

위치 검출기가 없는 영구자석 동기 전동기의 제어 PART1 - 표면부착형 영구자석 전동기

論 文
50B-9-4

Vector Control of PM Motor without any Rotational Transducer PART 1 - Surface Mounted Permanent Magnet Motor

張志勳*·河廷穰**·薛承基***
(Ji-Hoon, Jang · Jung-Ik, Ha · Seung-Ki, Sul)

Abstract - This paper presents a new vector control algorithm of the surface mounted permanent magnet motor (SMPMM) without any rotational transducer. Originally, SMPMM does not have any magnetic saliency in structure, but it has a little magnetic saliency due to the saturation by the flux of the permanent magnet. Moreover, it varies according to the load conditions and the control performance of schematics using the saliency can be easily degraded. To prevent it and to improve the performance of the proposed algorithm, the saliency of a SMPMM under various load conditions is analyzed. In the proposed algorithm, the saliency or the impedance difference related to the saliency is utilized in order to estimate the position and speed of the rotor. And the high frequency signal is injected into the motor to measure the impedance difference and also to enhance the control performance of the system. The experimental results verify the performance of the proposed sensorless algorithm.

Key Words : High frequency injection, SMPMM, sensorless control, saliency.

1. 서 론

영구자석 전동기는 브러시(brush), 슬립링(slip-ring)을 사용하지 않으며 전동기의 동손(copper loss)이 고정자에만 존재하기 때문에 높은 효율을 얻을 수 있을 뿐 아니라, 구동 시스템의 방열 설계를 하기 쉽다. 또한, 근래에 들어 높은 자속 밀도를 가지는 영구자석이 개발됨에 따라 전동기 자체의 무게, 부피 및 가격 등을 줄일 수 있는 장점까지 더해져 그 응용범위가 넓어지고 산업 현장에서 그 중요성이 커지고 있는 실정이다. 이러한 영구자석 동기 전동기의 벡터 제어를 정확하고 안정적으로 제어하기 위해서는 위치 검출기를 통해 얻은 전동기 회전자 위치에 관한 정보가 필수적이다. 그러나, 위치 검출기는 시스템을 복잡하게 하고 유지비를 증가시켜 시스템의 가격을 크게 향상시킬 뿐 아니라, 위치 검출기를 부착할 때 필요한 전원선 및 신호선들을 처리하기가 어려운 단점이 있으며 위치 검출기 자체가 전기적 잡음(noise)이나 기계적인 충격에 약하기 때문에 시스템의 강인성 및 신뢰성을 떨어뜨린다. 따라서, 최근 위치 검출기를 사용하지 않는 영구자석 동기 전동기의 벡터 제어(이하 센서리스 제어)에 관한 연구가 활발히 진행되어 왔다[1].

지금까지 연구되어진 영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어 방법들은 크게 세 가지로 분류될 수 있는데, 그 중 한 가지는 전동기의 수학적 모델을 이용하는 방법이다. 이 방법에는 고정자 전압에서 고정자 저항에 의한 전압 강하분을 제거한 항을 적분하여 자속의 위치를 추정하는 방법[2]이 있는데 이는 간단하고 효과적인 방법이지만 위치 추정의 성능이 고정자 저항값 설정의 영향을 많이 받을 뿐 아니라 역기전력의 크기가 작아 데드 타임(dead time)등의 외란이 두드러지는 저속 영역과 연속에서는 사용할 수 없다는 단점이 있다.

또 한 가지의 방법은 제어 이론을 이용하는 방법이다. 이 방법에는 상태 관측기[3]와 칼만 필터[4]를 이용하는 방법들이 있다. 이러한 방법들은 전동기의 전기 방정식 뿐 아니라 기계 방정식을 이용하여 회전자의 위치 및 속도를 추정하는 방법을 사용하고 있으나 정확한 추정이 이루어지기 위해서는 외부 부하 토오크와 같은 기계 방정식에 관련된 변수 및 정수들을 정확하게 알아야 한다는 단점이 있다. 따라서 시뮬레이션 결과는 만족할만한 성능을 보여주고 있으나 실제 실험에 의한 결과들은 제시되지 못하고 있는 실정이다.

마지막으로 물리적인 현상을 이용하는 방법들이 있다. 이 방법에는 INFORM 방법[5], 고주파 전압을 주입하는 방법[6-7]들이 있다. [5]의 방법은 전동기에 큰 전압을 인가한 후 그 전압에 의하여 발생하는 전동기의 포화 현상을 이용하여 고정자 상 인덕턴스를 측정하고 측정된 상 인덕턴스의 변화를 이용하여 회전자 자속의 위치를 추정하지만 고정자 상 인덕턴스를 측정할 때 미분 연산을 사용하기 때문에 잡음에 의한 문제가 발생한다. [6]의 방법은 전동기에 높은 주파수로 회전하는 전압 벡터를 인가했을 때 원하는 형태의 포화 현상

* 準 會 員 : 서울대 電氣工學部 博士課程

** 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 工學博士

*** 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 副教授·工博

接受日字 : 2001年 4月 16日

最終完了 : 2001年 7月 12日

이 발생하도록 전동기 회전자의 형상을 특수하게 가공하고 높은 주파수로 회전하는 전압 벡터를 전동기에 인가한 후 그에 따르는 고주파 전류를 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 방법으로 다른 방법에 비하여 저속 영역 및 영속에서 만족할 만한 성능을 보여주지만 원하는 돌극성을 얻기 위하여 전동기 회전자에 특수한 가공을 취해야 하는 단점이 있어 범용의 전동기에는 적용이 불가능하다.

본 논문에서는 [6]과는 달리 일정한 축 위에서 맥동하는 고주파 신호를 주입하는 방법으로, 유도 전동기에서 제안되었던 방법[7]을 영구자석 동기 전동기에 적용하였다. 영구자석 동기 전동기의 고주파 특성을 분석하고 부하 상황에 따른 추정된 회전자 위치를 보정하는 기법을 사용하였다. 실험을 통하여 제안된 센서리스 제어 기법이 저속 영역과 영속에서 안정된 제어 성능을 나타내는 것을 확인하였다.

2. 영구자석 동기 전동기의 고주파 임피던스 특성

본 장에서는 표 1에서 제시된 영구자석 동기 전동기를 사용하여 영구자석 동기 전동기에 주입 조건을 변화시키면서 고주파 전압을 주입하였을 때 나타나는 고주파 임피던스의 특성을 확인한다.

그림 1~4는 고주파 임피던스의 특성을 확인하기 위하여 전동기의 회전자를 고정된 후 고주파 전압을 주입하는 각을 회전자 위치에 대하여 $-\frac{\pi}{2} \sim \frac{\pi}{2}$ 까지 변화시키면서 식 (1)과 같은 고주파 전압을 주입하면서 다양한 주입 전압, 주입 주파수, 부하 상황에 대하여 고주파 임피던스를 측정된 결과이다.

$$v_h^* = V_h \cos(\omega_h t) + V_{h, offset} \tag{1}$$

이 때,

- v_h^* : 고주파 전압 지령치 [V],
 - V_h : 고주파 전압의 크기 [V],
 - ω_h : 고주파 전압의 주파수 [rad/sec],
 - $V_{h, offset}$: 고주파 전압의 오프셋 [V]
- 이다.

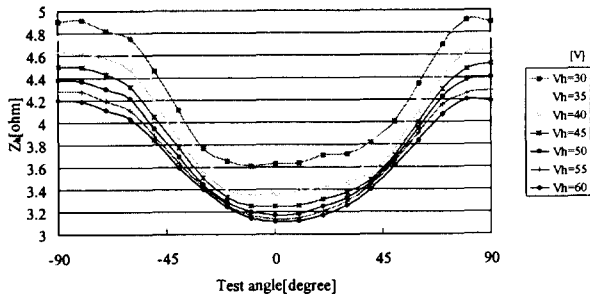


그림 1. 주입 전압에 따른 고주파 임피던스.
Fig. 1. High frequency impedance at various injection voltages.

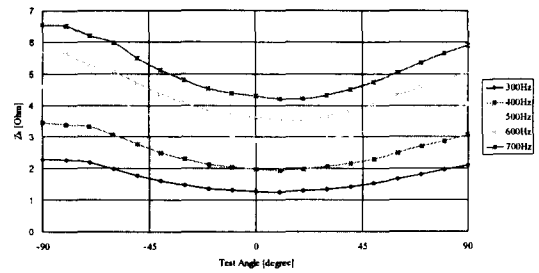


그림 2. 주입 주파수에 따른 고주파 임피던스.
Fig. 2. High frequency impedance at variable injection frequencies.

그림 1은 주입 전압의 크기를 변화시키며 측정된 고주파 임피던스의 특성이다. 주입각(Test angle)이 0° 일 때, 즉 회전자의 d축일 때 고주파 임피던스의 크기가 가장 작고 주입각이 ±90° 일 때, 즉 회전자의 q축일 때 고주파 임피던스의 크기가 가장 큰 것을 알 수 있다.

그림 2는 주입 주파수의 크기를 변화시키면서 측정된 고주파 임피던스의 크기이다. 주파수의 크기를 변화시킬 때 고주파 주입 전압에 의한 고주파 전류의 크기를 유지하기 위하여 전압대 주파수의 비율을 일정하게 유지하면서 주입하였다. 그림 2에서도 대체적으로 주입각이 0° 일 때 고주파 임피던스가 가장 작게 나타나는 것을 알 수 있다. 주파수가 증가함에 따라 임피던스의 크기 자체가 증가하는 것은 고주파 임피던스는 인덕턴스에 의한 효과가 지배적이기 때문이다.

그림 3은 부하 상황에 따른 고주파 임피던스의 특성을 확인하기 위하여 토오크를 정격 토오크의 0%에서 120%까지 변화시키면서 측정된 고주파 임피던스의 특성이다. 그림 3의 T_e는 토오크 지령치이며 그 단위는 정격 토오크에 대한 비율(p.u.)이다. 그림 3의 결과에서 확인할 수 있듯이 토오크 지령치에 의해 q축 전류가 흐르게 되면 고주파 임피던스의 크기가 감소할 뿐 아니라 고주파 임피던스의 차이도 감소하고 고주파 임피던스가 최소가 되는 위치가 이동하게 된다. 이는 고주파 임피던스의 특성을 이용하여 고주파 임피던스가 최소가 되는 위치를 추정하도록 제어 알고리즘을 구성할 때 추정된 회전자의 위치가 실제 회전자의 위치와 다르게 되는 원인이 되므로 실제 제어 알고리즘을 구성할 때에는 이를 보상해 주어야 한다.

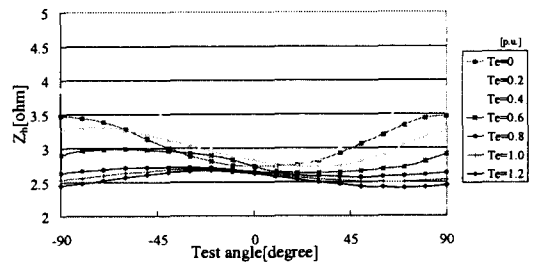


그림 3. 토오크 지령치에 따른 고주파 임피던스.
Fig. 3. High frequency impedance at various torque references.

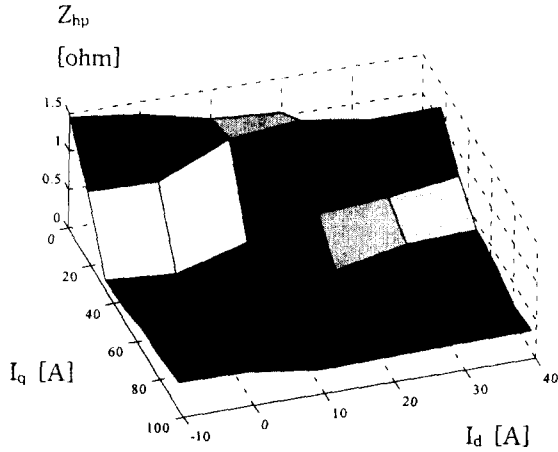


그림 4. $d-q$ 축 전류 지령치에 따른 고주파 임피던스의 차이.

Fig. 4. High frequency impedance difference according to the d and q axes current reference.

그림 4는 40V 800Hz의 고주파 전압을 주입하고 d 축 및 q 축의 전류 지령치를 변화시키면서 그에 따른 고주파 임피던스의 특성을 살펴본 것이다. 그림 4로부터 d 축 전류 지령치가 변화하면 q 축 전류 지령치가 증가함에 따른 임피던스의 차이가 감소하는 추세가 달라지는 것을 알 수 있다. 이를 바탕으로 센서리스 제어에 가장 적합한 d 축 전류 지령치를 선택한다.

3. 고주파 임피던스의 차이를 이용한 제어 기법

영구자석 동기 전동기의 동기 좌표계 전압 방정식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + L_s \dot{i}_{ds}^r - \omega_r L_s i_{qs}^r \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + L_s \dot{i}_{qs}^r + \omega_r L_s i_{ds}^r + \omega_r K_e \end{aligned} \quad (2)$$

이 때, K_e [V/rpm]은 전동기의 역기전력 상수이다.

전동기의 회전 속도가 매우 작다고 가정하면 ($\omega_r \approx 0$) 전동기는 일반적인 $R-L$ 부하로 생각할 수 있으므로 영구자석 동기 전동기의 동기 좌표계 고주파 모델은 식 (3)과 같이 생각할 수 있다. 이 때 고주파 임피던스는 식 (4)와 같이 표현된다.

$$v_{dh}^r = Z_{dh} i_{dh}^r, \quad v_{qh}^r = Z_{qh} i_{qh}^r \quad (3)$$

$$Z_{dh} \approx \frac{v_{dh}}{i_{dh}} = R_{dh} + \omega_h L_{dh} \quad (4)$$

$$Z_{qh} \approx \frac{v_{qh}}{i_{qh}} = R_{qh} + \omega_h L_{qh}$$

식 (4)의 $d-q$ 축 고주파 임피던스에 따라 회전자의 위치에 따른 고주파 임피던스의 공간적인 분포를 식으로 표현하면 식 (5)와 같다.

$$Z_h(\theta_r) = Z_{ha} - \frac{1}{2} Z_{hp} \cos 2(\theta_r + \phi) \quad (5)$$

이 때,

Z_{ha} : 고주파 임피던스의 평균값,

Z_{hp} : 고주파 임피던스의 차이,

ϕ : 고주파 임피던스가 최소가 되는 위치이다.

식 (4)와 (5)로부터 고주파 임피던스가 최소가 되는 위치, 즉 회전자의 위치를 추정하는 제어 알고리즘을 구현할 수 있다.

그림 5는 제안된 센서리스 제어 방법을 위한 고주파 전압 주입과 고주파 전류 측정을 나타낸다. 추정된 회전자 위치에 고주파 전압을 주입하고 그 축에서 전기적으로 $\pm 45^\circ$ 떨어진 곳의 고주파 전류를 측정하여 고주파 전압 주입에 의한 임피던스 차이를 측정한다. 이 고주파 임피던스의 차이는 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Err &\equiv |i_{dh}^m| - |i_{qh}^m| \\ &\approx \frac{\sqrt{2} V_{inj}^* Z_{hp}}{Z_{ha}^2 - \frac{Z_{hp}^2}{4}} \sin 2(\theta_r + \phi - \hat{\theta}_r) \end{aligned} \quad (6)$$

회전자 추정 위치의 오차 ($\theta_r - \hat{\theta}_r$)가 충분히 작다면 식 (6)은 식 (7)과 같이 간단히 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} Err &\approx \frac{2\sqrt{2} V_{inj}^* Z_{hp}}{Z_{ha}^2} (\theta_r + \phi - \hat{\theta}_r) \\ &\equiv Y_{err}(\theta_r + \phi - \hat{\theta}_r) \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)의 결과를 입력으로 하여 식 (8)과 같은 전달 함수 (transfer function)를 가지는 그림 6의 제어기를 구성한다면 실제 회전자의 위치, $\theta_r(s)$,로부터 추정된 회전자의 위치, $\hat{\theta}_r(s)$,까지의 전달함수는 식 (9)와 같다.

$$G(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (8)$$

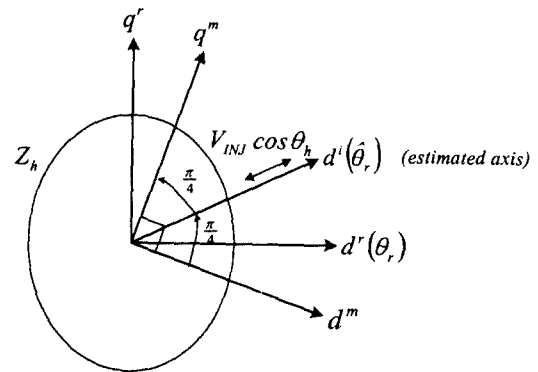


그림 5. 고주파 전압 주입과 고주파 전류 측정.

Fig. 5. The high frequency voltage injection and the high frequency current measurement.

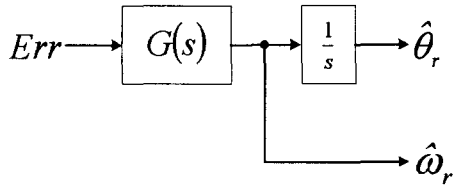


그림 6. 제안된 수정 제어기의 블록도.

Fig. 6. Block diagram of the proposed correction controller.

$$\frac{\hat{\theta}_r(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_1 s + K_2}{s^2 + K_1 s + K_2} \quad (9)$$

$K_1 = K_P Y_{err}$, $K_2 = K_I Y_{err}$

식 (9)에서 알 수 있듯이 정상 상태(Steady State)에서는 실제 회전자의 위치로부터 추정된 회전자의 위치까지의 전달 함수가 1이 되어 회전자 추정 위치의 오차는 0이 됨을 알 수 있다.

4. 제안된 센서리스 제어 시스템의 구성

본 장에서는 3장에서 기술한 고주파 임피던스의 차이를 이용한 센서리스 제어 기법을 구현한 전체 센서리스 제어 시스템을 제안한다.

그림 8과 그림 9는 3장에서 제안된 센서리스 제어 기법이 적용된 시스템 전체의 구성도와 FOC(Field-Orientation Controller)의 구성도이다. 시스템에는 측정된 임피던스의 특성을 분석한 결과와 분석된 결과를 이용하여 추정된 위치를

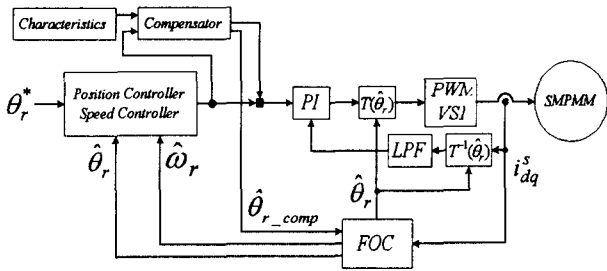


그림 8. 제안된 전체 센서리스 제어 시스템의 블록도.
Fig. 8. Block diagram of the proposed system.

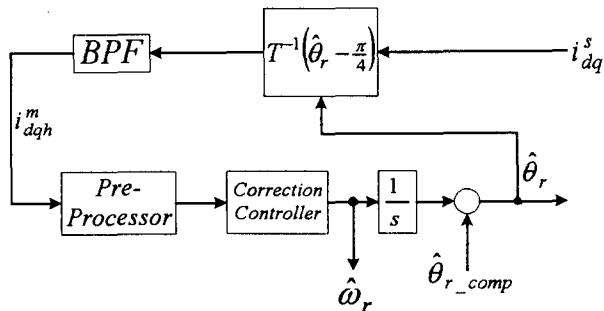


그림 9. FOC의 블록도.
Fig. 9. Block diagram of the FOC.

보상하는 보상기(compensator)가 있으며 주입되는 고주파 성분으로 인하여 전류 제어가 영향을 받지 않도록 제한(feedback)되는 전류는 저역 통과 필터(Low Pass Filter, LPF)를 통과하도록 구성되어 있다. 그림 9의 FOC 내부에서는 측정된 전류를 $d^m - q^m$ 축으로 축변환한 후 대역 통과 필터(Band Pass Filter, BPF)를 사용하여 전류의 고주파 성분을 추출한 후 이를 전처리기(pre-processor)의 입력으로 사용한다. 전처리기에서는 식 (6)과 같은 연산을 수행하여 고주파 임피던스의 차이에 의하여 발생하는 회전자 위치 정보를 얻는 부분으로 전처리기의 출력은 그림 6과 같은 수정 제어기(correction controller)를 통과하고 보상되는 성분이 더해져 최종적으로 회전자의 추정 위치가 된다. 이 과정에서 그림 6에서 나타낸 것처럼 수정 제어기에서는 추정된 회전자의 속도 및 위치를 얻을 수 있다.

5. 실험 결과

본 장에서는 3장과 4장에서 제안된 센서리스 제어 방식을 검증하기 위하여 2장에서 고주파 임피던스 특성을 측정한 전동기를 대상으로 제안된 센서리스 제어 시스템을 사용하여 센서리스 제어를 수행하여 제안된 센서리스 제어 방법의 타당성을 검증한다.

그림 10은 실험에 사용된 영구자석 동기 전동기와 부하로 사용된 유도 전동기를 나타내고 있다. 그림 10에서 영구자석 동기 전동기는 표 1의 사양을 가지는 전동기이고 부하로 사용된 유도 전동기(Induction Motor, IM)는 Yaskawa Elec. 의 11kW 전동기이다. 유도 전동기는 증분형 엔코더를 사용한 벡터 제어로 운전되며 부하 토오크를 인가한다. 영구자석 동기 전동기는 제안된 센서리스 제어 방법을 사용한 벡터 제어로 운전되며 실제로 제어에는 사용되지 않지만 제안된 알고리즘에 의하여 추정된 회전자의 위치 및 속도를 실제 회전자의 위치 및 속도와 비교하기 위하여 위치 센서가 부착되어 있다. 고속 연산이 가능한 Texas Instruments사의 DSP chip 인 TMS320C31 을 이용하여 100 μ sec 마다 제안된 센서리스 제어 알고리즘 및 벡터 제어 알고리즘을 수행한다. 인버터의 PWM 스위칭 주파수는 5kHz이다.

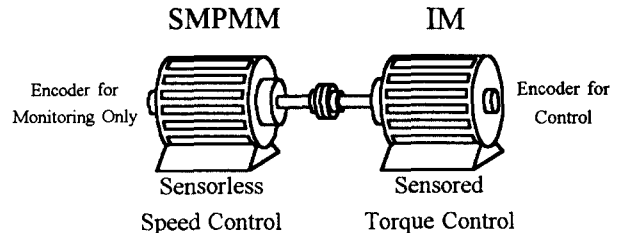


그림 10. 실험 대상 전동기의 구성.
Fig. 10. Configuration for the experiments

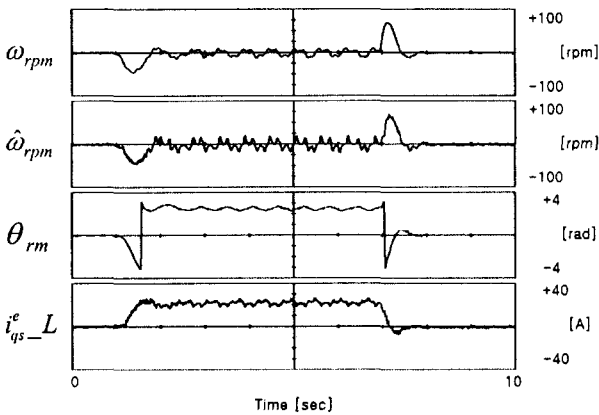


그림 11. 30% 부하 상황에서 영속도 제어 특성.
 Fig. 11. Response of zero speed control under 30% load.

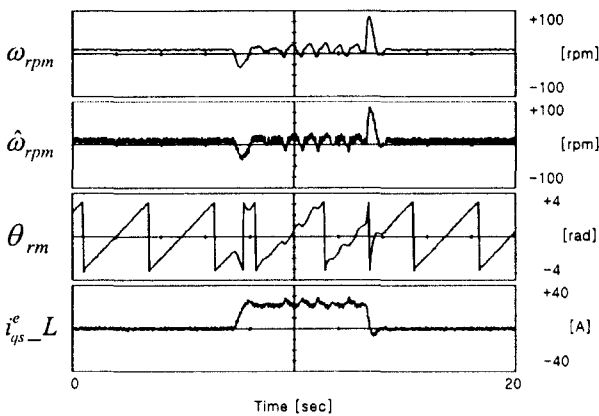


그림 12. 30% 부하 상황에서 20rpm 속도 제어 특성.
 Fig. 12. Response of 20 rpm speed control under 30% load.

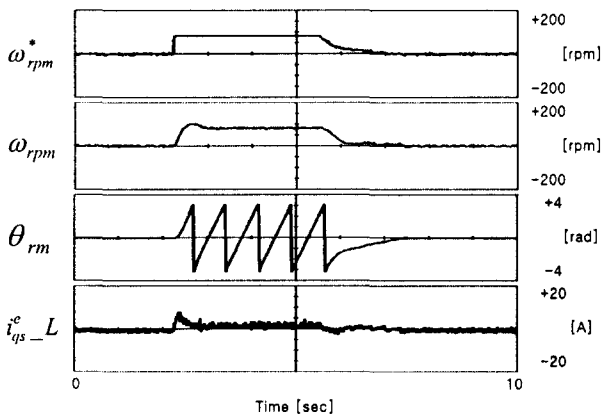


그림 13. 무부하 상황에서 위치 제어 특성(0→10π [rad]).
 Fig. 13. Response of position control under no load(0→10π [rad]).

그림 11은 0 rpm의 속도 지령치를 가지고 속도 제어를 수행하면서 정격 토오크의 30% 크기의 계단(step) 부하가 인가되었을 때의 실험 결과이다. 엔코더로 계산한 회전자의 실제 속도와 추정 속도 사이의 오차가 매우 작음을 알 수 있다. 또한, 실제 전류 제어기로 제한되는 q 축 전류도 약간의 맥동(ripple) 성분을 제외하고는 일정하게 제어되는 것을 알 수

있다.

그림 12는 20rpm의 속도 지령치를 가지고 속도 제어를 수행하면서 그림 11과 마찬가지로 정격 토오크의 30% 크기의 계단 부하가 인가된 상황의 실험 결과이다. 그림 11과 마찬가지로 부하가 인가되었을 때 속도 및 전류의 약간의 맥동 성분을 제외하고는 실제 속도와 추정 속도간의 오차가 매우 작음을 알 수 있다.

그림 13은 무부하 상황에서 기계각 지령을 0[rad]에서 10π[rad]으로 변화시켰을 때의 실험 결과이다. 제안된 센서리스 위치 제어 방법에서 위치 지령치를 잘 추종하는 것을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 표면 부착형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어를 수행하기 위하여 고주파 전압 신호 주입 방법을 이용하였다.

고주파 전압 신호를 주입하였을 때 표면 부착형 영구자석 동기 전동기의 고주파 임피던스 특성을 확인하기 위하여 다양한 주입 전압 및 주파수, 부하 상황 등에 따른 고주파 전류 성분을 측정하여 고주파 임피던스의 특성을 분석하였다. 표면 부착형 영구자석 동기 전동기의 경우 전동기의 형상 자체로는 돌극성을 가지지 않지만, 자속 포화에 의한 돌극성은 고주파 신호를 주입하여 측정가능하고 이를 통해 센서리스 제어가 가능함을 확인하였다. 또한, 부하 토오크, 혹은 토오크 지령치가 증가함에 따라 고주파 임피던스의 크기 자체 및 고주파 임피던스의 차이가 감소할 뿐 아니라 고주파 임피던스의 크기가 최소가 되는 위치도 이동함을 확인하였다.

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위하여 범용의 영구자석 동기 전동기를 사용하여 실험하였으며 저속 영역 및 영속에 서의 속도 제어 특성과 위치 제어 특성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Peter Vas, "Sensorless Vector Control and Direct Torque Control," Oxford University Press, 1998.
- [2] R. Wu and G. R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 5, pp. 1005-1011, 1991.
- [3] L. A. Jones and J. H. Lang, "A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 36, No. 3, pp. 374-382, 1989.
- [4] R. Dhaouadi, N. Mohan and L. Norum, "Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. on P.E.*, Vol. 6, No. 3, pp. 491-497, 1991.
- [5] M. Schroedl, "Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the "INFORM" Method," *Proc. of IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 270-277, 1996.
- [6] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Tranceducerless Position and Velocity Estimation in Induction and

Salient AC Machine," *IEEE-IAS Conf. Rec.*, pp. 488-495, 1994.

- [7] J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 35, No. 1, pp. 45-51, 1999.

표 1. 표면부착형 영구자석 동기 전동기의 사양.

Table 1. Specifications of the PMSM.

Rated Power	11 [kW]
Rated Torque	70 [Nm]
Numver of Pole	8
Rated Current	58.6 [A(rms)]
Rated Speed	1500 [rpm]
Torque Coefficient	1.25 [Nm/A(rms)]
Inertia	0.0281 [kg-m ²]
Resistance(per phase)	0.0217 [ohm]
Inductance(per phase)	0.49 [mH]

저 자 소 개



장지훈 (張志勳)

1976년 2월 15일 생. 1999년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2001년 동대학원 전기·컴퓨터 공학부 졸업(석사). 2001년~동대학원 전기·컴퓨터 공학부 박사과정.

Tel : 02-880-7251(102), Fax : 02-878-1452
E-mail : bluemat@eepel.snu.ac.kr



설승기 (薛承基)

1958년 3월 25일 생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동대학원 전기공학과 졸업(공학). 1986년~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원 연구원. 현재 서울대 공대 전기공학부 정교수.

Tel : 02-880-7243, Fax : 02-878-1452
E-mail : sulsk@plaza.snu.ac.kr



하정익 (河廷穰)

1971년 4월 28일 생. 1995년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 전기·컴퓨터 공학부 졸업(공학). 현재 기초 전력공학 공동 연구소 연구원.

E-mail : haji@yaskawa.co.jp