

벡터제어 교류전동기 구동의 파라미터 민감도에 관한 연구

박민호, 김영렬*
서울대학교

원충연, 김태훈, 김학성
성균관대학교

A Study on Parameter Sensitivity in Vector Control AC motor Drive

Min Ho Park, Young Real Kim
Seoul National University

Chung Yuen Won, Tae Hoon Kim, Hack Seong Kim
Sung Kyun Kwan University

Abstract

This paper describes newly developed high performance control system for vector controlled induction motor. In order to realize this system, the authors are adopted the current controlled PWM inverter with hysteresis controller. A priori knowledge of the motor parameters is need in order to implement indirect vector control on induction motor drive systems where the position of rotor flux is estimated. This paper presents some of the relevant mathematics necessary to study parameter sensitivity in induction motor servo system. Simulation results demonstrate the predicted performance.

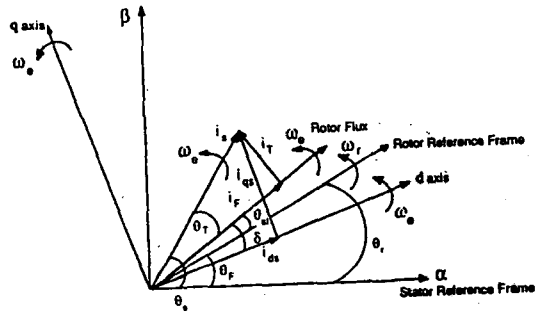


그림1. 고정자 자속 및 고정자 전류벡터의 벡터도

1. 서론

이 논문은 벡터제어 전류형 PWM 인버터에 의해 구동되는 유도전동기 시간최적 위치제어 시스템을 구현할 때 파라미터 민감도에 관해 다루었다. 최근에 Krishnan이 고성능 인버터 구동 유도전동기 구동 시스템에 있어서 파라미터 민감도 영향을 최소화 하기 위하여 자속 검출 코일을 고정자에 설치하는 방법을 제시하였다. [1], [2]

설치 방법 등의 단점으로 본 논문에서는 Nagase에 의한 indirect parameter adaptation algorithm을 사용하였다. 그러나 파라미터보상 방법의 계산에서 사용된 변수의 계산 과정에서 오차가 있을 수 있다. [3], [4] 언급한 바와 같이, 될수있는대로 하분 시간내에 원하는 위치에까지 도달하는것이 목적이면, 최대 입력이 인가되어야 되므로 반복되는 위치제어시에는 유도전동기내에 온도상승등으로 인한 발열로 파라미터 변동이 있게된다. 이를 들면, 슬립 주파수는 전동기의 파라미터로부터 측정되므로 파라미터가 변하게 되면 벡터제어의 성질을 잃게된다. 즉 고정자전류가 토크 성분과 자속 성분으로 정확히 나누어 지지 않게되어 속응성이 떨어지게된다. 이와 같은 문제를 해결하기 위하여 재시원 보상 방법은 회전자 자속의 변화에 따른 슬립주파수의 조정을 하도록 하는 것이다. [5], [6] 시뮬레이션 결과는 만족할만한 결과를 얻었다.

dq변환된 유도전동기 고정자 전류는 d축을 자속성분, q축을 토크 성분으로 상호 분리할 수 있으므로 전압 방정식과 순시 토크식은 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_e L_s & M p & \omega_e M \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e M & M p \\ M p & \omega_s M & R_r + L_r p & \omega_s L_r \\ -\omega_e M & M p & -\omega_s L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

$$T = \frac{3}{2} p \frac{1}{2} M (i_{qs} i_{qr} - i_{ds} i_{dr})$$

(1)

유도전동기 고성능 제어를 위해서는 정상상태에서의 등가회로에 의한 제어보다는 그림2와 같은 등가회로를 사용한다.

2. 전동기 파라미터 변동시의 영향 및 보상방법

벡터제어 원리는 그림1의 고정자 전류 페이서에서 설명된다.

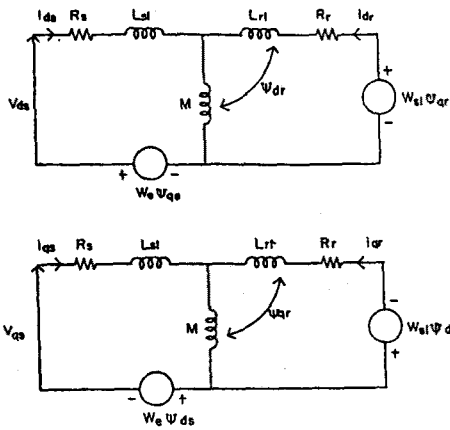


그림2. 동기회전 기준축에 의한 유도전동기 dq 등가회로

유도전동기를 제어할 때 회전자 자속을 일정하게 유지하고 d축을 회전자 자속 축에 일치시켜 선형 시스템을 구성할 수 있다. 또한 미리 계산된 슬립 파수를 이용하여 전류의 위상과 크기를 제어하면 전류 변화에 즉시 응답을 하게 된다. 이때의 관계식은

$$i_{ds} = \frac{\phi_r}{M} \quad (2)$$

$$i_{qs} = W_{s1} Tr i_{ds} \quad (3)$$

$$I_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (4)$$

$$W_{s1} = \frac{1}{Tr} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (5)$$

그런데 이때 계산되는 W_{s1} 은 유도전동기 시정수 Tr 의 영향을 받게 된다. 특히 회전자 저항 R_r 의 변화가 있게 되면 벡터제어의 성질을 잃게 되므로 이에 대한 보상이 필요하다. 벡터제어에서는 그림3과 같이 자속은 d축에 일치하게 되고 전류는 자속성분과 토크 성분으로 나누어져야 한다. 그런데 Tr 이 달라져서 슬립의 계산이 실제와 맞지 않게 되고 이때의 관계식은 다음과 같다. Tr 과 Tr^* 의 차이의 ΔTr 이라 할 때 자속과 d축과의 사이에는 δ 만큼의 위상차가 있게 된다.

$$\delta = \tan^{-1} \frac{\Delta Tr}{Tr} \frac{i_{qs}}{i_{ds} + (1 + \frac{\Delta Tr}{Tr}) \frac{i_{qs}}{i_{ds}}} \quad (6)$$

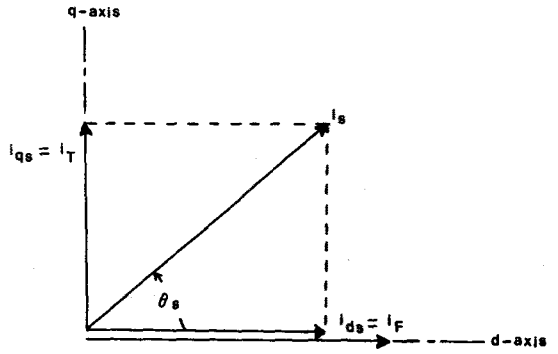


그림3. 페이서 다이어그램 (상호분리가 완전한 경우 $Tr = Tr^*$, W_{s1} : 적절함)

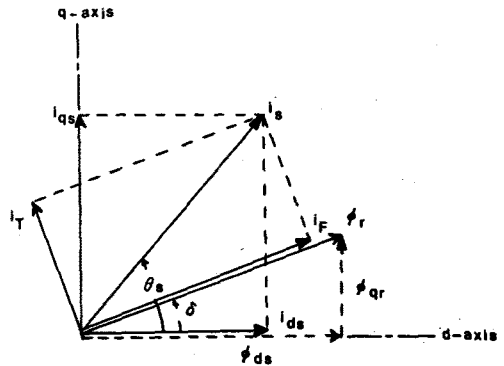


그림4. 페이서 다이어그램 (상호분리가 완전하지 않은 경우 $Tr < Tr^*$, W_{s1} : 너무 작음)

또한

$$i_r = i_{ds} (\cos \delta + \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \sin \delta) \quad (7)$$

$$i_r = i_{qs} (\cos \delta - \frac{i_{ds}}{i_{qs}} \sin \delta) \quad (8)$$

$$\phi_r = M i_r \quad (9)$$

$$T = P \frac{M^2}{Lr1 + Lr} i_{qs} i_{ds} (1 - \sin \delta \cos \delta (\frac{i_{qs}}{i_{ds}} - \frac{i_{ds}}{i_{qs}})) \quad (10)$$

$$\Delta W_{s1} = (\frac{1}{Tr} - \frac{1}{Tr^*}) \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = (\frac{Tr^*}{Tr} - 1) W_{s1} \quad (11)$$

보상해주는 방법은 회전자 자속기준지와 실제의 회전자 자속과의 차이에 비례하여 슬립 주파수를 보상해주면 되고, 실제 자속은 (12)식에 의해 V_s 와 i_s 에 의해 산출된다.

$$\dot{\phi}_r \cong \int (V_s - R_s i_s) dt - (L_m + L_{r1}) i_s \quad (12)$$

결국 자속 기준지와 산출된 자속의 차이에서

$$D = \frac{T_r^*}{T_r} - 1 \quad (13)$$

을 얻게되고 (11)식에 (5)식과 (13)식을 이용하여 보정해줄 ΔW_{s1} 을 얻는다. 즉 실제의 T_r 과 계산에 사용되는 T_r^* 의 차이에 의해 슬립 주파수는 (11)식과 같은 오차 ΔW_{s1} 이 생기게된다.

3. 시간최적 위치제어의 해

일반적으로 유도전동기 위치제어 시스템은 아래와 같이 상태방정식으로 주어진다.

$$x_1(t) = \theta(t) - \theta_{ref}$$

$$x_2(t) = \dot{x}_1(t) = \omega_r \quad \text{이라하고}$$

$$u(t) = i_r \quad \text{라하면}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ kr/J \end{bmatrix} u(t) \quad (14)$$

로 표시된다. 단 여기서 $a = \frac{B}{J}$

시스템을 초기에 $x_2(0)=0, x_1(0)=\theta(0)-\theta_{ref}$ 의 상태라 하고, 원점에서 x_1 과 x_2 가 모두 0이 되어야한다.

즉

$$\begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta(0) - \theta_{ref} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(T) \\ x_2(T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

제어 입력은 다음과 같이 제한된다.

$$|u(t)| \leq i_{rmax}$$

시간 최적제어를 위한 평가함수는

$$J_1 = \int_0^{T^*} dt = T^* \rightarrow \min \quad (17)$$

결국 T^* 를 최소로 하는 $u(t)$ 를 구하는 것이된다.

시스템의 Hamiltonian은 다음식과 같다.

$$H = 1 + p_1(t)x_2(t) - ap_2(t)x_2(t) + \frac{K_r}{J} p_2(t)u(t) \quad (18)$$

이것을 이용하여 시간 최적제어의 해를 구하면 스위칭 함수는 다음과 같다고 할때

$$S(x(t)) = x_1(t) - \frac{x_2(t)}{|x_2(t)|} \frac{1}{a^2} \ln(a|x_2(t)| + \frac{1}{a}) + \frac{1}{a} x_2(t) \quad (19)$$

제어 입력 $u(t)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$u(t) = \begin{cases} -i_r, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) > 0 \\ +i_r, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) < 0 \\ -i_r, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) = 0 \\ & \text{and } x_2(t) > 0 \\ +i_r, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) = 0 \\ & \text{and } x_2(t) < 0 \\ 0, & \text{for } x_1(t) = x_2(t) = 0 \end{cases} \quad (20)$$

4. 시뮬레이션 결과

- 1) 전동기 회전자 시정수는 일정하다고 하여 보상이 필요없는 경우
- 2) 전동기 회전자 시정수가 변했을때 보상을 하지 않는 경우
- 3) 전동기 회전자 시정수가 변했을때 보상을 한 경우에 대하여 나누어서 수행하였다.

그림 6은 시정수가 변하지 않는 경우이므로 보상이 필요없다. 이때 (a)가 자속의 d축 성분, (b)가 q축 성분이다. 벡터제어에 의하여 d축 성분은 일정하게, q축 성분은 zero로 유지된다.

그림 7은 시정수가 변하고, 보상을 하지 않은 경우로서 그림 6에 비해 자속의 d축 성분과 q축 성분의 변동이 심하다는 것을 알 수 있다.

그림 8은 시정수가 변하고 보상을 해준 경우이다. 그림 6에 비하여 자속의 d축 성분과 유사하다는 것을 알 수 있다. 그러므로 본 연구에서는 일반적으로 3)의 경우로서 시간최적 위치제어를 구현할 때 제시한 보상방법을 이용하여 만족할 만한 결과를 얻었다.

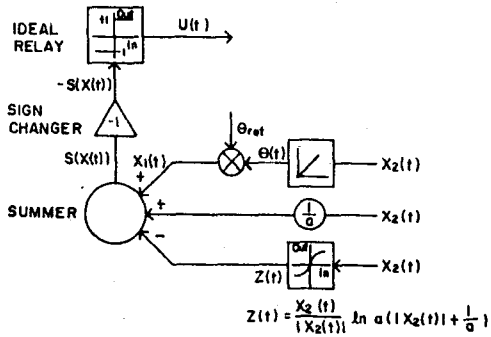
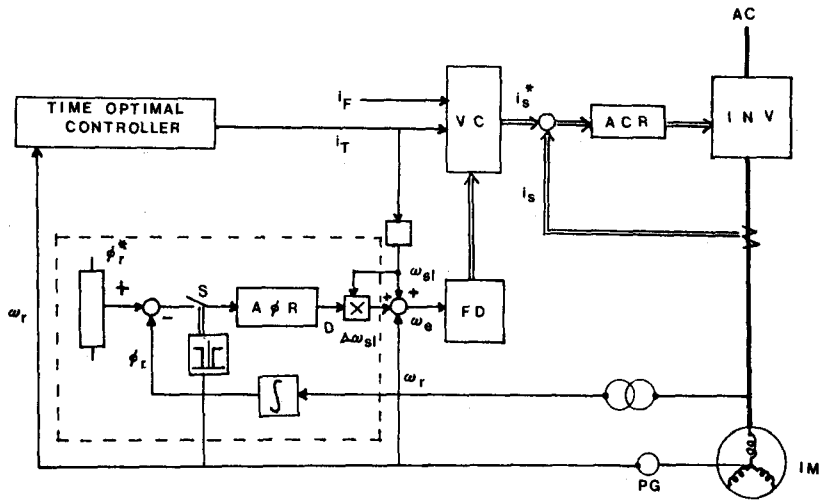


그림5. 제시된 보상방법 블록도

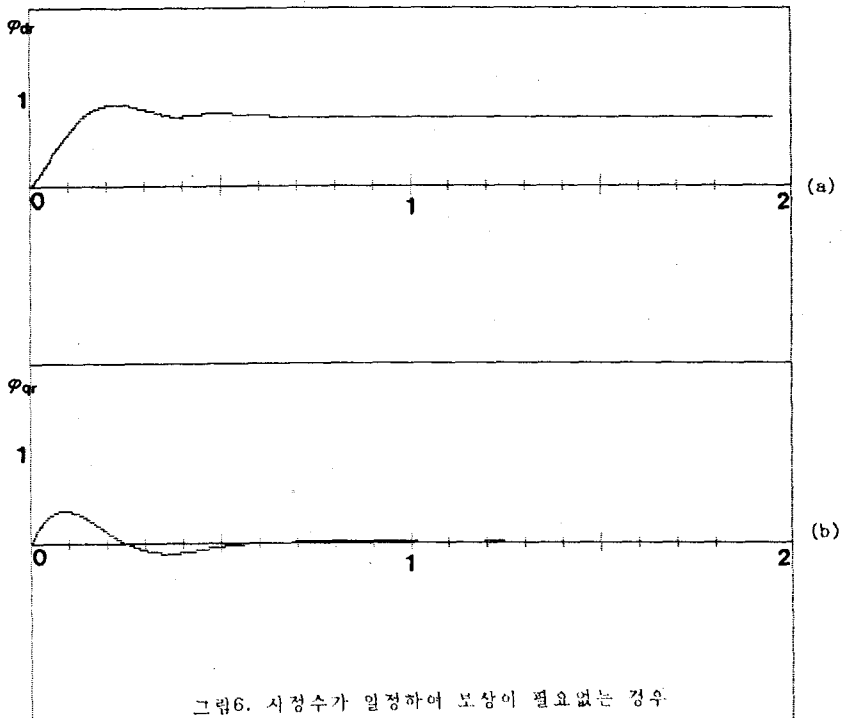


그림6. 시정수가 일정하여 보상이 필요없는 경우

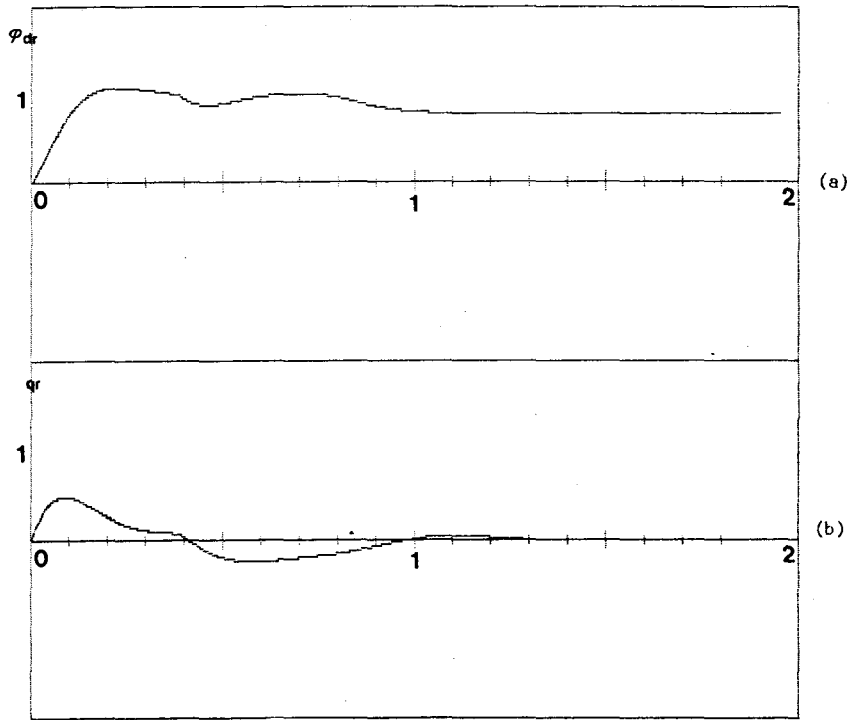


그림7. 시정수가 변하고 보상을 하지 않는 경우

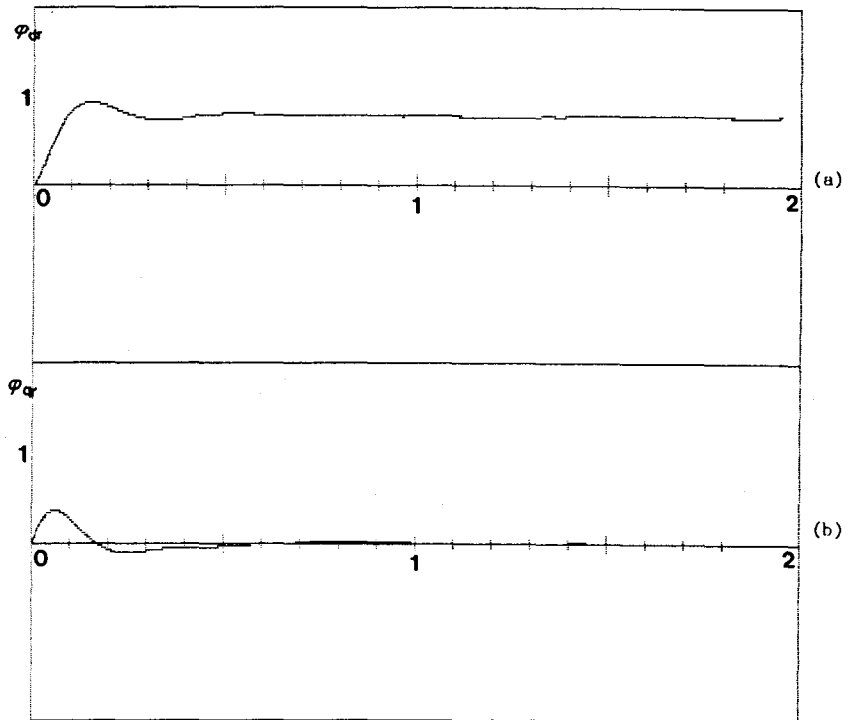


그림8. 시정수가 변하고 보상방법을 적용한 경우

5. 결 론

벡터제어에 의한 유도전동기 시간최적위치제어를 할 때 문제점은 다음과 같다. 즉 최대입력이 가해지는 결과로 전동기 내부에 발열이 되어 온도상승이 있게 되므로 전동기 파라미터의 변화가 있게 된다. 그러므로 본 논문에서는 간접 벡터제어의 경우 회전자속 변화에 따른 슬립 주파수의 조정이 가능하도록 보상 방법을 제시하고 그 타당성을 시뮬레이션을 통하여 입증하였다. 제시된 방법은 유도전동기 벡터제어 부우프에 적용하여 과도시에 우수한 속도성 및 최소시간내에 정밀한 위치제어가 요구되는 산업전반에서 종래의 직류전동기 서보 시스템 대신에 공범위한 적용이 기대된다.

참 고 문 헌

1. R. Krishnan, Frank C.Doran, "Study of parameter Sensitivity in High Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive System," IEEE Trans. Ind.Appl., Vol. IA-23,NO.4, pp.623-635, July/Aug., 1987.
2. R. Krishnan and P. Pillay, "Parameter Sensitivity in Vector Controlled AC Motor Drives," in Conf.Record IBEE-IECON'87, pp.212-218, 1987.
3. T. Okuyama, et al., "High performance AC motor speed control system using GTO converters," in Conf. Record IPCC, Tokyo, pp.720-731.
4. T. Nagase, "Torque control using the flux derived from magnetic energy in induction motors driven by static converter," in Conf. Record IPCC, Tokyo, Mar.1983, pp.696-707.
5. Gi. T. Kim, kyung. S. Kim, Min. H. Park, Chung. Y. Won and Doo. S. Ahn, "Time Optimal Control for Induction Motor Servo System" 19th Annual, IBEE Power Electronics Specialist Conference, Proceeding PESC'88, pp.1053-1062, 1988.
6. Won. C. Y, et al. "High Performance Control Strategy of Current Controlled PWM inverter fed Induction Motor Servo Drive System," proceeding ISPE'89, pp.78-84, 1989.

시뮬레이션에 사용된 전동기의 상수

농형 유도 전동기	3상, 4극, 걸선
정격 전압	220 V
정격 전류	15 A
출 력	5 HP
속 도	1735 r/min
주 파 수	60 Hz
$R_s = 0.434 \Omega$	$R_r = 0.356 \Omega$

$$L_s = 0.463 \Omega \quad L_r = 0.0557 \Omega$$

$$M = 0.0546 \Omega \quad J = 0.21 \text{ Kg.m}^2$$

$$B = 0.019 \text{ Kg.m}^2/\text{sec}$$

기 호 설 명

I_{qs}	: 고정자 q축 전류
I_{qr}	: 회전자 q축 전류
I_{ds}	: 고정자 d축 전류
I_{dr}	: 회전자 d축 전류
V_{qs}	: 고정자 q축 전압
V_{ds}	: 고정자 d축 전압
T_r	: 회전자 시정수
T_r^*	: 회전자 시정수의 정상값
I_f	: 자속 성분 전류
I_T	: 토크 성분 전류
L_s	: 고정자 자기 인덕턴스
L_r	: 회전자 자기 인덕턴스
R_s	: 고정자 권선 저항
R_r	: 회전자 권선 저항
T	: 토크
P	: d/dt 미분 연산자
P	: 극 수
ω_r	: 유도 전동기 회전 속도
ω_{s1}	: 슬립 각속도
ω_e	: 동기 각속도
Θ	: 유도 전동기 회전각
ϕ_r	: 회전자 자속