

## 열차추진시스템에서 유도전동기의 속도제어를 위한 제어기 설계에 대한 연구-1

### A Study on the Design of Controller for Speed Control of the Induction Motor in the Train Propulsion System-1

이중호<sup>†</sup> · 김민석<sup>1</sup> · 이종우<sup>2</sup>

Jungho Lee · Minseok Kim · Jongwoo Lee

**Abstract** Electric railroad systems consist of supply system of electric power and electric locomotive. The electric locomotive is adapted to high speed driving and mass transportation due to obtaining high traction force. The electric locomotive is operated by motor blocks and traction motors. Train speed is controlled by supplying power from motor blocks to traction motors according to reference speed. Speed control of the electric locomotive is efficient by spending minimum energy between motor blocks and traction motors. Recently, induction motors have been used than DC and synchronized motors as traction motors. Speed control of induction motors are used by vector control techniques. In this paper, speed of the induction motor is controlled by using the vector control technique. Control system model is presented by using Simulink. Pulse is controlled by PI and hysteresis controller. IGBT inverter is used for real-time control and system performance is demonstrated by simulating the induction motor which has 210[kW] on the output power.

**Keywords** : Induction motor, Vector control, Speed control, PI controller, Hysteresis controller

**초 록** 전기철도는 전력공급시스템과 전기차로 구성되어 있다. 전기철도의 전기차는 대규모의 견인력을 얻을 수 있어 대량수송과 고속운전에 적합하다. 전기차는 모터블록과 견인전동기에 의해서 구동되며, 지령속도에 따라 모터블록에서 견인전동기에 전력을 공급하여 속도가 제어된다. 전기차의 속도제어는 모터블록과 견인전동기의 최소 에너지로 속도를 제어하는 것이 목표이다. 최근의 견인전동기는 직류 및 동기전동기에서 유도전동기를 사용하고 있다. 대부분의 유도전동기는 벡터제어기법을 사용하여 유도전동기의 속도를 제어한다. 본 논문에서는 유도전동기의 벡터제어기법을 이용하여 유도전동기의 속도를 제어하였다. Simulink를 이용하여 제어시스템을 모델링하고, PI 제어기와 Hysteresis 제어기를 이용하여 펄스를 제어하여 전동기의 속도를 제어하였다. 실시간 제어를 위해 IGBT 인버터를 사용하였고, 유도전동기 구동실험에 의해 시스템 성능을 입증하였다.

**주요어** : 유도전동기, 벡터제어, 속도제어, PI제어기, Hysteresis 제어기

## 1. 서 론

철도차량에서는 수송능력을 증가시키기 위해 빠른 가감속 특성과 고속 운전 능력을 필요로 한다. 또한 가격 경쟁력 강화와 신뢰성 향상 및 유지보수의 용이함을 위해 부수차에 대한 동력차의 비율을 감소시키고 있다. 이러한 성능을 얻기 위해서는 전동차의 구동시스템은 높은 출력 토크 능력과 빠른 유도전동기의 속도제어가 필수적이다[1].

현재 전기철도에서는 고성능 유도전동기를 사용하고 있어서 벡터제어를 이용하고 있다. 벡터제어는 정지 상태에서부터 저속 및 고속영역에까지 빠른 순시 토크제어가 가능하여

빠르고 정밀한 제어가 가능하다[2]. 일반적인 운전 조건에서 차량은 가속과 감속을 반복하므로 전동기의 속도제어가 중요하다. 전동차 구동시스템에서 스칼라 제어를 벡터제어로 대체하면 기동 및 저속영역에서 좋은 동 특성을 나타내므로, 가감속 성능의 향상을 도모할 수 있다. 전동차 구동시스템에서는 DC링크 단의 전압 이용률을 최대로 하기 위해 고속 운전에서는 6-스텝 PWM 방법인 1펄스 모드를 사용한다. 1펄스 모드를 사용하면 출력 전압의 크기는 DC링크 단의 전압에 의해서 결정되게 된다. 이 경우에는 순시적으로 전압의 크기와 위상을 제어해야하는 어려움이 있다[3].

본 논문에서는 벡터제어를 사용하여 정밀한 속도제어가 가능하도록 하여, 우수한 기동 특성을 갖도록 한다. Simulink를 이용하여 제어시스템을 모델링하고, 속도제어를 위해 PI 제어기와 hysteresis 제어기를 이용하여 펄스를 제어하여 전동기의 속도를 제어한다. 인버터는 1.2MVA IGBT를 사용하였다.

<sup>†</sup>교신저자 : 인천광역시청, 서울산업대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과

E-mail : jhlee111@hanmail.net

Tel : (032)451-2701 Fax : (032)440-3009

<sup>1</sup>서울산업대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과

<sup>2</sup>서울산업대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과

## 2. 유도전동기 모델

### 2.1 공간벡터형태에서의 동적모델

유도전동기에서 3상 고정자 코일들은 공극 주변을 따라 공간에서 기자력을 제공하기 위해 설계된다. 고조파의 효과가 없다고 하고 일정한 공극이라면 자속의 분포는 sin형태이다. 공간벡터 표기법을 이용하여 stationary reference frame에서 고정자 및 회전자의 전압 방정식을 나타내면 식(1) 및 식(2)이다[4].

$$V_s^s = R_s I_s^s + p \lambda_s^s \quad (1)$$

$$V_r^s = R_r I_r^s + p \lambda_r^s = 0 \quad (2)$$

$p$ 는 미분기호를 의미한다. 식(2)의 회전자 변수들( $V_r^s, I_r^s, \lambda_r^s$ )을 회전자 코일 턴 수  $n$ 과 회전자의 각인  $\theta$ 을 이용하여 고정자와 동일한 공간벡터로 표기하면 식(3)이다.

$$0 = R_r I_r^s + (p - j\omega_0) \lambda_r^s \quad (3)$$

$$\omega_0 = p \theta_0 \quad (4)$$

$\omega_0$ 는 회전자의 각속도를 의미하고, 고정자 및 회전자의 자속은 식(5) 및 식(6)으로 계산된다.

$$\lambda_s^s = L_s I_s^s + L_m I_r^s \quad (5)$$

$$\lambda_r^s = L_m I_s^s + L_r I_r^s \quad (6)$$

식(5) 및 식(6)을 식(1)과 식(3)에 대입하여 정리하면 식(7)과 식(8)이다.

$$V_s^s = (R_s + L_s p) I_s^s + L_m p I_r^s \quad (7)$$

$$0 = (R_r + L_r (p - j\omega_0)) I_r^s + L_m (p - j\omega_0) I_s^s \quad (8)$$

식(7)과 식(8)을 전기적 모델로 나타내면 Fig. 1이다.

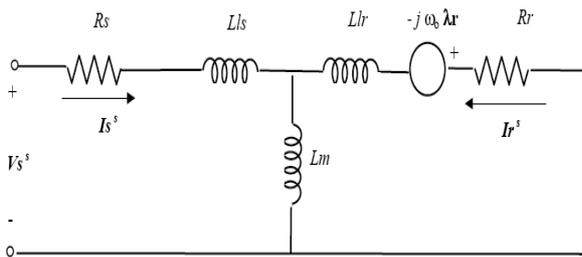


Fig. 1 Dynamic Equivalent Circuit on a Stationary Reference Frame

Stationary reference frame에서의 전압방정식을 이용하여 전원부 회전속도가  $\omega_a$ 인 arbitrary reference frame에서의 전압방정식을 나타내면 식(9) 및 식(10)이다[5].

$$V_s^a = (R_s + L_s p) I_s^a + L_m p I_r^a + j\omega_a \lambda_s^a \quad (9)$$

$$0 = (R_r + L_r p) I_r^a + L_m p I_s^a + j(\omega_a - \omega_0) \lambda_r^a \quad (10)$$

고정자 및 회전자의 자속은 식(11) 및 식(12)이다.

$$\lambda_s^a = L_s I_s^a + L_m I_r^a \quad (11)$$

$$\lambda_r^a = L_m I_s^a + L_r I_r^a \quad (12)$$

식(11)과 식(12)을 식(9)과 식(10)에 대입하면 식(13)과 식(14)이다.

$$V_s^a = (R_s + L_s (p + j\omega_a)) I_s^a + L_m (p + j\omega_a) I_r^a \quad (13)$$

$$0 = (R_r + L_r (p + j\omega_a - j\omega_0)) I_r^a + L_m (p + j\omega_a - j\omega_0) I_s^a \quad (14)$$

식(13)과 식(14)을 전기적 모델로 나타내면 Fig. 2이다.

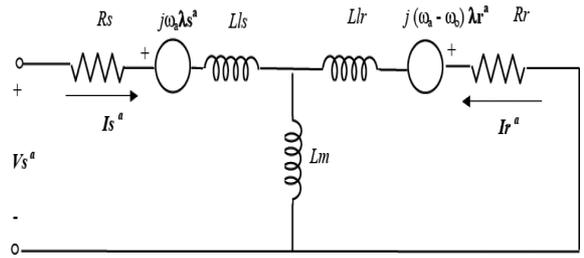


Fig. 2 Dynamic Equivalent Circuit on an Arbitrary Reference Rotating at  $\omega_a$

### 2.2 d-q 등가회로

유도전동기는 전동기의 인덕턴스가 전동기 속도에 관한 함수로 표현된다. 그래서 유도전동기의 전압방정식은 전동기가 정지하고 있는 경우를 제외하고는 시변 미분방정식으로 표현된다[6]. 3상 유도전동기에서 3개의 a, b, c축을 2개의 d와 q축으로 변환한다. 식(13) 및 식(14)을 d-q 변환을 하여 행렬형태로 나타내면 식(15)이다.

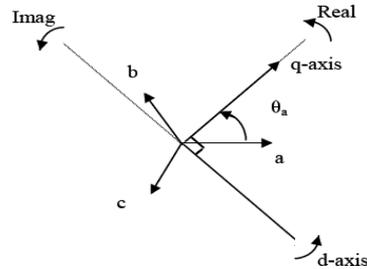


Fig. 3 Definition of d-axis and q-axis on an arbitrary reference frame

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^a \\ V_{ds}^a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_a L_s & L_m p & \omega_a L_m \\ -\omega_a L_s & R_s + L_s p & -\omega_a L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_a - \omega_0) L_m & R_r + L_r p & (\omega_a - \omega_0) L_r \\ -(\omega_a - \omega_0) L_m & L_m p & -(\omega_a - \omega_0) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs}^a \\ I_{ds}^a \\ I_{qr}^a \\ I_{dr}^a \end{bmatrix} \quad (15)$$

식(15)에서 stationary reference frame인 경우에는  $\omega_a = 0$ 이므로 식(16)으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^a \\ V_{ds}^a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & -\omega_0 L_m & R_r + L_r p & -\omega_0 L_r \\ \omega_0 L_m & L_m p & \omega_0 L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs}^a \\ I_{ds}^a \\ I_{qr}^a \\ I_{dr}^a \end{bmatrix} \quad (16)$$

Synchronous frame에서는 식(15)의 모든  $w_a$ 가 동기속도  $w_e$ 로 대체되고, 회전자 전압 방정식으로 식(17)과 같고 이를 전기적 모델로 나타내면 Fig. 4이다.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & w_e L_s & L_m p & w_e L_m \\ -w_e L_s & R_s + L_s p & -w_e L_m & L_m p \\ L_m p & w_r L_m & R_r + L_r p & w_r L_r \\ -w_e L_m & L_m p & -w_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (17)$$

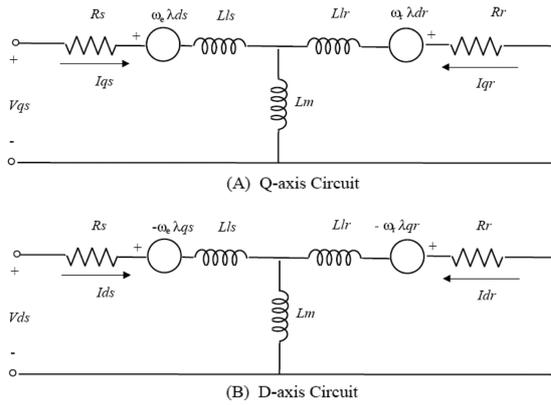


Fig. 4 d-q Equivalent circuit on a synchronous frame

유도전동기에서 동적해석은 식(16)과 식(17)을 이용한다. 식(9)~식(12)을 synchronous frame에서 d-q변환하여 유도전동기 전압방정식과 회전자의 전압 방정식을 나타내면 식(18)~식(25)이다[7].

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + p \lambda_{qs} + w_e \lambda_{ds} \quad (18)$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + p \lambda_{ds} - w_e \lambda_{qs} \quad (19)$$

$$0 = R_r I_{qr} + p \lambda_{qr} + (w_e - w_r) \lambda_{dr} \quad (20)$$

$$0 = R_r I_{dr} + p \lambda_{dr} - (w_e - w_r) \lambda_{qr} \quad (21)$$

$$\lambda_{qs} = L_s I_{qs} + L_m (I_{qs} + I_{qr}) \quad (22)$$

$$\lambda_{ds} = L_s I_{ds} + L_m (I_{ds} + I_{dr}) \quad (23)$$

$$\lambda_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs} + I_{qr}) \quad (24)$$

$$\lambda_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds} + I_{dr}) \quad (25)$$

### 3. 벡터제어기 설계

#### 3.1 벡터제어기 수학적 모델

d-q변환을 이용해서 stationary reference frame으로부터 토크를 계산하면 식(26)이다. 식(26)은 다른 reference frame에서도 적용이 가능하다[8].

$$T = 0.75 \cdot P \cdot (\lambda_{qr} I_{dr} - \lambda_{dr} I_{qr}) \quad (26)$$

P는 극수를 의미하고, 식(6)을 식(26)의 자속에 대입하면 식(27)이고, 이를 또 다시 사용하면 식(28)이 된다.

$$T = 0.75 \cdot P \cdot L_m \cdot (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (27)$$

$$T = 0.75 \cdot P \cdot (L_m / L_r) \cdot (I_{qs} \lambda_{dr} - I_{ds} \lambda_{qr}) \quad (28)$$

회전자의 자속이 항상 회전하는 d축에 일치한다고 가정하면 식(29)를 만족하므로 식(20) 및 식(21)이 식(30)과 식(31)으로 표현된다.

$$\lambda_{qr} = 0, \quad p \lambda_{qr} = 0 \quad (29)$$

$$R_r I_{qr} + w_r \lambda_{dr} = 0 \quad (30)$$

$$R_r I_{dr} + p \lambda_{dr} = 0 \quad (31)$$

식(30) 및 식(31)을 식(24) 및 식(25)에 대입하면 식(32)과 식(33)이 유도된다.

$$I_{qr} = -(L_m / L_r) I_{qs} \quad (32)$$

$$I_{dr} = (\lambda_{dr} - L_m I_{ds}) / L_r \quad (33)$$

회전자 시상수인  $\tau_r$ 은 식(34)로 계산되며 회전자의 각속도 및  $p \lambda_{dr}$ 는 회전자 시상수와 식(30)~식(33)을 이용하여 식(35) 및 식(36)으로 계산된다[9].

$$\tau_r = L_r / R_r \quad (34)$$

$$w_r = L_m I_{qs} / \tau_r \lambda_{dr} \quad (35)$$

$$p \lambda_{dr} = (1 / \tau_r) (-\lambda_{dr} + L_m I_{ds}) \quad (36)$$

위의 식들을 이용하면 식(27)의 토크 식은 식(37)로 계산되며,  $\lambda_{dr}$ 은 식(38)과 같다.

$$T = 0.75 \cdot P \cdot (L_m / L_r) \cdot \lambda_{dr} I_{qs} \quad (37)$$

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m I_{ds}}{1 + \tau_{rs}} \quad (38)$$

식(35)과 식(37)을 이용하여 회전자 각속도와 토크에 대한 관계식을 나타내면 식(39)이다.

$$T = 0.75 \cdot P \cdot (\tau_r / L_r) \cdot w_r \lambda_{dr}^2 \quad (39)$$

식(39)을 통해 원하는 회전자 각속도에 대한 기준 토크 값을 제어하게 된다. 식(37)을 이용하여 고정자의 q축에서의 전류를 계산하면 식(40)이고, d축에서의 전류를 계산하면 식(41)이다[10].

$$I_{qs} = (4/3) \cdot (1/P) \cdot (L_r / L_m) \cdot (T / \lambda_{dr}) \quad (40)$$

$$I_{ds} = |\lambda_{r1}^*| / L_m \quad (41)$$

$|\lambda_{r1}^*$ 은 회전자 자속 기준 입력을 의미한다. 슬립 각속도는 고정자 전류  $I_{qs}$ 을 이용하여 계산하며 식(42)이다.

$$w_{sl} = (L_m / \lambda_{dr}) \cdot (R_r / L_r) \cdot I_{qs} \quad (42)$$

전기각속도는 회전자의 각속도와 슬립각속도의 합을 적분한 값으로 식(43)이다.

$$\theta_e = \int_0^t (w_r + w_{sl}) dt \quad (43)$$

#### 3.2 벡터제어기 구조

3.1장에서 식(39)을 통해 속도제어를 하여 기준 토크 값을

계산한다. 기준 토크 값과 유도전동기 3상전류를 d-q 변환하여  $I_{ds}$ 을 이용해 회전자속을 계산하여 식(40)에 대입하여  $I_{qs}$ 을 계산한다.  $I_{qs}$ 을 식(42)에 대입하여 슬립각속도를 계산한 후에 식(43)에 대입하여  $\theta_e$ 을 계산한다. 또한 식(41)을 이용하여 회전자의 기준 자속을 정의하여  $I_{ds}$ 을 계산한다.  $I_{qs}$ ,  $I_{ds}$ 와  $\theta_e$ 을 이용하여 d-q상의 식을 다시 abc상으로 변환하여 전류제어기를 통해 인버터로 전해지며 인버터가 유도전동기에 전류를 인가하여 제어하게 된다. 이를 블록다이어그램으로 나타내면 Fig. 5이다.

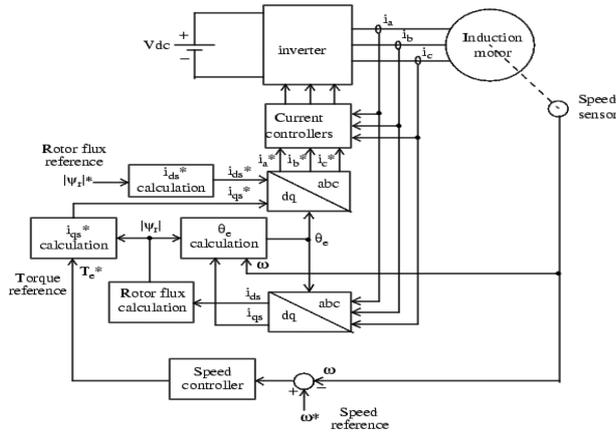


Fig. 5 Vector controller

Fig. 5에서 속도 제어기는 Fig. 6에서와 같이 PI 제어기를 사용하였고, 전류 제어기는 hysteresis 제어기를 사용하였다 [11].

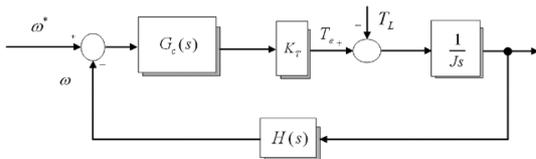


Fig. 6 Speed controller

Fig. 6에서 H(s)는 1이고, 지령속도  $\omega^*$ 에 대한 속도의 응답 특성은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_c = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_T G_c(s)}{sJ + K_T G_c(s)} \quad (44)$$

$$K_T = 0.75 \cdot P \cdot \frac{L_m \lambda_{dr}^*}{L_r} \quad (45)$$

식(44)을 이용하여 전달함수의 안정성도 최대화 방법으로 각 이득 값을 계산하면 식(46)과 식(47)이다 [12].

$$K_p = \frac{2Jf_s}{3K_T} \quad (46)$$

$$K_i = \frac{4f_s^2}{81K_T} \quad (47)$$

본 논문에서 사용된 hysteresis 전류제어는 출력전류가 기준 전류의 형태를 따라가도록 출력전류를 발생시키기 위해 전압형 인버터를 제어하는 방법이다. Fig. 7에서 상한 값과 하한 값 사이에서 전류가 변화하도록 하는 방식이다. hysteresis 전류제어는 스위칭 주파수의 폭을 결정하는 비동기 스위칭을 발생시킨다.

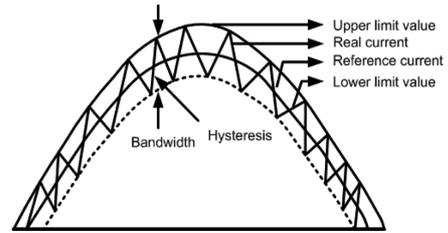


Fig. 7 Hysteresis current control

PI제어기와 hysteresis 제어기를 이용하여 벡터 제어기를 설계하면 Fig. 8과 같다[13].

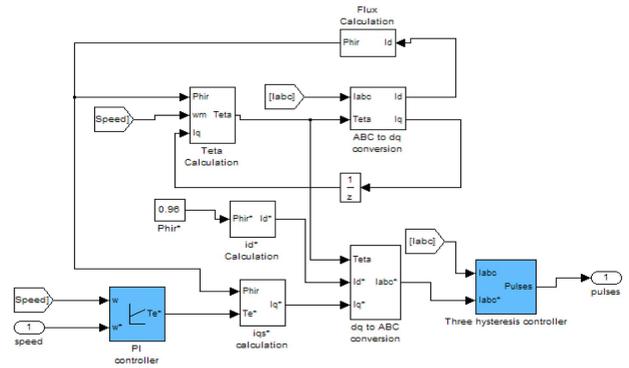


Fig. 8 Vector controller

#### 4. 시뮬레이션

3장에서와 같이 벡터제어기와 IGBT 인버터를 이용하여 유도전동기의 속도를 제어한다. PI제어기를 이용한 속도제어기는 Fig. 9로 모델링 하였고, 전류 제어기는 Fig. 10에서와 같이 3개의 hysteresis 제어기를 사용하였다[14].

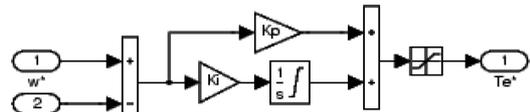


Fig. 9 Speed controller

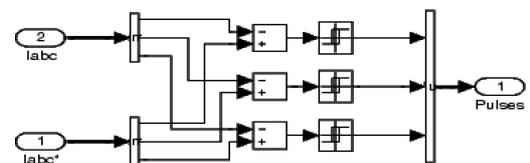


Fig. 10 Current controller

Fig. 11은 유도전동기, 벡터제어기 및 IGBT 인버터까지 포함한 전동기 시뮬레이션의 모델을 나타내고 Table 1은 시뮬레이션 조건이다[15].

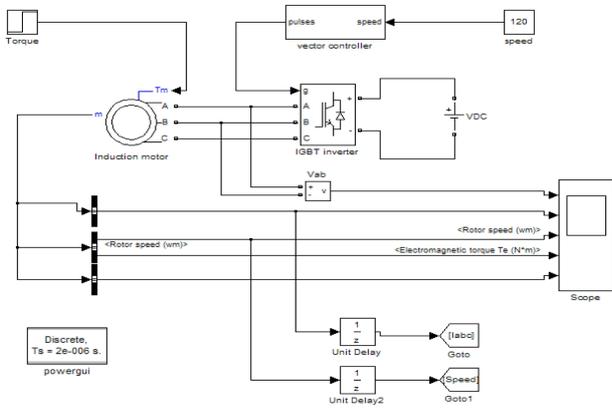


Fig. 11 Simulation model

Table 1 Simulation conditions

전기적 파라미터	값
정격출력	210[kW]
동기속도	1800[rpm]
정격 선간전압	1100[Vrms]
정격 주파수	60[Hz]
극수	4[pole]
관성계수	1.662[kg · m <sup>2</sup> ]
점성마찰계수	0.1[N · m]
기준 가속도	120[rad/sec]

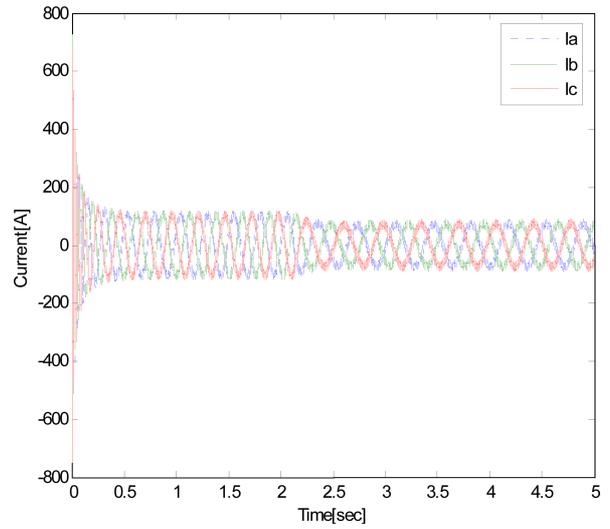


Fig. 13 Rotor current

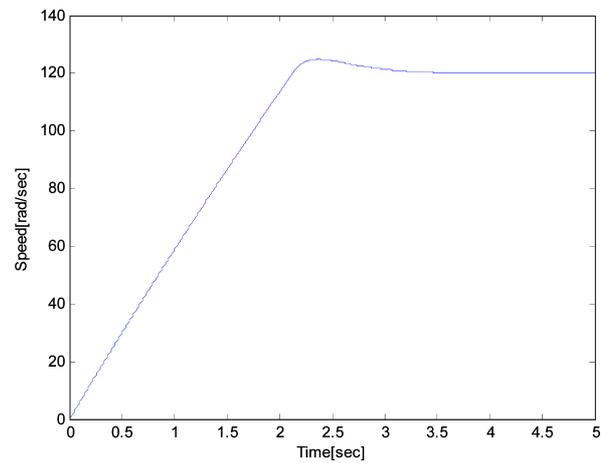


Fig. 14 Rotor speed

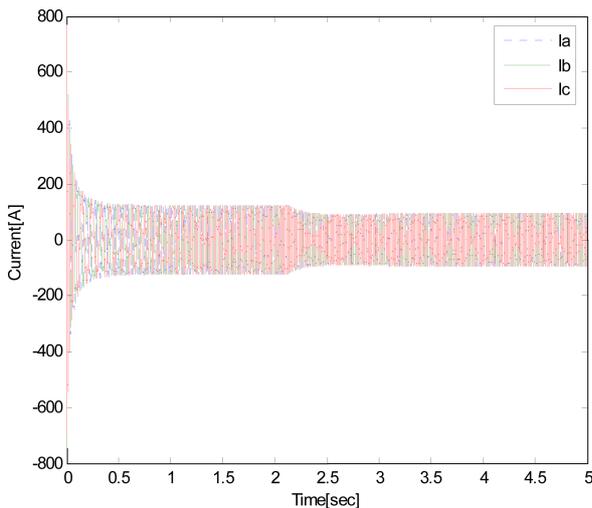


Fig. 12 Stator current

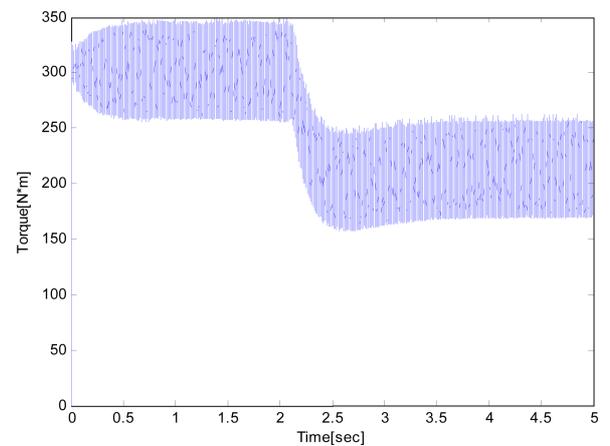


Fig. 15 Torque

시뮬레이션 결과인 Fig. 12~Fig. 15를 해석하면 고정자 전류 및 회전자 전류는 3상이 위상 변화 없이 60[Hz]의 간격으로 흐른다. 또한 열차가 기동할 때 고정자 및 회전자

의 전류가 약 800[A]까지 올라갔다가 조금씩 줄어들고, Fig. 10의 hysteresis제어기를 이용한 전류제어를 통해 회전자

의 각속도가 120으로 일정하게 된 이후에는 일정한 교류전류가 흐른다. 회전자의 각속도가 Fig. 9의 PI제어기를 이용한 속도제어기를 통해 2.1초 후에 목표 값인 120으로 일정하게 유지되었다. 열차가 가감속을 할 경우에 바로 속도 변화가 일어나는 것이 아니고, 시뮬레이션 결과처럼 천천히 가감속이 이뤄져야 하기 때문에 본 논문에서는 그 시간을 약 2초로 하였다. 토크는 열차가 기동할 때에는 토크 값이 250~350[N·m]로 크게 작용하다가 회전자의 속도가 일정해짐에 따라 150~250[N·m]사이로 유지되었다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 벡터제어를 사용하여 정밀한 속도제어가 가능하도록 하기 위해 PI제어기 및 hysteresis 제어기를 사용하여 벡터제어기를 설계하였다. 설계된 PI제어기의 이득은 유도전동기 상수와 대역폭을 이용하여 계수 값을 계산하였다. 회전자 속도 응답곡선의 과도응답 시간은 약 2.1초로 해석되었고, 즉 열차의 가감속시에 2초정도가 소요된다. 본 논문에서는 기준 속도를 일정한 값으로 해석하였지만 향후 속도 변화에 대한 해석도 필요하며, 유도전동기 상수의 정확한 추정과 인버터의 특성을 능동적으로 고려할 필요가 있다.

## 참고문헌

- [1] Yen-Shin Lai (2003) Machine modeling and universal controller for vector-controlled induction motor drives, *IEEE Trans.*, 18(1), pp.23-32, 2003.
- [2] Chanbae Park (2009) Dynamic characteristics analysis considering the effect of the vortexes of flux in a LIM for railway propulsion system, *Journal of The Korean Society for Railway*, 12(3), pp. 437-442.
- [3] S. Bhattacharya (1996) Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems, *IEEE-IAS*, pp.1032-1039.
- [4] H. S. Yoo and I. J Ha (1996) A polar coordinate-oriented method of identifying rotor flux and speed of induction motors without rotational transducers, *IEEE Trans. on Control System Technology*, 4(3), pp. 230-243.
- [5] G. R. Slemon (1989) Modeling induction machines for electric drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 25(6), pp. 1126-1131.
- [6] Jongwoo Choi (1996) Fast current controller in 3-phase AC/DC boost converter using D-Q axis cross-coupling, *Proceeding of PESC*, pp. 177-182.
- [7] F. Blashke (1972) The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotation-field machines, *Siemens Review*, 34, pp. 217-220.
- [8] J. Holz (1994) Pulse width modulation for electronic power conversion, *Proceeding of IEEE*, 82(8), pp. 1194-1214.
- [9] R. Dedonker (1994) The universal field oriented controller, *Trans. on Industry Applications*, 30(1), pp. 92-100.
- [10] Thierry Thomas (1998) Design and performance of active power filters, *IEEE Trans. on Industry Applications Magazine*, pp. 38-46.
- [11] F. Z. Peng (1998) Harmonic and reactive power compensation based on generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems, *IEEE Trans on Power Electronics*, 13(6), pp. 1174-1181.
- [12] Hyunsik Choi (2003) A study and analysis of control method for parallel active power filter, *Journal of the Institute of Electronics Engineering of Korea*, 40(1), pp. 73-78.
- [13] P. F. Wojciak (1996) The design and implementation of active filter systems using variable structure system concepts, *Proceeding of IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 850-857.
- [14] P. L. Jansen (1992) A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives, *Proceeding of IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 570-577.
- [15] Kouji Yasuda (1995) PWM control method of a high frequency two-level inverter for Trains, *Proceeding of IPEC-Yokohama*, pp. 1066-1070.

접수일(2010년 3월 30일), 수정일(2010년 4월 14일),  
게재확정일(2010년 4월 15일)