



저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

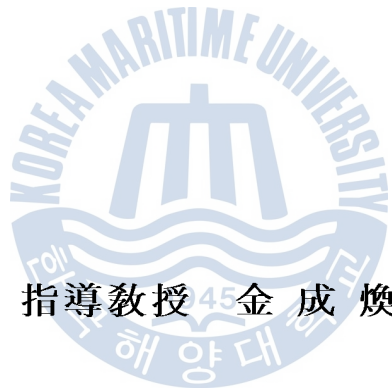
이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

모델기준적응방식 및 직접토크제어를 이용한  
유도전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구

A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor  
using Model Reference Adaptive System and Direct Torque Control



2012年 2月

韓國海洋大學校 大學院

메카트로닉스工學科

鄭凡東

# 목 차

목 차 .....	i
그림 목차 .....	ii
표 목차 .....	iii
Abstract .....	iv
기호 및 약어 .....	vi
1. 서 론 .....	1
1.1 연구배경 및 동향 .....	1
1.2 연구 목적과 구성 .....	2
2. 유도전동기의 수학적 모델 및 제어기법 .....	4
2.1 유도전동기의 전압방정식 .....	4
2.1.1 3상 좌표계에서의 유도전동기 전압방정식 .....	5
2.1.2 동기 회전좌표계에서의 유도전동기 전압방정식 .....	9
2.2 벡터제어 .....	14
2.2.1 직접벡터제어 .....	14
2.2.2 간접벡터제어 .....	17
2.3 직접토크제어 .....	22
2.3.1 직접토크제어의 특징 .....	22
2.3.2 직접토크제어의 기본 개념과 적용 .....	24
3. 모델기준적응제어에 의한 센서리스 속도제어 시스템 .....	32
3.1 센서리스 속도제어 원리 .....	32
3.2 제어 알고리즘 .....	34
4. 컴퓨터 시뮬레이션 .....	36
4.1 본 논문에서 제안한 센서리스 제어방식의 시뮬레이션 .....	36
4.2 시뮬레이션 결과 검토 .....	44
5. 결 론 .....	45
참고문헌 .....	47

## 그림 목차

Fig. 2.1 Equivalent model of 3 phase symmetrical induction motor. ....	4
Fig. 2.2 Relationship between 3 phase axis of $a, b, c$ and stationary $\alpha - \beta$ axis. ....	7
Fig. 2.3 Relationship between 3 phase axis of $a, b, c$ and synchronously rotating $d - q$ axis. ....	9
Fig. 2.4 $d - q$ equivalent circuits at synchronously rotating reference frame. ....	13
Fig. 2.5 Vector diagram of indirect vector control. ....	18
Fig. 2.6 Block diagram of indirect vector controlled induction motor. ....	21
Fig. 2.7 Control block diagram of direct torque control. ....	22
Fig. 2.8 Conception diagram of direct torque control. ....	27
Fig. 2.9 Trajectories of the stator flux $\lambda_s$ and its reference $\lambda_s^*$ with $x_T = 1$ ....	28
Fig. 2.10 Characteristics of flux and torque hysteresis comparator. ....	30
Fig. 3.1 Block diagram of the speed estimation for model reference adaptive system. ....	32
Fig. 3.2 The block diagram of model reference adaptive system. ....	34
Fig. 4.1 Simulation responses for step change of speed setting. (0→50[rpm]) ....	38
Fig. 4.2 Simulation responses for step change of speed setting. (0→100[rpm]) ....	39
Fig. 4.3 Simulation responses for step change of speed setting. (0→1500[rpm]) ....	40
Fig. 4.4 Simulation responses for step change of speed setting. (300→-300[rpm]) ....	41
Fig. 4.5 Simulation responses for step change of load torque. (500[rpm], 5[N·m]) ....	42
Fig. 4.6 Simulation responses for step change of load torque. (1000[rpm], 5[N·m]) ....	43

## 표 목차

Table. 2.1 Comparison table of variable speed drives. ....	24
Table. 2.2 Selected vector and definition. ....	26
Table. 2.3 Optimum switching voltage vector look-up table. ....	31
Table. 4.1 Parameters of induction motor used for computer simulation and system constants. ....	36



# **A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor using Model Reference Adaptive System and Direct Torque Control**

Bum-Dong, Jeong

Department of Mechtronics Engineering, Graduate School,  
Korea Maritime University

## **Abstract**

This paper proposes a new sensorless speed control scheme of induction motor using Model Reference Adaptive System and Direct Torque Control, which requires no shaft encoder.

The Model Reference Adaptive Control system is based on the comparison between the outputs of two estimators. The estimator that does not involve the quantity to be estimated (the rotor speed) is considered as the induction motor Reference Model, and the other estimator may be regarded as the Adjustable Model. The error between the estimated quantities obtained by the two models is used to drive a suitable adaptation mechanism which generates the estimated rotor speed for the Adjustable Model.

The Direct Torque Control scheme controls torque and flux by restricting the flux and torque errors within respective hysteresis bands, and motor torque and flux are controlled by the stator voltage space vector using optimum inverter switching table.

The simulation results indicate good speed responses from the low speed range to the high, and also show accurate characteristics of load operation between the middle and the high speed range.



## 기호 및 약어

$\alpha - \beta$	: 고정직교좌표계
$B$	: 마찰계수 [ $N \cdot m / (rad / s)$ ]
$d - q$	: 동기회전좌표계
$i_{dr}, i_{qr}$	: $d - q$ 축 회전자전류 [ $A$ ]
$i_{ds}, i_{qs}$	: $d - q$ 축 고정자전류 [ $A$ ]
$\mathbf{i}_{qdos}$	: $d - q$ 축 고정자전류 행렬
$i_s$	: 고정자전류 [ $A$ ]
$\mathbf{i}_s$	: 고정자전류 행렬
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$	: $\alpha - \beta$ 축 회전자전류 [ $A$ ]
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	: $\alpha - \beta$ 축 고정자전류 [ $A$ ]
$J$	: 관성모멘트 [ $Kg \cdot m^2$ ]
$K_s$	: $a, b, c$ 3상축에서 $d - q$ 축 변환행렬
$L$	: 인덕턴스 행렬
$L_{lr}$	: 회전자 누설인덕턴스 [ $H$ ]
$L_{ls}$	: 고정자 누설인덕턴스 [ $H$ ]
$L_m$	: 상호인덕턴스 [ $H$ ]
$P$	: 극수
$R_r$	: 회전자저항 [ $\Omega$ ]
$R_s$	: 고정자저항 [ $\Omega$ ]
$S_a, S_b, S_c$	: 인버터 스위치
$T_e$	: 출력토크 [ $N - m$ ]
$T_L$	: 부하토크 [ $N - m$ ]
$T_e^*$	: 출력토크 지령치 [ $N - m$ ]
$T_r$	: 회전자 시정수 [ $s$ ]
$T_s$	: 샘플링주기 [ $s$ ]



$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$	: 고정자 상전압[V]
$V_{dc}$	: 직류링크전압[V]
$v_s$	: 고정자전압[V]
$\mathbf{v}_s$	: 복소평면상의 전압벡터[V]
$v_{dr}, v_{qr}$	: $d-q$ 축 회전자전압[V]
$v_{ds}, v_{qs}$	: $d-q$ 축 고정자전압[V]
$v_{\alpha r}, v_{\beta r}$	: $\alpha-\beta$ 축 회전자전압[V]
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	: $\alpha-\beta$ 축 고정자전압[V]
$x_{\alpha r}, x_{\beta r}$	: $\alpha-\beta$ 축 회전자 상태변수
$\theta_{sl}$	: 슬립각변위[rad]
$\theta_T$	: 회전자자속과 고정자자속 각변위[rad]
$\lambda_r$	: 회전자쇄교자속[Wb]
$\lambda_s$	: 고정자쇄교자속[Wb]
$\lambda_s^*$	: 고정자쇄교자속 지령치[Wb]
$\omega_e$	: 동기각속도[rad/s]
$\omega_r$	: 전동기의 전기적 각속도[rad/s]
$\omega_{sl}$	: 슬립각속도[rad/s]
$\Delta t$	: 샘플링주기
$\wedge$	: 추정치
*	: 지령치
DTC	: Direct torque control
FOC	: Field orientation control
IM	: Induction motor
PWM	: Pulse width modulation
SVM	: Space vector modulation
VC	: Vector control
V/F	: Voltage/frequency

# 1. 서 론

## 1.1 연구배경 및 동향

오늘날 인류는 눈부신 과학의 발달로 편리한 생활을 영위하고 있으나, 그 이면에는 환경오염이라는 값비싼 기회비용이 뒤따른다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 더 효율적이고, 더 친환경적인 에너지와 동력기에 대한 연구와 수요가 증가하고 있다. 따라서 우리는 더욱 저렴하고 효율이 좋은 전기에너지 변환기, 전동기 그리고 이것들을 현실화시키고 개선시킬 수 있는 새로운 방식들이 필요하다.

전동기는 크게 직류기와 교류기 그리고 기타 전동기로 분류할 수 있고, 교류기는 유도기와 동기기로 나눌 수 있다.

직류기는 자속 및 토크 제어가 간단하고 과도응답 특성이 우수하나 브러시 및 정류자가 존재하므로 정기적으로 보수 및 점검을 해야 하며 정류자의 정류한계로 인해 고속화 및 고압화에 문제가 있고 설치환경에도 제약을 받는다. 이와 같은 직류전동기의 문제점은 교류전동기의 사용으로 상당 부분 개선되어 왔다.

교류전동기 중에서도 유도전동기는 구조가 간단하고 값이 싸서 직류전동기가 지닌 구조적인 문제를 극복할 수 있고, 향상된 제어기법의 등장으로 운전특성도 직류전동기에 상응하는 응답특성을 얻을 수 있어 빠른 가감속과 고속 운전이 요구되는 서보시스템 및 공작기계 구동장치 등에 점차 확대되고 있다.

벡터제어라 불리는 자속기준제어는 속응성이 높은 과도응답을 얻기 위하여 유도전동기의 고정자 전류벡터를 동기속도로 회전하는 기준축상에서 회전자 자속벡터와 같은 방향을 이루는 자속전류 성분과 수직을 이루는 토크전류 성분으로 분리하여 각각 자속과 토크를 제어하게 함으로써 우수한 제어성능을 얻을 수 있게 한다. 유도전동기의 벡터제어에는 자속의 회전각과 자속의 크기를 알

아야 하며 이 정보를 얻는 방법에 따라 직접벡터제어와 간접벡터제어로 나눌 수 있다.

직접벡터제어는 센서를 이용하여 자속을 직접 측정하거나 고정자전류, 전압 등을 측정하여 자속을 추정하는 방법[1]이며, 간접벡터제어는 고정자의 토크전류 및 자속전류로부터 슬립 각속도를 계산하고 여기에 회전자 속도를 더하여 자속각으로 이용하는 방법[2-4]이다.

그러나 고성능 유도전동기 벡터제어를 위해서는 전압, 전류값 뿐 아니라 자속정보나 회전자의 속도에 대한 정보가 필수적이다[5-7]. 자속 피드백 제어인 직접벡터제어의 경우는 회전자자속이나 속도정보가 필요하고, 자속 피드포워드 제어인 간접벡터제어의 경우는 속도정보가 요구된다.

속도정보를 얻기 위하여 회전자에 펄스발생기나 엔코더 등의 속도센서를 부착하여야 하는데, 부가적인 회로와 프로그램이 추가되어 전체 시스템이 복잡해지고 제어기에 대한 신뢰도 및 외란에 대한 강인성을 감소시키게 된다[7-8].

따라서 이와 같은 문제점들을 해결하기 위해 유도전동기의 속도 및 위치검출기가 없는 센서리스 제어에 대한 연구가 진행되어 왔다. 기존의 센서리스 속도 제어 방법에는 전기자전압, 전류 및 계자전류로부터 전동기의 회전수를 추정하는 방법이 사용되어 왔다.

센서리스제어 기술은 범용성에 있어 적용 가능한 시스템의 범위를 넓혔고 속도 및 위치검출기를 사용하는 벡터제어의 성능보다는 다소 떨어지지만 스칼라 제어인 전압/주파수 일정제어의 성능보다 우수한 특성을 나타낸다.

## 1.2 연구 목적과 구성

본 논문에서는 센서장착에 따른 단점을 극복하기 위해 모델기준적응제어를 이용한 센서리스 제어방식과 직접토크제어를 결합하여 새로운 제어시스템을 제안하고자 한다.

모델기준적응제어방식에 의한 센서리스 속도 제어법은 기준모델과 조정모델

에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정모델 및 제어를 위한 속도추정값을 구할 수 있다. 모델기준적응제어를 이용한 센서리스 속도 제어방식은 자속 및 속도 센서를 사용하지 않기 때문에 제어 시스템 구성이 용이해진다.

직접토크제어[5-6]는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속 및 토크 지령치와 유도전동기 고정자 전압과 전류 정보를 이용하여 추정된 현재의 자속 및 토크를 비교하여 오차를 계산한 후 히스테리시스 밴드를 거쳐 매 연산 주기마다 그 오차를 가장 최소화하기 위한 전압벡터를 선정하여 출력하는 방법이다. 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기 정수 변화의 영향이 적으며, 센서리스 속도제어에 유리하고, 기존 벡터제어에 필수적으로 사용되는 고정자 및 동기회전 좌표 사이의 변환이 필요치 않아 보다 쉽게 제어 시스템을 구성할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

1장 서론에서는 연구배경, 동향, 연구목적 및 논문 구성에 대해 기술하고,

2장에서는 유도전동기의 수학적 모델과 제어 기법에 대하여 서술하였다.

3장에서는 본 논문에서 제안한 센서리스 속도제어 방식을 기술하였다.

4장에서는 본 논문에서 제안한 알고리즘의 유효성을 검증하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 응답특성에 관하여 기술하였다.

마지막으로 5장에서는 본 논문의 결론으로서 제안된 제어방식에 대하여 연구 결과를 요약하고 평가하였다.

## 2. 유도전동기의 수학적 모델 및 제어기법

### 2.1 유도전동기의 전압방정식

유도전동기에 대한 구동시스템 설계시 유도전동기를 정확하게 표현할 수 있는 모델이 필수적이다. 과거에는 유도전동기를 개루프(Open-loop) 정속응용에만 사용하였기 때문에 정상상태 특성이 주요 관심사였지만, 점차 폐루프(Closed-loop) 가변속 구동시스템에 적용하고 있으므로 과도특성을 고려한 모델링이 중요하다.

3상 농형 유도전동기의 회전자 권선은 봉도체와 단락환으로 구성되어 있고, 고정자 권선은 그림 2.1과 같이 전기각  $120^\circ$ 의 간격으로 고정자에 고르게 배치되어 공극 주위에 정현파 자속을 발생한다. 시간에 따라 정현적으로 변하는 전류가 흐르게 되면 방사상으로 정현파의 공극자속이 발생하며 이 자속은 고정자 전류의 회전속도와 같은 동기속도로 회전하게 된다.

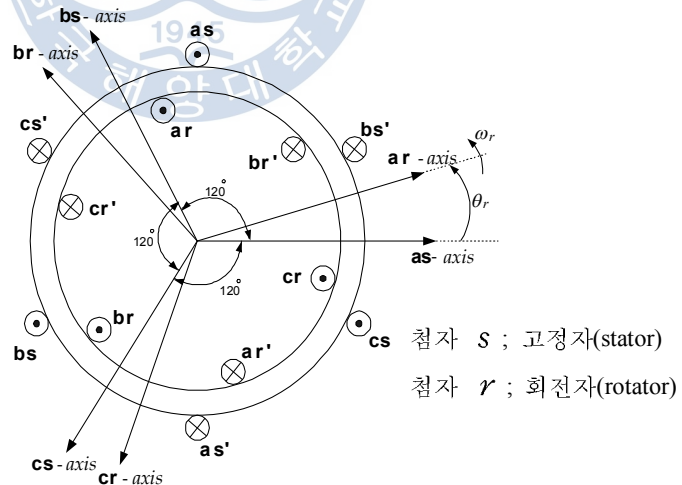


그림 2.1 3상 유도전동기의 고정자와 회전자 등가모델

Fig. 2.1 Equivalent model of 3 phase symmetrical induction motor.

### 2.1.1 3상 좌표계에서의 유도전동기 전압방정식

3상 유도전동기의 전압방정식을 구하기 위하여 고정자 권선은 Y결선의 대칭 집중권이라 가정하고 회전자 권선도 그림 2.1과 같이 집중권선이 전기각  $120^\circ$ 의 간격으로 배치되어 있다고 가정한다. 그리고 철심의 자화 특성은 선형이며 히스테리시스 등에 의한 손실이 없다고 가정하면 고정자와 회전자의 전압방정식은 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{V}_{abcs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abcs} \quad (2.1a)$$

$$\mathbf{V}_{abcr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abcr} \quad (2.1b)$$

단,  $\mathbf{f}_{abcs}^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}]$

$$\mathbf{f}_{abcr}^T = [f_{ar} \quad f_{br} \quad f_{cr}]$$

$$\mathbf{R}_s = \text{diag} [R_s \quad R_s \quad R_s]$$

$$\mathbf{R}_r = \text{diag} [R_r \quad R_r \quad R_r]$$

위 식에서  $\mathbf{f}$ 는 전압, 전류 및 자속의 전기적인 물리량을 나타내고 첨자  $s$ 와  $r$ 은 각각 고정자와 회전자를 말한다. 식(2.1a), (2.1b)에서 고정자와 회전자의 쇄교자속(Linkage flux)은 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{abcs} \\ \boldsymbol{\lambda}_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

단,

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix}$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_{lr} + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{lr} + L_m \end{bmatrix}$$

$$L_{sr} = L_m \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix}$$

여기서,  $L_{ls}$  와  $L_{lr}$  은 고정자권선과 회전자권선의 누설인덕턴스이고  $L_m$  은 고정자권선과 회전자권선 사이의 상호인덕턴스를 나타낸다.

이상적인 유도전동기는 각 상이 6차의 미분방정식으로 표현되며 이 미분방정식의 파라미터들은 각 권선들 간의 상호인덕턴스와 연관된다. 특히, 회전자와 고정자간의 결합은 회전자의 위치함수로 표시되어 회전자의 회전에 따라 결합계수들이 변하게 된다. 유도전동기의 제어나 해석을 위해서는 동특성에 대한 고찰이 필요한데 이러한 계수들이 변하게 되면 유도전동기의 동특성에 관한 고찰이 어렵게 된다. 따라서 유도전동기의 동적모델을 얻기 위해서 일반적으로 2

축 이론으로 불리는  $d-q$  변환이론이 주로 사용된다. 이는 3상평형 전압이나 PWM 전압파형이 유도전동기에 인가될 때 과도 및 정상상태 동작을 2축 이론으로 간단히 해석할 수 있기 때문인데 이 경우 시변 파라미터가 제거되고 고정자 변수와 파라미터가  $d-q$  직교좌표계상의 값으로 표현된다.

또한, 이  $d-q$  축 동특성 모델은 고정자에 고정된 고정좌표계나 회전자계와 동기회전하는 동기회전좌표계상의 값으로 표현될 수 있다. R.H.Park이 제안한 고정좌표계는 기본적으로 축 변환과정을 나타내며 고정자와 회전자의 전압, 전류 및 쇄교자속에 대해 선형변환을 적용한다.

고정좌표계의  $a, b, c$  축과  $\alpha-\beta$  축 사이의 관계를 그림 2.2에 나타내었다.

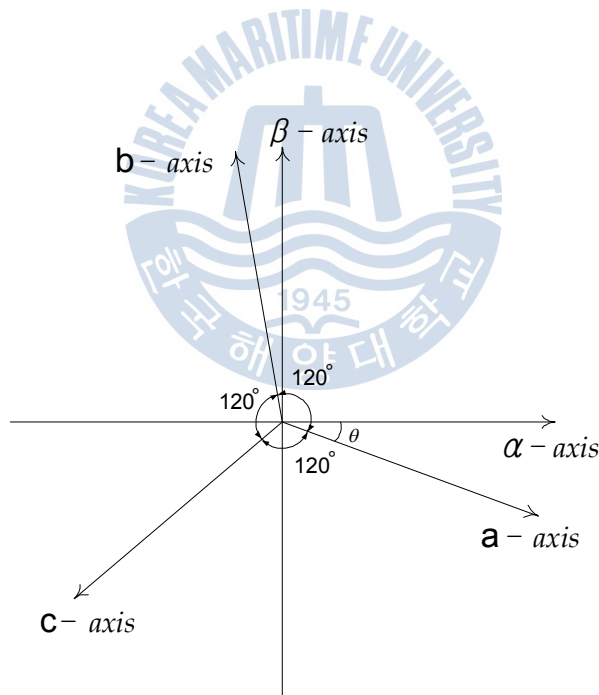


그림 2.2 3상  $a, b, c$  축과 고정  $\alpha-\beta$ 축과의 관계

Fig. 2.2 Relationship between 3 phase axis of  $a, b, c$  and stationary  $\alpha-\beta$  axis.



위 그림에서 알 수 있듯이 임의의 시간의 상전압  $v_{as}$  는  $\alpha$  축성분  $v_{\alpha s} \cos\theta$  와  $\beta$  축성분  $-v_{\beta s} \sin\theta$  의 합으로 이루어지며  $b, c$  상전압도  $a$  상과의 관계를 고려하면 식(2.3)과 같은 변환식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{os} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

위 식에서  $v_{os}$  는 영상분 전압을 나타내며 3상 평형시 영이 된다.

또한, 식(2.3)을 역변환하면 식(2.4)가 되며  $\theta = 0$  으로 하여  $\alpha$  축과  $a$  축을 일치시키고 영상분을 무시하면 식(2.5)가 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

### 2.1.2 동기 회전좌표계에서의 유도전동기 전압방정식

3상 유도전동기의 3상 고정좌표계에서의 전압방정식은 앞 절에서 언급한 바와 같이 시간에 따라 3상의 정현파 교류에 대한 변수가 되어 제어 알고리즘의 적용에는 어려움이 많게 된다. 그러므로 이 변수들을 동기속도로 회전하는 동기 회전좌표계로 변환하면 변수들은  $d-q$  축 상의 값으로 표현되며 자속전류와 토크전류를 분리하여 제어가 가능하게 되므로 타여자 직류기와 유사한 제어가 가능하게 된다. 그림 2.3은 3상 좌표계와 동기회전자표계의 관계를 도시하고 있다.

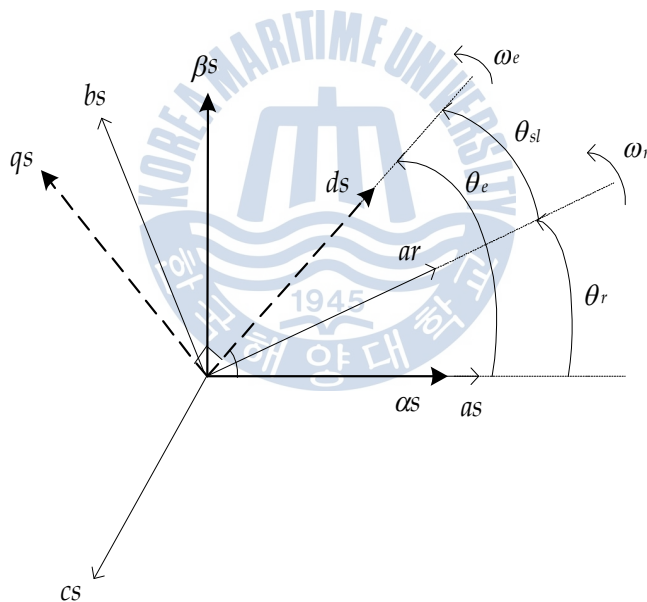


그림 2.3 3상  $a, b, c$  축과 동기회전  $d-q$  축과의 관계

Fig. 2.3 Relationship between 3 phase axis of  $a, b, c$  and synchronously rotating  $d-q$  axis.

3상의  $a, b, c$  축으로부터  $d-q$  축으로 변환하기 위한 변환행렬  $K_s$ 는 다음과 같다.

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\theta_e & \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e & 1 \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

단,  $\theta_e = \omega_e t$

그러므로 3상의 고정자축과  $d-q$  축은 다음의 관계로 표현된다.

$$\mathbf{f}_{qdos} = K_s \mathbf{f}_{abcs} \quad (2.8)$$

단,  $\mathbf{f}_{qdos}^T = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{os}]$

변환행렬  $K_s$ 를 이용하여 3상의 고정자 전압방정식인 식(2.1a)를  $d-q$  축 값으로 변환하면 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{V}_{qdos} = K_s \mathbf{R}_s K_s^{-1} \mathbf{i}_{qdos} + K_s \frac{d}{dt} (K_s^{-1} \boldsymbol{\lambda}_{qdos})$$

$$= K_s \mathbf{R}_s K_s^{-1} \mathbf{i}_{qdos} + K_s \frac{d}{dt} (K_s^{-1}) \boldsymbol{\lambda}_{qdos} + K_s K_s^{-1} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{qdos} \quad (2.9)$$

여기서

$$K_s \mathbf{R}_s K_s^{-1} = \mathbf{R}_s$$

$$K_s \frac{d}{dt} (K_s^{-1}) = \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

따라서 식(2.9)에 의해 식(2.10)을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{V}_{qdos} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{qdos} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{qdos} + \omega_e \boldsymbol{\lambda}_{dqqs} \quad (2.10)$$

$$\text{단, } \boldsymbol{\lambda}_{dqqs}^T = [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs} \quad 0]$$

식(2.10)에서 영상분을 제외하면 다음과 같은 동기 회전좌표계에서의 전압방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.11a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.11b)$$

만약 전동기 회전자 속도  $\omega_r$  로 회전한다면, 회전자는 동기회전좌표계와  $\omega_e - \omega_r$  (슬립각속도)의 상대속도를 가지게 된다. 따라서 고정자와 동일한 방법으로 회전자의 전압방정식을 동기 회전좌표계로 변환하면 식(2.12a) 및 식(2.12b)와 같이 된다.

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (2.12a)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (2.12b)$$

또한, 고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음 식과 같이 된다.

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.13a)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.13b)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.13c)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.13d)$$

식(2.11)~식(2.13)으로부터 동기 회전좌표계상의 전동기 등가회로를 구하면 그림 2.4와 같고 전압방정식을 행렬로 나타내면 식(2.14)가 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_s & \omega_e L_s & \frac{d}{dt} L_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + \frac{d}{dt} L_s & -\omega_e L_m & \frac{d}{dt} L_m \\ \frac{d}{dt} L_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + \frac{d}{dt} L_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & \frac{d}{dt} L_m & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + \frac{d}{dt} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

그림 2.4는 유도전동기의 정상상태 상당 등가회로와 유사하다. 그러나 정상상태 등가회로는 벡터로 표현된 그림 2.4의 특별한 상태에 불과하다.

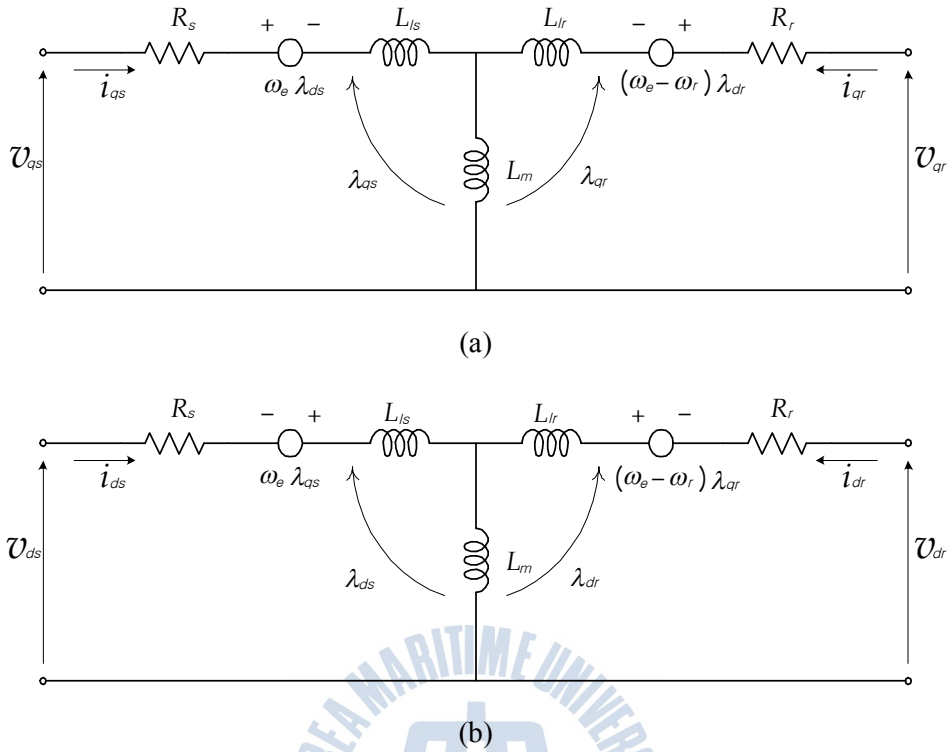


그림 2.4 동기회전좌표계에서의  $d-q$  등가회로

(a)  $q$  축 등가회로 (b)  $d$  축 등가회로

Fig. 2.4  $d-q$  equivalent circuits at synchronously rotating reference frame.

(a)  $q$  axis equivalent circuit. (b)  $d$  axis equivalent circuit.

또한, 출력토크식과 회전자 각속도는 식(2.15) 및 식(2.16)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (2.15)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{T_e - T_L}{J} \quad (2.16)$$

여기서  $J$ 와  $B$ 는 각각 관성모멘트 및 마찰계수이며  $T_L$ 은 부하토크이다.

## 2.2 벡터제어

유도전동기를 V/F (전압/주파수) 일정제어방식으로 제어하게 되면, 자속성분 전류와 토크성분 전류의 상호 간섭으로 토크를 정확하게 발생시킬 수 없으며, 토크 응답의 시간 지연 때문에 정밀한 서보 제어방식으로 적절하지 않다. 따라서 유도전동기의 출력 토크를 정밀하게 제어하기 위해서는 고정자 전류를 자속 성분과 토크 성분 전류로 분리하여 각각을 독립적으로 제어하여야 한다. 이를 위하여 유도전동기의 고정자 전류를 동기 속도로 회전하는  $d-q$  축으로 변환하고  $d$  축을 회전자 자속 벡터와 일치시키면  $d$  축성분은 자속성분,  $q$  축성분은 토크성분으로 상호 분리할 수 있어 타여자 직류전동기와 같은 특성을 낼 수 있으며, 이 기법을 자속기준제어(Field oriented control) 혹은 벡터제어(Vector control)라고 한다.

벡터제어는 기준자속의 종류에 따라 고정자자속 기준제어(Stator flux oriented control), 공극자속 기준제어(Air gap flux oriented control)와 회전자 자속기준제어(Rotator flux oriented control) 등으로 구분되며, 자속의 크기와 각 변위를 추정하는 방식에 따라 직접벡터제어(Direct vector control)와 간접벡터제어(Indirect vector control)로 나누어진다.

### 2.2.1 직접벡터제어(Direct vector control)

자속 피드백(Feed-back)제어로 불리는 이 방식은 F. Blaschke가 처음 제안한 것으로 홀소자(Hall sensor)나 검출코일(Sensing coil) 등에 의해 공극자속을 직접 검출하거나 전동기 단자전압, 전류 및 속도로 구성되는 자속모델을 이용하여 회전자 자속벡터의 크기와 위치를 구하는 방식이다. 직접추정법은 고정자 슬롯에 홀소자나 검출코일을 설치해야 하므로 기계적으로 취부하기 어려울 뿐만 아니라 슬롯에 의해 발생하는 고조파가 전동기 속도에 따라 변하므로 필터의 설

계가 복잡해진다. 따라서 전동기 파라미터와 전압, 전류, 속도 등으로부터 간접적으로 추정된 자속벡터를 사용하는 것이 일반적이다.

(1) 고정자회로의 전압모델

먼저, 식(2.17a), (2.17b)와 같이 고정자전압을 적분하여 고정자자속을 구한다.

$$\lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (2.17a)$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (2.17b)$$

고정자누설자속의 영향을 고려하여 회전자자속을 다음 식에 의해 구한다.

$$\lambda_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s}) \quad (2.18a)$$

$$\lambda_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s}) \quad (2.18b)$$

여기서,  $\sigma (= 1 - L_m^2 / L_s L_r)$  는 누설계수이다.

또한, 위 식으로부터 다음과 같이 회전자속의 동기각변위를 구한다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{\alpha r}} \right) \quad (2.19)$$

위의 방식은 역기전력이 작은 저속영역에서 고정자 임피던스 강하 및 잡음의 영향으로 정확하지 않고, 또한 적분시 측정 변수들의 오프셋(Offset) 때문에 적분기가 포화되기 쉽다. 따라서 이 방법은 순수적분 대신 고주파 대역필터(High



pass filter)를 사용하여 주로 고속운전영역에서 사용된다.

## (2) 회전자회로의 전류모델

저속운전영역에서는 회전자속도와 고정자전류로부터 자속을 연산하는 방식이 유용하다. 농형유도전동기일 경우  $v_{dr} = 0$  이고 정지좌표계에서는 기준축 속도  $\omega_e = 0$  이며  $d$  축과  $\alpha$  축이 일치하므로, 식(2.12b)로부터 다음 식이 된다.

$$R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha r} + \omega_r \lambda_{\beta r} = 0 \quad (2.20)$$

식(2.13d)에서  $i_{\alpha r}$  (정지좌표계에서  $i_{\alpha r} = i_{dr}$ ,  $i_{\beta r} = i_{qr}$ )를 구하여 식(2.20)에 대입하면 식(2.21a)를 얻을 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \omega_r \lambda_{\beta r} - \frac{1}{T_r} \lambda_{\alpha r} \quad (2.21a)$$

여기서,  $T_r (= \frac{L_r}{R_r})$  는 회전자 시정수이다.

마찬가지로, 식(2.12a), (2.13c)로부터 다음 식을 얻는다.

$$\frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} + \omega_r \lambda_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \lambda_{\beta r} \quad (2.21b)$$

위의 두 식(2.21a), (2.21b)를 마이크로프로세서에서 실시간 연산하여 자속을 추정한다. 이 식들을 벡터 미분방정식으로 표시하면 식(2.22)가 된다.

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = \left[ -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \right] \lambda_r + \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s \quad (2.22)$$

$$\text{단, } \lambda_r = [\lambda_{\alpha r} \quad \lambda_{\beta r}] , \quad \mathbf{i}_s = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s}]$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

이 회전자회로의 전류모델에 의한 방식은 저속영역의 자속추정에 적합하지만, 식(2.22)의 고유치가  $-1/T_r \pm j\omega_r$  이므로 속도가 증가하면 허수부가 커져 진동하기 쉽다. 또한, 회전자 저항 및 회전자 인덕턴스가 사용되기 때문에 이들 전동기 상수가 정확하지 않는 경우나, 전동기 상수가 변화하는 경우에는 추정치에 큰 오차를 수반한다.

### 2.2.2 간접벡터제어(Indirect vector control)

슬립주파수형 또는 피드포워드(Feed-forward)제어로 불리는 이 방식은 K. Hasse가 제안한 것으로 동기회전좌표계상의 자속전류, 토크전류와 전동기정수를 이용하여 슬립지령각속도를 계산하고 이에 회전자속도를 더한 적분값을 자속각으로 추정하여 제어하는 일종의 예측제어이다. 이 방식은 전동기 파라미터 변화에 민감하고 회전자속도정보를 위해 엔코더나 레졸바 등이 요구된다는 단점이 있지만 자속센서나 모델이 필요치 않으므로 보다 널리 적용되고 있다. 이 제어방식을 설명하기 위해 고정자 전류벡터를 각 기준축의 전류성분으로 분해한 벡터도를 그림 2.5에 나타내었다.

그림 2.5에서  $\alpha-\beta$  축은 고정자에 고정되어 있고  $d-q$  축은 동기각속도  $\omega_e$  로 회전하며  $d$  축과 일치되어 있는 회전자 자속축은 회전자축에 대해 슬립각( $\theta_{sl}$ )을 유지하면서 회전한다. 그러므로, 고정자의 자속전류  $i_{ds}$  와 토크전류  $i_{qs}$  는 각각 회전자자속과 토크를 분리 제어함을 알 수 있다. 또한, 회전자각  $\theta_r$  과 자

속 설정치로부터 구한  $\theta_{sl}$  을 더하면 원하는 동기각변위  $\theta_e$  를 구할 수 있으며 이를 좌표변환에 이용한다.

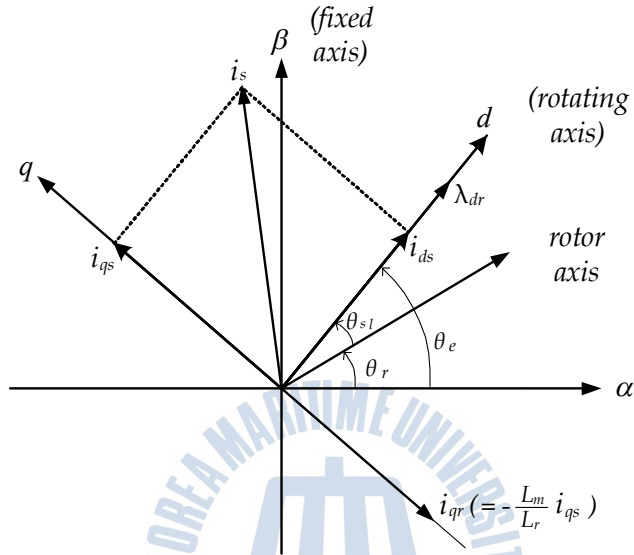


그림 2.5 간접벡터제어시의 벡터도

Fig. 2.5 Vector diagram of indirect vector control.

농형유도전동기인 경우 식(2.12a), (2.12b)는 식(2.23a), (2.23b)가 된다.

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \tag{2.23a}$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \tag{2.23b}$$

여기서,  $\omega_{sl} (= \omega_e - \omega_r)$  은 슬립각속도이다.

또한, 회전자 쇄교자속을 나타내는 식(2.13c), (2.13d)로부터  $d-q$  축 회전자전류 성분은 식(2.24a), (2.24b)와 같이 된다.

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r}(\lambda_{qr} - L_m i_{qs}) \quad (2.24a)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r}(\lambda_{dr} - L_m i_{ds}) \quad (2.24b)$$

식(2.24a), (2.24b)를 식(2.23a), (2.23b)에 대입하여 회전자 전류항을 소거하면 식(2.25a) 및 식(2.25b)가 된다.

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (2.25a)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (2.25b)$$

유도전동기 제어시 완전한 벡터제어를 행하면 회전자 쇄교자속의  $q$  축 성분은 영이 되며  $q$  축 성분 역시 일정하므로 토크는  $q$  축 전류성분에 의해서만 제어된다. 따라서 다음 식이 성립한다.

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (2.26a)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.26b)$$

식(2.26)을 식(2.25a), (2.25b)에 대입하면 식(2.27), (2.28)을 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} \quad (2.27)$$

$$T_r \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2.28)$$

또한, 식(2.24a) 및 식(2.26a)에 의해 식(2.28a)가 구해지며 일정자속제어의 경우  $\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = 0$  이므로 식(2.23b)로부터 식(2.28b)가 구해진다.

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.28a)$$

$$i_{dr} = 0 \quad (2.28b)$$

위 식을 식(2.28), (2.27) 및 식(2.15)에 대입하면 다음과 같은 자속, 슬립 및 토크식을 구할 수 있다.

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2.29)$$

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (2.30)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (2.31)$$

그러므로, 식(2.28)~식(2.31)의 관계식은 유도전동기에 간접벡터제어이론을 적용할 때의 전동기모델이며 동기각변위는 전동기 각속도와 식(2.30)의 슬립지령 각속도를 더한 적분값인 다음 식이 된다.

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.32)$$

지금까지, 유도전동기의 벡터제어시 식(2.12)의 회전자 전압과 식(2.13)의 회전

자 쇠교자속 방정식으로부터 식(2.28)~식(2.31)과 같은 중요한 벡터제어 관계식을 유도하였는데 실제의 벡터제어 시스템의 성능을 좌우하는 전류제어기를 구성하기 위해서는 벡터제어 유도전동기의 고정자 전압방정식을 알아야 한다.

이는 고정자 전압방정식인 식(2.11a), (2.11b)와 고정자 쇠교자속 방정식인 식(2.13a), (2.13b)에 벡터제어 관계식 식(2.28a)와 식(2.28b)를 대입하여 구할 수 있으며 그 결과는 다음 식과 같다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_e L_s i_{ds} \tag{2.33a}$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} \tag{2.33b}$$

그림 2.6은 이상의 결과를 토대로 간접벡터제어이론을 적용한 유도전동기 모델을 나타낸다.

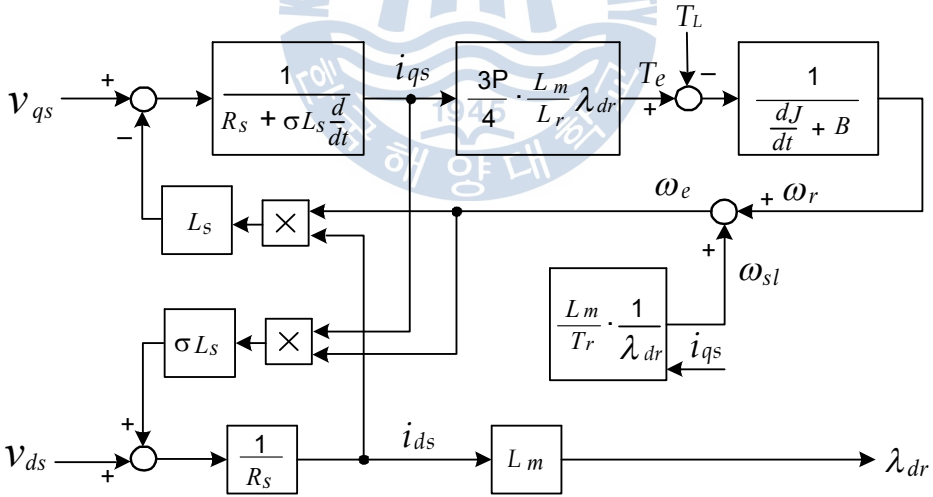


그림 2.6 간접벡터제어 유도전동기 블록도

Fig. 2.6 Block diagram of indirect vector controlled induction motor.

## 2.3 직접토크제어

### 2.3.1 직접토크제어의 특징

교류전동기가 높은 성능을 내기 위해 전자기적 토크를 순시적으로 제어할 수 있는 제어기법, 즉 토크 제어기법은 벡터제어와 직접토크제어로 나눌 수 있다.

벡터제어는 독일의 Blaschke, Hasse, Leonhard에 의해 약 20여년전에 소개되었고, 현재는 산업계 등 광범위한 부분에서 널리 사용되고 있으며, 반면에 직접토크제어는 일본의 Takahashi에 의해 소개되었으며 제어의 대상이 속도가 아니므로 전동기의 속도는 인가된 부하에 의해 결정된다. 현재 산업현장에서 널리 사용되지는 않지만 전기철도 분야에서와 같이 공간이 협소하며, 대응량의 토크를 필요로 하는 제어분야에 응용되고 있다.

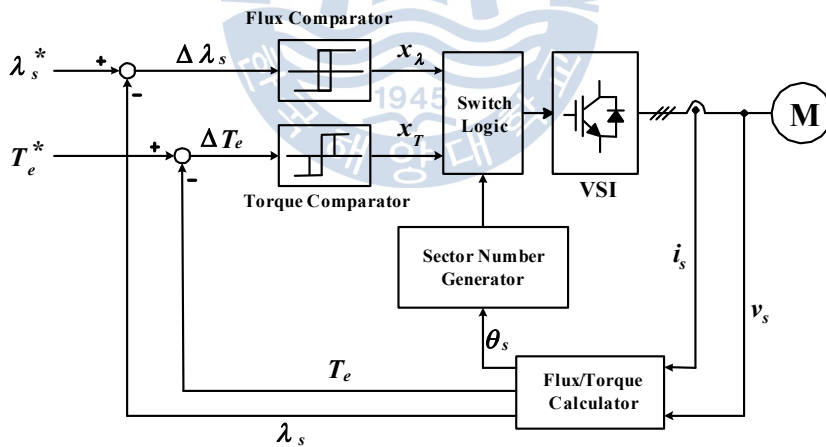


그림 2.7 직접토크제어 방식의 제어기 구성도

Fig. 2.7 Control block diagram of direct torque control.

그림 2.7은 직접토크제어방식에 대한 제어기 구성도를 보여주는데 이 방법은 전동기에서 전압과 전류값을 측정하여 토크와 고정자 자속을 연산하고 매 주기마다 자속과 토크의 지령치와 비교하여 토크의 오차, 자속의 오차가 각각 자속과 토크의 제어 정밀도에 따라 폭이 결정되는 히스테리시스 제어기로 입력된다. 히스테리시스 제어기의 출력은 전압벡터의 룩업 테이블(Look-up table)의 입력으로 사용되며, 여기서 원하는 전압벡터를 찾아 출력한다.

직접토크제어는 자속과 토크를 독립적으로 제어하므로 빠른 응답성과 정확성을 얻을 수 있는 장점이 있다. 또한 자속과 토크의 오차를 입력으로 하는 히스테리시스 밴드 폭을 조정함으로써 제어 정밀도와 스위칭 주파수를 가변시킬 수 있다. 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 토크의 동적특성이 전동기 회전자의 파라미터 변동에 영향이 적으며, 연산시간을 감소시킬 수 있는 장점이 있다.

하지만 스위칭 주파수가 가변되고, 토크와 속도에 많은 리플이 발생할 수 있으며 저속영역과 기동시 그리고 토크 명령이 변화할 경우 제어특성이 저하될 수 있다는 단점을 가지고 있다.

직접토크제어 루프(Loop)는 자속비교기(Flux comparator), 토크비교기(Torque comparator), 고정자자속과 토크계산부(Flux/Torque calculator), 스위칭 벡터(Switching vector) 선정부로 구성되어 있으며, 직접토크제어방식은 다음과 같은 장점을 가진다.

- 좌표변환(Coordinate transformation)이 필요 없다.
- 비간섭 제어(Voltage decoupling control)가 필요 없다.
- 제어기의 갯수가 감소된다.
- Modulator를 사용하지 않는다.
- 직접 토크를 제어한다.

표 2.1은 일반적으로 많이 사용되는 교류전동기의 대표적인 제어알고리즘의 특



정을 나타내고 있다.

표 2.1 가변속 드라이브의 비교

Table. 2.1 Comparison table of variable speed drives.

종 류	특 징
주파수제어방식 (V/F 일정방식)	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제어변수가 전압과 주파수</li> <li>· 개루프 드라이브(Open-loop drive)</li> <li>· 별도의 센서가 필요하지 않고 구현이 용이함</li> <li>· 제어성능이 좋지 않음</li> </ul>
벡터제어방식 (FOC 방식)	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제어변수가 전압, 주파수 및 전류</li> <li>· 제어기를 통한 폐루프 드라이브(Closed-loop drive)</li> <li>· 빠른 토크 응답과 정확한 속도제어를 이룰 수 있음</li> <li>· 제어가 복잡하고 토크가 간접적으로 제어됨</li> </ul>
직접토크 제어방식 (DTC 방식)	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제어변수가 토크와 자속</li> <li>· 전류 제어가 필요 없는 폐루프 드라이브 (Closed-loop drive)</li> <li>· 빠른 토크 응답과 속도제어</li> <li>· 제어 알고리즘 구현이 용이함</li> <li>· 스위칭 주파수가 가변되고 토크와 속도에 리플 발생</li> </ul>

### 2.3.2 직접토크제어의 기본 개념과 적용

3상 정지 좌표계에서 유도전동기의 전압 방정식에 의해 고정자 자속은 식 (2.34)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V = RI + \frac{d}{dt} \lambda \quad (2.34)$$

식(2.34)에서 고정자 자속의 값을 구하면 식(2.35)와 같다.

$$\begin{aligned}
\lambda_s &= \int (v_s - R_s i_s) dt \\
&= V_s \cdot t - R_s \int i_s dt \\
&= \frac{2}{3} V_{dc} [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \cdot t - R_s \int i_s dt + \lambda_s |_{t=0} \quad (2.35)
\end{aligned}$$

여기서,  $V_{dc}$  는 직류링크 전압이다.

식(2.35)에서 고정자 저항값은 매우 작기 때문에 전압강하  $R_s i_s$  는 첫째 항에 비해 매우 작다고 가정하고 무시하게 되면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각할 수 있다.

위에 기술한 관계를 식으로 나타내면 식(2.36)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \lambda_s \approx V_s \Delta t \quad (2.36)$$

여기서  $\Delta t$  는 샘플링 주기이다.

즉, 고정자 자속은 고정자 전압벡터  $V_s$  와 같은 방향으로 움직인다.  $V_s$  가 유효벡터일 때,  $\lambda_s$  는 인버터의 출력전압 벡터와 일정한 비율의 일정한 속도로 움직이고, 무효벡터일 때는 매우 적은 속도로 움직인다. 따라서 자속의 회전속도는 인버터 출력 전압 벡터의 유효벡터와 무효벡터의 비율에 의해 제어된다.

고정자 자속이  $n$ 번째 영역(Sector)에 있을 때 선택되어지는 전압벡터에 대한 의미를 표 2.2에 나타내었다.

인버터가 출력할 수 있는 8개의 전압벡터와 현재의 자속벡터에 따라 전동기의 자속과 토크의 선택 방향이 결정된다. 스위칭 벡터는 자속의 크기뿐만 아니라 방향까지 고려하여 선택된다.

표 2.2 선택되어진 벡터와 그 의미

Table. 2.2 Selected vector and definition.

$\mathbf{v}_n$	Radial positive voltage vector
$\mathbf{v}_{n+1}$	Forward positive voltage vector
$\mathbf{v}_{n+2}$	Forward negative voltage vector
$\mathbf{v}_{n+3}$	Radial negative voltage vector
$\mathbf{v}_{n-1}$	Backward positive voltage vector
$\mathbf{v}_{n-2}$	Backward negative voltage vector
$\mathbf{v}_0$	Zero voltage vector

그림 2.8은 직접토크제어의 개념도로서 스위칭 벡터와 자속벡터를 나타낸 것이다. 그림 2.9는 히스테리시스 밴드 안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 나타내고 있다. 자속은 그림과 같이 맥동이 있는 원의 궤적을 그리면서 회전하게 된다.



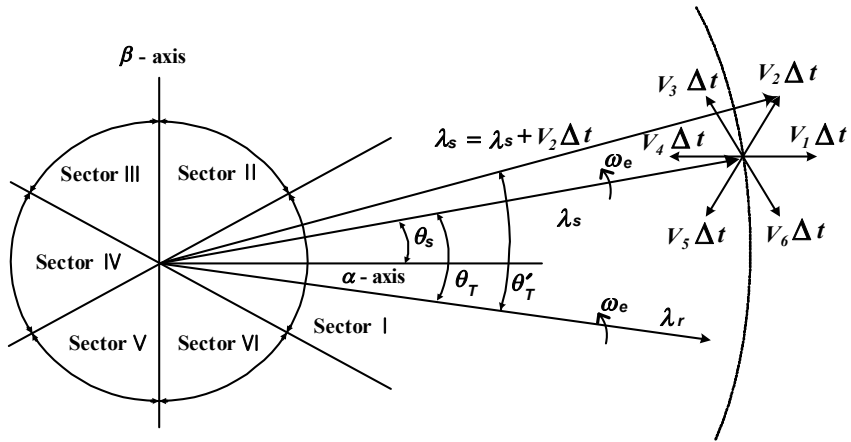


그림 2.8 직접토크제어의 개념도

Fig. 2.8 Conception diagram of direct torque control.

식(2.37)은 자속의 히스테리시스 밴드를 나타내고 있다.

$$(|\lambda_s|^* - \Delta |\lambda_s| / 2) \leq (|\lambda_s|) \leq (|\lambda_s|^* + \Delta |\lambda_s| / 2) \quad (2.37)$$

자속 벡터의 선택은 히스테리시스 밴드 내에서의 크기에만 관계되는 것이 아니라 회전방향과도 관계가 있다.

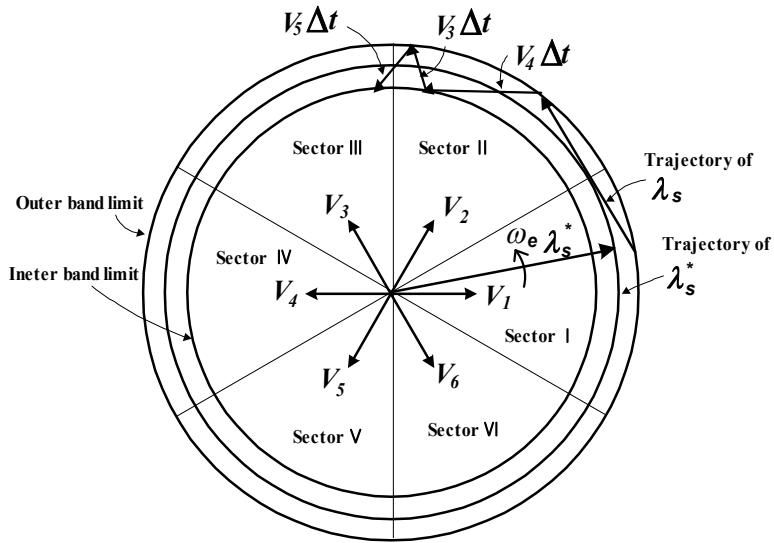


그림 2.9 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하는 자속의 궤적

Fig. 2.9 Trajectories of the stator flux  $\lambda_s$  and its reference  $\lambda_s^*$  with  $x_T = 1$

예를 들면, 먼저 시계방향으로 자속이 회전하고 있을 때 자속이 히스테리시스 밴드의 하한선에 접하면  $\mathbf{v}_6$  를 선택하게 되고, 히스테리시스 밴드의 상한선에 접하면  $\mathbf{v}_5$  을 선택하게 된다.

마찬가지로 반시계 방향으로 회전하고 있을 때에는  $\mathbf{v}_2$  와  $\mathbf{v}_3$  을 선택한다. 일단 자속이 결정되면 토크는 식(2.38)에 의하여 결정되어진다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\lambda_s| |\lambda_r| \sin\theta_T \quad (2.38)$$

토크 값  $T_e$  가 지령치  $T_e^*$  에 닿았을 때,  $T_e$  는 인버터의 스위칭 주파수를 줄이기 위해서 최대한 천천히 감소하는 것이 좋다. 즉, 인버터의 스위칭 벡터 중에 무효벡터를 사용하는 것이 좋다. 토크는 회전방향에 따라 두 가지의 경우로 나누어진다.

$$T_e^* - \Delta T_e \leq T_e \leq T_e^* \quad \lambda_s \text{ 가 시계 방향으로 회전할 때}$$

$$T_e^* \leq T_e \leq T_e^* + \Delta T_e \quad \lambda_s \text{ 가 반시계 방향으로 회전할 때}$$

$\lambda_s$  가 시계방향으로 회전한다고 가정하면,  $T_e$  가  $T_e^*$  에 닿으면 유효벡터를 정지시키고  $T_e$  를 줄이기 위해 무효벡터가 선택되어진다.

반대로  $T_e$  가  $T_e^* - \Delta T_e$  에 닿으면 자속을 시계 방향으로 회전시키기 위한 유효벡터가 선정된다.

최적 스위칭 전압벡터 룩업 테이블 (Optimum switching voltage vector look-up table)에서 최적 전압벡터를 계산하기 위해서는 고정자 쇄교자속의 위치 정보를 알아야 한다. 이 위치정보는 정지좌표계에서의 고정자 쇄교자속의  $\alpha$  축과  $\beta$  축의 값으로부터 식(2.39a), (2.39b), (2.39c)를 이용하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_s &= \lambda_{\alpha s} + j \lambda_{\beta s} \\ &= \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt + j \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{aligned} \quad (2.39a)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (2.39b)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \quad (2.39c)$$

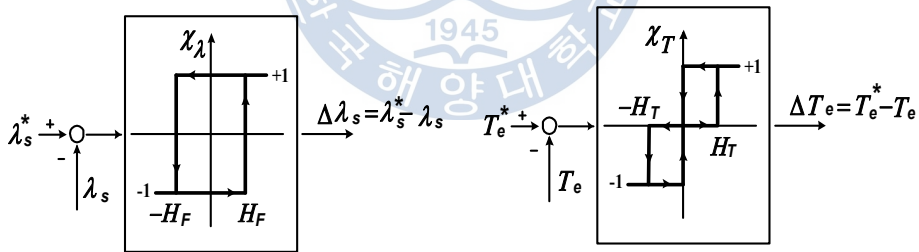
여기서,  $v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$ ,  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$  는 측정된 고정자 전압과 전류이다.

그러므로, 토크는 식(2.40)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{\beta s} \lambda_{\alpha s} - i_{\alpha s} \lambda_{\beta s}) \quad (2.40)$$

그림 2.10(a)는 자속 히스테리시스 제어기를 나타내고 있다. 고정자 자속의 경우 자속의 값이 항상 양의 값을 가지므로 비교기 출력  $\Delta|\lambda_s|$ 는 2단계(1,-1)로 구성된다. 즉, 고정자 자속의 오차가 양의 히스테리시스 밴드  $H_F$  보다 클 경우에는  $\Delta|\lambda_s| = 1$  이 되고, 고정자 자속오차가 음의 히스테리시스 밴드  $-H_F$  보다 작을 경우에는  $\Delta|\lambda_s| = -1$  으로 된다.

그림 2.10(b)는 직접토크제어방식의 인버터에서 사용되는 토크 히스테리시스 제어기를 나타낸다. 일반적으로 자속 히스테리시스 비교기와 달리 정방향과 역방향의 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능하도록 출력  $\Delta T_e$ 는 3단계(-1, 0, 1)가 된다.



(a) 자속 비교기

(b) 토크 비교기

(a) Flux Comparator

(b) Torque Comparator

그림 2.10 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성

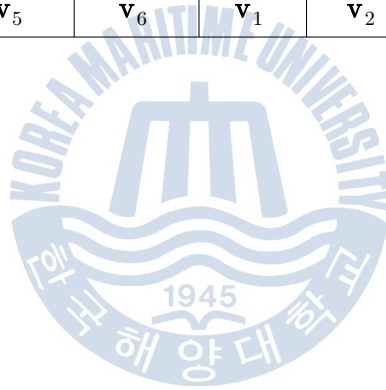
Fig. 2.10 Characteristics of flux and torque hysteresis comparator.

표 2.3은 이러한 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성을 근거로 만들어지는 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블을 나타낸 것이다.

표 2.3 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블

Table. 2.3 Optimum switching voltage vector look-up table.

Comparator Output		Sector					
$x_\lambda$	$x_T$	I	II	III	IV	V	VI
+1	+1	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$
+1	0	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$
+1	-1	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$
-1	+1	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$
-1	0	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$
-1	-1	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$





### 3. 모델기준적응제어에 의한 센서리스 속도제어 시스템

#### 3.1 센서리스 속도제어 원리

모델기준적응제어에 의한 방식은 본 논문에서 제안하는 센서리스 속도제어방식으로 이론적인 배경은 다음과 같다.

모델기준적응제어에 의한 방식은 두 추정기의 출력을 비교함으로써 회전자속도를 얻는 방식이다. 회전자 속도값이 포함되어 있지 않는 하나의 추정기는 유도전동기 기준모델(Reference model), 다른 하나는 조정모델(Adjustable model)로 간주할 수 있다. 두 모델에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정모델 및 제어를 위한 속도추정값을 구할 수 있다. 이 방식의 속도추정 블록도는 그림 3.1와 같다.

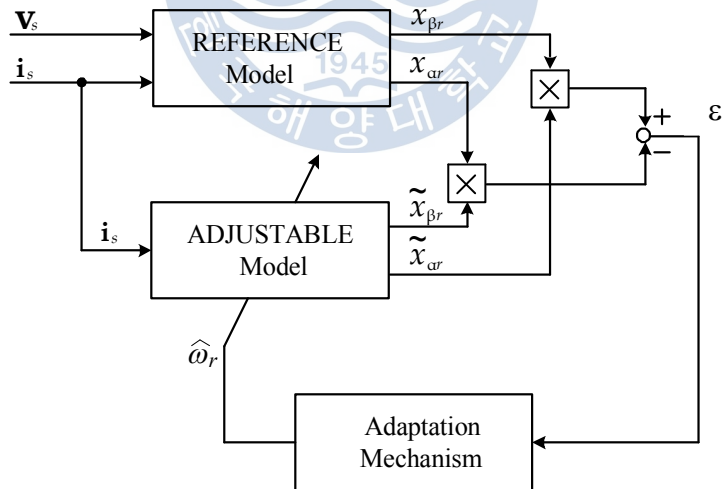


그림 3.1 모델기준적응제어의 속도추정블록도

Fig. 3.1 Block diagram of the speed estimation for model reference adaptive system.

기준모델은 고정자 전압방정식인 식(3.1a) 및 식(3.1b)를, 조정모델은 회전자 전압방정식인 식(3.1c) 및 식(3.1d)를 적용한다.

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\lambda_{\alpha s}}{dt} \quad (3.1a)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \quad (3.1b)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \lambda_{\beta r} \quad (3.1c)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} - \omega_r \lambda_{\alpha r} \quad (3.1d)$$

각 모델의 회전자자속을 비교한 후 그 오차를 이용하여 회전자속도를 추정할 수 있다. 기준모델과 조정모델에 의한 회전자자속은 식(3.2) 및 식(3.3)에 의해 구할 수 있다.

$$\lambda_r = \int_0^t \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt + \frac{(L_m^2 - L_r L_s)}{L_m} \mathbf{i}_s \quad (3.2)$$

$$\tilde{\lambda}_r = \frac{1}{T_r} \int_0^t (j \omega_r T_r - 1) \tilde{\lambda}_r dt + L_m \mathbf{i}_s \quad (3.3)$$

위 그림 3.1 및 식(3.3)에서 “~”는 조정모델의 출력을 나타낸다.

또한, 각 모델의 역기전력을 비교함으로써 속도추정을 하는 방식이 제안되었는데 이것은 적분기를 사용할 필요가 없다는 이점이 있다. 각 모델의 역기전력은 식(3.4) 및 식(3.5)에 의해 구할 수 있다.

$$\mathbf{e}_m = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (3.4)$$

$$\tilde{\mathbf{e}}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left[ j \omega_r \left( \mathbf{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r \right) - \frac{R_r}{L_m} \mathbf{i}_r \right] \quad (3.5)$$

두 경우 모두 회전자속도는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_p (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) + K_i \int_0^t (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) dt \quad (3.6)$$

여기서  $x_{\alpha r}$ ,  $x_{\beta r}$ 는 기준모델,  $\tilde{x}_{\alpha r}$ ,  $\tilde{x}_{\beta r}$ 는 조정모델의 회전자속 또는 역기 전력이며  $K_p$  및  $K_i$ 는 상수이다.

### 3.2 제어 알고리즘

그림 3.2는 본 논문에서 제안하는 유도전동기의 센서리스 속도제어 블록다이어그램을 나타낸다.

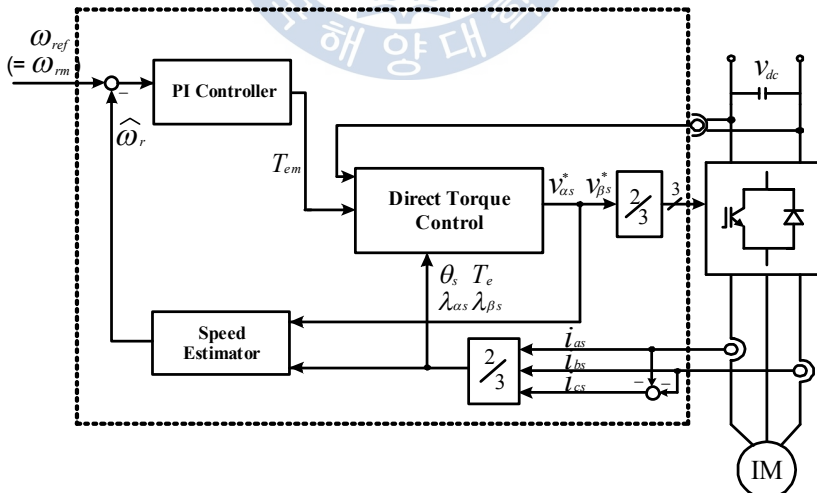


그림 3.2 본 제어계의 블록도

Fig. 3.2 The block diagram of model reference adaptive system.

본 센서리스 제어 시스템의 프로세스는 다음과 같다.

- (1) 직전 제어 루프에서 인가한 상전압과 두 상의 전동기 상전류 및 DC 링크 전압을 측정한다.
- (2) 전압과 전류값을 3상/2상 변환하여 실제 전동기의 발생토크, 고정자자속의 크기 및 방향을 계산한다.
- (3) 상전압 및 상전류를 조정모델과 적응메커니즘에 적용하여 전동기의 회전속도를 추정한다. (Fig. 3.1)
- (4) 속도지령값과 추정속도의 차이에 의해 토크설정값을 계산한다.
- (5) (2)에서 얻은 고정자자속 방향에 의해 섹터를 찾은 후, 실제 전동기의 토크가 토크설정값에 접근하도록 최적 전압벡터를 선정해 전동기에 출력한다.



## 4. 컴퓨터 시뮬레이션

### 4.1 본 논문에서 제안한 센서리스 제어방식의 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 센서리스 속도제어 알고리즘의 타당성을 고찰하기 위해 저속영역, 중속영역 및 고속영역에서 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 먼저 저속영역(50[rpm], 100[rpm]) 및 고속영역(1500[rpm])에서의 지령속도 추종성능을 알아보고 중속영역(500[rpm]) 및 고속영역(1000[rpm])에서의 부하 특성을 알아본다. 그리고 중속영역(300[rpm])에서의 역전 지령시의 속도응답특성을 확인한다.

컴퓨터 시뮬레이션에 사용한 유도전동기의 파라미터 및 시스템정수는 표 4.1과 같다.

표 4.1 시뮬레이션에 사용한 유도전동기의 파라미터 및 시스템정수

Table 4.1 Parameters of induction motor used for computer simulation and system constants.

정격출력	3[HP]	$R_r$ (회전자저항)	1.2[ $\Omega$ ]
정격전압	220[V]	$L_s$ (고정자자기인덕턴스)	180[mH]
정격전류	9[A]	$L_r$ (회전자자기인덕턴스)	180[mH]
정격속도	1735[rpm]	$L_m$ (상호인덕턴스)	176[mH]
극수	4	$J$ (관성모멘트)	0.1[Kg·m <sup>2</sup> ]
$R_s$ (고정자저항)	2.0[ $\Omega$ ]	$T_s$ (샘플링주기)	100[ $\mu$ s]

그림 4.1과 4.2는 0[rpm]에서 50[rpm]으로, 0[rpm]에서 100[rpm]으로 각각 계단 입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을 나타낸다. 시뮬레이션 결과를 보면 저속영역에서의 속도 응답특성이 우수함을 알 수 있다.

그림 4.3은 0[rpm]에서 1500[rpm]으로 계단상의 속도지령을 인가하였을 경우의 응답을 도시하고 있다. 고속영역에서도 토크와 속도응답의 속응성이 뛰어난 것을 알 수 있다.

그림 4.4는 역전지령속도 300[rpm]의 속도로 구동중 -300[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답을 나타낸다. 중속영역에서 순간적인 역전운전시에도 전동기속도가 속도지령을 잘 추종하고 있음을 시뮬레이션 결과를 통해 알 수 있다.

그림 4.5은 500[rpm]으로 정상운전중 5[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답을 나타낸다. 중속영역에서 부하 변동시 속도제어 특성이 우수함을 시뮬레이션 결과로 알 수 있다.

그림 4.6은 1000[rpm]으로 정상운전중 5[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답을 나타낸다. 고속영역에서도 비교적 부하특성이 양호함을 알 수 있다.

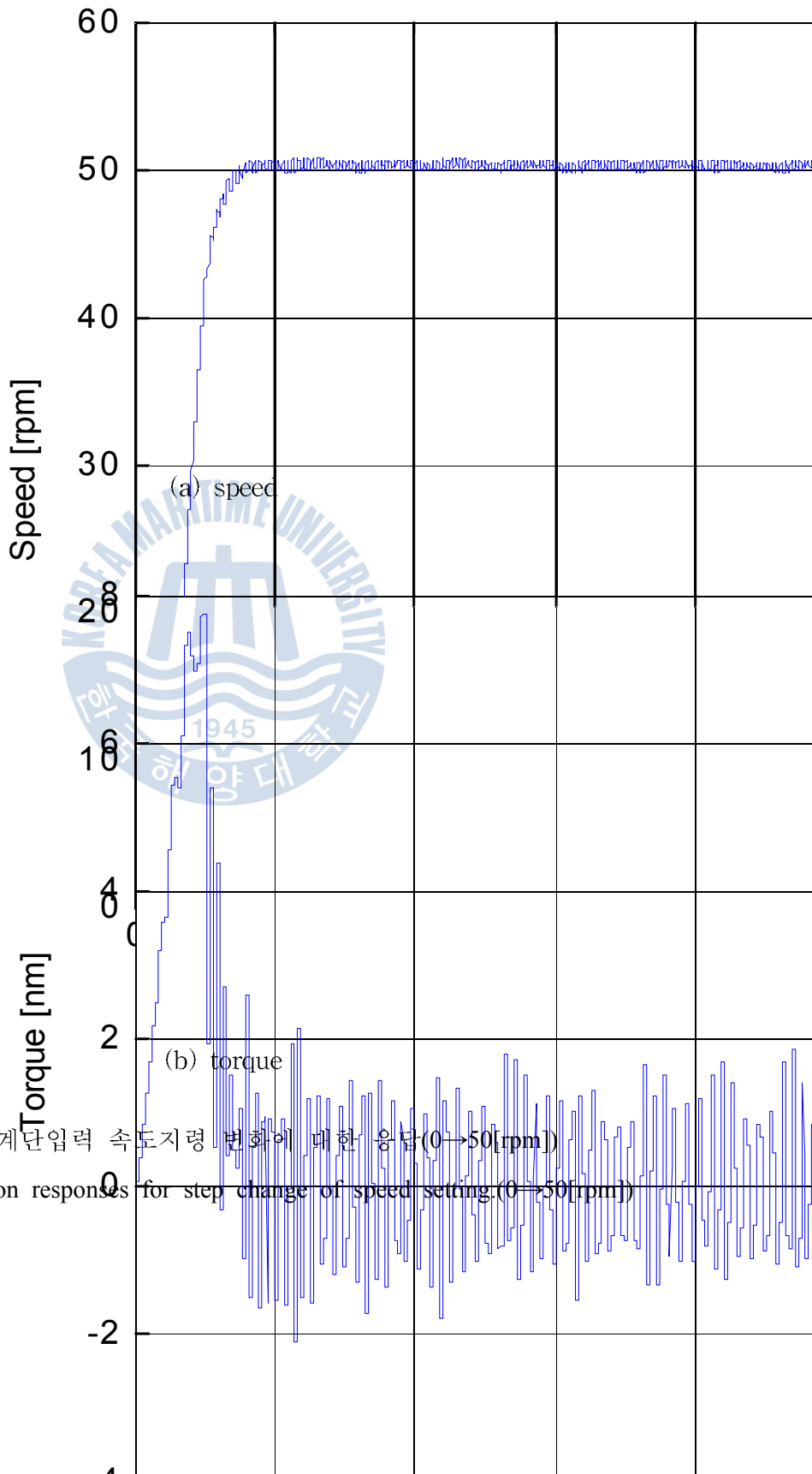


그림 4.1 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→50[rpm])

Fig. 4.1 Simulation responses for step change of speed setting.(0→50[rpm])

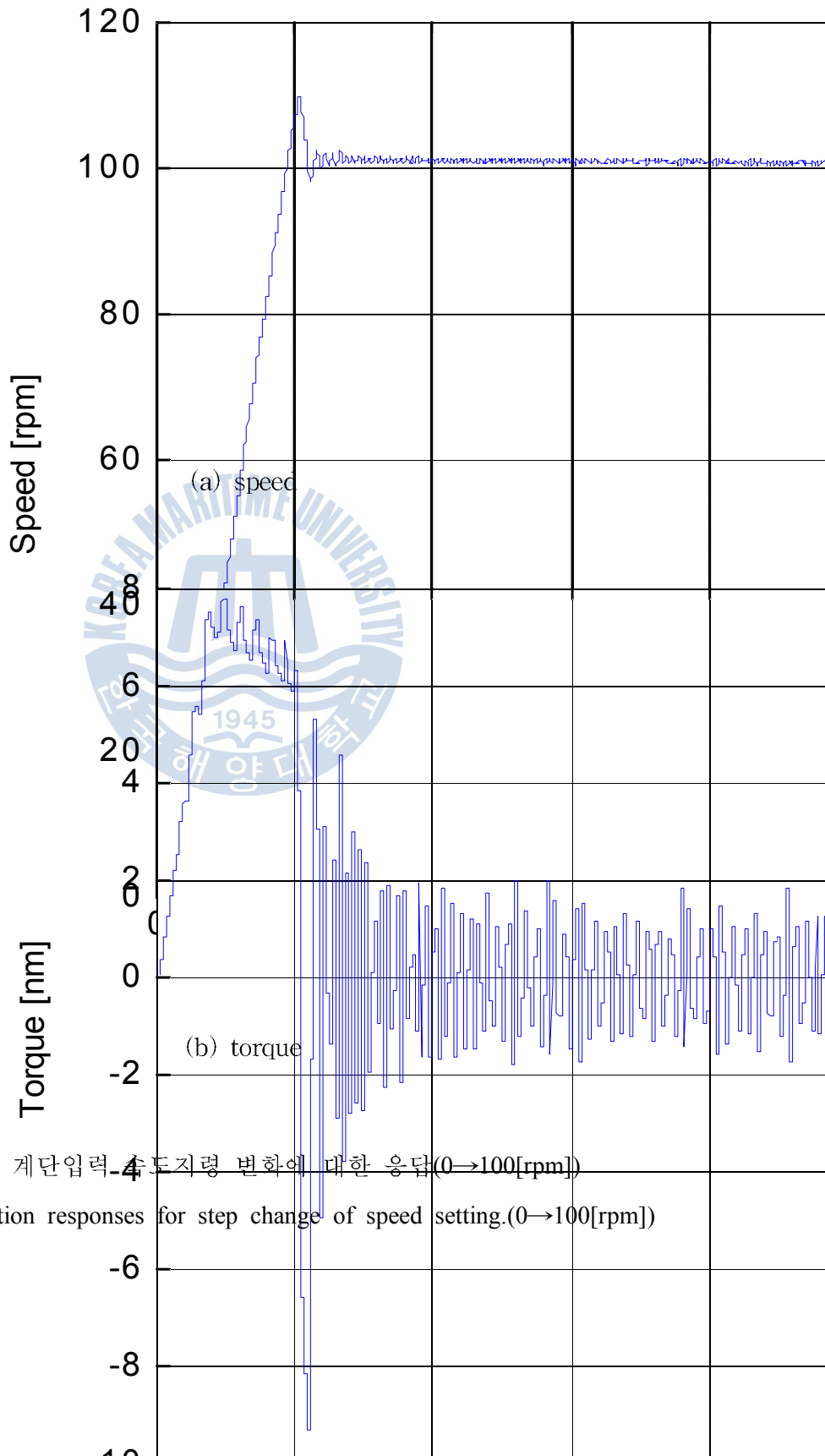


그림 4.2 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→100[rpm])

Fig. 4.2 Simulation responses for step change of speed setting.(0→100[rpm])



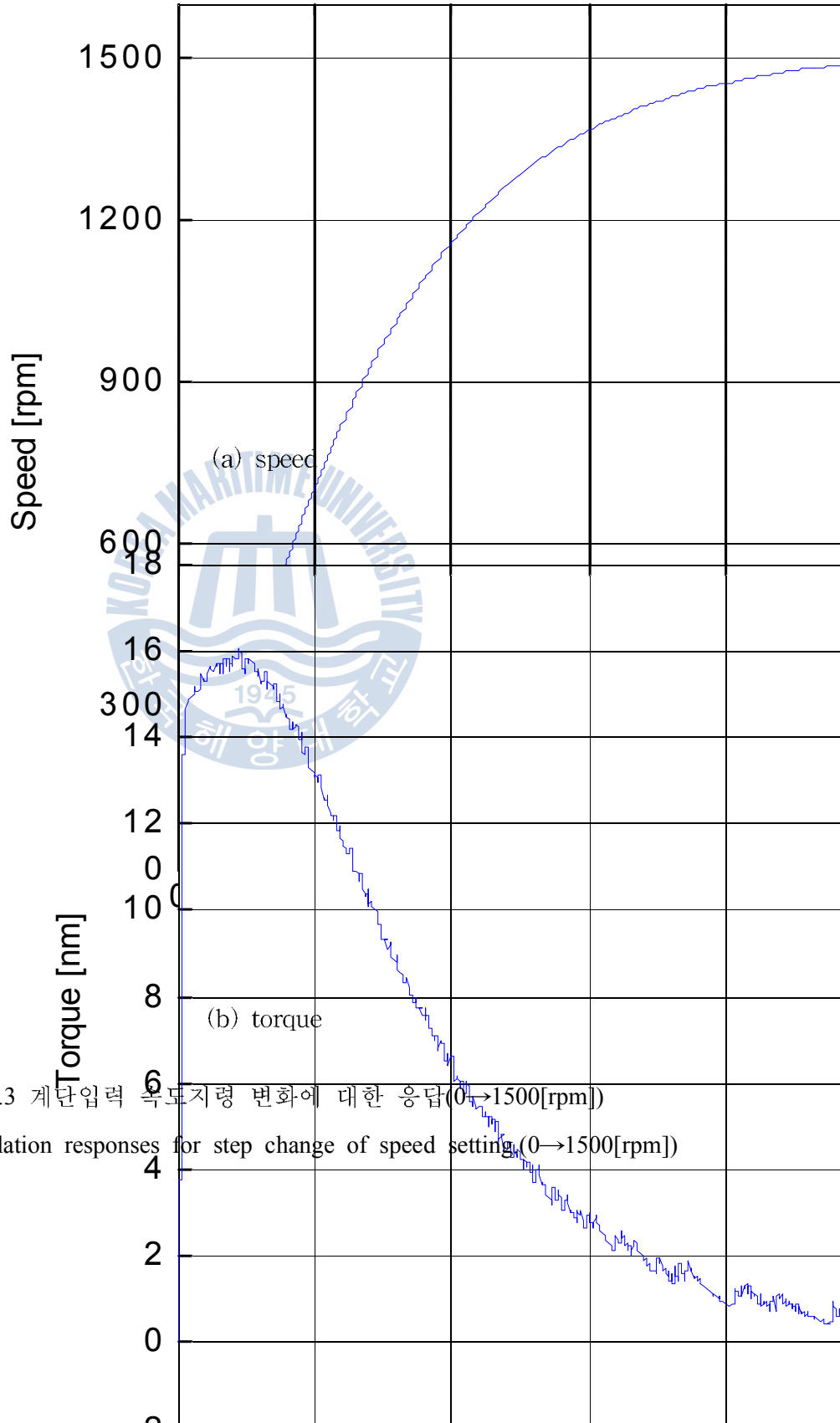


그림 4.3 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→1500[rpm])

Fig. 4.3 Simulation responses for step change of speed setting (0→1500[rpm])

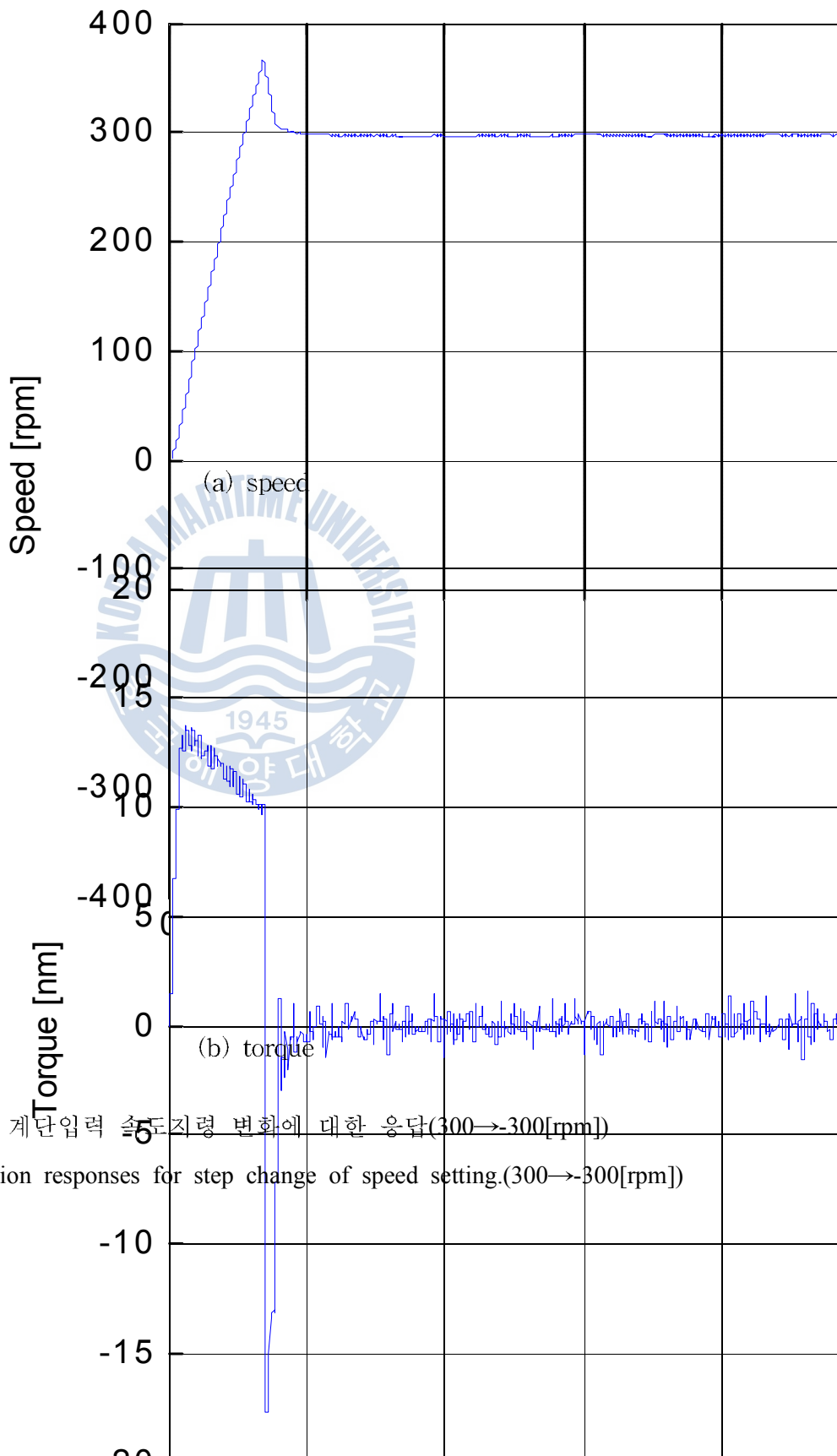


그림 4.4 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(300→300[rpm])

Fig. 4.4 Simulation responses for step change of speed setting.(300→300[rpm])

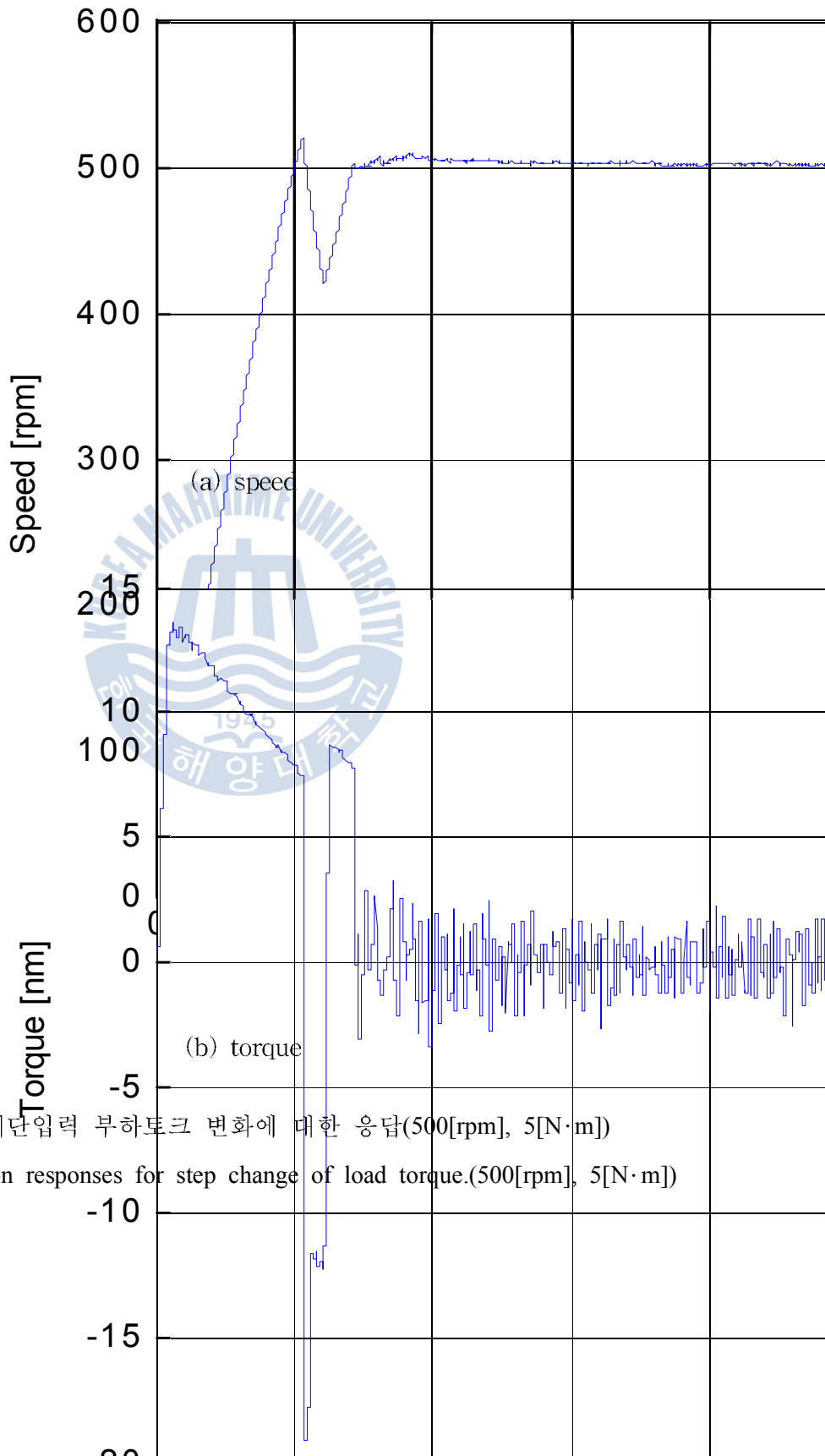


그림 4.5 계단입력 부하토크 변화에 대한 응답(500[rpm], 5[N·m])

Fig. 4.5 Simulation responses for step change of load torque.(500[rpm], 5[N·m])

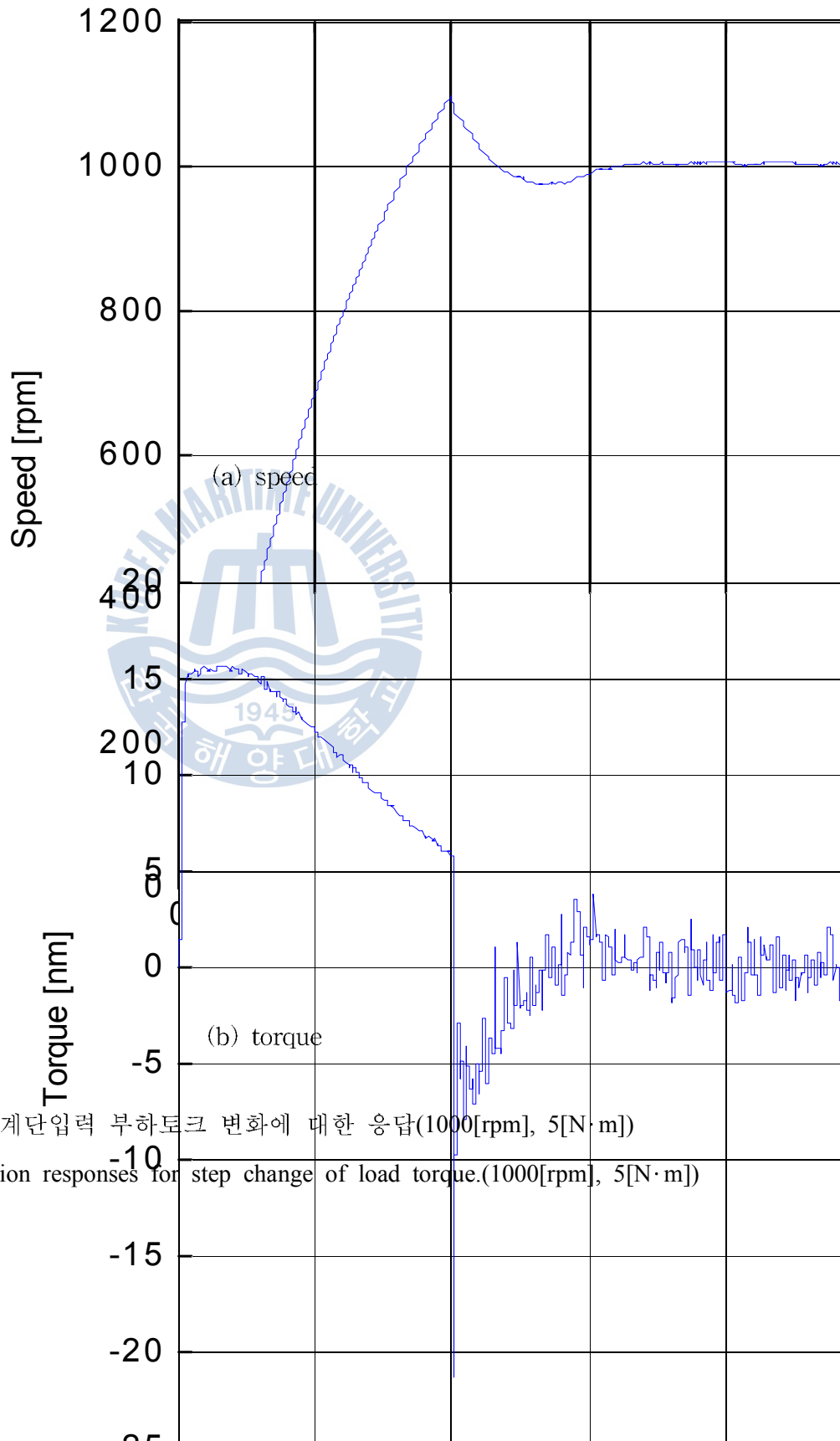


그림 4.6 계단입력 부하토크 변화에 대한 응답(1000[rpm], 5[N·m])

Fig. 4.6 Simulation responses for step change of load torque.(1000[rpm], 5[N·m])

## 4.2 시뮬레이션 결과 검토

본 논문에서 제시한 모델기준적응방식 및 직접토크제어를 이용한 센서리스 제어방식의 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 저속영역으로부터 고속영역에 이르기까지 양호한 속도 응답특성을 얻을 수 있음을 확인하였다.
- 2) 중속영역에서 정상운전 중 반전속도지령을 가했을 경우에도 신속한 제어 성능을 얻을 수 있었다.
- 3) 중속 및 고속 영역에서의 부하특성도 우수함을 시뮬레이션을 통해 알 수 있었다.



## 5. 결 론

본 연구에서는 센서를 추가하여 발생하는 단점을 극복하기 위해 모델기준적응제어방식을 이용한 센서리스 제어법과 직접토크제어를 결합한 새로운 제어시스템을 제안하였다.

모델기준적응제어방식에 의한 센서리스 속도 제어법은 기준모델과 조정모델에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정모델 및 제어를 위한 속도추정값을 구할 수 있다. 즉, 실제 유도전동기인 기준모델과 조정모델의 회전자자속을 비교한 후 그 오차를 영으로 수렴시킴으로써 추정속도가 실제 유도전동기의 속도에 근접하게 된다.

직접토크제어는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속 및 토크 지령치와 유도전동기 고정자 전압과 전류 정보를 이용하여 추정된 현재의 자속 및 토크를 비교하여 오차를 계산한 후 히스테리시스 밴드를 거쳐 매 연산 주기마다 그 오차를 가장 최소화하기 위한 전압벡터를 선정하여 출력하는 방법이다. 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기 정수변화의 영향이 적으며, 센서리스 속도제어에 유리하고, 기존 벡터제어에 필수적으로 사용되는 고정자 및 동기회전 좌표 사이의 변환이 필요치 않아 보다 쉽게 제어시스템을 구성할 수 있다.

본 논문의 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 유도전동기의 안정된 제어특성을 얻기 위해 모델기준적응제어 및 직접토크제어에 의한 센서리스 속도제어 방법을 제안하였다.
- 2) 저속 및 고속영역의 속도지령에 대한 응답특성이 양호함을 확인할 수 있었다.

- 3) 중속영역에서 반전 속도지령에 대한 전동기의 역전 운전 특성이 양호함을 확인하였다.
- 4) 중속 및 고속영역에서 계단부하 인가시 부하특성이 우수함을 알 수 있었다.



## 참고문헌

- [1] F. Blashke. "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotation-Field Machines", *Siemens Review*, Vol. 34, pp. 217-220, 1972
- [2] K. Hasse. "Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit Variabler Staenderfrequenz and Staenderspannung", *ETZ-A*, Bd. 89, H.4 pp. 77-81, 1968.
- [3] W. Leonard, "30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC-Drives, a Review", *EPE Journal*, Vol. 1, Part 1 - no. 1, pp. 13-20, July, 1991, Part 2 -no. 2, pp. 89-102, October, 1991.
- [4] L. Harnfors, "Design and analysis of General Rotor-Flux-Orientation Vector Control System", *IEEE Trans.*, Vol. 48, No. 2, April 2001.
- [5] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsui, "Improvement of a Stator Flux-Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor", *IEEE PCC*, pp. 415-420, 1993.
- [6] F. Briz, J. A. Cancelas, and A. Diez, "Speed Measurement Using Rotary Encoders for high Performance AC Drives", *Proc. of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON'94*, Vol. 1, pp. 538-542, 1994.
- [7] K. Lizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri, " Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. IA-21, No. 4, pp. 595-601, 1985.
- [8] N. Ertugrul and P.P Acarnley, " A New Algorithm for Speed Operation of Permanent Magnet Motors", *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 414-421, 1992.
- [9] A. Abbondanti, "Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies", *Conf. Rec. of the 1977 IEEE Indus. Appli.*, Annual Meeting, pp. 177-184, 1977.
- [10] R. Joetten and G. Maeder, "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 19, No. 3, pp. 356-363, 1983.



## 감사의 글

논문작업으로 씨름하며 힘들때면 감사의 글을 쓰는 즐거운 상상으로 이겨내던 때가 엇그제 같은데, 지금 감사의 글을 쓰고 있는 제 모습이 정말 꿈만 같고 행복합니다. 부족한 사람이 직장생활과 결혼준비를 병행하며 논문을 준비하다보니 논문을 완성했다는 자체에 크나 큰 보람과 기쁨을 느낍니다. 시간이 턱없이 부족했기에 도움을 받은 분들이 너무나도 많아서 감사드릴 분들도 너무나도 많습니다. 일일이 찾아뵙고 인사드려야하나 지면으로 대신함을 양해바랍니다.

먼저 부족한 저를 일깨워주기 위해 열과 성의를 다해주시고, 매 수업시간마다 정열적으로 강의를 해주시고, 논문지도를 위해 주말도 마다하지 않고 도움을 주신 지도교수 김성환 교수님께 머리숙여 진심으로 감사드리며, 교수님의 해박한 지식과 학문에 대한 열정에 존경을 표합니다. 또한 바쁘신 와중에도 시간을 내어 저의 부족한 부분을 채워주시고 많은 조언을 해주신 오세진 교수님, 격려의 말씀을 아끼지 않으신 김종수교수님, 논문심사를 맡아주신 이성근 교수님께도 깊은 감사의 마음을 전합니다.

항상 친동생처럼 아껴주시고 현장에서 접할 수 있는 최신동향을 전해주시어 실무에 대한 갈등을 해소해주신 윤두오 과장님, 장거리 통학을 하며 배움에 대한 열정을 보여준 이희복 대리님, 오랜 현장경험으로 이론과 현실의 거리를 좁혀주신 윤영국 선배님, 친형처럼 잘 따르며 함께 동문수학한 막내 김현철 후배님, 마지막 학기 발표준비하며 함께 동문수학한 한성훈, 배수정 후배님, 연구실의 많은 선후배님들에게 깊은 감사의 마음을 전합니다.

바쁜 직장 생활속에서도 논문을 쓸 수 있었던 것은 힘들 때마다 옆에서 격려해주고 바쁠때면 내일처럼 나서서 도와준 우리 연수원 식구들이 있었기에 가능한 일이라고 생각합니다. 원장님이하 연수원 교직원 여러분께 감사의 말씀을 드립니다. 옆에서 부모님처럼 충언과 배려를 아끼지 않으신 김영찬, 이결희, 허기원 선생님, 늘 친형처럼 살갑게 챙겨주시는 한시빈, 한병조, 최진호 선생님, 바쁠때면 내일처럼 나서주는 김해진, 이준혁 선생님, 논문 작성과 대학원 생활에 대한 따뜻한 조언을 해준 구익희, 이진우 선생님에게도 감사의 마음을 전함

니다.

저의 논문을 누구보다도 기뻐할 사랑하는 우리 가족에게도 감사의 말씀을 드립니다. 항상 묵묵히 가족을 위해 희생하시며 가족의 중심이 되어주시는 사랑하는 아버지, 모자란 아들이지만 늘 최고라 믿고 격려해주시는 사랑하는 어머니, 부족한 오빠지만 지상 최고의 선비라며 따뜻한 말을 아끼지 않는 사랑하는 동생 미라, 바쁜 와중에도 집안의 대소사를 세심하게 챙겨주는 사랑하는 매제 영호, 존재 그 자체가 기쁨인 사랑하는 조카 태완이에게 깊은 감사의 마음을 전합니다.

마지막으로 논문을 쓰느라 주말밤샘작업을 할 때면 늦은 밤에도 도시락 챙겨서 한 걸음에 달려와 줄 정도로 지극정성으로 저를 내조해준 저의 피양새, 예비신부 최은미 양에게 감사와 사랑의 마음을 전하고, 늘 저를 대견해하시며 아껴주시는 곧 한 가족이 될 예비 장모님과 예비 처남에게도 깊은 감사의 마음을 전합니다.

