

# 단일 인버터를 이용한 표면 부착형 영구자석 동기 전동기 병렬 구동 시스템의 센서리스 구동 방법

이용재<sup>1</sup>, 하정익<sup>†</sup>

## Sensorless Drive for Mono Inverter Dual Parallel Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System

Yongjae Lee<sup>1</sup> and Jung-Ik Ha<sup>†</sup>

### Abstract

This paper presents the sensorless drive method for mono inverter dual parallel (MIDP) surface mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM) drive system. MIDP motor drive system is a technique that can reduce the cost of the multi motor driving system. To maximize this merit of the MIDP motor drive system, the sensorless technique is essential to eliminate the position sensors. This paper adopts an appropriate sensorless method for MIDP SPMSM drive system, which uses the reduced order observer and phase locked loop (PLL) to reduce the calculation burden. The I-F control method is implemented for start-up and low speed operation. The validity and performance of the proposed algorithm are shown via experiments with 600-W SPMSMs.

**Key words:** AC motor drives, DC-AC power conversion, Parallel machines, Permanent magnet motors, Sensorless algorithm

### 1. 서 론

전동기 구동 시스템에 있어 가장 중요한 요소는 효율, 신뢰성, 비용, 전력 밀도 등 이라고 할 수 있다. 적용 분야에 따라 중요하게 여겨지는 요소는 조금씩 달라지나 백색 가전이나, 소형 전동기 구동과 같은 분야에서는 시스템 구성 비용을 줄이는 것이 가장 중요한 설계 요소 중에 하나가 된다. 이러한 산업계의 요구에 따라 센서리스 제어 알고리즘<sup>[1]-[3]</sup>, 저항을 이용한 전류 측정 방법<sup>[4],[5]</sup>, 이중 전동기 구동 시스템<sup>[6]-[14]</sup> 등의 기술들이 개발되었으며, 센서리스 제어 알고리즘과 저항을 이용한 전류 측정 방법 등은 다양한 형태로 실제 제품들에 적용되어 상용화되었다.

이중 전동기 구동 시스템은 다양한 형태로 개발되었으나 2-레그 인버터를 병렬로 사용하는 4-레그 인버터의 형태<sup>[6]</sup>와 DC 링크의 중성단 대신 공통 레그를 사용하는 5-레그 인버터의 형태<sup>[7]</sup>, 혹은 두 개의 전압을 출력하는 dual-output-leg 인버터<sup>[8]</sup>를 이용한 형태가 대표적이라고 할 수 있다. 이처럼 인버터의 구조를 변형하여 인버터 출력 전압의 개수를 늘리는 경우 각 전동기를 독립적인 속도 와 토크로 구동할 수는 있지만 일반적으로 사용되는 삼상 인버터 구조를 그대로 사용할 수 없기 때문에, 시중에서 쉽고 저렴하게 구할 수 있는 전력 반도체 제품군을 사용할 수 없다는 단점이 있다. 이는 대량 생산을 기반으로하는 제품 생산에 큰 제약이 되기 때문에 실제 기술을 도입하는데 문제가 될 수 있다. 그러므로 이러한 문제를 해결하기 위해 6-pack 모듈이나 지능형 전력 모듈 (IPM)을 사용하는 이중 전동기 구동 시스템에 대한 연구가 진행되고 있다<sup>[9]-[14]</sup>.

두 개의 전동기 상들 중 한 상을 직접 연결하는 직렬 구조의 경우, 각기 다른 두 개의 전동기를 다른 속도, 토크 조건하에서 구동할 수 있다는 장점을 가지지만 다른 전동기의 전류를 고조파로 포함하기 때문에 토크 맥동을 감당해야한다는 단점이 있다<sup>[9]</sup>. 그림 1과 같이 전

Paper number: TKPE-2015-20-1-5

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

<sup>†</sup> Corresponding author: jungikha@snu.ac.kr, Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National University  
Tel: +82-2-880-1760 Fax: +82-2-878-1452

<sup>1</sup> Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National University

Manuscript received Sep. 29, 2014; accepted Dec. 9, 2014

— 본 논문은 2014년 전력전자학술대회 우수추진논문임

— 본 논문은 2014년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

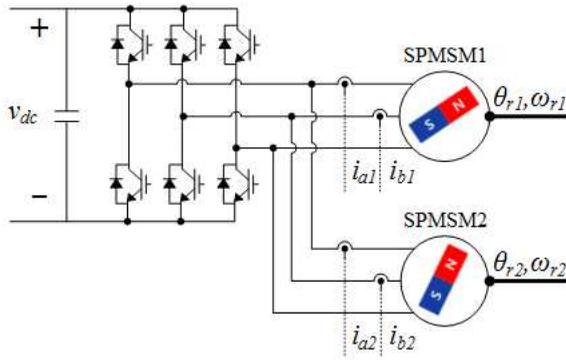


Fig. 1. Configuration of MIDP SPMSM drive system.

동기를 병렬로 연결하여 사용하는 경우<sup>[10]-[14]</sup>, 두 전동기가 동기 운전을 수행해야한다는 제약이 있지만, 다른 토크를 출력할 수는 있기 때문에 적용 분야에 따라 효과적으로 사용될 수 있다.

본래 병렬 전동기 구동 시스템은 유도기에 대하여 주로 연구되었다<sup>[10]</sup>. 이는 유도기의 슬립 주파수가 부하에 따라 자동적으로 조절되면서 시스템이 안정적으로 구동되는 특성에 기인한다. 하지만 이와 달리 영구자석 동기 전동기에는 슬립이 존재하지 않기 때문에 안정성에 문제가 발생한다. 이러한 이유로 이에 대한 연구가 많이 진행되지 않았다. 하지만 전력전자 기술이 발전하여 효율이 높고 전력 밀도가 높은 영구자석 동기 전동기가 널리 사용되기 시작하면서, 영구자석 동기 전동기의 병렬 운전 시스템에 대한 연구가 진행되었다<sup>[11]-[14]</sup>. 지난 연구들의 결과로 병렬 영구자석 동기 전동기 구동 시스템의 안정적인 운전 방법과 효율적인 운전에 대한 논의는 이루어졌으나, 여전히 위치 센서를 필요로 하기 때문에 실제적으로 응용하기에는 가격적인 부담이 있었다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위해 병렬 영구자석 동기 전동기 구동 시스템을 위한 센서리스 알고리즘을 제안하였다. 제안된 센서리스 방법은 연산량이 많은 병렬 구동 시스템의 특징을 고려하여 축소 차원 관측기를 이용하여 설계되었다. 또한 I-F 제어를 사용하여 역기전력 기반 센서리스의 기동 및 저속 구동 문제를 해결하였으며, 실험을 통해 제안된 알고리즘의 안정성 및 구동 성능을 확인하였다.

## 2. 병렬 전동기 구동 시스템의 구성

### 2.1 하드웨어 구성

본 논문에서 사용한 단일 인버터를 이용한 표면 부착형 영구자석 동기 전동기 병렬 구동 시스템의 기본 구조는 그림 1과 같다. 사용한 시스템은 인버터 구조의 변형 없이 기본적인 삼상 전압형 인버터를 사용하였다. 따라서 저렴한 가격으로 시스템을 구성할 수 있다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 하나의 전동기를 구동할 때에 비해

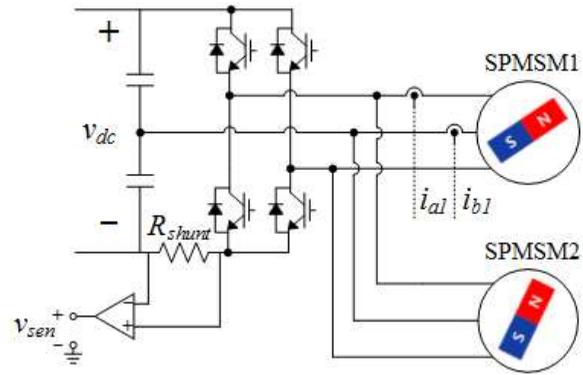


Fig. 2. Configuration of cost optimized MIDP SPMSM drive system.

전동기와 두 개의 전류 센서만 추가되는 형태이기 때문에 간단하게 시스템을 구성할 수 있다.

기존에 연구되었던 병렬 동기 전동기 구동 시스템은 각 정보를 직접 이용하여 제어를 수행하거나<sup>[11]</sup>, 각 정보를 통해 인버터 출력 전류를 각 전동기의 전류로 분리하는 방법<sup>[12]</sup>을 사용하였다. 때문에 정확한 각 정보가 필수적이며, 따라서 센서리스 제어를 수행하기에 부적합하였다. 하지만 제어 대상 전동기를 고정하고, 전동기별 전류를 전류 센서를 통하여 검출하는 제어 방식<sup>[13]</sup>을 사용하는 경우 센서리스 제어를 수행하는 것이 용이하다.

또한 변형된 형태의 인버터를 사용하는 것과는 달리 일반적인 형태의 삼상 인버터를 사용하기 때문에, 시스템의 가격 절감을 위해 연구되었던 저항을 이용한 전류 측정 방법<sup>[4],[5]</sup>이나 2-레그 인버터<sup>[15]</sup>와 같은 제어 방법들을 적용하는 것이 매우 용이하다.

따라서 병렬 전동기 구동 시스템은 센서리스 알고리즘, 저항을 이용한 전류 센싱 기술, 2-레그 인버터 기술을 적용하여 그림 2와 같이 구성할 수 있다. 단순히 일반적인 삼상 전동기 시스템에 직류단 전류 측정 저항을 추가하여 전류 센서의 개수를 줄일 수 있다.

이처럼 구성된 병렬 전동기 구동 시스템은 다수의 팬 구동, 자동문, 휠체어 등과 같이 정밀한 운전이 필요하지 않고 다른 부하에서 같은 속도의 구동을 필요로 하는 전동 시스템에 효율적으로 사용될 수 있다.

### 2.2 제어 시스템 구성

제어 시스템은 [13]에 소개된 바와 마찬가지로 그림 3과 같이 구성되었다. 전동기의 제어는 하나의 주 전동기 (Master motor)를 대상으로 진행되며 별도의 제어 대상 변경을 필요로 하지 않는다. 제어기는 크게 주 전동기 제어부와 종속 전동기 (Slave motor) 제어부, 위치/속도 관측부로 구성된다. 주 전동기 제어부는 주 전동기의 속도를 제어하여 q축 전류 지령을 생성하고, 주 전동기의 동기 좌표계 상에서 전류를 제어한다. 표면 부착형 동기 전동기를 제어하기 때문에 d축과 q축의 인덕턴스 차이

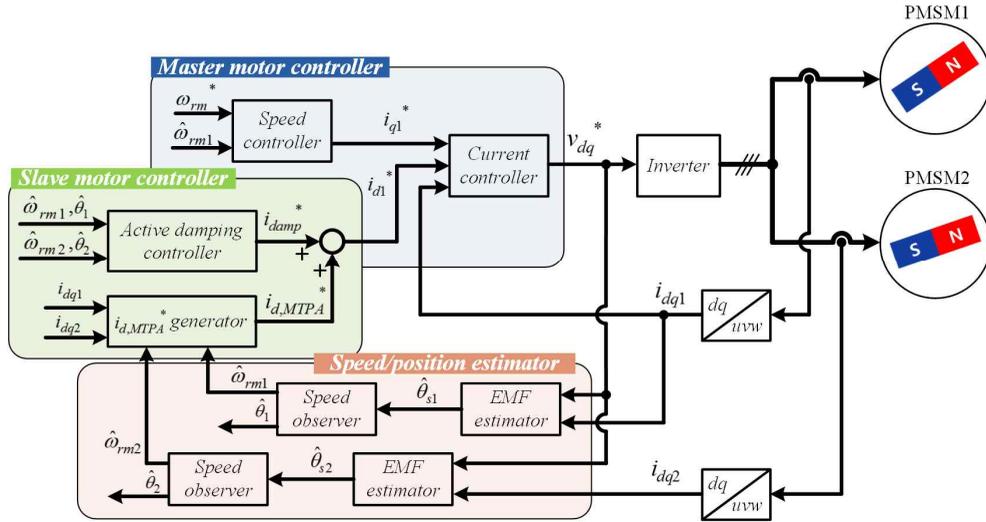


Fig. 3. Configuration of control block diagram for MIDP SPMSM drive system including sensorless algorithm.

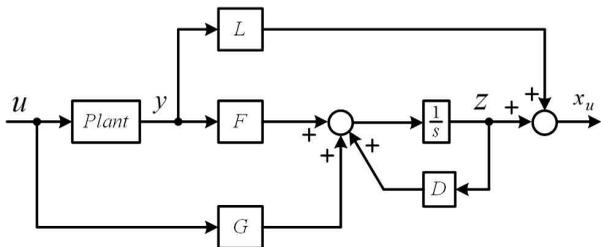


Fig. 4. Block diagram of reduced observer.

가 존재하지 않고, 때문에 톨렉턴스 토크가 발생하지 않는다. 따라서, q축 전류만 제어하여 전동기의 토크를 제어할 수 있게 되고, d축 전류는 자유롭게 제어할 수 있게 된다. 종속 전동기 제어부에서는 [13]에서 제안된 것과 마찬가지로 d축 전류를 이용하여 최소 전류 제어와 탈조 방지를 위한 능동 댐핑 제어를 수행한다.

### 3. 센서리스 관측기의 설계

동기 좌표계의 전류, 전압 변환과 능동 댐핑 제어, 최소 전류 제어, 속도 제어 등은 모두 전동기의 위치/속도 정보를 필요로 하기 때문에 위치 센서나 센서리스 관측기가 필수적이다. 전동기의 위치를 추정하는 방법에는 여러 가지가 있지만 본 논문에서는 전동기의 역기전력을 이용하여 위치를 추정하는 역기전력 센서리스 방식을 사용하였다. 위치/속도 센서리스 알고리즘은 크게 역기전력 관측부와 속도 추정을 위한 속도 관측부로 구성된다. 여기에 각 전동기의 위치와 속도를 개별적으로 관측하기 위해 두 쌍의 관측기가 필요하게 된다.

#### 3.1 축소 차원 역기전력 관측기

본 논문에서는 역기전력을 추정하는 많은 방법들 중에 축소 차원 관측기를 사용하는 방식을 사용하였다<sup>[3]</sup>. 정지 좌표계에서 전동기의 전압 전류 관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_q^s \\ v_d^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \end{bmatrix} + \lambda_f \omega_r \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ -\sin\theta_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서  $R_s$ 는 전동기의 상 저항이고,  $L_s$ 는 전동기의 상 인덕턴스이며,  $\lambda_f$ 는 역기전력 상수,  $\theta_r$ 와  $\omega_r$ 는 각각 전동기의 위치와 회전 속도이다. 역기전력  $E_q^s$ 와  $E_d^s$ 가 정현파라고 가정하면, 다음과 같이 식을 정리할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \\ E_q^s \\ E_d^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & \omega_r \\ 0 & 0 & -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \\ E_q^s \\ E_d^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q^s \\ v_d^s \end{bmatrix} \quad (2)$$

이를 우리가 측정을 통해 알고 있는 변수인 전류 성분  $x_n$ 과 추정해야하는 역기전력  $x_u$ 로 간단하게 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_n \\ \dot{x}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ x_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \quad (3)$$

$$y = [I \ 0] \begin{bmatrix} x_n \\ x_u \end{bmatrix} \quad (4)$$

축소 차원 관측기 중에 하나인 루엔버거 관측기를 이용하여 축소 차원 관측기를 설계하면 알고 있는 변수인

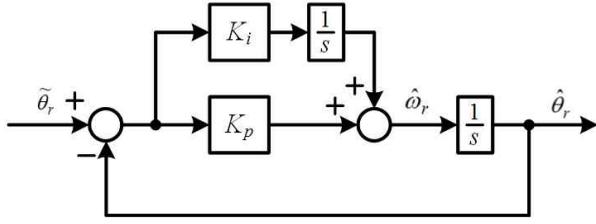


Fig. 5. Block diagram of PLL for speed estimation.

전류를 다시 추정하지 않고, 역기전력 성분만을 추정하게 된다. 따라서 연산 시간을 줄일 수 있다. 이는 두 개의 전동기를 함께 구동해야하기 때문에 많은 연산량이 예상되는 병렬 전동기 구동 시스템에 매우 적합한 특성이라고 할 수 있다. 루엔버거 관측기의 구조는 그림 4와 같다. 보조변수  $z$ 를 새로이 정의하고 (3)의 관계식을 다시 정리하면 (5), (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \dot{z} = Dz + Fy + Gu \\ \tilde{x}_u = z + Ly \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} G = B_2 - LB_1 \\ F = DL + A_{21} - LA_{11} \\ D = A_{22} - LA_{12} \end{cases} \quad (6)$$

계산상의 편의를 위하여 D를 (7)과 같이 오차를 수렴시키는 변수  $d$ 를 이용하여 대각행렬로 설정하면 (6)의 관계에 의해 다른 변수 값인 L, G, F를 쉽게 구할 수 있다.

$$D = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix} \quad (7)$$

(5)와 (7)을 통해 얻은 D, G, F, L을 이용하여 식을 전개하면 (8)과 같은 보조 변수에 대한 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_n \\ \dot{z}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_n \\ z_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d - \tilde{\omega}_r \\ \tilde{\omega}_r & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (R_s + dL_s)i_q^s - v_q^s \\ (R_s + dL_s)i_d^s - v_d^s \end{bmatrix} \quad (8)$$

(8)의 식을 Forward-Euler 적분을 이용하여 나타내면 (9)와 같다.

$$\begin{bmatrix} z_n(k+1) \\ z_u(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} dT_s + 1 & 0 \\ 0 & dT_s + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_n(k) \\ z_u(k) \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} d - \tilde{\omega}_r \\ \tilde{\omega}_r & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (R_s + dL_s)i_q^s - v_q^s \\ (R_s + dL_s)i_d^s - v_d^s \end{bmatrix} \quad (9)$$

(9)를 통해 얻은  $z$ 의 값을 (5)의 식에 대입하면 (10)과 같이 역기전력을 추정할 수 있으며, (11)과 같이 추정된 역기전력을 통해 회전자의 위치를 추정하는 것이 가능

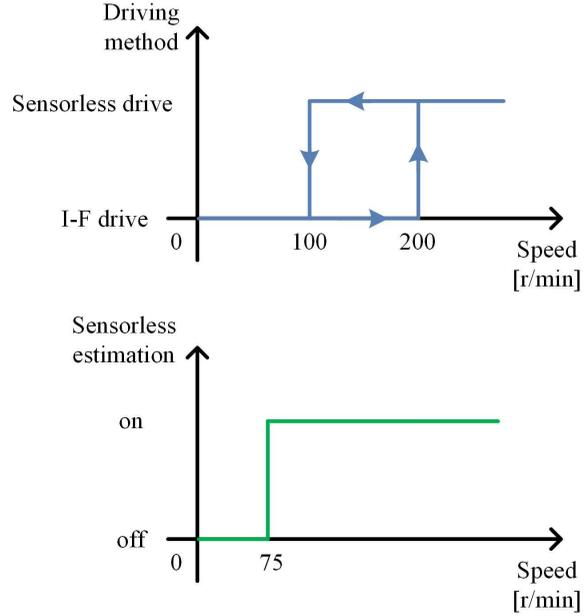


Fig. 6. Hysteresis loops for the low speed operation.

하다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_q^s(k+1) \\ \tilde{E}_d^s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_n(k+1) \\ z_u(k+1) \end{bmatrix} + L_s \begin{bmatrix} d - \tilde{\omega}_r & \\ \tilde{\omega}_r & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\tilde{\theta}_r = atan2(-\tilde{E}_d^s, \tilde{E}_q^s) \quad (11)$$

[3]에 의하면 오차를 수정하는 변수  $d$ 의 값을 (12)의 범위 안에서 사용할 것을 권장하고 있다. 본 논문에서는  $d$ 를  $-1000$ 으로 선정하여 실험을 수행하였다.

$$-5 \times \frac{R_s}{L_s} \leq d \leq -20 \times \frac{R_s}{L_s} \quad (12)$$

### 3.2 위상 고정 루프

역기전력 추정기로부터 추정된 작은 고주파 노이즈를 포함하고 있어서 직접적인 사용이 어렵다. 또한 역기전력 추정기로부터 전동기의 속도 정보를 직접적으로 얻을 수가 없기 때문에 속도 추정기를 필요로 하게 된다. 본 논문에서는 위상 고정 루프를 속도 추정기로 사용하였다. 정확한 제정수를 알고 전차원 관측기를 사용하는 경우, 위상 고정 루프를 사용하는 경우에 비해 우수한 성능을 얻을 수 있다. 하지만 제정수를 정확히 알지 못하고, 적은 연산량을 필요로 할 때에는 위상 고정 루프를 사용하는 것이 우수할 수 있다. 사용된 위상 고정 루프의 블록 다이어그램은 그림 5와 같다. 이 때, 위상 고정 루프의 이득값  $K_p$ 와  $K_i$ 는 일반적인 이차 시스템을 설계할 때와 같이 고유 주파수  $\omega_n$ 과 감쇠비  $\zeta$ 를 이용하여 아래와 같이 설계할 수 있다.

TABLE I  
PARAMETERS OF THE TEST MOTOR

Parameters	Values
Number of pole	8
Phase resistance	3.25 [ $\Omega$ ]
Phase inductance	28 [mH]
Rotor flux linkage	0.2 [V·s]
Rated speed	1200 [r/min]
Rated torque	5 [N·m]

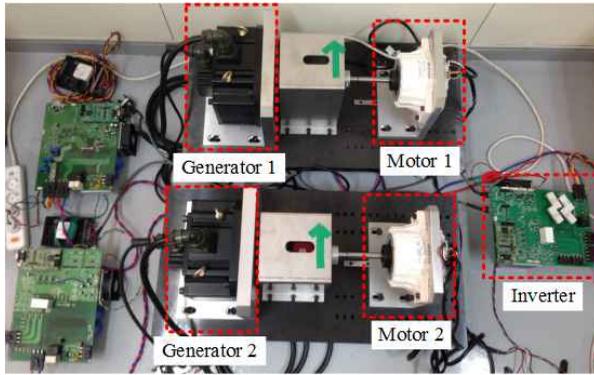


Fig. 7 Experimental setup

$$K_p = 2\zeta\omega_n \quad (13)$$

$$K_i = \omega_n^2 \quad (14)$$

#### 4. I-F 제어 방법

역기전력 방식 센서리스가 가지고 있는 문제점 중 하나는 영속 및 저속 운전이 불가능하다는 점이다. 이는 저속에서 역기전력의 크기가 작아 다른 오차 성분의 영향이 커지기 때문이다. 이를 해결하기 위해 저속 영역에서 고주파 주입 센서리스, V-F 제어 등의 방법이 일반적으로 사용된다. 본 논문에서는 I-F 제어를 통해 기동 및 저속 운전을 구현하였다<sup>[16]</sup>. I-F 제어는 사용자가 원하는 임의의 위치로 전류를 주입하는 제어 방식으로, I-F 제어는 전류 제어 루프를 닫은 상태에서 운전하기 때문에 V-F에 비해 안정성이 높으며, 전류 제어 루프를 중간에 켜지 않기 때문에 제어 방식의 전환도 필요로 하지 않는다.

더욱이 병렬 동기 전동기 구동 시스템에서의 I-F 제어는 안정성 면에서 다른 방법에 비해 탁월하다. [17]에서 보였듯이 저속영역에서는 고속영역과는 달리 시스템이 견딜 수 있는 토크차이가 작다. 때문에 양의 d축 전류를 주입하여, 두 전동기가 견딜 수 있는 토크 차이를 늘려주어야만 안정적인 전동기 제어가 가능해진다. I-F

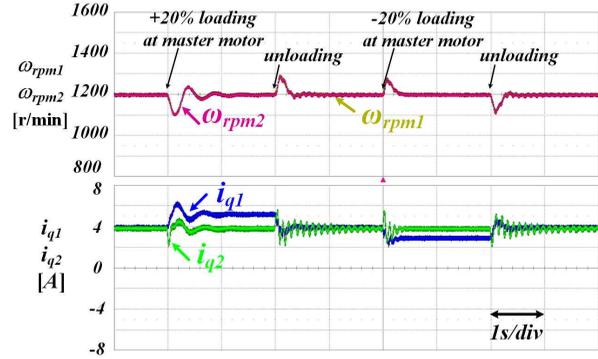


Fig. 8. Dynamic performance test for master motor load changing case.

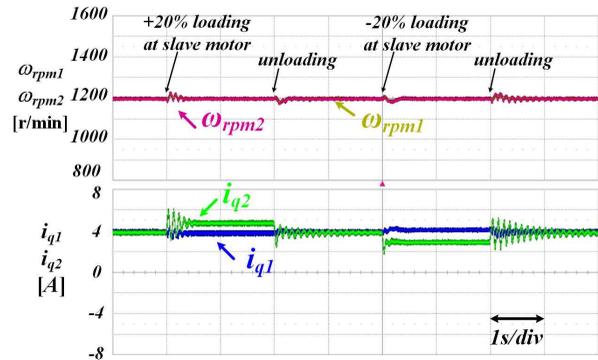


Fig. 9. Dynamic performance test for slave motor load changing case.

제어를 수행하면 토크분 전류를 제어하고 남은 전류가 모두 d축 전류로 환산되기 때문에 안정적인 시스템 구동이 가능해진다. 따라서, I-F 제어는 병렬 동기 전동기 구동 시스템에 적합한 저속 구동 방법이라고 할 수 있다.

I-F 제어와 센서리스 구동 사이에 구동 방법 전환은 히스테리시스 루프를 사용하여 외란 및 추정 오차에 의해 구동 방법이 자주 바뀌는 것을 방지해주었다. 영속부터 센서리스 추정을 시작하면 위치 추정 알고리즘이 전동기의 회전 방향을 반대로 추정하는 경우도 있기 때문에, 일정 속도 이상에서 추정을 시작하도록 알고리즘을 구성하였다. 이를 그림으로 나타내면 그림 6과 같다.

#### 5. 실험 결과

제안된 병렬 표면 부착형 동기 전동기의 센서리스 구동 알고리즘의 성능을 평가하고 검증하기 위하여 표 1과 같은 제정수를 가지는 600W급 전동기 2개를 이용하여 그림 7과 같이 시스템을 구성하고 실험을 수행하였다.

그림 8과 그림 9는 두 전동기 모두에 4Nm의 부하를 인가하고 1200r/min로 구동 하는 중에 스텝으로 1Nm의

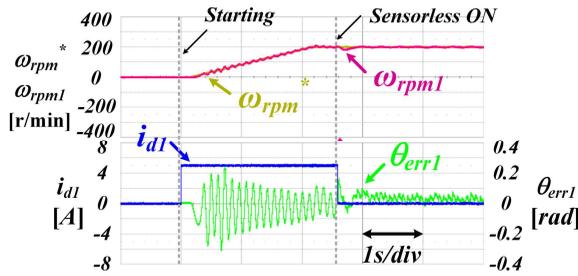


Fig. 10. Experimental result of starting procedure using I-F control method and sensorless performance at 200r/min no load condition.

부하를 양과 음으로 각 전동기에 인가하였을 때의 각 전동기의 속도와 q축 전류를 보여준다. 부하의 변동에 따라 토크를 발생시키는 q축 전류가 빠르게 제어되는 것을 확인할 수 있다. 중속 전동기에 부하가 인가되는 경우가 주 전동기에 부하를 인가하는 경우에 비해 동적 특성이 우수한 것을 확인할 수 있는데, 이는 낮은 대역폭을 가지도록 설계된 주 전동기의 속도 제어 성능에 비해 비례 제어기만으로 구성된 중속 전동기의 제어가 높은 대역폭을 가지기 때문이다.

그림 10은 무부하 상태에서 영속에서 200r/min까지 I-F 제어 방법을 이용하여 기동한 뒤 센서리스 제어로 전환할 때의 속도 지령과 주 전동기의 속도, d축 전류 및 추정 오차를 나타낸다. I-F 구동 시에 임의의 각을 중심으로 전류 제어가 수행되기 때문에 주 전동기와 중속 전동기 모두 위치 및 속도에 대한 제어를 받지 않는다. 따라서 중속 전동기의 위치 및 속도는 주 전동기와 유사한 형태로 나타나게 된다. I-F 제어를 수행하는 경우 별도의 속도 제어가 포함되지 않고, 전동기의 자연적인 댐핑에 의존하기 때문에 지령각과 실제각의 오차가 맥동하는 것을 확인할 수 있다. 구동 방법의 전환 시에 속도 제어기의 기동 및 전류 지령 변화로 인해 속도의 맥동이 살짝 발생하지만 빠르게 지령을 추종하는 것을 볼 수 있다. 또한 200r/min 구동 중에 발생하는 각 오차도 0.03rad 정도로 센서리스 알고리즘의 성능이 만족할 만한 수준인 것을 알 수 있다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 병렬 표면 부착형 영구자석 동기 전동기 구동 시스템을 위한 센서리스 방법을 제안하였다. 저렴한 가격으로 시스템 구성이 가능하다는 병렬 전동기 구동 시스템의 장점을 살리기 위해서 센서리스 운전은 필수적이라고 할 수 있다. 제안된 센서리스 방법은 두 개의 전동기 제어를 수행해야하는 제어기의 부담을 줄이기 위해 연산량을 줄일 수 있는 축소 차원 관측기와 위상 고정 루프를 채택하여 적용하였다. 또한 저속 기동 문제를 해결하기 위한 I-F 제어 방법에 대해 논하였다.

본 논문에서는 600W급 표면 부착형 동기 전동기를 이용한 실험을 통해 제안한 병렬 표면 부착형 동기전동기 구동 시스템의 센서리스 제어 성능을 확인하였다.

이 논문은 2014년도 두뇌한국21플러스사업에 의하여 지원되었음.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No.2009-0083495)

## References

- [1] H. Kim, J. Son, and J. Lee, "A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 9 pp. 4069-4077, Sep. 2011.
- [2] J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S. K. Sul, "Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 761-767, May/Jun. 2003.
- [3] J. S. Kim and S. K. Sul, "High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer," in *Conf Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Orlando, FL, pp. 75-82, 1995.
- [4] J. I. Ha, "Current prediction in vector-controlled PWM inverters using single dc-link current sensor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 2, pp. 716-726, Feb. 2010.
- [5] B. G. Cho, J. I. Ha, and S. K. Sul, "Analysis of the phase current measurement boundary of three shunt sensing PWM inverters and an expansion method," *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, pp. 232-242, Mar. 2013.
- [6] K. Matsuse, N. Kezuka, and K. Oka, "Characteristics of independent two induction motor drives fed by a four-leg inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 47, No. 5, pp. 2125-2134, Sep./Oct. 2011.
- [7] C. S. Lim, N. A. Rahim, W. P. Hew, and E. Levi, "Model predictive control of a two-motor drive with five-leg-inverter supply," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 1, pp. 54-65, Jan. 2013.
- [8] F. Gao, L. Zhang, D. Li, P. C. Loh, Y. Tang, and H. Gao, "Optimal pulsewidth modulation of nine-switch converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 9, pp. 2331-2343, Sep. 2010.
- [9] Y. Kim and J. I. Ha, "Novel topology and control of single inverter system for two permanent magnet synchronous machines," in *Proc. Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 833-837, Mar. 2013.
- [10] P. M. Kelecý and R. D. Lorenz, "Control methodology

for single inverter, parallel connected dual induction motor drives for electric vehicles,” in *Proc. IEEE Power Electron Spec. Conf.*, Vol. 2, pp. 987-991, 1994.

- [11] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, and M. Fadel, “Mono inverter multi-parallel permanent magnet synchronous motor: structure and control strategy,” *IET Elect. Power Appl.*, Vol. 5, No. 3, pp. 288-294, 2011.
- [12] A. D. Pizzo, D. Iannuzzi, and I. Spina, “High performance control technique for unbalanced operations of single-VSI dual-PM brushless motor drives,” in *Proc. IEEE Int. Ind. Electron. Symp.*, pp. 1302 - 1307, 2010.
- [13] Y. Lee and J. I. Ha, “Minimization of stator currents for mono inverter dual parallel PMSM drive system,” in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, pp. 3140-3144, 2014.
- [14] Y. Lee and J. I. Ha, “Analysis and control of mono inverter dual parallel SPMSM drive system,” *to be published*.
- [15] S. Dasgupta, S. N. Mohan, S. K. Sahoo, and S. K. Panda, “Application of four-switch-based three-phase grid-connected inverter to connect renewable energy source to a generalized unbalanced microgrid system,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 3, pp. 1204 - 1215, Mar. 2013.
- [16] L. I. Iepure, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “Hybrid I-F starting and observer-based sensorless control of single-phase BLDC-PM motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 9, pp. 3436 - 3444, Sep. 2012.
- [17] Y. Lee and J. I. Ha, “Analysis and control of mono inverter dual parallel SPMSM drive system,” in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 4843 - 4849, 2014.



### 이용재(李鏞在)

1988년 12월 3일생. 2011년 서울대 전기공학부 졸업. 2013년 동 대학원 전기·정보공학부 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 전기·정보공학부 박사과정.



### 하정익(河廷穰)

1971년 4월 28일생. 1995년 서울대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박사). 2001년~2002년 일본 Yaskawa전기 연구원. 2003년~2009년 (주)삼성전자 생산기술연구소 수석연구원. 2009년~2010년 (주)LS메카피온 기술총괄이사(CTO). 2010년~현재 서울대 전기·정보공학부 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.