

운	병	도	중앙대학교
정	제	론	유한전문대
전	단	화	중앙대학교
정	용	신	"
이	정	호 *	"

1. 서론

직류전동기는 선형성과 속응성이 좋으므로 정류자와 브러쉬에 의한 제약이 있으나 가변속 제어의 용도에 널리 이용되어 왔다. 최근에는 전력용 반도체소자의 발달에 따라 주로 일정 주파수의 상용전원에서 운전되던 교류전동기도 직류전동기가 사용되던 가변속 제어에 적용이 가능하게 되었다.

그중에서 농형유도전동기는 슬립링이 없어 구조가 간단하고 견고한 장점을 지니고 있어 이 전동기를 사용한 고성능 제어가 벡터제어 기법으로 실현되기 시작했다. 벡터제어는 불필요한 토크 과도현상 없이 유도기를 제어하는 것이 목적으로 자속감출형과 슬립 주파수 제어형이 있다(1).

자속감출형은 비교적 정확하고 파라미터에 의존하지 않는 잇점이 있으나 자속추정의 신뢰도 및 전동기의 특수구조를 필요로 하는 등의 난점이 있다. 이에 대하여 슬립주파수 제어형은 회전자 속도를 측정하고 전동기의 파라미터를 이용해 2차자속을 계산하여 이것

을 제어계에 피드백시키는 방법인데, 이 둘 전동기의 파라미터 중에서 특히 2차 저항은 온도, 주파수, 전류에 따라 변화하기 때문에 이에 따른 정확한 파라미터 보상 알고리즘이 필요하게 된다(2). 그러므로 본 연구에서는 이 단점을 보완하여 양호한 제어를 실현시키기 위해 2차 저항의 변화에 따른 제어계의 보상 방법을 다루고자 한다.

2. 이론적 고찰

2축 이론에 의해 d 축을 회전자 자속에 일치시키고 ω_e 를 회전자속 벡터의 순시각 속도라고 하면 유도전동기의 동특성은 다음의 벡터 방정식으로 표시할 수 있다(3)(4).

$$\begin{bmatrix} V_{qd1}^r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s \left(\frac{d}{dt} + \omega_e \right) & L_m \left[\frac{d}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \right] \\ L_m \left[\frac{d}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \right] & R_2' + L_r' \left[\frac{d}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd1}^r \\ i_{qd2}^r \end{bmatrix} \quad (1)$$

이때 토오르는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} P L_m i_{qd2}^r \times i_{qd1}^r \quad (2)$$

토오크와 회전자속은 슬립주파수와 1차전류의

d, q 성분에 의해 다음과 같이 된다.

$$i_{q1}^{r*} = \frac{4}{3P} \frac{L_r'}{L_m} \frac{T_e^*}{\phi_{d2}^{r*}} \quad (3) \quad (4)$$

$$i_{d1}^{r*} = \frac{1}{L_m} \phi_{d2}^{r*} + \frac{L_r'}{L_m R_2'} \frac{d}{dt} \phi_{d2}^{r*} \quad (4)$$

$$\omega_s^* = \frac{4}{3P} R_2' \frac{T_e^*}{(\phi_{d2}^{r*})^2} \quad (5)$$

만약, 벡터제어부에서 연산에 사용하는 저항값이 실제값과 일치하면 회전자속과 토오크가 지시값에 일치하게 되지만, 실제의 저항값이

R_2' 만큼 변했을 때 자속과 토오크의 변화본은 다음과 같다.

$$\Delta \phi_{d2}^{r*} = A (K_r R_2' \omega_s^* L_r') \phi_{d2}^{r*} \quad (6)$$

$$\Delta \phi_{d2}^{r*} = A (\omega_s^* L_r')^2 \phi_{d2}^{r*} \quad (7)$$

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r'} (\Delta \phi_{d2}^{r*} i_{q1}^{r*} - \Delta \phi_{q1}^{r*} i_{q1}^{r*}) \quad (8)$$

여기서 A 와 K_r 은 다음과 같다.

$$A = \frac{(K_r - 1)}{(K_r R_2')^2 + (\omega_s^* L_r')^2}$$

$$R_2' + \Delta R_2' = K_r R_2'$$

음의 순차전류 i_{q1}^{rn} 과 i_{d1}^{rm} 을 제어계에

주입하면 그에 해당하는 음의 순차전압

V_{q1}^{rn} 과 V_{d1}^{rn} 이 검출되고 이것과 L_m ,

L_r' , L_s , ω_r , ω_n 으로부터 R_2' 와 R_1 이 다음

과 같이 얻어진다.

$$R_2' = \frac{[V_{d1}^{rn1} - V_{d1}^{rn2}]}{i_{d1}^{rn*}} \frac{L_m^2}{L_r'^2} \left[\frac{\omega_{n1}}{(\omega_{n1} + \omega_{r1})} - \frac{\omega_{n2}}{(\omega_{n1} + \omega_{r2})} \right]^{-1} \quad (9)$$

$$R_1 = \left[\frac{1}{i_{d1}^{rn*}} \right] \frac{V_{d1}^{rn1} \left[\frac{\omega_{n2}}{\omega_{n2} + \omega_{r2}} \right] - V_{d1}^{rn2} \left[\frac{\omega_{n1}}{\omega_{n1} + \omega_{r1}} \right]}{\frac{\omega_{n2}}{(\omega_{n2} + \omega_{r2})} - \frac{\omega_{n1}}{(\omega_{n1} + \omega_{r1})}} \quad (10)$$

3. 제어계 구성

본 연구에서 사용한 제어계의 구성도는

그림 1과 같다. 벡터제어부와 인버터로 구성

된 기존의 시스템에 2차저항 연산부를 추가

하여 2차저항의 변화값을 계산하고 이 계산된

2차 저항값을 벡터제어부에 넣어 줌으로써

벡터제어부가 전동기의 상태에 따라 제어량을

계산할 수 있도록 한다.

은전시의 2차저항 값을 계산하기 위하여

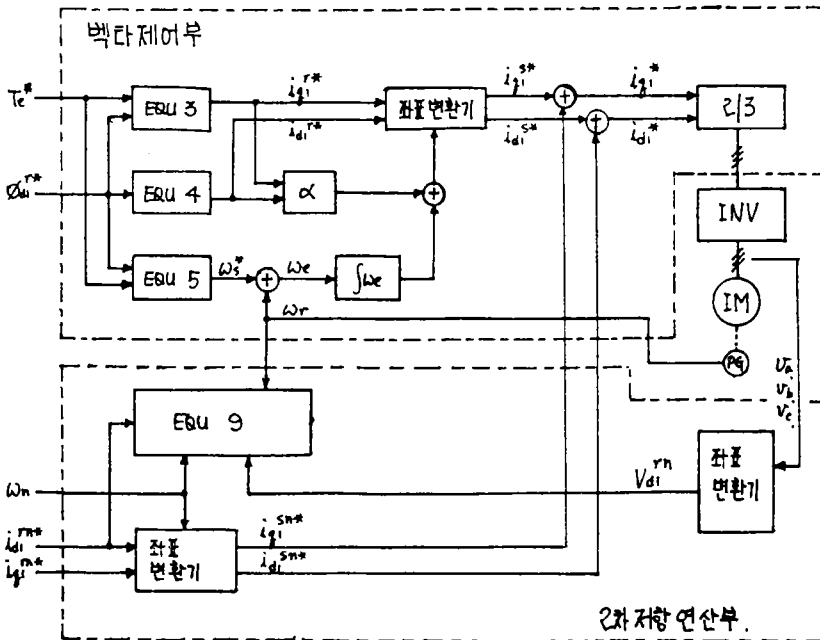


그림 1 제어계의 구성도

같은 전류 i_{d1}^{rn*} 를 각각의 주파수 ω_{n1} ω_{n2} 로 벡터제어부 출력전류에 공급하고 주입한 전류의 각 주파수에 해당하는 전압 v_{d1}^{rn1} , v_{d1}^{rn2} 를 전동기에 공급되는 전압에서 검출한다. 이렇게 얻어진 값들을 (9)식에 대입하여 하여 2차저항 값을 계산한다.

Feedforward Field Orientation Drive Systems", IEEE Trans. Ind. App., Vol. IA-21, NO. 4, JULY/AUGUST, 1985.

4. 결 론

본 연구는 기존의 벡터제어 시스템에 8086 16 Bit 마이크로 프로세서를 이용한 2차저항 연산부를 추가하여 2차저항의 변화에 따른 자속과 토오크의 변화를 보상함으로써 유도전동기의 가변속 제어를 직류전동기의 고성능 제어에 더욱 근접시킬 수 있도록 하였다.

참 고 문 헌

1. 上山直彦 編著, "뉴드라이브อิเล็กทรอนิกส์", 電氣書院, 1984.
2. LUIS J. G., "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor", IEEE Trans. Ind. App., VOL. IA-16, NO. 2, 1980.
3. P. C. Krause and C. H. Tomas, "Simulation of symmetrical induction machinery", IEEE Trans. Power App. Syst., VOL. PAS-84, 1965.
4. N. N. Hancock, "Matrix Analysis of Electrical Machinery", 1974.
5. KAMARUDIN B. N., et al., "The Influence of Motor Parameter Deviations in