

윤 병 도    정 달 호\*  
중앙대학교 전기공학과\*

### A Study on Speed Control of Three-Phase Induction Motor Based on The Reduced Order Observer Theory

Byung - Do Yoon,    Dal - Ho Cheong\*

Department of Electrical Engineering, Chung - Ang University

ABSTRACT

THIS PAPER IS PROPOSED A NOVEL FLUX OBSERVER BASED ON GOPINATH REDUCED ORDER OBSERVER FOR VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR. WE SUGGEST RESULT OF SIMULATION ON THE PAPER. WE WILL CONSTRUCT FLUX VECTOR FEEDBACK CONTROL TYPE FOR INDUCTION MOTOR USING FULX OBSERVER.

1. 서론

직류전동기는 자속 과 토오크를 쉽게 제어 할 수 있어 가변속 제어 용도에 널리 이용되고 있지만 정류자와 브러쉬를 빈번하게 보수해야 하는 제약을 갖고 있다. 그러나 능형 유도전동기는 견고하고 구조가 간단한 장점을 갖고 있다. 최근에 전력전자 기술과 함께 능형 유도전동기로 직류전동기의 속도-토오크 특성과 동일하게 갖는 가변속 제어를 할 수 있어 PINCH ROLL, ROLLING MILL 등 직류전동기의 가변속 제어가 요구 되어지는 산업에도 응용되고 있다. 유도전동기의 고정자 전류를 여자분 과 토오크분으로 분류하여 제어하면 매우 안정되고 빠른 응답으로 속도가 제어된다. 이 제어 방법으로는 첫째 슬립 주파수 제어 방법 과 둘째로 자속 벡터 피드백 방법으로 분류된다. 슬립 주파수 제어 방법에는 전동기의 온도, 주파수, 전류에 따라 회전자 저항이 변화되어 이에 따른 보상을 해야 한다. 그러나 저속도 나 무부하에서는 보상하기 어려워 토오크를 정확히 제어 시키기 곤란하다. 자속 벡터 피드백 방법은 회전자 자속을

직접 검출하기 위해 코일이나 홀소자와 같은 자속 검출기를 이용하나 검출된 신호에는 많은 리플(RIPPLE) 성분이 포함되어 있으며, 설치 비용이 많이 들고 자속을 검출하는데 어려움이 수반된다.

최근들어 유도전동기의 가변속 제어를 위해 현대 제어 이론을 적용한 논문들이 발표 되고있다. 이들 논문에서는 유도전동기의 변수(PARAMETER)나 자속을 추정(ESTIMATION)하기 위해 모델링(MODELING) 과 해석을 하였다. 그러나 유도전동기의 상태 방정식은 비선형이고 상호작용이 크기 때문에 변수(PARAMETER)나 자속을 추정(ESTIMATION)하기 위한 근사식에 있어서 이론적 고찰이 불충분하다.

GOPINATH의 최소 차수 옵서버 (REDUCED ORDER OBSERVER) 를 이용하면 구조가 간단한 자속 옵서버 (FLUX OBSERVER)를 만들수 있다. 이 자속 옵서버 (FLUX OBSERVER)는 복소수 평면에서 공역 극점으로 표시되며 실수 와 허수부로 전동기의 회전속도에 변수화된 식에 의해 옵서버 이득 (OBSERVER GAIN)을 구하였다. 본 논문에서는 GOPINATH의 최소 차수 옵서버 (REDUCED ORDER OBSERVER)이론을 이용한 3상유도전동기의 속도 제어 이론을 제시하였으며 시뮬레이션 결과를 실었다.

2. 유도전동기의 상태방정식

3상 유도전동기를 등가의 2상 유도전동기로 변환하여 전압 방정식과 2차 자속 방정식을 고정자 좌표( d-q 축 )에 대해 표시하면 (1), (2)식과 같이된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \\ pM & W_m M \\ -W_m M & pM \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} F_{dr} \\ F_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서  $R_s, R_r$  : 고정자 및 회전자 저항  
 $L_s, L_r$  : 고정자 및 회전자 인덕턴스  
 $M$  : 상호 인덕턴스  
 $W_m$  : 회전자 속도  
 $V_{ds}, V_{qs}$ : d,q축 고정자 전압  
 $I_{ds}, I_{qs}$ : d,q축 고정자 전류  
 $I_{dr}, I_{qr}$ : d,q축 회전자 전류  
 $F_{dr}, F_{qr}$ : d,q축 회전자 자속  
 $p = d/dt$  : 미분 연산자

(1), (2)식으로 부터 고정자 전류와 회전자 자속으로 표시되는 상태 방정식을 구하면 (3)식과 같이된다.

$$p \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ F_{dr} \\ F_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{M R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{M R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ F_{dr} \\ F_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$* \begin{bmatrix} \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{W_m M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{W_m M}{\sigma L_s L_r} & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{R_r}{L_r} & -W_m \\ W_m & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ F_{dr} \\ F_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$  : 누설 자속 계수

여기서 4×4 MATRIX로 구성되는 (3)식을 2×2 SUB-MATRIX인  $A_{ij}$ 를 이용하여 다시쓰면 상태 방정식과 출력 방정식은 (4), (5)식과 같이된다.

$$p \begin{bmatrix} I_s \\ Fr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ Fr \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$I_s = [ I \quad 0 ] \begin{bmatrix} I_s \\ Fr \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서

$$I_s = [ I_{ds} \quad I_{qs} ]^T$$

$$Fr = [ F_{dr} \quad F_{qr} ]^T$$

$$V_s = [ V_{ds} \quad V_{qs} ]^T$$

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

$$A_{12} = \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} I - \frac{W_m M}{\sigma L_s L_r} J$$

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

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

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

(4)식은 고정자 전류 방정식과 회전자 자속 방정식으로 분류하여 쓸수있으며 (6), (7)식과 같이된다.

$$\dot{I}_s = A_{11} I_s + A_{12} Fr + B V_s \quad (6)$$

$$\dot{Fr} = A_{21} I_s + A_{22} Fr \quad (7)$$

여기서  $\dot{\phantom{x}}$ 는 미분 연산자를 표시한다.

### 3. 자속 옵서버 구성

회전자 자속,  $Fr$ 를 추정하는 자속 옵서버는 자속 시뮬레이터 (FLUX SIMULATOR)와 예측 오차 피드백으로서 구성된다. 자속 시뮬레이터는 직접 측정 할 수 없는 회전자 자속을 추정하고, 예측 오차 피드백은 고정자 전압  $V_s$ , 고정자 전류  $I_s$  미분값의 실제값과 차를 증폭 한것이다. 이 증폭된 예측 오차 신호는 추정 자속 신호를 만든다.

(6), (7)식으로 부터 회전자 자속  $\hat{F}_r$ 를 추정하기 위해 최소차수 옵서버 이론을 적용하면 (8)식과 같이 얻을수있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{F}}_r &= A_{22}\hat{F}_r + KA_{12}(F_r - \hat{F}_r) + A_{21}I_s \\ &= (A_{22} - KA_{12})\hat{F}_r + KA_{12}F_r + A_{21}I_s \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $K$ 를 옵서버 이득 이라 부르며, (7)식을 다시 정렬하면 (9)식과 같다.

$$A_{12}F_r = \dot{I}_s - A_{11}I_s - BV_s \quad (9)$$

(9)식을 (8)식에 대입하여 (10)식을 얻을수있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{F}}_r &= (A_{22} - KA_{12})\hat{F}_r + K(\dot{I}_s - A_{11}I_s - BV_s) + A_{21}I_s \\ &= (A_{22} - KA_{12})\hat{F}_r + (A_{21} - KA_{11})I_s + K\dot{I}_s - KBV_s \end{aligned} \quad (10)$$

(10)식은  $I_s$ 의 미분항을 제거 시켜 (11)식과 같이 얻을수있다.

$$\dot{\hat{F}}_r = Y + KI_s \quad (11)$$

여기서

$$\begin{aligned} \dot{Y} &= \dot{\hat{F}}_r - KI_s \\ &= (A_{22} - KA_{12})\hat{F}_r + (A_{21} - KA_{11})I_s - KBV_s \\ &= (A_{22} - KA_{12})Y + [(A_{21} - KA_{11}) + (A_{22} - KA_{12})K]I_s - KBV_s \end{aligned} \quad (12)$$

오차  $e = \hat{F}_r - F_r$  라고할때 오차방정식  $\dot{e}$ 는

$$\begin{aligned} \dot{e} &= [A_{22} - KA_{12}]e \end{aligned} \quad (13)$$

그림1은 자속옵서버 블록선도를 표시한것이다.

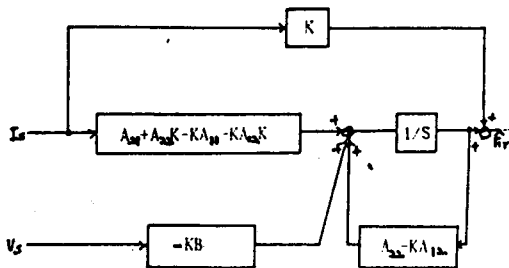


그림1. 자속옵서버 블록선도

자속옵서버의 극점선정은 옵서버 이득의 선택에 따라 공역복소수로 회전속도  $\omega_r$ 에 독립인 두개의

극점으로 표시할 수 있다. 옵서버 이득  $K$ 는 자유도가 2이며 시스템 특성에 따라 선정되며 (14)식과 같다.

$$K = K_1 I + K_2 J = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

옵서버의 극점은 (15)식과 같다.

$$S = -\alpha \pm j\beta = - \left[ \frac{R_r}{L_r} + K_1 \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} + K_2 \frac{W_r M}{\sigma L_s L_r^2} \right] \pm j \left[ W_r - K_2 \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} + K_1 \frac{W_r M}{\sigma L_s L_r} \right] \quad (15)$$

(15)식에서  $K_1, K_2$  를 구하면 식(16), (17)과 같다.

$$K_1 = \frac{\sigma L_s L_r}{M} \left[ 1 - \frac{(R_r/L_r)\alpha - W_r\beta}{(R_r/L_r)^2 + W_r^2} \right] \quad (16)$$

$$K_2 = \frac{\sigma L_s L_r}{M} \left[ \frac{-W_r\alpha - (R_r/L_r)\beta}{(R_r/L_r)^2 + W_r^2} \right] \quad (17)$$

#### 4. 시뮬레이션 결과

자속 옵서버에서 기계적 상태 방정식 (18)식을 첨가하고

$$\omega_r = \frac{T}{J_m} = \frac{M}{J_m L_r} (-I_{ds} F_{qr} + I_{qs} F_{dr}) \quad (18)$$

여기서  $T$ 는 토크,  $J_m$ 은 관성 모우멘트  $t=0$  에서

$$\begin{aligned} V_{ds} &= 100 \cos(2\pi 20t) \\ V_{qs} &= 100 \sin(2\pi 20t) \end{aligned} \quad (19)$$

(19)식과 같은  $V_{ds}, V_{qs}$ 을 시스템에 가한다.

옵서버 극점을  $S = -1000 \pm j1000$  [rad/sec]로 설정 하였을때 시뮬레이션 결과는 그림 2에 나타 내었다.

표1은 시뮬레이션에서 사용된 3상 유도 전동기의 PARAMETER들이다.

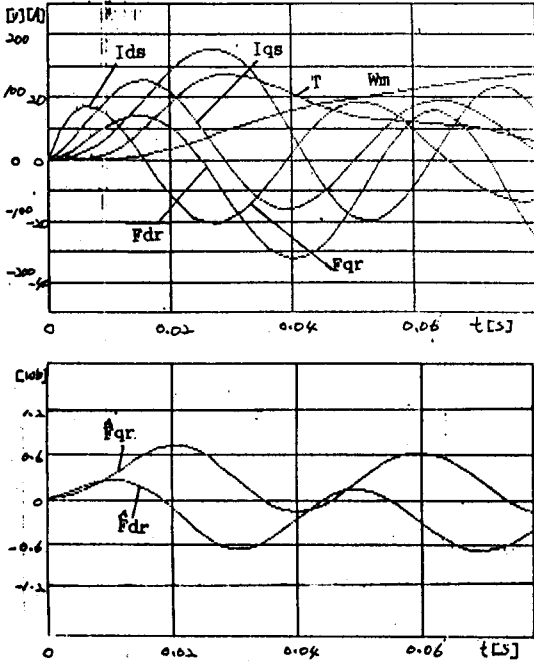


그림2. 시뮬레이션 결과

표1. 3상 유도전동기의 PARAMETR

$R_s$	0.877 [ $\Omega$ ]	$L_s$	144.83 [mH]
$R_r$	0.890 [ $\Omega$ ]	$L_r$	144.83 [mH]
$M$	140.6 [mH]	$J_m$	.01 [kgm <sup>2</sup> ]
$P$	4 [POLE]	POWER	2 [Kw]

### 5. 결론

자속 옵서버는 고정화표 시스템을 사용함으로써 자속은 고정자 전압, 고정자 전류, 회전자 속도로부터 계산 할수 있어 각 변수들은 바른 자속 계산으로 측정 할수있다.

또한 자속 옵서버를 사용 하므로써 자속을 직접 검출 하지않고 자속 벡터 피드백형 유도 전동기의 벡터 제어 시스템을 구현 할수 있다.

### 참고 문헌

- [1] Yoichi HORI, Vincent COTTER, and Yoichi KASA "CONSIDERATIONS OF AN INDUCTION MOTOR FLUX OBSERVER IN A VECTOR CONTROL CONTEXT: CONTROL THEORETICAL CONNECTION AND SIMULATION" JSST International Conference , pp.488-493, July 1986
- [2] Vincent COTTER, Yoichi HORI, and Yoichi KARA "CONTROL THEORETICAL CONSIDERATION REGARDING AN IMPROVED INDUCTION MOTOR FLUX OBSERVER DESIGN AND ITS SENSITIVITY TO CHANGES IN SECONDARY RESISTANCE" Technical Meeting of IEEJ on Semiconductor Power Conversion, SPC-86-3, PP.11-20 ,1986(in Japanese)
- [3] GEORGE C , VERGHSE , and SETH R SANDERS "OBSERVERS FOR FLUX ESTIMATION IN INDUCTION MACHINES", IEEE Trans. Ind. , Vol.35, NO.1, PP.85-94, February 1988
- [4] Yoichi HORI, Vincent COTTER, and Yoichi KARA "CONTROL THEORETICAL CONSIDERATION RELATING TO AN INDUCTION MACHINE FLUX OBSERVER" 電気学会 論文誌 B Vol.24, NO.6, PP.52-58, 1986
- [5] Toshiaki MURATA, Tsakeshi TSUCHIYA, and Ikuo TAKEDA "VECTOR CONTROL FOR INDUCTION MACHINE BY STATE FEEDBACK" 計測自動制御学会 Vol.24, NO.6 , PP.52-58, 1988
- [6] Tsuneo KUME , Takanobu IWAKANE "HIGH-PERFORMANCE VECTOR-CONTROLLED AC MOTOR DRIVES: APPLICATIONS AND NEW TECHNOLOGIES " IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol. IA-23 , NO.5 , pp.872-880, September/October 1987
- [7] Hidehiko SUGMOTO , Eiichi OHNO "THEORY AND CHARACTERISTICS OF A NEW INDUCTION MOTOR DRIVE SYSTEM HAVING LINER TRANSFER FUNCTION" IPEC-Tokyo, pp.462-473, 1983
- [8] Yojo UEDA, Hideo SUZUKI, Kouhei OHNISHI etc. "A NEW MICROCOMPUTER BASED ADAPTIVE COMPENSATION FOR ROTOR RESISTENCE VARIATION IN QUICK RESPONSE INDUCTION MOTOR DRIVE" IECON, pp.863-868, 1984
- [9] B.GOPINATH "ON THE CONTROL OF LINEAR MULTIPLE INPUT-OUTPUT SYSTEMS" THE BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL, VOL.50, NO.3, pp.1063-1081, March 1971