

2 회로정수 방식 3상유도전동기 등가회로에서의 역률보상 연산모듈 최 순 만†

(원고접수일 : 2010년 9월 2일, 원고수정일 : 2010년 9월 27일, 심사완료일 : 2010년 11월 2일)

A computation module to compensate the power factor at 2 parameter equivalent circuit for modelling 3 phase induction motors

Soon-Man Choi†

요 약 : 2회로정수 등가회로에 의한 3상유도전동기 모델링 방식은 정격제원만으로 모의운전 특성을 효과적으로 재현하는 장점이 있으나 여자전류의 생략으로 역률 지시에서의 오차가 커지는 문제가 있다. 본 논문에서는 이러한 오차를 해소하기 위한 방안으로 정격 역률이 실제 전동기와 일치되는 조건에서 부하 크기와 관련이 없는 보상전류의 직교 성분을 해석한 후 이를 2회로정수의 부하 전류에 합성하는 방식을 제시하였다. 또한 정격제원으로부터 보상전류와 보정된 값의 전동기 전류, 토크 및 역률을 출력하는 전체적인 과정을 계산하는 연산모듈을 구성하였으며 실제 전동기의 제원을 모듈에 입력하여 나타나는 시뮬레이션 결과를 확인하였다. 이로부터 정격 운전점에서 주요 운전값이 실제 전동기와 일치할 뿐 아니라 슬립에 따른 전체 운전 영역에서 제시된 모듈의 출력 결과가 2회로정수의 경우보다 개선된 모의 특성을 나타내었다.
주제어 : 3상유도전동기, 등가회로, 역률보상, 기관실 시뮬레이터

Abstract: When modelling lots of induction motors to design and configure an engine room simulator, the 2 parameters equivalent circuit has many practical benefits as it reduces working hours considerably without requiring complicated technical data from makers except the ratings of motors. The basic properties such as torque and load current are shown well matched with real cases by this method, but almost the only drawback of 2 parameters circuit is that it reveals inherently higher power factor in the whole operation range due to disregarding the exciting current of the induction motor to maximize the simplification. This paper suggests a modelling module as a practical tool to compensate the power factor by inserting a virtual compensation current into the load current from 2 parameters equivalent circuit, and the simulated results show satisfactory outputs and the improved power factor indication by performance curves when compared to the cases of 2 parameters-equivalent circuit.

Key words: 3 phase induction motor, Equivalent circuit, Power factor compensation, Engine room simulator

1. 서 론

기관실 시뮬레이터 제작에서와 같이 동시에 많은 전동기들을 모델링 설계해야 하는 경우는 계산 과정이 간단하면서도 해당 전동기의 운전특성을 제

로 나타낼 수 있어야 한다. 3상유도전동기에 대해서는 각종 등가회로들이 목적에 적합하게 다양한 형태로 연구되어 왔으나 대부분 다수의 회로 파라미터를 포함하는 방식이어서[1-4] 복잡한 실험 과

† 교신저자(한국해양수산연수원 교육연구처, E-mail: mindmind@chol.com, Tel: 051-620-5850)

정이나 세부적 기술제원을 토대로 하지 않고는 이들 파라미터 값을 모두 확정하지 못한다는 점에서 정격 제원 정도만 주어질 뿐인 시뮬레이터 작업 환경에서는 사용이 불가능하다. 실험을 통하여 임의 전동기에 대한 회로정수를 결정하는 방법과 관련하여서도[5-8] 무부하, 구속 및 부하실험 등이 필요할 뿐 아니라 파라미터 증가에 따라 정수의 결정에는 더 많은 실험이 요구된다. 이에 대해 실험이 가능하지 않은 환경과 조건에서 전동기의 명판 제원에만 근거하여 최적의 근사 모의 특성을 구현하는 문제를 명제로 한다면 파라미터 수가 최소인 2회로정수 방식에서 가능성을 찾을 수 있다. 다만 이 경우 해당 전동기의 일반적인 운전특성은 간단한 해석과정을 통해 구현할 수 있어도 운전 역률은 실제에 비해 많이 왜곡되어 지시되는 문제를 피할 수 없다. 이는 파라미터 개수의 최소화를 위해 유도전동기 여자전류를 나타내기 위한 리액턴스를 생략하기 때문인데 슬립이 작아지는 저부하 영역에서 역률을 차이는 더 심해진다. 이러한 배경에서 본 논문은 2회로정수 방식의 장점은 그대로 살리되 역률 문제의 단점을 보완하기 위한 방법으로서 등가회로에서 얻어지는 부하전류에 일정 보상전류를 합성시킴으로써 역률 차이를 해소할 수 있는 방안을 제시하고 있으며 보상전류의 직교성분을 조건과 크기에 의해 해석한 후 소프트웨어적인 연산 모듈을 구성하였다. 또한 실제 전동기를 모델로 하여 전체 운전 영역에서 모듈이 출력하는 시뮬레이션 결과를 통해 제시된 방식이 보상이 없는 2 회로정수 방식과 대비될 때 나타나는 개선된 특성을 확인하기로 한다.

2. 전동기 등가회로

2.1 2 회로정수 등가회로

모의운전 특성식은 포함된 변수 값을 모두 알아야 활용이 가능하다. 실험과정 없이 정격제원만으로 등가회로의 파라미터를 모두 확정하려면 Figure 1과 같이 1, 2차 구분 없는 최소 파라미터 방식의 2회로정수 등가회로가 적합하다. 여기에서 V_L 과 I_L 은 전동기 전원단자 U, V, W 중의 어느 한 선간전압과 선전류를 나타내고 있으며 r 과

x 는 전동기의 저항 및 리액턴스 요소이고 R 과 저항 r 의 합은 r/s 이다.

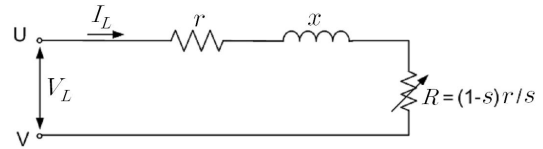


Figure 1: Approximate equivalent circuit by 2 parameters

Figure 1의 임피던스 \dot{Z} 의 크기와 위상은 다음과 같아진다.

$$\dot{Z} = \sqrt{\left(\frac{r}{s}\right)^2 + x^2} \angle \tan^{-1} \frac{s \cdot x}{r} \quad (1)$$

2.2 단일 파라미터에 의한 임피던스

리액턴스를 저항에 의한 함수 $x = g(r)$ 로 표시하면 식 (1)의 실수부분은 다음과 같다.

$$Re(\dot{Z}) = f_1\{s, r, g(r)\} \quad (2)$$

한편, r 과 x 는 단위가 같은 변수로서 1차 선형인 $x = k_Z \cdot r$ 의 관계로 나타낼 수 있으므로 식 (2)는

$$Re(\dot{Z}) = f_2(s, r) \Big|_{x=k_Z \cdot r} \quad (3)$$

와 같이 단일 파라미터에 의한 식으로 변환이 가능하다. 여기서 식 (1)을 k_Z 에 의해 나타내면

$$\dot{Z} = r \sqrt{s^{-2} + k_Z^2} \angle \tan^{-1} s \cdot k_Z \quad (4)$$

이 되어 x 가 없는 r 만의 함수로 나타낼 수 있다.

2.3 k_Z 및 회로정수의 결정

기동 및 정격 운전 시의 슬립을 s_1, s_R 이라 하고 이때의 전동기 임피던스를 각각 $\dot{Z}_{s_1}, \dot{Z}_{s_R}$ 라 하면 기동전류와 정격전류와의 비인 α 는 $|\dot{Z}_{s_R}| / |\dot{Z}_{s_1}|$ 이 된다. 식 (4)로부터 α 의 크기를 나타내면 s_R 과 k_Z 의 함수인 다음 식이 된다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{s_R^{-2} + k_Z^2}{1 + k_Z^2}} \quad (5)$$

실제 전동기에서 이러한 전류비 α 는 전동기 명판에서의 기동계급(kVA Code of Locked rotor)이 나타내는 정수를 a 라 하고 정격출력을 P_R [kW]라 할 때 다음 식으로 구할 수 있는 값이다.

$$\alpha = \frac{1000 \cdot a \cdot P_R}{\sqrt{3} V_R I_R} \quad (6)$$

따라서 식 (6)의 α 를 식 (5)에 대입하면 임의 전동기에 대해 k_Z 는 다음 식으로 값이 정해진다.

$$k_Z = F_K(s_R, \alpha) = \sqrt{\frac{s_R^{-2} - \alpha^2}{\alpha^2 - 1}} \quad (7)$$

한편, 위식의 k_Z 를 식 (4)의 정격 조건에 대입하면 저항 r 의 크기가 정해진다. 즉, 선간전압 V_L 와 정격전류 I_R 로부터 정격시 임피던스는 $|\dot{Z}_{sR}| = V_L/I_R$ 이고 이것은 슬립 s_R 인 때의 식 (4)가 나타내는 값과 같으므로 저항 r 을 다음 식으로 구할 수 있다.

$$r = \frac{s_R \cdot V_L}{I_R \sqrt{1 + k_Z^2 \cdot s_R^2}} \quad (8)$$

리액턴스 x 역시 $x = k_Z \cdot r$ 의 관계이므로 등가회로의 회로정수 모두가 확정된다.

3. 부하전류의 보정

3.1 등가회로에 의한 부하전류

Figure 1의 전류 I_L 는 슬립 s 에 대해 식 (9)의 관계가 된다.

$$I_L = \frac{s V_L}{r \sqrt{1 + (k_Z \cdot s)^2}} \angle \tan^{-1}(k_Z \cdot s)^{-1} \quad (9)$$

기동 직후의 전류 페이저 궤적을 식 (9)에 의해 복소평면에서 나타내면 Figure 2의 경로 A와 같

으며 선간전압 V_L 은 수평축과 동위상이다.

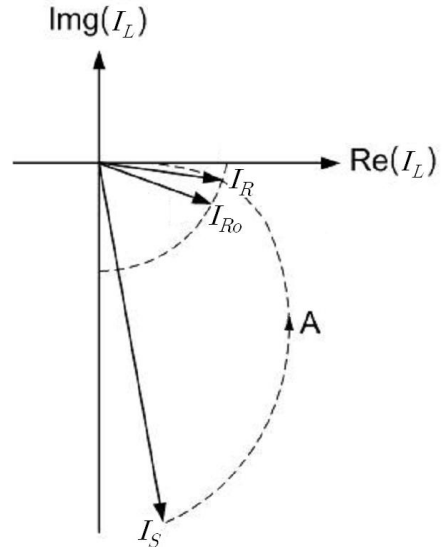


Figure 2: Current variation on the complex plane

I_S 와 I_R 은 각각 슬립 1 및 s_R 에서 식 (9)가 나타내는 기동전류와 정격전류이고 I_{Ro} 는 전동기 명판에 표시된 실제 정격전류를 나타낸다. 여기서 식 (9)의 r 은 정격슬립에서 등가회로의 부하전류가 전동기의 명판이 나타내는 정격전류와 동일하도록 구해진 값이어서 I_{Ro} 과 I_R 은 크기가 같고 위상각만 서로 다르므로 I_{Ro} 은 Figure 2에서 점선으로 나타낸 부분원의 한 점에 위치한다. 경로 A는 기동 상태인 I_S 로부터 슬립감소에 따라 원점에 접근하여 역률 1에 수렴한다. 이에 대해 실제의 전동기는 무부하일수록 역률이 감소하므로 이러한 점에서 Figure 2는 2회로정수 방식이 갖는 역률의 왜곡 특성을 보여 준다.

3.2 부하전류의 보정

I_R 과 I_{Ro} 의 위상 관계를 확대하여 나타내면 Figure 3과 같다. ϕ_R 과 ϕ_{Ro} 은 각각 I_R 과 I_{Ro} 의 전류 위상이고 전류 I_{Rd} 는 I_{Ro} 에서 I_R 을 감한 부분이다. ϕ_R 크기는 식 (9)로부터 $\phi_R = \tan^{-1}(k_Z \cdot s_R)$ 에 의해 나타낼 수 있고 ϕ_{Ro} 은 명판에 표시된 정격 역

를 PF_R 로부터 $\Phi_R = \cos^{-1}PF_R$ 로 구해진다.

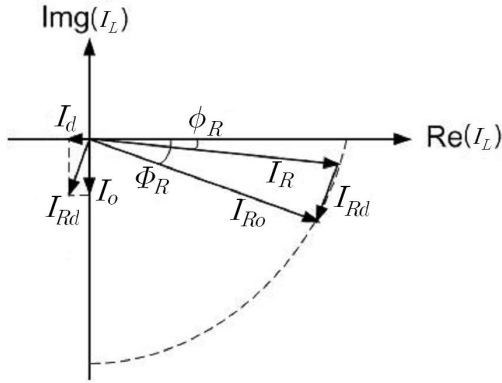


Figure 3: Compensating currents I_d and I_o

Figure 3으로부터 정격 지점에서 I_R 위상이 실제 전동기와 같아지게 하려면 보상전류 I_{Rd} 가 I_R 에 더해져야 한다. 한편, 부하로 인해 나타나는 전류 변화는 식 (9)에서 이미 반영되고 있으므로 여자전류가 대부분인 I_{Ro} 는 부하에 관계없는 일정 전류로 간주된다. 따라서 어느 운전점에서 식 (9)에 의해 나타나는 부하전류 I_L 이 보정되려면 I_L 에 전류 I_{Rd} 을 가산할 필요가 있다. 보상 전류 I_{Rd} 를 직교성분 I_d 와 I_o 로 구분하고 부하전류 I_L 이 보정된 전류를 I'_L 라 하면 $|I_{Ro}| = |I_R|$ 이므로 I'_L 은 다음 관계로 구해진다.

$$Re(I'_L) = Re(I_L) - I_d \tag{10}$$

$$Img(I'_L) = -j[Img(I_L) + I_o] \tag{11}$$

$$|I_d| = |I_R|(\cos\Phi_R - \cos\phi_R) \tag{12}$$

$$|I_o| = |I_R|(\sin\Phi_R - \sin\phi_R) \tag{13}$$

단, 슬립이 매우 작아 $Re(I'_L)$ 이 음수로 되는 경우는 $Re(I'_L) \geq 0$ 의 조건이 필요하다.

4. 운전값 연산모듈

4.1 전류 및 역률

임의 슬립 s 에서의 보정 부하전류는 식 (10),(11)으로부터 다음과 같아진다.

$$|I'_L| = [Re(I'_L)^2 + Img(I'_L)^2]^{\frac{1}{2}} \tag{14}$$

$$\arg(I'_L) = -\tan^{-1}[Img(I'_L)/Re(I'_L)]$$

또한 보정 전후의 역률은 각각 식 (15),(16)이 된다.

$$\cos\phi = \frac{1}{\sqrt{1 + k_Z^2 \cdot s^2}} \tag{15}$$

$$\cos\phi' = Re(I'_L) / [Re(I'_L)^2 + Img(I'_L)^2]^{\frac{1}{2}} \tag{16}$$

3.2 소비전력

등가회로에 의한 전동기 소비전력은 식 (17)과 같고 보정전류에 의한 전력은 식 (18)이 된다.

$$P = \frac{\sqrt{3} V_L^2 \cdot s}{r \cdot (1 + k_Z^2 \cdot s^2)} \tag{17}$$

$$P' = \sqrt{3} V_L \cdot Re(I'_L) \tag{18}$$

3.3 토크

무부하 손실을 무시하면 기계적 출력 P_m 은 $P_m = P(1 - s)$ 이므로 전동기 축의 토크 T 는 $T = P/\omega_s$ 와 같다. 극수와 주파수를 p, f 라 할 때 보정 전후의 토크 T, T' 크기는 식 (19),(20)에 의해 출력된다.

$$T = \frac{\sqrt{3} V_L^2 \cdot p \cdot s}{4\pi f r (1 + k_Z^2 \cdot s^2)} \tag{19}$$

$$T' = \frac{P' \cdot p}{4\pi f} \tag{20}$$

3.4 연산 모듈의 구성

정격전압 V_R, I_R 와 같은 정격제한으로부터 회로 정수 및 전동기 부하전류와 토크 등을 전체적으로 입출력하는 연산 모듈을 블록선도로 표현하면 Figure 4로 나타난다. 기동전류 배수인 α 는 식

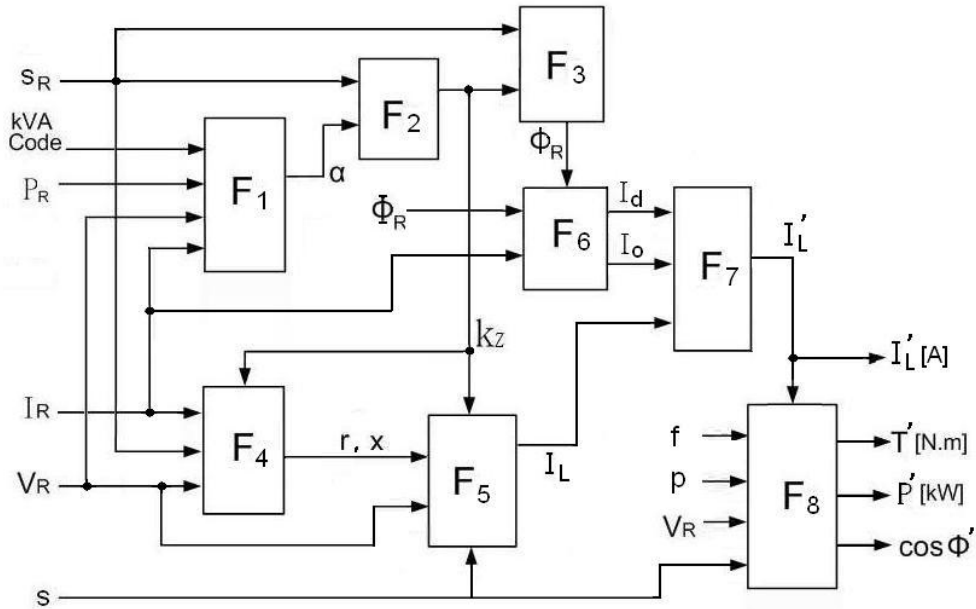


Figure 4: Block diagram of simulation module

(6)에 의한 F_1 으로 구해지고 식 (7)에 의한 F_2 로 부터 k_z 가 출력된다. 한편, F_6 는 정격전류와 ϕ_R 및 Φ_R 을 입력으로 하여 보상전류의 직교성분 I_0 과 I_d 를 출력한다. k_z 는 또한 F_4 에 입력되어 저항 r 의 크기를 정하고 이를 토대로 F_5 에서는 임의 슬립 s 에서 등가회로가 나타내는 부하전류를 식 (9)에 의해 출력한다. F_5 의 출력인 I_L 로부터 I'_L 을 출력하기 위해 F_7 은 I_L 에 보상전류를 합성한다. 마지막 과정으로 보정 부하전류 I'_L 가 정해지면 출력 인터페이스 역할을 하는 F_8 는 임의 슬립에서의 각 운전 지시값을 출력한다.

4. 시뮬레이션 분석

4.1 모델 전동기와 회로정수

제시한 방식의 특성을 확인하기 위해 실제의 모델 전동기 제원을 Figure 4의 모듈에 입력하여 나타나는 출력을 구해본다. 3상농형유도전동기인 모델 전동기의 실 정격제원은 Table 1과 같고 정격 운전 시 슬립은 $s_R=3.3(\%)$ 이다. 또한 기동계급이 H급이므로 직입기동 시의 전류는 식 (6)에 의

해 정격전류의 6배 정도가 된다.

Table 1 Specification of the model induction motor

E_R [V]	I_R [A]	P_R [kW]	N_R [rpm]	f [Hz]	$\cos \phi_R$	KVA Code
440	4.0	2.2	1740	60	0.875	H

따라서 α 가 6이고 $s_R=0.033$ 이므로 식 (7)의 $F_K(0.033, 6)$ 로부터 k_z 를 구할 수 있으며 결과 값 으로부터 가장 가까운 정수를 선택하면 k_z 는 5가 된다. 이것으로 저항 r 을 식 (8)에 의해 구하면 $3.58(\Omega)$ 이 되고 리액턴스 x 는 $17.90(\Omega)$ 이다. 또한, 보상전류로 필요한 I_d 와 I_0 는 식 (12),(13)에 의해 $I_d=0.45[A]$, $I_0=1.29[A]$ 로 계산된다.

4.2 부하전류의 페이저 궤적

기동 직후 슬립 감소에 따른 부하전류 변화를 페이저 궤적으로 나타내면 Figure 5와 같다. 여기서 I_L 은 식 (9)에 의한 것이고 I'_L 은 식 (10),(11)에 의한 결과로서 점 S, S'는 각각에서의 기동점이다.

이로부터 기동 순간 I_L' 의 크기와 위상은 I_L 보다 각각 더 크고 슬립 감소에 따라 양쪽 궤적은 한번의 교차를 갖는다. 반경 4[A]의 점선으로 표시한 원은 정격 운전 시 양쪽 곡선이 나타내는 위상 관계가 서로 비교되도록 그린 것으로 정격 지점에서 I_L' 의 위상 지연이 I_L 보다 크다. 한편, 동기속도에서 I_L 의 위상은 0을 나타내는 것에 대해 I_L' 은 $\pi/2$ 의 위상지연을 보인다.

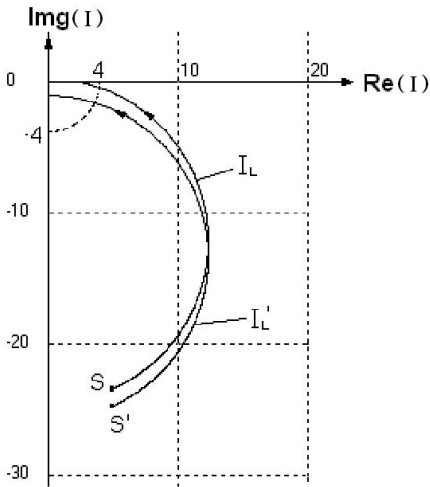


Figure 5: Phasor Loci of load current [A]

4.2 전류와 토크

Figure 6은 회전자 n 에 대한 부하전류의 변화이다. 곡선 I_L 은 식 (9)에 의한 것이고 I_L' 은 식 (10), (11)로부터 얻어졌으며 기동 시점에서 I_L 과 I_L' 은 각각 24.1[A], 25.3[A]로서 I_L' 이 1.2[A] 더 크다. 직선 s_R 로 표시한 정격 슬립 위치에서 전류는 4.0[A]이다. 이로부터 증가회로 상의 기동전류는 정격전류의 6배를 나타냄에 따라 앞에서의 α 값과 일치함을 알 수 있다. 정격 슬립 근처에서 양쪽 전류는 곡선 상에서 서로 같은 크기를 보이며 동기속도의 경우 I_L 이 0인 반면 I_L' 은 I_0 의 흐름으로 1.29[A]의 전류치를 나타낸다. Figure 7은 보정 전후의 토크 특성을 비교한 것으로 보정토크 T' 가 보정 이전 토크 T 보다 전체적으로 더 작게

나타난다. Figure 6에서 I_L' 이 I_L 보다 전체 영역에서 더 크게 나타나지만 보정토크 T' 가 T 보다 작아지는 것은 역률의 차이 때문으로 볼 수 있다. 최대 토크는 슬립 0.2 위치에서 $T=49.7[N\cdot m]$ 와 $T'=47.9[N\cdot m]$ 의 크기를 나타내고 정격 슬립 s_R 에서의 토크는 $T=16.0[N\cdot m]$ 과 $T'=14.2[N\cdot m]$ 이다.

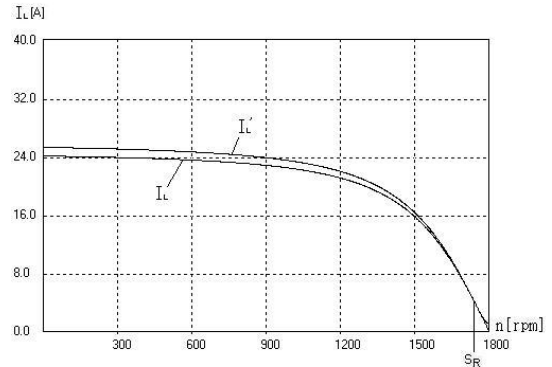


Figure 6: Load current as a function of rpm

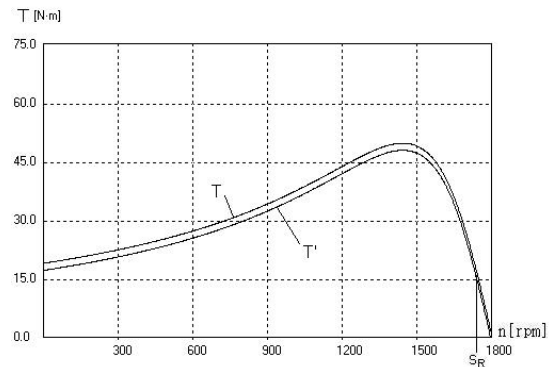


Figure 7: Torque as a function of rpm

4.3 소비전력과 역률

Figure 8은 보정 전후의 전동기 소비전력을 비교한 것이다. 보정 후 전력 P' 가 보정 전 전력 P 보다 작고 토크 곡선과 비슷한 변화모양을 보인다. 보정전류 I_L' 이 I_L 보다 전체적으로 크지만 소비전력이 더 작아지는 것은 역률의 차이 때문이다. 무부하 손실을 무시한 경우이므로 동기속도에서 소비전력은 모두 0을 나타낸다. 한편, 동기속도에서 I_L'

이 1.29(A)를 나타내는 상태에서 소비전력이 0으로 되는 것은 이때의 I_L' 은 여자전류일 뿐이므로 역률이 0이기 때문이다. Figure 9는 역률을 비교하기 위한 것으로 보정 전 역률인 $\cos\phi$ 는 슬립 증가에 따라 단순 증가하는 것에 대해 보정 후의 역률인 $\cos\phi'$ 는 정격 슬립 직전부터 감소하여 무부하 손실이 없는 동기속도에서 0을 가리키고 있다. Figure 9의 역률은 보정 전후를 비교한 앞의 곡선들에 비해 보다 큰 차이의 개선을 나타낸다는 것을 알 수 있다. 정격 슬립에서 $\cos\phi$ 와 $\cos\phi'$ 는 각각 0.99와 0.875를 가리키므로 보정 후 역률은 명판의 역률과 정확히 일치하고 있다. Figure 10은 위상 관계를 비교한 것으로 보정 전 ϕ 는 크기가 단순 감소하나 보정 후 전류위상 ϕ' 는 같은 형태로 감소하다가 정격운전 점 직전부터 지연 위상각이 급격히 증가한다.

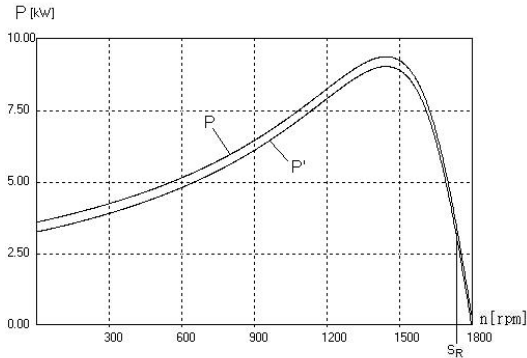


Figure 8: Input power as a function of rpm

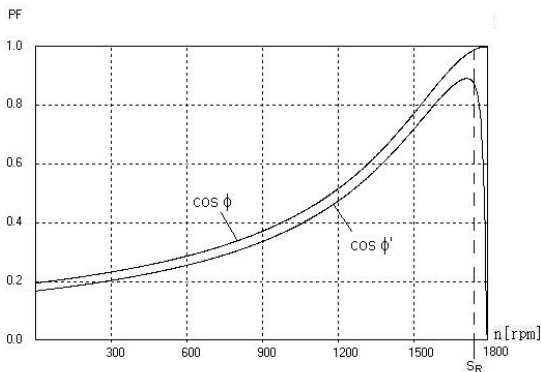


Figure 9: Power factor as a function of rpm

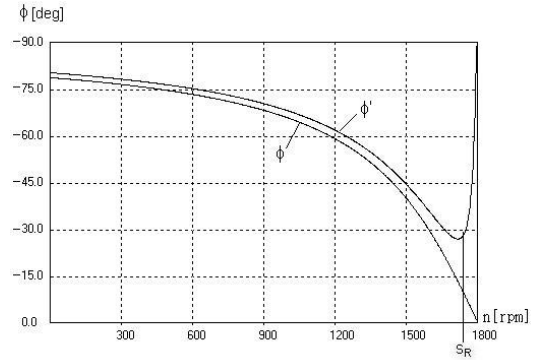


Figure 10: Phase angle as a function of rpm

5. 결 론

3상유도전동기의 모의 특성을 2회로정수 등가회로와 정격 제원을 이용하여 얻기 위한 수식적 과정을 나타내었으며 이와 함께 역률지시의 왜곡을 보정하기 위한 보정 전류를 전류 페이저 관계로부터 구하였다. 또한, 이러한 보정 전류의 직교성분을 정하는 함수 집합과 2회로정수에서의 운전 지시값들을 보정하는 함수 집합을 도출한 후 제시한 방법의 입출력 신호를 처리하기 위한 연산 모듈이 설계되었다. 구성된 모듈에 실제 전동기의 제원을 입력하여 나타나는 출력을 구한 결과 부하전류의 페이저 곡선 및 개별 운전값에 대한 특성 그래프가 얻어졌으며 이를 통해 유도 전동기에서 기대되는 일반적 모의 특성이 대체로 양호하게 나타나는 한편, 정격운전 근방에서 모듈이 나타내는 대부분의 출력은 실제 전동기와 거의 일치한다는 것을 확인하였다. 특히 2회로정수에서 정격 운전 시 역률은 0.99로 높았으나 보정 이후에는 0.875로 보정되어 실제 전동기와 동일한 값을 나타냄에 따라 가장 큰 보정 효과가 있었다. 무부하 시에서도 2회로정수 방식은 역률 1을 나타내어 왜곡 정도가 컸으나 보정 후의 역률은 0을 지시하여 무부하 손실을 없는 조건에서 전동기가 나타내야 할 값을 올바르게 출력하였다. 이밖에 전류와 역률 및 토크를 비롯한 일반적 지시특성 또한 전체 운전 영역에서 2 회로정수 등가회로에 비해 개선되어 나타남을 확인하였다.

참고문헌

- [1] Emmanuel Delaleau, and Aleksandar M. Stankovi, "Modeling and simulation of the induction motor with position-dependent load torque", Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, pp. 6212-6217, 2003.
- [2] Luo X., Liao Y., Toliyat H.A., El-Antably A. and Lipo T.A., "Multiple coupled circuit modeling of induction machines", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 31, no.2, pp. 311-318, 1995.
- [3] Willis, J.R., Brock, G.J., and Edmonds, J.S., "Derivation of induction motor models from standstill frequency response tests", IEEE Trans. Energy Convers., 4, (4), pp. 608-615, 1989.
- [4] G. R. Slemon, "Modelling Induction Machines for Electric Drives," IEEE Trans. on Industry Applications, vol.25, no. 6, pp. 1126-1131, 1989.
- [5] Gastli, A., "Identification of induction motor equivalent circuit parameters using the single-phase test", IEEE Trans. Energy Convers.,14, (1), pp. 51-56, 1999.
- [6] Jacobina, C.B., Filho, Chaves, and Lima, Nogueira, "Estimating the parameters of induction machines at standstill", IEEE Trans. Energy Convers.,17, (1), pp. 85-89, 2002.
- [7] 전내석, 김중윤, 오진석, 김윤식, "인버터로 구동되는 유도전동기의 정수 및 특성에 관한 연구", 한국마린엔지니어링학회지, 제24권, 제6호, pp. 706-714, 2000.
- [8] 이성근, "파라미터 적응동정에 의한 유도전동기의 중.저속운전 과도특성 개선", 한국마린엔지니어링학회지, 제23권, 제6호, pp. 738-747, 1999.

저자 소개



최순만(崔淳萬)

1955년 3월 30일생. 1977년 한국해양대학교 기관학과 졸업. 1990년 동 대학원 석사, 1995년 동 대학원 박사, 현재 한국해양수산연수원 교수