

센서리스 벡터제어를 위한 유도전동기 상수의 자동 측정

金 庚 緒, 姜 基 好

Auto-measurement of Motor Parameters for Sensorless Vector Control of Induction Motors

Kyung-Seo Kim, Ki-Ho Kang

요 약

유도전동기의 센서리스 벡터제어 방식은 전동기 등가모델을 이용하는 경우가 대부분이다. 따라서 센서리스 벡터 제어 기능을 갖는 인버터에 전동기 상수의 자동 측정 기능은 필수적이며, 전동기 상수 측정의 정밀도가 센서리스 벡터제어 인버터의 성능에 큰 영향을 미친다. 본 논문에서는 기존의 자동 측정 방법에 있어서의 문제점을 고찰하고, 이를 보완한 새로운 유도전동기 상수 측정 방법을 제시한다.

ABSTRACT

Most of the sensorless vector control methods use the equivalent circuit of induction motors. Therefore parameter auto-measurement of drive motor is essential function in commercial sensorless vector control inverters. The accuracy of motor parameter measurement greatly affects the performance of sensorless vector control. In this paper limitations of conventional measurement methods are examined, and new measurement methods are proposed to solve those limitations.

Key Words : Auto-measurement, Sensorless vector control

1. 서 론

일반 산업용 인버터에서 주로 사용되는 V/f 일정제어 방식은 기동 토크가 부족하고 급격한 부하변동에 대한 응답속도가 느리며 회전자 슬립에 의한 속도 오차가 발생하는 단점이 있다. 따라서 엘리베이터나 호이스트와 같이 기동 토크가 크게 요구되는 경우나 공작기계와 같이 급격한 부하변동에 대한 빠른 응답특성이 요구되는 경우에는 벡터제어 방식의 인버터가 사용된다. 그러나 벡터제어 인버터에서 주로 사용되는 간접벡터제어 방식은 속도센서가 필요하고, 이에 따라 속도센서가 부착된 전용전동기를 사용할 수 밖에 없다는 단점을 가지고 있다. 속도센서 없이도 벡터제어 방식과 동등한 기동특성, 응답성, 속도 정밀도 등을 얻기 위하여 도입된 방식이 센서리스 벡터제어 방식이고, 일반 산업용 인버터의 표준 기능으로 자리잡아 가고

있다. 그러나 대부분의 센서리스 벡터제어 방식은 전동기의 등가모델을 이용하여 간접적으로 자속이나 속도를 추정하고 있으며, 이로 인하여 추정된 값의 정밀도는 전동기 상수의 정밀도와 직접 연관이 된다. 따라서 센서리스 벡터제어 인버터에는 필수적으로 전동기 상수의 자동 측정 기능이 내장되어 있으며 인버터의 성능은 센서리스 벡터제어 알고리즘과 더불어 자동 측정 기능의 정밀도에 의하여도 크게 좌우된다.

전동기 상수 측정을 위하여 구속시험, 무부하 시험 등이 오래 동안 사용되어 왔으나 이 경우 전동기를 구속시키거나 동기 속도로 회전자시키거나 해야 하는 보조수단이 필요하므로 일반 범용 인버터에 자동 측정 기능으로 탑재 시키기에는 어려운 점이 있다. 또한 센서리스 벡터제어 인버터의 경우에는 실제 속도를 알 수 없으므로 측정 방식을 선택하는 데에 제약이 따른다.

전동기를 구속시키지 않고 속도센서 없이도 가능한

방법으로 테스트 신호를 주입시키는 방식^{[2][4]}, 적응제어 방식^[3], 단상을 인가 시키는 방식^[1] 등이 응용되고 있다. 테스트 신호를 주입시키는 방식은 스텝으로 신호를 인가하고 과도상태의 변화를 이용하는 방식으로 신호의 주파수 대역이 넓어 전동기의 실제 운전 주파수 대역에서의 전동기 상수와 차이가 발생한다. 적응제어 방식은 여러 개의 상수들을 동시에 추정하게 되며 이 경우 상수들 간에 영향을 미치게 되는 문제가 있다. 단상을 인가시키는 참고문헌의 방법이 전동기의 실제 운전상황과 비슷한 조건에서 측정이 이루어지나 이중 농형이나 심구형 회전자를 갖는 유도전동기의 경우 측정 시의 슬립주파수가 정격 슬립주파수에 비하여 매우 큰 상태가 되어 회전자 저항 측정 정밀도가 떨어지게 된다. 인버터의 전력용 반도체 소자의 전압강하, 데드타임에 의한 영향 등도 전동기 상수의 측정 정밀도를 저하시키는 원인이 된다. 이러한 요인들 때문에 전동기 상수 측정의 결과는 측정 조건이나 방식에 따라 변하게 되며, 이러한 점들을 고려한 측정 방법이나 측정 조건을 사용하여야만 전동기 상수의 측정 정밀도를 높일 수 있다. 본 연구에서는 이러한 문제점들을 고려한 전동기 상수 측정 방법을 제시하고 실험을 통하여 이의 타당성을 검증하였다.

2. 유도전동기 상수 측정

2.1 유도전동기 등가회로

실험에 사용된 유도전동기의 등가회로는 그림 1과 같이 회전자 누설 인덕턴스를 고정자 측으로 환산한 인버스-감마 (inverse- Γ)형 등가회로를 사용하였다. 이 경우 회전자 측에는 회전자 저항 R_r 만 남게 되어 유효전력만이 소비된다. 변경된 등가회로의 상수 값은 다음과 같다.

$$L'_m = L_m^2 / L_r = L_s(1 - \sigma) \tag{1}$$

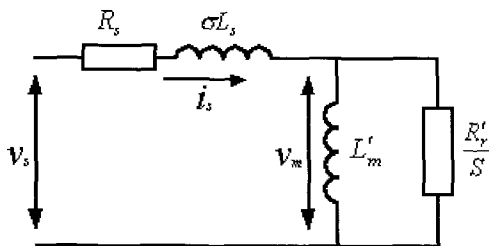


그림 1 유도전동기 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of induction motors

$$R'_r = R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \tag{2}$$

$$T_r = L_r / R_r = L'_m / R'_r \tag{3}$$

2.2 고정자 저항 측정

인버터를 사용하여 고정자 저항을 측정하는 일반적인 방법은 직류전압을 인가하고 이때 전동기에 흐르는 직류전류를 측정하여 고정자 저항값을 계산하는 것이다. 이 경우 전동기만의 고정자 저항값을 구하기는 어렵고 인버터 전력회로에 사용된 전력용 반도체의 등가 직류 저항값이 포함된다. 그러나 실제 제어 목적으로 필요한 값은 전동기 고정자 저항과 인버터의 등가저항을 포함시킨 값이므로 이 방법이 오히려 적합하다. 그러나 인가 전압의 크기가 작으므로 스위칭 소자나 역병렬 다이오드에 의한 전압강하, 데드타임 효과 등이 큰 영향을 미치게 되고, 이를 해결하기 위한 방법으로 두 단계의 전압을 인가하여 전압과 전류의 증분으로 부터 고정자 저항값을 다음과 같이 구하고 있다.

$$R_r = \frac{(V_{s2} - V_{offset}) - (V_{s1} - V_{offset})}{I_{s2} - I_{s1}} \tag{4}$$

$$= \frac{V_{s2} - V_{s1}}{I_{s2} - I_{s1}}$$

V_{offset} 은 소자의 전압강하, 데드타임 효과 등을 포함하는 값이며, 식 (4)의 경우 이러한 것들이 상쇄되어 결과에 영향을 미치지 않게 된다. 그러나 V_{offset} 이 항상 일정하지가 않아 식 (4) 방법도 전류 크기 설정에 따라 결과가 달라지는 문제를 가지고 있다. 그림 2는 부록1의 유도전동기에 대하여 직류 전압과 직류 전류에 대한 측정 결과이다. 전류 변화에 대한 전압 변화의 비율이 항상 일정하지는 않고 전류의 크기에 따라 달라지는 것을 알 수 있다. 저 전류 영역에서는 측정 오차가 크게 존재하고 있어 측정 구간을 정격전류의 30% 이상 영역으로 하였다. 50%전류 근방의 두점을 취하여 R_s 를 계산하면 0.6[ohm]정도가 된다. 그러나 정격전류 근방의 두 점을 취하여 식 (4)와 같이 계산하면 0.5[ohm]이하의 값이 얻어진다. 즉 전류 측정 레벨에 따라 20% 이상의 오차가 발생할 수 있는 것이다.

본 연구에서는 측정전류 설정의 문제를 해결하기 위하여 측정 전류의 단계를 여러 단계로 하고 측정점들에 가장 근접된 직선을 부록 2와 같이 최소자승법을 이용하여 구하고 구하여진 직선의 기울기를 고정자 저

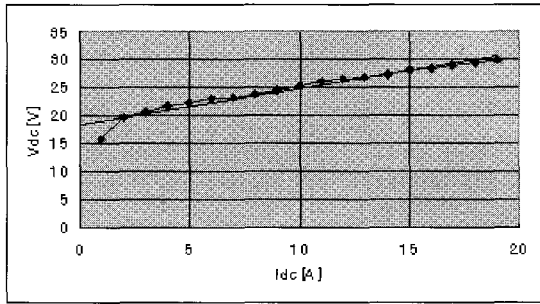


그림 2 고정자 저항 측정
Fig. 2 Measurement of stator resistance

향값으로 하였다. 그림 2의 굵은 직선이 근사화된 직선이며 직선의 기울기, 즉 고정자 저항값의 계산식은 다음과 같다.

$$R_s = I_0 V_s[0] + I_1 V_s[1] + \dots + I_7 V_s[7] \quad (5)$$

여기서 $I_0 \dots I_7$ 은 부록 2의 방법을 이용하여 미리 계산된 계수이고 $V_s[0] \dots V_s[7]$ 은 각각의 직류 전류 값에 대하여 측정된 직류 전압 값이다.

2.3 누설 인덕턴스 측정

그림 1의 등가회로에 수십 Hz이상의 단상 전압을 인가하면 회전자 정지상태에 있게 되고, 여자 인덕턴스 L'_m 의 값이 회전자 저항 R'_r 에 비하여 매우 큰 값이 되어 그림 3과 같이 여자 인덕턴스를 무시한 등가회로를 구성할 수 있다. 유침 1의 전동기에 40Hz의 단상교류를 인가하고 누설 인덕턴스를 측정할 경우, L'_m 을 고려하여 계산한 결과와 무시한 결과와의 차이는 0.4% 정도이므로 무시하여도 무방하다.

주파수가 ω_e 인 단상 교류를 다음과 같이 인가하고,

$$v_s = V_s \sin(\omega_e t) \quad (6)$$

전동기에 흐르는 전류를 인가전압과 동상인 성분, 즉 유효전력을 발생시키는 성분과, 90도 뒤지는 성분, 즉 무효전력을 발생시키는 성분으로 나누어 측정한다. 유효분 전류의 실효치를 $I_{P(rms)}$, 무효분 전류의 실효치를 $I_{Q(rms)}$ 라 하면,

$$I_{P(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_s \sin(\omega_e t) d\theta \quad (7)$$

$$I_{Q(rms)} = \frac{-1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_s \cos(\omega_e t) d\theta \quad (8)$$

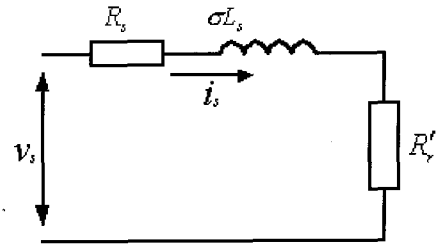


그림 3 단상 고주파를 인가할 경우의 변경된 등가회로

Fig. 3 modified equivalent circuit with high frequency excitation

와 같이 구할 수 있고, 인가전압의 실효치는

$$V_{s(rms)} = V_s / \sqrt{2} \quad (9)$$

이 된다.

전동기 입력 유효전력을 P , 무효전력을 Q 라 하면 누설 인덕턴스 σL_s 와 회전자 저항 R'_r 은 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$\sigma L_s = \frac{Q}{\omega_e I_{s(rms)}^2} = \frac{I_{Q(rms)} V_{s(rms)}}{\omega_e (I_{P(rms)}^2 + I_{Q(rms)}^2)} \quad (10)$$

$$R_s + R'_r = \frac{P}{I_{s(s)}^2} = \frac{I_{P(rms)} V_{s(rms)}}{I_{P(rms)}^2 + I_{Q(rms)}^2} \quad (11)$$

기존의 방식들에서는 단상 고주파 교류를 인가하고 측정된 유효전력과 무효전력을 이용하여 누설 인덕턴스와 회전자 저항을 측정하고 있다. 그러나 회전자 정지된 상태이므로 슬립주파수는 인가주파수와 같은 수십 Hz의 높은 주파수를 가지며, 이는 정격 슬립 주파수에 비하여 매우 큰 값이다. 따라서 이중 농형이나 심구형의 회전자 구조를 가진 농형 유도전동기의 경우는 회전자 저항이 다르게 측정된다. 또한 주파수가 높으면 철손의 영향도 무시할 수 없게 된다. 그림4는 부록1의 전동기에 인가되는 전압의 주파수를 변화시키면서 측정된 누설 인덕턴스와 회전자 저항을 나타낸 것이다. 누설 인덕턴스는 주파수 변동에 변화가 거의 없으나 회전자 저항은 큰 폭으로 변하는 것을 알 수 있다.

교류전압을 인가하므로 데드타임 효과에 의한 영향도 무시할 수 없다. 그림 5는 데드타임 보상 값을 80%부터 120%까지 변화 시킨 경우이다. 누설인덕턴스

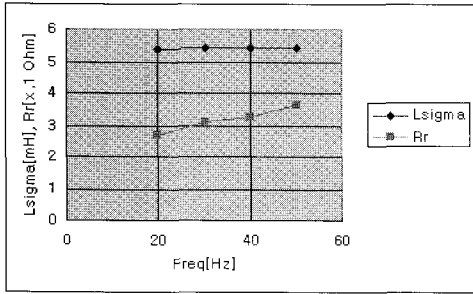


그림 4 주파수 변화에 대한 누설 인덕턴스와 회전자 저항 측정값
 fig. 4 Measured leakage inductance and rotor resistance with frequency change

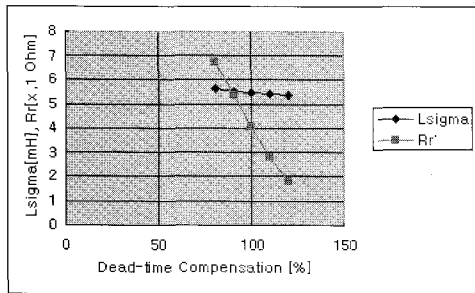


그림 5 데드타임 보상 전압에 대한 누설 인덕턴스와 회전자 저항 측정값
 Fig. 5 Measured leakage inductance and rotor resistance with dead-time compensation voltage

에 비하여 회전자 저항 값이 크게 영향을 받는 것을 알 수 있다. 이는 데드타임 보상 전압이 상전류와 동상이므로 데드타임 보상 전압의 크기 변화가 유효전력의 크기 변화에 주로 영향을 미치기 때문이며, 이에 따라 회전자 저항 측정결과가 데드타임 보상의 영향을 받기 때문이다.

이상의 결과로부터 단상 고주파 교류 전압을 인가하는 방식으로는 누설 인덕턴스만이 어느 정도의 오차 범위 이내의 값을 얻을 수 있고 회전자 저항은 신뢰성 있는 데이터를 얻기 힘들다는 것을 알 수 있다. 본 연구에는 단상 고주파 교류를 인가하는 시험으로 누설 인덕턴스만을 측정한다.

2.4 여자전류 설정 및 여자 인덕턴스 측정

여자 인덕턴스의 값은 여자전류의 크기에 따라 변하므로 여자 인덕턴스를 측정하기 전에 먼저 정격 여자전류를 설정한다. 여자전류의 설정은 정격 운전상태에

서 하는 것이 정확하므로 삼상 정격 전압을 인가하여 전동기가 정격 속도로 회전하도록 하고 이 상태에서 정격부하를 인가하여 정격 여자전류 성분을 추정하도록 한다.

그림 1의 등가회로에서 인가전압이 정격전압 $v_{s(rated)}$ 이고 전동기에 정격전류 $i_{s(rated)}$, 여자회로 L_m 에 정격 여자전류 $i_{m(rated)}$ 이 흐른다고 가정하면, 이때의 L_m 양단 전압 $v_{m(rated)}$ 는

$$v_{m(rated)} = v_{s(rated)} - (i_{s(rated)} \cos \phi + j i_{s(rated)} \sin \phi) (R_s + j \omega_{e(rated)} \sigma L_s) \quad (12)$$

이 되며 여기서 $\cos \phi$ 는 정격부하에서의 전동기 역률이다. 그러나 실제 상황에서는 부하를 원하는 양만큼 임의로 조절하는 것이 어려우므로 식 (12)와 같은 조건을 만들기가 힘들다. 따라서 부하량을 모르는 상태에서도 정격 여자전류를 측정할 수 있는 방법이 필요하다. 그림 1의 등가회로에서 L_m 에 정격 여자전류 $i_{m(rated)}$ 가 흐르면 부하의 크기에 상관없이 $v_m = v_{m(rated)}$ 이다. 전동기가 임의의 부하에서 운전될 때 흐르는 전류가 $i_{s(1)} = i_{s(real)} + j i_{s(imag)}$ 이라 하면 이때 L_m 양단전압 $v_{m(1)}$ 은 다음과 같이 계산된다.

$$v_{m(1)} = v_{m(1)(real)} + j v_{m(1)(imag)} = v_{s(1)} - (i_{s(real)} + j i_{s(imag)}) (R_s + j \omega_{e(rated)} \sigma L_s) \quad (13)$$

여기서 $i_{s(real)}$ 과 $i_{s(imag)}$ 은 i_s 의 유효분 전류와 무효분 전류이다. 전동기의 명판사양을 이용하여 식 (12)의 $v_{m(rated)}$ 을 미리 계산하여 기준 값으로 정하고, 전동기를 운전시키면서 $v_{s(1)}$ 을 조정하여 $v_{m(1)} = v_{m(rated)}$ 이 되도록 $v_{s(1)}$ 을 조정하면 이때 L_m 에 흐르는 전류를 정격 여자전류로 볼 수 있다. 여자전류는 $v_{m(1)}$ 과 90도 위상차가 나므로 상전류 $i_{s(1)}$ 에서 $v_{m(1)}$ 과 직교하는 성분만을 추출하면 되며 다음 식과 같이 구하여 진다.

$$i_{m(rated)} = i_{m(1)} = \frac{v_{m(1)(real)} i_{s(imag)} - v_{m(1)(imag)} i_{s(real)}}{v_{m(1)}} \quad (14)$$

여자 인덕턴스 L_m 은 식 (14)에서 얻어진 $i_{m(rated)}$ 를 이용하여 다음과 같이 구하여 진다.

$$L_m = \frac{v_{m(rated)}}{i_{m(rated)} \omega_{e(rated)}} \quad (15)$$

2.5 회전자 저항 및 회전자 시정수 측정

2.3절에서 언급한 이중 농형의 효과를 배제하고 회전자 저항을 측정하기 위하여 정격슬립 주파수 이내의 저주파 단상 교류를 인가하는 것이 바람직하다. 그러나 저주파 단상 교류를 인가할 때 나타나는 문제점은 다음과 같다. 첫째, 전동기를 완전한 정지상태로 유지시키기 힘들다는 것이다. 인버터나 전동기가 완전한 평형상태가 아닌 경우 단상 전동기를 구동시키는 것과 유사한 상태가 되어 전동기가 회전하는 경우가 발생한다. 2.3절과 같은 고주파를 인가하는 경우는 전동기의 관성에 의하여 회전이 일어나지 않지만, 저주파를 인가한 경우는 회전력이 발생하여 전동기가 회전하게 된다. 둘째, 인가 전압의 주파수가 낮으므로 인가 전압의 크기도 작게 되어 테드타임 보상의 정밀도가 측정 결과에 크게 영향을 미친다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 본 연구에서는 단상 교류전압에 직류전압을 더하여 인가함으로써 전동기 전류가 항상 양의 값을 가지도록 하였다. 이렇게 함으로써 테드타임에 의한 영향이 제거되고 또한 전동기도 정지상태를 유지할 수 있게 된다.

직류가 포함된 전압을 인가하게 되면 발생하는 자속은 B-H 곡선상의 1사분면에 치우쳐 포화점에 가깝게 접근하게 된다. 이로 인하여 여자 인덕턴스 값이 실제 값과 다르게 측정되므로 저주파 단상 교류를 인가한 측정에서는 회전자 저항만을 실값으로 취한다.

전동기에 인가되는 저주파 단상 전압은

$$v_s = V_{dc} + V_{ac} \sin(\omega_e t) \tag{16}$$

이고, 여기서 V_{dc} 는 직류전압, $V_{ac} \sin(\omega_e t)$ 는 교류전압, ω_e 는 교류전압의 주파수이다.

전동기에 흐르는 전류는 입력전압과 동상인 유효분 전류와 90도 뒤진 무효분으로 구성된다.

이들의 실효치를 각각 구하면,

$$I_{P(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_s \sin(\omega_e t) d\theta \tag{17}$$

$$I_{Q(rms)} = \frac{-1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_s \cos(\omega_e t) d\theta \tag{18}$$

가 되며, 윗 식을 사용할 경우 직류성분이 제거되고 교류성분의 실효치만이 얻어진다.

인가전압의 교류성분의 실효치는

$$V_{ac(rms)} = V_{ac} / \sqrt{2} \tag{19}$$

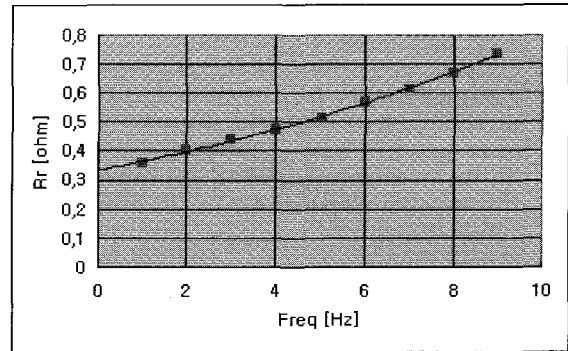


그림 6 주파수 변화에 대한 회전자 저항 측정값
Fig. 6 Measured rotor resistance with variation of excitation frequency

이다. 회전자 저항에서 소비되는 유효전력은 입력 유효전력에서 고정자 저항 손실을 뺀 값이며 다음과 같다.

$$P_{Rr} = I_{P(rms)} V_{ac(rms)} - R_s (I_{P(rms)}^2 + I_{Q(rms)}^2) \tag{20}$$

회전자 저항 양단 전압은 그림 1의 v_m 과 동일하며,

$$V_{m(rms)} = (V_{ac(rms)} - R_s I_{P(rms)} - \omega_e \sigma L_s I_{Q(rms)}) + j(-R_s I_{Q(rms)} + \omega_e \sigma L_s I_{P(rms)}) \tag{21}$$

$V_{m(rms)}$ 와 회전자 저항에서 소비되는 유효전력으로부터 회전자 저항을 계산하면 다음과 같다.

$$R_r = \frac{|V_{m(rms)}|^2}{P_{Rr}} \tag{22}$$

이중 농형의 영향을 줄이기 위하여는 측정 시 슬립 주파수가 낮을수록 유리하나 주파수가 감소하면 인가되는 전압도 감소하여 전압제어 정밀도가 낮아지는 문제가 있다. 이러한 문제를 보완하기 위하여 주파수를 여러 단계로 바꾸고 이때 얻어진 측정값들로부터 주파수가 영, 즉 직류일 경우의 회전자 저항을 추정하였다.

그림 6은 부록 1의 유도전동기에 2Hz부터 9Hz까지 인가 전압의 주파수를 변경하면서 식(22)를 이용하여 계산된 회전자 저항 값들이다. 주파수가 영이 되는 점에서의 값을 추정하기 위하여 측정값들을 4차 곡선으로 근사화 하고 곡선이 x축과 만나는 점, 즉 주파수가 영이 되는 점의 값을 R_r' 로 취하였다. 4차 곡선으로의 근사화는 부록 2와 같다. 그림 6의 굵은 선이 근사화한 곡선이며, x축과 만나는 점의 값이 R_r' 이다. 주파수 별로 계산된 회전자 저항 값들로부터 최종 회전자

저항은 다음 식과 같이 계산된다.

$$R_r = l_1 R_r'[1] + l_2 R_r'[2] + \dots + l_9 R_r'[9] \quad (23)$$

여기서 $l_1 \dots l_9$ 는 부록 2를 이용하여 구해진 계수들이고 $R_r'[1] \dots R_r'[9]$ 는 주파수 별로 측정된 회전자 저항 값들이다.

2.3절에서 구한 L_m' 과 식 (23)을 이용하여 구한 R_r' 로 부터 회전자 시정수 T_r 은 다음 식을 이용하여 구하여진다.

$$T_r = L_r / R_r = L_m' / R_r' \quad (24)$$

3. 실험 및 결과

2.2절에서 2.5절 까지의 방법들을 C언어를 사용하여 구현하였으며 각각의 진동기 상수들이 순차적으로 자동 측정되도록 구성하였다. 사용된 제어기는 TI사의 32bit 부동 소수점 처리용DSP인 TMS320C31을 사용하였고, IGBT로 구성된 전류제어형 PWM 인버터를 사용하여 실험을 행하였다. 스위칭 주파수는 10[kHz], 전압/전류 제어 및 데이터 수집을 위한 인터럽트 루틴의 주기는 스위칭 시간과 동일한 100[μsec], 진동기 상수 측정을 위한 연산은 메인 루틴에서 수행하였다.

그림 7은 자동 측정을 위한 순서도이다. 회전자 저항 측정 시에는 전류제어를 하지만 그 외의 상수 측정 시에는 전압 제어만을 행하여 전류제어기에 의한 영향을 배제하였다. 전압제어를 하는 경우 적정량의 전류가 흐르도록 하기 위하여는 필요한 전압 크기를 미리 결정할 필요가 있다. 그림 7에서 누설 인덕턴스 측정 전 단계와 회전자 저항 측정 전 단계에서 전류제어를 행하여 기준 전압을 설정하는 것이 이러한 이유 때문이며, 누설 인덕턴스 측정의 경우는 정격 전류가 흐르도록 기준 전압을 설정하였고, 회전자 측정의 경우에

표 1 측정된 전동기 상수 값
Table 1 Measured Motor Parameters

전동기 상수	실험 결과 값	수동 측정 값
R_s	0.545 [ohm]	0.518 [ohm]
σL_s	5.55 [mH]	5.75 [mH]
$I_{flux(rms)}$	5.88 [A]	6.34 [A]
Lm'	88.42 [mH]	86.5 [mH]
Rr'	0.345 [ohm]	0.328 [ohm]
Tr	0.256 [sec]	0.264 [sec]

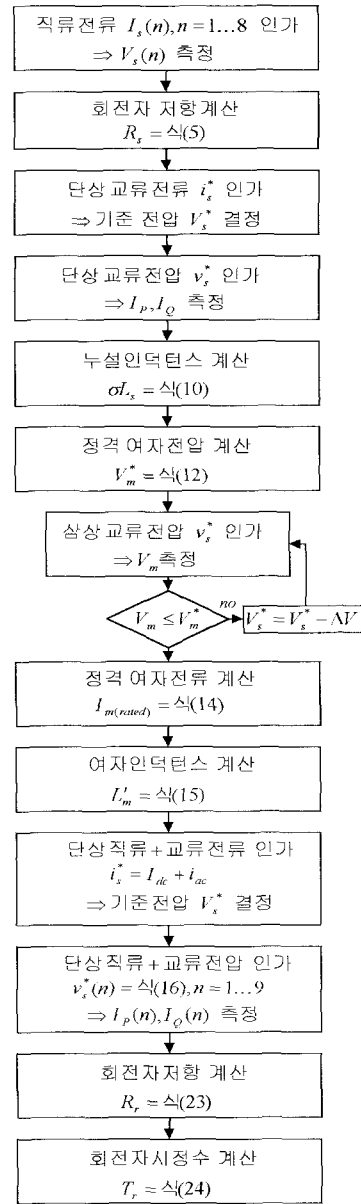


그림 7 자동 측정을 위한 순서도
Fig. 7 Flow chart for auto-measurement

는 직류전류 성분이 여자전류의 80%, 교류 전류 성분이 여자전류의 40%가 되도록 기준 전압을 설정하였다.

상수 측정의 정밀도는 전압과 전류의 측정 정밀도에 영향을 받는다. 전압은 전압센서를 사용하지 않고 PWM 발생기에 인가되는 기준전압을 이용하였다. PWM 발생기에 인가되는 클럭 주파수는 60[MHz]이며, 전압 분해능은 0.345[V]이다. 전류는 홀 센서와 12bit A/D 컨버터를 이용하여 측정하였으며 분해능은

27[mA]이다. 측정 정밀도를 높이기 위하여 고정자 저항 측정의 경우는 매 전류 스텝마다 4초, 여자 인덕턴스 측정 시에도 4초, 즉 4만회를 측정하여 평균하였고, 누설 인덕턴스 측정 시는 40주기를 적분, 회전자 저항 측정시는 10주기를 누적하여 계산에 이용하였다.

실험에 사용된 전동기의 사양은 부록1과 같다. 전동기의 상수값 들은 인버터를 이용한 구속시험, 무부하 시험, 토오크 선형성 시험 등을 통하여 수동으로 정밀하게 측정된 값 들 이고, 이를 제안된 자동 측정 방식의 실험 결과와 표 1에서 비교하였다. 표에서 알 수 있듯이 제안된 방식을 사용한 경우 수동으로 정밀 측정 한 값과 5%이내의 추정 정밀도를 보이고 있다.

4. 결 론

유도전동기의 센서리스 백터제어를 위한 전동기 상수의 측정 방법을 제안하였다. 본 연구에서 제안한 방법은 산업용 인버터의 기본 기능으로 탑재하는 것을 고려하였고, 별도의 보조 수단 없이 인버터 단독으로 자동 측정이 가능하도록 하였다.

기존에 연구된 유도전동기 상수 측정 방법들은 유도전동기와 인버터의 비선형 요소들을 충분히 고려하지 못한 점이 있다. 고정자 저항, 회전자 저항, 누설 인덕턴스, 여자 인덕턴스 등의 전동기 상수에 대하여 측정 방법에 따른 문제점들을 고찰하고 각각에 대한 적절한 시험조건과 방법을 도출하였다.

부 록 1

시험용 유도전동기 정격

형 번	GoldStar KMI10HK1
용 량	7.5 [kW]
정격 전압	3상 380 [V]
정격 전류	15.2 [A]
정격 회전수	1730 [rpm]

부 록 2

1. 최소 자승법을 이용한 곡선으로의 근사화^[5]

측정된 데이터 값으로부터 다음 식과 같은 n차 근사화 곡선을 구한다고 하면,

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad (A1)$$

이며, 식(A1)의 곡선과 측정된 데이터

($[x_0, x_1, \dots, x_M], [Y_0, Y_1, \dots, Y_M]$)의 오차는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} err_i &= Y_i - y_i \\ &= Y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2 - \dots - a_nx_i^n \end{aligned} \quad (A2)$$

$i = 0 \dots M$

오차의 제곱의 합은

$$\begin{aligned} S &= \sum_{i=1}^M err_i^2 \\ &= \sum_{i=1}^M (Y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2 - \dots - a_nx_i^n)^2 \end{aligned} \quad (A3)$$

이고, 최소점에서 다음 조건을 만족한다.

$$\frac{\partial S}{\partial a_0} = \frac{\partial S}{\partial a_1} = \dots = \frac{\partial S}{\partial a_n} = 0 \quad (A4)$$

식 (A4)로 부터 다음과 같은 연립 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} M & \sum x_i & \dots & \sum x_i^n \\ \sum x_i & \sum x_i^2 & \dots & \sum x_i^{n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum x_i^n & \sum x_i^{n+1} & \dots & \sum x_i^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum Y_i \\ \sum x_i Y_i \\ \vdots \\ \sum x_i^n Y_i \end{bmatrix} \quad (A5)$$

식(A5)로 부터 식(A1)의 계수 a_0, a_1, \dots, a_n 을 구한다.

2. 고정자 저항 측정을 위한 직선 근사화

전류를 7단계로 인가하고 그 때의 전압을 측정한다. 각 측정점에 대하여 오차가 최소로 되는 근사 직선이

$$V = R_s I_i + V_{offset} \quad (A6)$$

라 하면, 식(A5)에 $M=7, i=1 \dots M, n=1$ 을 대입하고 인가 전류를

$$\begin{aligned} [I_1, I_2, \dots, I_7] &= [0.3I_{(rated)}, 0.4I_{(rated)}, \dots, 0.9I_{(rated)}] \\ &= [x_1, x_2, \dots, x_7] \end{aligned} \quad (A7)$$

으로 하여 식(A5)를 계산함으로써

$$a_1 = \frac{-0.357}{i_{(rated)}} [3, 2, 1, 0, -1, -2, -3] \times [V_1, V_2, \dots, V_7]^T \quad (A8)$$

이 구해지고, 여기서 a_1 이 R_s 의 추정값이다.

3. 회전자 저항 측정을 위한 곡선 근사화

주파수를 1Hz에서 9Hz까지 9단계로 인가하고 각각의 주파수마다 얻어진 R_r 에 대하여 4차 곡선으로 근사화 한다. 이 경우 식(A1)은

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 \tag{A9}$$

이 된다. 주파수가 영일 경우의 값은 식(A9)에서 $x=0$, 즉 a_0 이다.

식(A9)에 $M=9, i=1\dots M, n=4$ 를 대입하고

$$[x_1, x_2, \dots, x_9] = [1, 2, \dots, 9] \tag{A10}$$

$$[Y_1, Y_2, \dots, Y_9] = [R_{s1}, R_{s2}, \dots, R_{s9}] \tag{A11}$$

로 하여 a_0 를 구하면

$$a_0 = \left[\frac{25}{9}, \frac{-25}{18}, \frac{-25}{18}, 0, 1, \frac{5}{6}, \frac{-5}{18}, \frac{-10}{9}, \frac{5}{9} \right] [R_{s1}, R_{s2}, \dots, R_{s9}] \tag{A12}$$

이며, a_0 가 주파수가 영일 때의 회전자 저항 값이다.

참 고 문 헌

- [1] K. Yanagawa, K. Sakai, S. Ishida, T. Endou and H. Fujii, "Auto Tuning for General Purpose Inverter with Sensorless Vector Control", IPEC-Yokohama, pp.1005-1009, 1995.
- [2] M. Ruff and H. Grotstollen, " Off-line Identification of the Electrical Parameters of an Industrial Servo Drive System" , IEEE IAS96, pp.213-220, 1996.
- [3] C. Millet, J. Pierguin and C. Bergmann, "Identification of a Small Power Induction Machine", EPE99 Records, pp. p.1-p.7, 1999.
- [4] Peter Vas, Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines, Clarendon Press, pp.180-306 1993.
- [5] C. Gerald and P. Wheatley, Applied Numerical Analysis, Addison Wesley, pp.534-540, 1984.

저 자 소 개



김경서(金庚緒)

1957년 12월 5일생. 1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(박사). 1991~1992년 미국 Univ. of Tennessee (Post-Doc.). 1984년~현재 LG산전 연구소 책임연구원.



강기호(姜基好)

1961년 2월 12일생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 졸업(석사). 1996년 INPG (불 Grenoble 공대) 졸업(박사). 1988~1991년 KIST 연구원. 1996년~현재 LG산전 연구소 책임연구원.