

# V/f 스칼라 제어 영구자석 동기 전동기의 안정적 초기 구동 기법

김현성<sup>1</sup>, 이상민<sup>1</sup>, 이기복<sup>†</sup>

## A Stable Startup Method of V/f Scalar Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors

Hyeon-Seong Kim<sup>1</sup>, Sang-Min Lee<sup>1</sup>, and Kibok Lee<sup>†</sup>

### Abstract

This study presents a stable start-up strategy for v/f scalar-controlled permanent magnet synchronous motors (PMSMs). The v/f-controlled PMSMs easily lose synchronism under low-speed conditions if an insufficient stator voltage is applied to the machine due to errors in measured motor parameters and inverter nonlinearity, such as inverter dead time and on-state voltage drop. The proposed method adopts the I/f control method to ensure a stable start at low speeds and then switches to the v/f control method at medium speeds. A smooth transition method from I/f control to v/f control is proposed to minimize the oscillation of the stator current and rotor speed during transition. Moreover, the stability of the I/f and v/f control methods is analyzed using a small-signal model. Simulation and experimental results are provided to verify the performance of the proposed control strategy.

**Key words:** I/f control, PMSM, Stable startup, Transition method, V/f control

### 1. 서 론

영구자석 동기 전동기는 출력 밀도와 효율이 높고 속도 응답성이 뛰어나 팬, 펌프, 송풍기와 같이 속도를 제어할 필요로 하는 분야부터 CNC 선반(Computerized Numerical Control Machine), 엘리베이터, 로봇과 같이 순시 토크 및 위치 제어가 필요한 분야까지 널리 사용된다.

정밀한 순시 토크 제어가 필요한 경우 회전자 자속 위치를 기준으로 자속 발생 전류와 토크 발생 전류를 분리시켜 제어하는 벡터 제어(Vector control)가 사용된다. 하지만 팬, 펌프, 송풍기와 같이 빠른 제어 응답 특성을 필요로 하진 않는 분야에서는 복잡한 구조의 벡터 제어보다는 간단한 스칼라 제어(Scalar control)가 많이 사용된다.

V/f 스칼라 제어는 고정자 인가 주파수에 비례하여 고정자 전압의 크기를 증가시키며, 제어 방법이 간단하고 회전자 위치 정보가 필요하지 않다는 장점이 있어 범용 분야에 널리 사용된다. 동기 전동기의 회전자에 댄퍼 권선(Damper winding)이 감겨있는 경우 초기 구동 혹은 급격한 부하 변동 시에도 탈조(Loss of Synchronism, LOS)의 위험을 방지할 수 있다. 하지만 공간, 비용 등의 제약으로 인해 회전자에 댄퍼 권선을 추가할 수 없는 경우 개루프 센서리스(Open-loop sensorless) V/f 제어 시 고정자와 회전자의 동기(Synchronism) 속도를 보장할 수 없으며, 특정 주파수 이상의 영역에서 불안정한 제어 특성을 보인다<sup>[1]-[6]</sup>.

이에 입력 전력 혹은 고정자 전류의 변동을 측정하여 고정자 지령 전압 벡터의 속도를 보상하는 폐루프(Closed-loop) 센서리스 V/f 제어가 제안되었으며<sup>[1]-[6]</sup>, 이를 통해 전 속도 영역에서 PMSM을 안정적으로 구동할 수 있다. 하지만, 인버터의 스위치와 다이오드의 온-저항(On-resistance)에 의한 전압 강하(On-state voltage drop) 및 인버터 스위치 단락을 방지하기 위한 데드 타임(Dead-time)에 의해 초기 구동 시 모터에 부족한 전압이 인가될 경우 여전히 회전자 탈조 또는 과전류(Over-

Paper number: TKPE-2020-25-5-8

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

<sup>†</sup> Corresponding author: kibok.lee@inu.ac.kr, Dept. of Mechatronics Engineering, Incheon Nat'l University  
Tel: +82-32-835-8684

<sup>1</sup> Dept. of Mechatronics Engineering, Incheon Nat'l University  
Manuscript received Jul. 17, 2020; revised Aug. 3, 2020;  
accepted Aug. 21, 2020

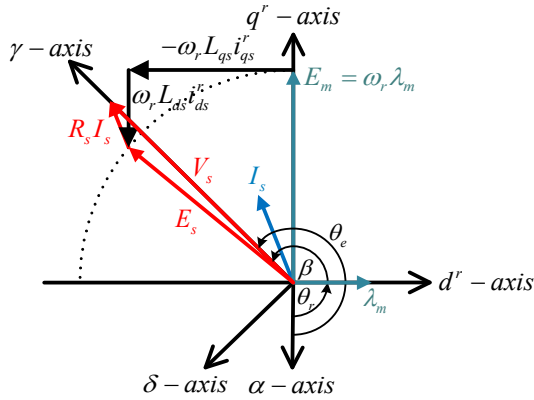


Fig. 1. Steady-state vector diagram of the V/f controlled PMSM.

current)의 위험이 있다<sup>[7],[8]</sup>. 이는 전동기에 기계적 스트레스(Stress)와 진동을 발생 또는 과전류에 의한 열로 모터 손상을 입을 수 있다<sup>[9]</sup>. 따라서 PMSM의 V/f 제어를 이용한 초기 구동 시 전압 부족에 의한 탈조를 방지할 수 있는 방안이 필요하다.

PMSM의 V/f 제어 시 저속에서의 전압 부족 문제를 해결하기 위해 초기 구동 전압을 인가하는 방법(Voltage boost)을 사용할 수 있다<sup>[10],[11]</sup>. 그러나 부하나 전동기 구동 환경에 따른 적절한 초기 구동 전압을 계산하기 어렵다. 다른 방법으로 전동기 제정수와 센서를 통해 측정된 전류로 구동 전압을 계산하는 방법이 있다<sup>[11],[12]</sup>. 하지만 입력 전압 계산 시 고정자 저항, 회전자 자속과 같은 전동기 제정수에 의존하며, 일반적으로 3Hz 미만의 주파수에서는 안정화 루프(Stabilizing loop)를 가동하지 않으므로 저속에서의 안정성을 보장할 수 없다.

한편, 영구자석 전동기의 초기 구동을 위한 방법으로 I/f 제어가 제안되었다<sup>[7],[8],[13]-[20]</sup>. I/f 제어는 고정자 전류의 크기를 일정하게 유지하며 주파수만 가변하는 스칼라 제어로, 정격 이하의 부하 조건에서 회전자 초기 위치와 관계없이 전동기를 안정적으로 구동시킬 수 있다<sup>[13]</sup>. I/f 제어는 영구자석 동기 전동기의 안정적인 초기 구동을 가능하게 하지만, 부하와 상관없이 정격 전류를 지령하므로 고정자 동손이 증가하여 효율이 낮다는 단점이 있다. 따라서 전동기의 초기 구동 후 V/f 제어로의 전환이 필요하다.

본 논문에서는 소신호 분석(Small signal analysis)을 이용하여 V/f 제어와 I/f 제어의 안정도를 분석한다. 이를 통해 고정자 전류의 변동 성분을 이용한 V/f 제어의 안정화 루프 이득(Gain) 설계와 I/f 제어의 P, I 이득 설계 방법을 제안한다. 또한, I/f 제어에서 V/f 제어로의 전환 시 발생할 수 있는 전류 및 토크 리플(Ripple)을 최소화하기 위한 전환 방법을 제안하며, 3kW급 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM)를 이용해 실험하여 제안한 방법의 타당성을 증명한다.

## 2. PMSM의 V/f 제어

그림 1은 회전자 자속을 기준으로 회전하는  $d-q$  축 동기 좌표계와 고정자 지령 전압의 속도로 회전하는  $\gamma-\delta$  축 동기 좌표계에서 PMSM의 V/f 제어 시 정상 상태 벡터도를 보여주고 있다.  $d$  축은 회전자 자속  $\lambda_m$ 의 위치,  $\gamma$  축은 고정자 전압  $V_s$ 의 위치에 정렬되어 있다.  $\theta_r$ 은 정지좌표계의  $\alpha$  축을 기준으로 한 회전자 자속의 위치이며  $\theta_e$ 는  $\alpha$  축을 기준으로 한 지령 전압의 위치,  $\beta$ 는 고정자 전압  $V_s$ 와 회전자 자속  $\lambda_m$  사이의 각도,  $\omega_r$ 은 회전자 속도,  $\omega_e$ 는 고정자 전압 벡터의 속도이며,  $L_{ds}$ ,  $L_{qs}$ 는  $d-q$  축 고정자 인덕턴스를 나타낸다.

고정자 인가 전압은 고정자 저항 전압 강하(Stator resistance voltage drop) 성분과 역기전력(Back-electromotive Force, Back-EMF) 성분으로 구성되며 다음 식으로 표현된다<sup>[1]</sup>.

$$V_s = R_s I_{\gamma 0} + \sqrt{E_s^2 + (R_s I_{\gamma 0})^2} - (R_s I_s)^2 \quad (1)$$

여기서  $E_s$ 는 고정자 자속에 의해 유기된 역기전력,  $R_s$ 는 고정자 저항,  $I_{\gamma}$ 는  $\gamma$  축 고정자 전류,  $I_s$ 는 고정자 전류 벡터의 크기를 의미하며, 우측 아래 첨자 0은 정상상태 구동점에서의 값을 의미한다.

인가된 고정자 전압의 크기를 적게 하고, 무부하 전류의 크기를 최소화하기 위해 고정자 자속  $\lambda_s$ 를 회전자 자속  $\lambda_m$ 과 같은 크기로 제어하는 일정 자속 제어(Constant flux control)가 주로 사용된다. 이때 고정자 자속에 의해 유기된 역기전력  $E_s$ 는 회전자 자속에 의해 유기되는 역기전력  $E_m$ 과 같다.

$$E_s = E_m = \omega_0 \lambda_m \quad (2)$$

### 2.1 PMSM의 개루프(Open-Loop) V/f 제어

PMSM의  $d-q$  축 동기 좌표계에서의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p i_{ds}^r &= -\frac{R_s}{L_{ds}} i_{ds}^r + \omega_r \frac{L_{qs}}{L_{ds}} i_{qs}^r + \frac{v_{ds}^r (= V_s \cos(\beta))}{L_{ds}} \\ p i_{qs}^r &= -\frac{R_s}{L_{qs}} i_{qs}^r - \omega_r \frac{L_{ds}}{L_{qs}} i_{ds}^r - \frac{\lambda_m}{L_{qs}} \omega_r + \frac{v_{qs}^r (= V_s \sin(\beta))}{L_{qs}} \\ p \omega_r &= \frac{3}{2} \left( \frac{n}{2} \right)^2 \frac{1}{J} [(L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r + \lambda_m] i_{qs}^r - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{n}{2J} T_L \\ p \beta &= \omega_e - \omega_r \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $i_{ds}^r$ ,  $i_{qs}^r$ 는  $d-q$  축 고정자 전류,  $v_{ds}^r$ ,  $v_{qs}^r$ 는  $d-q$  축 고정자 전압,  $n$ 은 극수,  $J$ 는 회전자 관성,  $B$ 는 마찰 계수,  $T_L$ 은 부하 토크를 의미하며,  $p$ 는 미분 연산자이다.

정상상태에서 식 (3)의 4개의 비선형 상태방정식의 상태 변수  $x$ 를 직류 성분인 정상상태 구동점( $X$ )과 교류 성분인 변동 성분( $\Delta x$ )의 합으로 표현하여 소신호 분석

TABLE I  
TEST SPMSM PARAMETERS

| Parameter                   | Value                        |
|-----------------------------|------------------------------|
| Rated Power                 | 3.0 kW                       |
| Rated Speed                 | 1500 rpm                     |
| Rated Torque                | 16 N·m                       |
| Rated Voltage (line - line) | 220 V <sub>rms</sub>         |
| Phase Current               | 7.8 A <sub>rms</sub>         |
| Pole                        | 8                            |
| Stator Resistance           | 0.158 Ω                      |
| d-axis Stator Inductance    | 6.3 mH                       |
| q-axis Stator Inductance    | 6.3 mH                       |
| Flux Linkage                | 0.264 V·s                    |
| Inertia                     | 0.01 N·m/rad·s <sup>-2</sup> |
| Switching Frequency         | 5 kHz                        |

을 할 수 있다. 이를 통해 선형화한 상태방정식은 다음의 형태를 가진다.

$$p\Delta x = A(X)\Delta x + B(X)\Delta u \quad (4)$$

여기서  $\Delta x$ 는 상태 변수  $x$ 의 변동 성분 행렬,  $\Delta u$ 는 입력 변수  $u$ 의 변동 성분 행렬,  $A(X)$ 는 상태전이행렬(State transition matrix),  $B(X)$ 는 입력 행렬(Input matrix)을 의미한다<sup>[1]</sup>.

상태전이행렬  $A(X)$ 의 고유값은 시스템의 극점과 같고, 주파수에 따른 극점의 위치를 그린 근궤적 선도(Root locus)를 통해 시스템의 안정도를 분석한다.

식 (3)을 선형화한 뒤 표 1의 제정수를 적용해 구현 개루프 V/f 제어 시 근궤적 선도가 그림 2에 보인다. 그림 2(a)는 무부하 조건에서 SPMSM의 개루프 V/f 제어 시 주파수에 따른 근궤적 선도, 그림 2(b)는 무부하, 반부하, 전 부하 조건에서의 회전자 근궤적 선도이다. 근궤적 선도에서 확인할 수 있듯이 개루프 V/f 제어의 경우 특정 주파수(약 19Hz) 이상의 영역에서 회전자 극점이 불안정한 영역으로 넘어가는 것을 확인할 수 있다. 회전자 극점이 안정한 영역에 위치하기 위해서는 추가적인 댐핑 성분이 필요하다<sup>[1]-[5]</sup>.

## 2.2 PMSM의 폐루프(Closed-Loop) V/f 제어

PMSM의 개루프 V/f 제어 시 특정 주파수 이상의 영역에서 전동기가 불안정해지는 현상을 방지하기 위해 추가적인 속도 보상 성분을 인가하는 방법들이 제안되었으며<sup>[1]-[6]</sup>, [1]에서는 입력 전력의 변동 성분을 이용하여 속도 보상 성분을 인가하는 방법을 제안하였다.

$$\begin{aligned} \Delta\omega_e &= -k_p\Delta p_e \\ k_p &= \frac{c_1}{\omega_0} \end{aligned} \quad (5)$$

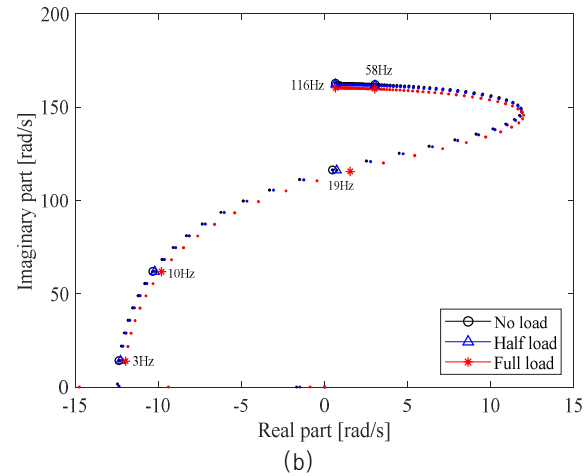
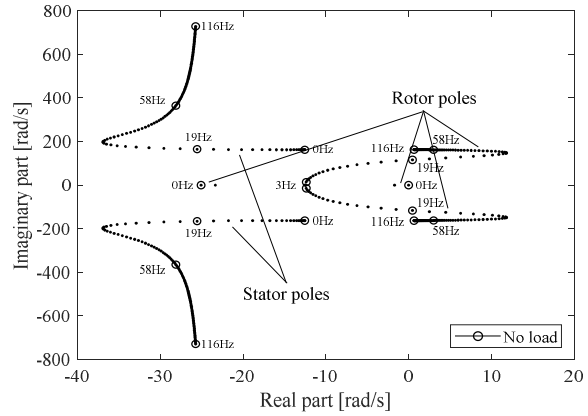


Fig. 2. (a) Eigenvalue plot of the open-loop V/f controlled SPMSM under no load, (b) Rotor poles of the open-loop V/f controlled SPMSM under different load conditions.

여기서  $\Delta\omega_e$ 는 속도 보상 성분,  $\Delta p_e$ 는 입력 전력의 변동 성분,  $k_p$ 는 안정화 루프 이득이다.  $c_1$ 은 안정화 루프 상수로 주파수에 따른 극점이 안정한 영역에 위치하도록 적절한 상수로 선정되며 부호는 양수이다.

본 논문에서는 입력 전력이 아닌 고정자 전류를 이용해 속도 보상 성분을 인가하는 방법<sup>[2]</sup>을 이용한다.

$\gamma$ - $\delta$ 축 동기 좌표계에서 입력 전력은 식 (6)과 같다.

$$p_e = \frac{3}{2}v_\gamma i_\gamma \quad (6)$$

V/f 제어 시 정상 상태에서 지령 전압인  $v_\gamma$ 가 일정하다고 가정하면 입력 전력의 변동은  $i_\gamma$ 의 변동에 의해서만 발생한다. 따라서  $i_\gamma$ 의 변동 성분을 이용하여 속도 보상 성분을 인가하면 입력 전력의 계산 없이 부하 변동에 따른 PMSM의 탈조를 방지할 수 있으며, 본 논문에서 이용하는 속도 보상 성분은 다음과 같다.

$$\Delta\omega_e = -k_c\Delta i_\gamma \quad (7)$$

여기서  $k_c$ 는 안정화 루프 이득으로 부호가 양수인 상수

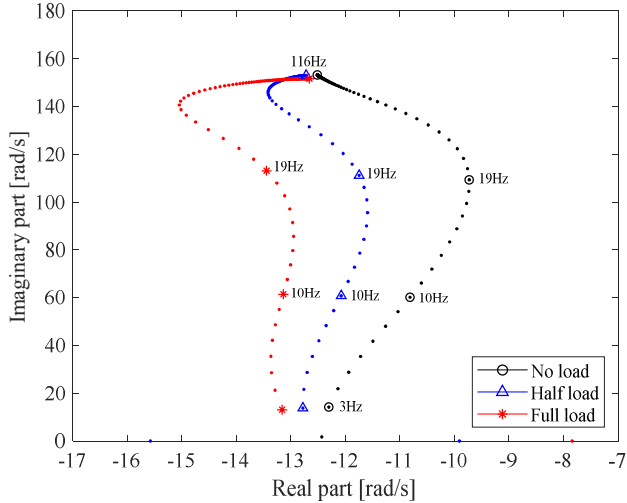


Fig. 3. Rotor poles of the closed-loop V/f controlled SPMSM under different load conditions.

이며,  $\Delta i_\gamma$ 는  $i_\gamma$ 의 변동 성분이다.

$i_\gamma$ 의 변동 성분인  $\Delta i_\gamma$ 는  $i_\gamma$ 를 고역 통과 필터(High-pass filter)에 통과시켜 구할 수 있으므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \omega_e = -k_c \Delta i_\gamma = -k_c \left( \frac{\tau_h s}{\tau_h s + 1} i_\gamma \right) \quad (8)$$

여기서  $\tau_h$ 는 필터 시정수(Time-constant)이다.

식 (8)을 시간 영역(Time domain)에서 표현하면 식 (9)와 같다.

$$\tau_h p \Delta \omega_e + \Delta \omega_e = -k_c \tau_h p i_\gamma \quad (9)$$

$i_\gamma$ 를  $d$ - $q$ 축 동기 좌표계에서 표현하면 다음과 같다.

$$i_\gamma = i_{ds}^r \cos(\beta) + i_{qs}^r \sin(\beta) \quad (10)$$

식 (10)을 식 (9)에 대입한 후 식 (3)을 이용하여 정리하면 다음의 추가 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$p \Delta \omega_e = \begin{cases} -k_c \cos(\beta) p i_{ds}^r - k_c \sin(\beta) p i_{qs}^r \\ + k_c [i_{ds}^r \sin(\beta) - i_{qs}^r \cos(\beta)] p \beta - \frac{1}{\tau_h} \Delta \omega_e \end{cases} \quad (11)$$

식 (11)을 식 (3)의 상태방정식에 추가하여 선형화한 뒤 표 1의 제정수를 적용하여 구한 폐루프 V/f 제어 시 회전자 근계적 선도가 그림 3에 보인다. 안정화 루프 이득( $k_c=0.88$ )과 필터 시정수( $\tau_h=0.01s$ )는 온도, 전류, 주파수에 따른 전동기 제정수의 변동을 고려하여 입력 주파수에 따른 모든 극점이 안정한 영역에 위치하도록 선정되었다. 주파수에 따른 모든 극점이 안정한 영역에 위치하여 정상상태에서 전동기가 안정적으로 구동될 수 있음을 알 수 있다.

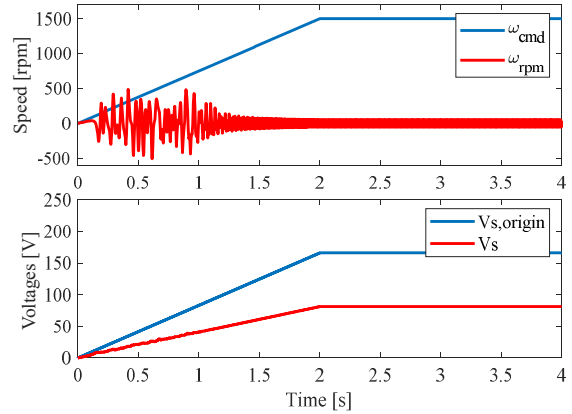


Fig. 4. Loss of synchronism (LOS) of SPMSM in under-voltage condition (V/f ratio=0.49 [pu]).

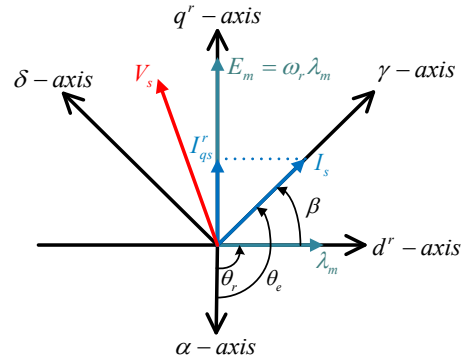


Fig. 5. Steady-state vector diagram of the I/f controlled PMSM.

### 2.3 PMSM의 V/f 초기 구동 시 전압 부족에 의한 탈조(Loss of Synchronism, LOS) 현상

그림 4는 표 1의 제정수를 적용하여 SPMSM의 V/f 제어 시 전압이 부족하게 인가되는 경우를 보여주기 위해 V/f 비율을 0.49배로 감소시킨 경우이다. 그림에서 볼 수 있듯이 정격 속도까지의 램프 업(Ramp up) 중 지령 속도를 추종하지 못하고 탈조되었다. 탈조가 발생하는 시점인 0.12초에서의 지령 속도는 6Hz(90rpm)이며, 정상 전압 대비 4.39V가 부족하다.

1절에서 설명했듯이 PMSM의 V/f 제어 시 지령 전압은 전동기 제정수인 고정자 저항  $R_s$ 와 회전자 자속  $\lambda_m$ 의 영향을 받는다. 또한 인버터의 스위치 또는 다이오드의 온-저항에 의해 전압 강하가 발생하고, 스위치의 단락을 방지하기 위한 데드 타임의 보상이 적절히 이루어지지 못하면 전압 부족 현상이 발생하게 된다. 전동기에 전압이 적절하게 인가되지 못하면 초기 구동 시 저속에서 고정자 권선에 과전류가 흐르거나 탈조될 수 있다 [7],[8]. PMSM의 초기 구동 중 탈조가 발생하면 전동기에 기계적 스트레스와 진동이 발생하며 고정자 권선에 과전류가 흘러 발생한 열로 인해 손상을 입을 수 있다 [9]. 따라서 PMSM의 V/f 제어를 이용한 초기 구동 시 전압 부족에 의한 탈조를 방지할 수 있는 대책이 필요하다.

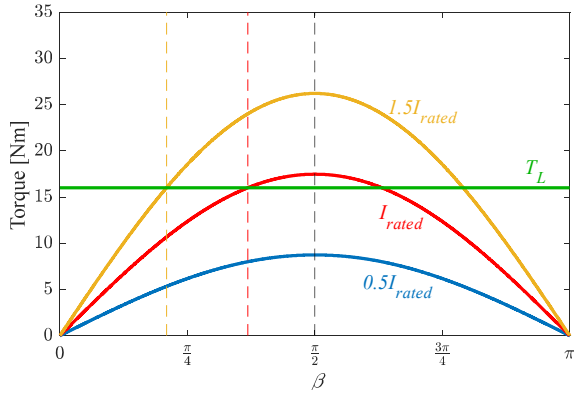


Fig. 6. Torque characteristic curves of the open-loop I/f controlled SPMSM under different current commands.

### 3. PMSM의 I/f 제어

본 논문에서는 PMSM의 V/f 제어 시 초기 구동 중에 전압 부족으로 인해 발생할 수 있는 탈조를 방지하기 위한 방안으로 I/f 제어를 사용한다. 그림 5는 PMSM의 I/f 제어 시 정상상태 벡터도이며, 전압을  $\gamma$ 축에 지령하던 V/f 제어와 달리 전류를  $\gamma$ 축에 지령한다.  $\theta_e$ 는  $\alpha$ 축을 기준으로 한 지령 전류 벡터의 위치이고,  $\beta$ 는 지령 전류 벡터  $I_s^*$ 와 회전자 자속  $\lambda_m$  사이의 각도,  $\omega_e$ 는 지령 전류 벡터의 속도를 나타낸다.

I/f 제어 시  $d-q$ 축 동기 좌표계에서의  $q$ 축 전류는 다음과 같다.

$$i_{qs}^r = i_\gamma \sin(\beta) + i_\delta \cos(\beta) \quad (12)$$

전류 벡터  $I_s^*$ 가  $\gamma$ 축에 위치하여  $\delta$ 축 전류  $i_\delta$ 가 0이라고 가정하면 SPMSM의 출력 토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{n}{2} \right) \lambda_m i_{qs}^r = \frac{3}{2} \left( \frac{n}{2} \right) \lambda_m i_\gamma \sin(\beta) \quad (13)$$

식 (13)을 바탕으로 표 1의 제정수를 적용하여 I/f 제어 시 SPMSM의 토크 특성 곡선(Torque characteristic curve)을 그리면 그림 6과 같다.

$T_e = T_L$ 인 운전점 중  $\beta < \pi/2$ 인 지점에서 운전하는 경우 외란에 의해  $\beta$ 가 감소하면  $T_e < T_L$ 이므로 회전자 속도가 감소한다. 정상상태에서 지령 전류 벡터의 속도  $\omega_e$ 는 일정하므로 식 (3)의 4번째 식에 의해  $\beta$ 는 다시 증가하여 원래의 운전점을 찾아가며,  $\beta$ 가 증가하는 경우도 원래의 운전점을 찾아가게 된다.

하지만  $\beta > \pi/2$ 인 운전점의 경우 외란에 의해  $\beta$ 가 감소하면  $T_e > T_L$ 이므로 회전자 속도가 증가하여 식 (3)의 4번째 식에 의해  $\beta$ 는 계속 감소하면서 원래의 운전점을 유지하지 못하게 된다. 마찬가지로  $\beta$ 가 증가하는 경우도 원래의 운전점을 유지하지 못한다.

그러므로 SPMSM의 I/f 제어 시 안정적인 구동을 위해

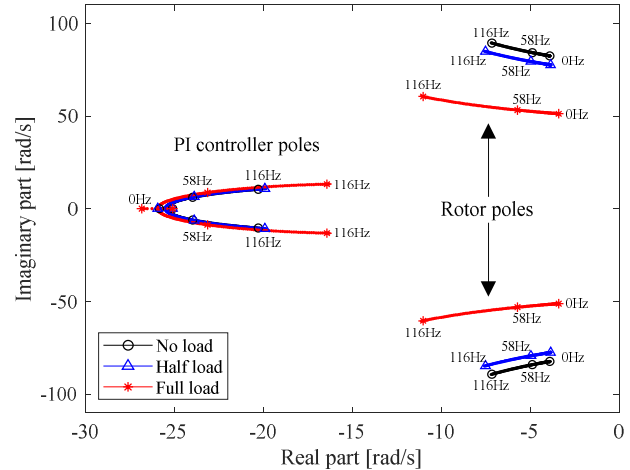


Fig. 7. Rotor poles of the I/f controlled SPMSM under different load conditions.

서는  $\beta < \pi/2$ 인 조건을 만족해야 하며  $\beta$ 는  $\pi/2$ 로부터 적절한 여유를 가져야 한다. 따라서 지령 전류의 크기는 부하 토크와 초기 구동 시 속도의 기울기를 고려하여 적절하게 선정해야 한다<sup>[13],[14]</sup>. 본 논문에서는 정격 전류를 지령하고, 영속에서부터 정격 속도까지의 초기 구동 시간은 2초로 선정한다.

PMSM의 I/f 제어 시 전류는  $\gamma-\delta$ 축 2개의 PI 제어기를 통해 제어되며 PI 제어기의 출력은 전압이다. 따라서  $v_\gamma, v_\delta$ 는 다음의 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} v_\gamma &= \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_\gamma^* - i_\gamma) \\ v_\delta &= \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_\delta^* - i_\delta) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서  $v_\gamma, v_\delta$ 는  $\gamma-\delta$ 축 전압,  $K_p, K_i$ 는 PI 제어기의 P, I 이득을 의미하며 우측 윗첨자 \*는 지령값을 의미한다. 본 논문에서는  $\gamma$ 축에 정격 전류를 지령하므로  $i_\gamma^*, i_\delta^*$ 는 각각  $I_s, 0$ 과 같다.

식 (14)의 전압 및 전류를  $d-q$ 축 동기 좌표계로 좌표 변환한 뒤 PMSM의 비선형 상태방정식 (3)을 이용하여 정리하면 다음의 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} p v_{ds}^r &= -K_p i_{ds}^r - \left( K_p i_{qs}^r + v_{qs}^r \right) p \beta - K_i i_{ds}^r + K_i I_s \cos(\beta) \\ p v_{qs}^r &= -K_p i_{qs}^r + \left( K_p i_{ds}^r + v_{ds}^r \right) p \beta - K_i i_{qs}^r + K_i I_s \sin(\beta) \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)를 식 (3)에 추가하여 선형화한 뒤 표 1의 제정수를 적용하여 I/f 제어 시 근궤적 선도를 그리면 그림 7과 같다. I/f 제어 시  $\gamma-\delta$ 축 PI 제어기의 이득은 극점-영점 제거 기법(Pole-zero cancellation method)을 통해 선정하였으며, 제어기의 대역폭  $\omega_{cc}$ 는 스위칭 주파수의 1/10로 선정하였다.

$$\begin{aligned} K_p &= L_{ds} \omega_{cc} = L_{qs} \omega_{cc} \\ K_i &= R_s \omega_{cc} \end{aligned} \quad (16)$$

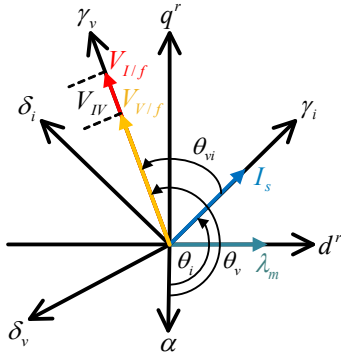


Fig. 8. Vector diagram to align voltage phase for transition from I/f to V/f control.

그림 7에서 주파수에 따른 모든 극점이 안정한 영역에 위치하므로 I/f 제어를 이용하면 역기전력 상수  $\lambda_m$ 의 오차와 관계없이 정격 전류 정보만으로 PMSM의 안정한 초기 구동이 가능하다.

#### 4. I/f 제어에서 V/f 제어로의 전환 기법

I/f 제어는 PMSM의 안정적인 초기 구동을 가능하게 하지만, 부하와 관계없이 항상 정격 전류를 지령하므로 동손 증가에 의한 시스템 효율 저하를 야기할 수 있다. 이러한 효율 저하를 해결하기 위해서는 저속 이상의 속도에서 V/f 제어로의 전환이 필요하다.

그림 8은 I/f 제어에서 V/f 제어로의 전환 시 두 제어의 정상상태 벡터도를 보여준다.  $\gamma_i - \delta_i$  축은 I/f 제어의 좌표축,  $\gamma_v - \delta_v$  축은 V/f 제어의 좌표축이며  $\theta_i$  및  $\theta_v$ 는 각각 정지좌표계  $\alpha$  축으로부터  $\gamma_i, \gamma_v$  축의 위상을 의미하고,  $\theta_{vi}$ 는  $\gamma_i$  축과  $\gamma_v$  축 사이의 각도로, 정상상태에서는 역률각(Power factor angle)을 의미한다.  $V_{I/f}$ 와  $V_{V/f}$ 는 각각 I/f 제어와 V/f 제어의 지령 전압 벡터이다.

I/f 제어에서 V/f 제어로의 전환 시 I/f 제어기가 지령하는 전압 벡터  $V_{I/f}$ 와 V/f 제어기가 지령하는 전압 벡터  $V_{V/f}$ 의 크기는  $V_{IV}$  만큼의 차이를 가진다.

$$V_{IV} = V_{I/f} - V_{V/f} \quad (17)$$

I/f 제어를 이용한 PMSM의 초기 구동 후 V/f 제어로 전환 시 단순 스위칭을 할 경우 전동기에 인가되는 전압 벡터의 크기는  $V_{IV}$  만큼의 차이를 가지는 계단(Step) 형태를 띠게 되며 전류 및 속도 리플을 야기할 수 있다.

그림 9는 무부하 상태에서 I/f 제어를 이용해 1000 rpm까지 구동 후 I/f 제어에서 V/f 제어로 전환한 경우로, 고정자 인가 전압이 계단 형태로 변화한 시뮬레이션 결과이다. V/f 제어로 전환 시 급격한 전압 변동으로 인해 전류 및 속도에 리플이 발생한 것을 볼 수 있다.

부드러운 전환을 위해서는 전환 시 전동기에 인가되는 전압을  $V_{I/f}$ 에서  $V_{V/f}$ 로 부드럽게 감소시킬 필요가

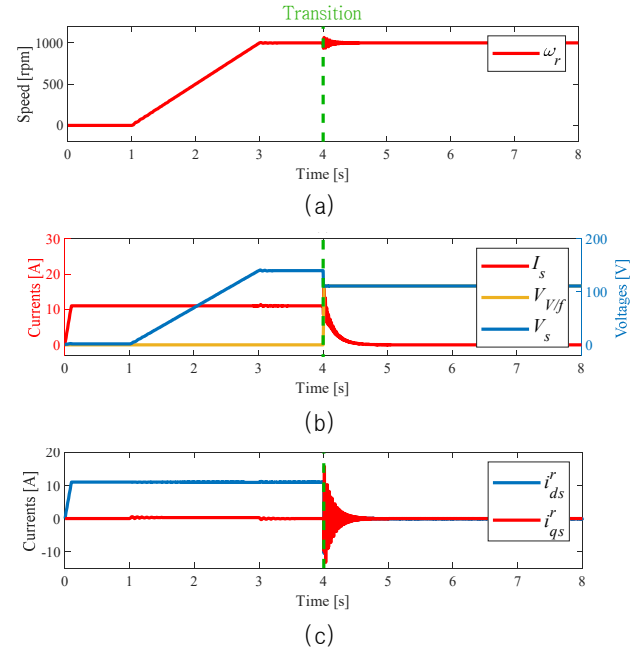


Fig. 9. Transition from I/f to V/f control by step in steady-state under no load. (a) Rotor speed, (b) The magnitude of the stator voltage command and the stator current, (c) d-q axis currents.

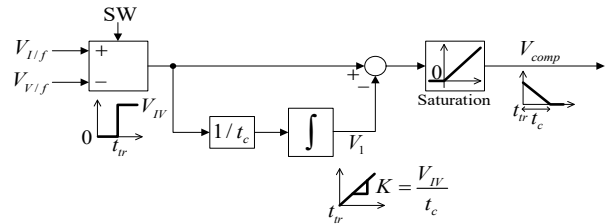


Fig. 10. Block diagram of the voltage magnitude compensation during the transition from I/f to V/f control.

있다. 본 논문에서는 전환 시점에서 전압 보상 성분  $V_{comp}$ 를 이용한 부드러운 전환 방법을 제안한다.

그림 10은 전압 보상 성분  $V_{comp}$ 를 생성하기 위한 블록도이다. SW는 전환 이전에는 0의 값을 가지고 전환 이후 1의 값을 가지는 전환 신호이다. 전환 시점  $t_{tr}$ 에서 전환 신호 SW가 입력되면  $V_{I/f}$ 와  $V_{V/f}$ 의 차이인  $V_{IV}$ 를 계산하여 계단 함수로 지령한다. 전압 보상 시간  $t_c$ 가 정해지면 적분 이득을  $1/t_c$ 로 선정하여  $V_{IV}$ 를 적분한다.  $V_{IV}$ 는 상수이므로 적분기의 출력은 기울기  $K = V_{IV}/t_c$ 인 1차 함수 형태의  $V_1$ 이 된다.

$$V_1 = \int_{t_{tr}}^t \frac{V_{IV}}{t_c} dt = \frac{V_{IV}}{t_c} (t - t_{tr}) \quad (18)$$

이후 스텝 지령  $V_{IV}$ 에서  $V_1$ 을 빼주면 전압 보상 성분  $V_{comp}$ 를 구할 수 있다.

$$V_{comp} = V_{IV} - V_1 \quad (19)$$

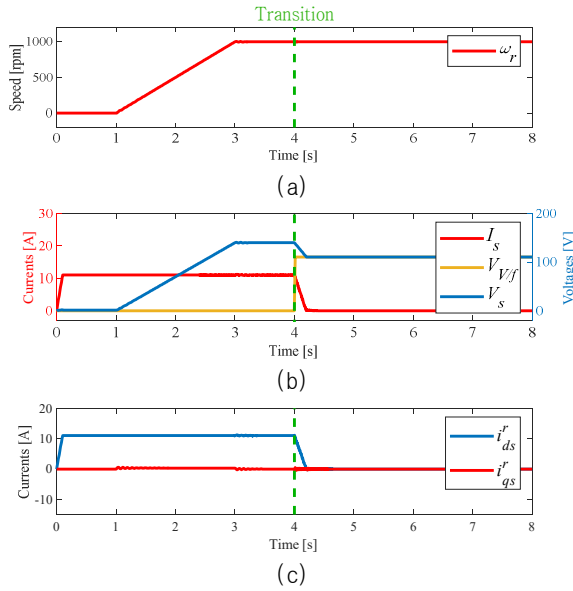


Fig. 11. Transition from I/f to V/f control by voltage compensation in steady-state under no load. (a) Rotor speed, (b) The magnitude of the stator voltage command and the stator current, (c) d-q axis currents.

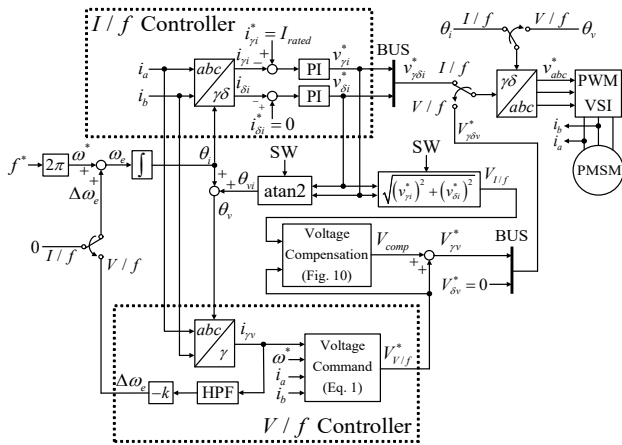


Fig. 12. Complete control scheme of transition from I/f to V/f control for PMSM.

따라서  $V_{comp}$ 는 전환 시점  $t_{tr}$ 에서의 초기값이  $V_{IV}$ 이면서 보상 시간  $t_c$  후인  $t = t_{tr} + t_c$ 에서 0인 값을 갖는다. 이후  $V_{comp}$ 의 최소값 제한을 0으로 설정해 추가적인 전압의 감소를 방지한다.

전환 이후 보상 시간인  $t_c$  동안 고정자 전압의 크기는 다음과 같다.

$$V_s = V_{V/f} + V_{comp} \quad (20)$$

본 논문에서는 전압 변동에 따른 모터의 불안정성을 방지하기 위해 전압 보상 시간  $t_c$ 를 모터의 전기 시정수 ( $L_s/R_s=0.04s$ )의 5배인 0.2초로 설정한다.

그림 11은 부드러운 전환을 위해 제안된 전압 보상 방법이 적용된 경우로 전압이 서서히 감소하여 전류 리플

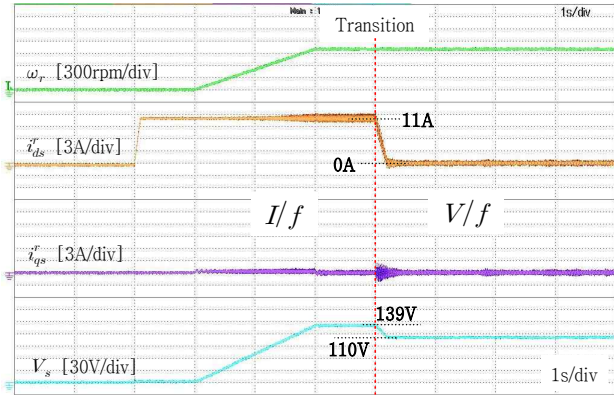


Fig. 13. Transition from I/f to V/f control with the voltage compensation under the constant speed and the no load. Rotor speed (green line), d-axis current (orange line), q-axis current (purple line), and stator voltage (cyan line).

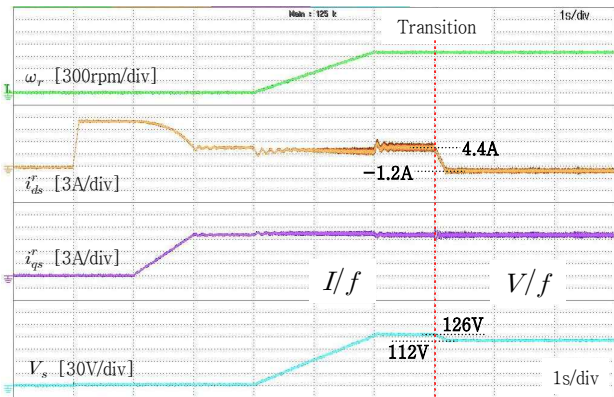


Fig. 14. Transition from I/f to V/f control with the voltage compensation under the constant speed and the full load. Rotor speed (green line), d-axis current (orange line), q-axis current (purple line), and stator voltage (cyan line).

이 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다. 표 1의 제정수를 적용하여 시뮬레이션 하였다. 그림 11(b)에서 전환 이후 입력 전압은 보상 설정 구간인 0.2초 동안 램프 형태로 감소하며, 전압 보상 성분이 0이 된 이후에는 V/f 제어가 지령하는 전압이 전동기에 입력된다. 그림 11(c)에서 볼 수 있듯이 I/f 제어에서 V/f 제어로 전환 시 d축 전류가 감소되는 것을 확인할 수 있다.

그림 12는 제안한 전환 기법의 전체 블록도를 나타낸다. I/f 제어를 이용한 초기 구동 후 V/f 제어로의 전환 시 전환 시점에서 atan2를 이용해  $\gamma_i - \delta_i$  축 동기 좌표계에서의 전압 벡터 위상을 계산하여  $\gamma_v - \delta_v$  축 동기 좌표계로 좌표계를 변환한다. 또한 전환 시점에서  $V_{I/f}$ 와  $V_{V/f}$ 의 차이인  $V_{IV}$ 를 계산하여 전압 보상 성분  $V_{comp}$ 를 생성한 후 V/f 제어기의 전압 지령에 더해준다.  $\theta_{vi}$ 와  $V_{I/f}$ 는 전환 시점에서 한 번의 계산 이후 값을 유지한다. 전환 이전에는 V/f 제어기를 구동시키지 않으며, 전환 이후에는 I/f 제어기를 구동시키지 않아 불필요한 계산을 피한다.

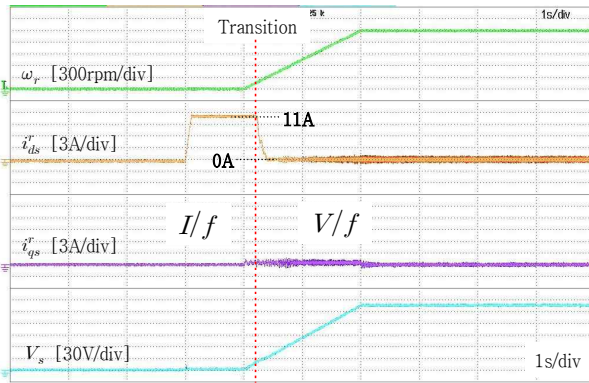


Fig. 15. Transition from I/f to V/f control with the voltage compensation in transient-state under the no load. Rotor speed (green line), d-axis current (orange line), q-axis current (purple line), and stator voltage (cyan line).

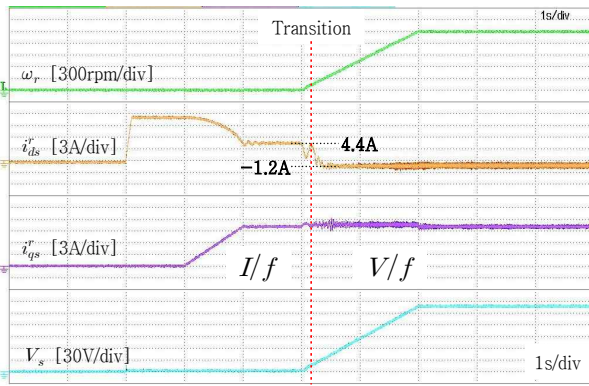


Fig. 16. Transition from I/f to V/f control with the voltage compensation in transient-state under the full load. Rotor speed (green line), d-axis current (orange line), q-axis current (purple line), and stator voltage (cyan line).

## 5. 실험

제안된 전환 방법의 타당성을 증명하기 위해 표 1의 제정수를 가진 3kW급 SPMSM을 이용한 실험을 진행하였다. 일반적으로 V/f 또는 I/f 스칼라 제어는 회전자의 위치 정보를 필요로 하지 않기 때문에  $d$ - $q$ 축 전류를 확인할 수 없다. 이 실험에서는 제안된 방법의 성능을 검증하기 위한 목적으로 속도 센서를 이용하여 회전자의 위치를 알아내고  $d$ - $q$ 축 전류를 계산하여 나타내었다.

그림 13은 무부하 시 1000rpm까지 I/f 제어를 이용한 초기 구동 후 정상 상태에서 V/f 제어로 전환한 경우이다. 우선 I/f 제어 초기에  $q$ 축 전류를 정격 전류까지 증가시켜 회전자의  $d$ 축을  $q$ 축에 정렬시킨다. 이후 전류 벡터를 지령 속도로 회전시켜 1000rpm까지 구동한 이후 정상상태에서 V/f 제어로 전환시킨다. 전환 이후 0.2초 동안 제안된 전압 보상 방법에 의해 고정자 전압( $V_s$ )의 크기가 줄어들면서  $d$ 축 전류( $i_{ds}^r$ )가 부드럽게 감소하는

것을 볼 수 있다. 전환 이후 약간의  $q$ 축 전류( $i_{qs}^r$ ) 리플이 발생하나 V/f 제어의 안정화 루프가 가동되면서 빠르게 안정한 상태로 돌아가는 것을 볼 수 있다.

그림 14는 회전자를  $q$ 축에 정렬시킨 뒤 부하를 정격 부하까지 증가시킨 경우이다. 부하가 증가함에 따라  $q$ 축 전류( $i_{qs}^r$ )가 증가하는 것을 볼 수 있다. 이후 1000rpm까지 I/f 제어를 이용한 초기 구동 후 정상 상태에서 V/f 제어로 전환시키며, 큰 전류 리플 없이 V/f 제어로 전환되는 것을 확인할 수 있다.

그림 15는 무부하 시, 그림 16은 전 부하 시 정격 속도까지 램프 업 중 I/f 제어에서 V/f 제어로의 전환을 시행한 경우이다. 고정자 전압 지령 주파수가 10Hz(150 rpm)에 도달했을 때 V/f로의 전환을 시작한다. 속도가 증가하는 과도 상태에서의 전환 역시 큰 전류 리플 없이 V/f 제어로 전환되는 것을 확인할 수 있다.

## 6. 결론

본 논문에서는 스칼라 제어를 이용한 PMSM의 안정적인 초기 구동을 위해 I/f 제어를 이용하여 구동 후 V/f 제어로의 전환 기법을 제안하였다. 소신호 분석을 통해 I/f 제어가 전 속도 영역에서 안정하다는 것을 증명하였으며, V/f 제어로의 전환 시 추가적인 전압 보상을 통해 부드러운 전환을 가능하게 하였다. 3kW급 SPMSM을 이용하여 실험을 시행하였으며, 제안한 전환 기법의 타당성을 증명하였다.

이 논문은 인천대학교 2020년도 자체연구비 지원에 의하여 연구되었음.

## References

- [1] P. D. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thogersen, "A sensorless stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *Industry Applications IEEE Transactions*, Vol. 39, No. 3, pp. 783-791, May/June. 2003.
- [2] J. I. Itoh, N. Nomura, and H. Ohsawa, "A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor," in *Power Conversion Conference*, Vol. 3, pp. 1310-1315, Apr. 2002.
- [3] Y. Matsuki and S. Doki, "High stability V/f control of PMSM using state feedback control based on n-t coordinate system," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 ECCE Asia)*, pp. 2224-2228, May 2018.
- [4] Z. Tang, X. Li, S. Dusmez, and B. Akin, "A new

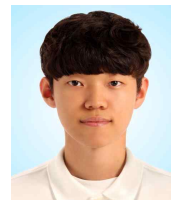


- V/f-based sensorless MTPA control for IPMSM drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 6, pp. 4400–4415, Aug. 2016.
- [5] W. J. Kim and S. H. Kim, “A MTPA control method for sensorless V/f operation of SPMSMs,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, pp. 240–246, Aug. 2018.
- [6] R. Ancuti, I. Boldea, and G. D. Andreescu, “Sensorless V/f control of high-speed surface permanent magnet synchronous motor drives with two novel stabilizing loops for fast dynamics and robustness,” *IET Electric Power Applications*, Vol. 4, No. 3, pp. 149–157, Feb. 2010.
- [7] L. Xu and C. Wang, “Implementation and experimental investigation of sensorless control schemes for PMSM in super-high variable speed operation,” in *Industry Applications Conference 1998, Thirty-Third IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 483–489, Oct. 1998.
- [8] T. Halkosaari, “Optimal U/f-control of high speed permanent magnet motors,” in *Industrial Electronics 2006 IEEE International Symposium*, Vol. 3, pp. 2303–2308, Jul. 2006.
- [9] M. Donolo, P. Donolo, S. Patel, and V. Yedidi, “Performance of synchronous motors loss-of-synchronism protection,” in *Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (PCIC)*, pp. 71–78, Sep. 2017.
- [10] G. D. Andreescu, C. E. Coman, A. Moldovan, and I. Boldea, “Stable V/f control system with unity power factor for PMSM drives,” in *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) 2012 13th International Conference*, pp. 432–438, May 2012.
- [11] S. C. Agarlita, C. E. Coman, G. D. Andreescu, and I. Boldea, “Stable V/f control system with controlled power factor angle for permanent magnet synchronous motor drives,” *Electric Power Applications IET*, Vol. 7, No. 4, pp. 278–286, Jul. 2013.
- [12] S. M. Sue, T. W. Hung, J. H. Liaw, Y. F. Li, and C. Y. Sun, “A new MTPA control strategy for sensorless V/f controlled PMSM drives,” in *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1840–1844, Jun. 2011.
- [13] M. Fatu, R. Teodorescu, I. Boldea, G. D. Andreescu, and F. Blaabjerg, “I-F starting method with smooth transition to EMF based motion-sensorless vector control of PM synchronous motor/generator,” in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 1481–1487, Jun. 2008.
- [14] Z. Wang, K. Lu, and F. Blaabjerg, “A simple startup strategy based on current regulation for Back-EMF-based sensorless control of PMSM,” *Power Electronics IEEE Transactions*, Vol. 27, No. 8, pp. 3817–3825, Feb. 2012.
- [15] A. Borisavljevic, H. Polinder, and J. Ferreira, “Realization of the I/f control method for a high-speed permanent magnet motor,” in *The XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Vol. 4, pp. 2895–2900, Sep. 2010.
- [16] W. Wang, Z. Li, and X. Xu, “A novel smooth transition strategy for BEMF-based sensorless drive startup of PMSM,” in *Intelligent Control and Automation (WCICA) 2014 11th World Congress*, pp. 4296–4301, Jun./Jul. 2014.
- [17] F. Haichao, S. Boyang, and G. Lizhen, “A closed-loop I/f vector control for permanent magnet synchronous motor,” in *2017 9th International Conference on Modelling Identification and Control (ICMIC)*, pp. 965–969, Jul. 2017.
- [18] Y. Yu, D. Chang, X. Zheng, Z. Mi, X. Li, and C. Sun, “A stator current oriented closed-loop I-f control of sensorless SPMSM with fully unknown parameters for reverse rotation prevention,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 10, pp. 8607–8622, Oct. 2018.
- [19] L. I. Epure, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “Hybrid I-f starting and observer-based sensorless control of single-phase BLDC-PM motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 9, pp. 3436–3444, Oct. 2012.
- [20] C. L. Baratieri and H. Pinheiro, “An I-F starting method for smooth and fast transition to sensorless control of BLDC motors,” *Power Electronics Conference (COBEP) 2013*, pp. 836–843, Oct. 2013.



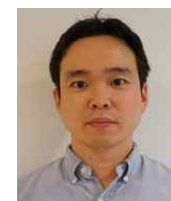
### 김현성(金縣成)

1994년 5월 13일생. 2019년 인천대 기계시스템공학부 졸업. 2019년~현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정.



### 이상민(李相珉)

1995년 2월 4일생. 2020년 인천대 기계시스템공학부 졸업. 2020년~현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정.



### 이기복(李紀福)

2005년 고려대 전기전자공학부 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년 North Carolina State University 전기공학과 졸업(박사). 2007년~2011년 LG전자 HA연구소 주임연구원. 2016년~2018년 General Motors Senior Engineer. 2018년~현재 인천대 메카트로닉스공학과 교수. 당 학회 편집위원 및 학술위원.