

기관실 시뮬레이터 제작을 위한 3상유도전동기의 실용적 모델링 설계 최 순 만†

(원고접수일 : 2010년 8월 5일, 원고수정일 : 2010년 8월 23일, 심사완료일 : 2010년 8월 24일)

A practical modelling design of 3 phase induction motors for configuring engine room simulators

Soon-Man Choi†

요 약 : 기관실 시뮬레이터에서 3상유도전동기에 대한 모델링을 단순하게 처리하는 경우에는 왜곡된 특성에 의해 각종 전기 기계적 모의 성능 수준이 크게 저하된다. 한편, 전동기 특성을 1, 2차 측 파라미터로 구분하는 기존의 등가회로 방식들은 복잡한 실험을 거치거나 상세 기술 자료가 확보되지 않고는 현장 전동기에 대한 회로에서의 파라미터 값들을 확정하지 못한다는 점에서 정격제원 정도만 주어지는 기관실 시뮬레이터의 개발 작업 환경에서는 사용할 수가 없다. 이러한 문제의 해결을 위해 본 논문에서는 최소 파라미터에 의한 전원 직결의 2 회로정수 방식 등가회로를 제시하였으며 이로부터 정격제원에 의해 회로정수가 결정되기까지의 조건과 과정 및 관련 식들을 해석하였다. 또한 실제 전동기에 이를 적용하여 얻어지는 특성곡선들을 통해 임의의 전동기에 대한 근사특성과 실용성을 확인하였다.

주제어 : 3상유도전동기, 모델링 설계, 기관실 시뮬레이터, 등가회로

Abstract: Modelling methods of 3 phase induction motors dependant on a lot of parameters give much drawbacks and difficulties when making engine room simulators due to computation burden and the time required for acquiring detailed technical data corresponding to actual induction motors. This paper suggests a practical method by a equivalent circuit with minimized parameters and some formulas to configure induction motors which requires only data on the name plates of motors, while it revealed satisfactory modelling performances on the resultant curves which are plotted for the torque, load current and power consume according to slip variation.

Key words: 3 phase induction motor, Modelling design, Engine room simulator, Equivalent circuit

1. 서 론

교육 훈련용 기관 시뮬레이터에 요구되는 기본 기능에 대해서는 STCW 78 개정 협약에 기준이 마련되어 있으나 궁극적으로는 기관 장치들의 운전 특성을 가능한 실제와 근사시키는 것을 지향하고 있다. 현재까지 다양한 형태의 기관 시뮬레이터들이 개발되어 왔으나 주로 주기관과 주요 보기들의 기본적 운전 상황의 재현에 치중하는 정도이고 특

히 보기를 구동하는 전동기들의 특성 구현에서는 생략되거나 축약된 형태가 대부분이다^[1,2]. 이와 같이 전기 부하에서 가장 큰 비중을 차지하는 유도전동기의 모델링이 제대로 설계되지 않으면 전동기 운전의 기대 특성 뿐 아니라 결합된 보기에서의 과도응답 역시 왜곡되므로 시뮬레이터로서의 모의 성능이 제한적일 수밖에 없다. 한편, 모의 기관실이 갖는 각종 전동기의 특성이 기존 시뮬레이터들에서

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

제대로 구현되지 못하는 이유는 대상 전동기가 다수인 반면 이들을 효율적이고 간편하게 모델링 할 수 있는 도구가 마땅히 없다는 점에서 찾을 수 있다.

3상유도전동기 특성을 나타내는 등가회로에는 다양한 형태가 있고 해석 방법에서도 많은 연구가 있어 왔으나^[3-10] 이러한 방법들은 1, 2차 측으로 구분되는 다수의 파라미터들을 기본적으로 포함하고 있어서 제한된 조건에서 이들 파라미터 값을 모두 구하기가 어려워진다. 특히 이미 설치되어 있는 현장 전동기에 대한 특성 파라미터를 구하려면 복잡한 실험과 계산과정을 거쳐야 하므로 기관시뮬레이터에서와 같이 정격 정도의 전동기 제원만이 주어질 뿐인 개발 환경에서 이들 방식을 사용하기란 현실적으로 불가능하다는 문제가 있다.

이러한 배경에서 본 논문에서는 기본적인 정격제원만으로 관련된 파라미터 값을 모두 확정할 수 있는 등가회로의 구성 문제를 다루고 있으며 최소 파라미터 방식에 의해 1, 2차 구분이 없는 전원 직결의 2회로정수 등가회로를 대안으로 제시하였다. 회로요소인 저항과 리액턴스 비를 변환 인자로 하여 단일 파라미터에 의한 임피던스 변환을 통해 파라미터 값들이 도출되기 위한 단계적 과정과 관련 식의 해석과 함께 간이 특성 변환 도구인 이 같은 방식을 실제 전동기의 예에 적용한 결과 양호한 모의근사성과 실용성을 확인할 수 있었다.

2. 등가회로와 회로정수

2.1 1,2차 구분에 의한 등가회로

3상유도전동기의 한 상을 1, 2차 회로로 구분하여 나타낸다면 Figure 1과 같이 4개 회로정수로 구성되는 변압기와 유사한 형태의 등가회로가 된다. 여기에서 r_1 , x_1 및 r_2 , x_2 는 각각 1, 2차 측 저항과 리액턴스이고 x_2 크기는 슬립 1일 때의 유도리액턴스 값이다. V_p 는 상전압이고 중간 블록과 전압 E_1 , E_2 는 1, 2차 권선비에 의한 변압 부분이며 R 은 전동기의 기계적 출력 $R = (1-s)r_2/s$ 을 나타낸다. E_2 는 3상유도전동기에서 슬립 s 가 1일 때 회전자에 유기되는 전압에 해당하므로 2차

측의 전류, 입력전력 및 기계적 출력은 식 (1), (2), (3)과 같아진다.

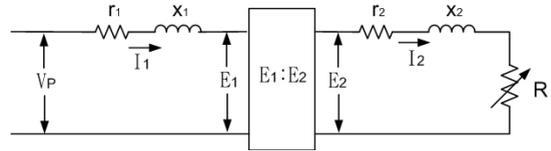


Figure 1: Equivalent circuit of induction motor

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2}} \quad (1)$$

$$P_2 = \frac{E_2^2 r_2 / s}{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2} \quad (2)$$

$$P_m = \frac{E_2^2 (1-s) r_2 / s}{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2} = P_2 (1-s) \quad (3)$$

그러나 위식에서 E_2 의 크기나 변압비 및 관련 파라미터인 r_1 , x_1 , r_2 , x_2 는 복잡한 실험을 거치지 않고는 구해지지 못하므로 시뮬레이터 개발 환경에서와 같이 현장 전동기의 정격제원 정도만 주어지는 경우에는 모의 특성 식으로 이들을 이용할 수 없다. 이러한 한계는 Figure 1 이외에 2차 측 파라미터를 1차로 환산하여 변압부분을 생략한 직결 형태의 등가회로는 물론 1, 2차 회로정수로 구분하는 방식이면 모두 마찬가지로의 문제를 내포한다.

2.2 미정 회로정수 해소를 위한 등가회로

2.2.1 최소 파라미터 등가회로

명판의 제원만으로 관련된 회로정수 모두가 정해지기 위해서는 Figure 1의 파라미터 대신 1, 2차 구분이 없는 최소 파라미터에 의한 등가회로 방식을 고려해야 하므로 단일 저항과 리액턴스가 직렬로 구성된 회로 Figure 2를 가정한다. 또한 회로의 전원 전압과 전류를 모의 대상인 3상전동기의 선간전압과 선전류에 대응시켜 저항과 리액턴스 값

을 정한다면 등가회로의 전류가 직접 전동기 부하 전류로 출력될 수 있다. 이를 위해 Figure 2의 V_L 과 I_L 은 전동기 전원단자의 선간전압과 선전류를 나타내고 있으며 r 과 x 는 전동기 특성 저항 및 리액턴스 성분이다.

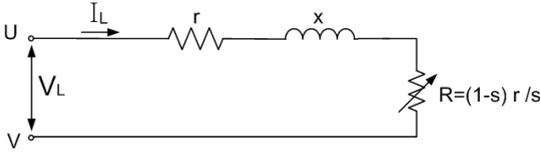


Figure 2: Approximate equivalent circuit by two parameters

Figure 2의 전원 측에서 본 임피던스 \dot{Z} 는 식 (4)와 같고 여기서 r 과 x 는 실제 전동기와 근사되는 운전특성으로 정해져야 한다.

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

2.2.2 단일 파라미터로의 변환

회로의 리액턴스 크기를 저항의 함수인 $x = g(r)$ 로 표시하면 식 (4)의 실수부분은 다음과 같다.

$$Re(\dot{Z}) = f_1(s, r, g(r)) \quad (5)$$

한편, r 과 x 는 동일 단위의 변수로서 이들을 1차 선형 관계인 $x = k_Z \cdot r$ 로 나타낼 수 있으므로 식 (5)는

$$Re(\dot{Z}) = f_2(s, r) |_{x=k_Z \cdot r} \quad (6)$$

와 같이 단일 파라미터에 의한 식이 되어 미정 회로정수의 결정이 용이해진다. k_Z 라는 함수 변환 인자를 이용하여 식 (4)를 특성 변수 r 만에 의한 형태로 나타내면

$$\dot{Z} = r \sqrt{s^{-2} + k_Z^2} \angle \tan^{-1} s \cdot k_Z \quad (7)$$

가 된다.

2.2.3 k_Z 의 결정

기동 시점인 슬립 1과 정격 슬립 및 동기속도의 슬립을 s_1, s_R, s_0 라 하고 이때의 전동기 임피던스를 $\dot{Z}_{s_1}, \dot{Z}_{s_R}, \dot{Z}_{s_0}$ 라 하면 식 (7)에 의해 각각은 식 (8),(9),(10)이 되고 위상각은 슬립에 비례하므로 복소평면에서의 각 지점은 Figure 3과 같아진다.

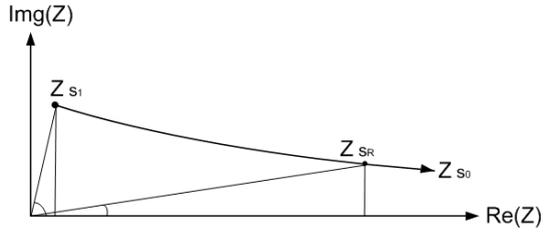


Figure 3: Impedance locus according to slip change

$$\dot{Z}_{s_1} = r \sqrt{1 + k_Z^2} \angle \tan^{-1} k_Z \quad (8)$$

$$\dot{Z}_{s_R} = r \sqrt{s_R^{-2} + k_Z^2} \angle \tan^{-1} s_R \cdot k_Z \quad (9)$$

$$\lim_{x \rightarrow 0} \dot{Z}_{s_0} = \infty \angle 0 \quad (10)$$

여기서 기동전류와 정격전류의 비를 α 라 하면 그 값은 식 (8),(9)로부터 $|Z_{s_R}| / |Z_{s_1}|$ 이 되므로 식 (11)과 같이 s_R 과 k_Z 에 의한 식이 된다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{s_R^{-2} + k_Z^2}{1 + k_Z^2}} \quad (11)$$

식 (11)로부터 해당 전동기에 대한 k_Z 는 다음 함수 F_K 에 의해 구해진다.

$$k_Z = F_K(s_R, \alpha) = \sqrt{\frac{s_R^{-2} - \alpha^2}{\alpha^2 - 1}} \quad (12)$$

따라서 정격회전수가 같다면 α 가 큰 전동기일수록 k_Z 는 작아진다. 전동기 명판에는 기동계급(kVA Code of Locked rotor)이 표시되므로 기동 전류의 수준 및 α 값을 알게 되어 식 (12)에 의해 적정

k_Z 값을 정하는 것이 가능하다.

2.2.4 회로정수의 도출

전동기의 정격전압이 선간전압 V_L 이면 정격운전에서의 임피던스는 식 (13)이 된다.

$$|Z_{sR}| = V_L/I_R \tag{13}$$

식 (13)의 값은 식 (9)와 등가이므로 저항 r 은 크기가 다음과 같아진다.

$$r = \frac{s_R \cdot V_L}{I_R \sqrt{1 + k_Z^2 \cdot s^2}} \tag{14}$$

따라서 식 (12)에 의해 k_Z 를 식 (14)에 대입하면 저항값이 구해지고 또한, $x = k_Z \cdot r$ 이므로 리액턴스를 알 수 있다.

3. 운전값의 출력

3.1 전류 및 소비전력

슬립 s 일 때의 전동기 선전류 I_L 는 식 (7)로부터

$$I_L = \frac{V_L \cdot s}{r \sqrt{1 + k_Z^2 \cdot s^2}} \tag{15}$$

로 된다. 또한, 등가회로가 나타내는 전동기 소비전력은 Figure 2의 단상 소비전력에 $\sqrt{3}$ 을 곱하여 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P = \frac{\sqrt{3} V_L^2 \cdot s}{r \cdot (1 + k_Z^2 \cdot s^2)} \tag{16}$$

3.2 출력 및 토크

기계적 출력 P_m 은 $P_m = P (1 - s)$ 이고 전동기 축에서의 토크 T 는 $T = P/\omega_s$ 이므로 식 (17)이 얻어진다. 여기서 p , f 는 극수와 주파수이다.

$$T = \frac{\sqrt{3} V_L^2 \cdot p \cdot s}{4\pi f r (1 + k_Z^2 \cdot s^2)} \tag{17}$$

한편, 최대 토크가 되는 슬립 s_m 식 (12)의 관계로부터 $s_m = 1/k_Z$ 이 된다.

3.3 역률 및 최대토크

식 (7)로부터 운전 역률을 나타내면 식 (18)과 같다.

$$\cos \phi = \frac{1}{\sqrt{1 + k_Z^2 \cdot s^2}} \tag{18}$$

여기에서 ϕ 는 전압, 전류의 위상차이다. 식으로부터 기동 시 역률은 약 $1/k_Z$ 가 되고 동기속도에서 1.0을 나타낸다.

3.4 연산 모듈의 구성

V_R , I_R 과 같은 정격제원으로부터 회로정수 및 전동기의 전류와 토크 등의 특성 출력을 얻는 과정을 블록선도로 나타내면 Figure 4와 같다. F_1 은 제원으로부터 기동전류와 정격전류와의 비인 α 를 출력하는 부분으로 이때의 출력함수는

$$\alpha = \frac{1000 \cdot a \cdot P_R}{\sqrt{3} V_R I_R} \tag{19}$$

가 된다. 식에서 계수 a 는 기동계급에 따라 정해지는 값으로서 출력 1[kW]당 기동 시 요구되는 피상전력[kVA]의 크기이다. F_2 에서는 F_1 으로 얻어진 α 값을 토대로 식 (12)에 의해 k_Z 를 정한다. 이를 바탕으로 F_3 에서는 저항과 리액턴스를 출력하는 한편 F_4 의 변환함수 집합에서는 임의 슬립 s 에서 해당 전동기가 나타내야 할 운전 상태를 출력한다.

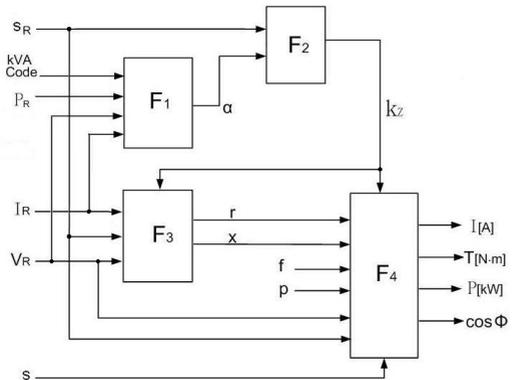


Figure 4: Block diagram for simulation module

4. 특성곡선 및 분석

4.1 모델 전동기와 회로정수

제시한 방식에 의한 특성을 확인하기 위해 실제 전동기 제원에 의한 특성곡선을 Figure 4의 관계를 이용하여 구하기로 한다. 3상농형유도전동기인 모델 전동기의 실 정격제원은 Table 1과 같고 정격 운전 시 슬립 $s_R = 3.3(\%)$ 이다. 또한 기동계급이 H급이므로 직입기동 시의 전류는 정격전류의 6배 정도가 된다.

따라서 α 가 6이고 $s_R = 0.033$ 이므로 k_Z 는 식 (12)에서의 $F_K(0.033, 6)$ 로 구해지고 이 값에서 가장 가까운 정수를 선택하면 k_Z 는 5.0이 된다. 이로부터 저항 r 을 식 (14)에 의해 구하면 $3.58(\Omega)$ 이 되고 리액턴스 x 는 $17.90(\Omega)$ 이다.

4.2 전류와 토크

식 (15),(17)에 의해 선전류 $I[A]$ 와 토크 $T[N\cdot m]$ 을 슬립에 따라 구하면 Figure 5로 나타난다. 그림에서 s_R 선은 정격 회전수에서의 슬립 지점을 나타낸다. 곡선 I에서 정격 운전 시 전동기 전류는 $4.0[A]$ 를 가리키므로 명판 상의 정격전류와 동일하다. 기동 전류는 $24[A]$ 로서 정격 전류의 약 6배이므로 앞서의 α 값과 같으며 이후 회전속도 증가에 따라 포물선 형태로 감소하므로 3상유도전동기에서 예상되는 전형적인 전류변화 특성을 보인다. 또한 곡선 T에서 최대 토크는 $49.7[N\cdot m]$ 이고 슬립 0.2인 $1440[rpm]$ 에 위치하며 기동 시점과 정격 시 토크는 각각 $19.1[N\cdot m]$ 와 $16.0[N\cdot m]$ 을 나타낸다.

4.3 소비전력

Figure 6에서 슬립에 따른 소비전력은 식 (16)에 의해 곡선 P로 나타나고 전류 곡선 I와 함께 표시되고 있다. 정격 소비전력은 P곡선으로부터 $3.01[kW]$ 에 해당하는데 이로부터 정격 출력

$2.2[kW]$ 를 뺀 $0.8[kW]$ 가 손실로 확인될 수 있으며 이때의 효율은 $73(\%)$ 이다. Figure 6이 Figure 5와 같은 패턴의 변화를 나타내는 것은 식 (16),(17)에서 알 수 있듯이 토크와 전력이 거의 비슷한 식의 형태인 것에서 비롯된다.

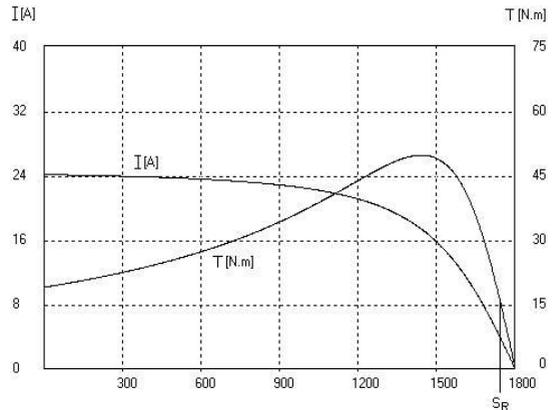


Figure 5: Current and torque according to rpm change (I: Load current[A], T: Torque[N.m])

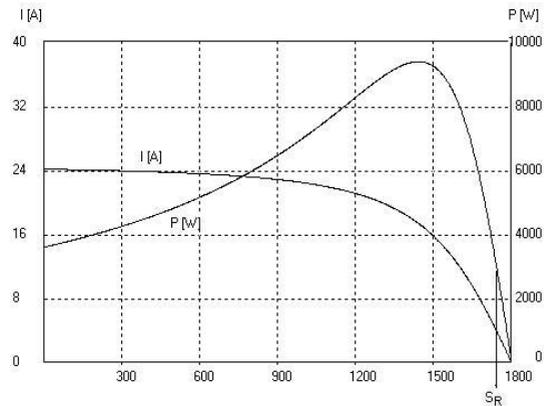


Figure 6: Current and torque according to rpm change

Figure 7은 k_Z 가 달라지는 경우의 전류, 토크 특성을 비교한 것이다. I(1), T(1)은 $k_Z = 5.0$ 때이고 I(2), T(2)는 $k_Z = 4.0$ 일 때를 각각 나타내고 k_Z 값을 달리 하여도 정격 운전 시의 전류, 소비전

Table 1: Ratings of sample 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

력, 토크에는 별 차이가 없음을 알 수 있다. 전류와 전력 크기는 k_z 가 작아지는 경우 식 (5)에 의한 등가회로의 임피던스 감소로 전체적으로 증가하는 결과를 나타낸다.

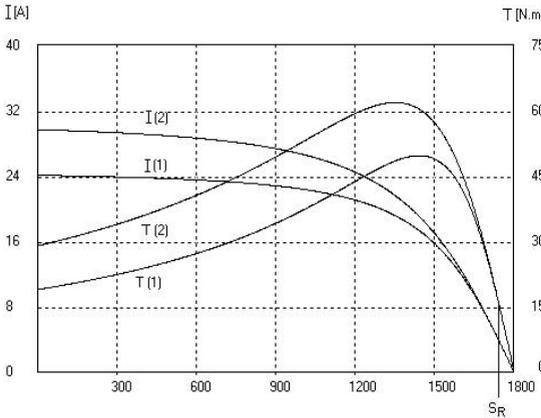


Figure 7: Currents and torques at $k_z=5.0$ [I(1) and T(1)] and $k_z=4.0$ [I(2) and T(2)]

4.4 비례추이 및 역률

Figure 8은 3상유도전동기의 일반적 특성 중 하나인 비례추이 관계가 간이 등가변환 방식인 제안된 방법에서도 적절히 표현되는지를 확인하기 위한 것이다. 식 (17)을 이용하여 저항 증가에 따라 달라지는 토크 특성을 비교한 것으로 곡선 (1)은 $r = 3.58(\Omega)$ 인 경우이고 곡선 (2),(3)은 저항 크기를 각각 $2r$, $3r$ 로 증가시켰을 때의 결과이다.

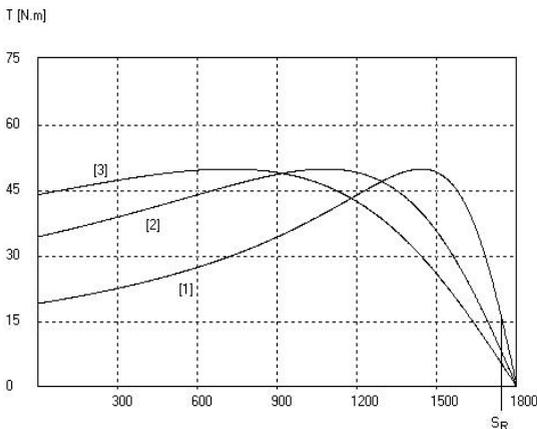


Figure 8: Current and torque according to rpm change

Figure 9는 식 (18)에 의해 슬립에 따른 역률 변화를 나타내고 있다. 기동 시 역률은 대략 k_z 의 역수인 0.2가 되고 있으며 정격 운전 시 역률은 0.97 정도이고 동기속도에서는 1.0을 가리킨다. 전체 운전 영역에서 역률은 실제 전동기 경우에 비해 높은 값을 보이고 있는데 이는 2회로정수 등가회로 방식이 간략화를 위해 유도전동기의 여자전류를 고려하지 않았기 때문으로 생각된다.

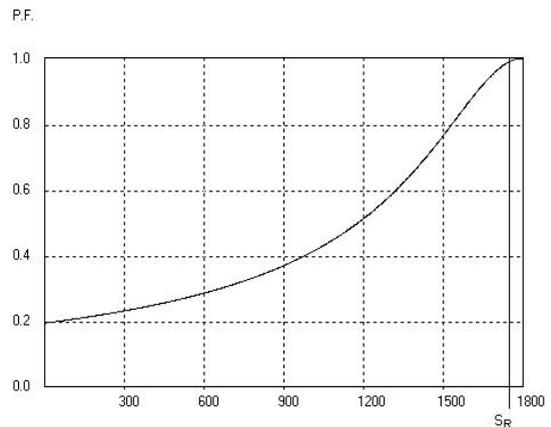


Figure 9: Power factor according to rpm change

5. 결론

3상유도전동기의 모의운전을 위한 간이 특성 변환 틀로서 최소 파라미터 방식의 2회로정수 등가회로를 제안하였으며 전원전압과 회로전류를 각각 선간전압과 선전류로 대응시켜 구성하였다. 구성 회로에 정격제원을 입력하여 회로정수가 정해지는 과정과 관련 식들이 정리되었으며 여기서 운전 출력을 위한 식들이 도출되었다. 이를 위해 단일 파라미터에 의한 임피던스 변환을 위해 저항과 리액턴스의 비인 k_z 가 설정되었으며 전동기의 기동계급으로 정해지는 적절한 k_z 값을 통해 기동 전류와 정격전류가 실제 전동기와 일치될 수 있었다. 또한 회전속도에 따른 토크 변화와 최대 토크의 슬립 위치 등 유도전동기의 일반적인 기대 특성에 대해서도 모의 재현성이 양호하였다. 소비전력 및 기계출력과 저항 증가에 따른 비례추이 특성이 적절하게 나타났으며 정격에서의 소비전력과 전동기 손실이 계산될 수 있었다. 한편, 슬립에 따른 역률 변화는

제시된 방식의 경우 전체 영역에서 실제 보다 높은 값을 나타내었는데 이 같은 결과는 등가회로에서 무부하 시의 여자 전류 등을 표현하지 않은 간략화에 따른 것으로 추정되었다.

참고문헌

[1] Manuals and Diagrams of Engine Room Simulator(Kongsberg System), 2000.

[2] Manuals and Diagrams of Engine Room Simulator(Transas System), 2010.

[3] 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.

[4] 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.

[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] 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.

[8] G. R. Slemon, "Modelling Induction Machines for Electric Drives," IEEE Trans. on Industry Applications,

Vol.25, No. 6, pp. 1126-1131, 1989.

[9] P. Zhou, S. Stanton and Z.J. Cendes, "Dynamic modeling of three phase and single phase induction motors," Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 556-558, 1999.

[10] LIPO, T.A. and CONSOLI, A., "Modeling and simulation of induction motors with saturable leakage reactances", IEEE Transactions on industry Applications, vol. 20, no.1, pp.180-189, 1984.

저 자 소 개



최순만(崔淳萬)

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