

# 정지좌표계 d축 모델을 이용한 위치센서 없는 3상 유도전동기의 오프라인 제정수 추정에 관한 연구

문태양<sup>1</sup>, 인치각<sup>1</sup>, 김준석<sup>†</sup>

## A Study on the Off-Line Parameter Estimation for Sensorless 3-Phase Induction Motor using the D-Axis Model in Stationary Frame

Tae-Yang Mun<sup>1</sup>, Chi-Gak In<sup>1</sup>, and Joohn-Sheok Kim<sup>†</sup>

### Abstract

Accurate parameters based on equivalent circuit are required for high-performance field-oriented control in a three-phase induction motor. In a normal case, stator resistance can be accurately measured using a measuring equipment. Except for stator resistance, all machine parameters on the equivalent circuit should be estimated with particular algorithms. In the viewpoint of traditional regions, the parameters of an induction motor can be identified through the no-load and standstill test. This study proposes an identification method that uses the d-axis model of the induction motor in a stationary frame with the predefined information on stator resistance. Mutual inductance is estimated on the rotational dq coordination similar to that in the traditional no-load experiment test. The leakage inductance and rotor resistance can be estimated simply by applying different voltages and frequencies in the d-axis model of the induction motor. The proposed method is verified through simulation and experimental results.

**Key words:** 3-phase induction motor, Off-line parameter estimation, IPT-PLL, FOC(Field Oriented Control), Stationary frame model

### 1. 서 론

1980년대 이후 전력변환기술의 발전으로 유도전동기의 벡터제어 기법들이 연구되어 왔다<sup>[1]-[4]</sup>. 벡터제어로 인하여 빠른 과도 응답을 갖는 토크제어가 가능하지만 자속각을 연산하고 토크를 제어하기 위해서는 상당히 정확한 유도전동기의 제정수가 필요하다<sup>[5],[6]</sup>. 이에 따라 유도전동기의 제정수 추정에 관한 연구가 활발하게 진행되어 왔으며, 전동기 제어 중에 실시간으로 제정수를 추정하는 온-라인(On-line)기법과 제어를 수행하기 전에 제정수를 추정하여 제어에 필요로 하는 변수를 설정하는 오프-라인(Off-line)기법으로 분류할 수 있다. 우수한

성능의 저가격 MCU가 출현하고 인버터의 가격이 지속적으로 하락하면서 펌프 및 컨베이어 등 인버터에 의존하지 않던 산업 영역에서 효율 및 성능 향상의 이유로 인버터를 도입하는 추세가 증가하고 있다. 이 경우 대부분 인버터와 유도전동기가 개별적으로 구매되고 있으며 일반적으로 위치센서가 없는 경우가 많기 때문에 벡터 제어 인버터에서 센서리스 제어알고리즘 및 제정수의 자동 설정(Auto Tuning) 기능이 필수 요구조건이 되고 있다. 본 연구에서는 자동화 및 산업계에서 많이 사용되고 있는 센서리스 제어형 2.2kW 급 3상 유도전동기의 제정수 추정에 관한 연구를 진행하였다. 공장 혹은 산업 현장에서 인버터가 서로 상이한 유도전동기에 연결되었을 때 사용자의 도움 없이 오프-라인 상태에서 고정자 저항을 제외한 유도전동기의 모든 제정수를 자동으로 추정하고 이를 제어 요소로 반영하는 실용적인 알고리즘 개발을 목적으로 하였다.

매우 오래전부터 유도전동기의 제정수 추정에 관한 다양한 연구가 진행되어 왔다<sup>[7]-[13]</sup>. 오프-라인 추정 기법으로 고정자 저항과 누설인덕턴스는 정지좌표계 모델

Paper number: TKPE-2020-25-1-3

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

<sup>†</sup> Corresponding author: jskim@inu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Incheon Nat'l University

Tel: +82-32-835-8435 Fax: +82-32-835-0773

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Incheon Nat'l University  
Manuscript received Nov. 6, 2019; revised Nov. 8, 2019;  
accepted Nov. 11, 2019

을 기반으로 DC 전류 주입 및 임펄스 인가방식을 통해 추정하며 회전자 저항은 회전자 자속에 의한 과도 상태 전압으로부터 추정하는 방법이 제시되었다<sup>[11]</sup>. 또한 유도전동기 정지 상태에서 정격 자속을 제어하며 정지좌표계의 토크 성분 전류를 정현파로 제어함으로써 회전자 시정수를 추정하는 방법도 제시되었다<sup>[12]</sup>. 본 연구에서는 센서리스 제어형 유도전동기의 제정수를 추정하는 알고리즘 개발이 목적이므로 위치센서가 없는 상태에서 오프-라인으로 인버터의 전압정보와 전류정보만을 이용하여 제정수를 추정하는 방식에 대하여 연구를 진행하였으며, 중저가 MCU를 사용하는 범용인버터에 탑재하는 것을 염두에 두어 가급적 연산이 적고 단순한 구조의 추정 알고리즘 구현에 주력하였다. 이로 인하여 적정수준의 백터제어가 가능한 오차 5% 이내의 제정수 추정을 알고리즘 성능 지표로 설정하였음을 미리 밝힌다. 또한, 전동기가 제품에 장착된 상태에서는 무부하 운전이 불가능하여 위치센서 없이는 제정수 추정에 한계가 있기에, 부하 없는 전동기상태, 즉 무부하 구동이 가능한 상태에서 인버터만을 이용하여 제정수 추정을 수행한다.

일반적으로 유도전동기의 고정자 저항은 DC 전류를 주입하는 방법을 통하여 측정이 가능하다. 이때 사용되는 전압의 범위가 10V 이하인 경우가 많기 때문에 300V 이상의 DC전압을 사용하는 PWM방식의 인버터에서는 정확한 측정에 한계가 있다. 특히, 고정자저항은 전동기의 입력단에 존재하므로 고정자 저항 추정에 오차가 있는 경우 해당 오차가 다른 제정수 추정에 연쇄적으로 과급되는 문제가 발생한다. 본 연구에서는 현장에서 간이 저항계 등으로 고정자 저항을 정확하게 측정할 수 있다고 가정하고 나머지 제정수 추정을 수행한다.

오프라인에서 유도전동기의 제정수를 추정하는 기본적인 방법은 모델의 종류에 따라 수식의 복잡성만 다를 뿐 전통적인 무부하 실험 및 구속 실험과 크게 다르지 않다. 무부하 실험의 경우 유도전동기의 T형 등가 모델에서 2차 축 임피던스가 매우 크기 때문에 모든 전류가 자화 인덕턴스로 흐른다는 기본 가정을 하며, 구속시험의 경우 2차 축 임피던스가 매우 작기 때문에 모든 전류가 2차 축으로 흐른다는 가정을 한다. 무부하 실험의 경우 유도 전동기를 무부하에서 동작시키면 되기 때문에 실험 환경 구축이 어렵지 않은 반면 구속 실험의 경우 전동기의 회전자가 움직이지 못하도록, 즉 슬립 1을 유지하도록 회전자를 구속해야 하는 문제가 발생한다.

본 연구에서는 오프-라인에서 인버터를 이용하여 위치센서 없이 3상 유도전동기의 제정수를 추정하는 기법에 대하여 논의한다. 위에서 언급한 바와 같이 고정자 저항은 저항계 등으로 실제 측정된 값을 사용한다. 고정자 인덕턴스는 전통적인 무부하 실험과 동일하게 무부하 상태의 유도전동기에 3상 전압을 인가하고 이때의 전류의 크기와 위상을 이용하여 정수값을 구한다. 이때 측정의 정밀도 향상을 위해 전압각에 동기시킨 동기좌

표계 상의 전압, 전류를 이용한다. 모든 전압이 동기좌표계상의 d축에 존재하는 경우 q축의 전류값이 전압에 90도 위상을 갖게 되므로 직류값을 이용하여 제정수를 구하면 보다 정확한 추정이 가능하다. 회전자 저항의 경우 그 값이 슬립에 따라 다르게 나타나므로 정확한 슬립을 모르는 상태에서 정수값을 찾기가 불가능하다. 특히 위치센서가 없는 경우 유도전동기를 완전 구속 상태하에 두지 않으면 제정수 추정이 불가능하다. 본 연구에서는 회전자계가 발생하지 않으면 유도전동기의 슬립이 1인 상태를 유지하는 원리에 착안하여 정지좌표계의 q 축에는 0전압을 인가하고 d축 모델만 정현파 교류 전압을 인가함으로써 구속 상태와 동일한 환경을 구성하고 이때의 전압 및 전류의 크기와 위상관계를 이용하여 dq 등가회로상의 누설인덕턴스 및 회전자 저항을 추정한다. 이때 단상에 준하는 AC전압 및 전류의 크기와 위상을 정확하게 측정하기 위하여 IPT(Inverse Park's Transformation)기반의 PLL을 도입하여 연산의 정밀도를 개선하였다. IPT기반 PLL에서는 가상 dq좌표계를 구성하여 직류 형태의 값을 갖는 단상 AC성분의 크기 및 위상을 제공하므로 매우 간편하게 컴퓨터 연산을 수행할 수 있다.

유도전동기의 정지좌표계 d축 모델을 이용하여 제정수를 추정할 때는 주파수가 다른 두 가지 AC전압을 인가하여 일종의 2원1차 연립방정식의 해를 구하는 방식을 사용한다. 제안된 방식은 최대 5% 이내의 정확한 제정수 추정이 가능하며, 기존의 방식에 비해 연산량이 적기 때문에 저가의 범용 32Bit급 MCU를 사용한 인버터 시스템에 쉽게 적용할 수 있는 장점이 있다. 제안된 알고리즘은 시뮬레이션 및 범용 인버터를 이용한 실험을 통하여 그 성능을 입증하였다.

## 2. 유도전동기의 고정자 인덕턴스 추정

### 2.1 유도전동기의 무부하 운전

유도전동기 정지좌표계 고정자 전압, 쇄교 자속 방정식을 식 (1)에 나타내었으며 미분연산자는 'p'로 표기하였다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^s &= R_s I_{ds}^s + p\lambda_{ds}^s \\ V_{qs}^s &= R_s I_{qs}^s + p\lambda_{qs}^s \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^s &= L_s I_{ds}^s + L_m I_{dr}^s \\ \lambda_{qs}^s &= L_s I_{qs}^s + L_m I_{qr}^s \end{aligned}$$

식에서 아래 첨자의 첫 번째 위치에 있는 'd'는 d축, 'q'는 q축을 의미하며, 두 번째 위치의 's'는 고정자(stator), 'r'은 회전자(rotor)를 의미한다. 위치자 's'는 정지좌표계, 'e'는 동기좌표계를 의미한다. 이하 모든 수식의 첨자 의미는 동일하다.

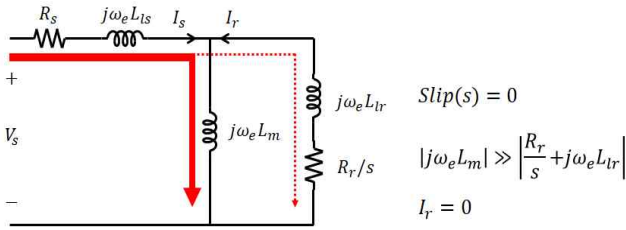


Fig. 1. T-equivalent circuit of induction motor during no-load scalar control.

유도전동기를 무부하 상태에서 운전시키면 입력주파수에 근사적으로 동기 된 속도로 회전하는 슬립 ‘0’의 상태를 가정할 수 있다. 이때 그림 1의 유도전동기 T형 등가모델에서 회전자 측의 임피던스는 자화인덕턴스보다 상대적으로 매우 크게 보이므로 고정자 전류는 대부분 자화인덕턴스를 통해 흐르게 된다. 이를 유도전동기 dq등가모델에 적용하면 회전자 전류는 ‘0’으로 근사할 수 있다.

$$I_{dr}^s = I_{qr}^s \cong 0 \quad (2)$$

따라서 무부하 운전 시 정지좌표계 전압방정식은 고정자 쇠교 가속방정식을 이용하여 식 (3)과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^s &= R_s I_{ds}^s + pL_s I_{ds}^s \\ V_{qs}^s &= R_s I_{qs}^s + pL_s I_{qs}^s \end{aligned} \quad (3)$$

식 (4)는 정지좌표계 전압방정식을 동기좌표계 전압방정식으로 변환하여 나타낸 수식이다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= R_s I_{ds}^e + pL_s I_{ds}^e - \omega_e L_s I_{qs}^e \\ V_{qs}^e &= R_s I_{qs}^e + pL_s I_{qs}^e + \omega_e L_s I_{ds}^e \end{aligned} \quad (4)$$

## 2.2 유도전동기의 고정자 인덕턴스 추정 알고리즘

유도전동기의 고정자 인덕턴스를 추정하기 위해 무부하 상태의 유도전동기에 3상 전압을 인가한다. 3상 전압을 인가하는 방식은 동기좌표계의 고정자 d축에는 0전압, q축에 특정전압  $V_m$ 을 인가하고 미리 설정한 각주파수  $\omega_e$ 로 동기좌표계를 회전킴으로써 정지좌표계상에서는 2상 교류전압이 발생하고 이를 3상으로 변환하여 3상 평형으로 전압을 유도전동기에 인가한다. 이때 과도한 전류의 유입을 억제하기 위해 V/F제어와 동일한 방식으로 전압과 전류의 비율을 유지하면서 각 주파수를 0에서부터 수 초에 걸쳐 천천히  $\omega_e$ 까지 증가시킨다. 전동기가 정상상태에 도달하면 근사적으로 슬립 ‘0’의 상태가 되고 식 (4)에서 과도상태 항을 정리하면 다음 식과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} 0 &= R_s I_{ds}^e - \omega_e L_s I_{qs}^e \\ V_m &= R_s I_{qs}^e + \omega_e L_s I_{ds}^e \end{aligned} \quad (5)$$

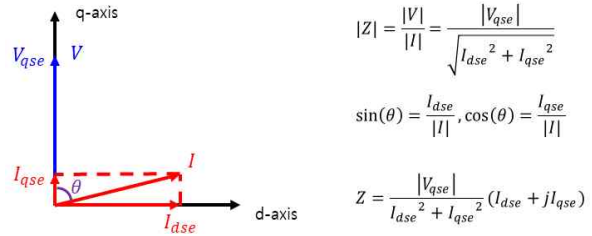


Fig. 2. Voltage, current and impedance in synchronous frame during no-load operation.

유도전동기로 흐르는 전류는 임피던스에 따라 전압축(동기좌표계 q축)과 동기된 저항으로 흐르는 전류성분과 전압에 직각된 축(동기좌표계 d축)상으로 나타나는 인덕턴스로 흐르는 전류성분으로 나눌 수 있다. 이를 임피던스 모델로 변환하여 d-q좌표계로 나타내면 그림 2와 같다. 그림에서 전압과 전류사이의 위상각을  $\theta$ 로 표시하면 유도전동기의 등가 임피던스  $Z$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |Z| &= \frac{|V|}{|I|} = \frac{|V_{qse}|}{\sqrt{I_{dse}^2 + I_{qse}^2}} \\ \sin(\theta) &= \frac{I_{dse}}{|I|}, \cos(\theta) = \frac{I_{qse}}{|I|} \\ Z &= \frac{|V_{qse}|}{I_{dse}^2 + I_{qse}^2} (I_{dse} + jI_{qse}) \end{aligned} \quad (6)$$

식에서 전압을 q축, 즉 허수축에 인가했기 때문에 일반적인 임피던스 형태와는 달리 인덕턴스 항이 실수축으로 나타난다. 전압을 q축에 인가한 이유는 특별한 사정이 있는 것은 아니며 단지 전류가 dq좌표계의 1사분면에 표시되도록 하기 위함이다.

따라서 고정자 인덕턴스는 다음과 같이 나타난다.

$$L_s = L_{ls} + L_m = \frac{V_m I_{ds}^e}{\omega_e ((I_{ds}^e)^2 + (I_{qs}^e)^2)} \quad (7)$$

$I_{ds}^e, I_{qs}^e$ 는 상전류를 측정하여 각 주파수  $\omega_e$ 에 동기시킨 동기좌표계 값을 사용한다. 동기좌표계상의 전압, 전류를 사용하므로 보급형 MCU를 사용한 경우에도 쉽게 연산이 가능하다.

위 식 (6)에서 식을 이용하여  $R_s$ 를 측정하는 것도 가능하지만 적절한 임피던스 비율을 맞추기 위해서는 10Hz대의 주파수를 인가할 필요가 있고 인버터 자체의 저항성분 및 전동기 연결선의 저항 성분 등이 0.1~0.3Ω이기 때문에 추정에 상당한 오차가 수반된다. 자세한 내용은 실험 부분에서 다시 언급한다.

## 3. 유도전동기의 회전자 제정수 추정

### 3.1 유도전동기의 d축 정지좌표계 모델

위치센서가 없는 상태에서 회전자 측 제정수를 추정하기 위해서는 전동기가 회전하지 않는 상태, 즉 슬립

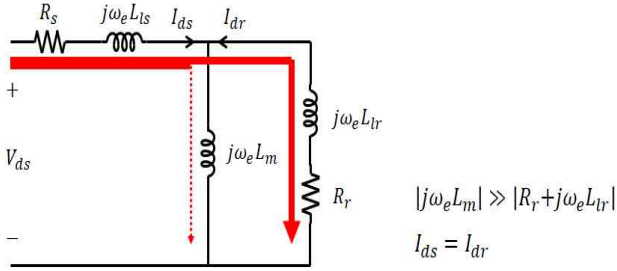


Fig. 3. D-axis excitation model of induction motor.

'1'의 상태가 요구된다. 이를 구현하는 방법으로 dq등가 모델에서 정지좌표계 q축에는 '0'전압을 인가하고 d축에만 정현파 전압을 인가하는 방식을 사용한다. 회전자계가 발생하지 않기 때문에 전동기는 정지 상태를 유지하며 q축으로는 전류가 흐르지 않기 때문에 d축 전압방정식만 유효하게 동작한다.

식 (8)은 유도전동기가 회전하지 않는 상태에서 d축 정지좌표계 전압 방정식 및 쇄교 자속 방정식이다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^s &= R_s I_{ds}^s + p\lambda_{ds}^s \\ V_{dr}^s &= R_r I_{dr}^s + p\lambda_{dr}^s \\ \lambda_{ds}^s &= L_s I_{ds}^s + L_m I_{dr}^s \\ \lambda_{dr}^s &= L_m I_{ds}^s + L_r I_{dr}^s \end{aligned} \quad (8)$$

쇄교 자속 방정식을 고정자, 회전자 전압 방정식에 대입하면 아래의 식 (9)와 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^s &= R_s I_{ds}^s + p(L_s I_{ds}^s + L_m I_{dr}^s) \\ V_{dr}^s &= R_r I_{dr}^s + p(L_m I_{ds}^s + L_r I_{dr}^s) \end{aligned} \quad (9)$$

고정자 및 회전자 인덕턴스는 누설인덕턴스와 자화인덕턴스의 합으로 나타낼 수 있으며 농형 유도전동기의 경우 회전자 전압은 '0'이므로 다음식이 성립한다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^s &= R_s I_{ds}^s + pL_{ls} I_{ds}^s + p(L_m I_{ds}^s + L_m I_{dr}^s) \\ 0 &= R_r I_{dr}^s + pL_{lr} I_{dr}^s + p(L_m I_{ds}^s + L_m I_{dr}^s) \end{aligned} \quad (10)$$

자화 인덕턴스에 의한 전압 강하 성분으로 두 식을 정리할 경우 고정자 전압 방정식이 다음과 같이 나타난다.

$$V_{ds}^s = (R_s + pL_{ls}) I_{ds}^s - (R_r + pL_{lr}) I_{dr}^s \quad (11)$$

그림 3은 유도전동기 d축 모델을 나타낸 것이다. 일반적으로 정지상태의 회전자 저항은 수  $\Omega$ 이며 자화인덕턴스는 이보다 10배 이상 크기 때문에 모든 고정자 전류는 회전자 축으로 흐른다고 가정할 수 있다. 이를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$I_{ds}^s \approx -I_{dr}^s \quad (12)$$

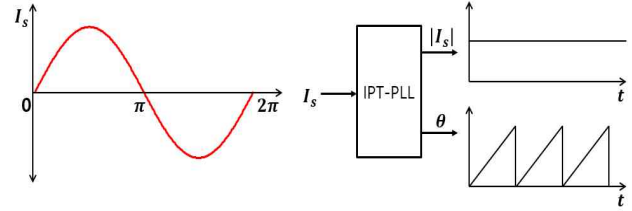


Fig. 4. Magnitude and phase detection of single phase current using IPT-PLL

따라서 고정자 d축 전압 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$V_{ds}^s \approx (R_s + R_r) I_{ds}^s + p(L_{ls} + L_{lr}) I_{ds}^s \quad (13)$$

위 식은 정지좌표계의 d축에 대한 임피던스 모델을 의미하며 전압전류의 크기 및 위상을 이용하여 제정수를 추정할 수 있음을 의미한다.

### 3.2 가상dq좌표계 기반 PLL을 이용한 단상 전압, 전류 해석

식 (13)을 이용하여 제정수를 연산하기 위해서는 단상 전압 및 전류에 대한 위상각 및 크기에 대한 정보를 정확하게 추출하는 것이 필요하다. 이를 위해서 FFT 등과 같은 복잡한 알고리즘을 적용할 수 있으나 중저가의 MCU에 구현하기 위해서는 보다 간단하게 정보를 추출할 수 있는 알고리즘이 필요하다. 본 연구에서는 가상 dq좌표계 기반의 IPT(Inverse Park's Transformation)-PLL(Phase Lock Loop)기법을 적용하였다. IPT-PLL은 원래 PLL의 의미와 같이 단상 교류의 위상을 취득하는 목적으로 사용하지만, 가상적인 dq좌표계를 구현하여 위상을 측정하고 IPT기법을 적용하여 DC상태의 신호에 필터를 적용하고 있기 때문에 매우 정확하게 단상 교류 신호의 기본파 크기 및 위상을 찾아낼 수 있다. 그림 4는 IPT-PLL의 동작 상태를 그림으로 표시한 것이다.

본 연구에서는  $V_{ds}^s$ 에 미리 설정한 크기 및 각 속도를 갖는 교류 정현파 전압을 인가하고 측정된  $I_{ds}^s$  신호에 IPT-PLL을 적용하여 전류의 크기 및 위상을 찾아낸다. 이후 전압의 크기 및 위상과 전류의 크기 및 위상에 대한 정보를 바탕으로 유도전동기의 2차 축 제정수를 연산한다.

전압과 전류의 위상관계를 알고 있으면  $I_{ds}^s$ 를  $V_{ds}^s$ 에 동기된 전류성분과 90도 위상차를 갖는 전류성분으로 분리할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{ds}^s &= |I_{ds}^s| \cos(\theta_{VT}) \\ I_{dr}^s &= |I_{ds}^s| \sin(\theta_{VT}) \end{aligned} \quad (14)$$

식에서  $|I_{ds}^s|$ 는 전류의 크기이며,  $\theta_{VT}$ 는  $V_{ds}^s$ 와  $I_{ds}^s$ 의 위상차에 해당하는 각이다.

TABLE I  
PARAMETER OF 3PHASE INDUCTION MOTOR

Parameter	Meaning	Value
Pout	Rating Power	2.2kW
Vin	Rating Voltage	220Vrms
Poles	Number of Pole	4
$\omega_{rm}$	Rating Speed	1650rpm
$R_s$	Stator R	1.42 $\Omega$
$R_r$	Rotor R	1.35 $\Omega$
$L_m$	Mutual Inductance	109.3mH
$L_{ls} + L_{lr}$	Leakage Inductance	10.44mH

### 3.3 유도전동기의 회전자 제정수 추정

$V_{ds}^s$  와  $I_{ds}^s$  는 각각 교류신호이기 때문에 MCU를 이용한 연산이 수월하지 않는 문제가 있다. 본 연구에서는 (14)의 결과를 이용하여 새로운  $\alpha\beta$ 의 가상좌표계를 별도로 구성하여 해석의 수월성을 도모하였다.  $V_{ds}^s$  의 전압은  $\alpha$  축으로만 존재한다고 가정하여 DC값인  $V_{ds}^\alpha \equiv |V_{ds}^s|$  로 설정하면 다음과 같은  $\alpha\beta$ 좌표계의 수식 표현이 가능하다.

$$V_{ds}^\alpha = (R_s + R_r)I_{ds}^\alpha - \omega_e(L_{ls} + L_{lr})I_{ds}^\beta \quad (15)$$

식에서  $\omega_e$ 는 정지좌표계 d축에 인가된 전압의 각 주파수이다.

따라서 고정자 인덕턴스를 추정하는 방법과 동일한 방법으로 유도전동기의 2차 측 제정수 추정이 가능하다.

$$R_s + R_r = \frac{V_{ds}^\alpha I_{ds}^\alpha}{((I_{ds}^\alpha)^2 + (I_{qs}^\beta)^2)} \quad (16)$$

$$L_{ls} + L_{lr} = \frac{V_{ds}^\alpha I_{ds}^\beta}{\omega_e((I_{ds}^\alpha)^2 + (I_{qs}^\beta)^2)}$$

가상좌표계를 적용하면 위와 같이 모든 전류, 전압값이 DC형태의 고정값이므로 수월하게 연산이 가능하다.

한편 위 (16)과 같이 연산하는 경우 실험환경에서 주파수에 따라 누설인덕턴스의 값에 차이가 나는 경우가 발생한다. 이는 미약하지만  $L_m$ 으로 유입되는 전류가 약간씩 다르고 또한 모델에서 계상하지 않은 철손이 원인인 것으로 추정된다. 이러한 이유로 전압의 크기는 고정된 상태에서 서로 다른 크기의 주파수를 2번 인가하여 그 차이에 해당하는 값을 이용하여 제정수를 구한다.  $\omega_{e1}$ ,  $\omega_{e2}$ 의 서로 다른 주파수를 인가할 때의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{ds}^\alpha = (R_s + R_r)I_{ds1}^\alpha - \omega_{e1}(L_{ls} + L_{lr})I_{ds1}^\beta \dots (a)$$

$$V_{ds}^\alpha = (R_s + R_r)I_{ds2}^\alpha - \omega_{e2}(L_{ls} + L_{lr})I_{ds2}^\beta \dots (b)$$

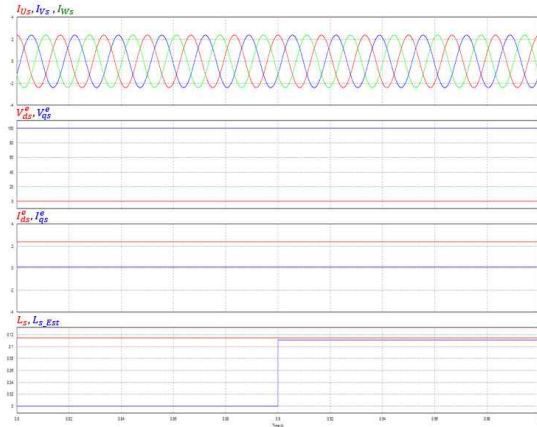


Fig. 5. Simulation results for stator inductance through no-load experiment.

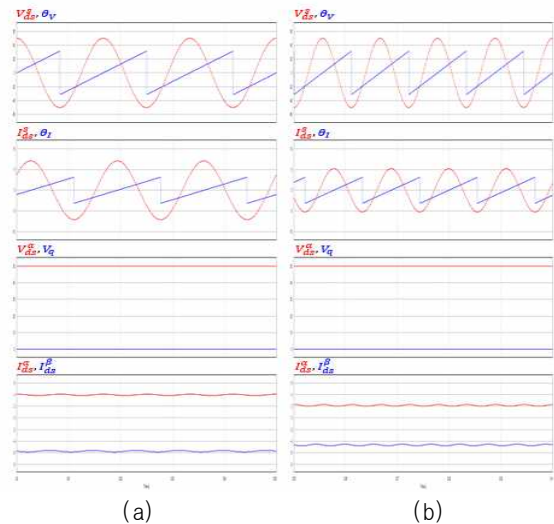


Fig. 6. Simulation results for rotor resistance and leakage inductance estimation using d-axis excitation. (a) Frequency 60Hz, (b) Frequency 90Hz.

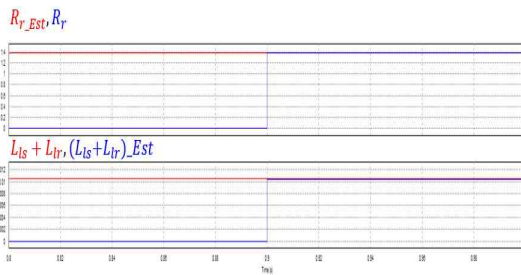


Fig. 7. Simulation results for comparison rotor resistance and leakage inductance with estimation value.

위 식에서 (a)식에  $I_{ds2}^\alpha$  를 곱하고, (b)식에  $I_{ds1}^\alpha$  을 곱하여 그 차이를 연산하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$L_{ls} + L_{lr} = \frac{(I_{ds2}^\alpha - I_{ds1}^\alpha) V_{ds}^\alpha}{(\omega_{e2} I_{ds1}^\alpha I_{ds2}^\beta - \omega_{e1} I_{ds2}^\alpha I_{ds1}^\beta)} \quad (18)$$

이때 유도전동기의 고정자 축 누설인덕턴스와 회전자 축 누설인덕턴스의 정확한 비율을 정확히 알 수 없으므로 1:1의 비율을 가정한다.

#### 4. 시뮬레이션 연구

본 연구의 기본 성능 검증을 위해 PSIM 패키지를 이용한 시뮬레이션 검증이 진행되었다. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 제정수를 표 1에 표기하였다.

그림 5는 무부하 운전을 통해 정상상태에서 고정자 인덕턴스를 추정하는 시뮬레이션 결과이다. 첫 번째 파형은 입력주파수 60Hz에서 유도전동기에 유입되는 3상 전류를 나타낸 파형이다. 두 번째 파형은 동기좌표계 d축, q축 전압을 나타낸 파형으로 동기좌표계 q축에 100V의 전압인 인가된 상태이다. 세 번째 파형은 3상 전류를 동기좌표계 d축, q축 전류로 나타낸 파형이며 정격 주파수에서 고정자 임피던스의 고정자 저항 성분 대비 고정자 인덕턴스 성분이 굉장히 크기 때문에 대부분의 전류는 d축에 존재함을 확인할 수 있다. 네 번째 파형은 고정자 인덕턴스의 추정결과를 나타낸 파형으로 시뮬레이션에 사용된 고정자 인덕턴스는 114.22mH이며 추정된 고정자 인덕턴스는 111.03mH로 2.79%의 오차를 갖고 추정됨을 확인할 수 있다.

그림 6은 제안하는 회전자 제정수 추정 알고리즘을 시뮬레이션한 결과이다. 전압의 크기는 50V를 사용하였으며 주파수에 따른 임피던스 차이를 크게 하기 위하여 출력 주파수는 60Hz와 90Hz를 사용하였다. 고정자 저항은 유도전동기 모델의 저항값을 알고 있다고 가정하였다. 첫 번째 파형은 정지좌표계 d축 전압과 위상을 각각 60Hz, 90Hz에서 출력한 파형이다. 정지좌표계의 기준축은 U상을 사용하였으며 d축 전압의 크기는 50V이다. 전압의 위상은 인버터에서 출력하고 있는 기준전압의 위상을 나타낸다. 두 번째 파형은 U상의 전류와 위상을 표시한다. 전류의 위상은 IPT-PLL 알고리즘이 추종하고 있는 정지좌표계 d축 전류의 위상이며 주파수가 변경되면 임피던스의 변화로 전류의 크기 및 전압과의 위상이 달라짐을 확인할 수 있다. 세 번째 파형은 가상적인  $\alpha\beta$ 축의 동기좌표계에서의  $\alpha$ 축,  $\beta$ 축 전압을 나타내며  $\alpha$ 축 전압은 50V,  $\beta$ 축 전압은 0V가 나타난다. 네 번째 파형은 가상  $\alpha\beta$ 축 동기좌표계에서의  $\alpha$ 축,  $\beta$ 축 전류를 나타내며 주파수가 변경되면 임피던스의 변화로 전류의 크기 및  $\alpha$ 축- $\beta$ 축의 비율이 달라짐을 확인할 수 있다. 그림 7은 회전자 저항의 추정치와 고정자, 회전자 누설인덕턴스의 합을 추정한 결과이다. 추정된 회전자 저항은  $1.31\Omega$ 으로 3.33%의 오차를 나타내며 추정된 고정자, 회전자 누설인덕턴스의 합은  $10.50mH$ 로 약 3%의 오차를 갖고 추정됨을 볼 수 있다. 시뮬레이션 결과를 표 2에 정리하였다.

TABLE II  
SIMULATION RESULTS OF REAL VALUE AND ESTIMATION VALUE

Parameter	Real Value	Estimation Value	Error
$R_r$	$1.35\Omega$	$1.31\Omega$	3.33 %
$L_s$	$114.22mH$	$111.03mH$	2.79 %
$L_{ls} + L_{lr}$	$10.44mH$	$10.50mH$	2.96 %

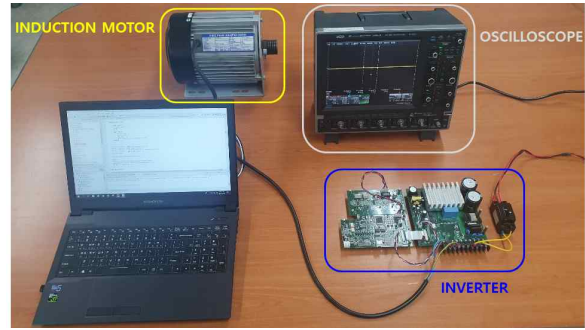


Fig. 8. Environment for the experiment.

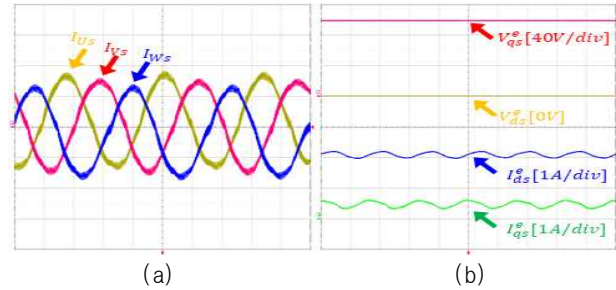


Fig. 9. Experiment result for no-load test. (a) 3-phase current, (b) Voltage and current in synchronous frame.

#### 5. 실험 결과

제안하는 유도전동기 제정수 추정 알고리즘의 실증을 위해 실험이 진행되었다. 그림 8에 실험환경을 도시하였다. 실험에 사용된 인버터는 중저가 MCU인 (주)인피니온의 XMC4400을 사용하며 전류센싱은 (주)알레그로의 IC형 전류센서인 ACS724를 이용하여 신호를 변환하고 MCU에 내장된 12Bit ADC를 이용하여 측정하였다. 출력파형은 별도의 12bit 외부 DAC를 사용하여 출력하고 이를 캡처하였다.

그림 9는 고정자 인덕턴스 추정을 위한 실험 과정을 나타내는 파형이다. 그림의 (a)파형은 유도전동기의 무부하 실험에서 나타나는 3상 전류를 나타낸다. 시뮬레이션과는 달리 인버터 출력전압에 포함된 불규칙한 고조파성분과 동기속도 근처에서 미세한 속도 리플의 발생으로 유기되는 불규칙한 역기전력에 의해서 무부하 상태의 유도전동기 전류가 약간씩 왜곡되어 나타난다. 그림의 (b)는 동기좌표계에서 전압, 전류를 나타낸 결과이며 3상 전류의 왜곡으로 인해 동기좌표계상의 전압 전류

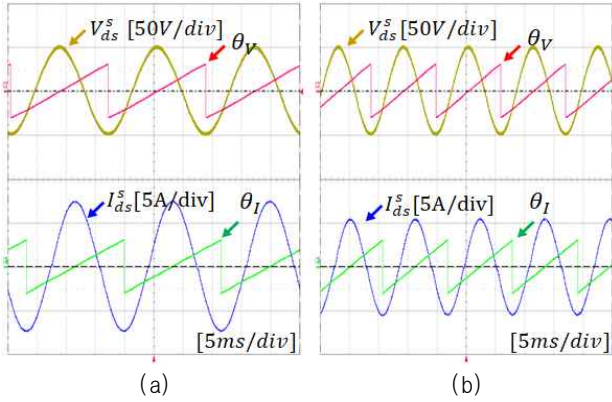


Fig. 10. Experiment result for voltage, current and phase. (a) Frequency 60Hz, (b) Frequency 90Hz.

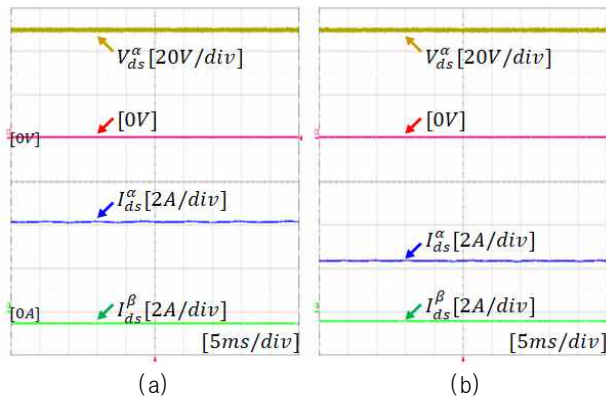


Fig. 11. Experiment result for voltage, current in virtual d-q synchronous frame. (a) Frequency 60Hz, (b) Frequency 90Hz.

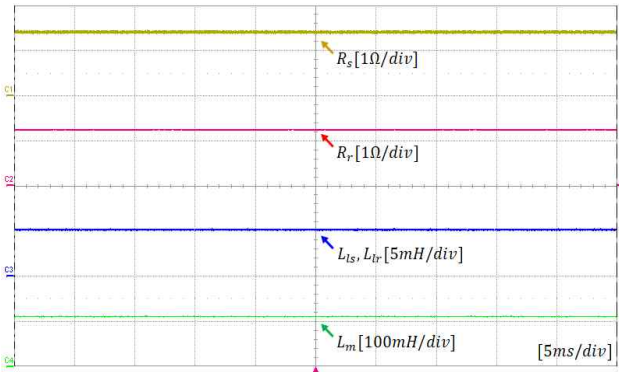


Fig. 12. Experiment result for estimation parameter of induction motor.

에 리플이 포함된 것을 볼 수 있다. 본 연구에서는 동기 좌표계 d축, q축 전류를 1주기 평균하여 평균값을 사용하여 제정수를 구한다.

한편 식 (6)을 적용하여 q축 전류성분을 이용하여 고정자 저항  $R_s$ 를 추정하는 것이 가능하지만 q축 전류가 상대적으로 매우 작고 실험과 같이 리플이 포함된 상태이므로 실제  $R_s$  추정을 진행해보면 1.6Ω의 값이 측정되어 실제값인 1.42Ω 대비 16%의 오차를 수반한다. 실제

TABLE III  
EXPERIMENT RESULTS OF REAL VALUE AND ESTIMATION VALUE

Parameter	Real Value	Estimation Value	Error
$R_s$	1.42	-	-
$R_r$	1.35Ω	1.29Ω	4.58 %
$L_{ls} + L_{lr}$	10.44mH	10.26mH	1.72 %
$L_m$	109.3mH	110.4mH	1.01 %

값은 고성능 RCL미터를 통해 여러 번 확인한 값이다. 이러한 오차가 발생하는 이유는 무부하 상태의 전류에 많은 리플이 포함된 것도 원인이지만 IGBT소자를 사용하는 인버터의 자체저항 및 접촉 저항 등이 측정에 개입되는 것도 중요한 원인으로 파악된다. 시뮬레이션에서는 언급을 하지 않았으나 10Hz대의 테스트용 전압을 적용하면 수 %오차 이내로  $R_s$  추정이 가능한 것을 확인하였다. 다만, 실험을 통한 검증에서 위에서 언급한 여러 요인을 모두 배제하기 어렵기 때문에 추정 목록에서 제외하였다.

그림 10은 회전자 축 제정수를 추정하는 실험 결과이며 정지좌표계 d축의 전압 및 전류를 표시한다. 그림의 (a)는 60Hz에 대한 파형이고 (b)는 90Hz의 파형이다. 전동기가 정지한 상태이므로 역기전력이 작용하지 않아서 상당히 깨끗한 실험 파형을 얻을 수 있다. 전압의 위상  $\theta_v$ 는 미리 설정된 값이며 전류의 위상  $\theta_i$ 는 IPT-PLL을 통하여 출력된 값이다.  $V_{ds}^s$ 의 크기는 시뮬레이션과 동일하게 50V이다.

그림 11은 그림 10의 결과를 이용하여  $\alpha\beta$ 축 동기좌표계로 변환한 값을 도시하고 있다. 전술한 바와 같이  $\alpha$ 축은  $V_{ds}^s$ 의 전압에 동기된 축이며  $\beta$ 축은 위상이 90도 지연된 축에 해당한다.  $I_{ds}^s$  및  $I_{qs}^s$ 를 이용하여 식 (16), (18)을 적용하여 제정수를 추정한다.

그림 12는 추정된 유도전동기의 제정수를 DAC를 통해 출력한 결과이다. 고정자 제정수 추정 및 회전자 제정수 추정에 약 2분이 소요되며 이 시간의 대부분은 V/F방식으로 무부하 상태의 유도전동기를 기동 및 감속하는데 소요되고 실제 연산하는 시간은 수 초에 불과하다. 추정된 결과를 표 3에 정리하였다. 유도전동기 제어에 요구되는 제정수 추정에서 최대 5%의 오차 이내로 추정이 정확하게 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

널리 알려진 바와 같이 유도전동기의 제정수는 설계 당시의 값과도 상당한 차이를 갖고 있기 때문에 실제값을 정확히 알 수 있는 방법이 존재하지 않는다. 표에서 언급된 실제값은 설계값을 기준으로 전통적인 무부하 시험 및 구속시험을 통해 보정하고 이를 벡터제어에 적용하여 MG세트에서 최대토크가 발생하는 값을 실제값으로 기술한 것이다.

## 6. 결 론

본 연구에서는 오프-라인 환경에서 3상 범용 인버터를 이용한 센서리스 제어용 3마력 급 유도전동기의 제정수 추정 알고리즘에 대한 연구를 진행하였다. 고정자 인덕턴스는 무부하 운전을 수행하고 dq동기좌표계상에서 측정된 전류신호를 사용하여 수월하게 추정이 가능하며, 회전자 측 제정수는 정지좌표계의 d축에만 교류전압을 인가하고 전류정보에 IPT-PLL을 적용하여 정확한 위상과 크기를 찾아낸 뒤 가장  $\alpha\beta$ 축 동기좌표계를 구성함으로써 누설자속과 회전자 저항을 수월하게 추정할 수 있음을 보였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 고정자 저항을 제외한 모든 제정수를 5%이내의 오차로 추정함을 확인하였다.

본 연구는 비교적 연산량이 적으면서 정확한 추정을 할 수 있는 장점이 있기 때문에 중저가의 범용 인버터에 무리 없이 적용할 수 있으며, 기존의 기어형 모터를 사용하는 산업분야에서 범용 인버터의 역할을 크게 확대시킬 수 있을 것으로 기대된다.

본 연구는 2019년 인천대학교 교내 연구 과제에의 지원에 의해서 이루어졌습니다.

## References

- [1] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," in *Proceedings of the IEEE*, Vol. 90, No. 8, pp. 1359-1394, Aug. 2002.
- [2] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820-827, Sep. 1986.
- [3] L. J. Garces, "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-16, No. 2, pp. 173-178, Mar. 1980.
- [4] R. Gabriel, W. Leonhard, and C. J. Nordby, "Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-16, No. 2, pp. 186-192, Mar. 1980.
- [5] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 1, pp. 101-110, Jan./Feb. 1994.
- [6] J. Holtz and T. Thimm, "Identification of the machine parameters in a vector-controlled induction motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 6, pp. 1111-1118, Nov./Dec. 1991.
- [7] S. I. Moon and A. Keyhani, "Estimation of induction machine parameters from standstill time domain data," in *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting, Toronto, Ontario, Canada*, pp. 336-342, Vol. 1. 1993.
- [8] J. R. Willis, G. J. Brock, and J. S. Edmonds, "Derivation of induced motor models from standstill frequency response tests," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 4, No. 4, pp. 608-615, Dec. 1989.
- [9] H. A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina, "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 2, pp. 271-283, Jun. 2003.
- [10] S. R. Shaw and S. B. Leeb, "Identification of induction motor parameters from transient stator current measurements," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 1, pp. 139-149, Feb. 1999.
- [11] G. S. Kim and C. H. Kim, "Parameter measurement and identification for induction motor," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 6, No. 3, pp. 282-290, 2001.
- [12] J. K. Seok, S. I. Moon, and S. K. Sul, "Induction machine parameter identification using PWM inverter at standstill," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 2, pp. 127-132, Jun. 1997.
- [13] S. J. Bae, J. W. Choi, H. G. Kim, H. H. Lee, and T. W. Chun, "Rotor time constant estimation for induction motor direct vector control," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 413-419, 2004.
- [14] Y. Yang, L. Hadjidemetriou, F. Blaabjerg, and E. Kyriakides, "Benchmarking of phase locked loop based synchronization techniques for grid-connected inverter systems," in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul*, pp. 2167-2174, 2015.



### 문태양(文太陽)

1993년 9월 7일생. 2018년 인천대 전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



### 인치각(印致珪)

1968년 12월 20일생. 1993년 순천향대 전자공학과 졸업. 2014년 인천대 전기공학과 졸업(석사). 2014년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



### 김준석(金峻奭)

1965년 12월 12일생. 1989년 서울대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년~현재 인천대 전기공학과 교수.