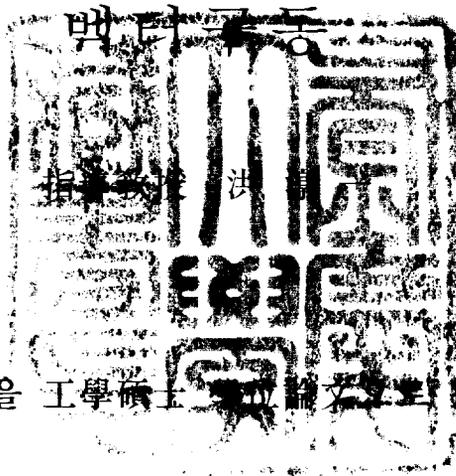


工學碩士學位論文

자속 관측기를 이용한  
자계기준 유도전동기



이 論文을 工學碩士學位論文으로 提出함

2006 年 2 月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

李 道 杰

李道杰의 工學碩士 學位論文을 認准함

2005 年 12 月

主審 工學博士 姜大夏



委員 工學博士 朴瀚錫



委員 工學博士 洪淳一



# 목 차

목차 .....	i
표 목차 .....	iii
그림 목차 .....	iv
Abstract .....	vi
<b>제 1 장 서 론</b> .....	1
1.1 연구배경 .....	1
1.2 연구목적 .....	2
1.3 연구방법 및 내용 .....	3
<b>제 2 장 벡터제어의 이론</b> .....	4
2.1 유도전동기의 방정식과 좌표계 .....	4
2.1.1 $d-q$ 축 좌표계에 의한 표현 .....	7
2.1.2 $\gamma-\delta$ 축 좌표계에 의한 표현 .....	8
<b>제 3 장 자속관측기를 이용한 벡터제어</b> .....	11
3.1 벡터제어의 원리 .....	11
3.2 슬립주파수형 벡터제어와 자계방향 벡터제어 .....	13
3.3 2차자속 관측기(Observer) .....	13
3.4 비간섭 제어 .....	17
3.4.1 $\gamma$ 축 2차자속 크기의 비간섭 제어법 .....	17

3.4.2 $\delta$ 축 1차전류 크기의 비간섭 제어법 .....	18
3.5 좌표변환 .....	19
3.6 전류제어 .....	20
3.7 자속제어 .....	20
3.8 속도제어 .....	21
3.9 속도연산 알고리즘 .....	22
<b>제 4 장 시뮬레이션</b> .....	<b>24</b>
4.1 자계방향 벡터제어 시뮬레이션 .....	24
4.2 전동기 모델 .....	25
4.3 시뮬레이션 결과 .....	26
<b>제 5 장 실험</b> .....	<b>37</b>
5.1 하드웨어의 구성 .....	37
5.2 프로그램의 구성 .....	38
5.3 실험 결과 .....	39
<b>제 6 장 결론</b> .....	<b>47</b>
<b>참 고 문 헌</b> .....	<b>49</b>

## 표 목 차

표 1	2차 자속관측기의 극배치 .....	15
표 4.1	유도전동기의 파라미터 .....	26

## 그림목차

그림 2.1 3상 유도전동기의 등가회로 .....	4
그림 2.2 2상으로 나타낸 유도전동기의 등가회로 .....	5
그림 2.3 $\gamma$ - $\delta$ 좌표계와 $d$ - $q$ 좌표의 관계 .....	9
그림 3.1 벡터제어의 원리 .....	12
그림 3.2 속도연산 알고리즘 .....	23
그림 4.1 속도제어 블럭선도 .....	24
그림 4.2 $k = 0.5 \sim 2.5$ 까지 변화시킬 때의 속도응답 변화 .....	27
그림 4.3 $k = 1.2 \sim 1.7$ 변화 속도응답의 시간축 확대한 결과 .....	28
그림 4.4 $k = 1.8$ 일 때의 속도응답의 시간 축으로 확대한 결과 .....	28
그림 4.5 속도응답 시뮬레이션 ( $\omega_r^* = 1200[\text{rpm}]$ ) .....	29
그림 4.6 토오크 응답 .....	29
그림 4.7 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전류 .....	30
그림 4.8 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전류 .....	30
그림 4.9 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전류 벡터 궤적 .....	31
그림 4.10 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전류 벡터 궤적 .....	31
그림 4.11 $d$ - $q$ 좌표상의 2차자속 .....	32
그림 4.12 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 2차자속 .....	32
그림 4.13 $d$ - $q$ 좌표상의 2차자속 벡터 궤적 .....	33
그림 4.14 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 2차자속 벡터 궤적 .....	33
그림 4.15 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전압 .....	34
그림 4.16 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전압 .....	34
그림 4.17 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전압 벡터 궤적 .....	35

그림 4.18 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전압 벡터 궤적 .....	35
그림 4.19 비간섭에 대한 속도 응답 시뮬레이션 결과 .....	36
그림 5.1 속도제어 시스템의 구성 .....	37
그림 5.2 속도제어 응답 .....	39
그림 5.3 토크 응답 .....	40
그림 5.4 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전류 (실측치와 연산치) .....	40
그림 5.5 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전류 (실측치와 연산치) .....	41
그림 5.6 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전류 벡터궤적 (실측치와 연산치) .....	41
그림 5.7 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전류 벡터궤적 (실측치와 연산치, 지령치) .....	42
그림 5.8 $d$ - $q$ 좌표상의 2차자속 연산치 .....	42
그림 5.9 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 2차자속 연산치 .....	43
그림 5.10 $d$ - $q$ 좌표상의 2차자속 연산치 벡터궤적 .....	43
그림 5.11 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 2차자속 연산치 벡터궤적 .....	44
그림 5.12 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전압 지령치 .....	44
그림 5.13 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전압 지령치 .....	45
그림 5.14 $d$ - $q$ 좌표상의 1차전압 벡터궤적 .....	45
그림 5.15 $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전압 벡터궤적 .....	46

# Field Oriented Vector Drive of Induction Motor Using Flux Observer

Do-Geol Lee

*Department of Electrical Engineering  
Graduate School of Industry  
Pukyong National University*

## **Abstract**

With regard to AC motor driving technologies, recently vector control that enables the same control performance as a DC motor has been developed, and as a result, transient torque becomes possible a control and AC motors are used as actuators in control systems.

The objective of the present research is to realize a vector drive system of AC motor that is highly efficient and stable.

The present research is to realize magnetic field orientation-typed vector control by applying the theory of a flux observer to a induction motor. This research suggests a new speed estimation method that estimates speed using the rotor flux property obtained using a flux observer and the variable of current information sensed by a current sensor and speed information using a speed sensor.

Because the proposed speed estimation method is independent from the parameters of the motor, the gain control of the parameters are not

necessary and the algorithm is simple. A speed control system was established and the control performance was verified using a speed control test.

The estimated speed showed that errors occur because of estimation errors caused by the current sensor. The errors must be compensated in the future.

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경

교류전동기에는 유도전동기와 동기전동기가 있고 특히 농형 유도전동기는 소형 경량으로 가격이 저렴하다. 또한 슬립링이나 브러시 등 접촉기구가 없는 완전 브러시리스 전동기이기 때문에 산업현장에서 많이 사용되고 있다. 동기전동기는 계자전원을 필요로 하고 계자전류의 제어에 의해 역을 1로서 운전이 가능하다.

최근, 교류전동기는 직류전동기와 같은 제어성능을 주는 벡터제어가 개발되어 서보시스템에서 액추에이터로 사용하게 되었다 [1, 2]. 벡터제어는 시스템의 간소화, 범용화, V/F제어의 고성능화, 저속 회전에서의 안정화 등의 필요성이 증가하고 있다.

고정자 자속 방향의 벡터제어는 타여자 직류전동기의 제어와 비슷한 고정자 자속과 고정자 전류의 독립적인 제어이다 [3, 4].

서보전동기로 사용되는 유도전동기의 순시 토크 제어법은 반도체소자의 발달에 따라 회전벡터 제어에 의해 실용화되고 있다. 직류전동기에 비해 구조상 많은 이점을 가지고 있는 농형 유도전동기는 비교적 대출력 또는 약 환경하의 가변속구동 시스템에 널리 사용되고 있다.

유도전동기의 가변속 제어에는 몇 가지 방법이 있고, V/F 일정제어나 슬립주파수 제어는 정상상태의 동작해석에 기초한 평균 토크에 대한 제어로서 순시토크 제어가 어렵다. 반면에 속응성을 필요로 하는 서보 등에는 순시토크 제어가 가능한 자계방향(Field orientation) 벡터제어가 이용 되고 있다 [5, 6].

또한 직교 2축 이론에 기초한 회전벡터제어는 해석적 해의 도출이 어렵기 때문에 동작해석은 수치해석에 의존하고 있다.

교류전동기의 가변속 제어는 이미 많이 연구되어 실용화된 예를 볼 수 있다. 하지만 그 대부분이 가변속성능이라는 점에서 보면 사용속도 조정 범위를 얻을 수 있으면 만족한 것으로 하고 있으며 빈번한 운전의 감시나 지도, 정지, 급가속, 4상한 운동, 설정변경에 대한 추종성, 외란에 대한 회복력 등에 대한 동적인 운전의 제어성능을 요구받는 것은 아니다.

그것은 교류전동기는 동적인 운전의 제어성 면에서는 직류전동기보다 부족하므로 그와 같은 성능이 요구되는 제철용 압연 또는 제지용 기계장치 등에는 직류전동기가 사용되어 왔다. 그러나 교류전동기는 정류자와 브러시의 마모에 따르는 보수, 점검을 필요로 하지 않고 구조가 간단하며 견고하기 때문에 교류전동기를 직류전동기와 병행하여 제어할 수 있는 가변속 구동 시스템이 요구되어 왔다.

## 1.2 연구목적

유도전동기를 산업에 적용할 때 제어시스템이 간소화, 범용화, V/F제어의 고성능화, 저속회전 영역에서 안정화되어야 할 필요가 있다. 따라서 이러한 문제점을 해결하는 방법으로 벡터제어의 필요성은 점점 높아지고 있다.

본 연구의 목적은 서보제어 시스템에서 유도전동기를 액츄에이터로 사용하기 위하여 자속 관측기에 기초한 자계방향 벡터제어 시스템을 구현하는 것이다.

유도전동기의 벡터제어는 전동기의 모델식에서 얻어지는 정보를 기초로 속도를 추정하고 그 값을 사용해서 벡터제어를 행하는 것이다. 그 제어기술은 교류전동기 구동 기술을 비롯하여 각 방면에서 주목받고 있다. 현재 속도 추정법은 많이 있지만 그 중에서 유력한 방법의 하나로서 모델규범 시스템(MRAS: Model Reference Adaptive System)을 들 수 있다. 그러나 이 방법은 이득정수의 조정을 행할 필요가 있고 그것의 결정방법이 쉽지

않은 결점을 가지고 있다.

### 1.3 연구방법 및 내용

본 논문에서는 이미 유도전동기의 가변속 제어 시스템으로서 구성되어 있는 자계방향 기준 벡터 제어시스템을 구현하는 것이다.

벡터제어의 실현에 대해서는 관측기 이론에서 얻을 수 있는 유도전동기의 벡터제어 상태량을 기본으로 MRAS의 방법을 사용하지 않는 속도 추정법을 제안한다. 본 연구에서는 이 방법을 자계방향 벡터제어에 적용하여 그 가능성을 시뮬레이션으로 나타내고 동시에 실제로 시스템을 구성하여 실현하였다.

속도추정은 관측기 이론에 기초하여 2차자속 관측기와 전류센서에서 검출한 전류값으로 행하는 새로운 속도 추정법을 제안하고 그 제어 알고리즘을 나타내었다.

소형 유도전동기(0.3kw, 0.6kw)의 구동을 위한 속도제어시스템을 설계 제작하였으며 실험시스템으로서 전압형 PWM 인버터를 사용하였다.

PWM 기본 주파수는 전동기 정격회전수가 3000rpm, 동기주파수 50[Hz]의 정현파를 발생하는데 충분한 값으로서 최저 900Hz(50Hz×18)로 하였다. 제어기는 DSP 보드를 이용했다. 12bit A/D 콘버터에 의한 3상 전류센서, 직류 전원 전압 센서, 계기용 증폭기, 엔코더에 의한 회전속도 및 위치 센서로 구성된다. 인버터 주회로의 스위칭소자로서 6소자 들어있는 MOSFET 모듈을 사용하고 그 구동회로는 게이트 드라이버 IC에 의해 간략화 했다.

제어기는 지령 토크로부터 슬립주파수를 산출해 슬립주파수, 회전자 속도, 여자전류 지령치 및 검출한 1차 전류치로부터 2차전압을 지령하여 PWM과의 Duty비를 결정한다. 이 Duty비에 의해 인버터 주회로의 파워 MOSFET를 제어한다.

## 제 2 장 벡터제어의 이론

최근 전력전자 기술의 발달과 고속 스위칭 소자의 개발에 따라 교류 전동기의 가변속 제어로서 V/F제어, 슬립주파수 제어, 벡터제어 등이 실용화되어 있다.

본 장에서는 유도전동기 좌표변환과 벡터제어를 위한 기본 모델에 대하여 검토한다.

### 2.1 유도 전동기의 방정식과 좌표계

그림 2.1은 3상 유도전동기 등가회로를 나타내고 첨자 s는 고정자 파라미터이고 첨자 r은 회전자 파라미터를 나타낸다. 그림 2.2는 3상 유도전동기를 2상으로 환산하기 위해서 고정자 u상을 기준  $d-q$ 축으로 나타낸 등가회로이다.

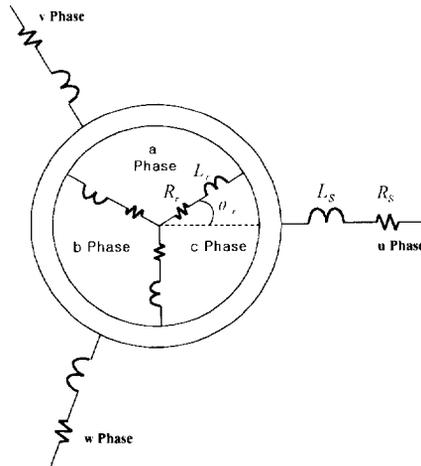


그림 2.1 3상 유도전동기의 등가회로.

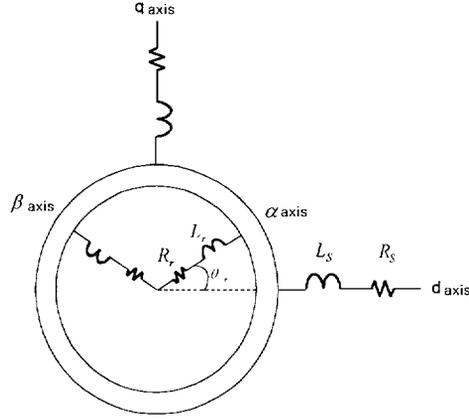


그림 2.2 2상으로 나타낸 유도전동기의 등가회로

서보 전동기로서 이용되는 3상 유도전동기는 3상 교류로 구동되고 전동기 2차 권선은 단락되어 있으므로 2차 전압은 0으로 된다. 이때 고정자의 1차전압 순시치와 1차전류 순시치 및 회전자의 2차전류 순시치 사이에는 식(2.1)이 성립한다.

$$\begin{pmatrix} v_{us} \\ v_{vs} \\ v_{ws} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & R_s + pL_s & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} & R_s + pL_s \\ pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix}
pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\
pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\
pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r \\
R_r + pL_r & -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} \\
-p\frac{M}{2} & R_r + pL_r & -p\frac{M}{2} \\
-p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} & R_r + pL_r
\end{pmatrix}
\begin{pmatrix}
i_{us} \\
i_{vs} \\
i_{ws} \\
i_{ar} \\
i_{br} \\
i_{cr}
\end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$R_s$  : 1차 권선저항

$L_s$  : 1차 권선의 인덕턴스

$R_r$  : 2차 권선저항

$L_r$  : 2차 권선의 인덕턴스

$M$  : 1차 권선과 2차 권선의 상호 인덕턴스

$\theta_r$  :  $u$ 상과  $\alpha$ 상의 위상각

$$p = d/dt$$

회전자 좌표계의 2차전류 순시치  $i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$ 을  $d-q$ 축으로 변환하면 고정자 축과 직교하는  $d-q$ 좌표계에서 본 2차전류 순시치  $i_{dr}, i_{qr}$ 은 식(2.2)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix}
i_{dr} \\
i_{qr}
\end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix}
\cos\phi_r \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\
\sin\phi_r \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi)
\end{pmatrix} \begin{pmatrix}
i_{ar} \\
i_{br} \\
i_{cr}
\end{pmatrix} \quad (2.2)$$

여기서, 회전각속도를  $\omega_r$ 이라고 하면

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.3)$$

의 관계가 있다. 식 (2.2)에서  $i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$ 을  $i_{dr}, i_{qr}$ 의 변환은 2차 권선의 기자력 분포가 정현파라고 가정한 것이다.

1차전압 순시치  $v_{us}, v_{vs}, v_{ws}$ 와 1차전류 순시치  $i_{us}, i_{vs}, i_{ws}$ 에 대해서 3상/2상 변환을 행하면  $d-q$ 축 좌표상의 1차전압 순시치  $v_{ds}, v_{qs}$ 와 1차전류 순시치  $i_{ds}, i_{qs}$ 는 식(2.4), (2.5)가 된다.

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{us} \\ v_{vs} \\ v_{ws} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

### 2.1.1 $d-q$ 축 좌표계에 의한 표현

유도전동기의  $d-q$ 축 좌표(고정자 좌표)상의 회로 방정식은 식 (2.6)이 된다.

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pM \\ pM & \omega_r M & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

식(2.6)을 1차전류  $\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix}$ 와  $\begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix}$ 을 상태 변수로 하는 상태방정식으로 변형하면 식(2.7)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
p \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & 0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} \\
&+ \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{2.7}$$

여기서,  $\phi_r = (\phi_{dr} \quad \phi_{qr})^T$  고정자 좌표상의 2차자속이고  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

누설계수이다.

### 2.1.2 $\gamma$ - $\delta$ 축 좌표계에 의한 표현

식 (2.7)은 회전자 위치와 회전각속도 함수로 나타낸 전압 전류 미분방정식이고 이것을 해석하기가 어렵기 때문에 좌표변환 하여 나타낸다.

$d$ - $q$  좌표계의 전압과 전류는 교류량이고 그 각주파수는 전원 각주파수  $\omega_0$ 이다. 그리고 각각의 합성 벡터도  $\omega_0$ 로 회전한다. 이들 전압과 전류를 직류량으로 나타내기 위해서는  $\omega_0$ 로 회전하는 회전 좌표축( $\gamma$ - $\delta$ )으로 변환하는 것이 편리하다.

2차자속 벡터  $\begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix}$ 가  $\omega_0$ 로 회전하는 것으로 가정하여 식(2.6)을 2차자속 벡터를 기준 축으로 하는 회전자계 좌표계로 변환한다. 그림 2.3은 2차자속 벡터의 방향에  $\gamma$ ,  $\gamma$ 축에 대해서  $\frac{\pi}{2}$ 앞선 위상의  $\delta$ 축을 취한  $\gamma$ - $\delta$ 좌표계와  $d$ - $q$ 좌표 관계를 나타낸 것이다.

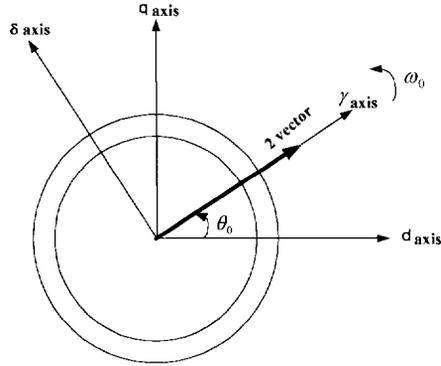


그림 2.3  $\gamma$ - $\delta$ 좌표계와  $d$ - $q$ 좌표의 관계

이때,  $d$ 축과  $\gamma$ 축과의 위상각을  $\theta_0$ 로 하면 식(2.8)이 된다.

$$\theta_0 = \int \omega_0 dt \quad (2.8)$$

유도전동기의  $\gamma$ - $\delta$ 좌표 (회전자계 좌표) 상으로의 회로방정식은 식(2.9)으로 나타낸다.

$$\begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & -\omega_0 L_s & pM & -\omega_0 M \\ \omega_0 L_s & R_s + pL_s & \omega_0 M & pM \\ pM & -(\omega_0 - \omega_r)M & R_r + pL_r & -(\omega_0 - \omega_r)L_r \\ (\omega_0 - \omega_r)M & pM & (\omega_0 - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ i_{\gamma r} \\ i_{\delta r} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

여기서,  $(v_{\gamma s} \quad v_{\delta s})^T$  : 회전자계 좌표상의 1차전압( $\gamma$ 축,  $\delta$ 축)

$(i_{\gamma s} \quad i_{\delta s})^T$  : 회전자계 좌표상의 1차전류( $\gamma$ 축,  $\delta$ 축)

$(i_{\gamma r} \quad i_{\delta r})^T$  : 회전자계 좌표상의 2차전류( $\gamma$ 축,  $\delta$ 축)

이것을 1차전류  $\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{pmatrix}$ 와 2차자속  $\begin{pmatrix} \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta r} \end{pmatrix}$ 을 상태 변수로 하는 상태 방정식으로 변형하면 식 (2.10)과 같이 된다.

$$p \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_0 & \frac{MR_s}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_0 - \omega_r \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & -(\omega_0 - \omega_r) & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta r} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$\phi_r = (\phi_{\gamma r} \quad \phi_{\delta r})^T$  회전자계 좌표상의 2차자속( $\gamma$ 축,  $\delta$ 축)

이때 2차자속 벡터와  $\gamma$ 축이 일치해 있으므로 2차자속 벡터의  $\gamma$ 축 성분  $\phi_{\delta r}$ 은 0이다. 따라서 식(2.10)은 식(2.11)과 같이 된다.

$$p \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ -\omega_0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$\omega_0 = \omega_r + \frac{MR_r}{\phi_{\gamma r} L_r} i_{\delta s} \quad (2.12)$$

## 제 3 장 자속관측기를 이용한 벡터제어

벡터제어 방법은 크게 구분해서 슬립주파수형과 자계방향형이 잘 알려져 있다. 자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 그 위상 $\theta_0$ 에서 좌표변환을 행하여 제어한다.

이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다. 본 장에서는 유도전동기 벡터제어 이론에 대하여 검토한다. 그리고 자계방향형 벡터제어를 기본으로 유도전동기 벡터제어를 위하여 전동기를 좌표 변환하여 모델링 한 후 제어알고리즘을 도출한다. 또한 자속관측기를 이용한 새로운 속도제어법을 제안한다.

### 3.1 벡터제어의 원리

전동기의 토오크 발생 원리는 발생하는 힘의 크기 $|F|$ , 자속 $\phi$ , 전류 $i$ 로 했을 때 다음 식이 성립한다.

$$|F| = K \cdot \phi \cdot i \cdot \sin\theta \quad (3.1)$$

여기서  $\theta$ 는 전류 방향과 자속 방향의 위상각이고  $K$ 는 정수이다.

이 식에서 자속과 전류의 위상각  $\theta$ 가 일정하다면 발생 토오크는 자속과 전류의 곱에 비례하고 특히  $\theta = 90^\circ$  이면 동일 자속과 전류에 대해서 발생 토오크는 최대가 된다.

직류전동기에서는 브러시와 정류자에 의해  $\theta = 90^\circ$  로 기계적으로 고정되어 있기 때문에 자속을 일정하게 유지하면 발생 토오크는 전기자 전류에 비례한다. 이 때문에 토오크의 제어는 매우 쉽게 행해질 수 있다.

그러나 교류전동기는 직류전동기와 같이 브러시와 정류자가 없기 때문에

자속과 전류의 위상각 $\theta$ 를 기계적으로 고정하는 것은 불가능하고  $\theta$ 를 일정하게 하기 위해서는 전기량인 전류와 자속의 크기와 방향을 제어하는 것이 필요하다.

그림 3.1은 교류전동기 벡터제어 원리를 나타낸 것이고 원리는 전동기에 흐르는 1차전류 벡터를 회전자계 좌표계에서 여자분 전류벡터와 토크분 전류벡터로 분리하여 독립적으로 제어하는 것이다. 이것은 여자분 전류와 토크분 전류는 직류전동기의 계자전류와 전기자전류에 대응시킬 수 있다. 이때 자속의 크기와 방향(자속 위상)을 검출하고 자속의 크기가 일정하게 되도록 자속분 전류를 제어함과 동시에 토크의 크기에 비례한 토크분 전류를 자속과  $\theta = 90^\circ$ 로 되는 방향으로 흐르게 할 필요가 있다.

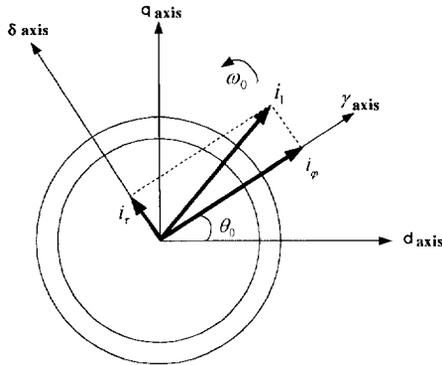


그림 3.1 벡터제어의 원리

이것이 1차전류 벡터에 의한 전동기 벡터제어의 원리이다. 실제 제어에서는 자속분 전류벡터와 토크분 전류벡터의 합을 1차전류로 하고 이것을 교류전동기에 흐르게 함으로써 발생 토크를 제어할 수 있다.

## 3.2 슬립 주파수형 벡터제어와 자계방향 벡터제어

벡터제어에는 슬립주파수형 벡터제어와 자계방향 벡터제어가 있다. 슬립주파수형 벡터제어는 고성능 벡터제어법으로 널리 사용되고 있다. 이 방법은 연산한 전원 각주파수를 적분하여 2차자속 벡터의 위상을 구하고 이것을 좌표 변환하여 토오크를 제어하기 때문에 비교적 실현이 쉽다. 그러나 이 방법은 운전온도에 따라 변하는 2차저항에 대하여 감도가 민감하고 2차저항의 설정치와 실제치가 다른 경우 제어성능이 저감하는 결점이 있다.

자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 그 위상에서 좌표 변환을 행하여 토오크를 제어한다. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다. 본 연구에서는 시스템은 직접 검출이 곤란한 2차자속을 관측기이론을 이용해서 추정하여 자계방향형 벡터제어를 행한다.

자계방향형 벡터제어는 고정자 좌표상에서 2차자속 벡터를 관측할 수 있으므로 파라미터의 변동에 영향을 받지 않지만 범용의 교류기에 있어서는 2차자속을 직접 검출하는 것이 불가능하므로 자속축에 의한 직접 좌표변환을 행하기 위해서는 2차자속을 매우 고속 강인성(Robust)으로 연산할 필요가 있다.

## 3.3 2차자속 관측기(Observer)

유도전동기는 고정자 좌표상으로 식 (3.2)와 같은 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$p \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s \quad (3.2)$$

$$\text{단, } i_s = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \phi_r = \begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} v_s = \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix}$$

$$A_{11} = a_{r11}I \quad A_{12} = a_{r11}I + a_{i12}J \quad B_1 = b_1I$$

$$A_{21} = a_{r21}I \quad A_{22} = a_{r22}I + a_{i22}J$$

$$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\alpha_{r11} = -\frac{R_s}{\rho L_s} - \frac{1-\rho}{\rho \tau_r} \quad \alpha_{r12} = -\frac{1}{\rho \tau_s} \quad \alpha_{i12} = \frac{\omega_r}{\rho} \quad b_1 = \frac{1}{\rho L_s}$$

$$\alpha_{r21} = \frac{M}{\tau_r} \quad \alpha_{r22} = -\frac{1}{\tau_r} \quad \alpha_{i22} = \omega_r \quad \rho = \frac{\sigma L_s L_r}{M}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{2차 시정수}$$

본 연구에서 2차자속  $\phi_r$ 를 연산하기 위한 관측기의 구성은 1차전류와 2차자속을 연산하는 동일 차원의 것을 이용한다. 식 (3.2)에서 전류를 기초로 한 자속 연산 모델은 식 (3.3)와 같이 나타낼 수 있다.

$$p \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s^* + G(i_s^* - i_s) \quad (3.3)$$

여기서,  $G = \begin{pmatrix} G_1 \\ G_2 \end{pmatrix}$ 은 관측기 이득이고 2차자속을 연산하는 동일 차원 관측기이다.

관측기는 관측된 상태량  $x$ 가 궤환행렬  $G$ 를 통하여 조작량  $u$ 를 만들고 시스템이 완전 가관측이 되도록 계수 행렬  $g_{ij}$ 를 구하는 것이 관측기 설계이다. 이것을 상태궤환을 통한 극배치 설계(Pole-placement design)라 한다.

유도전동기의 고정자 축상에서 관측되지 않는 상태변수 중 2차자속  $\phi_r$ 를 연산하는 관측기 설계는 다음과 같다.

식 (3.2)는 식(3.4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_s &= A_{11}\hat{i}_s + A_{12}\hat{\phi}_r + B_1v_s^* \\ \dot{\phi}_r &= A_{21}i_s + A_{22}\phi_r \end{aligned} \quad (3.4)$$

상태량  $\phi_r$ 의 연산은  $2 \times 4$  행렬의 관측기 이득  $G$ 를 이용하여 식(3.5)와 같이 행할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_r &= A_{21}i_s + A_{22}\phi_r + G[\dot{i}_s - (A_{11}i_s + A_{12}\phi_r + B_1v_s^*)] \\ &= A_{21}i_s + A_{22}\phi_r + B_1v_s^* + GA_{12}(i_s - i_s) \end{aligned} \quad (3.5)$$

모든 관측기 고유값의 실수부에 있어서 각속도  $\omega_r$ 에 대하여 행렬쌍  $(A_{22}, A_{12})$ 이 가관측임은 쉽게 증명 될 수 있다. 그러므로 자속 연산은 상태변수  $\phi_r$ 에 점근적으로 접근할 수 있도록 행렬  $(A_{22} + GA_{12})$ 의 고유값은  $s$ 평면 좌반면에 배치 될 수 있다.

여기서 관측기 극배치  $-\alpha \pm j\beta$ 는 표 1과 같으며 유도전동기가 최대 토오크 상태에서 회전자 각주파수  $\omega_r$ 는 약 19[rad/s] 이다 [8]. 여기서  $\lambda$ 은 상수로서 3.5로 설정한다.

표 1 2차 자속관측기의 극배치

$\omega_r$ [rad/s]	$\alpha$	$\beta$
~ -60	$\sqrt{(R_r/L_r)^2 + \lambda(-30)^2}$	$(\omega_r + 60)$
-60 ~ -30	$\sqrt{(R_r/L_r)^2 + \lambda(\omega_r + 30)^2}$	$-30 + (\omega_r + 30)$
-30 ~ -60	$R_r/L_r$	$\omega_r$
30 ~ 60	$\sqrt{(R_r/L_r)^2 + \lambda(\omega_r - 30)^2}$	$30 - (\omega_r - 30)$
60 ~	$\sqrt{(R_r/L_r)^2 + \lambda(30)^2}$	$(\omega_r - 60)$

관측기의 극은 위와 같이 배치되므로 저속도 영역에서 안정하게 속도연산이 가능하다. 이 외에 시스템이 2차저항에 저감도로 되는 극배치로 관측기 이득을 취할 수 있다.

넓은 범위에서 파라미터 오차의 영향을 낮게 하기 위해서는 관측기의 극을 회전수에 대응하여 변화시킴과 동시에 유도전동기 고유극의  $k$ 배에 비례 하도록 함으로써 관측기 이득 행렬은 식(3.6)으로 나타낼 수 있다.

$$G = \begin{pmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{pmatrix}^T \quad (3.6)$$

여기서,  $G_1 = g_1 I + g_2 J$ ,  $G_2 = g_3 I + g_4 J$  이고

$$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \text{이므로}$$

각 계수는 다음이 된다.

$$g_1 = (k-1)(\alpha_{r11} + \alpha_{r22}) \quad g_2 = (k-1)\alpha_{i22}$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(\alpha_{r21} - \rho\alpha_{r11}) + \rho g_1 \quad g_4 = \rho g_2$$

식(3.6)과 같이 관측기 이득을 취하면 관측기 극의 실수부는 유도전동기 고유값의 실수부의  $k$ 배로 되고 연산 값의 수렴은 확실히 빠르게 된다.

이 관측기에 의해 2차자속 벡터의 크기와 위상이 분리되고 다음 식에 의해  $d-q$  좌표계와  $\gamma-\delta$  좌표계 사이에 성립되는 변환행렬의 각 요소를 결정 할 수 있다.

$$|\phi_r| = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \quad (3.7)$$

$$\cos\theta_0 = \frac{\phi_{dr}}{\sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}}, \quad \sin\theta_0 = \frac{\phi_{qr}}{\sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}} \quad (3.8)$$

이렇게 하므로서 직류량과 교류량과의 변환을 행한다.

### 3.4 비간섭 제어

#### 3.4.1 $\gamma$ 축 2차자속 크기의 비간섭 제어법

식(2.11)에서  $\delta$ 축에서  $\gamma$ 축으로의 간섭은 계수행렬의 1행 2열의 요소에서 볼 수 있다. 여기서  $\phi_{\gamma r}$ 을 비간섭 제어하기 위해서는 그 간섭분을 피드백 보상하고  $v_{\gamma s}$ 를 식(3.9)와 같이 준다.

$$v_{\gamma s} = v'_{\gamma s} - \omega_0 \sigma L_s i_{\delta s} \quad (3.9)$$

$v'_{\gamma s}$ :  $\gamma$ 축 1차전압의 비간섭분

식(3.9)을 식(2.11)에 대입하면  $\delta$ 축상의 상태변수의 간섭을 받지 않는 식(3.10)을 얻는다.

$$p \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v'_{\gamma s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

식(3.10)은 선형 정수 상태방정식이고  $i_{\gamma s}$  및  $\phi_{\gamma r}$ 은  $v'_{\gamma s}$ 로 제어할 수 있다.

결국,  $\gamma$ 축의 2차자속  $\phi_{\gamma r}$ 은 식(3.9)의 우변 제2항  $\omega_0 \sigma L_s i_{\delta s}$ 을 피드백 보상함으로써  $v'_{\gamma s}$ 에 의한 비간섭 제어를 행할 수 있다. 또한  $\phi_{\delta r} = 0$ 이기 때문에  $\sigma L_s i_{\delta s}$ 은 식(3.11)과 같이 변형함으로써  $\delta$ 축 1차자속  $\phi_{\delta s}$ 을 표현 할 수 있는 것을 알 수 있다. 따라서  $\delta$ 축에서  $\gamma$ 축으로의 간섭분은  $\delta$ 축 1차자속에 의한  $\gamma$ - $\delta$ 축 속도 기전력  $\omega_0 \phi_{\delta s}$ 이다.

$$\begin{aligned} \sigma L_s i_{\delta s} &= L_s i_{\delta r} + M i_{\delta s} \\ &= \phi_{\delta s} \end{aligned} \quad (3.11)$$

### 3.4.2 $\delta$ 축 1차전류크기의 비간섭 제어법

식(2.11)의 2행은 식(2.12)의 관계를 사용하여  $\omega_r$ 를 소거하면 식(3.12)와 같이 변형된다.

$$p i_{\delta s} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{\delta s} - \frac{\omega_0 \phi_{\gamma s}}{\sigma L_s} + \frac{v_{\delta s}}{\sigma L_s} \quad (3.12)$$

$$\phi_{\gamma s} = L_s i_{\gamma s} + M i_{\gamma r} : \gamma\text{축 1차자속}$$

따라서,  $\gamma$ 축에서  $\delta$ 축으로의 간섭분은  $\gamma$ 축 1차자속에 의한  $\gamma$ - $\delta$ 축 속도기 전력  $\omega_0 \phi_{\gamma s}$ 이다. 비간섭 제어로 하기 위해서는  $\omega_0 \phi_{\gamma s}$ 를 피드백 보상하고  $v_{\delta s}$ 를 식(3.13)과 같이 준다.

$$v_{\delta s} = v'_{\delta s} + \omega_0 \phi_{\gamma s} \quad (3.13)$$

$$v'_{\delta s} : \delta\text{축 1차전압의 비간섭분}$$

우선  $\phi_{\gamma s}$ 는 식(3.14)으로 나타낼 수 있으므로  $i_{\gamma s}$ 와  $\phi_{\gamma r}(=\phi'_{\gamma r})$ 을 검출 하여 알 수 있으면 연산으로 구할 수 있다.

$$\phi_{\gamma s} = \sigma L_s i_{\gamma s} + \frac{M}{L_r} \phi_{\gamma r} \quad (3.14)$$

식(3.13)을 식(3.12)에 대입하면 식(3.15)을 얻을 수 있으며  $i_{\delta s}$ 은  $v'_{\delta s}$ 만으로 제어 할 수 있음을 알 수 있다.

$$\pi_{\delta s} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{\delta s} + \frac{v'_{\delta s}}{\sigma L_s} \quad (3.15)$$

### 3.5 좌표 변환

식(3.9)과 식(3.14)에 사용한 회전 좌표상의 1차전류  $\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{pmatrix}$ 는 검출한 고정자 좌표상의 1차전류  $\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix}$ 를 식(3.16)으로 변환하여 구할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_0 & \sin\theta_0 \\ -\sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

비간접 제어에 의해 구해지는 1차전압  $\begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \end{pmatrix}$ 을 인버터에 출력 또는 관측기에 입력하기 위해서는 회전자계 좌표로 변환하여야 한다.

이 변환은 식(3.17)와 같이 나타낸다.

$$\begin{pmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_0 & -\sin\theta_0 \\ \sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

이것을 전압지령으로 하여 인버터에 출력하기 위해  $d-q$ 좌표상에서  $u, v, w$  좌표상으로 변환할 필요가 있다. 이것은 식(3.18)에서 구한다.

$$\begin{pmatrix} v_{us}^* \\ v_{vs}^* \\ v_{ws}^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

### 3.6 전류제어

전류를 전압으로 제어할 경우, 식(3.13)과 (3.9)의  $\begin{pmatrix} v'_{\gamma s} \\ v'_{\delta s} \end{pmatrix}$ 는 전류지령  $\begin{pmatrix} i_{\gamma s}^* \\ i_{\delta s}^* \end{pmatrix}$ 을 이용해서  $v'_{\gamma s} = R_s i_{\gamma s}^*$ 과  $v'_{\delta s} = R_s i_{\delta s}^*$ 로 하여 비간섭 제어를 행하면 좋지만 고정자에 존재하는 인덕턴스  $L_s$ 에 의해 전류응답은 1차 지연되고 토오크 응답이 지연되기 때문에 고속응답을 얻기 위해서는 전류를 피드백 시킬 필요가 있다. 따라서  $\begin{pmatrix} v'_{\gamma s} \\ v'_{\delta s} \end{pmatrix}$ 는 식(3.19) 및 식(3.20)와 같이 피드백 제어한다.

$$v'_{\gamma s} = R_s i_{\gamma s}^* + K_{\gamma s} (i_{\gamma s}^* - i_{\gamma s}) \quad (3.19)$$

$$v'_{\delta s} = R_s i_{\delta s}^* + K_{\delta s} (i_{\delta s}^* - i_{\delta s}) \quad (3.20)$$

여기서  $K_{\gamma s}, K_{\delta s}$ 는 전류 피드백 이득이다

### 3.7 자속제어

벡터제어는 여자자속을 일정하게 하여 제어하는 것이지만 전원 투입시에는 자속이 존재하지 않기 때문에 여자분 전류  $i_{\gamma s}$ 를 일정하게 제어하면 자속  $\phi_{\gamma r}$ 은 식(3.21)같이 여자분 전류의 1차 늦음에서 상승하게 된다.

$$\phi_{\gamma r} = \frac{M}{1 + P \frac{L_s}{R_s}} i_{\gamma s} \quad (3.21)$$

그러므로 전원 투입 직후에 정토포크로 동작시키고자 할 경우는 자속의 입상이 늦어져서 과대한 토포크 전류가 흐르거나 토포크 부족으로 부하를

구동할 수 없는 경우가 발생한다. 따라서 자속제어는 자속을 고속으로 입상시킴으로써 전원 투입후의 부하 구동을 빠르게 응할 수 있도록 해준다. 자속제어는 자속지령  $|\phi_r|^*$ 과 자속과의 오차를 PI제어하고 식(3.22)에서 자속 전류지령  $i_{\gamma s}^*$ 을 결정한다.

$$i_{\gamma s}^* = K_{p\phi}(|\phi_r|^* - |\hat{\phi}_r|) + K_{i\phi} \int (|\phi_r|^* - |\hat{\phi}_r|) dt \quad (3.22)$$

$K_{p\phi}, K_{i\phi}$ : 자속 피드백 이득

이 제어는 전원 투입시의 자속의 입상 외에, 정출력 특성을 갖게 할 때에도 유효하다.

### 3.8 속도제어

속도제어는 속도지령  $\omega_r^*$ 과 속도와의 오차를 PI제어하고 식(3.23)에서 토오크 전류지령  $i_{\delta s}^*$ 를 결정한다.

$$i_{\delta s}^* = K_p(\omega_r^* - \omega_r) + K_i \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (3.23)$$

$K_p, K_i$  : 속도 피드백 이득

또, 토오크 전류지령의 최대치를 제한하고 급한 가감속시에 전동기에 공급되는 전류의 최대치를 제한하여 과전류에 대한 인버터와 전동기를 보호한다. 따라서, 가감속 시에는 토오크가 일정하도록 제어한다.

### 3.9 속도 연산 알고리즘

전동기의 회전속도는 슬립주파수의 개념에 기초하여 가관측한 상태량 자속과 1차전류를 이용하여 연산한다. 자속 관측기에 의해 관측한 자속

미분값  $\begin{pmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{pmatrix}$ 와 자속  $\begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix}$ 로 부터 전원 각주파수  $\omega_0$ 가 식(3.24)같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{\phi_{qr}}{\phi_{dr}} & (3.24) \\ &= \frac{\dot{\phi}_{qr}\phi_{dr} - \dot{\phi}_{dr}\phi_{qr}}{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \end{aligned}$$

또, 슬립 각주파수  $\omega_s$ 는 발생 토오크  $T$ 에 비례하므로 식(3.25)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} \omega_s &= \frac{R_r}{|\phi_r|^2} T & (3.25) \\ &= \frac{R_r}{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} T \end{aligned}$$

발생 토오크는 식(3.26)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} T &= \frac{M}{L_r} |\phi_r \times i_s| & (3.26) \\ &= \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{aligned}$$

전원 각주파수는 회전 각주파수  $\omega_r$ 와 슬립 각주파수의 합으로 된다.

$$\omega_0 = \omega_r + \omega_s \quad (3.27)$$

식(3.27)을 변형하여 식(3.24) ~ (3.26)을 대입하면  $\omega_r$ 에 대하여 식(3.28)을 얻는다.

$$\begin{aligned} \omega_r &= \omega_0 - \omega_s \\ &= \frac{\dot{\phi}_{qr}\dot{\phi}_{dr} - \dot{\phi}_{dr}\dot{\phi}_{qr}}{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} - \frac{R_r M \phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}}{L_r (\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2)} \end{aligned} \quad (3.28)$$

그림 3.2는 자속관측기를 이용하여 제안한 속도연산 알고리즘을 나타낸다. 속도연산은 식 (3.7)에서 연산한  $d-q$ 축 2차자속과 검출한  $d-q$ 축 1차전류 및 전동기 정수만으로 행할 수 있으므로 관측기 이득의 조절이 필요하지 않는 장점이 있다.

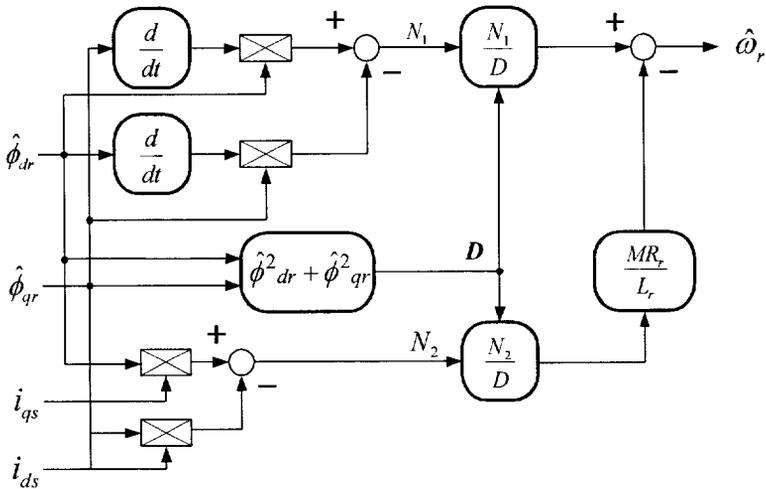


그림. 3.2 속도연산 알고리즘

그러나, 식(3.28)의 제 2항에는 전동기 등가회로의 파라미터가 포함되어 있으므로 이 변동이 연산에 큰 영향을 줄 가능성이 있다.

## 제 4 장 시뮬레이션

제 3 장에서 도출한 제어이론에 의한 속도제어 시스템을 구성할 경우 전동기가 반드시 이론대로 동작한다고 할 수는 없다. 여기서는 도출한 이론식에 기초하여 벡터제어 시스템을 작성하고 컴퓨터 시뮬레이션을 행하여 미리 구동특성을 조사하기로 한다. 또 각 이득정수 등은 시뮬레이션에 의해 결정하기로 한다.

### 4.1 자계방향 벡터제어 시뮬레이션

그림 4.1은 유도전동기의 회전속도를 속도센서에 의해 검출할 경우의 자계방향형 벡터제어 시스템의 블록선도이다.

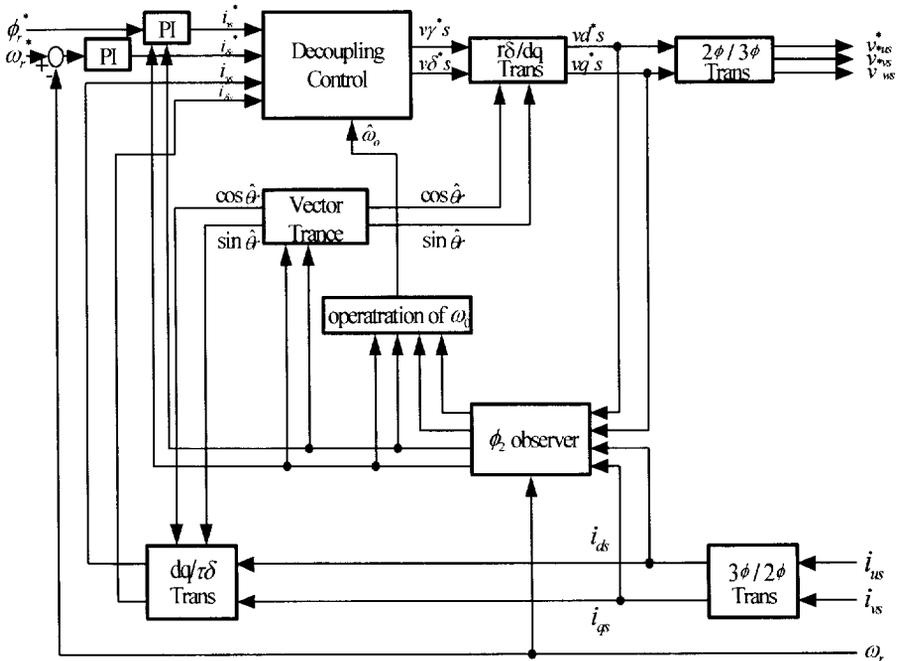


그림 4.1 속도제어 블록선도

이 블럭선도에서 각 계산은 DSP(Digital signal process)에 의해서 행한다. DSP는 외부에서 주어지는 자속지령  $\phi_r^*$ , 속도지령  $\omega_r^*$ , A-D 컨버터를 통하여 디지털 양으로 변환한 전동기 1차전류  $i_{us}, i_{vs}$  속도검출기에서 출력되는 전동기 속도  $\omega_r$ 를 입력으로 하여  $v_{us}, v_{vs}, v_{ws}$ 를 연산한다. 이것을 D-A 변환기를 통하여 인버터에 조작량으로 출력한다.

## 4.2 전동기 모델

시뮬레이션을 위한 유도전동기의 각 전류 순시치는 식(2.1)을 2상/3상 변환하여 나타낸 식(4.1)에서 Euler법에 의해 근사화 하여 구한다.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} = \frac{1}{3(M^2 - L_s L_r)} \begin{pmatrix} -2L_r & L_r & L_r & 2M & -M & -M \\ L_r & -2L_r & L_r & -M & 2M & -M \\ L_r & L_r & -2L_r & -M & -M & 2M \\ 2M & -M & -M & -2L_s & L_s & L_s \\ -M & 2M & -M & L_s & -2L_s & L_s \\ -M & -M & 2M & L_s & L_s & -2L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{us} \\ v_{vs} \\ v_{ws} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -2R_s L_r & R_s L_r + \sqrt{3}\omega_r M^2 & R_s L_r - \sqrt{3}\omega_r M^2 \\ R_s L_r - \sqrt{3}\omega_r M^2 & -2R_s L_r & R_s L_r + \sqrt{3}\omega_r M^2 \\ R_s L_r + \sqrt{3}\omega_r M^2 & R_s L_r - \sqrt{3}\omega_r M^2 & -2R_s L_r \\ 2R_s M & -R_s M - \sqrt{3}\omega_r L_s M & -R_s M + \sqrt{3}\omega_r L_s M \\ -R_s M + \sqrt{3}\omega_r L_s M & 2R_s M & -R_s M - \sqrt{3}\omega_r L_s M \\ -R_s M - \sqrt{3}\omega_r L_s M & -R_s M + \sqrt{3}\omega_r L_s M & 2R_s M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ur} \\ i_{vr} \\ i_{wr} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

발생 토오크는 식(4.2)을 이용해서 구한다.

$$T = -\frac{M}{\sqrt{3}} \{i_{us}(i_{ur} - i_{ur}) + i_{vs}(i_{ur} - i_{ur}) + i_{ws}(i_{ur} - i_{ur})\} \quad (4.2)$$

전동기의 회전속도는 식(4.3)에서 Euler법으로 구한다.

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T - D\omega_r \quad (4.3)$$

시뮬레이션에 사용한 전동기 정수는 표 4.1과 같다. 관성모멘트는  $J = 7.546 \times 10^{-5} [Nms^2]$  이며 점성 계동계수  $D = 1.310 \times 10^{-5} [Nms]$  이다.

표 4.1 유도전동기의 파라미터

정격속도	정격전압	정격전류	$R_s$	$R_r$	$L_s$	$L_r$	$M$
3000[rpm]	120[V]	2.0[A]	5.86[Ω]	5.30[Ω]	0.146[Ω]	0.164[Ω]	0.134[Ω]

### 4.3 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에서, 속도지령  $\omega_r^* = 1200[\text{rpm}]$ , 자속 전류지령  $i_{\gamma s}^* = 1[\text{A}]$ , 토오크 전류지령  $i_{\delta s}^*$ 의 제한은  $\pm 1[\text{A}]$ 로 하여 실험하였다. 이 경우 1차전류 벡터의 크기는 토오크가 일정할 때 정상상태에서는  $\sqrt{1^2 + 1^2} = \sqrt{2} [\text{A}]$  이고 출력이 일정할 때 정상상태에서는  $\sqrt{1^2 + \epsilon^2} \approx 1 [\text{A}]$ 로 한다. 또, 자속지령  $|\phi_r|^*$ 은  $|\phi_r|^* = M i_{\gamma s}^* = 0.143[\text{A}]$  이며 과도 및 정상상태에서 일정하게 유지된다.

여기서는 설계한 관측기 극을 변화시킬 때의 과도응답 변화를 조사하여 최적의 관측기 극의 비례계수  $k$ 를 구한다. 관측기 극은 2차자속 관측기의

시스템을 안정화시키기 위해서 관측기 이득을 조정하여야 하므로 관측기 이득이 회전속도에 빠르게 추종하여 수렴하도록 설정한다. 따라서 최적인 관측기 극을 택하기 위해 관측기 극의 변화에 대한 속도응답의 변화를 시뮬레이션에 의해 검토하기로 한다.

그림 4.2는 관측기 이득의 비례계수  $k$ 를  $k = 0.5 \sim 2.5$ 까지 변화시킬 때의 속도응답 변화의 시뮬레이션 결과이다. 그림 4.3은 4.2에서 속도 수렴의 변화가 잘 보이지 않기 때문에  $k = 1.2 \sim 1.7$ 까지의 속도응답 변화의 결과를 시간축으로 확대한 것이다. 그림 4.4는 그림 4.3에서 변화가 현저한  $k = 1.8$ 일 때의 속도응답 변화만을 시간축상으로 확대하여 본 것이다.

그 결과, 그림 4.2에서와 같이  $k = 1.2 \sim 1.6$ 까지는 속도응답은 미소하게 변화하여 거의 확인할 수 없지만 대략  $k = 1.2 \sim 1.7$  범위에서 목표치에 수렴하고 있음을 알 수 있다. 또한 시간 축으로 확대한 그림 4.3에서 알 수 있는바와 같이  $k = 1.5$ ,  $k = 1.6$ 의 경우가 가장 안정함을 나타내고 있다. 그러나 그림 4.4에서와 같이  $k = 1.8$  이상에서는 속도응답은 매우 불안정하고 전혀 목표치에 수렴하지 않고 있다.

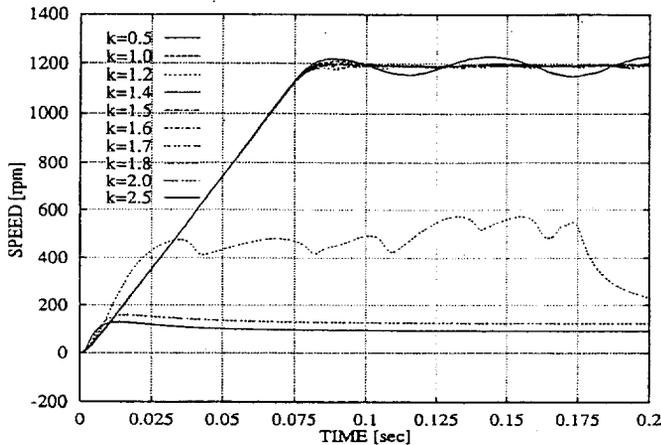


그림 4.2  $k = 0.5 \sim 2.5$ 까지 변화시킬 때의 속도응답 변화

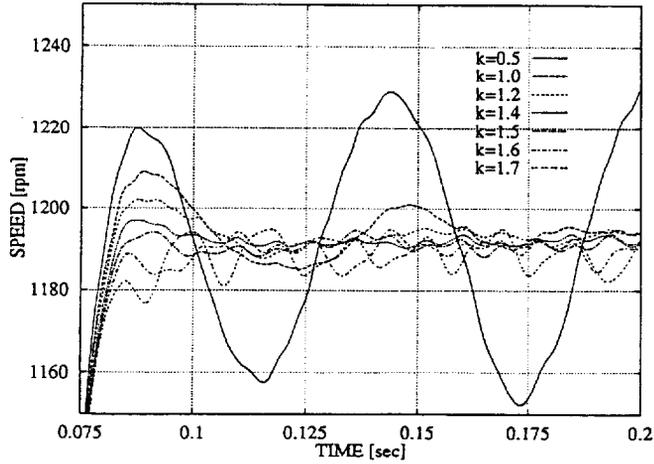


그림 4.3  $k = 1.2 \sim 1.7$  변화 속도응답의 시간축 확대한 결과

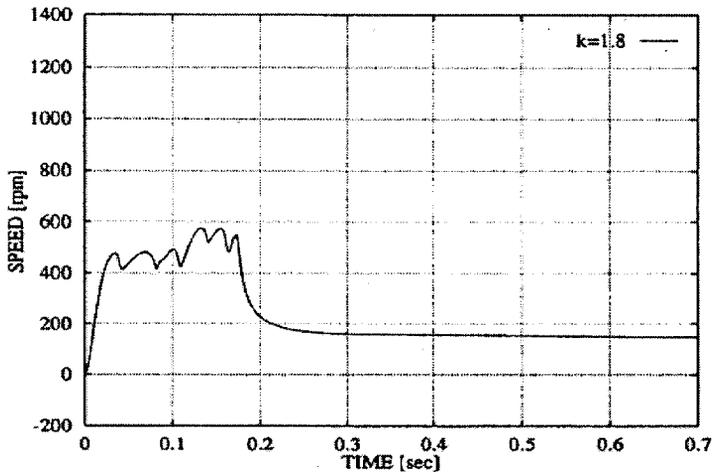


그림 4.4  $k = 1.8$ 일 때의 속도응답의 시간 축으로 확대한 결과

그림 4.5는 유도전동기 벡터제어시 속도응답과 정현파 입력시 속도응답 시뮬레이션 결과와 이하 벡터제어시에 각 변수를 시뮬레이션에 의해 나타낸

결과이다. 일반 정현파 전압 입력에서 속도제어는 정상상태에 도달하는 시간이 매우 길고 벡터제어시에는 설정치 1200 [rpm]에 도달하는 데 빠르게 수렴하고 있음을 알 수 있다. 결국 벡터제어가 응답속도가 매우 빠르고 계획한 대로 벡터제어가 잘 동작하고 있음을 알 수 있다.

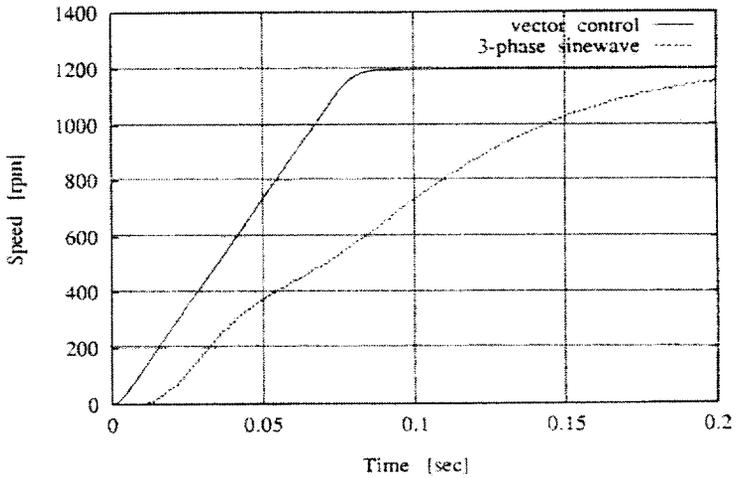


그림 4.5 속도응답 시뮬레이션 ( $\omega_r^* = 1200[\text{rpm}]$ )

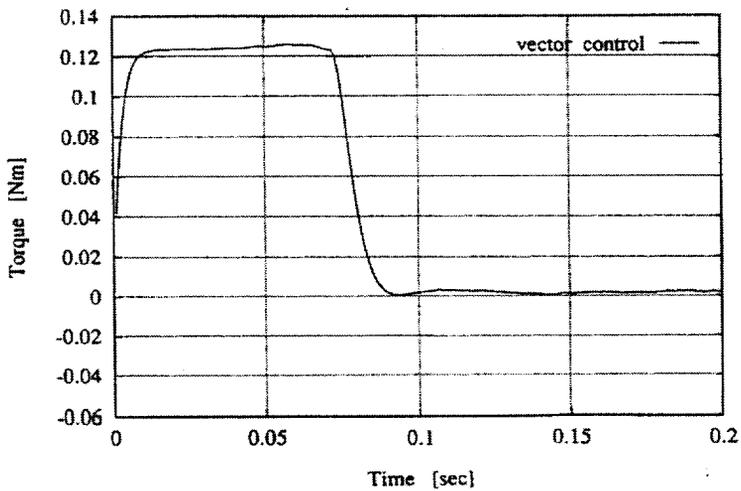


그림 4.6 토크 응답

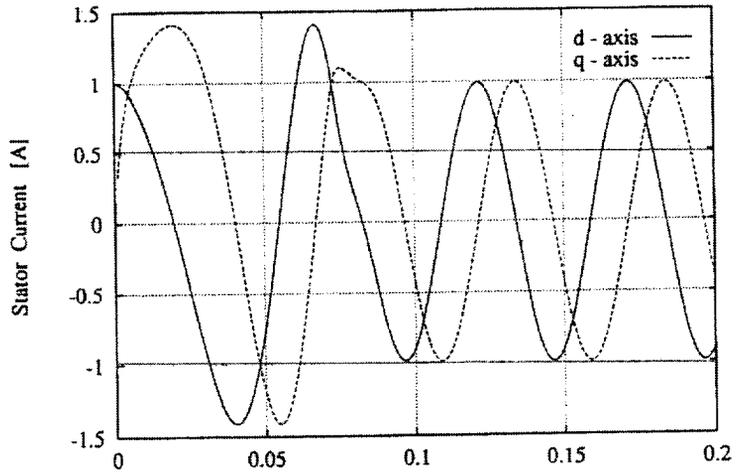


그림 4.7  $d-q$ 좌표 상의 1차전류

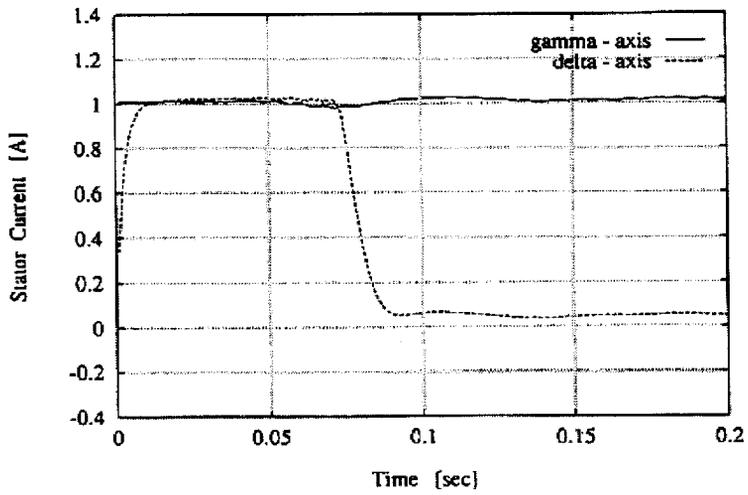


그림 4.8  $\gamma-\delta$ 좌표 상의 1차전류

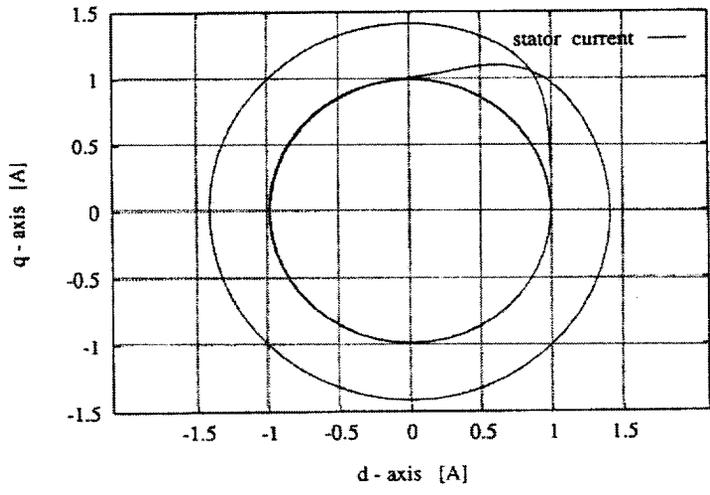


그림 4.9  $d-q$ 좌표 상의 1차전류 벡터 궤적

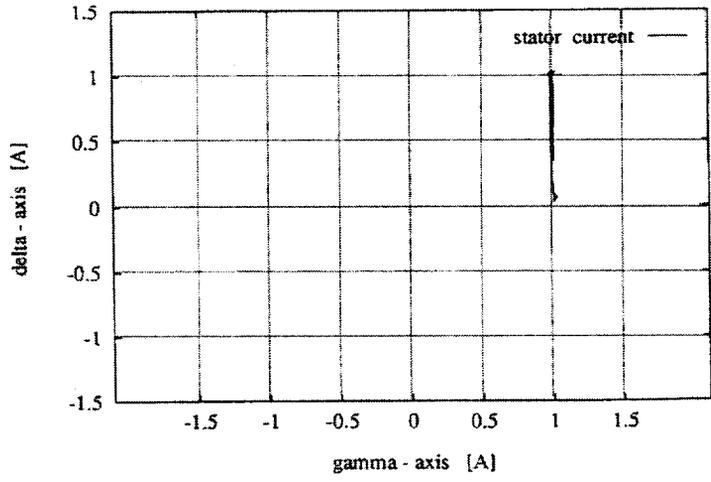


그림 4.10  $\gamma-\delta$ 좌표 상의 1차전류 벡터 궤적

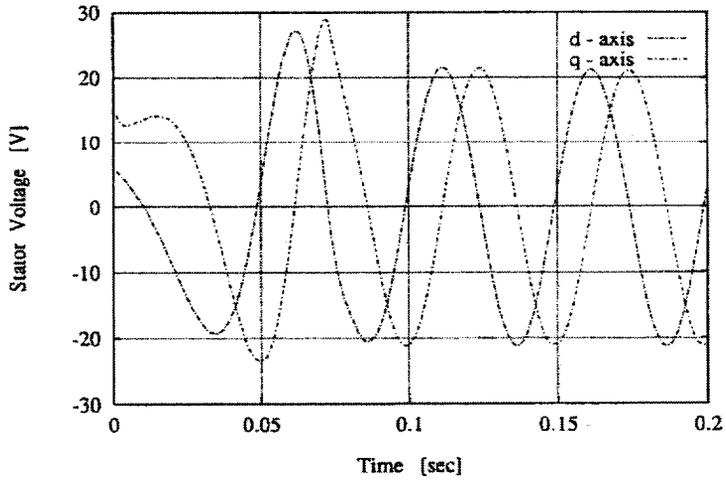


그림 4.11  $d-q$ 좌표상의 2차자속

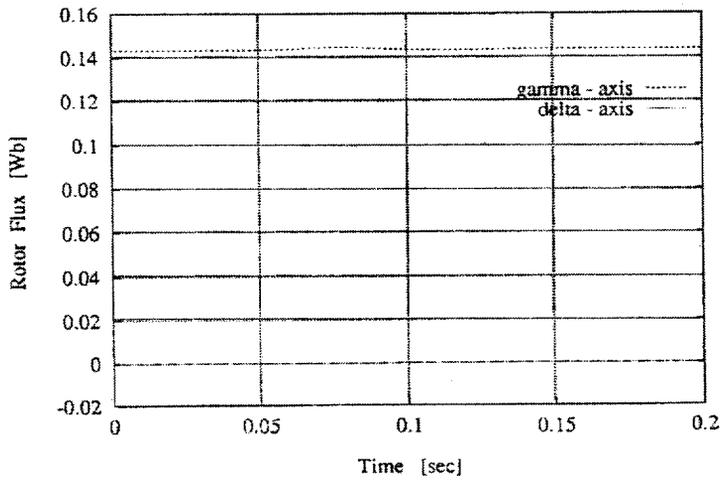


그림 4.12  $\gamma-\delta$ 좌표상의 2차자속

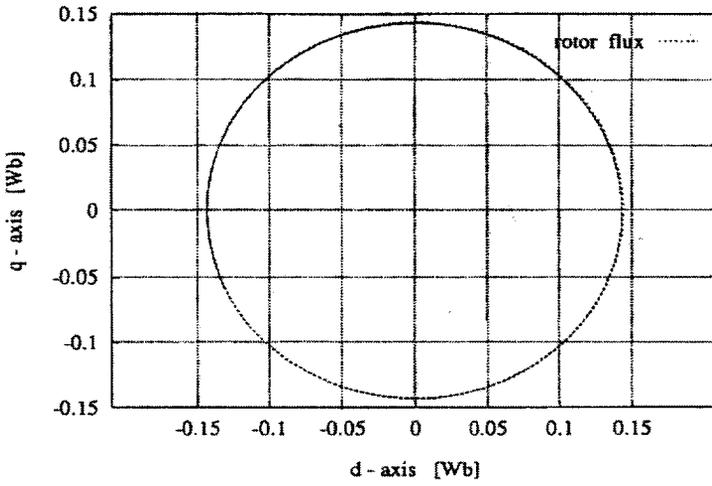


그림 4.13  $d$ - $q$ 좌표상의 2차자속벡터 궤적

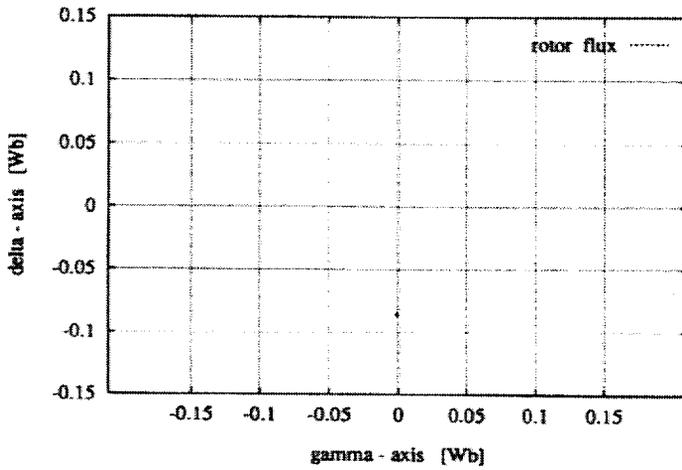


그림 4.14  $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 2차자속벡터 궤적

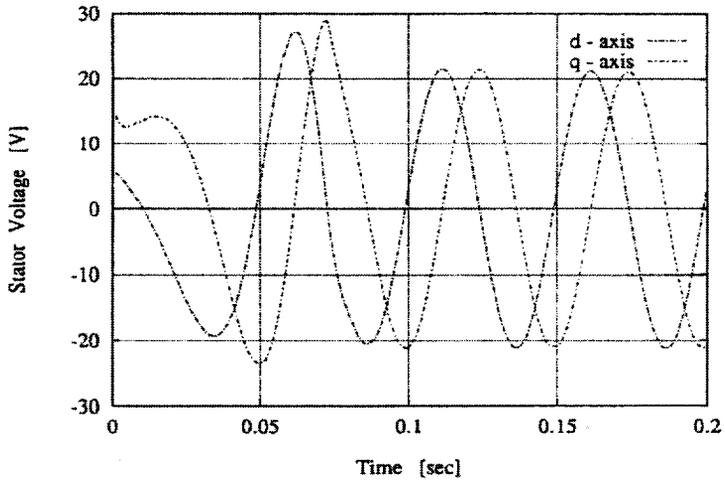


그림 4.15  $d-q$ 좌표상의 1차전압

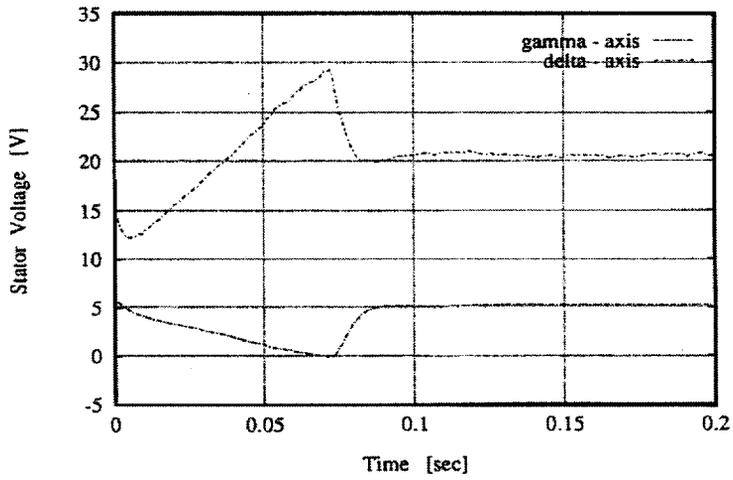


그림 4.16  $\gamma-\delta$ 좌표상의 1차전압

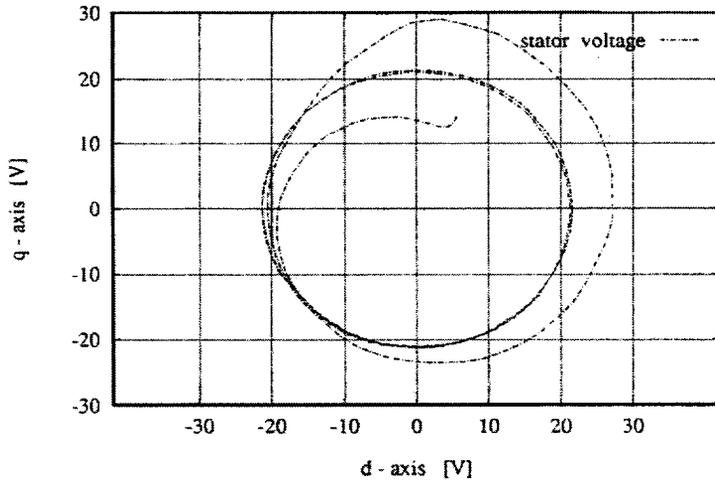


그림 4.17  $d-q$ 좌표상의 1차전압 벡터 궤적

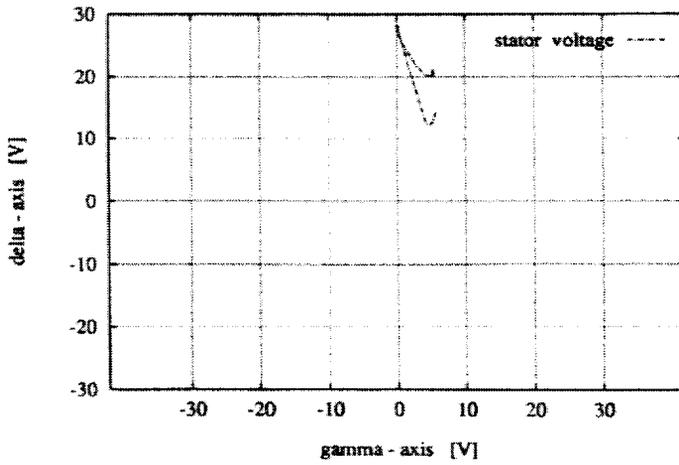


그림 4.18  $\gamma-\delta$ 좌표상의 1차전압 벡터 궤적

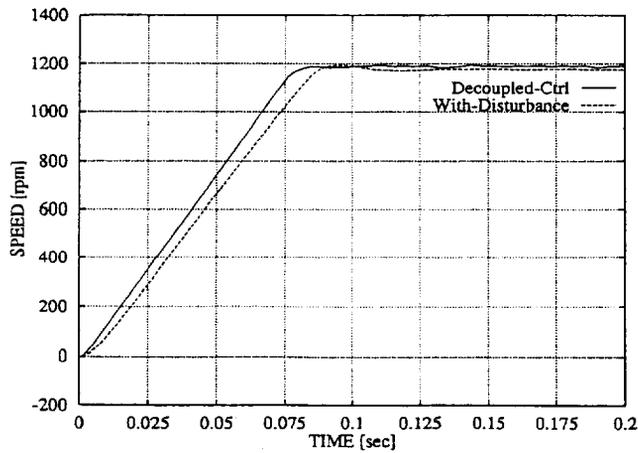


그림 4.19 비간섭에 대한 속도 응답 시뮬레이션 결과

비간섭 제어의 유무가 실제로 어느 정도 응답에 영향을 주는가를 시뮬레이션에 의해서 검토하였다. 그림 4.19는 앞에서와 같은 시뮬레이션 조건에서 비간섭에 대한 속도 응답 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

그림에서 알 수 있는 바와 같이 비간섭을 고려하지 않는 경우에 비하여 현저한 변화의 결과가 얻어졌다. 우선, 비간섭 제어를 행한 것 (Decoupled-ctrl)이 비간섭 제어를 행하지 않는 것보다 외란의 영향을 받을 때(With-Disturbance), 입상시간이 빠르게 되고 지령값에 가깝게 됨을 알 수 있다.

## 제 5 장 실험

실험은 자계방향형 벡터제어에 의한 구동에 대하여 행하였다. 순시토크 제어가 가능한지 아닌지를 속도제어를 행하여 확인하고 가관측을 행한 상태량에서 순시토크의 연산을 수행하는 것이 목적이다. 제안한 속도제어 알고리즘에 의한 속도제어가 가능한지를 조사하였다.

### 5.1 하드웨어의 구성

그림 5.1은 전동기 속도제어 시스템으로서 DSP(TMS 320), 전압형 인버터, 전류검출 센서, D/A 컨버터, 및 A/D 컨버터로 구성되어 있다. DSP보드에는 외부확장 메모리 S-RAM, 32K 워드가 있고 호스트 컴퓨터의 CPU에서 공유 메모리로 액세스 할 수 있다. 프로그램을 실행하기 위해서는 프로그램을 호스트 CPU에서 외부확장 메모리에 다운로드하여 기동시킨다.

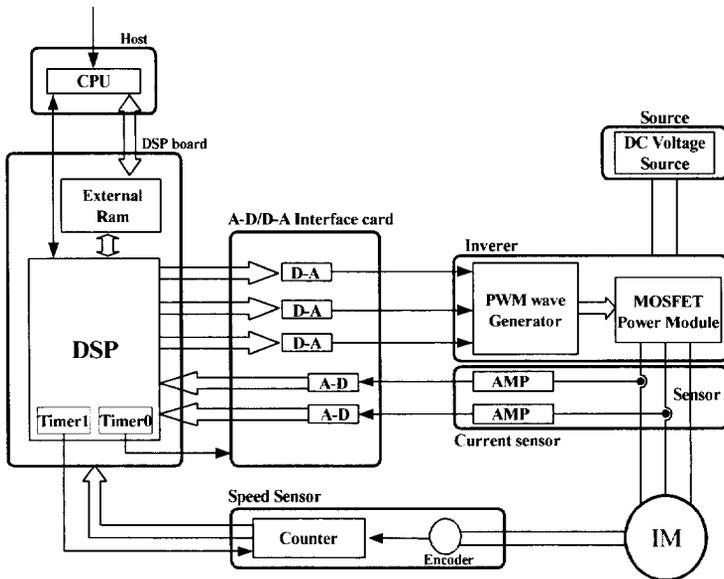


그림 5.1 속도제어 시스템의 구성

## 5.2 프로그램의 구성

속도 센서리스 벡터제어에서 DSP를 동작시키기 위한 프로그램은 미리 준비되어 있는 것을 사용한다. DSP에 의해 계산하는 항목은 그림4.1의 블록 선도에 있는 각 항목이다. 여기에서 DSP는

- 호스트 컴퓨터에서 주어지는 자속지령  $\phi_r^*$ , 속도지령  $\omega_r^*$
- A-D컨버터에서 얻어진 디지털량에서 변환된 전동기 2상 분의 순시 전류  $i_{us}, i_{vs}$ 를 입력하여 연산을 행하고 순시 전압지령  $v_{us}^*, v_{vs}^*, v_{ws}^*$ 를 출력한다.

또한 DSP는 그림 4.1의 블록에 있는 각 항목을 다음의 순서로 계산해 간다.

- 1) PID제어, 검출속도  $\omega_r$ 로 부터 지령 토오크  $T$ 가 토오크 한계를 벗어나는지 여부를 비교하고 초과하면 지령값을 한계치로 설정한다. 또, 속도  $\omega_r$ 과 1차 전류에서 식(3.7)의 2차자속을 산출한다.
- 2) A-D컨버터에서 전송되는 2상분의 1차전류  $i_{us}, i_{vs}$ 를 읽어서  $i_{ws} = -(i_{us} + i_{vs})$ 로 하여  $i_{ws}$ 를 산출한다.
- 3) 3상/2상 변환을 통하여  $i_{ds}, i_{qs}$ 을 계산하고 이것이 2차자속 관측기에 입력되어 동시에  $\dot{\phi}_{dr}, \dot{\phi}_{qr}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$ 을 산출한다.
- 4) 여자자속 제어 및 벡터 회전은 2차자속 관측기에 의해 산출한  $\phi_{dr}, \phi_{qr}$ 을 기초로  $i_r^*$ 을 산출하고 동시에  $\phi_{dr}, \phi_{qr}$ 에서  $\cos\theta_r, \sin\theta_r$ 을 산정한다.
- 5) 속도 연산은 제 3장에서 도출한 각각의 식에 의해  $\omega_0, \omega_s, \omega_r, T$ 를 산출한 후 식(3.28)에 의해 행한다.
- 6) 전류 제어( $d-q/\gamma-\delta$ 좌표 변환 및 PI제어)는 벡터 회전에 의해 얻어진  $\cos\theta_r, \sin\theta_r$ 와  $i_{ds}, i_{qs}$ 로 부터  $i_{\gamma s}, i_{\delta s}$ 을 산출하고 PI제어에 의해  $i_{\delta s}^*$ 을 산정한다.

- 7) 비간섭 제어는 전류 제어에 의해 산출한  $i_{\gamma s}, i_{\delta s}$  및  $i_{\gamma s}^*, i_{\delta s}^*$ 로 부터 식(2.25)에 의해 비간섭 제어를 행하고  $v_{\gamma s}^*, v_{\delta s}^*$ 를 산정한다.
- 8) 전압제어( $\gamma\delta/dq$ 좌표 변환)는 벡터 회전에 의해 얻어진  $\cos\theta_r, \sin\theta_r$ 와 비간섭 제어에 의해 얻어진  $v_{\gamma s}^*, v_{\delta s}^*$ 로 부터  $v_{ds}^*, v_{qs}^*$ 를 산정한다.
- 9) 전압 제어(2상/3상 좌표 변환) : 8)에 의해 얻어진  $v_{\gamma s}^*, v_{\delta s}^*$ 로부터 2상/3상 좌표변환을 행하고  $v_{us}^*, v_{vs}^*, v_{ws}^*$ 를 산정한다.
- 10) 지령전압의 출력 :  $v_{us}^*, v_{vs}^*, v_{ws}^*$ 을 D-A컨버터에 출력한다.

### 5.3 실험 결과

속도 센서리스 벡터제어의 실험을 행하기에 앞서 속도센서부 자체방향형 벡터제어를 행하고 그 속도응답을 측정하였다.

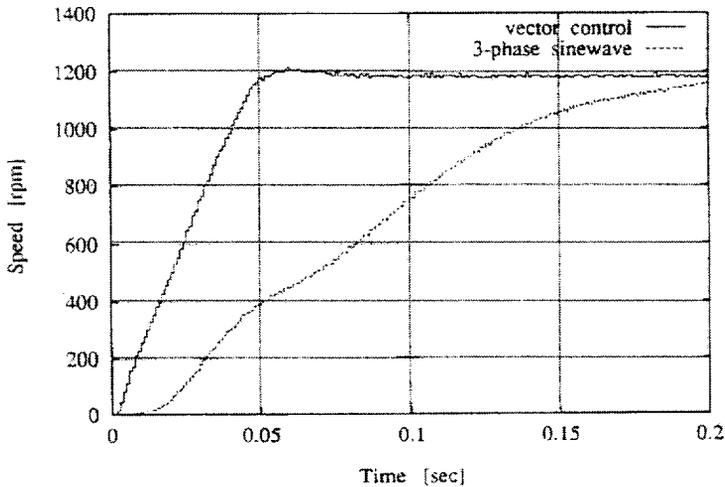


그림 5.2 속도제어 응답

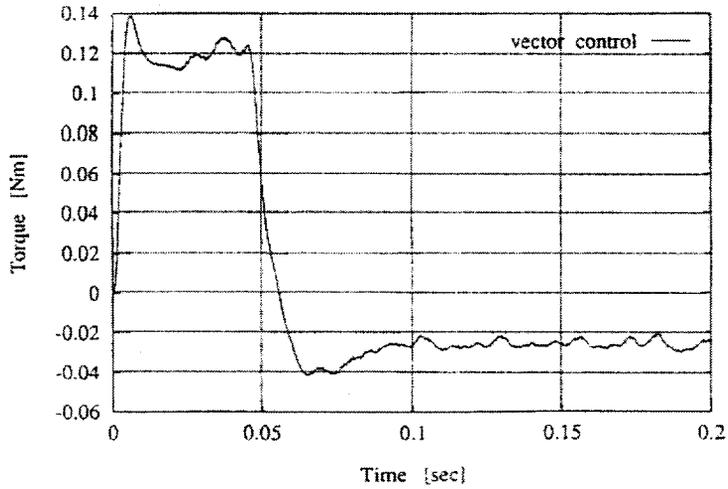


그림 5.3 토오크 응답

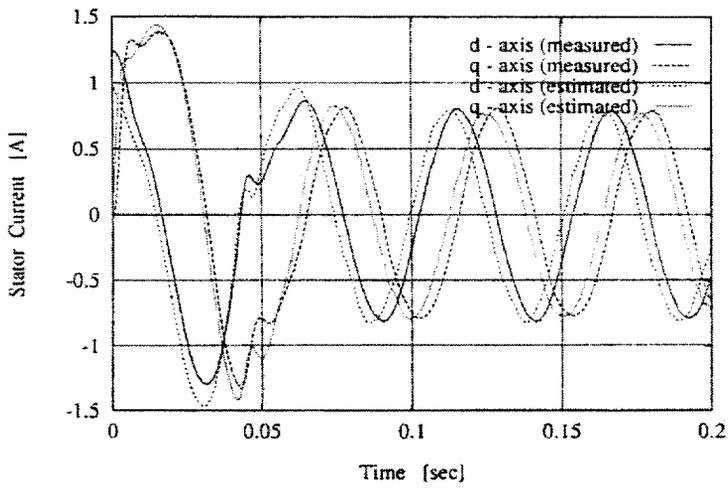


그림 5.4  $d-q$ 좌표상의 1차전류 (실측치와 연산치)

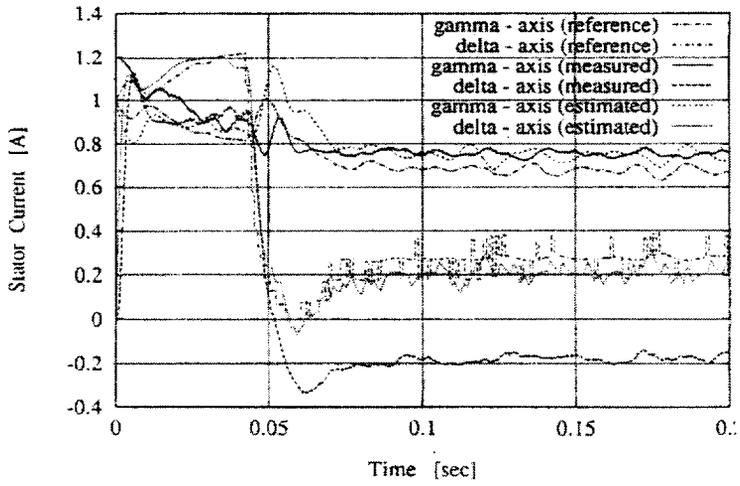


그림 5.5  $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전류(실측치와 연산치)

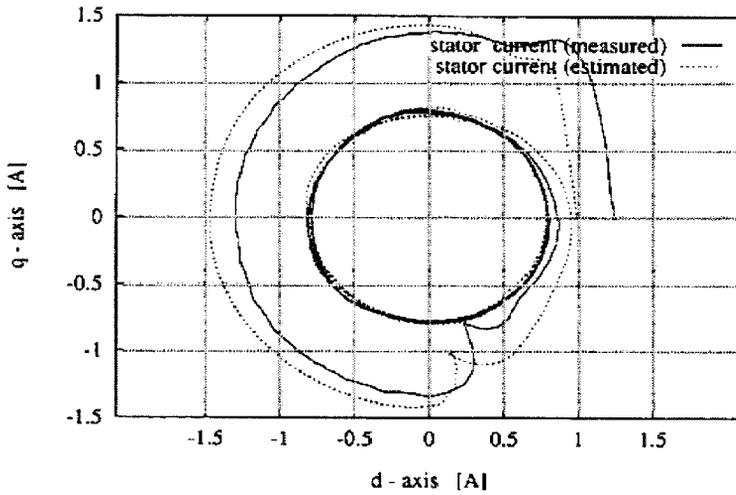


그림 5.6  $d$ - $q$ 좌표상의 1차전류 벡터궤적 (실측치와 연산치)

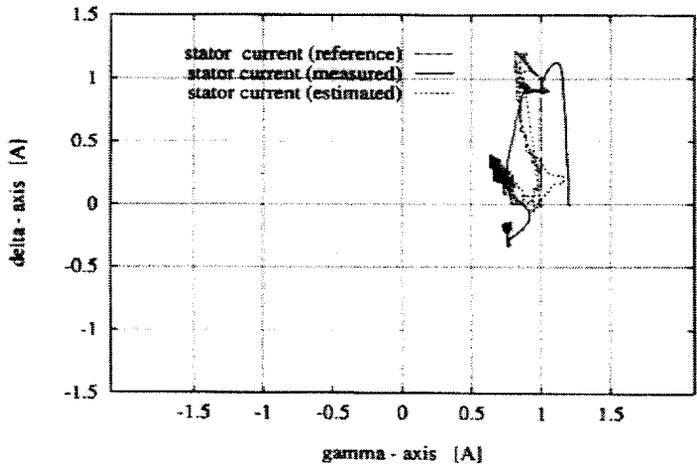


그림 5.7  $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전류 벡터궤적 (실측치와 연산치, 지령치)

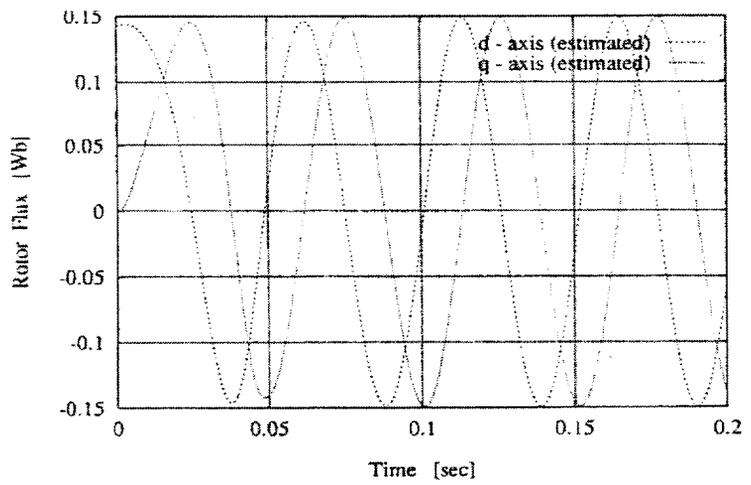


그림 5.8  $d$ - $q$ 좌표상의 2차자속 연산치

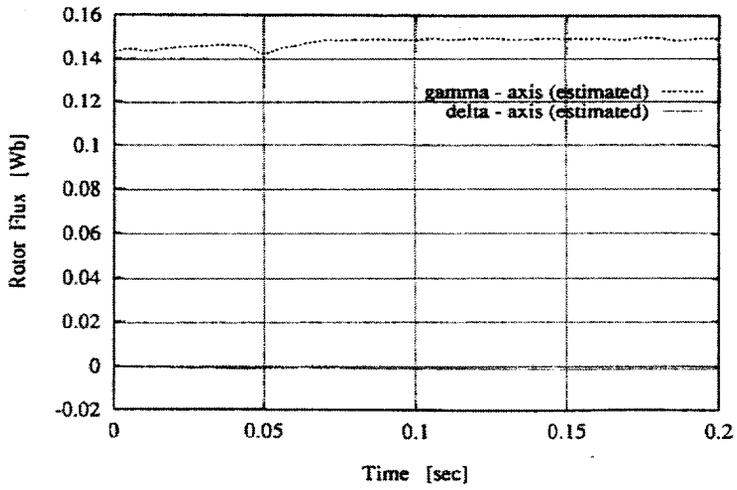


그림 5.9  $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 2차자속 연산치

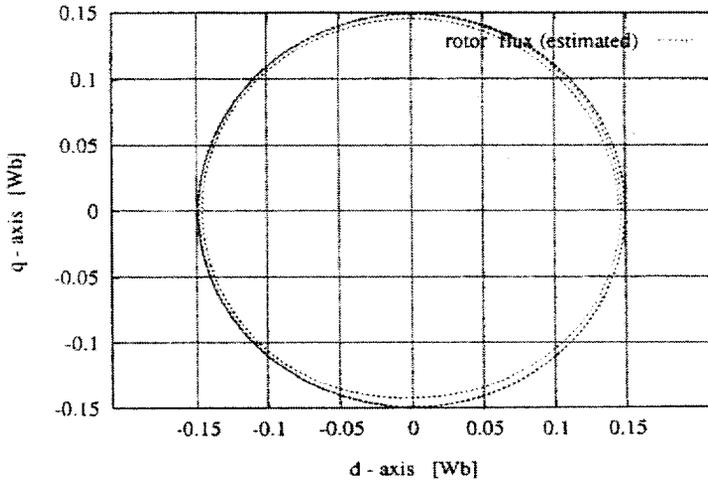


그림 5.10  $d$ - $q$ 좌표상의 2차자속 연산치 벡터궤적

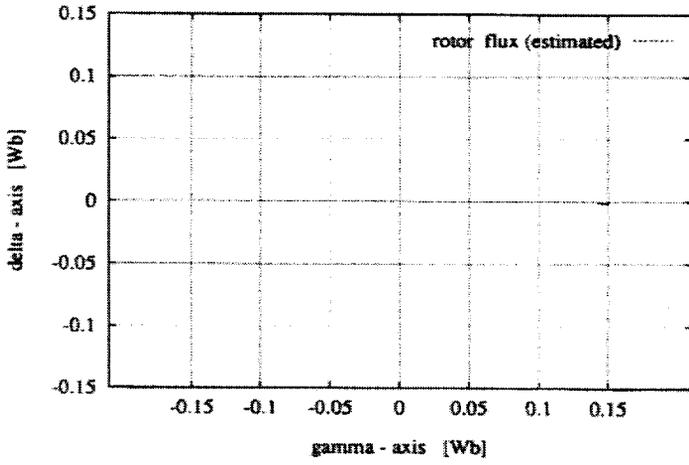


그림 5.11  $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 2차자속 연산치 벡터궤적

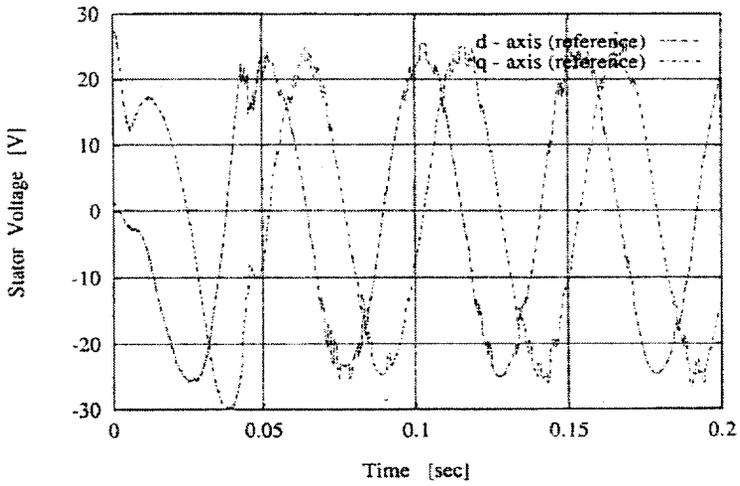


그림 5.12  $d$ - $q$ 좌표상의 1차전압 지령치

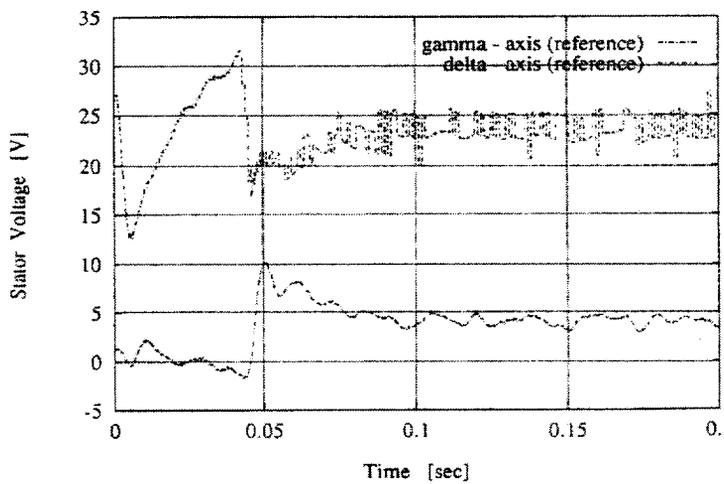


그림 5.13  $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전압 지령치

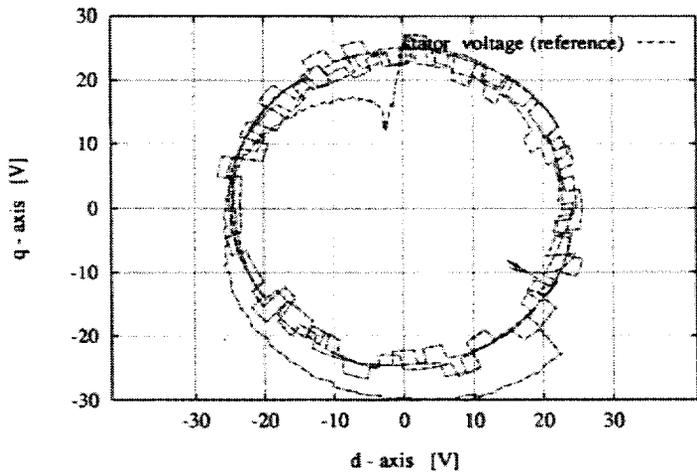


그림 5.14  $d$ - $q$ 좌표상의 1차전압 벡터궤적

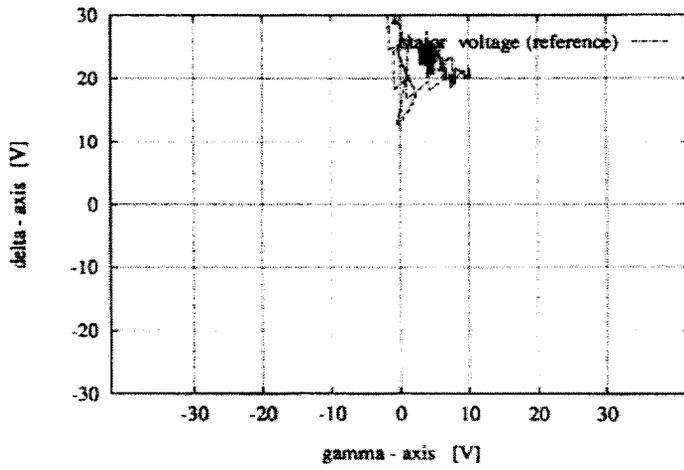


그림 5.15  $\gamma$ - $\delta$ 좌표상의 1차전압 벡터궤적

## 제 6 장 결론

유도전동기의 자계방향형 벡터구동은 정상·과도상태의 넓은 속도제어 범위에서 정확한 2차자속 연산을 실현하는 것이 중요하다.

본 연구에서는 관측기 이론에 기초하여 자계방향 기준 벡터제어를 구현하고 관측한 2차자속과 전류센서에서 검출한 전류값으로 속도연산을 하는 속도연산법을 제안하였다.

- 1) 2차자속을 연산하기 위한 관측기를 설계하였고 관측기 극과 전동기 극의 실수부의 비례계수가  $k=1.6$ 일 때 응답이 가장 안정적이며 2차자속 연산이 잘 됨을 확인하였다.
- 2) 본 논문에서 제안한 속도검출에 의한 자계방향형 벡터구동의 시뮬레이션에 의해서 각 비례이득을 결정하는 속도연산법이 자계방향형 벡터제어에 유용함을 규명하였다. 또한 속도연산은 전동기 정수만으로 행해지므로 이득정수의 조정이 필요하지 않다. 따라서 파라미터의 수가 감소하고 시스템의 설계가 용이하다는 장점이 있었다.
- 3) 구현한 자계방향형 벡터제어는 응답속도가 빠르고 외란, 관성모우먼트 변동에 대하여 견실성을 나타내고 있음을 알 수 있었다.
- 4) 전류와 자속의 간섭부분 보상으로 응답특성이 개선됨을 알 수 있었다.
- 5) DSP를 이용하여 제안한 속도연산법을 적용하여 속도검출에 의한 자계방향형 벡터제어에 의해 300[W] 교류 서보전동기를 구동하여 유용함을 확인하였다.

제안한 속도연산법은 연산오차의 저감에 아직은 연구가 더 필요하지만 속도센서리스 벡터제어 방법이 유효하다는 사실을 확인하였다.

속도연산은 전동기모델을 기초로 행해지기 때문에 파라미터 변동, 특히 2차저항 변동이 가져오는 속도와 토오크의 제어정밀도 저하를 어떻게 보상

하는가가 문제이다.

속도센서가 있는 경우 2차저항의 동정에는 MRAS를 이용하여 속도연산을 했지만 2차저항의 변동오차는 무시할 수 없었고, 센서리스 벡터제어에서 속도와 2차저항을 동시에 연산하는 것은 일반적으로 어려워 이를 어떻게 극복하는가가 앞으로의 과제가 될 것이다.

## 참고문헌

- [1] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, AC サーボシステム 理論と設計の実際, pp.30~45, 1987
- [2] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貞規, 誘導電動機のパラメータ 適應2次磁束オブザーバの 改善と安定性の 證明, 91' 電氣學會 産業應用部分 全國大會, p. 527, 1991
- [3] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貞規, 適應2次磁束オブザーバの 誘導電動機速度推定への 應用, 電學論 D, No. 110, pp. 954, 1991
- [4] 楊耕, 金東海, MRASによる一次抵抗 同定機能付 誘導機速度 센サレスベクトル制御 , 電學論 D, No. 111, pp. 945, 1993
- [5] 田島廣一, 海野孝治, 堀洋一, 誘導機 の速度센サレス磁界オリエンテーション 制御の實現, 92' 電氣學會 産業應用部分 全國大會, p. 555, 1992
- [6] 久保田, 尾崎, “ Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Flux Observer” 電學論 D, No. 111, pp. 954~960, 1998.
- [7] 楊金, “ Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Slip Frequency” , 電學論 D, No. 111, pp. 945~9953, 1998
- [8] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貞規, 適應2次磁束オブザーバの 誘導電動機速度推定への 應用, 電學論 D, No. 110, p. 954, 1991
- [9] 楊耕, 金東海, MRASによる一次抵抗 同定機能付 誘導機速度 센サレスベクトル制御 , 電學論 D, No. 111, p. 945, 1993
- [10] 田島廣一, 海野孝治, 堀洋一, 誘導機 の速度센サレス磁界オリエンテーション 制御の實現, 92' 電氣學會 産業應用部分 全國大會, p. 555, 1992

- [11] Takashi Aihara, et, " Sensorless Torque Control of Salient pole Synchronous Motor at Zero-speed Operation ", IEEE Transaction on power electronics, Vol. 14, No, 1, pp. 38~45, 1999
- [12] Kubo, Juen and Migui, " Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Flux Observer" JIEE, Vol.D, No. 111, pp. 954~960, 1998.
- [13] Yeng kuem, " Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Slip Frequency" , JIEE, Vol. D, No. 111, pp. 945~953, 1998
- [14] Yeng kuem and Dong hae, " Sensorless Vector Control of Induction Machine Using MRAS with Rotor Resistance Estimation " JIIE, Vol. D, No. 111, pp. 945~950, 1997.
- [15] S. I. Hong, D. H, Kang, J. P, Hong, " Speed sensorless Vector Control for Induction Machines using Flux Observer ", Proceeding of 1999 International Conference, Mechatronic Technology, pp. 250~260, 1999
- [16] Lazhar Ben-Brahim, Susumu Tadakumay, " Speed Control of Induction Motor without Rotational Transducer", IEEE Transaction on Industry Application Vol. 33, No, 4 , pp. 15~23, 1999.
- [17] Scott Wade, Matthew W. Dunnigan, " A New Method of Rotor Resistance Estimation for Vector controlled Induction Machines ", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 44, No.2, pp. 58~64, 1999.
- [18] Shyama P. Das and Ajit K. Chattopadhyay, " Observer-Based Stator Flux Oriented Vector Control of Cycroconverter -Fed Synchronous Motor Drive", IEEE Transaction on Industry

Application, Vol. 33, No. 4, pp. 944~955, 1997.

- [19] Hiroshi Watanabe " Pole-Placement of Secondary Flux Observer for Curl, rent Source Inverter Drive Sensor-less Vector controlled Induction Machine" JIEE Japan Vol. 4, No.824, pp. 232~233, 1999.
- [20] Shigeru Okuma, Shinji Doki, " Relation of Robust Vector Control System using Flux Observer and its Performance Evaluation ", T. IEE Japan, Vol. 119-D, No. 7, pp. 32~38 1999.
- [21] 손의식, 홍순일, " 유도전동기 센서리스 벡터구동 시스템의 구현", 한국조명·전기설비 학회 논문집 Vol. 17, No.1, pp. 68~73, 2003.
- [22] 손의식, 홍순일, "자속관측기를 이용한 유도전동기 자계 Orientation 형 센서리스 벡터제어", 박용기관학회 논문지 Vol. 27, No.1 pp. 100~107, 2003.
- [23] Jeng-Pyo Hong, Soon-Jae Kwon, Soon-Ill Hong, " Speed Sensorless Vector Control for AC Servo Motor Using Flux Observer", Journal of the Korean Society of Marine Engineering, Vol.28, No.2, pp. 185~191, 2004.

## 감사의 글

본 논문이 완성되기까지 너무나 부족한 제게 열정을 다하여 지도해 주시고 어려울 때면 언제나 용기를 주신 홍순일 교수님께 진심으로 감사드립니다.

그리고 바쁘신 와중에도 본 논문이 완성될 때까지 충고와 격려를 아끼지 않으시며 부족한 논문을 지도해 주신 강대하교수님, 박한석 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 아울러 항상 격려와 관심으로 지도해 주신 부경대학교 전기공학과와 모든 교수님에게 감사를 드립니다.

퍼지제어 연구실에서 같이 공부하며 격려를 아끼지 않고 많은 조언으로 본 논문을 완성할 수 있도록 도와준 정승환에게 감사드립니다. 아울러 학업에 전념할 수 있도록 배려 해주신 한국전기안전공사 부산·울산지역본부 동료 선·후배님들에게 깊은 감사를 드립니다.

마지막으로 곁에서 싫은 내색하지 않고 끝까지 묵묵히 도와준 사랑하는 아내, 두 딸, 그리고 부모님의 은혜에 감사드리며 이 기쁨을 함께 하고 싶습니다. 본 논문이 완성되기까지 많은 것을 베풀어주신 모든 분께 진심으로 감사드립니다.

2006년 2월

이 도 결 올림