

회전자 바의 표피효과를 이용한 벡터제어용 유도전동기의 정지형 상수추정

權寧守*, 文相皓**, 李正欽**, 權炳基***, 崔昌鎬****, 石즐기†

Parameter Identification of Vector-Controlled Induction Motor using Skin Effect of Rotor Bars at Standstill

Young-Su Kwon, Sang-Ho Moon, Jeong-Hum Lee, Byung-Ki Kwon, Chang-Ho Choi and Jul-Ki Seok

요 약

본 논문에서는 벡터제어에 필요한 유도전동기의 상수를 정지 상태에서 부가적인 신호 주입을 이용하여 추정하는 방법을 제안하였다. 농형 유도전동기 회전자 바의 표피효과를 수학적으로 모델링을 하고 분석하였다. 상수 추정을 위해 정지 상태에서 두 가지의 서로 다른 주파수의 신호를 주입한다. 전동기의 초기 상수를 알지 못하므로 개-루프 전압 주입방법 대신 폐-루프 전류제어 방법을 이용한다. 이 방법은 전기적 사고를 미리 방지할 수 있으므로 개-루프 전압 주입방법 보다 안전하다. 그리고 유도전동기의 상수 추정에 심각한 영향을 주는 위상지연효과를 보상하기 위한 오프라인 시험방법을 제안하였다. 그리고 제안된 상수 추정 방법의 타당성을 증명하기 위해 세 가지 용량의 유도전동기에 대해 실험을 수행하였다.

ABSTRACT

This paper suggests a standstill estimator to accurately identify induction motor (IM) parameters necessary for the vector control. A mathematical model that faithfully represents the general skin effect is introduced. Then, two exciting signals with a different frequency are sequentially injected to track the parameters based on the skin effect of the rotor bar. Little knowledge of the unknown motor allows the proposed methodology to employ a closed-loop control of an injected current, rather than open-loop voltage injection approaches. Subsequently, this control scheme proactively prevents electrical accidents resulting from an inadequate open-loop voltage injection. We develop a specialized offline commissioning test to compensate the phase delay resulting from the drive, which significantly affects the precision of the IM parameters. The effectiveness of the identification technique is validated by means of experiments performed on the three different IMs.

Key Words : Standstill induction motor parameters, Skin effect, Closed-loop control, The phase delay

1. 서 론

유도전동기 고성능 구동시스템의 성능 보장을 위해서는 전동기 상수를 초기에 정확히 설정하는 것이 매우 중요하다. 그러나 고성능 전동기 운전이 요구되는 산업 현상에서는 미지의 전동기가 이미 기계적인 부하에 연결되어 전동기 상수 초기화 등을 위한 일시적 운

†교신저자 : 정회원, 영남대 전기공학과 부교수

E-mail : doljk@ynu.ac.kr

*학생회원, LS산전 자동화연구소 연구원

**정회원, (주)포스콘 기술연구소 주임연구원

***정회원, (주)포스콘 기술연구소 철강플랜트팀장

****정회원, (주)포스콘 기술개발실 실장

접수일자 : 2008. 6. 16

1차 심사 : 2008. 8. 21

심사완료 : 2008. 9. 12

전이 불가능한 경우가 있다. 이와 같은 경우 전동기 상수 초기설정은 정지 상태에서 추정되어야 하고 시험을 단시간 내에 수행하기 위해서는 간단하며 정확한 상수 초기화 방법이 요구되는데, 기존의 정지형 오프라인 상수 추정 방법들은^{[1][2]} 별도의 시험 장비가 필요하며 과정이 복잡하다.

본 논문에서는 전동기가 정지된 상태에서 미리 정해진 고주파 신호를 주입하여 고정자저항 및 누설인덕턴스, 회전자저항을 추정하는 방법을 제안하고자 한다. 회전자 상수의 경우 주입된 고주파 신호에 대해 표피효과를 갖기 때문에 고주파에 대해 구한 값을 정격 슬립 주파수에 대한 값으로 환산하는 과정을 거치게 된다. 이를 기본으로 벡터 제어에 필요한 기본적인 상수 설정을 완료할 수 있으며 운전과 동시에 온라인 상태에서 정확한 값으로 보정할 수 있다.

2. 회전자 바의 표피효과

대부분의 농형 유도전동기의 회전자는 Deep-Bar의 형태이며 이 회전자 바의 임피던스는 회전자에 흐르는 전류의 주파수와 회전자 형상에 관한 함수이다.^[3] 회전자 바에 흐르는 전류의 주파수가 높아질수록 표피효과에 의해 저항은 커지며 누설 인덕턴스는 작아진다.

깊이가 d인 Deep-Bar형태의 회전자 임피던스는 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.^[4]

$$Z_{rotor} = R_{r_hf} + jX_{lr_hf} = \alpha d R_{r_dc} \left[\frac{\sinh 2\alpha d + \sin 2\alpha d}{\cosh 2\alpha d - \cos 2\alpha d} + j \frac{\sinh 2\alpha d - \sin 2\alpha d}{\cosh 2\alpha d - \cos 2\alpha d} \right] \quad (1)$$

이때 $\alpha = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\rho}}$ 이고 f는 주파수, μ_0 는 진공의 투자율, ρ 는 도체 바의 저항률을 나타낸다.

그림 1은 식(1)의 hyperbolic 함수의 αd 에 대한 변화추이를 나타낸 것이다.

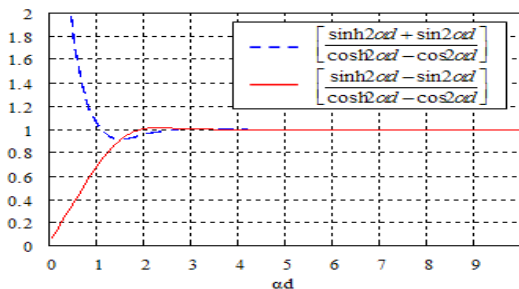


그림 1 식(1)의 hyperbolic 함수의 αd 에 대한 변화추이
Fig. 1 Plot of the hyperbolic function of (1)

그림 1 과 식(1)을 통해 주파수 또는 바의 깊이가 커지면 회전자저항과 회전자 누설리액턴스가 거의 같아짐을 알 수 있다. 그러므로 $\alpha d > 2$ 이면 다음식이 성립한다.

$$R_{r_hf} (= \alpha d R_{r_dc}) \cong X_{lr_hf} (= \frac{3}{2\alpha d} X_{lr_dc}) \quad (2)$$

3. 제안된 상수 추정 알고리즘

정지상태의 유도전동기 d축 등가회로는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 전동기의 정지 상태를 유지하기 위해 d축에는 식(3)과 같이 dc값이 포함된 교류전류를 주입하고 q축 전류는 0으로 제어한다.^[5]

$$i_{ds} = I_{ds} + i_{dh} = I_{ds} + I_m \cos \omega_h t \quad (3)$$

I_m 은 주입전류의 교류성분 크기이며 I_{ds} 는 전동기의 명판정보로부터 쉽게 얻을 수 있다.^[6] 이때 ω_h 가 충분히 높으면 대부분의 전류는 회전자로만 흐른다.

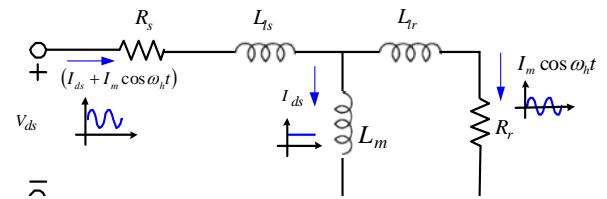


그림 2 정지 상태에서의 유도전동기 d축 등가회로
Fig. 2 D-axis equivalent circuit of an IM at standstill

본 논문에서는 전동기의 상수를 추정하기 위해 두 가지의 서로 다른 주파수의 전류를 주입하게 된다. 첫 번째 고주파 전류 시험에서는 회전자 상수가 선형적인 구간의 주파수를 이용하여 고정자저항과 고정자 누설 인덕턴스 및 높은 주파수에서의 회전자 저항과 회전자 누설인덕턴스를 추정한다. 그리고 저주파 전류 시험에서는 회전자 상수가 비선형인 구간의 주파수를 주입하여 낮은 주파수에서의 회전자 누설인덕턴스를 추정한다. 최종적으로 고주파 전류시험과 저주파 전류시험에서의 결과를 이용하여 정격 슬립 주파수에서의 회전자 누설인덕턴스와 회전자저항을 추정한다.

3.1 고주파 전류 시험

그림 2로부터 정상상태의 d축 전압 방정식은 식(4)와 같다.

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + (R_s + R_r) i_{dh} - \omega_h L_{\sigma} I_m \sin(\omega_h t) \quad (4)$$

여기서 $L_{\sigma} = L_{ls} + L_{lr}$ 이다.

식(5)와 같이 저역 통과 필터를 이용하여 스위칭소자의 전압강하성분과 케이블의 저항이 포함된 고정자 저항을 구할 수 있다.

$$\hat{R}_s = \frac{LPF(V_{ds})}{I_{ds}} = \frac{LPF(V_{ds})}{LPF(i_{ds})} \quad (5)$$

고주파 전류가 인가되었을 때의 등가저항과 등가인덕턴스는 식(6)과 같이 전압과 전류의 교류성분의 곱을 신호 처리하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{dh} \cdot i_{dh} &= R_{eq_hf} \cdot i_{dh}^2 - \omega_h L_{eq_hf} \cdot I_m^2 \sin(\omega_h t) \cos(\omega_h t) \\ &= \frac{1}{2} R_{eq_hf} I_m^2 + \frac{1}{2} R_{eq_hf} I_m^2 \cos(2\omega_h t) \\ &\quad - \frac{1}{2} \omega_h L_{eq_hf} I_m^2 \sin(2\omega_h t) \end{aligned} \quad (6)$$

이때 $R_{eq_hf} = R_s + R_{r_hf}$, $L_{eq_hf} = L_{ls} + L_{lr_hf}$ 이다. 식(6)으로부터 등가 저항과 등가 인덕턴스는 다음과 같다.

$$\hat{R}_{eq_hf} = \frac{LPF(v_{dh} \cdot i_{dh})}{LPF(i_{dh}^2)} \quad (7a)$$

$$\hat{L}_{eq_hf} = \frac{\sqrt{LPF\{(v_{dh} - \hat{R}_{eq_hf} \cdot i_{dh})^2\}}}{\omega_h \sqrt{LPF(i_{dh}^2)}} \quad (7b)$$

식(5)와 식(7a)에서 고주파 전류에 대한 회전자 저항은 다음과 같다.

$$\hat{R}_{r_hf} = \hat{R}_{eq_hf} - \hat{R}_s \quad (8)$$

그리고 식(2)과 식(8)을 이용하여 고주파 전류에 대한 회전자 누설 인덕턴스를 구할 수 있다.

$$\hat{L}_{lr_hf} = \frac{X_{lr_hf}}{\omega_h} = \frac{\hat{R}_{r_hf}}{\omega_h} \quad (9)$$

식(7b)와 식(9)를 이용하면 고정자 누설 인덕턴스를 구할 수 있다.

$$\hat{L}_{ls} = \hat{L}_{eq_hf} - \hat{L}_{lr_hf} \quad (10)$$

식(2)와 식(9)로부터 고주파 전류에 대한 회전자 누설인덕턴스는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{L}_{lr_hf} = \frac{1}{\sqrt{f_h}} \frac{3}{2\sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\rho}d}} L_{lr_dc} = \frac{K_{lr}}{\sqrt{f_h}} \quad (11)$$

그림 3은 고주파 전류 시험에 대한 블록도이다.

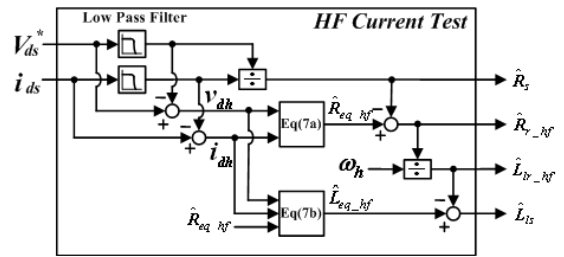


그림 3 고주파 전류 시험의 블록도

Fig. 3 Block diagram of HF current test

3.2 저주파 전류 시험

고주파 시험과 같은 방법으로 저주파 전류에 대한 등가인덕턴스를 구하면 다음과 같다.

$$\hat{L}_{eq_lf} = \frac{\sqrt{LPF\{(v_{dl} - \hat{R}_{eq_lf} \cdot i_{dl})^2\}}}{\omega_l \sqrt{LPF(i_{dl}^2)}} \quad (12)$$

저주파 전류에 대한 회전자 누설인덕턴스는 식(10)과 식(12)를 이용하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{L}_{eq_lf} - \hat{L}_{ls} &= \hat{L}_{lr_lf} \\ &= \frac{K_{lr}}{\sqrt{f_l}} \left[\frac{\sinh 2\alpha_l d - \sin 2\alpha_l d}{\cosh 2\alpha_l d - \cos 2\alpha_l d} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $\alpha_l = \sqrt{\frac{\pi f_l \mu_0}{\rho}}$ 이다.

식(13)에서 $\alpha_l d$ 를 구할 수 있으며 $\alpha_l d$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha_l d = \sqrt{\frac{\pi \mu_0}{\rho}} d \sqrt{f_l} = K_{od} \sqrt{f_l} \quad (14)$$

식(14)에서 구한 K_{ad} 를 이용하여 R_{r_dc} 및 L_{lr_dc} 를 구하면 다음과 같다.

$$\hat{R}_{r_dc} = \frac{\hat{R}_{r_hf}}{K_{ad} \sqrt{f_h}} \quad (15)$$

$$\hat{L}_{lr_dc} = \frac{2}{3} K_{ad} \sqrt{f_h} \hat{L}_{lr_hf} \quad (16)$$

마지막으로 정격 슬립주파수에서의 회전자저항 및 회전자 누설인덕턴스는 다음과 같다.

$$\hat{R}_r = K_{ad} \sqrt{f_h} \hat{R}_{r_dc} \left[\frac{\sinh(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}}) + \sin(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}})}{\cosh(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}}) - \cos(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}})} \right] \quad (17)$$

$$\hat{L}_{lr} = \frac{3\hat{L}_{lr_dc}}{2K_{ad} \sqrt{f_h}} \left[\frac{\sinh(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}}) - \sin(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}})}{\cosh(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}}) - \cos(2K_{ad} \sqrt{f_{slip}})} \right] \quad (18)$$

그러므로 제안된 방법을 이용하면 정격 슬립 주파수는 물론 모든 주파수 영역에서의 회전자 저항과 회전자 누설인덕턴스를 추정할 수 있다.

4. 주입주파수 설정 및 위상지연효과 보상

주입주파수를 결정 할 때 회전자 바의 깊이를 고려하여야 한다. 회전자 바의 깊이는 정확하게 알 수는 없지만 자속의 경로확보와 회전자의 강성, 기동토크 등을 고려하여 설계하므로 같은 용량에서는 차이가 크지 않다고 볼 수 있다. 본 논문에서는 국내의 한 전동기 생산업체의 자료를 기준으로 회전자 바의 깊이를 산정하였고 이를 기준으로 주입 주파수를 설정하였다.

4.1 주입주파수 설정

고주파 전류시험에서는 $\alpha d > 2$ 의 조건을 만족해야 하므로 주입 가능한 최소 주파수를 식(19)와 같이 설정 할 수 있다.

$$f_{h_min} = \left(2 / \left(\sqrt{\frac{\pi \mu_0}{\rho_{(AL)}}} \times d \right) \right)^2 \quad (19)$$

여기서 $\rho_{(AL)}$ 는 알루미늄의 저항률을 나타낸다. 그림 4에 5[kW]부터 100[kW]까지의 유도전동기 고주파 전류시험에서 최소 주입주파수를 나타내었다.

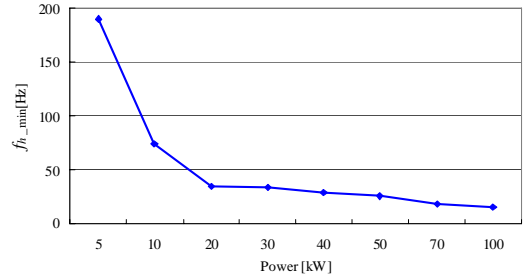


그림 4 고주파 전류시험을 위한 용량별 최소주입주파수
Fig. 4 Plot of f_{h_min} on commercial IMs for HF current test

저주파 전류시험에서는 다음 두 조건이 만족되도록 주파수를 설정하여야 한다.

$$\frac{|j\omega_l l_m|}{|r_r + j\omega_l l_{lr}|} \geq 9 \quad (20a)$$

$$\alpha d < 1.5 \quad (20b)$$

식(20a)에서 전동기 상수는 전동기 명판의 정보를 이용하여 구한 값을 사용한다.^[7] 식(20a)를 만족할 경우 교류 전류의 90% 이상이 회전자를 통해서 흐르게 된다. 식 (20b)에서 주입 가능한 최대 주파수는 다음과 같다.

$$f_{L_max} = \left(1.5 / \left(\sqrt{\frac{\pi \mu_0}{\rho_{(AL)}}} \times d \right) \right)^2 \quad (21)$$

그림 5에 5[kW]부터 100[kW]까지의 유도전동기의 저주파 전류시험에서 최대 주입주파수를 나타내었다.

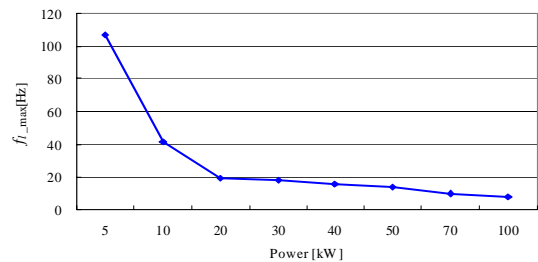


그림 5 저주파 전류시험을 위한 용량별 최대주입주파수
Fig. 5 Plot of f_{L_max} on commercial IMs for LF current test

식 (20a)와 식(21)에서 주입가능한 주파수 범위는 다음과 같다.

$$\frac{4.5r_r}{\pi\sqrt{l_m^2 - (9l_r)^2}} \leq f_l \leq f_{l_max} \quad (22)$$

4.2 위상지연보상을 위한 오프라인 시험

고주파 전류 시험에서 위상지연효과는 정확한 상수를 추정하는데 큰 영향을 주므로 오프라인 시험을 통해 이를 정확하게 측정하여 보상하는 방법을 이용하였다.

교류 전동기에 고주파 전류가 주입되었을 때 위상지연이 발생된 고주파 전류와 전압은 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$i'_{dh} = I_m \cos(\omega_h t - \delta_i) \quad (23a)$$

$$v'_{dh} = V_m \cos(\omega_h t + \phi + \delta_{PWM}) \quad (23b)$$

이때 I_m 과 V_m 은 각각 교류전류의 크기와 교류전압의 크기를 나타낸다. δ_i 는 샘플링 된 전류의 위상지연을 나타내며 ϕ 는 전류에 대한 전압의 위상각이며 δ_{PWM} 은 PWM 출력 지연 각이다.

위상지연이 포함되었을 때 고주파에 대한 교류 전동기의 등가저항 및 등가인덕턴스는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{R}_{eq_hf} = \frac{V_m}{I_m} \cos(\phi + \delta_i + \delta_{PWM}) \quad (24a)$$

$$\hat{L}_{eq_hf} = \frac{V_m}{\omega_h I_m} \sin(\phi + \delta_i + \delta_{PWM}) \quad (24b)$$

전류에 대한 전압의 위상각 ϕ 가 거의 90° 에 가깝기 때문에 위상지연에 의한 오차는 \hat{R}_{eq_hf} 가 \hat{L}_{eq_hf} 에 비해 크게 나타난다. 농형 유도전동기의 경우 \hat{R}_{eq_hf} 는 \hat{R}_s 와 \hat{R}_{r_hf} 의 합으로 나타낼 수 있으며 회전자 저항 \hat{R}_{r_hf} 는 주파수의 함수로 나타내어진다.

본 논문에서는 식(25)와 같이 농형 유도전동기의 회전자 상수의 주파수에 대한 비례계수 K_δ 를 PDCI (Phase Delay Compensation Index)라고 정의하고 주파수에 대한 이 값의 변화추이를 이용하여 정확한 위상지연 보상 값을 찾는 방법을 이용하였다.

$$K_\delta = \frac{\hat{R}_{r_hf}}{\sqrt{f_h}} = \frac{\hat{R}_{eq_hf} - \hat{R}_s}{\sqrt{f_h}} = \sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\rho}} dR_{r_dc} \quad (25)$$

위상지연이 발생하지 않는다면 K_δ 는 어떤 주파수에 대해서도 상수로 나타나야 한다. 그러나 위상지연이 발생되고 위상지연을 잘못 보상하게 되면 K_δ 는 식(24)의 δ_i 와 δ_{PWM} 에 의해 주파수 변화에 따라 일정한 값을 유지하지 못하고 증가하거나 감소하게 된다. 고주파 전류제어 시스템의 총 위상지연을 δ 라고 두고 위상지연 보상 값을 δ' 로 두면 주파수 변화와 K_δ 는 그림 6과 같은 관계를 가진다.

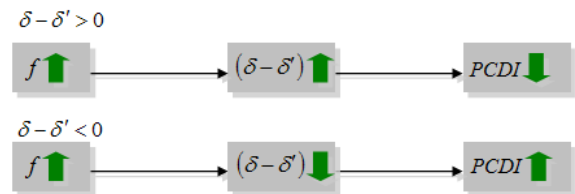


그림 6 주파수 변화와 K_δ 의 관계

Fig. 6 Relation of frequency and K_δ

그림 7은 1.5[kW] 유도전동기 실험장치의 위상 지연 값을 알아내기 위한 오프라인 시험결과이다.

그림 7에서 130[us]를 보상하였을 때 주파수 증가에 따라 K_δ 는 감소하는 추이를 보이며 이는 올바르게 보상되지 않았음을 나타낸다. 또한 150[us]를 보상하였을 때는 주파수 증가에 따라 K_δ 가 증가하는 추이를 보이며 이 역시 올바르게 보상되지 않았음을 나타낸다. 그러나 138[us]를 보상하였을 때는 주파수 증가에 따라 K_δ 가 일정한 것을 볼 수 있다.

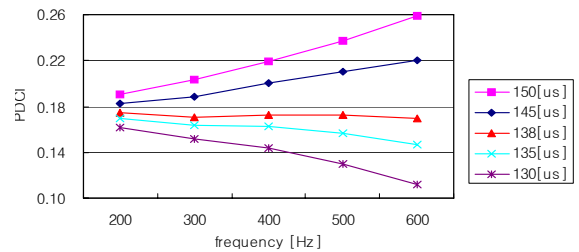


그림 7 IM #1 구동장치의 PDCI (K_δ) 측정 결과

Fig. 7 PDCI (K_δ) test result of IM #1 drive system

5. 전류제어기 설계

고주파의 전류를 제어하기 위해 기존의 PI제어기를 사용하면 제어기 대역폭 제한으로 인해 위상지연과 크기감소가 발생한다. 제어성능을 높이기 위해 대역폭을

증가시키면 토크 맥동이 발생하여 불안정해지므로 고 주파의 전류를 제어 할 수 있는 제어가 반드시 필요하다.^[8]

본 논문에서는 PI제어기와 Resonant 제어기를 결합한 PI+Resonant 제어기를 그림 8과 같이 구성하였다. 여기서 PI제어기에서는 주입한 전류의 직류성분을 제어하며 Resonant 제어기에서는 주입한 전류의 교류성분을 제어하는 형태가 된다.

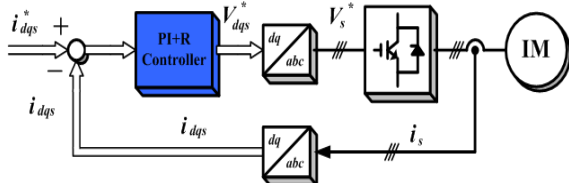


그림 8 PI + Resonant 전류제어기 블록도
Fig. 8 Block diagram of PI+resonant current controller

PI+Resonant제어기의 전달함수는 식 (26)과 같다.

$$G_{AC}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_R \omega_{cut} s}{s^2 + \omega_{cut} s + \omega^2} \quad (26)$$

이때 ω 는 주입 주파수이며, ω_{cut} 은 Resonant제어기의 차단 주파수이며 K_R 은 Resonant 제어기의 이득이다. 그림 9는 Resonant 제어기의 보드선도이다.

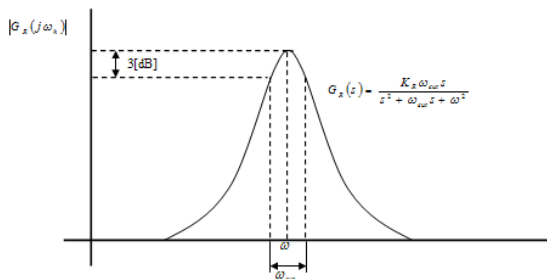


그림 9 Resonant 제어기의 보드선도
Fig. 9 Bode plot of resonant controller

6. 실험결과

제안된 알고리즘을 검증하기 위해 3가지의 서로 다른 용량의 유도전동기에 대해 실험을 수행하였으며 그 결과를 표1에 나타내었다. 고정자 저항과 회전자 저항의 추정 오차는 각각 10%, 20% 이내이다. 전류 샘플링 주파수 및 실험조건은 표 2와 같다.

표 1 상수 추정 결과 및 오차

Table 1 Estimated results and errors with known values

Motor	IM #1 (1.5kW)	IM #2 (5.5kW)	IM #3 (17.5kW)
$\hat{R}_s / R_s [\Omega]$	2.3/2.47	0.934/0.902	0.21/0.197
$\Delta R_s [\%]$	-7.3	+3.5	+6.6
$\hat{L}_s [mH]$	11	11.6	4.9
$\hat{L}_r [mH]$	2.6	3.4	1.8
$\hat{R}_r / R_r [\Omega]$	0.62/0.7	0.615/0.522	0.116/0.135
$\Delta R_r [\%]$	-11.5	+17.8	-14.1

표 2 인버터의 스위칭주파수 및 실험조건

Table 2 Inverter switching frequency and test conditions

Motor	IM #1 (1.5kW)	IM #2 (5.5kW)	IM #3 (17.5kW)
sampling frequency[kHz]	10	4	4
$f_h [Hz]$	250	200	200
$f_l [Hz]$	30	30	20
Phase Delay[us]	138	319	358

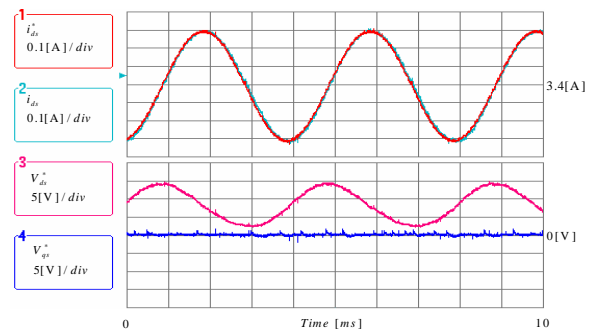


그림 10 250[Hz] 고주파전류제어 성능
Fig. 10 HF current control performance at 250 Hz

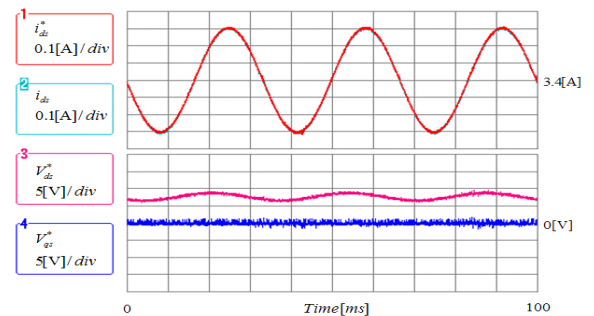


그림 11 30[Hz] 저주파전류제어 성능
Fig. 11 LF current control performance at 30 Hz

그림 10과 11은 1.5[kW] 유도전동기의 고주파 및 저주파 시험에서 전류제어 성능시험 결과이다.

PI제어기의 대역폭은 2000[rad/s]이며 Resonant 제어기의 이득 K_R 은 6270, ω_{cut} 은 15.7[rad/s]로 설정하였다. 그림 10과 그림 11에서 PI+Resonant 제어기가 잘 동작하고 있음을 알 수 있다.

그림 12와 그림13은 1.5[kW]의 유도전동기에서 고주파 전류시험 및 저주파 전류시험에서 상수추정 과정과 결과를 나타낸다. 그림 12에서 최초 고주파 주입으로부터 0.2초 후에 고정자저항을 추정하고 0.4초 후에 회전자저항, 고정자 누설인덕턴스, 회전자 누설인덕턴스를 추정한다. 결과 값은 모두 안정하게 추정되고 있음을 알 수 있다.

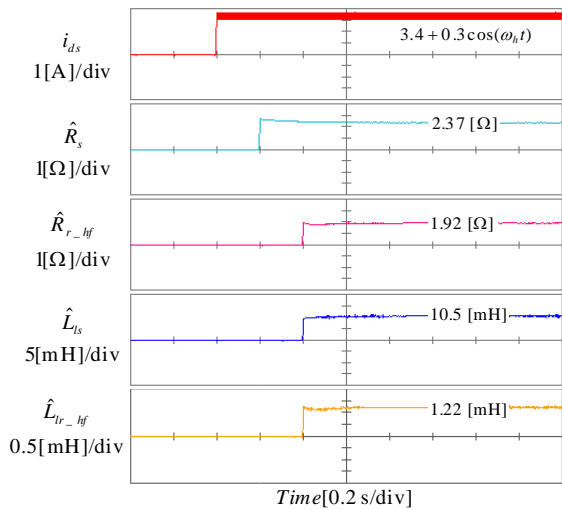


그림 12 IM #1의 고주파 전류시험 결과
Fig. 12 Estimation results of HF current test on IM #1

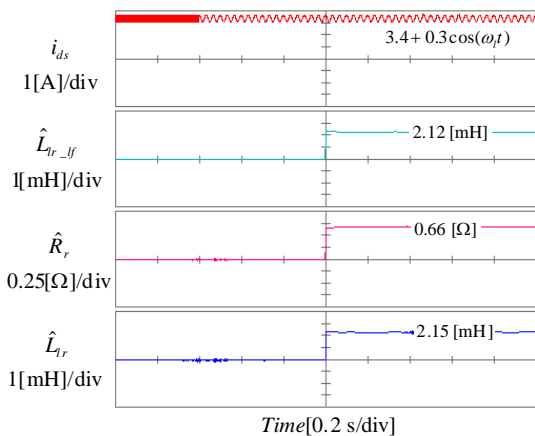


그림 13 IM #1의 저주파 전류시험의 추정결과
Fig. 13 Estimation results of LF current test on IM #1

그림 13과 같이 고주파 전류시험이 끝남과 동시에 저주파 전류시험을 수행하여 0.6초 후에 모든 상수의 추정이 이루어진다. 역시 결과 값은 안정하게 추정됨을 확인 할 수 있다.

최초 고주파 전류 주입부터 최종 상수추정까지 1초 이내에 이루어질 수 있으며 이것은 많은 전동기가 조합된 산업 플랜트에서 단 시간에 많은 전동기의 상수를 추정할 수 있음을 입증한다.

식(13)과 식(14)를 이용하여 구한 1.5[kW] 유도전동기 회전자 바의 길이는 1.6[cm]이다. 회전자 바의 길이를 이용하여 표피 효과에 대한 회전자 저항과 회전자 누설리액턴스를 계산한 결과를 그림 14에 나타내었다. 250[Hz]이상의 주파수에서 회전자 저항과 회전자 누설리액턴스가 같아짐을 알 수 있다.

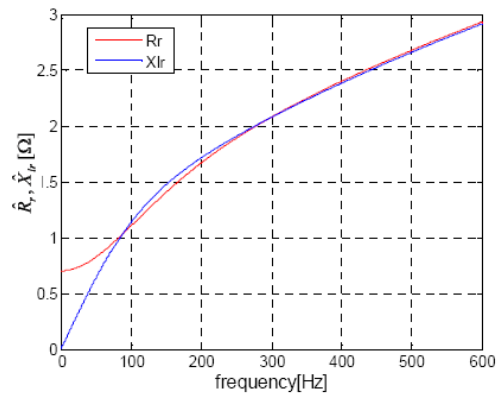


그림 14 IM #1의 표피 효과에 의한 Rr, Xlr 변화
Fig. 14 Rr, Xlr curves by skin effect of IM #1

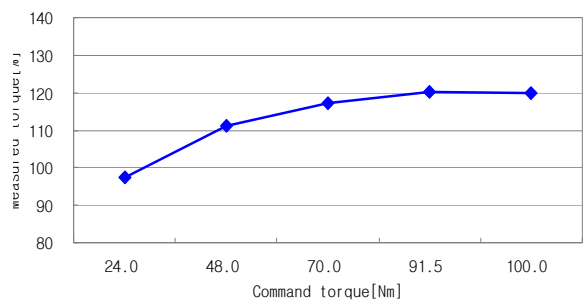


그림 15 IM#3의 추정된 상수를 이용한 부하토크 실험결과
Fig. 15 Load torque test results for estimated parameters of IM#3

추정된 값이 올바른 값인지 확인하기 위해서 부하시험 장치에서 실험을 수행하였다. 부하 실험은 IM #3에 대해 추정된 상수 값을 이용하여 간접벡터제어를 하였

을 때 실제 토크와 제어기에 나타나는 토크지령을 비교하였다. 그림 15에 나타난 것처럼 실제토크와 토크지령의 오차는 20% 이내였으며 이 실험결과는 추정된 회전자 상수가 실제 백터제어를 수행하는데 문제가 없을 만큼 비교적 정확하다는 것을 보여준다.

5. 결 론

본 논문에서는 두 가지의 간단한 전류주입 시험을 통하여 백터제어용 유도전동기의 정지형 상수추정 방법을 제안하였다. 그리고 서로 다른 용량의 3가지 유도전동기에 대해 실험을 수행하여 제안된 알고리즘의 타당성을 검증하였다. 제안된 알고리즘을 통하여 보다 신속하게 전동기의 상수를 추정할 수 있으며 전동기를 회전시키지 않고도 초기 구동에 필요한 전동기 상수를 추정 할 수 있다. 그러므로 전동기 상수 설정 시간단축에 크게 기여 할 것으로 기대된다. 그리고 모든 주파수 영역에서의 회전자 상수를 알 수 있으므로 이는 고장진단 또는 온도추정과 같은 분야에서도 유용하게 사용될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] J. R. Willis, G. J. Brock and J. S. Edmonds, "Derivation of induction motor models from standstill frequency response tests", *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 4, pp. 608-613, 1989, Dec.
- [2] S. I. Moon and A. Keyhani, "Estimation of induction machine parameters from standstill time-domain data", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, pp. 1609-1615, 1994, Nov./Dec.
- [3] 석줄기, "가상 회전자 자속기준 제어를 이용한 심구형 유도전동기의 고성능 운전", 서울대학교 전기공학부 박사학위 논문, 1998.
- [4] P. L. Alger, "The Nature of Induction Machine", *Gorden and Breach Science Publishers*, pp. 265-272, 1965.
- [5] J. K. Seok, S. I. Moon and S. K. Sul, "Induction parameter identification using PWM inverter at standstill", *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 12, pp. 127-132. 1997, June.
- [6] 설승기, "전기기기 제어론", 홍릉과학출판사, 2007.
- [7] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *ECEA11 Electromechanical Systems*, University of Wisconsin-Madison, 1986.
- [8] 권영수, 석줄기, "유도전동기 자가 진단 및 상수 추정을 위한 고주파 전류 제어기 구현", *대한전기학회 EMECS 학회 추계학술대회 논문집*, pp. 144-146, 2007.

저 자 소 개



권영수(權寧守)

1978년 8월 24일생. 2005년 영남대 전기공학과 졸업. 2008년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년~2006년 (주)메트로닉스 기술연구소 연구원. 현재 LS산전 자동화연구소 연구원.



문상호(文相皓)

1975년 5월 5일생. 2001년 부경대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 (주)포스콘 기술연구소 주임연구원.



이정흠(李正欽)

1977년 8월 15일생. 2003년 인하대 전기공학과 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년~현재 (주)포스콘 기술연구소 주임연구원.



권병기(權炳基)

1970년 12월 5일생. 1993년 광운대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년~현재 (주)포스콘 기술연구소 철강플랜트팀장.



최창호(崔昌鎬)

1956년 10월 18일생. 1979년 아주대 전자공학과 졸업. 1984년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1983년~1987년 LG산전 기술연구소 선임연구원. 1987년~1991년 한국 서보주식회사 책임연구원. 1991년~현재 (주)포스콘 기술개발실 실장.



석줄기(石 줄기)

1969년 3월 29일생. 1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 현재 영남대 전기공학과 부교수.