

SPMSM의 센서리스 V/f 운전 시 MTPA 제어 기법

김원재¹, 김상훈[†]

A MTPA Control Method for Sensorless V/f Operation of SPMSMs

Won-Jae Kim¹ and Sang-Hoon Kim[†]

Abstract

In this paper, a sensorless V/f control based on maximum torque per ampere (MTPA) operation for PMSMs is proposed. Given that the MTPA operation is not considered in the conventional sensorless V/f control, efficient PMSM drives cannot be achieved. Therefore, this paper proposes an improved technique based on the d-axis current control to enable the MTPA operation in the V/f control for PMSMs. A stabilization technique is also proposed to improve the dynamic characteristics and stability against load variation. The effectiveness of the proposed technique is verified by conducting experiments with a 250 W SPMSM for driving a blower.

Key words: MTPA operation, Permanent magnet synchronous motor, Sensorless, Stabilization, V/f control

1. 서 론

최근 환경보호와 에너지 절감의 필요성이 증가함에 따라 기계장치의 동력원으로서 영구자석형 동기전동기(PMSM)의 수요가 크게 확대되고 있다. PMSM은 높은 전력밀도와 효율, 좋은 동특성 때문에 소형부터 수백 kW의 용량까지 다양한 전동기 구동분야에 사용되고 있다. 이러한 PMSM의 토크 제어를 위해서는 위치 검출기를 이용한 벡터 제어 기법이 통상적으로 사용되지만, 위치 센서의 비용과 설치 문제 해결을 위해 저가의 범용 분야에서는 위치 센서가 없는 센서리스 기법이 적용되고 있다.

PMSM의 센서리스 기법에는 센서리스 벡터 제어 기법과 센서리스 V/f 제어 기법이 있다. 벡터 제어는 순시 토크 제어를 위해 정확한 회전자 자속의 위치 정보가 필요하다. 이에 위치 센서가 없는 센서리스 벡터 제어 기법에서는 위치를 추정하는 여러 방법들이 연구되어 왔는데, 이들 방법은 위치를 추정하는 과정에서 제어 알

고리즘을 복잡하게 만들며 빠른 제어 주기를 요구하는 고속 응용분야에서는 고성능의 마이크로컨트롤러를 필요로 하게 된다^{[1]-[3]}. 이에 비해 위치 추정이 필요하지 않아 위치 센서를 사용하지 않는 V/f 제어 기법은 간단한 알고리즘으로 구현이 가능하여 팬, 펌프, 블로워 등의 범용 분야에서 사용하기 적합하다^[4].

그러나 PMSM의 V/f 제어 시에는 과부하 또는 부하 변동 시 탈조의 가능성이 있기 때문에 구동 안정화를 위해서 회전자 속도 정보로부터 고정자 주파수를 회전자 주파수에 동기 시킬 필요가 있다^[5]. [5]에서는 안정화 기법으로 동기 이탈 시 발생하는 입력 전력의 변동 성분으로 인가주파수를 제어하는 방법을 제안하고 있다. 하지만 이 기법에서는 MTPA 제어가 고려되지 않아 동손 증가로 구동 효율이 좋지 않다. 이에 구동 효율을 증가시키기 위해 MTPA 제어에 기반한 PMSM의 센서리스 V/f 제어 기법에 대해 연구가 되어왔다^{[6],[7]}. [7]에서는 MTPA 제어를 위한 제어기와 회전자 주파수를 고정자 주파수로 동기화하는 안정화 제어기를 사용하고 있다. 이 기법은 두개의 비례적분 제어기와 중복된 아크탄젠트 사용으로 많은 연산시간을 요구하게 된다. 고성능을 요구하지 않는 범용 분야에서는 저렴한 시스템의 구성과 간단한 알고리즘을 사용하여 부하를 구동하는 것이 중요하다. 따라서 본 논문에서는 추정된 d축 전류를 기반으로 한 개의 비례적분 제어기를 사용하여 간단한 알고리즘으로 MTPA 제어를 실현하고 동시에 안정성을 갖도록 하는 센서리스 V/f 제어 방법을 제안한다.

Paper number: TKPE-2018-23-4-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kshoon@kangwon.ac.kr, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Kangwon National University

Tel: +82-33-250-6293 Fax: +82-33-259-5674

¹ Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Kangwon National University

Manuscript received Mar. 13, 2018; revised Apr. 6, 2018; accepted Apr. 11, 2018

2. PMSM의 V/f 운전 시 MTPA 제어

2.1 MTPA 제어 가능 조건

PMSM의 구동 시 MTPA 제어를 위해서는 적절한 d와 q축 전류의 분배가 요구되며, 이러한 전류를 흘려주기 위해서는 적절한 d와 q축 고정자 전압이 인가되어야 한다^[8]. SPMSM(Surface mounted PMSM)에 대한 MTPA 제어의 경우에는 d축 전류는 영으로 하며 고정자 전류를 모두 q축으로 흘려주어야 한다. 이 전류에 대응하는 회전자 좌표계 d와 q축 고정자 전압과 전압각 δ_M , 고정자 전압의 크기 V_s 는 다음과 같이 표현된다^[8].

$$v_{ds}^r = -\omega_r L_s i_{qs}^r \quad (1)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{pm} \quad (2)$$

$$\delta_M = \tan^{-1}\left(\frac{v_{qs}^r}{v_{ds}^r}\right) + \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} V_s &= \sqrt{(v_{qs}^r)^2 + (v_{ds}^r)^2} \\ &= \sqrt{(R_s i_{qs}^r)^2 + (\omega_r \lambda_{pm})^2 + (\omega_r L_s i_{qs}^r)^2 + 2R_s i_{qs}^r \omega_r \lambda_{pm}} \\ &\approx \sqrt{(\lambda_{pm})^2 + (L_s i_{qs}^r)^2} \omega_r + R_s i_{qs}^r \end{aligned} \quad (4)$$

V/f 제어 시에는 공극자속을 일정하게 유지하기 위해 주어진 운전주파수에서 고정자 전압의 크기 V_s 를 V/f 비에 따라 가변하여 준다. 그러나 이 경우 고정자 전압이 식 (1)과 (2)에 맞게 MTPA 제어에 요구되는 d와 q축 전압의 크기로 분배되는 것을 보장할 수 없다. 따라서 좋은 구동 효율을 얻기 힘들다.

MTPA 제어에 필요한 고정자 전압의 크기는 식 (4)를 통해 회전자 속도 ω_r 과 부하전류 즉, q축 전류 i_{qs}^r 를 사용하여 구할 수 있다. 그러나 이 경우 요구되는 q축 전류의 크기를 알기 위해서는 정확한 부하 정보가 요구된다. 부하 정보를 모르거나 운전 중에 부하가 변동한다면 MTPA 제어를 위해 필요한 크기의 고정자 전압을 적절하게 인가해줄 수 없다. 이에 본 논문에서는 SPMSM의 센서리스 V/f 운전 시 추정된 d축 전류 크기를 통해 얻은 부하 정보로부터 식 (1)과 (2)에 따른 적절한 고정자 전압이 인가되도록 함으로써 MTPA 제어가 가능한 V/f 운전 기법을 제안한다.

2.2 제안된 MTPA 제어가 가능한 센서리스 V/f 운전

식 (5)는 영구자석 동기전동기의 정상상태 출력토크를 나타낸다. 고정자 전압과 회전자 자속 λ_{pm} 이 일정한 경우 부하 변동에 따라 전압각 δ 가 변동되어 출력토크가 변동된다^[8].

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{V_s \lambda_{pm}}{X_s} \sin\delta \quad (5)$$

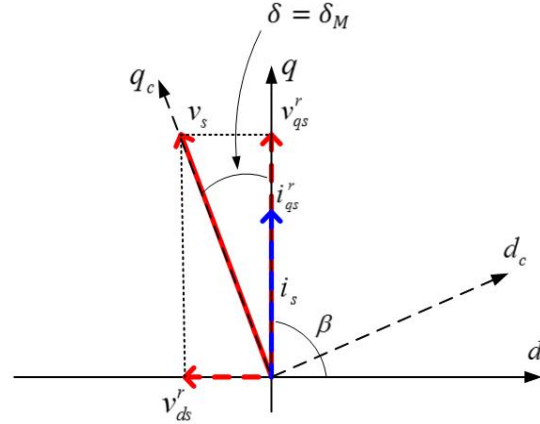


Fig. 1. Voltage angle appropriate for the MTPA control.

여기서 P 는 극수, X_s 는 고정자 리액턴스이며 δ 는 역기전력의 위치를 기준으로 한 전압각이다.

MTPA 운전을 위해 필요한 전류로 고정자 전류를 제어하기 위해서는 식 (1)과 (2)의 전압 또는 식 (3)에 따른 전압각에 따라 고정자 전압이 분배될 필요가 있지만, V/f 제어를 할 경우에는 인가전압의 크기만이 고려되므로 부하에 따라 식 (5)에 의해 전압각이 변동하게 되어 MTPA 제어 시 요구되는 전압각으로의 운전을 보장할 수 없다. 따라서 센서리스 V/f 제어를 할 경우 MTPA 운전을 위해 필요한 d와 q축 전류로 제대로 분배되지 못하여 효율적인 운전을 기대하기 어렵다.

V/f 운전 시에 일정한 부하 조건에서 고정자 전압이 인가된 경우 운전 전압각에 따른 d와 q축 고정자 전류의 분배 상황은 다음과 같다. 최초에 고정자 전압 v_s 를 제어기가 초기 선정된 q_c 축에 인가한다고 가정한다. 이 경우 부하조건에 따라 q_c 축 위치는 실제 모터의 q축 위치와 전압각 δ 만큼 차이가 발생한다. 고정자 전압 v_s 의 크기에 따른 d와 q축 고정자 전류의 분배 상황이 그림 1~그림 3에 보인다.

그림 1에 보이듯이 고정자 전압 v_s 가 적절한 경우 식 (5)으로부터 결정된 운전 전압각 δ 은 식 (3)의 MTPA 조건에서의 전압각 δ_M 과 같아지게 되어 d축 전류는 영이 되고, 고정자 전류 i_s 는 모두 q축에 위치하게 된다. 따라서 MTPA 제어가 된 경우이다.

그러나 그림 2에 보이듯이 고정자 전압 v_s 가 작은 경우 식 (5)으로부터 결정된 운전 전압각 δ 은 식 (3)의 MTPA 전압각 δ_M 보다 커지게 되고 이에 따라 d와 q축 전압이 식 (1)과 (2)에 따라 적절하게 분배되지 못하여 고정자 전류 i_s 는 d와 q축 성분으로 나뉘어 흐른다. 따라서 MTPA 제어가 되지 않는다. 또한 그림 3에 보이듯이 고정자 전압 v_s 가 큰 경우에는 동작 전압각 δ 이 MTPA 전압각 δ_M 보다 작아지게 되어 d와 q축 전압이 적절하게 인가되지 못하여 이 경우에도 고정자 전류 i_s 는 d와 q축으로 나뉘어 흐른다. 이 경우 역시 MTPA 제어가 되지 않는다.

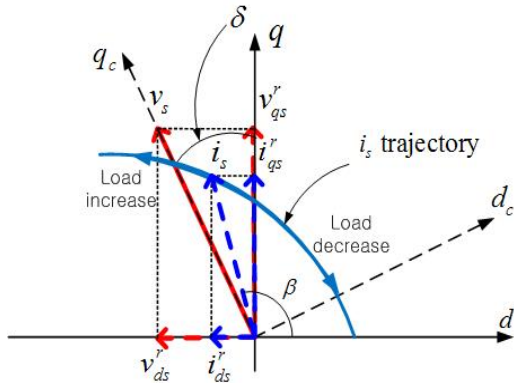


Fig. 2. Large voltage angle.

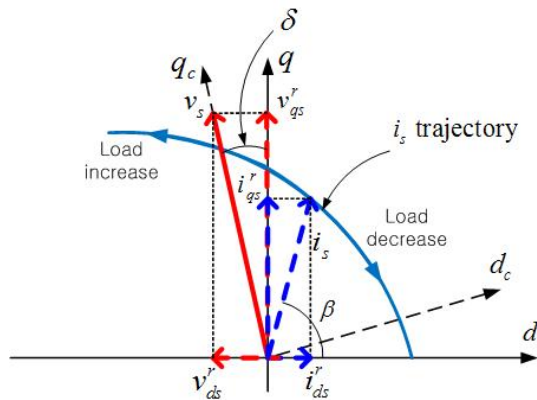


Fig. 3. Small voltage angle.

이와 같이 V/f 운전 시 고정자 전압의 크기만 고려되기 때문에 MTPA 운전을 보장할 수 없다. 이 상황은 일정한 고정자 전압 v_s 하에서 부하가 변동한 경우도 동일하게 설명된다. 그림 2는 일정한 고정자 전압 v_s 하에서 부하가 증가하여 운전 전압각이 증가된 경우에 해당하며, 그림 3은 일정한 고정자 전압 v_s 하에서 부하가 감소하여 운전 전압각이 감소한 경우에 해당한다. 일정한 고정자 전압 v_s 하에서 부하 증가와 감소에 따른 고정자 전류 i_s 의 이동 궤적은 다음과 같다.

$$\left(i_{ds}^r + \frac{\omega_r^2 \lambda_{pm} L_s}{R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2}\right)^2 + \left(i_{qs}^r + \frac{\omega_r \lambda_{pm} R_s}{R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2}\right)^2 = \frac{V_s^2}{R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2} \quad (6)$$

식 (6)을 통해 일정한 전압 하에서 부하에 따라 고정자 전류는 원의 궤적으로 이동하며 운전 전압각 δ 는 MTPA 전압각 δ_M 과 같은 경우를 제외하고는 d축 전류 성분이 존재하는 것을 알 수 있다. 그림 2는 일정한 크기의 v_s 를 인가한 경우 부하증가로 운전 전압각 δ 가 증가하여 고정자 전류는 궤적을 따라 반시계방향으로 이동한 상황이다. 이 때 d축 전류는 음의 방향으로 증가하게 된다. 반대로 그림 3는 부하감소로 운전 전압각 δ 가 감소하여 고정자 전류가 궤적을 따라 시계방향으로 이동한 상황이다. 이 때 d축 전류는 양의 방향으로 증가하게

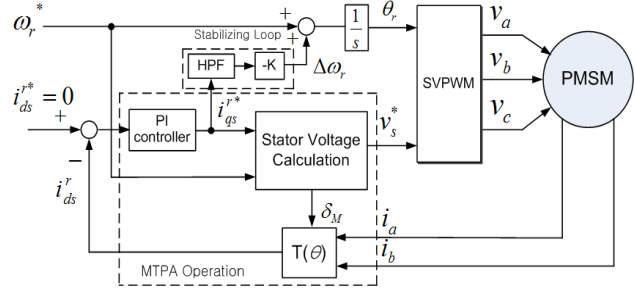


Fig. 4. Block diagram of the proposed sensorless V/f control.

된다. 이와 같이 V/f 운전 시 고정자 전압의 크기가 적절하지 못하면 d축 전류가 존재하게 되어 MTPA 운전이 가능하지 않게 된다.

이처럼 인가전압 또는 전압각이 적절하지 못한 경우 d축 전류가 각각 음 또는 양의 방향으로 증가한다는 것을 알 수 있는데, 이러한 d축 전류의 정보로부터 부하변동의 정보를 알아내어 이에 따라 고정자 전압의 크기를 가변하여 MTPA 제어를 가능하게 할 수 있다. 그런데 실제 d축 고정자 전류의 크기를 알기 위해서는 좌표 변환을 위한 회전자의 위치 정보가 필요하다. 센서리스 V/f 제어를 할 경우 위치 센서가 없기 때문에 회전자의 위치는 통상 인가주파수를 적분하여 얻게 되는데, 이 위치는 부하 조건에 따라 실제 회전자 위치와 오차가 발생할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 다음과 같이 d축 전류를 얻는다. 제어기가 선정된 q_c 축에 MTPA 제어를 위한 필요한 고정자 전압의 크기가 인가된 경우 제어기 q_c 축과 실제 q축 사이의 각은 δ_M 이 된다. 따라서 제어기 q_c 축에서 δ_M 만큼 이동된 d-q축에서 고정자 전류를 좌표 변환하면 실제 d축 전류를 추정할 수 있다.

제안된 기법의 제어 블록도가 그림 4에 보인다. SPMSM의 MTPA 제어 시에 고정자 전류는 모두 q축 전류로 분배하며 d축 전류 i_{ds}^r 는 영이다. 이에 따라 실제 추정한 d축 전류가 영이 되도록 비례적분(PI) 제어를 사용하여 q축 전류지령을 변동시켜주고 식 (4)로부터 MTPA 제어를 위한 고정자 전압의 크기를 구해 인가하여준다. 또한, PMSM은 V/f 제어 시 특정 인가 주파수 이상에서 부하변동에 따라 불안정한 특성을 보인다. 따라서 제안된 기법에서는 q축 전류지령 변동으로부터 부하 변동 정보를 얻고 이로부터 동기를 유지하도록 인가 주파수를 변동시켜 줌으로써 안정화하였다.

3. 제안된 안정화 기법의 해석

3.1 V/f 제어 시 안정도 분석

PMSM 구동의 안정화를 위해서는 고정자 주파수를 회전자 주파수와 일치하게 잘 제어할 필요가 있다. 제동권선이 없는 PMSM은 특정 인가주파수 이상에서 불안정하며 부하 변동에 따라 동기 이탈 가능성이 있다^[5].

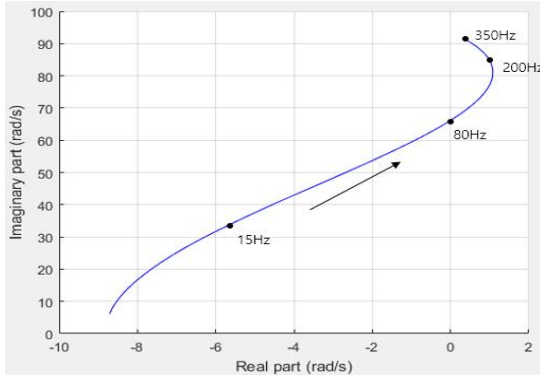


Fig. 5. Root locus of rotor pole for an open-loop control.

다음과 같은 PMSM의 비선형 모델을 테일러 급수를 통해 구동점에서 선형화하여 개루프(Open-loop) V/f 운전 시에 PMSM의 안정도 분석을 하였다.

$$\dot{i}_{qs}^r = \left(-\frac{R_s}{L_{qs}}\right)i_{qs}^r + \left(-\omega_r \frac{L_{ds}}{L_{qs}}\right)i_{ds}^r + \left(-\frac{\lambda_{pm}}{L_{qs}}\right)\omega_r + \frac{V_s \cos \delta}{L_{qs}} \quad (7)$$

$$\dot{i}_{ds}^r = \left(\omega_r \frac{L_{qs}}{L_{ds}}\right)i_{qs}^r + \left(-\frac{R_s}{L_{ds}}\right)i_{ds}^r + \frac{-V_s \sin \delta}{L_{ds}} \quad (8)$$

$$\dot{\omega}_r = p \frac{T_e}{J} - p \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega_r \quad (9)$$

$$\dot{\delta} = \omega_e - \omega_r \quad (10)$$

여기서 J 는 시스템의 관성 모멘트, B 는 마찰 계수, p 는 pole pair이다. 시스템의 입력은 고정자 전압의 크기 V_s , 전기적 각속도 ω_e 및 부하토크 T_L 이다.

상태변수 x 와 입력 u 로 선형화된 상태방정식의 기본식 (11)로 부터 식 (7)~(10)에 대한 PMSM의 선형 모델은 식 (12)와 같이 표현된다.

$$\Delta \dot{x} = A(x) \Delta x + B(x) \Delta u \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{qs}^r \\ \Delta i_{ds}^r \\ \Delta \omega_e \\ \Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_{qs} & -\omega_r L_{ds}/L_{qs} & -(L_{ds}I_{ds}^r + \lambda_{pm})/L_{qs} & -V_s \sin \delta_0 / L_{qs} \\ \omega_r L_{qs}/L_{ds} & -R_s/L_{ds} & L_{qs}I_{qs}^r/L_{ds} & -V_s \cos \delta_0 / L_{ds} \\ \frac{3}{2J} \left(\frac{P}{2}\right)^2 [\lambda_{pm} + (L_{ds} - L_{qs})I_{ds}^r] & \frac{3}{2J} \left(\frac{P}{2}\right)^2 (L_{ds} - L_{qs})I_{qs}^r & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{qs}^r \\ \Delta i_{ds}^r \\ \Delta \omega_e \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\cos \delta_0}{L_{qs}} & 0 & 0 \\ -\sin \delta_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{J} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_s \\ \Delta \omega_e \\ \Delta T_L \end{bmatrix} \quad (12)$$

식 (12)에서 상태 행렬 $A(x)$ 의 고유값은 시스템의 극에 해당한다. 이로부터 PMSM의 개루프 제어 시 회전자 주파수에 따른 근궤적이 그림 5에 보인다. 이 경우 PMSM의 제정수는 표 1의 값을 사용하였다.

회전자 주파수가 증가함에 따라 근궤적은 s-평면에서 오른쪽으로 움직이며 80Hz 이상의 회전자 주파수에서 불안정 영역인 우반면에 위치한다. 이것은 개루프 제어 시 80Hz 이상의 회전자 속도에서 불안정하게 됨을 의미한다. 이 경우 구동 시스템을 안정시키기 위해 탈조를 방지하는 댐핑 요소가 필요하다. 또한 부하토크의 변동으로 인해 회전자 주파수가 변동하는 경우에 동기를 유지하기 위해서는 고정자 주파수를 회전자 주파수에 따라 적절히 변동시켜야 한다. 이를 위해서는 회전자의 속도 정보가 필요한데, 속도 센서가 없는 센서리스 제어에서는 간접적으로 회전자 주파수 변동의 정보를 얻어 댐핑 요소로서 사용해야 한다. [5]에서는 입력전력의 변동에 의해 간접적으로 부하정보를 얻고 이에 따라 인가 주파수를 변동하는 방법을 댐핑 요소로서 제안하고 있다. [7]에서는 d축 전류를 기반으로 하는 2개의 안정화 루프를 사용하여 회전자의 주파수를 고정자 인가주파수로 동기화하는 안정화 방법을 제안하고 있다. 그런데 본 논문에서 MTPA 제어를 위해 제안한 d축 전류를 영으로 제어하는 제어기의 출력인 q축 전류는 부하정보를 잘 나타내고 있다. 따라서 제어기의 q축 전류지령을 High-pass filter에 통과시켜 부하 변동 정보를 얻고 이를 댐핑 요소로서 사용하면 추가적인 동기를 위한 제어기 없이 구동 시스템을 안정화시킬 수 있다.

3.2 제안된 안정화 기법의 안정도 분석

제안된 안정화 기법의 안정도 분석을 위해 선형화된 PMSM의 Full Small-Signal 모델을 사용하였다. 안정화를 위해 회전자 주파수에 따라 변동해주는 고정자 주파수의 변동 성분 $\Delta \omega_e$ 은 d축 전류를 기반으로 하는 제어기의 출력인 q축 전류지령의 변동 성분에 비례계수 k 를 곱하여 식 (13)처럼 얻어진다.

$$\Delta \omega_e = -k \Delta i_{qs}^{r*} = k(k_p + \frac{k_i}{s}) \Delta i_{ds}^r \quad (13)$$

여기서 k_p, k_i 는 제어기의 비례이득과 적분이득이다. 식 (12)와 식 (13)으로부터 다음과 같은 속도 변동에 대한 선형 모델이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{qs}^r \\ \Delta i_{ds}^r \\ \Delta \omega_e \\ \Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_{qs} & -\omega_r L_{ds}/L_{qs} & -(L_{ds}I_{ds}^r + \lambda_{pm})/L_{qs} & -V_s \sin \delta_0 / L_{qs} & 0 \\ \omega_r L_{qs}/L_{ds} & -R_s/L_{ds} & L_{qs}I_{qs}^r/L_{ds} & -V_s \cos \delta_0 / L_{ds} & 0 \\ \frac{3}{2J} \left(\frac{P}{2}\right)^2 [\lambda_{pm} + (L_{ds} - L_{qs})I_{ds}^r] & \frac{3}{2J} \left(\frac{P}{2}\right)^2 (L_{ds} - L_{qs})I_{qs}^r & -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ kk_p \omega_r \frac{L_{qs}}{L_{ds}} & -kk_p \frac{R_s}{L_{ds}} + kk_i & kk_p \frac{L_{qs}}{L_{ds}} & -kk_p \frac{V_s \cos \delta_0}{L_{ds}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{qs}^r \\ \Delta i_{ds}^r \\ \Delta \omega_e \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\cos \delta_0}{L_{qs}} & 0 & 0 \\ -\sin \delta_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{J} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_s \\ \Delta \omega_e \\ \Delta T_L \end{bmatrix} \quad (14)$$

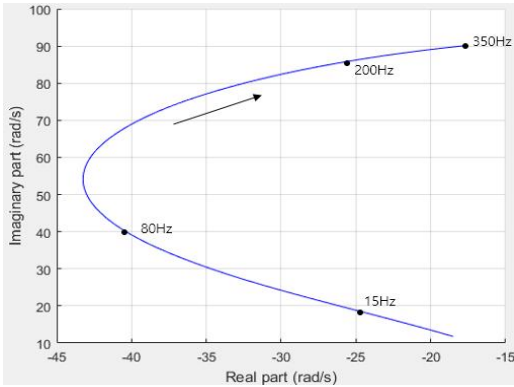


Fig. 6. Root locus of rotor pole for the proposed stabilizing scheme.

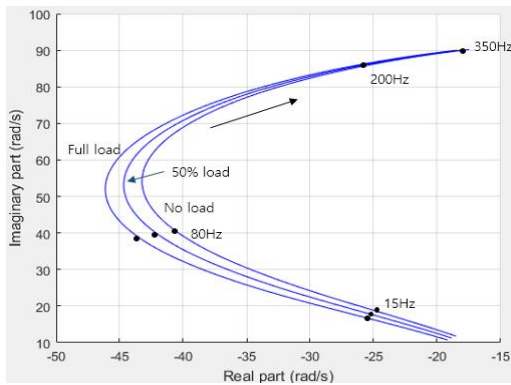


Fig. 7. Root loci of rotor poles for a load variation.

여기서 ω_0 는 구동점에서의 운전 주파수이다. 이 모델을 이용하여 무부하 시 제안된 안정화 기법이 포함된 구동 시스템에 대한 회전자 주파수에 따른 근궤적을 구하면 그림 6과 같다. 제안된 안정화 기법으로 모든 동작 주파수 범위에서 안정영역인 s-평면의 좌반면에 근이 존재하게 됨을 알 수 있다.

부하에 따라 근의 위치가 변동하는데 무부하, 50%와 100% 부하 시에 회전자 주파수에 따른 근궤적이 그림 7에 보인다. 부하 변동에도 시스템의 근궤적은 모든 동작 주파수 범위에서 s-평면의 좌반면에 존재하므로 안정함을 알 수 있다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

4.1 시뮬레이션 결과

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 MATLAB Simulink를 이용한 시뮬레이션을 수행하였다. 먼저, 개루프 V/f 제어 시에 고속 영역에서 구동 시스템의 불안정함을 보이고 제안된 기법을 통해 안정화와 MTPA 제어가 가능함을 확인한다. 시뮬레이션에 사용된 250W급의 SPMSM의 제정수가 표 1에 보인다.

개루프 V/f 제어 시 무부하에서 4200r/min(350Hz)의 정격속도지령에 대한 회전자의 속도가 그림 8에 보인다.

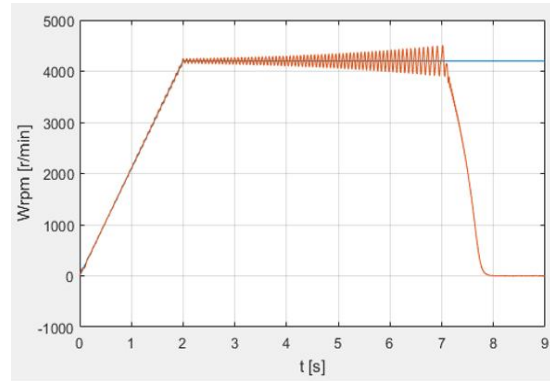


Fig. 8. Rotor speed in open loop control.

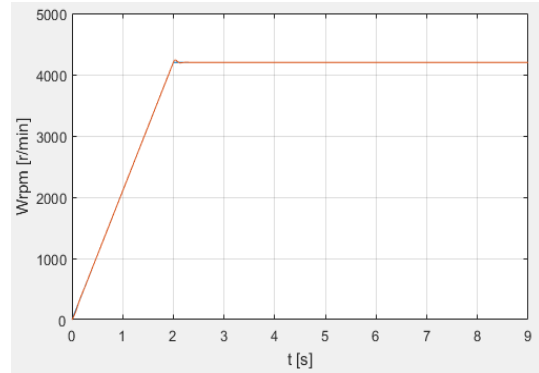


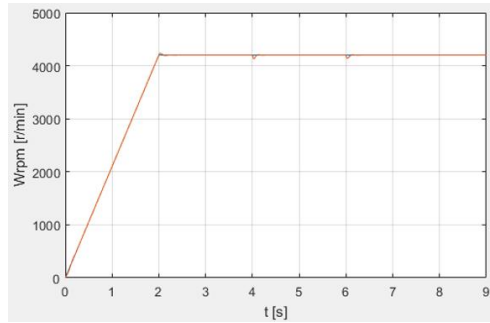
Fig. 9. Rotor speed in the proposed stabilizing loop.

TABLE I
SPMSM PARAMETERS

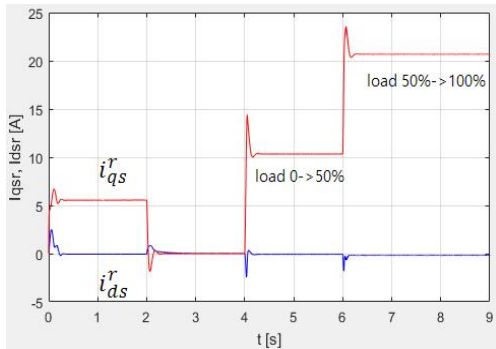
Parameters	Value
P_{rated}	250 W
T_{rated}	0.417 N·m
I_{rated}	21 A
V_{rated}	12 V
Rated speed	4200 r/min
Pole pair	5
R_s	0.03 Ω
L_s	60 μ H
λ_{pm}	0.0026464 Wb
J	0.0005 $kg \cdot m^2$

이 경우 그림 5의 근궤적으로부터 예상하였듯이 4200 r/min의 속도에서 구동 시스템이 불안정하게 됨을 알 수 있다. 회전자 속도를 안정화하기 위해 제안된 안정화 기법을 적용한 경우가 그림 9에 보인다. 제안된 안정화 기법으로 회전자 속도가 4200r/min에서도 안정적으로 잘 유지함을 알 수 있다.

제안된 기법의 부하 변동에 따른 특성이 그림 10에 보인다. 4200r/min의 정상상태 속도에서 4초와 6초에서 각각 0에서 50%, 50%에서 100%의 부하를 주어 외란토크에 대해 제안된 안정화 루프와 MTPA 제어의 효용성을 확인하였다. 부하 변동에도 안정적으로 구동이 가능하고



(a) Rotor speed



(b) d and q axis current

Fig. 10. Characteristics for load variation in the proposed technique.

MTPA 제어를 위해 d축 전류가 0으로 잘 제어되어 제안된 기법의 유효성을 확인할 수 있다.

본 논문에서 제안된 기법은 간단한 알고리즘으로 구현이 가능하여 저가의 팬이나 블로워 모터의 센서리스 구동에 유용하다. 표 1에 보인 250W급의 차량 블로워 구동용 SPMSM에 제안된 기법을 적용한 경우에 특성이 그림 11에 보인다. 제안된 기법을 적용하여 회전자 속도에 따라 부하가 변동하는 블로워 모터의 안정적인 구동 및 MTPA 제어가 가능함을 알 수 있다.

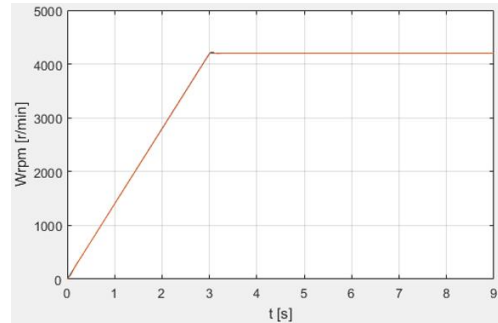
4.2 실험 결과

제안된 기법의 효용성 검증을 위해 디지털 제어기를 사용하여 250W SPMSM이 구동하는 블로워에 대해 실험하였다. 이 경우 인버터의 스위칭 주파수 20kHz이며, 전류의 샘플링 주기는 100us이다.

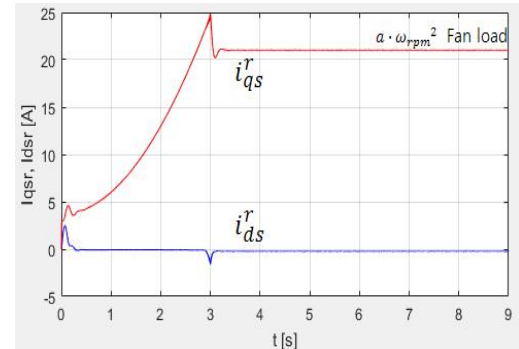
제안된 방법으로 정격의 속도지령 4200r/min으로 구동한 결과가 그림 12에 보인다. 그림 11의 시뮬레이션과 거의 유사하게 MTPA 제어에 맞게 d축 전류가 0으로 잘 제어되며 안정한 구동이 가능함을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 SPMSM의 센서리스 V/f 운전 시에 구동 효율을 높이기 위한 MTPA 제어 방법과 안정화 기법을 제안하였다. 제안된 기법에서는 추정된 d축 전류



(a) Rotor speed



(b) d and q axis current

Fig. 11. Characteristics for a blower drive system by using the proposed technique.

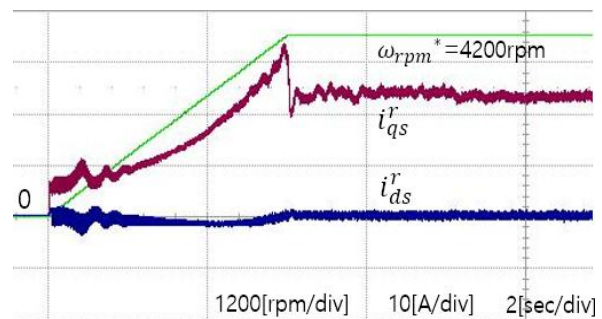


Fig. 12. Experimental results for a blower drive system by using the proposed technique.

로부터 부하변동을 확인하고 V/f 비를 가변하여 고정자 전압의 크기를 MTPA 제어 조건에 맞도록 적절히 조절하였다. 또한, 특정 주파수 이상에서 갖는 PMSM의 불안정한 특성을 제어기의 출력인 q축 전류지령을 맵핑 요소로 사용하여 제거함으로써, 모든 동작 주파수 범위에서 안정적인 운전이 가능하도록 하였다. 250W급 블로워 구동용 SPMSM에 적용한 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 기법의 유효성을 검증하였다.

제안된 기법은 PI 제어기 하나만 사용하므로 간단한 알고리즘으로 구현이 가능하여 고성능을 요구하지 않는 구동시스템에 적용이 가능하다. 또한 제안된 기법은 IPMSM에 대한 MTPA의 d축 전류지령을 주게 되면 IPMSM 구동에도 적용이 가능하다.

본 논문은 2017년도 강원대학교 대학회계 학술연구 조성비로 연구하였음.(관리번호-520170065)

References

- [1] N. C. Park and S. H. Kim, "Simple sensorless algorithm for interior permanent magnet synchronous motors based on high-frequency voltage injection method," in *IET Electric Power Applications*, Vol. 8, No. 2, pp. 68-75, Feb. 2014.
- [2] S. Kim, J. I. Ha, and S. K. Sul, "PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 48, pp. 1576-1587, Sep./Oct. 2012.
- [3] B. Bae, S. Sul, J. Kwon, et al., "Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 783-791, May/June. 2003.
- [4] J. Itoh, N. Nomura, and H. Ohsawa, "A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor," *Power Conversion Conference*, pp. 1310-1315, 2002.
- [5] P. D. C. Perera, et al., "A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 783-791, May/June. 2003.
- [6] S. M. Sue, et al., "A new MTPA control strategy for sensorless V/f controlled PMSM drives," *Ind. Appl (ICIEA), 6th IEEE Conf.*, pp. 4400-4415, Jun. 2011.
- [7] Z. Tang, X. Li, S. Dusmez, and B. Akin, "A new V/f based sensorless MTPA control for IPMSM drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 6, pp. 4400-4415, Jun. 2016.
- [8] S. H. Kim, *Electric Motor Control, DC AC and BLDC Motors*, Elsevier Inc., Ch. 3-4, 2017.



김원재(金元在)

1992년 9월 6일생. 2017년 강원대 전기전자공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기전자공학과 석사과정.



김상훈(金相勳)

1964년 9월 11월생. 1987년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1994년~1996년 대우중공업 철도차량 연구소 선임연구원. 1997년~현재 강원대 전기전자공학부 교수. 당 학회 협력이사.