

# 유도전동기의 벡터제어

인 하 대 학 교  
교 수 김 영 석

## 1. 서 론

생활수준의 향상으로 전기에너지의 수요는 지속적으로 증가되고 있는 추세이며 우리나라의 90년대 전기 에너지의 소비량 중 약 80% 정도가 전동기류에서 소비되고 있다. 전동기는 산업설비 분야 뿐만 아니라, 교통, 사무용기기, 가전기기 등에 적극적으로 사용되고 있으며 특히 지구환경 오염을 고려하여 21세기에는 전기자동차 등에 응용되어 앞으로 전동기류에 의해 소모되는 에너지량은 더욱 가속화 될 것이다. 이와 같이 산업분야에서 전동기가 전기에너지의 주된 소비원으로 구동되고 있으나 그중 각종 전동기류에서 소비하는 전력의 80% 이상이 유도전동기의 구동에 사용되고 있음이 주목할만하다. 산업현장에서 유도전동기가 대부분을 차지하고 있는 주된 이유는 구조가 가장 간단하고 견고하며 브러시가 없어서 보수가 거의 필요 없는 등 전동기로서의 장점이 많기 때문이다.

이와 같은 장점이 있음에도 불구하고 1970년대 초까지 산업계의 각종 기계에 있어서 정밀한 속도

제어, 위치제어, 급가감속 운전 등을 필요로 하는 용도에는 계자전류와 전기자전류를 독립적으로 제어 가능하여 토크제어가 용이한 직류전동기가 사용되어 왔다. 그러나 직류전동기는 정류자와 브러시의 마모에 따른 보수 점검이 필요하고 정류자의 정류 한계상 고속화·고압화 및 대용량화에도 한계가 있으며 설치 장소에도 제약을 받을 뿐만 아니라 가격이 고가인 단점을 가지고 있다. 이러한 이유로 구조가 간단하고 견고한 교류전동기의 가변속 시스템의 실용화가 진행되어 왔다. 이것은 전력용 반도체소자를 이용한 정지형 주파수 변환기기의 소형·고성능화와 마이크로 프로세서 등의 LSI기술의 현저한 진보에 의해 종래에는 기술 및 가격적으로 곤란했던 교류전동기의 주파수 제어를 통한 가변속 구동이 용이하게 행할 수 있게 되었다.

교류전동기 중에서도 농형 유도전동기는 구조가 가장 간단하고 견고하며 브러시리스화가 가능하기 때문에 보수가 거의 필요 없는 등 전동기로서의 장점이 많아서 1968년 D. Naunin과 1969년 K. Hasse에 의한 교류전동기의 특성 개선에 관한 논

문과 1971년 F. Blaschke에 의한 자속 벡터제어 (vector control) 논문이 발표된 이후 농형 유도전동기를 이용하여 직류전동기의 동등 이상의 제어성능을 얻을 수 있는 가능성을 보였으며, 그 후 이에 대한 연구가 활발히 진행되었다. 그 결과 현재는 첨단 과학 기술의 눈부신 발달에 힘입어 유도전동기의 벡터제어는 고성능 응답특성 및 정밀성을 요구하는 NC 공작기계, 고속 전철, 고속 엘리베이터, 로봇 시스템에까지도 널리 적용되고 있는 추세이다.

본고에서는 산업계의 많은 분야에서 유도전동기의 가변속제어, 위치제어 등에 광범위하게 응용되고 있는 유도전동기의 벡터제어시스템에 대한 이해를 돕고자 벡터제어의 기본이론과 벡터제어기술 그리고 최근 활발하게 연구되고 있는 속도센서리스 벡터제어에 대하여 언급하고자 한다.

## 2. 유도전동기의 수학적모델 및 벡터제어

유도전동기의 고성능 제어기술은 크게 스칼라 제어방식과 벡터제어방식으로 분류할 수 있다. 그중 한가지로는 스칼라 제어방법인 V/F 일정제어 방식으로 출력 토오크와 공극자속이 전압 및 전류와 입력주파수에 의해 결정되는데 제어변수 사이에서 결합된 비선형 항들이 과도상태에서 자속의 저하됨으로 인하여 토오크를 감소시켜 유도전동기

의 응답속도를 저하시키는 단점을 가지고 있다. 이에 반해 벡터제어 방식은 이를 개선하여 정상상태 및 과도상태에서의 응답특성을 개선시키는 성능을 가지게 되었다. 벡터제어의 원리를 이해하기 위하여 대칭 3상 권선을 가진 유도전동기는 변환이론을 통해 동일한 성능을 갖는 등가식으로 표현할 수 있다. [1-2]

### 2.1 좌표변환

3상 유도전동기의 등가 모델링을 간략화하기 위하여 다음의 가정이 필요 하다.

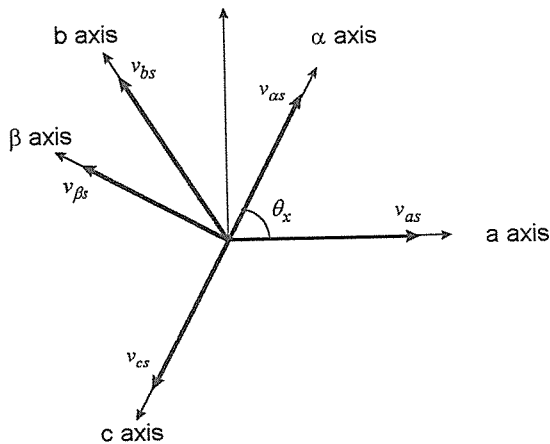
- 1) 공극자속이 일정하다.
- 2) 자기회로의 포화를 무시한다.
- 3) 고정자의 1차권선 및 회전자 2차권선의 기자력 분포는 정현파이다.
- 4) 회전자 도체는 고정자 기자력의 극수와 공간적으로 같게 분포한다.

(그림 2.1)은 이러한 가정하에서 3상권선을 2상으로 변환하였을때의 등가모델이다. 전압변환행렬에 적용시키면 다음과 같은 변환행렬을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_x & -\sin\theta_x & 1 \\ \cos(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

또한 역변환 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_x & \cos(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta_x & -\sin(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$



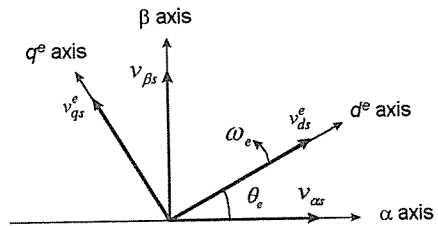
(그림 2.1) 3상 2상 변환

유도전동기에서 평형 3상전류가 흐르는 3상 권선인 경우에 진폭이 일정한 회전자계를 생성할 수 있으며, 이것은 평형 2상전류가 흐르는 2상권선에도 생성될 수 있으므로 3상권선의 모든 전류치는 2상권선의 전류의 합으로 표시할 수 있다. 또한 기자력분포에 의한 영향을 매순간에 있어 일치하도록 표시할 수 있다. 여기서 a상을  $\alpha$  축에 일치시키고, 즉  $\theta_x = 0$ 으로 놓고 영상분을 제외하면 다음으로 변환시킬 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

3상유도전동기를 앞에서와 같이  $\alpha$ - $\beta$ 축으로 변환한 경우에도 고정자와 회전자간에는  $\theta_e$ 만큼의 전기각 차이가 존재하므로 제어법칙의 올바른 정의를 위하여 전압, 전류, 자속의 변수들을 기준좌

표축인 고정자 직교좌표계( $\alpha$ - $\beta$  혹은 d-q)에서



(그림 2.2) 2상 변환

$\omega_e$ 로 회전하는 동기좌표계에서 모든 제어량을 표현할 수 있다. 회전자의 de-qe축과 고정자의  $\alpha$ - $\beta$ 축과의 관계를 (그림 2.2)에 나타내었다. 여기에서  $\alpha$ - $\beta$ 축은 고정자에 고정된 좌표계로서, 고정자의 a상권선을  $\alpha$ 축으로 하고 이보다 90도 앞서서  $\beta$ 축으로 정한 고정자 직교좌표계이다. de-qe축은 회전자자속의 각속도  $\omega_e$ 로 회전하고 있는 회전자에 고정된 동기좌표계를 나타낸다. 이들 고정자 직교좌표계( $\alpha$ - $\beta$ ) 및 회전좌표계(de-qe)의 관계에서 전압방정식을 표현하면 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t \\ \sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

따라서 좌표계를 기준으로 식(2.1)은 고정자 직교좌표계에서 a,b,c상으로의 변환, 식(2.2)와 식(2.3)은 a,b,c상에서 고정자 직교좌표계로의 변

환, 식(2.4)는 고정자 직교좌표계에서 동기좌표계로의 변환, 식(2.5)는 동기좌표계에서 고정자 직교좌표계의 변환식이다.

위의 변환식은 유도전동기 벡터제어이론에서 매우 중요한 이론이 된다. 유도전동기에서 고정자 3상권선에 평형 3상전류가 흐르게 되면 이 전류에 의해 각주파수  $\omega_e$ 로 회전하는 회전자계가 발생한다. 회전자  $\omega_r$ 의 속도로 회전하고 있다면 회전자에는 슬립주파수  $\omega_{sl}$ 에 기인한 기전력이 발생하고,  $\omega_{sl}$ 의 각 주파수로 회전하는 회전자계가 발생한다. 만일 고정자에 좌표계를 고정시킨 상태에서 회전자를 관측한다면, 회전자의 회전자계는  $\omega_{sl}$ 의 각주파수에 회전자  $\omega_r$ 가 회전하고 있는 각 주파수  $\omega_r$ 이 더하여져 고정자에서 발생한 회전자계의 각주파수와 일치하게 된다. 또한, 회전자에서 발생하는 전압과 전류의 각주파수는 고정자에 인가한 전압과 전류의 각주파수와 일치하게 된다. 즉, 고정자 직교 좌표계에서의 전압과 전류는 모두 각주파수  $\omega_e$ 를 갖는 교류이다. 이와 같이 고정자 직교좌표계의 전압과 전류량은 모두 교류이므로 이들을 직류로 해석할 수 있는 새로운 좌표계가 필요하다. 따라서 각주파수  $\omega_e$ 로 회전하는 교류량을 직류로 해석하기 위해서는 좌표축 자체도  $\omega_e$ 의 각주파수로 회전하도록 하면 편리하기 때문에 동기속도로 회전하는 동기 좌표계를 도입한다.

## 2.2 유도전동기의 d-q 등가모델

고정자 직교좌표계의 전압과 전류량은 각주파수  $\omega_e$ 로 회전하는 교류량이므로 직류로 해석하기 위해서는 좌표축 자체도  $\omega_e$ 의 각주파수로 회전하는 동기좌표계가 필요하다.[3] 동기 직교좌표계에서의 유도전동기의 고정자전압방정식은 다

음과 같다.

$$v_s^e = R_s i_s^e + \frac{d\lambda_s^e}{dt} \dots\dots\dots (2.6)$$

여기서 제어량  $v_s^e, i_s^e, \lambda_s^e$  등은 각각 동기좌표계에서의 전압, 전류 및 쇠교자속 벡터를 나타내며,  $d/dt$ 는 미분 연산자이다. 만일 좌표축이 동기속도  $\omega_e$ 의 각주파수로 회전한다고 하면 식(2.6)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_s^e = R_s i_s^e + \frac{d\lambda_s^e}{dt} + \omega_e \times \lambda_s^e \dots\dots\dots (2.7)$$

여기서 세 번째항은 회전속도에 따른 속도기전력의 항이다. 위 식을 de-qe 전압성분으로 표현하면 아래와 같다.

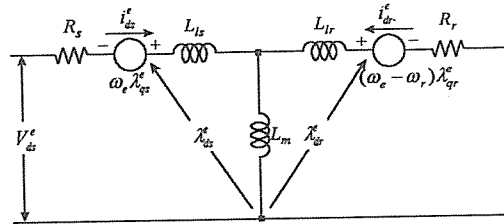
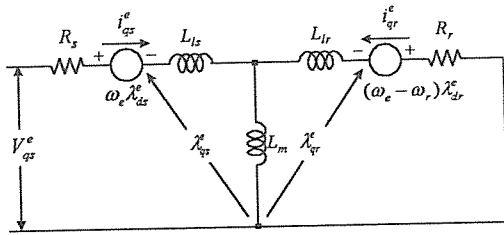
$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e \dots\dots\dots (2.8)$$

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_e \lambda_{ds}^e \dots\dots\dots (2.9)$$

회전하는 각주파수가  $\omega_r$ 이면 동기속도를 기준으로 한  $\omega_e$ 와의 상대적인 각 주파수가  $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ 이 되므로 유도전동기의 회전자의 de-qe 전압성분은 다음식과 같다.

$$v_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \dots\dots\dots (2.10)$$

$$v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \dots\dots\dots (2.11)$$



(그림 2.3) 동기좌표계에서의 d<sup>e</sup>-q<sup>e</sup> 등가회로

고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음과 같고

$$\lambda_{ds}^e = L_{ls} i_{ds}^e + M(i_{ds}^e + i_{dr}^e) = L_s i_{ds}^e + M i_{dr}^e \quad (2.12)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_{ls} i_{qs}^e + M(i_{qs}^e + i_{qr}^e) = L_s i_{qs}^e + M i_{qr}^e \quad (2.13)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_{lr} i_{dr}^e + M(i_{ds}^e + i_{dr}^e) = L_r i_{dr}^e + M i_{ds}^e \quad (2.14)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_{lr} i_{qr}^e + M(i_{qs}^e + i_{qr}^e) = L_r i_{qr}^e + M i_{qs}^e \quad (2.15)$$

윗식들을 토대로 동기 좌표계상에서 전동기의 등가회로는 (그림 2.3)과 같으며 동기좌표계상에서서의 유도전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ v_{dr}^e \\ v_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pM & -\omega_e M \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e M & pM \\ pM & -(\omega_e - \omega_r)M & R_r + pL_r & -(\omega_e - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)M & pM & (\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pM \\ pM & \omega_r M & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

여기서 p는 미분연산자이며, 유도전동기 회전자의 전압은 단락회로로 구성되어 있으므로 항상 영으로 표현할 수 있다. 여러가지 관측기를 이용하여 속도나 파라미터를 추정하기 위해서는 기준 좌

표축을 고정자좌표축에 일치시켜 전압, 전류, 자속 등의 변수들을 일관성 있게 다루면 편리하다. 동기 좌표계상에서의 3상 유도전동기의 전압방정식을 고정자 직교좌표계로 표현하면 식 (2.17)과 같으

며, 방정식에서의 회전하는 각 주파수  $\omega_r$ 은 고정자 직교좌표계와 회전자사이의 상대적인 속도차를 의미한다.

발생토크식 및 회전자속도의 상태식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{M}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \dots\dots\dots (2.18)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{T_e - T_L}{J_m} \dots\dots\dots (2.19)$$

여기서  $P_m, J_m, B_m$ 은 극수, 관성, 점성계수이다.

### 2.3 유도전동기의 벡터제어

타여자직류전동기는 전기자에서 만들어지는 기자력(MMF)의 방향이 고정자의 계자권선에서 만들어진 자계와 항상 수직이 되도록 하여 최대 토크를 발생시킬 수 있다. 따라서 고정자에서의 자계가 고정되어 있다는 가정하에 전기자전류를 제어하면 토크제어가 쉽게 해결된다. 유도전동기의 경우 토크는 3상전류에서 발생하는 회전자계와 이 자계에 따라 회전자에 흐르는 유도전류와의 상호작용에 의해 발생하는데 회전자계와 회전자전류 (2차전류)는 고정자전류(1차전류)로부터 공급되어지기 때문에 타여자 직류 전동기와 같이 회전자계와 회전자전류를 독립적으로 제어할 수 있는 벡터제어가 개발되었다. 벡터제어란 자속성분전류(회전자계)와 토크성분전류 (회전자전류)로 분리하여 이들 성분이 직교하도록 하여 최대

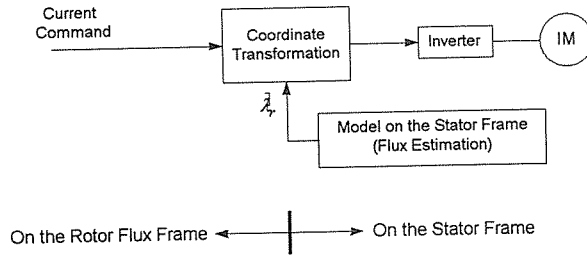
토크가 발생하도록 제어하는 것으로 직류기와 동등한 특성을 얻을 수 있다.

전동기의 고정자전류를 회전자자속각을 기준으로 제어하는데 이를 자속기준제어(field oriented control) 혹은 벡터제어(vector control)라고 한다. 이때 자속성분전류는 자속각과 일치하여야 하며 동기회전좌표계의 de축과 일치하도록 하고, 토크성분전류는 자속각과 직교하여 동기회전좌표계의 qe축과 일치하도록 하여 벡터제어를 수행한다. 따라서 회전자자속의 위치에 대한 정보가 벡터제어를 구현하기 위한 필수 요건이며, 회전자자속의 위치를 결정하는 방법에 따라 벡터제어는 직접형(자속 되먹임형) 벡터제어와 간접형(자속 앞먹임형) 벡터제어로 구분할 수 있으며, 자속 앞먹임형 벡터제어를 슬립 주파수형 벡터제어라고 한다.[4]

#### 2.3.1 직접형 벡터제어

직접형 벡터제어는 홀소자 등의 회전자자속 검출용 센서를 이용하여 회전자자속을 직접 검출한 후, 얻어진 회전자자속의 위치정보로 좌표변환을 수행하여 고정자전류를 직접제어하는 방식이다. (그림 2.4)는 직접형벡터제어의 블록선도이다. 직접형 벡터제어를 구현할 때 어려운 점은 회전자자속의 검출에 있지만, 개선방안으로 최근 관측기를 이용하여 회전자자속을 추정하고, 추정된 회전자자속을 벡터제어에 사용하는 방법이 제안되어지고 있다.[5]

동기회전좌표계에서 유도전동기의 회전자자속은 식 (2.14)와 식(2.15)와 같이 표현되고, 회전자자속의 크기는 식(2.20)으로 표현할 수 있다.



(그림 2.4) 직접형 벡터제어

$$|\lambda_r^e| = \sqrt{\lambda_{dr}^{e2} + \lambda_{qr}^{e2}} \quad \dots\dots\dots (2.20)$$

회전자자속이 일정하도록 제어하므로 식(2.23)과 식(2.25)는

좌표계의 de축을 자속축과 일치시킨다면, qe축 자속은 0이 된다. 즉, 식(2.20)은

$$i_{dr}^e = 0 \quad \dots\dots\dots (2.27)$$

$$i_{dr}^e = \frac{\lambda_{dr}^e}{M} \quad \dots\dots\dots (2.28)$$

$$|\lambda_r^e| = \sqrt{\lambda_{dr}^{e2}} = |\lambda_{dr}^e| \quad \dots\dots\dots (2.21)$$

가 됨을 알 수 있다. 유도전동기의 순시토크는 전류벡터와 자속벡터의 외적에 의하여 구해지므로 그 크기는 다음과 같다.

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad \dots\dots\dots (2.22)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{M}{L_r}\right)\lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad \dots\dots\dots (2.29)$$

과 같이 된다. 이로부터 de축 및 qe축성분 전류는 다음과 같이 구할 수 있다.

즉, 회전자자속을 일정하게 제어하는 경우, 여자성분전류  $i_{ds}^e$ 와 토오크성분전류  $i_{qs}^e$ 를 타여자분권 직류전동기의 여자전류 및 전기자전류에 각각 대응시켜 제어할 수 있다. 여자성분전류의 지령치, 토오크성분전류의 지령치, 위상은 다음과 같다.

$$i_{dr}^e = -\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} \left(\frac{1}{R_r}\right) \quad \dots\dots\dots (2.23)$$

$$i_{dr}^{e*} = \frac{\lambda_{dr}^{e*}}{M} \quad \dots\dots\dots (2.30)$$

$$i_{qr}^e = -\frac{\omega_{sl}}{R_r} \lambda_{dr}^e \quad \dots\dots\dots (2.24)$$

$$i_{qs}^e = \left(\frac{4}{3P}\right)\left(\frac{L_r}{M}\right)\left(\frac{T_e^*}{\lambda_{dr}^{e*}}\right) \quad \dots\dots\dots (2.31)$$

$$i_{ds}^e = \frac{\lambda_{dr}^e}{M} + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} \left(\frac{L_r}{MR_r}\right) \quad \dots\dots\dots (2.25)$$

$$i_{qs}^e = -\frac{\omega_{sl}}{MR_r} L_r \lambda_{dr}^e \quad \dots\dots\dots (2.26)$$

$$|i_s^{e*}| = \sqrt{i_{ds}^{e*2} + i_{qs}^{e*2}} \dots\dots\dots (2.32)$$

$$i_{bs}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} |i_s^{e*}| \cos(\theta_s^* - \frac{2\pi}{3}) \dots\dots\dots (2.36)$$

$$\alpha^* = \tan^{-1} \left\{ \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right\} \dots\dots\dots (2.33)$$

$$i_{cs}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} |i_s^{e*}| \cos(\theta_s^* + \frac{2\pi}{3}) \dots\dots\dots (2.37)$$

회전자자속좌표상의 고정자전류벡터와 회전자속의 위치를 고려한다면 고정자의 a상권선에 대한 고정자전류의 위상은 다음과 같이 구하여진다.

$$\theta_{is}^* = \theta_\lambda + \alpha^* \dots\dots\dots (2.34)$$

$\theta_{is}^*$  : 고정자의 a상권선에 대한 고정자전류의 위상각 지령치

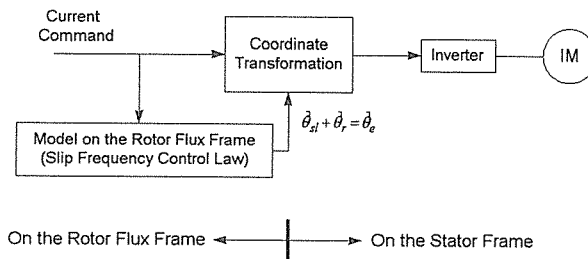
$\theta_\lambda$  : 고정자의 a상권선에 대한 회전자자속의 위상각 지령치

실제로 제어할 수 있는 전류는 고정자 좌표계의 3상전류이므로 고정자 3상 전류지령치를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{as}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} |i_s^{e*}| \cos \theta_{is}^* \dots\dots\dots (2.35)$$

### 2.3.2 간접형 벡터제어

간접형벡터제어는 슬립각속도 지령치를 회로정수, 자속분 지령전류, 토크분 지령전류로부터 계산하고 이 값에 검출된 유도전동기의 실제 회전자속도를 가산하고 적분하여 동기속도로 회전하는 예측된 자속 각주파수를 추정하여 제어를 행하는 방법이다. (그림 2.5)는 간접형벡터제어의 블록선도이다. 간접형벡터제어는 직접형벡터제어와 같이 별도의 자속 검출센서를 생략할 수 있기 때문에 유도전동기에 적용할 수 있는 범용성을 가지며 디지털제어를 위한 소프트웨어 처리에도 용이하다. 그러나, 슬립주파수형 벡터제어에 있어서는 회전자자속을 추정하기 위하여 유도전동기 회로정수를 사용하기 때문에 유도전동기의 회로정수에 대한 감도가 매우 높다는 단점을 가지고 있다. 간접형 벡터제어를 설명하기 위해 고정자 전류벡터를 각 기준축으로 분해한 페이서도는 (그림 2.6)과 같다.



(그림 2.5) 간접형 벡터제어





(그림 2.6)에서 볼 수 있듯이 d-q축은 고정자 축에 고정되어 있고, de-qe축은 동기각속도 $\omega_e$ 로 회전하며, 회전자자속축은 de축과 일치하며 회전자속에 대해 슬립각  $\theta_{sl}$ 를 유지하면서 회전한다. 따라서 고정자전류는 여자분전류  $i_{ds}^e$ 와 토오크분전류  $i_{qs}^e$ 로 분리하여 제어함을 알 수 있다. 회전자의 실제 각속도 $\omega_r$ 과 슬립각속도 $\omega_{sl}$ 의 합은 자속의 회전각속도 $\omega_e$ 가 되며 이는 간접형 벡터제어의 기본이 된다. 식(2.10)과 식(2.11)의 회전자전압방정식과 (2.14)와 (2.15)의 회전자의 쇄교자속 식으로부터 de-qe축 회전자전류 성분은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$i_{ds}^e = \frac{1}{L_r}(\lambda_{ds}^e - Mi_{ds}^e) \dots\dots\dots (2.38)$$

$$i_{qs}^e = \frac{1}{L_r}(\lambda_{qs}^e - Mi_{qs}^e) \dots\dots\dots (2.39)$$

위의 식을 회전자전압 방정식에 대입하여 전개하면 다음과 같다.

$$\frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\lambda_{ds}^e - \frac{M}{L_r}R_r i_{ds}^e - \omega_{sl}\lambda_{qs}^e = 0 \dots\dots (2.40)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\lambda_{qs}^e - \frac{M}{L_r}R_r i_{qs}^e - \omega_{sl}\lambda_{ds}^e = 0 \dots\dots (2.41)$$

벡터제어를 실시하기 위하여 회전자자속의 크기는 일정한 것으로 보고, 동기좌표계의 de축과 회전자자속축을 일치시킨다면 식 (2.22)와 같다. 식 (2.22)를 식(2.40)과 식(2.41)에 대입하여 전개

하면 다음의 수식을 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{ds}^e} \dots\dots\dots (2.42)$$

$$\lambda_{ds}^e = Mi_{ds}^e \dots\dots\dots (2.43)$$

유도전동기의 토오크식은 식(2.29)와 같으며, 식(2.42)의 슬립각속도 지령치에 유도전동기의 실제 회전각속도를 가산하고 적분하여 동기속도로 회전하는 예측된 회전자자속 각주파수를 추정할 수 있다.

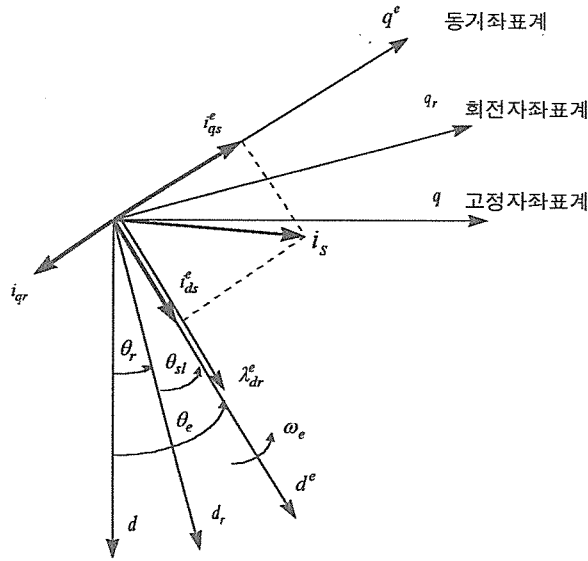
$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_{sl} + \omega_r) dt \dots\dots\dots (2.44)$$

이때 동기 회전자좌표계상에서의 자속성분전류 및 토오크성분전류의 지령치는 다음과 같다.

$$i_{ds}^{e*} = \frac{1}{M} \lambda_{ds}^e \dots\dots\dots (2.45)$$

$$i_{qs}^{e*} = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\lambda_{ds}^e} T_e \dots\dots\dots (2.46)$$

따라서 식(2.44)에서 얻어진 회전자자속의 위상으로부터 식(2.45)와 식(2.46)의 동기 회전자좌표계상에서의 자속성분전류 및 토오크성분전류를 이용하여 식(2.5)와 같이 고정자 직교좌표계로 변환한 후 식(2.1)을 이용하여 다시 3상 변환하면 실제로 제어할 수 있는 고정자 좌표계의 3상 전류지령치를 얻을 수 있다.



(그림 2.6) 간접형 벡터제어의 페이스도

### 3. 자속관측기 및 속도센서없는 벡터제어

본 장에서는 기존에 연구되어진 유도전동기의 자속관측기 및 속도 센서리스 벡터제어 방식에 대하여 언급한다.[6]

#### 3.1 자속관측기를 이용한 유도전동기의 벡터제어

직접형 벡터제어를 수행하기 위해서는 회전자자속을 정확히 검출, 또는 추정하여야 한다. 회전자자속을 직접 검출하는 방법으로는 자기감응소자를 사용하여 에어갭 자속을 검출하지만, 이 방법은 모터의 가공이 필수 불가결이고 범용 전동기로의 적용은 불가능하다. 이를 극복하기 위해 자속관측기를 이용하여 자속센서를 사용하지 않고 회전자자속을 전압과 전류로부터 추정함으로써 직접형백

터제어를 실현하게 되었다. (그림 3.1)은 자속관측기를 이용한 벡터제어의 블록도를 보여주고 있다.

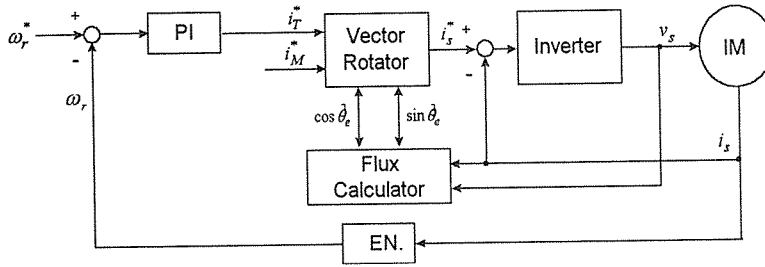
자속 관측기를 구성하기 위해서 상태방정식에 따른 유도전동기의 모델화가 필요하다. 고정자좌표계( $d$ - $q$ 좌표계)상에서의 유도전동기의 상태방정식은 고정자전류 및 회전자 자속을 상태변수로 하고, 고정자 전압을 제어입력으로 하는 선형방정식으로 표현되어질 수 있다.

$$\dot{X} = AX + Bv_s \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$$Y = CX \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

여기서,

$$X = [i_s \quad \lambda_r]^T$$



(그림 3.1) 자속 관측기를 이용한 벡터제어

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

$$i_s = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T$$

$$\lambda_r = [\lambda_{dr} \quad \lambda_{qr}]^T$$

$$v_s = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T$$

$$A_{11} = \left( -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \right) I$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left( \frac{R_r}{L_r} I - \omega_r J \right)$$

$$A_{21} = \frac{R_r M}{L_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{R_r}{L_r} I + \omega_r J$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

$$C = [I \quad 0]$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

$i_{ds}, i_{qs}$  : d축, q축 고정자전류

$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$  : d축, q축 회전자자속

$v_{ds}, v_{qs}$  : d축, q축 고정자전압

$R_s, R_r$  : 고정자 및 회전자저항

$L_s, L_r$  : 고정자 및 회전자의 자기인덕턴스

$M$  : 상호인덕턴스

$\omega_r$  : 회전자의 각속도(전기각)

$\sigma$  : 누설계수

위의 상태방정식으로부터 관측기이론을 적용하여 다양한 형태의 자속관측기를 구성하는 것이 가능하며, 자속관측기는 최소차수 자속관측기와 동일차수 자속 관측기로 크게 분류할 수 있다.

### 3.1.1 최소차수 자속관측기를 이용한 벡터제어

유도전동기의 상태방정식은 d축, q축 고정자전류 및 회전자자속의 상태변수를 가지지만 이 가운데 고정자전류는 직접 측정이 가능하다. 따라서 관측할 수 없는 상태변수인 회전자자속만을 추정하는 최소차수 자속관측기를 구성한다. 전류모델에서 회전자자속을 회전자자속 추정치로 치환하는 자속관측기를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\dot{\hat{\lambda}}_r = \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \hat{\lambda}_r + \frac{R_r M}{L_r} i_s$$

..... (3.3)

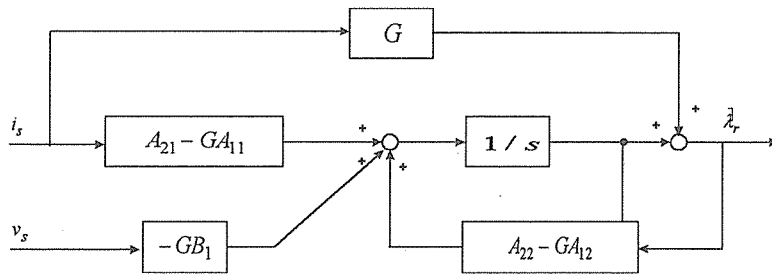
전류모델의 오차방정식과 고유치는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\dot{e} = [-(1/\tau_r)I + \omega_r J]e \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

$$\dot{s} = -(1/\tau_r) \pm j\omega_r \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

회전자속의 추정오차를  $e = \hat{\lambda}_r - \lambda_r$ 로 한다면

따라서 추정오차의 수축속도는 회전자 시정수



(그림 3.2) 최소차수 자속관측기

$\tau_r$ 에 좌우되고 속도가 큰 범위에서는 상대적으로 허수부가 크게 되어 심하게 진동하게 된다. 이것은 전류모델이 수정 되먹임항을 가지지 않는 것에 기인하기 때문이다.

또한 전류모델을 이용한 자속관측기와는 달리 전압모델을 이용하여 오차수정 되먹임을 설정한 자속관측기가 제안되어지고 있다. 다음과 같이 전압모델로 불러우는 자속연산기가 얻어질 수 있다.

$$\dot{\hat{\lambda}}_r = (L_r / M) (v_s - R_r i_s - \sigma L_r i_s) \quad \dots\dots (3.6)$$

전압모델의 오차 방정식은  $\dot{e} = 0$ 이며, 만일 초기오차가 존재한다면 감쇄되지 않고 그 형태대로 자속추정에 사용되는 것은 가능하지 않다. 그

러나 전압모델은 방정식중에 회전자속도를 포함하지 않는 특징이 있기 때문에 속도센서없는 벡터제어에서 회전자속의 연산이 필요로 하는 경우에 이용되기도 한다. 전압모델을 이용하여 최소차수 관측기를 Gopinath의 방법에 적용한다면 다음과 같은 형태로 구성될 수 있다.[7]

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\lambda}}_r &= A_{22} \hat{\lambda}_r + A_{21} i_s + G(i_s - A_{12} \hat{\lambda}_r - A_{11} i_s - B_1 v_s) \\ &= (A_{22} - GA_{12}) \hat{\lambda}_r + (A_{21} - GA_{11}) i_s - GB_1 v_s + G i_s \end{aligned}$$

..... (3.7)

여기서 G는 관측기의 이득행렬이며, 이때 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{e} = (A_{22} - GA_{12})e = -Le \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

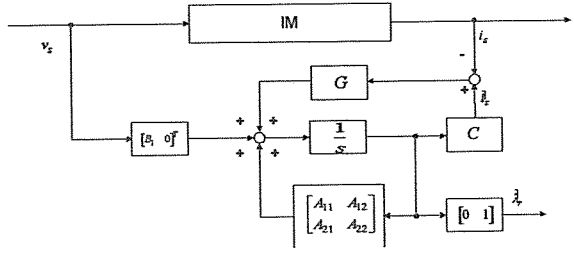
여기서  $-L$ 은 시스템의 계인행렬이다. 최소차수 자속관측기의 블록선도는 (그림 3.2)와 같다. 오차방정식으로부터 (A22-GA12)는 가관측이고, 관측기 이득행렬  $G$ 를 적절히 설정하는 것에 따라 관측기의 극( $-L$ 의 고유치)을 임의로 설정하는 것이 가능하다.[7]

3.1.2 동일차수 자속 관측기를 이용한 벡터제어

고정자전류의 추정오차를 수정되먹임항으로 하여 동일차수 자속관측기를 구성할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{i}_r \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{i}_r \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} + [B \ 0]^T v_s + G(i_s - \hat{i}_s) \dots\dots\dots (3.9)$$

여기서  $G$ 는 고정자전류의 추정오차에 따른 수정되먹임 이득이다. (그림 3.3)은 동일차수 자속 관측기의 블록선도를 나타낸다.



(그림 3.3) 동일차수 자속관측기

최소차수 자속관측기가 회전자자속만을 추정하는 것에 반해 동일차수 자속 관측기는 고정자전류의 추정도 하고 있다. 그리고 이 고정자전류 추정치를 활용하여 이산화한 경우의 연산시간 지연을 보상한 예측형 자속관측기나 파라미터 추정기능을

추가하는 방법 등이 제안되고 있다.[8] 그러나 최소차수 관측기의 차수가 2차인 것에 비하여 동일차수 관측기의 차수는 4차이고, 따라서 관측기의 구성은 복잡해지고 극배치의 도출도 최소차수의 경우만큼 간단하지는 않는 단점을 가지고 있다.

3.2 속도센서리스 벡터제어

전절에서 언급된 벡터제어기들은 속도제어기 및 회전자자속의 위치를 얻어내기 위하여 회전속도의 정보를 필요로 하기 때문에 엔코더, 타코 제네레이터, 레졸버 등의 속도센서가 사용되어지고 있다. 그러나 이러한 속도센서는 고가이며, 전동기와의 커플링이 어렵고, 전동기에서 구동회로측으로의 배선이 복잡하여 잡음이 혼입하는 문제점이 있고, 또한 콤프레서나 전기자동차 등의 용도를 생각할 경우 특수환경하에서 속도센서의 내환경성도 문제가 된다. 따라서 속도센서를 부착하지 않음으로써 시스템의 간소화·범용화를 행할 수 있는 벡터제어의 속도센서리스화에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.[9]

유도전동기의 속도센서리스 벡터제어를 구현하기 위하여 제어와 추정의 관점에서 크게 직접형과 간접형 속도센서리스 벡터제어로 나눌 수 있으며 [10], 기존에 제안된 대표적인 방식으로 토오크전류 적분방식, 회전자자속 적분방식, MRAS 속도 추정방식, 적응 동일차수 자속추정방식 등이 있다.

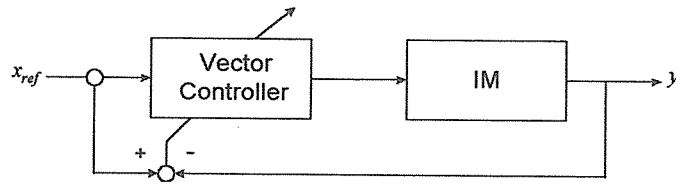
3.2.1 직접형 속도센서리스 벡터제어

직접형 속도센서리스 벡터제어는 (그림 3.4)에 보인 시스템의 구성과 같이 제어와 추정이 동시에 행하여진다. 지령치  $x_{ref}$ 와 출력  $y$ 와의 편차로부터 벡터제어기의 내부상태변수를 바르게 결정한다

고 하면 벡터제어기에서 유도전동기의 회전속도가 추정되어질 수 있다.

직접형 속도센서리스 벡터제어는 시스템 구성이 간단하다는 잇점이 있기 때문에 많은 실용화가 이르고 있지만 속도추정기가 벡터제어기에 있기 때

문에 안정성의 해석 등이 용이하지 않은 것이 결점이다. 또한 전원주파수 지령치를 앞먹임형태로 하기 때문에 직접형 벡터제어로의 적용이 불가능하다는 결점이 있다.



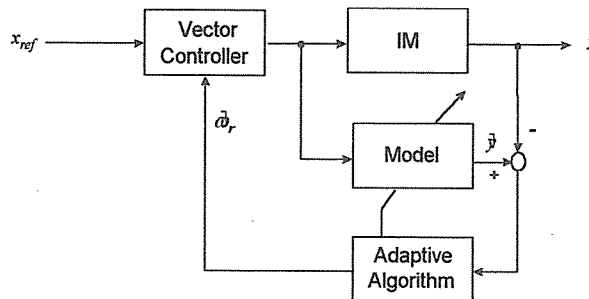
(그림 3.4) 직접형 속도센서리스 벡터제어

### 3.2.2 간접형 속도센서리스 벡터제어

제어와 속도추정기를 분리하여 속도를 추정하고 이를 제어하는 것이 간접형 속도센서리스 벡터제어이다. (그림 3.5)는 이 시스템의 구성을 보여주고 있다. 속도추정기는 유도전동기의 모델에 따라 유도전동기의 출력  $y$ 의 추정치를 연산하고 그 추정오차로부터 적응 추정알고리즘에 따라 모델의

내부 상태변수인 회전속도를 추정한다.

간접형 속도센서리스 벡터제어는 직접형과 비교하여 시스템 구성이 복잡한 것이 결점이지만 속도 추정기는 선형의 적응제어이론이 적용가능하기 때문에 안정성의 해석이 용이하다. 또한 속도추정기가 벡터제어기로부터 독립적이기 때문에 일부의 경우를 제외하고 슬립주파수형과 직접형벡터제어에 모두 적용가능한 것이 특징이다.



(그림 3.5) 간접형 속도센서리스 벡터제어







를 추정한다. 이 방식은 형식적으로는 간접형 속도 센서리스 벡터제어에 속하며, 자속연산을 위하여 전원주파수를 필요로 하기 때문에 직접형 속도센서리스 벡터제어에의 적용은 어렵다. MRAS 방식의 또 다른 연구에서는 고정자좌표계상의 상태방정식이 사용되어지고 있으며, 이 기본구조는 (그림 3.8)과 같다. 전압모델로부터 연산된 회전자 자속의 추정치와 전류모델로부터 연산된 회전자 자속의 추정치의 오차로부터 적응조정칙에 의해 추정속도를 연산하는 방식이다. 전압모델에 따라 계산된 회전자자속은 회전속도와 관련있는 항이 없기 때문에 실제값으로 가정하고, 전압모델 및 전류모델사이에서 회전자자속의 오차신호는 속도와 관련있는 항으로의 변환이 된다.

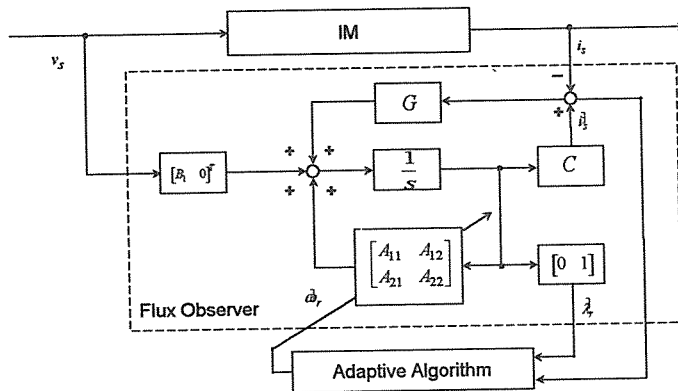
### 3.2.6 적응 동일차수 자속관측기를 이용한 속도 센서리스 벡터제어

적응 동일차수 자속관측기는 자속관측기에 회로정수 추정기구를 부가하여 시스템 행렬중에서의 수 관측기를 이용하여 고정자전류 및 회전자자속

회전속도를 추정하는 것이다.[8] 이 경우 동일차수를 추정하고, 추정된 전류와 실제전류의 차로부터 적응조정칙에 따라 회전속도를 연산하는 것이다. 적응 동일차수 자속관측기의 기본구조는 (그림 3.9)와 같다. 이 방식은 구조적으로는 고정자 전류의 추정오차를 오차신호로 하는 모델규범 적응 시스템이다. 다시 말하면 MRAS 속도 추정기를 최소차수 자속관측기로 사용한 적응관측기의 특별한 경우로 볼 수 있다.

동일차수 회전자자속 관측기는 식 (3.1), (3.2)와 같이 고정자좌표계(d-q)상에서 설계한다. 유도전동기의 상태방정식은 고정자전류 및 회전자자속을 상태변수로 하고, 고정자 전압을 제어입력으로 하는 상태방정식으로 하며 고정자전류의 추정오차를 수정 되먹임항으로 부가하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{\hat{X}} = \hat{A}\hat{X} + Bv_s + G(\hat{i}_s - i_s) = \hat{A}\hat{X} + Bv_s + GC(\hat{X} - X) \quad \dots\dots\dots (3.15)$$



(그림 3.9) 적응 동일차수 자속관측기를 이용한 속도센서리스 벡터제어

관측기의 극은 수정 되먹임 게인행렬 G에 따라 임의의 위치에 설정하는 것이 가능하다. 유도전동기의 극은 내부 정수들의 변화에 따라 변동하므로 식 (3.16)과 같이 게인 행렬 G를 설정한다면 유도기 자신의 극의 변화에 비례해서 관측기의 극을 변화시키는 가변극배치 동일차수 회전자자속 관측기를 구성할 수 있다.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.16)$$

여기서,

$$g_1 = (k-1) \left( \frac{R_s}{\sigma L_r} + \frac{1}{\sigma L_r} \right)$$

$$g_2 = (k-1) \hat{\omega}_r$$

$$g_3 = (k^2-1) \left( \frac{L_r}{M} \left( R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau} \right) + \frac{1}{\tau} \right) - \frac{\sigma L_r}{M} (k-1) \left( \frac{R_s}{\sigma L_r} + \frac{1}{\sigma L_r} \right)$$

$$g_4 = \frac{\sigma L_r L_r}{M} (k-1) \hat{\omega}_r$$

$$c = -\frac{\sigma L_r L_r}{M}$$

이것은 관측기의 극이 유도전동기 고유의 극에 k(이득)배 비례하도록 설정하는 것이다. 이와 같이 G를 설정한다면 식 (3.15)로부터 회전자자속을 추정할 수 있다. 또한 회전속도를 추정함으로써 센서리스 제어를 구현하기 위하여 적응칙이 Lyapunov의 안정 조건을 만족한다면 안정성이 확보되었음을 확인할 수 있다. 이것으로부터 그 추정치와 실제치와의 차를 오차신호를 이용하여 식(3.17)로부터 회전속도를 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_{\omega p} (e_{id} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iq} \hat{\lambda}_{dr}) + K_{\omega i} \int (e_{id} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iq} \hat{\lambda}_{dr}) dt$$

$$= K_{\omega p} \varepsilon + K_{\omega i} \int \varepsilon$$

$$= \hat{\omega}_{rp} + \hat{\omega}_{ri} \dots\dots\dots (3.17)$$

식 (3.17)에서  $K_{\omega p}, K_{\omega i}$ 는 0보다 큰 상수이고,

$$\varepsilon = e_{id} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iq} \hat{\lambda}_{dr} \dots\dots\dots (3.18)$$

$$e_{id} = \hat{i}_{dr} - i_{dr} \dots\dots\dots (3.19)$$

$$e_{iq} = \hat{i}_{qs} - i_{qs} \dots\dots\dots (3.20)$$

이다.

### 3.2.7 적응 이원관측기를 이용한 속도센서리스 벡터제어

유도전동기의 속도센서리스 벡터제어를 구현하기 위하여 자속관측기로서 동일차수 관측기와 최소차수 관측기의 적용이 검토되고 있지만, 온도상승으로 인한 회전자저항의 증가나 철심의 포화로 인한 인덕턴스 감소 등이 발생하고, 회로정수의 변동은 상태관측기의 적용을 곤란하게 한다. 따라서 이를 극복하기 위하여 견실제어 방법으로서 적응 이원관측기를 이용한 속도센서리스 벡터제어가 있다.[14] 이 시스템은 간접형 속도센서없는 벡터제어계로서 적응관측기와 추정자의 안정성을 확보하고 최적 극배치법을 이용하여 회로정수 변동에 대해 저감도한 특징을 가지고 있다. 적응 이원관측기를 이용한 회전자자속의 추정식은 다음과 같다.

$$\dot{\hat{i}}_s = A_{11} \hat{i}_s + A_{12} \hat{\lambda}_r + Bv_s + u_1(t, x) + D_1 w \psi$$

$$\dots\dots\dots (3.21)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_s = A_{21} \hat{i}_s + A_{22} \hat{\lambda}_r + u_2(t, x) + D_2 w \psi \dots (3.22)$$

여기서,

$$u_1(t, x) = K_1' \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1' & 0 \\ 0 & k_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_d |\sigma_d| \\ \mu_q |\sigma_q| \end{bmatrix}$$

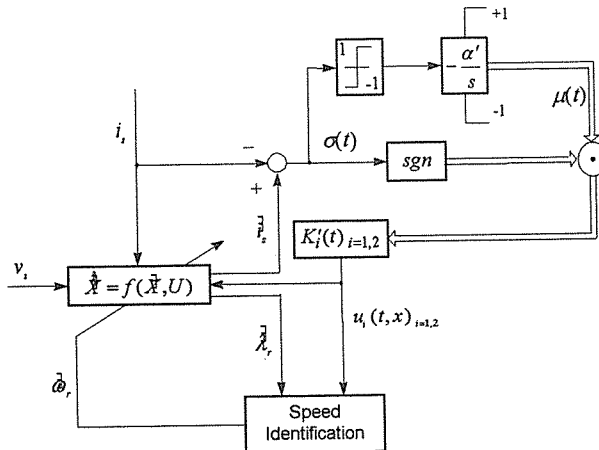
$$u_2(t, x) = K_2' \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11}' & k_{12}' \\ k_{21}' & k_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_d |\sigma_d| \\ \mu_q |\sigma_q| \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu}_d \\ \dot{\mu}_q \end{bmatrix} = -\alpha' \cdot \begin{bmatrix} \text{sgn} \sigma_d [x_d(t)] \\ \text{sgn} \sigma_q [x_q(t)] \end{bmatrix} \quad \text{for } |\mu| \leq 1$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu}_d \\ \dot{\mu}_q \end{bmatrix} = -\gamma' \cdot \begin{bmatrix} \mu_d \\ \mu_q \end{bmatrix} \quad \text{for } |\mu| > 1$$

이원관측기에 적응추정기를 부가한 벡터제어 시스템은 (그림 3.10)과 같다. 유도전동기의 실제전류와 추정전류의 오차를 이용하여 Lyapunov의 안정도 이론에 기초로 하는 적응칙을 유도하고, 회전속도에 대해서 적응칙을 다음과 같이 유도된다.

$$\dot{\hat{\omega}}_r = K_I \frac{\varepsilon}{p \|\hat{\lambda}_r\|^2} z'^T J \hat{\lambda}_r + K_P \frac{\varepsilon}{p} \frac{d}{dt} \left[ \frac{z'^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \right] \quad \dots \dots \dots (3.23)$$

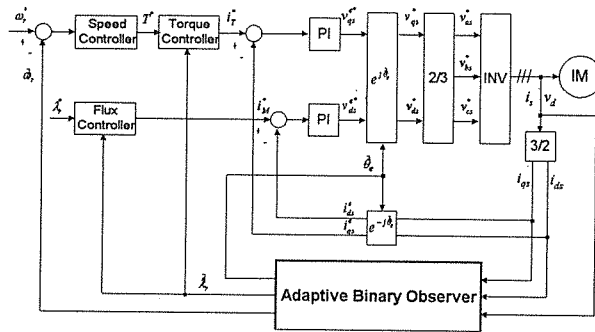


(그림 3.10) 적응 이원관측기를 이용한 속도센서리스 벡터제어

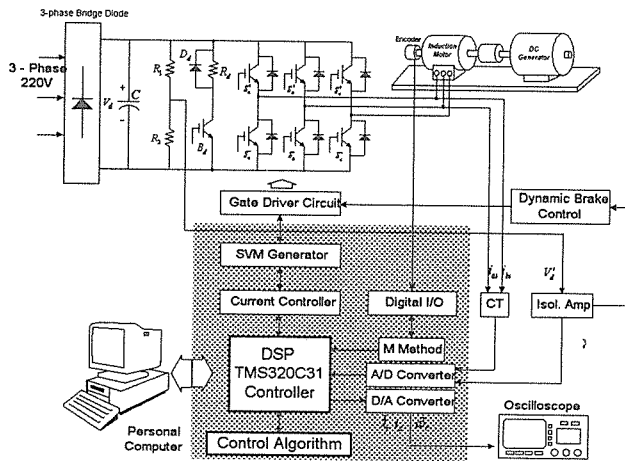
### 4. 벡터제어시스템의 실제

(그림 4.1)은 전절에서 언급한 적응 이원관측기의 블록선도이며 (그림 4.2)는 이를 구현하기 위한 정격 3KW 3상 유도전동기의 속도 센서리스 벡터제어 시스템의 전체 하드웨어 블록선도이다. (그림 4.3)은 적응 이원관측기를 이용한 속도응답 특성을 보여주고 있다. 속도지령치를 600rpm~

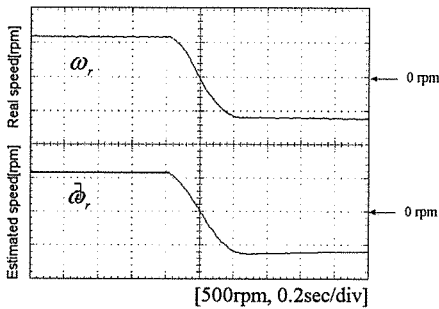
-600rpm인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 추정자속, 실제전류 파형이다. 정·역회전 지령에 대한 정상상태까지의 도달 시간은 약 0.4초였으며 추정된 속도가 실제속도와 거의 일치하고 있으며 오버슈트 없이 과도상태에서의 빠른 응답 특성을 볼 수 있었다. 추정자속 및 실제전류도 거의 안정하게 동작하고 있음을 볼 수 있다. (그림 4.4)는 50rpm에서의 정·역 회전시의 실제속도, 추정속



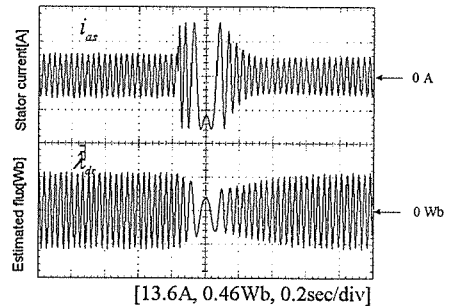
(그림 4.1) 적응 이원관측기를 이용한 속도센서리스 벡터제어 시스템



(그림 4.2) 속도센서리스 벡터제어 시스템의 하드웨어 블록도

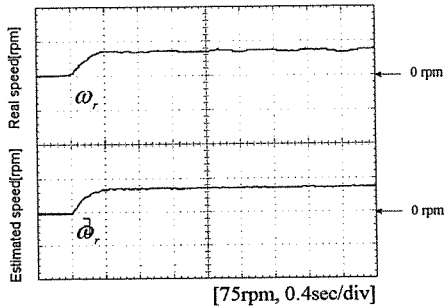


(a) 실제, 추정속도

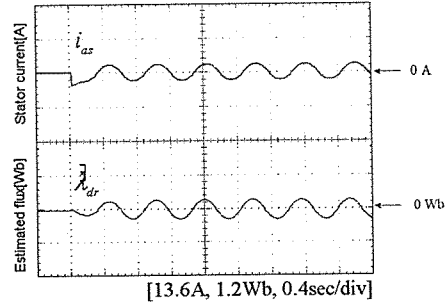


(b) 실제전류, 추정자속

(그림 4.3) 속도센서리스 벡터제어 시스템의 속도응답(600 ~ -600rpm)



(a) 실제, 추정속도



(b) 실제전류, 추정자속

(그림 4.4) 속도센서리스 벡터제어 시스템의 속도응답(50rpm)

도, 추정자속 그리고 실제전류를 나타내고 있다. 정상상태에서 약간의 흔들림이 발생하고 있으나 이는 직류전류의 맥동, 인버터 휴지기간, 리액턴스의 감소 등으로 인한 실제전류의 맥동 때문인 것으로 생각된다. 하지만 고속영역에서와 거의 마찬가지로 매우 양호한 속도응답특성을 보여주고 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 정류자와 브리시가 없어서 가격이 저렴하고 견고하여 대용량화가 가능한 유도전동기의 수학적 등가모델, 벡터제어 이론의 원리, 직접형 벡터제어, 간접형 벡터제어 및 토오크전류 적분방식, 회전자자속 적분방식, MRAS 속도 추정기, 적응 동일차수 자속관측기, 적응 이원관측기 등 속도센서리스 벡터제어의 각종 방식들을 간략

히 설명하였다. 이를 구현한 예로써 적응 이원관측기를 이용한 속도센서리스 벡터제어 시스템을 선정하여 전체적인 알고리즘 및 하드웨어 시스템을 보았으며 실험을 통하여 이를 검증하였다.

벡터제어시스템은 기존의 제어방식에 비해 그 속응성과 고속의 제어성능이 보다 향상되었으며, 전동기 내부의 가공을 제거할 수 있을 뿐만 아니라 회로정수 변동에 저감도한 자속관측기를 적용한 벡터제어계를 구현할 수 있었다. 또한 속도센서를 부착하지 않음으로써 시스템의 간소화·범용화를 행할 수 있는 벡터제어의 속도센서리스화가 실용화되었으며 회로정수 변동에 견실한 제어법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 따라서 유도전동기 벡터제어시스템은 고성능 응답특성 및 정밀성을 요구하는 NC 공작기계, 고속 전철, 고속 엘리베이터, 로봇 시스템 및 고정도 산업설비분야에 널리 적용될 것이다.