

과도상태에서 유도전동기의 선형화특성 개선에 관한 연구

Improvement of Linearized Characteristics for Induction Motor in the Transient State

尹 炳 道* · 金 玟 會** · 鄭 載 倫***
(Byung-Do Yoon · Min-Huei Kim · Jae-Yoon Jung)

요 약

본 논문은 과도상태에서 벡터제어에 의한 유도전동기의 선형화특성 개선에 관한 연구이다. 이 제어시스템은 제안된 선형화 제어조건을 기초로 IBM-PC/AT, VSI PWM 인버터, PI제어기에 의해 소프트웨어적으로 제어되도록 디지털 제어시스템을 구성하였다. 과도상태에서 토오크 성분의 전류는 제어되고, 자속성분의 전류는 일정하게 유지되어 2차쇄교자속이 일정하게 제어되도록 하였다. 실험결과 선형화 제어조건이 만족되게 개선됨이 확인 되었으며, 유도전동기도 타여자 직류전동기와 같은 단순화한 선형화제어 모델을 얻었다.

Abstract- The improvement of linearized characteristics of induction motor control system with field oriented method is presented in this paper. A fully digitally controlled induction motor driver system based on the proposed linear control condition is described. The control system consists of IBM-PC/AT microcomputer, VSI PWM Inverter, and PI controller with software. By controlling the torque component, the rated flux component can be kept constant, even in the transient state. It is clearly confirmed by experiment that the improvement of the vector control condition is satisfactory. A simplified control model of an induction motor similar to the model for a separately excited DC motor drive system is obtained.

1. 서 론

고속응답이 요구되는 서어보계에 유도전동기를 적용 하기 위해서는 토오크 지령 변화에 대응한 1차전류를 시간적 지연 없이 선형적으로 변화시킬 수 있는 전력변환 장치가 요구된다. 이는 스위칭

*正 會 員 : 中央大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員 : 嶺南工專大 電氣料 副教授 · 工博
 ***正 會 員 : 柳韓工專大 電子料 副教授 · 工博
 接受日字 : 1988年 4月 19日
 1次修正 : 1989年 11月 16日
 2次修正 : 1989年 12月 20日

시간이 빠른 전력용 반도체 소자에 의하여 해결될 수 있으나, 과도상태에서 2차 누설인덕턴스 등의 영향으로 계의 선형성, 안정도, 과부하 내량 등에 신뢰성이 떨어지므로 비선형성을 가지는 유도전동기의 운전특성이 개선될 수 있는 제어시스템이 연구되고 있다. [1, 2] 벡터제어법은 유도전동기의 고정자전류를 d-q좌표변환하여 d축을 회전자자속과 일치 시키면, d축 성분전류는 자속성분(flux component), q축 성분전류는 토크 성분(torque component)으로 분리되며, 이들을 서로 독립적으로 제어하면 타여자 직류전동기와 유사한 제어특성을 얻을 수 있다. [3, 4]

특히 구조상 장점이 있는 농형유도전동기는 벡터제어(Vector control)이론을 도입하여 순시 토크 제어에 의한 고성능 속도제어가 가능하므로, 용량이 큰 산업분야의 서어보시스템에 새로운 구동원으로 광범위한 응용이 기대되고 있다[5].

그러나 간접벡터 제어법인 슬립주파수형 벡터제어법은 연산에 적용된 전동기의 파라미터 변화에 따라 운전특성이 크게 영향을 받으며, 과도운전상태에서 전동기 정수는 전류의 크기, 온도변화, 철심의 포화, 주파수등에 의하여 변화 되므로[6, 7, 8], 기준지령값 계산에 적용된 전동기 정수는 실제 운전중에 있는 전동기 정수와 다르게 되어 완전한 결합이 되지 않아 선형화 제어가 이루어지지 않는다[9].

이에 따라 유도전동기의 선형화 제어를 위하여, 전압방정식으로부터 유도된 상태방정식을 적용하여 고정자전압에 대해 토크는 1차계로, 회전속도는 2차 지연계로 되는 유도전동기 전달함수 선형화 제어이론이 제시되었으나, 시스템 구현에 의한 실험결과가 명확치 않으며, 과도상태에서 운전특성에 대한 검토가 되지 않았다[10].

본 연구에서는 과도상태에서 농형 유도전동기의 선형화 운전특성을 개선하기 위하여 토크와 속도변화등 부하조건에 따라 적합한 안정화 비례계수를 도입하여 2차 쇄교자속이 일정하게 제어되는 슬립주파수형 벡터제어 시스템을 제시하였다. 마이크로컴퓨터 (IBM-PC/AT), VSI PWM 인버터, PI제어기로 구성된 제어시스템에 의하여 모든제어가 소프트웨어 적으로 고속 처리 되므로 복잡한 회로구성 없이 연산하는데 많은 시간을 필요로 하는 동정법(Identification)을 적용하지 않고, 과도상태에서 선형화 특성개선이 이루어짐을 확인하였다.

2. 유도전동기의 선형화제어

2.1 유도전동기의 출력

대칭 3상권선을 가진 유도전동기의 과도현상과 운전상태에 대한 특성해석에 d-q좌표 변환을 적용하여 3상을 2상으로 좌표변환하여 해석하면 보다 쉽게 될 수 있다. 고정자 권선과 회전자에 기자력분포가 정현파로 되고, 철심의 포화가 없는 경우, 동기각속도 W_o 로 회전하는 고정자 전압방정식을 do-qo좌표축 성분으로 나타내면 식(1), (2)로 표시된다.

$$V_{dos} = R_s i_{dos} + d\Phi_{dos}/dt - W_o \Phi_{qos} \tag{1}$$

$$V_{qos} = R_s i_{qos} + d\Phi_{qos}/dt + W_o \Phi_{dos} \tag{2}$$

회전자의 전압방정식은 각속도가 W_r 인 경우, 식(3), (4)로 표시된다.

$$V_{dor} = R_r i_{dor} + d\Phi_{dor}/dt - (W_o - W_r) \Phi_{qor} \tag{3}$$

$$V_{qor} = R_r i_{qor} + d\Phi_{qor}/dt + (W_o - W_r) \Phi_{dor} \tag{4}$$

동기속도로 회전하는 회전자 좌표계에서 쇄교자속은 각각 식(5), (6)으로 표시되며, 이때 등가회로는 그림 1이 된다.

$$\Phi_{dos} = l_s i_{dos} + M(i_{dos} + i_{dor}) = L_s i_{dos} + M i_{dor}$$

$$\Phi_{dor} = l_r i_{dor} + M(i_{dos} + i_{dor}) = M i_{dos} + L_r i_{dor} \tag{5}$$

$$\Phi_{qos} = l_s i_{qos} + M(i_{qos} + i_{qor}) = L_s i_{qos} + M i_{qor}$$

$$\Phi_{qor} = l_r i_{qor} + M(i_{qos} + i_{qor}) = M i_{qos} + L_r i_{qor} \tag{6}$$

여기서 L_s, L_r 는 고정자 및 회전자의 자기 인덕턴스, M 은 상호 인덕턴스, l_s, l_r 은 고정자 및 회전자의 누설 인덕턴스로, $L_s = l_s + M, L_r = l_r + M$

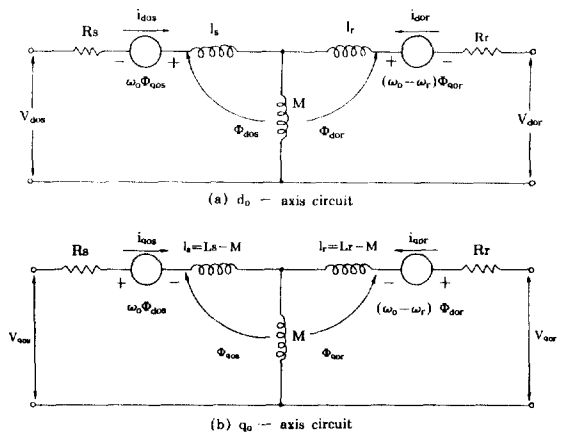


그림 1 동기속도로 회전하는 유도전동기의 d-o-qo 좌표로 표시한 등가회로

Fig. 1 d-o-qo equivalent circuit of induction motor at synchronously rotating reference frame.

의 관계이다.

식(1)-(4)에식(5), (6)을 대입하여 정리하면 (7)식과 같은 농형 유도전동기의 전압 방정식이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} V_{dos} \\ V_{qos} \\ V_{dor} \\ V_{qor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -W_o L_s \\ W_o L_s & R_s + PL_s \\ PM & -(W_o - W_r)M \\ (W_o - W_r)M & PM \end{bmatrix} \begin{bmatrix} idos \\ igos \\ idor \\ igor \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 $P(=d/dt)$ 는 미분연산자 기호이다.

농형 유도전동기 회전자 전압 V_{dor} 와 V_{qor} 은 0이므로 W_r 로 회전하는 전동기의 출력 P_m 은 d_o 축 전력 $(W_o - W_r)\Phi_{qor}id_{or}$ 와 q_o 축전력 $(W_o - W_r)\Phi_{dor}i_{dor}$ 의 합이므로 식(8)로 표시된다.

$$\begin{aligned} P_m &= (3/2)\{-(W_o - W_r)\Phi_{qor}id_{or} \\ &\quad + (W_o - W_r)\Phi_{dor}i_{dor}\} \\ &= (3/2)(W_r\Phi_{qor}id_{or} - W_r\Phi_{dor}i_{dor}) \\ &= (3/2)W_rM(i_{qos}i_{dor} - i_{dos}i_{qor}) \end{aligned} \quad (8)$$

따라서 토오크는 식(9)로 된다.

$$\begin{aligned} T_e = P_m / W_{rm} &= (3/2) P(\Phi_{qor}id_{or} - \Phi_{dor}i_{qor}) \\ &= (3/2) PM(i_{qos}i_{dor} - i_{dos}i_{qor}) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 3/2은 상 변환시 전력불변의 조건을 만족시키는 상수이며, P 는 극대수로 기계적 회전수 W_{rm} 은 W_r/P 을 나타낸다.

2.2 벡터제어

직류전동기가 자속과 전류 사이에서 전자력에 의하여 토오크를 발생시키는 원리는 유도전동기에서도 적용된다. 타여자 직류전동기는 계자권선과 전기자권선이 분리되어 있으므로 전기자 전류와 계자자류를 각각 제어 할 수 있으나, 유도전동기는 고정자 권선에서 자속과 토오크 성분의 전류를 함께 공급 하여야 함으로 직류전동기 처럼 직접 개별적으로 제어하는 것은 쉽지 않다.

유도전동기의 과도특성이나 순시토포크 제어를 직류전동기 처럼 제어하기 위해서 복잡한 회로 구성과 많은 연산등이 요구되는 벡터제어 이론을 적용하면 가능하다.

그림 2는 슬립주파수제어형 벡터제어의 벡터도를 나타낸 것이다.

각주파수와 위상각 사이의 관계는 식(10)으로 표시된다.

$$\theta_s = \int W_s dt, \theta_r = \int W_r dt, \theta_o = \theta_s + \theta_r = \int W_o dt \quad (10)$$

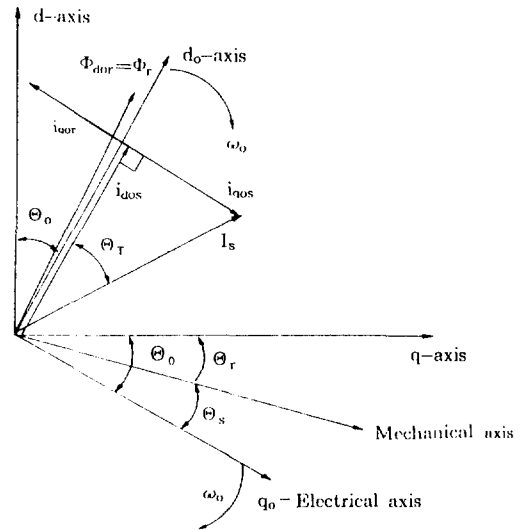


그림 2 슬립주파수형 벡터제어의 벡터도
Fig. 2 Vector diagram for slip-frequency vector control.

이때 회전자 자속을 일정하게 제어하기 위하여, 회전자 자속을 기준으로 한 자속 폐이서를 동기속도로 회전되는 d_o 축에 일치 시키면 식(11)이 되며, 이식은 간접벡터제어에서 선형화 제어의 기본식으로 비간섭제어(decoupling control)의 조건식이 된다[11-13].

$$\begin{aligned} \Phi_{dor} &= \Phi_r \\ \Phi_{qor} &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 Φ_r 는 회전자 쇄교자속의 일정한 값을 나타낸다.

유도전동기의 회전자 도체는 단락되어 있으므로 식(3), (4)에서 식(12)로 된다.

$$\begin{aligned} d\Phi_{qor}/dt + R_r i_{qor} + W_s \Phi_{qor} &= 0 \\ d\Phi_{dor}/dt + R_r i_{dor} - W_s \Phi_{qor} &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

식(5), (6)을 식(12)에 대입하여 정리하면 식(13)이 얻어진다.

$$\begin{aligned} d\Phi_{dor}/dt + R_r/L_r \Phi_{dor} - M/L_r R_r i_{dos} - W_s \Phi_{qor} &= 0 \\ d\Phi_{qor}/dt + R_r/L_r \Phi_{qor} - M/L_r R_r i_{qos} + W_s \Phi_{qor} &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

식(11)을 (13)에 대입하여 정리하면 슬립각주파수 $W_s = (W_o - W_r)$ 는 식(14)로 되며, 회전자 쇄교자속은 식(15)로 된다.

$$W_s = (M/\Phi_r)(R_r/L_r) i_{qos} \quad (14)$$

$$M i_{dos} = \Phi_r + (L_r/R_r) d\Phi_r/dt = \Phi_r \quad (15)$$

식(15)을 (9)식에 대입하여 정리하면 식(16)과 같은 토오크식이 유도된다.

$$T_e = (3/2)p(M/L_r)iq_{os} \Phi_r \quad (16)$$

그러므로 회전자 쇄교자속은 id_{os} 에 의하여 제어 되고, 토오크는 iq_{os} 와 Φ_r 의 곱의 함수로 표시 되므로 직류전동기 처럼 자속성분과 토오크 성분으로 서로 분리되어 제어 될 수 있다.

2.3 출력방정식의 선형화 입력조건

식(7)과 같은 전압방정식을 전류에 관한 상태방정식으로 표시하면 식(17)이 된다.

$$P \begin{bmatrix} id_{os} \\ iq_{os} \\ id_{or} \\ iq_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/\sigma L_s & & & \\ -W_o - W_r M^2/\sigma L_s L_r & & & \\ R_s M/\sigma L_s L_r & & & \\ W_r M/\sigma L_r & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id_{os} \\ iq_{os} \\ id_{or} \\ iq_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s \\ -M/\sigma L_s L_r & 0 \\ 0 & -M/\sigma L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dos} \\ V_{qos} \end{bmatrix} \quad (17)$$

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

식(17)은 W_o 또는 W_r 가 포함되어 있으며, 식(9)은 id_{os} 와 id_{or} 와의 곱과 iq_{os} 와 id_{or} 의 곱의 값을 포함하고 있기 때문에, 이 식들은 일반적으로 비선형이다.

유도전동기의 전류 상태방정식인 식(17)과 출력식인 (9)식에서, id_{os} 와 id_{or} 가 일정한 값의 정수로 되면, iq_{os} 와 iq_{or} 를 포함한 상태방정식은 선형 방정식이 된다.

식(7)의 3행에 식(5), (6), (11)을 대입하여 정리하면 식(18)이 되며,

$$\begin{aligned} 0 &= PMid_{os} + PLrid_{or} + R_r id_{or} - (W_o \\ &\quad - W_r)(Miq_{os} + L_r iq_{or}) \\ &= P\Phi_{dor} + R_r id_{or} - (W_o - W_r) \Phi_{qor} \\ &= R_r id_{or} \end{aligned} \quad (18)$$

식(18), (15)에서 식(19)가 유도된다.

$$\begin{aligned} id_{os} &= Id_{os} = \text{constant} \\ id_{or} &= 0 \end{aligned} \quad (19)$$

그러므로 유도전동기가 선형상태로 되기 위하여서는 식(19)가 성립 되어야 하며, 이것은 식(11)을 만족 시키는 결과가 된다.

식(19)을 식(17), (9)에 대입하면 선형상태 방정식인 (20)식과 토오크식인 (21)식이 유도된다.

$$P \begin{bmatrix} iq_{os} \\ iq_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/\sigma L_s & R_r M/\sigma L_s L_r \\ R_s M/\sigma L_s L_r & -R_r/\sigma L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iq_{os} \\ iq_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -Id_{os} M^2 Id_{os}/\sigma L_s L_r & 1/\sigma L_s \\ 0 & M Id_{os}/\sigma L_r & -M/\sigma L_s L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_o \\ W_r \\ V_{qos} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$T_e = -(3/2) P M Id_{os} iq_{or} \quad (21)$$

이 (20)식은 V_{dos} 의 항이 없는 상태방정식이 되었으므로, 전압형 인버터에서 V_{dos} 를 제어 함으로써 선형화 제어 조건을 만족 시킬 수 있다.

식(7)의 1행과 4행에 식(5), (6), (11)을 대입하여 정리하면 V_{dos} 는 식(22), W_o 는 식(23)으로 된다.

$$\begin{aligned} V_{dos} &= (R_s + PL_s)id_{os} - W_o L_s iq_{os} + PMid_{or} \\ &\quad - W_o M iq_{or} \\ &= (R_s + PL_s)id_{os} - W_o \sigma L_s iq_{os} \end{aligned} \quad (22)$$

$$W_o = W_r + R_r iq_{os}/L_r id_{os} \quad (23)$$

이 V_{dos} 는 id_{os} 가 일정하다는 조건하에서 W_o , id_{os} , iq_{os} 를 검출하면 선형화 제어가 이루어진다. 그러나 전동기의 파라미터는 과도운전 상태에서 전류의 크기, 온도변화, 철심의 포화, 주파수 등에 영향을 받아 크게 변화한다.

특히 전류변화에 따른 인덕턴스 변화와 슬립이 낮은 영역에서 포화현상이 현저하게 일어나므로 일정한 자속을 발생 시키도록 전류지령을 주더라도 식(19)의 조건을 만족 시킬수 없게 되며, 식(22)은 L_s , W_o , σ 가 포함되어 있고, W_o 는 L_r , R_r 의 함수이므로 식(22)에 의하여 V_{dos} 를 제어하면 과도상태에서 피이드 백 되는 실제 전동기 전류 id_{os} 는 인덕턴스 성분에 의한 시간지연등으로, 설정된 값 Id_{os}^* 에 추종되지 못하므로 실질적으로는 선형화 제어가 이루어 지지 않는다.

식(22)의 $PL_s id_{os}$ 항은 정상상태에서는 크게 작용하지 않으나 과도상태에서는 Id_{os}^* 와 id_{os} 는 큰 차이가 생기므로, 복잡한 회로구성 없이 오차를 증폭하여, 일정한 자속성분의 전류가 유지되면서 계의 안정도, 속도와 토오크 제어범위, 과부하 내량등이 증대 되도록 안정화 비례계수 K 를 도입하였다. 식(22)의 $PL_s id_{os}$ 을 $K(Id_{os}^* - id_{os})$ 항으로 대체하면 식(24)와 같다.

$$V_{dos} = R_s Id_{os}^* - W_o \sigma L_s iq_{os} + K(Id_{os}^* - id_{os}) \quad (24)$$

여기서 Id_{os}^* 는 do 축 1차 전류지령으로 일정한 값이다.

이때 토오크와 속도변화에 따른 계의 안정범위 내에서 K 값을 결정하기 위하여, 식(23), (24)을 식(17)에 대입하여 정리하면 식(25)가 유도된다.

$$P \begin{bmatrix} (id_{os} - Id_{os}^*) \\ id_{or} \\ \Phi_{qor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_s + K)/(\sigma L_s)(R_r M)/(\sigma L_s L_r) \\ M(R_s + K)/(\sigma L_r) - R_r/(\sigma L_r) \\ 0 & -(R_r i_{qos})/Id_{os} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (W_r M)/(\sigma L_s L_r) \\ (-W_r M^2)/(\sigma L_s L_r^2) + (R_r i_{qos})/(L_r^2 Id_{os}) \\ -R_s/L_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} (id_{os} - Id_{os}^*) \\ id_{or} \\ \Phi_{qor} \end{bmatrix} \quad (25)$$

식(25)의 상태방정식은 식(26)과 같은 특성방정식으로 표시된다.

$$|SI - A| = A_0 S^3 + A_1 S^2 + A_2 S + A_3 = 0 \quad (26)$$

이때 계수값은 식(27)과 같다.

$$\begin{aligned} A_0 &= 1 \\ A_1 &= (R_s + K)/(\sigma L_s) + (R_r/\sigma L_r) + (R_r/L_r) \\ A_2 &= 2R_r(R_s + K)/(\sigma L_s L_r) + R_r^2/(\sigma L_r^2) \\ &\quad + (R_r i_{qos}/L_r Id_{os}^*)^2 \\ &\quad - \{(W_r R_r M^2 i_{qos})/(\sigma L_s L_r^2 Id_{os}^*)\} \\ A_3 &= \{(R_s + K)R_r^2/(\sigma L_s L_r^2)\} \{1 + (i_{qos}/Id_{os}^*)^2\} \\ B_0 &= (A_1 A_2 - A_3)/A_1 \end{aligned} \quad (27)$$

3. 제어회로 설계

3.1 제어시스템

제어시스템은 선형화제어 이론을 기초로 그림3와 같이 구성 하였다.

이것은 크게 4부분으로 나누어 지며, 마이크로 컴퓨터에 의하여 전류제어는 2msec, 속도제어는 30msec를 1주기로 연산 제어된다.

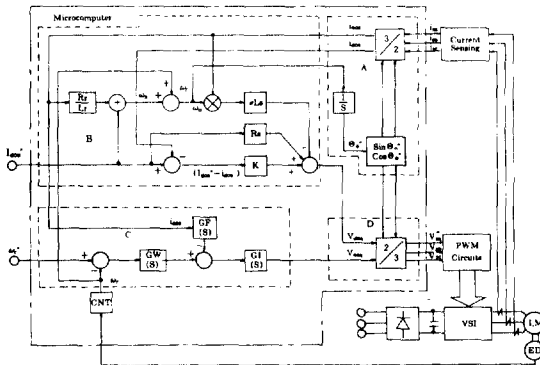


그림 3 유도전동기의 선형화 제어시스템
Fig. 3 Linearized control system of induction motor.

실험에 사용된 전동기는 범용 유도전동기로서 정수는 부록[1]과 같다.

3.2 선형화 안정계수 K 결정

과도상태에서 선형화 제어조건인 식(19)을 만족시키기 위하여 식(24)의 Vd_{os} 을 제어하므로 2차 쇄교자속이 일정하게 된다. 식(24)에는 안정화 비례계수 K 가 포함되어 있으므로 토오크와 속도변화등 부하상태에 따라 계가 안정되고 선형화 제어가 이루어 지는 최적의 K 값 결정이 요구된다. 이를 위하여 K 를 포함하고 있는 특성방정식의 계수 A_1, A_2, A_3, B_0 가 Routh판별법에 의하여 양이 되고, 안정범위 내에서 최적으로 동작되는 K 값은 그림4의 simulation 결과에서 얻어진다.

여기서는 유도전동기의 과도상태에서 고성능 특성항상이 요구되어 지므로 정격속도의 $\pm 100\%$, 정격 Torque의 $\pm 200\%$ 에서도 안정하게 동작 되도록 K 는 5로 결정 하였다.

3.3 속도제어기의 설계

유도전동기의 속도제어와 q_o 축 1차전류 제어에는 일반적으로 많이 사용되는 PI제어기를 적용시켰으며, PWM 인버터의 carrier주파수(1KHz)를 고려하여 속도제어기, 전류제어기, 전류필터의 PI정수는 식(28), (29), (30)으로 결정 하였다.

$$GW = K_w(1 + 1/T_{ws}) = 0.2(1 + 1/0.15S) \quad (28)$$

$$GI = K_i(1 + 1/T_{is}) = 1.5(1 + 1/0.003S) \quad (29)$$

$$GF = 1/(1 + T_{fs}) = \{1 + 1/(1 + T_s S) + \dots + 1/(1 + T_s S)^6\} / 6 \quad (30)$$

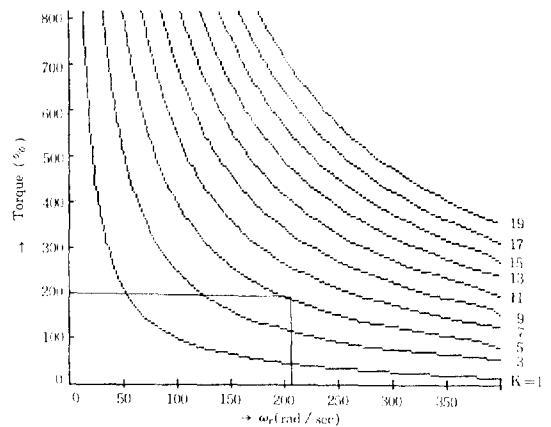


그림 4 K값에 따른 안정동작범위 결정
Fig. 4 Operating characteristics of over torque-speed at different K-constant.

여기서 T_s 는 전류샘플링 시간이다.

4. 시스템 구성

현재 대부분의 벡터제어기의 구현은 특수한 하드웨어와 멀티프로세서를 채용하여 구성 되어지므로 제어기의 구조가 복잡하여 쉽게 변경 될 수 없으며 제어루프의 작성도 low level로 표시되어 전달함수의 기술이 어렵다. 그러므로 연산이 복잡한 벡터제어 시스템을 마이크로컴퓨터에 의하여 소프트웨어로 제어하고, 부동소숫점 (floating point) 연산을 쉽게 처리하기 위하여 80287 co-processor를 가진 IBM-PC/AT(12MHz)을 사용하여 그림5과 같이 구성하였으며, 주변장치의 제어를 위하여 그림6과 같은 I/O Module(12bit D/A, 12bit A/D Converter, 16bit Counter, PIO)로 구성 하였다.

일반적으로 종래에는 소프트웨어가 기계어로 작성되어 연산처리를 빠르게 할수 있도록 하였으나, 실수에 의한 계산처리와 빈번하게 수정이 요구되

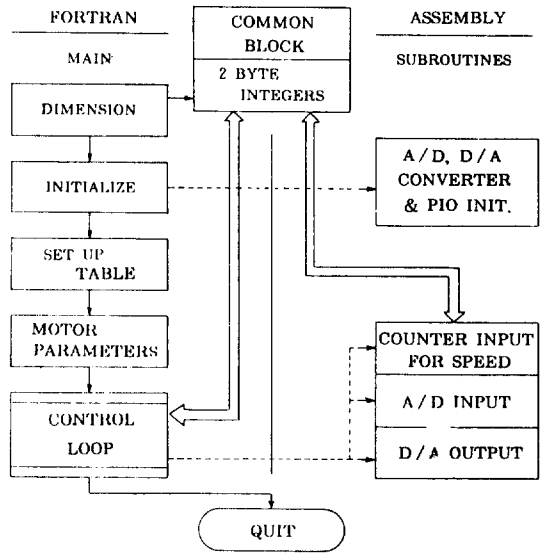


그림 7 소프트웨어 구성
Fig. 7 Software configuration.

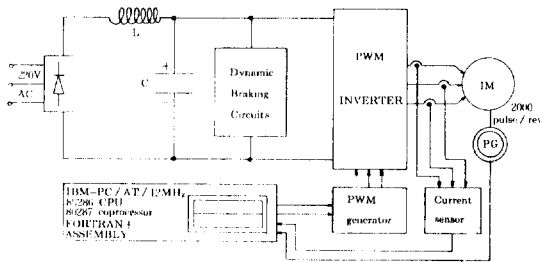


그림 5 시스템 구성
Fig. 5 System configuration.

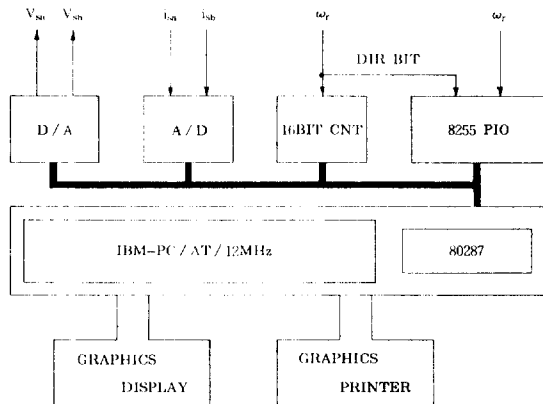


그림 6 주변장치 블록선도
Fig. 6 Block diagram of interface.

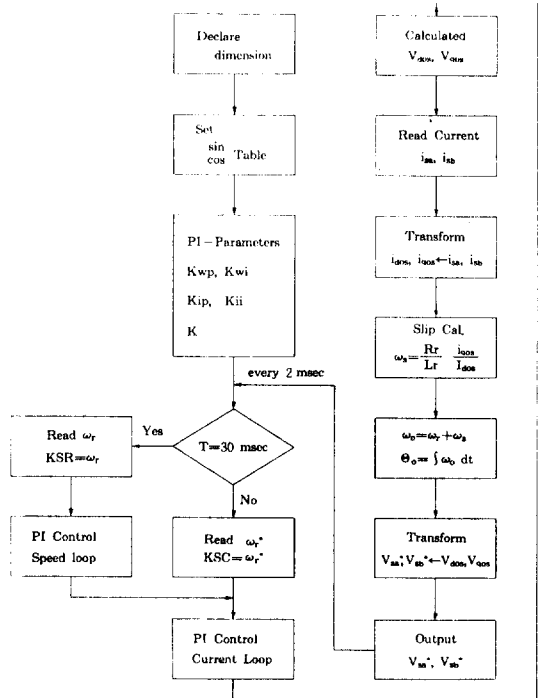


그림 8 제어 플로우차트
Fig. 8 Flowchart of control programming

는 프로그램 개발 및 시스템 제어분야에서는 변경이 어렵게 되었고, 모든 제어가 마이크로컴퓨터내에서 연산 및 신호처리가 이루어 지므로 변화되는 상태관측이 쉽지 않으므로, 과도상태에서 운전한 특성을 컴퓨터의 RAM에 일시 기억시켜 두었다가 그래픽 기능에 의하여 CRT에 나타낸 결과를 프린터로 출력하여 그 결과를 관측 하므로써 오실로스코프에서 관측한 결과의 성능을 가질 수 있도록 그림7과 같이 소프트웨어적으로 구성 하였으며, 이때 제에 플로우차트는 그림8과 같다.

5. 실험결과

과도상태에서 개선된 운전특성을 고찰하기 위하여 선형화조건을 안정되게 해주는 안정도 계수 K 값 변화에 따라 속도지령 (W_r^*)에 의한 속도응답 특성 (W_r), 토오크 성분의 전류 (I_q) 여자 전류 (I_d)의 변화상태를 관측하였다.

또한 시스템의 선형화특성을 관측하기 위하여 본 시스템에서 결정된 K 의 값이 5인 경우 속도지령이 식(31)와 같이 최대치 500rpm인 정현파로 하여 각주파수 W 을 0에서 5(rad/sec) 단위로 증가하면서 측정된 결과에 의하여 보드선도를 작성하였다.

$$N_{ref} = 500\sin(\omega t) \tag{31}$$

그림9는 제어시스템이 정상상태로 동작되고 있을시 기준지령전압과 검출된 전류의 파형을 관측한 것이며, 제의 과도응답특성을 조사하기 위하여 관성이 큰 부하를 적용하여 속도를 여러가지 형태로 지령하여 정역운전과 정현파운전을 하였을때 얻어진 응답특성은 다음과 같다.

5.1 정역회전 운전특성

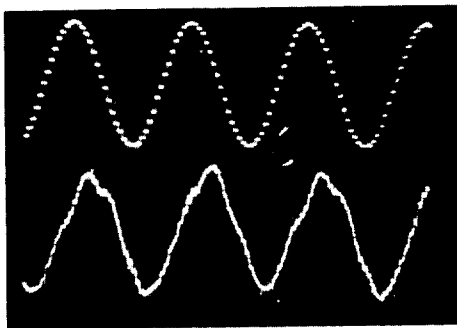
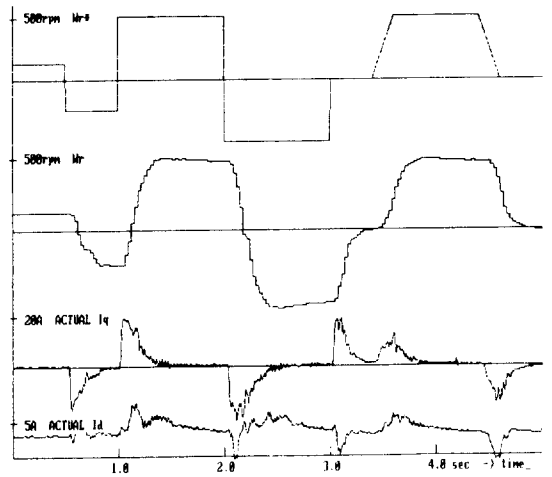
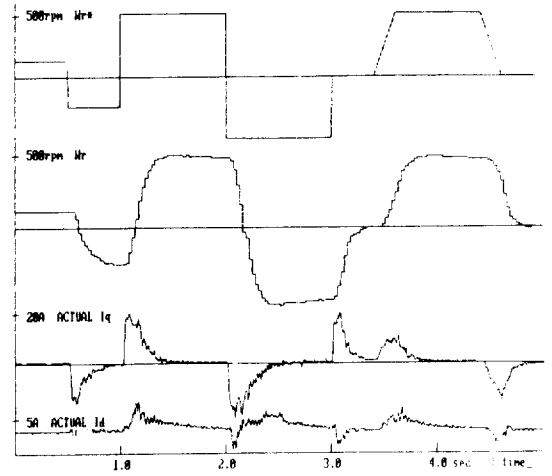


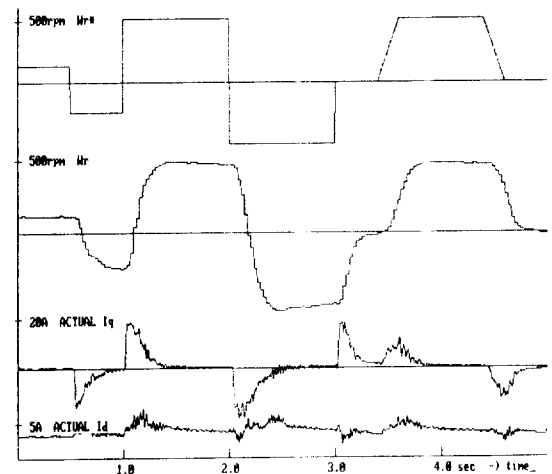
그림 9 기준전압 (V_{sa}^*)과 검출된 전류 (i_{sa}) 파형
 Fig. 9 Reference voltage (V_{sa}^*) & detected current (i_{sa}) waveform.



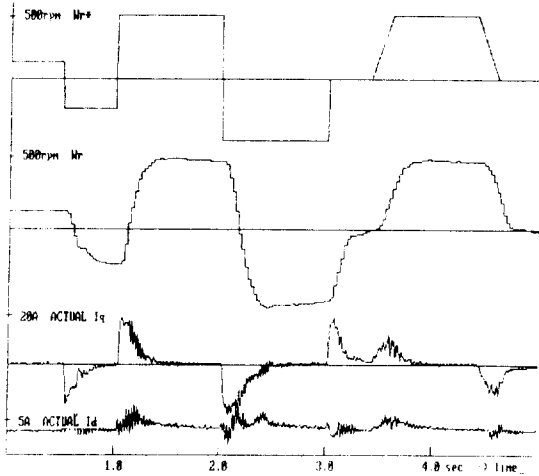
(a) at K=1



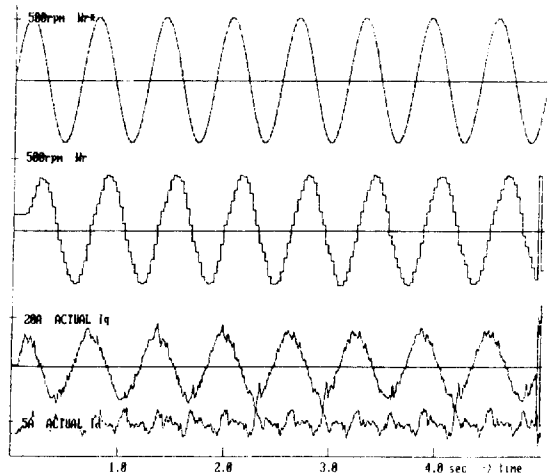
(b) at K=3



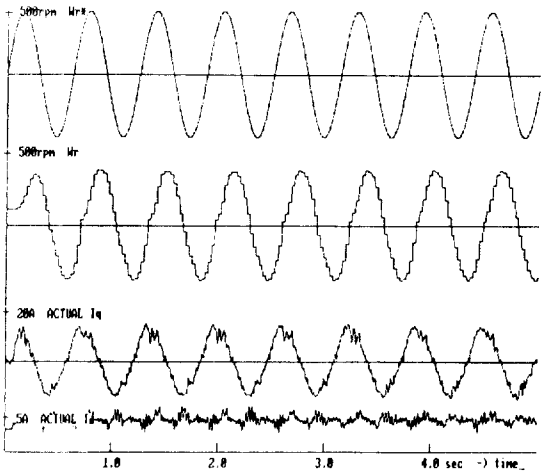
(c) at K=6



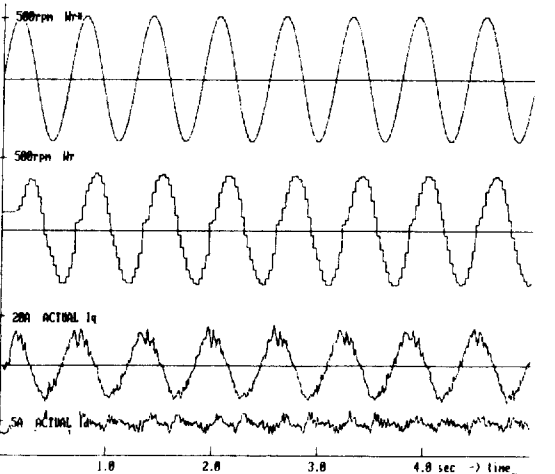
(d) at K=8



(a) at K=1



(b) at K=3



(c) at K=6

그림 10 K변화시 정역운전특성

Fig. 10 Operating characteristics at reverse revolution on variable K.

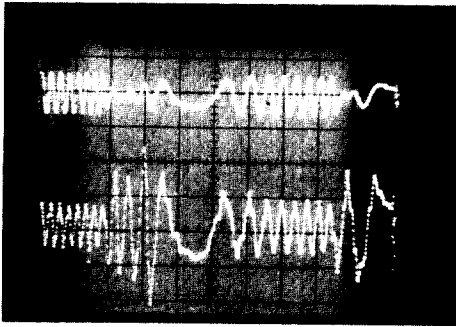


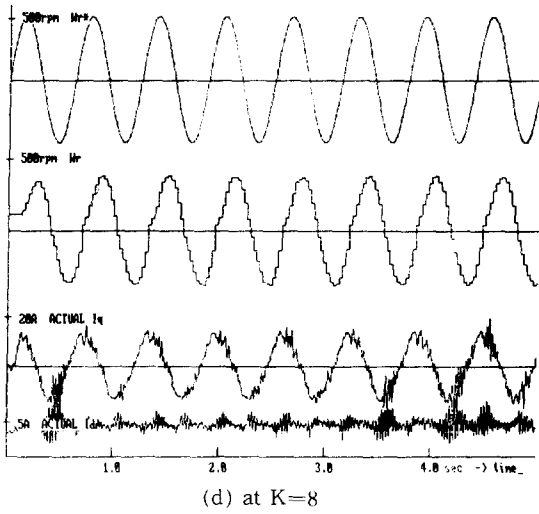
그림 11 정역운전시 기준전압(V_{sa}^*)과 실제전류(isa)파형

Fig. 11 Reference voltage(V_{sa}^*) & actual current(isa) waveform during reverse operation at 900rpm.

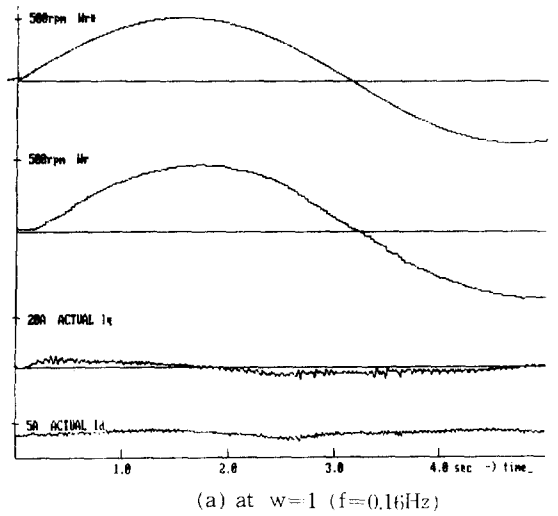
그림 10은 200rpm을 0.5sec 동안 정역운전한 것과 500rpm을 1sec동안 정역운전한 후 제형과적인 명령으로 각각 주었을때 K변화시의 응답특성을 나타낸 것이며, 그림11는 900rpm으로 정역운전 하였을때 지령전압 V_{sa}^* 와 실제전류 isa 의 파형을 과도상태에서 오실로스코프에 의하여 관측한 것이다.

5.2 정현파 운전특성

그림 12는 $W=10$ 으로 일정한 상태를 유지하면서 최대치 500rpm의 정현파 속도지령을 주었을때 안정도계수 K를 변화시킨 운전특성을 나타낸



(d) at $K=8$



(a) at $w=1$ ($f=0.16\text{Hz}$)

그림 12 K 변화시 정현파 운전특성
Fig. 12 Operating characteristics at sinewave on variable K .

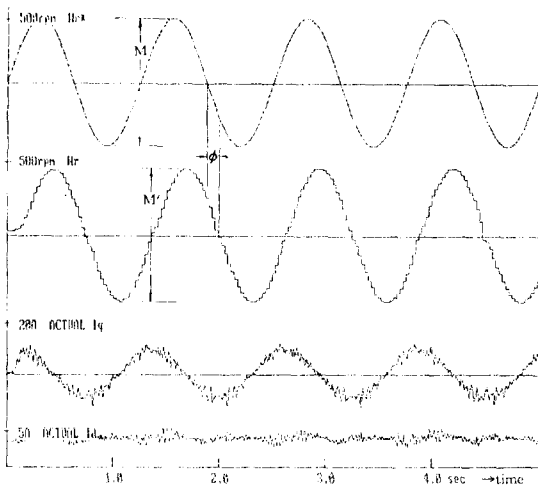
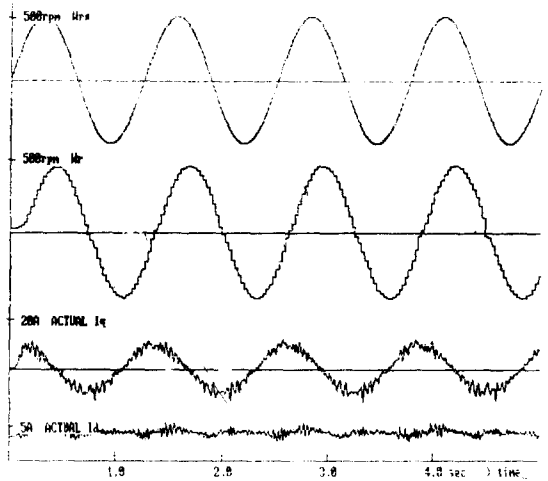


그림 13 정현파 운전특성 ($K=5, W=5$)
Fig. 13 Operating characteristics at sinewave ($K=5, W=5$)

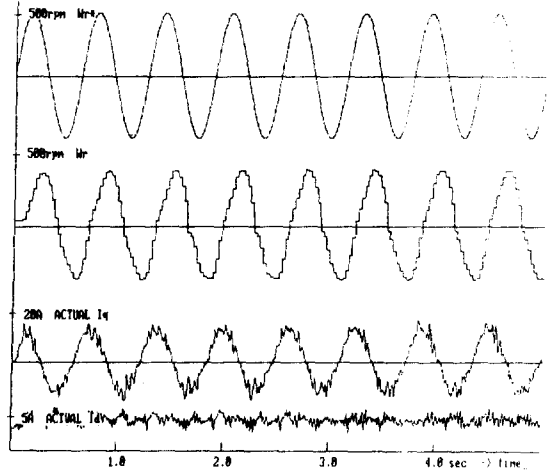
것이다.

5.3 각주파수 변화에 따른 운전특성실험

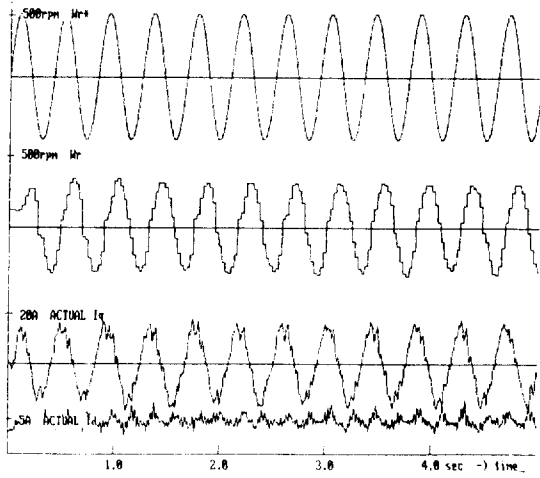
선형화특성을 조사하기 위하여 식(31)와 같은 정현파속도 지령으로 최대치 500rpm의 정역운전 하였을때 W 가 5인 0.8Hz의 정현파 속도지령에 따른 실제속도와 토크전류, 여자전류의 변화를 관측한 것으로, 진폭의 크기비 M'/M 와 위상차 ϕ 를 측정하였다. 그림 13은 W 가 5인 정현파 운전



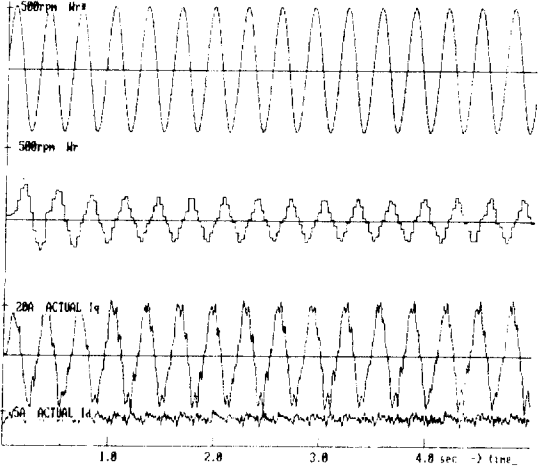
(b) at $w=5$ ($f=0.8\text{Hz}$)



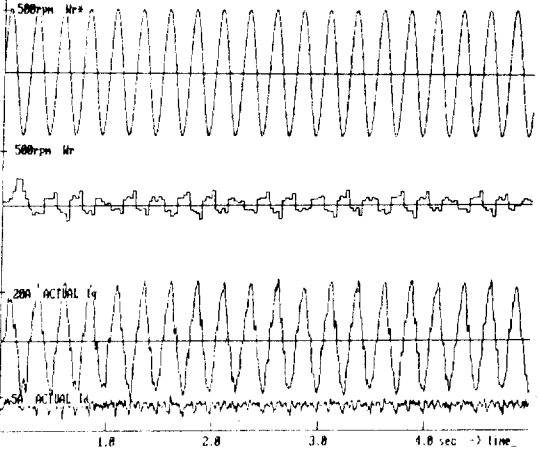
(c) at $w=10$ ($f=1.6\text{Hz}$)



(d) at $w=15$ ($f=2.39\text{Hz}$)



(e) at $w=20$ ($f=3.18\text{Hz}$)



(f) at $w=25$ ($f=3.98\text{Hz}$)

그림 14 각주파수에 따른 정현파 운전특성
Fig. 14 operating characteristics at sinewave on variable W .

과도상태에서 유도전동기의 선형화특성 개선에 관한 연구

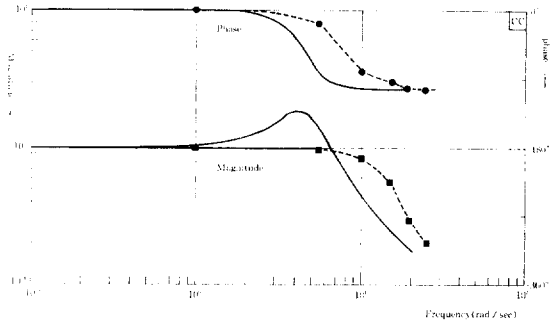


그림 15 선형화한 유도전동기의 보드 선도
Fig. 15 Bode diagram of linearized induction motor.

특성을 나타낸 것이며, 그림 14은 보드선도를 작성하기 위하여 W 을 1에서 5(rad/sec)단위로 응답 특성을 관측한 것이다. 그림 14의 실험에 의하여 작성된 보드선도는 그림 15로 되었다. 여기서 실선으로 표시된 것은 이론에 의한 것이며, \blacksquare 표는 magnitude의 실측치이며, \bullet 표는 phase의 실측치를 나타낸 것이다.

6. 결 론

농형유도전동기를 고속응답이 요구되는 서어보제에 적용하기 위해서는 선형화 제어조건이 만족되어야 한다. 그러나 과도상태에서 전류의 크기, 철심포화, 온도 및 주파수등의 영향으로 기준값 계산에 적용된 전동기 정수가 변화되므로 선형화 제어에 어려움이 다르게 되었다. 간접벡터 제어법인 슬립주파수형 벡터제어에서 2차 쇄교자속을 일정하게 제어하기 위해서는 선형화 제어조건인 자속 성분의 전류는 일정하고, 토오크 성분의 전류만 적용변화 되는 시스템이 요구된다.

그러므로 본 연구에서는 이 영향을 최소화시키기 위한 보상책으로 전압방정식으로 부터 유도된 상태방정식에 선형화 안정비례계수 K 를 도입하여 제어시스템을 구성한 결과 운전조건에 따라 광범위한 속도제어와 과부하토크 제어에서 정상상태 운전특성은 물론, 과도상태인 정역운전, 정현파 운전에서도 선형화 제어조건이 개선됨을 확인하였다. 또한 각주파수 변화에 따른 운전특성 실험에서 관측된 보드선도는 이론과 거의 일치 되므로 연산시 많은 시간을 필요로 하는 동정법을 적용하지 않고, 마이크로컴퓨터와 VSI PWM인버터, PI 제어기를 사용하여 소프트웨어적으로 구성된 본 시스템에서 양호한 특성을 얻을 수 있었다.

부록 [1] : 실험에 사용된 농형유도전동기의 정수

3상, 극수 : 4, 정격출력 : 2.2KW, 정격전압 : 220V, 정격전류 : 8.2A, 무부하전류 : 4.2A, 주파수 : 60Hz, 정격회전수 : 1720RPM

R_s	[Ω]	: 0.7138
R_r	[Ω]	: 0.7732
L_s	[H]	: 0.079155
L_r	[H]	: 0.079155
M	[H]	: 0.07501
P		: 2
σ	[Ω]	: 0.102
$\sigma L_r = \sigma L_s$	[H]	: 0.006093
$1/\sigma L_s$: 123.857
$R_s/\sigma L_s$	[Ω]	: 88.409
$R_r/\sigma L_r$: 95.766
$p(M^2/L_r) Id_{os}$: 0.59709
$pL_s Id_{os}$: 0.6649
J_m (전동기)	[kgm ²]	: 0.0115
J_l (관성부하)	[kgm ²]	: 0.02567
Id_{os}	[A]	: 4.2
Vq_{os}	[V]	: 220
W_n	[rad/s]	: 39
Z		: 2.338

참 고 문 헌

- [1] Masato Koyama and Nasao Yano, "Microprocessor-Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function", IEEE Trans. IA-22, May, 1986.
- [2] H. Sugimoto, et al., "A New Transfer Function of an Induction Motor Driven by Variable Frequency Source", IEEE-PESC, pp. 102-116, 1983
- [3] F. Blaschke, "Das Prinzip der Feldorientierung, Transvektor-Regelung", Siemens pp. 745-757, 1971
- [4] W. Leonhard, "Control of AC-Machines with the Help of Microelectronics", Proc. of IFAC Symposium on Control in Power Elec., pp. 333-356, 1983
- [5] Hidehiko Sugimoto, et al., "High Performance Control of Large Scale Adjustable Induction Motor", T. IEE Japan, Vol. 107-D, No. 2, 1987
- [6] R.D. Lorenz, et al., "Saturation Effects in Field Oriented Induction Machines", IEEE-IASAM, pp. 150-155, 1987
- [7] PAL K. Kovacs, "Transient Phenomena in Electrical Machines", Elsevier, pp. 120-130, 1984
- [8] Peter Wood, "Switching Power Converters", Van Nostrand Reinhold Com., pp. 265-278, 1981
- [9] D. Dalal, R. Krishnam, "Parameter Compensation of Vector Controlled Induction Motor Drive Using Estimated Airgap Power", IECON'87, pp. 170-176, 1987
- [10] Hidehiko Sugimoto, et al., "Theory and Characteristics of a new Induction Motor Driver System Having Linear Transfer Function", IPEC-Tokyo, p. 462-473, 1983
- [11] B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, pp. 264-280, 1986
- [12] Masayuki Terahima, et al., "Fully Digital Controlled Decoupled Control System in Induction Motor Drive", IECON'84, pp. 845-850, 1984
- [13] Masakatsu Nomura, et al., "A High Response Induction Motor Control System Compensation for Secondary Resistance Variation", IECON'87, pp. 46-51, 1987