experimental setup for load test

그림 11은 센서리스 실험을 위한 실험 장치를 나타낸다. 오른쪽에 보이는 것이 600W PMSM이고, 왼쪽의 것이 부하 실험을 위한 750W DC 모터로 부하토크를 인가하기 위해서 시험 모터와 커플링 되어있다.

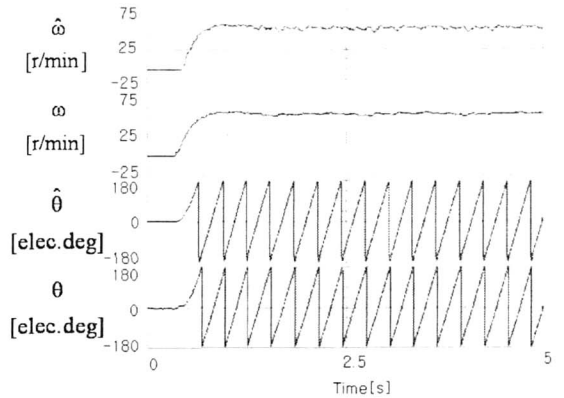


그림 12 50[r/min] 스텝 속도 지령에 따른 추정 속도 및 실제 속도
Fig. 12 Estimated and measured speed/position with a step 50r/min command change

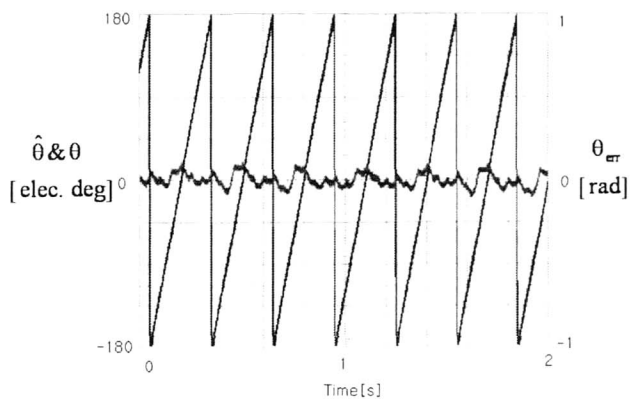


그림 13 50[r/min] 속도지령에 따른 위치추정 특성(정상상태)
Fig. 13 Responses of position estimation with 50[r/min] speed command (steady state)

그림 12는 50[r/min]의 속도 지령을 스텝으로 주었을 때의 추정 속도 및 실제 속도 그리고 회전자 위치를 나타낸다. 위에서부터 추정 속도, 실제 속도, 추정 위치, 실제 위치를 나타낸다. 실제 속도 측정은 1024 p/r 엔코더를 이용하여 측정하였다. 50[r/min]은 회전자 주파수로 3.3Hz에 해당하며 저속영역임에서 불구하고, 스텝 속도 지령에 대하여 과도 및 정상 상태에서 양호한 속도 응답 특성 및 추정 특성을 나타냄을 알 수 있다.

그림 13은 그림 12의 50[r/min]의 속도 지령에 대하여 정상상태에서의 회전자 위치 추정 특성 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 50[r/min] 저속 영역에서 회전자 위치오차로부터 양호한 위치 추정특성을 나타냄을 알 수 있다.

그림 14는 100-50-150[r/min]으로 속도 지령을 변화시켰을 때의 추정 속도 및 실제 속도를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 속도 지령을 100-50-150[r/min]으로 스텝으로 변화시켰을 때에도 안정된 응답 특성 및 추정 특성을 나타냄을 알 수 있다.

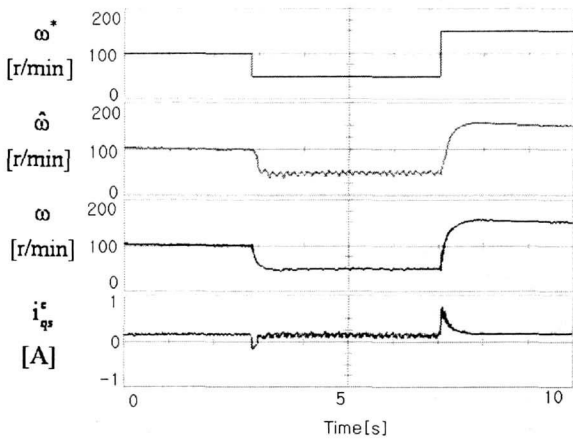


그림 14 1000-500-1000[r/min] 속도 지령에 따른 속도 추정 특성
 Fig. 14 Responses of 1000-500-1000[r/min] step speed command

그림 15는 100[r/min]에서 50%의 정격에 해당하는 부하를 스텝으로 인가하였을 경우의 추정 속도 및 실제 속도의 과도 응답을 나타낸다. 50% 부하를 스텝으로 인가하였을 경우에도 속도가 안정적으로 제어됨을 알 수 있다.

그림 16은 100[r/min]에서 전부하를 인가하였을 경우의 추정 속도 및 실제 속도의 과도 응답을 나타낸다. 정격부하 인가시 추정 속도에 진동 현상이 발생하나, 이는 속도 추정의 문제가 아니라 전류 센싱 오차 및 데드타임, 그리고 기계적 커플링 문제에 의한 것이다. 이는 그림 17의 네 번째에 도시된 상전류 파형에서 확인할 수 있는데, 그림과 같이 일정 주기마다 전류에 저주파수의 왜곡이 있음을 알 수 있다. 실제 속도 추정은 300[rad/s]마다 수행되므로 이는 속도 추정에 의한 것이 아니라 기계적인 문제에서 발생함을 알 수 있다. 이를 고려하면 전부하 인가시에도 양호한 속도제어 특성을 나타냄을 확인할 수 있다.

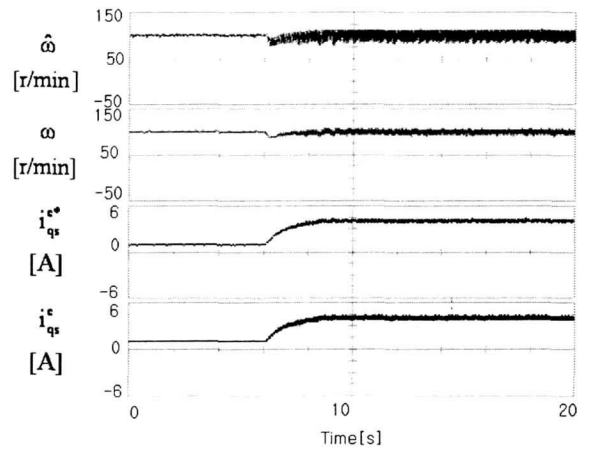


그림 16 100[r/min]에서의 정격부하 인가에 따른 과도 응답
 Fig. 16 Transient responses of 100[r/min] speed command with full load test

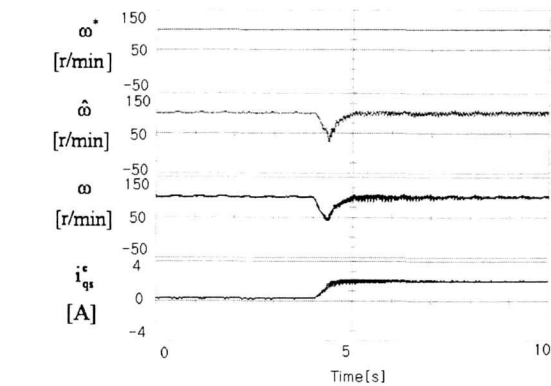


그림 15 100[r/min]에서의 정격의 50% 스텝부하 인가에 따른 추정 특성
 Fig. 15 Responses of 100[r/min] speed command with step load test (50% rated load condition)

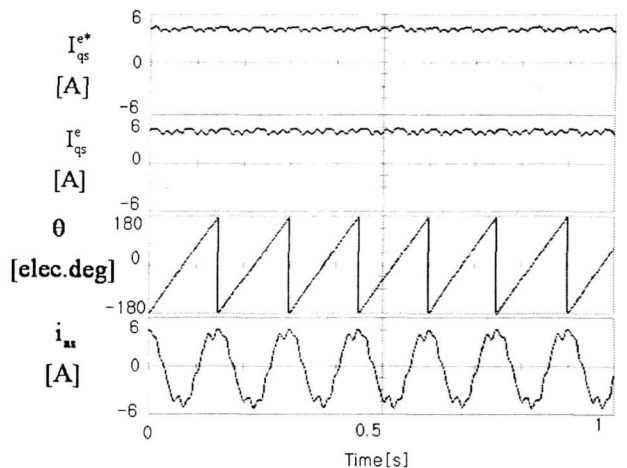


그림 17 100[r/min]에서의 정격부하 인가에 따른 정상상태 응답
 Fig. 17 Steady-state responses of 100[r/min] speed command with full load test

본 논문에서는 기존의 고주파 주입이나 일정 주파수 패턴을 이용하지 않는 영구자석 동기전동기(PMSM)의 새로운 센서리스 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 회전자의 위치 오차 정보를 가지는 자속축 전류제어기 출력 전압을 비례적분 제어기를 이용하여 속도를 추정하는 기법으로, 저속에서도 우수한 속도 추정 특성을 보인다. 저속에서의 속도 추정을 위해서 고속에서의 속도 추정과는 다른 기법이 제안되었으며 전속도 영역의 속도 추정을 위한 비례적분 제어기의 이득은 주파수 영역에서 시스템을 해석함으로써 얻어진다. 제안된 기법의 타당성을 위해 다양한 속도 영역에서의 부하 실험이 수행되었다.

감사의 글

본 논문은 산업자원부의(과제관리번호 00-역-01) 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, "Vector control of Induction motor without shaft encoder", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 28, pp. 157-164, 1992.
- [2] A. Consoli, S. Musumeci and etc, "Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor drives", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 41, pp. 91-96, 1994.
- [3] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 30, pp. 1225-1233, 1994.
- [4] 하정익, "고주파 신호 주입을 이용한 속도 및 위치 검출기가 없는 교류 전동기의 제어", 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사학위 논문, 2001.
- [5] H. Jang, S. K. Sul, J. I. Ha, K. Ide, and M. Sawamura, "Sensorless Drive of Surface Mounted Permanent Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnetic Saliency", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, No. 4, July/Aug., pp. 1031-1039, 2003.
- [6] B. H. Bae and etc, "Implementation and Experimental Investigation of Sensorless Control Schemes for PMSM in Super-high Variable Speed Operation", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 39, pp. 811-818, 2003.
- [7] 석줄기, 이동춘, 황준현, "고속압축기 구동 PMSM을 위한 센서리스 운전", 대한 전기학회 논문지, vol. 51B, pp. 676-681, 2002.
- [8] Longya Xu and Changjiang Wang, "Implementation and Experimental Investigation of Sensorless Control Schemes for PMSM in Super-high Variable Speed Operation," IEEE-IAS Conf. Record, pp.483-489,1998.
- [9] W. K. Ho, C. C. Hang and J. H. Zhou, "Performance and Gain and Phase Margins of Well-known PI Tuning Formulas", IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., vol. 3, pp. 245-248, 1995.

저 자 소 개



이 종 건(李 鐘 健)

1976년 6월 4일생. 2002년 영남대학교 전자정보공학부 졸업(학사). 2003년 동 대학원 전기공학과 석사과정.
Tel : 053-810-3997
E-mail : ljj1999455@hotmail.com



석 줄 기(石 洙 基)

1969년 3월 29일생. 1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 현재 영남대학교 전자정보공학부 조교수. 당 학회 B부문의 편집위원.
Tel : 053-810-2484
E-mail : doljk@yu.ac.kr



이 동 춘(李 東 椿)

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문연구교수. 현재 영남대 전자정보공학부 부교수.
Tel : 053-810-2582
E-mail : dclee@yu.ac.kr



김 흥 근(金 興 根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년, 1988년 동 대학원 전기공학과 공학석사, 공학박사. 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin - Madison 방문교수. 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 당 학회 학술이사, B 부문의 총무이사.
Tel : 053-950-5605
E-mail : kimhg@knu.ac.kr