

교류전동기의 파라미터 변동에 대한 비선형 제어특성의 해석

°손진근\*, 박종찬\*\*, 이복용\*\*\*, 전희종\*\*\*\*  
 경원전문대학 전기과\*, 오산대학 전기과\*\*, 동서울대학 전기과\*\*\*, 송실대학교 전기공학과\*\*\*\*

Analysis of Nonlinear Control Characteristic for the Parameter Variation of AC Motors

°Jin-Geun Shon\*, Jong-Chan Park\*\*, Bok-Yong Lee\*\*\*, Hee-Jong Jeon\*\*\*\*  
 Kyungwon College\*, Osan College\*\*, DONG Seoul College\*\*\*, Songsil Univ\*\*\*\*

**Abstract** - Vector control schemes are used in inverter-fed induction motor drives to obtain high performance. Crucial to the success of the vector control scheme is the knowledge of the instantaneous position of the rotor flux. However, the position of the rotor flux change with temperature and magnetic saturation of the motor. This variation cause deterioration of both steady state and dynamic operation of the motor drives. Performance degradation is in the form of input-output torque nonlinearity and saturation of the motor. Analytic expressions are derived to evaluate the effects due to parameter sensitivity.

Oriented Control : FOC)라고 한다.

벡터제어에서 자속과 토크를 독립적으로 제어하기 위해서는 제어변수들이 동기 회전좌표계 상에서 표현되므로 직류량이지만 실제 전동기에 흐르는 전류는 정지된 고정자를 기준으로 하는 정현파 교류이므로 이 값을 동기 좌표계의 직류값으로 변환해야한다. 이를 위해서는 동기속도로 회전하는 단위벡터 즉 자속각을 알아야 한다. 이를 얻는 방법에는 직접 벡터제어와 간접 벡터제어가 있다. 그림 1은 간접벡터 제어기법을 표현하기 위한 페이지도이다.

1. 서 론

교류전동기 제어를 위한 벡터제어 기법의 출현으로 종래 직류전동기의 응용부분을 점차 교류전동기로 대체해가고 있다. 선반, 로봇 등 소형 시스템 및 엘리베이터, 전기자동차, 전기 철도차량 등과 같은 대형 수송수단에도 교류전동기가 차지하는 비율이 계속 증가하고 있다. 이러한 교류전동기의 구동시스템에는 벡터제어기법을 채용하여 전동기를 구동하게 되는데, 고성능의 벡터제어 구현을 위해서는 회전자 쇄교자속 벡터의 정보획득이 필수적이며 이들 방법의 대부분은 전동기에 관련된 파라미터와 측정 가능한 정보에 의존하게 된다[1-2].

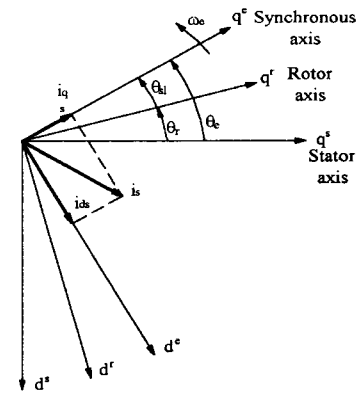


그림 1. 고정자 축과 회전자 축 사이의 페이지도

위의 그림1에서  $d^s - q^s$ 축과  $d^r - q^r$ 축은 각각 고정자 축과 회전자 축에 고정되어 있는 반면  $d^e - q^e$ 축은 동기속도  $\omega_e$ 로 회전한다.  $\theta_e$ 는  $q^s$ 축을 기준으로 하였을 때  $q^e$ 축의 회전각도이며,  $\theta_r$ 을  $q^r$ 축의 회전각도라 하며,  $q^e$ 축과  $q^r$ 축은  $\theta_{sr}$ 의 차이를 가지게 되어 식(1)의 관계가 성립한다.

$$\theta_e = \theta_{sr} + \theta_r = \int_0^t (\omega_{sr} + \omega_r) dt \tag{1}$$

여기서  $\theta_r(\omega_r)$ 은 전동기의 속도센서에 의하여 직접 측정하고,  $\theta_{sr}(\omega_{sr})$ 을 전향보상(Feedforward) 방식으로 계산하여  $\theta_e$ 를 얻을 수 있다.

또한 좌표축이 동기속도  $\omega_e$ 로 회전한다면 유도전동기의  $d - q$ 축으로 표현된 등가회로의 고정자와 회전자 전압방정식은 식(2)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \\ V_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \\ V_{qr}^e &= R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \\ V_{dr}^e &= R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \end{aligned} \tag{2}$$

벡터제어에 의하여 유도전동기가 제어된다면 회전자

그러나 전동기의 파라미터는 비선형성이 존재하며, 유도전동기의 파라미터 중에서 회전자 저항값과 인덕턴스 값은 각각 온도상승과 표피효과 그리고 자기적인 포화 정도에 따라 그 값이 변화한다. 이러한 변화는 순시토크 제어를 위한 벡터제어 시스템에서 과도상태 및 정상상태에서 성능저하를 초래하고, 토크와 자속의 입출력 관계에서는 비선형성을 나타내어 예상치 못한 결과 등을 초래하기도 한다. 또한 전동기의 파라미터의 변화는 추가적인 전자기적 손실을 초래하여 효율 저하의 원인이 되며 온도상승의 가중화를 초래한다[3-5].

따라서 본 논문에서는 이러한 파라미터 변동들이 구체적으로 벡터제어 시스템에 어떠한 영향을 미치는가를 분석하는 방법을 소개하고, 실제의 전동기의 파라미터 값과 변동하는 파라미터 값의 변화에 대하여 정상상태에서의 토크와 자속의 입출력 특성을 분석하였으며 아울러 과도상태의 비안정적인 응답특성을 시뮬레이션을 통하여 고찰하여 보았다.

2. 벡터제어시스템에 대한 고찰

2.1 간접벡터 제어기법

유도전동기를 고속 토크 응답특성으로 얻기 위해서는 고정자 전류를 자속성분 전류( $i_{ds}$ )와 토크성분 전류( $i_{qs}$ )로 분리하여 각각을 독립적으로 제어할 수 있어야 한다. 이를 위해서는 고정자 전류를 자속벡터에 기준하여 제어하는데 이 기법을 벡터제어 또는 자속기준제어(Field

자속의  $q$ 축 성분은 0이되며  $d$ 축 성분은 거의 일정하여 토크는  $q$ 축 전류성분에 의해서만 제어된다. 따라서 일정자속제어를 행할때 식(3)이 성립하고, 이들 조건으로부터 식(4)와 같이 슬립 각속도에 관한 식이 얻어지고 식 (5),(6)처럼 자속에 관한 식이 얻어진다.

$$\lambda_{qr}^e = \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e = 0, \lambda_{dr}^e = const., \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e = 0 \quad (3)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (4)$$

$$T_r \cdot \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e + \lambda_{dr}^e = L_m \cdot i_{ds}^e \quad (5)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m \cdot i_{ds}^e \quad (6)$$

여기서,  $T_r (= L_r / R_r)$ 은 회전자 시정수이고,  $L_m$ 은 고정자와 회전자의 상호인덕턴스이다. 또한 식(6)을 식(4)에 대입하면 슬립 각속도는 식(7)과 같이 전류만으로 표현이 가능하다.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (7)$$

따라서 간접 벡터제어는 기준 토크성분과 자속성분 전류로부터 슬립 각속도를 계산하고, 이에 회전자 각속도를 더하여, 식(1)과 같이 시간에 따른 적분으로 자속 각을 간접적으로 구하는 방식이며 회전자의 각속도를 알기 위해서는 속도검출기가 필요하게 되며 이러한 제어 알고리즘을 그림 2에 나타내었다.

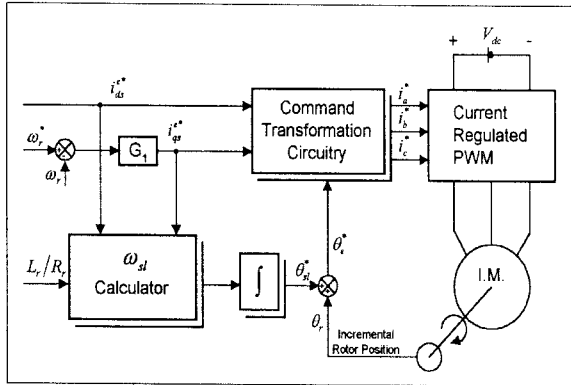


그림 2. 간접벡터제어 시스템의 구성도

## 2.2 직접벡터 제어기법

직접벡터 제어기법에는 자속을 직접 검출하는 자속검출형과 전류, 전압, 속도 정보 등으로부터 자속을 연산하여 이를 이용하는 자속연산형이 있다.

자속검출형은 고정자 슬롯에 홀 소자나 검색코일과 같은 자속센서를 설치해야 하므로 기계적으로 결합하기가 어려울 뿐만 아니라 노이즈에 취약하기 때문에 많이 사용되지 않는다.

자속연산형은 자속식을 얻는 방식에 따라 고정자 회로의 전압모델과 회전자 회로의 전류모델 방식으로 구분할 수 있다. 고정자 회로의 전압모델은 전동기의 고정자 회로를 이용하여 자속을 연산하는 방법으로 식(8), (9)와 같이 고정자 전압을 적분하여 고정자 자속을 구하고 이 식들로부터 고정자 누설자속에 대한 성분을 고려하여 회전자 자속을 식(10), (11)과 같이 구할 수 있다.

$$\lambda_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s \cdot i_{qs}^s) dt \quad (8)$$

$$\lambda_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s \cdot i_{ds}^s) dt \quad (9)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^s - \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}^s) \quad (10)$$

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}^s) \quad (11)$$

여기서  $\sigma$ 는 누설계수 ( $= 1 - L_m^2 / (L_s \cdot L_r)$ )이다.

따라서 식(10), (11)을 이용하여 식(12)와 같은 회전자 자속각을 구할 수 있으며, 이러한 직접벡터 제어기법을 나타낸 것이 그림 3이다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \right) \quad (12)$$

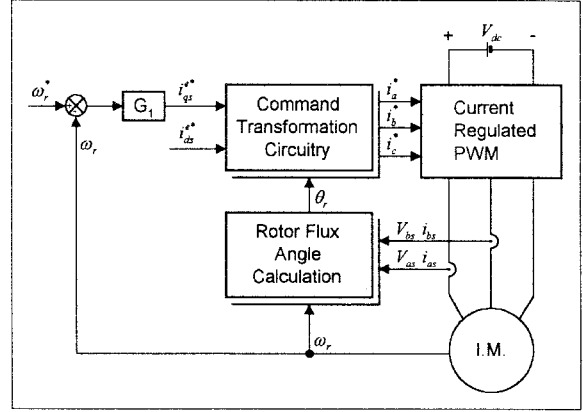


그림 3. 직접벡터 제어시스템의 구성

## 3. 파라미터 변동에 대한 비선형성의 해석

앞 장에서 설명한 바와 같이 주어진 유도전동기에서 정격 슬립각속도와 회전자 시정수는 알 수 있고 고정자의 정격전류와 무부하 여자전류에 의하여 정격  $d-q$ 축 전류를 간단히 계산할 수 있으므로 이들의 정격치를 '\*'로 나타낸다. 이에 따라 식(7)의 관계를 식(13)과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_{sl}^* = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \quad (13)$$

또한 동기좌표계에서 고정자전류  $i_s$ 와 토크분전류  $i_{qs}^e$  그리고 자속분전류  $i_{ds}^e$ 와의 공간벡터적인 관계를 그림 4와 같이 나타내면 식 (14)와 같은 관계가 성립한다.

$$\theta^* = \tan^{-1} \left( \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right), \quad i_{ds}^{e*} = i_s^{e*} \cos \theta^*, \quad i_{qs}^{e*} = i_s^{e*} \sin \theta^* \quad (14)$$

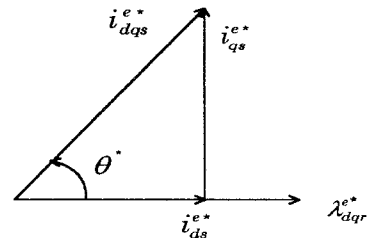


그림 4. 토크분전류와 자속분전류와의 위상관계

식(13), (14)의 관계에 의하여 식(15)~식(17)과 같이 정의할 수 있다.

$$\tan \theta^* = \omega_{sl}^* T_r^* \quad (15)$$

$$\sin \theta^* = \frac{\omega_{sl}^* T_r^*}{\sqrt{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}} \quad (16)$$

$$\cos \theta^* = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}} \quad (17)$$

이들 관계에 의하여 전동기의 지령토크를 식(18)과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e^* = \frac{3}{4} P \frac{L_m^{*2}}{L_r^*} i_{ds}^{e*} i_{qs}^{e*} = \frac{3}{4} P \frac{L_m^{*2}}{L_r^*} (i_s^{e*})^2 \cos \theta^* \sin \theta^* \quad (18)$$

동일한 방법으로 전동기의 실제 토크는 식(19)와 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{4} P \frac{L_m^2}{L_r} i_s^2 \cos \theta \sin \theta \quad (19)$$

따라서 정상상태에서 전동기 지령토크에 대한 실제 출력토크의 관계를 알아보기 위해서는 속도제어 루프를 개방한 후 토크지령과 자속지령을 입력하면 되고, 이러한 관계를 그림 5에 나타내었다.

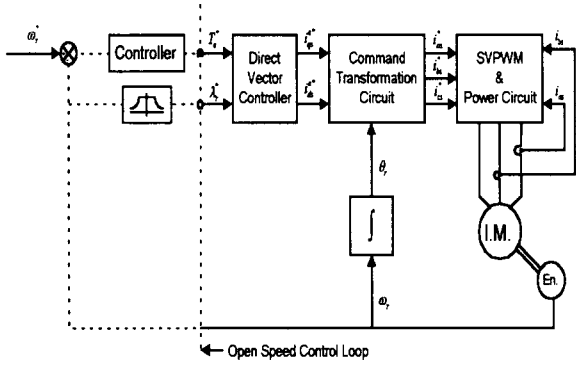


그림 5. 벡터제어시 오픈 속도루프 구성도

그림 5와 같이 속도제어 루프를 개방한 상태에서는  $\omega_{sl}^* = \omega_{sl}$ ,  $i_s^{e*} = i_s^e$ 의 관계를 적용하여 식(18), (19)에 대입하면 입출력토크 비를 식(20)으로 정의할 수 있다.

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \left( \frac{L_m}{L_m^*} \right)^2 \left( \frac{L_r}{L_r^*} \right) \left( \frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \right) \quad (20)$$

따라서, 식(20)에서 입출력토크에 대한 변화는 정격값과 실제값의 시정수의 변화에 의하여 나타나므로 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$A = \frac{T_r}{T_r^*} = \frac{L_r / R_r}{L_r^* / R_r^*} = \frac{R_r^* L_r}{R_r L_r^*}, \quad B = \frac{L_m}{L_m^*} \quad (21)$$

그러나  $L_r$ 값은  $L_m$ 값에서 누설분 값만을 추가시키면 되고  $L_m$ 값의 변화는 B로 정의하였으므로 다시 식(22)처럼 정리할 수 있다.

$$A = \frac{R_r^*}{R_r}, \quad B = \frac{L_m}{L_m^*} \approx \frac{L_r^*}{L_r} \quad (22)$$

식(22)를 식(20)에 대입하면 식(23)과 같이 파라미터의 변동에 대한 출력토크의 비를 쉽게 분석할 수 있다.

$$\frac{T_e}{T_e^*} = AB \frac{(1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2)}{(1 + (A \omega_{sl} T_r)^2)} = AB \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2}{1 + \left( A \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2} \quad (23)$$

동일한 방법으로 회전자 쇄교자속에 대하여 실제값과 정격값의 관계는 식(24)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\lambda_r}{\lambda_r^*} = B \sqrt{\frac{(1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2)}{(1 + (A \omega_{sl} T_r)^2)}} = B \sqrt{\frac{1 + \left( \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2}{1 + \left( A \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2}} \quad (24)$$

식(23)과 식(24)로부터 B값이 일정할 때 A의 변화 즉 회전자 저항의 변화는 결국 전동기의 출력토크를 비선형적인 결과로 만들게 한다. 이것은 실제의 회전자 저항값이 증가하면 자속과 토크가 커지지만 그 응답에는 커다란 진동이 생기므로 이상적인 전동기 제어를 할 수 없게 됨을 알 수 있다.

한편, 위에서는 전동기의 입출력토크 비를 알아보기 위하여 속도제어 루프를 개방시킨 상태에서 입출력 비선형성을 고찰하여 보았지만 부하토크를 고려하지 않았으므로 부하토크와 관련된 방정식의 도입이 필요하다. 속도 제어루프를 작동시키면 정상상태에서 파라미터의 변동에도 불구하고 실제토크 ( $T_e$ )와 부하토크 ( $T_L$ )가 같아지도록 토크지령 ( $T_e^*$ )이 변한다. 토크지령에 대한 실제 토크 비율을 C로 정의하고 그 관계를 식(25)로 나타낼 수 있다.

$$T_e = T_L, \quad \frac{T_e}{T_e^*} = C, \quad C = \frac{T_L}{T_e^*} \quad (25)$$

위와 같은 관계를 구성하는 데는 고정자 전류, 슬립, 자속 등과 관련되어 있는데 이들을 정리하면 주어진 부하토크에 관해서 토크지령을 해석하는 것이 가능하다. 토크지령은 슬립과 밀접한 관계가 있다는 것을 유추하기 위하여 다음의 과정을 거친다.

식(13)으로부터 슬립 정격치를 회전자 시정수에 관하여 정리하면 식(26)과 같다.

$$\omega_{sl}^* = \frac{1}{T_r^*} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} = \frac{R_r^*}{L_r^*} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \quad (26)$$

또한 자속분 전류 정격치와 토크분 전류의 정격치로부터 토크지령과 관련된 슬립 정격치를 식(27)과 같이 나타낼 수 있고, 이를 식(20)에 대입하면 식(28)의 결과를 얻는다.

$$\omega_{sl}^* = \frac{A}{3P} \frac{R_r^*}{(\lambda_r^*)^2} T_e^* \quad (27)$$

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \frac{T_L}{T_e^*} = AB \left( \frac{1 + (k T_e^*)^2}{1 + (A k T_e^*)^2} \right) \quad (28)$$

여기서,  $k$ 는 토크계수  $k = \frac{4L_r^*}{3P(\lambda_r^*)^2}$ 이다.

따라서 식(28)의 관계에서 알 수 있듯이 A와 B의 관계로부터 쉽게 입출력 토크에 대한 비선형성의 관계를 알아볼 수 있으며 이들의 관계를 4장 시뮬레이션 결과에 나타내었다.

#### 4. 시뮬레이션 및 결과고찰

##### 4.1 정상상태에서의 비선형성 고찰

유도전동기의 벡터제어시 파라미터의 변동은 정상상태에서 토크와 자속의 입출력 비선형에 대한 해석적 기법을 앞장에서 고찰하였고, 이에 대한 시뮬레이션 결과를 고찰하면 다음과 같다. 즉 온도변화에 의한 회전자 저항의 변화(A)와 자기포화 정도의 변화(B)에 대하여 각각 정상상태에서의 입출력 관계를 나타낸 결과를 그림 6 ~ 그림 11에 나타내었다.

그림 6은 인덕턴스의 변화는 없다고 가정하여 B=1로 고정시켜 놓고, 회전자의 저항값 A를 A=0.5, 1, 1.5 인 경우의 각각에 대해서 시뮬레이션을 행하였다. A=0.5의 경우는 회전자 저항의 실제값이 정격치 보다 증가한 것으로서 A<1인 경우를 대표한다. A=1.5의 경우는 회전자 저항의 실제값이 정격치 보다 감소한 것으로서 A>1인 경우를 대표하고, A>1일 때에는 A=1.5와 같은 경향을 보이게 된다. A<1이면 0.75[p.u.]의 부하토크까지는 토크지령에 비하여 실제토크가 더 작고, 0.75[p.u.]의 부하토크 이상에서는 토크지령에 비하여 실제토크가 더 크

게 나타남을 볼 수 있다.  $A > 1$ 인 경우에는 이와 반대의 경향이 나타난다.

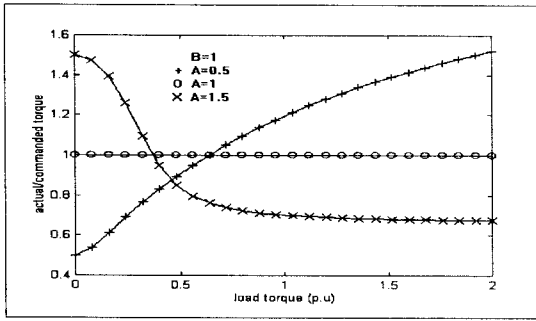


그림 6. 회전자저항 변동(A)시 부하토크에 대한 지령토크와 실제토크의 비율

그림 7은 그림 6과 같이 A, B 값을 같이 하였으며, 회전자 자속지령에 대하여 실제의 자속을 나타낸 것이다. 이 경우  $A < 1$ 이면 회전자 자속의 비율이 단조증가의 형태를 보이지만 자기포화 현상 때문에 적정 수준의 값을 가진다.  $A > 1$  이면 실제 회전자 자속은  $0.75[p.u.]$ 의 부하토크 까지는 감소하다가 부하토크가  $0.75[p.u.]$  이상이 되면 일정한 값을 가진다.  $A=1$  인 경우에는 실제 토크와 실제 회전자 자속이 모두 부하에 관계없이 지령값과 일치한다. 이상으로부터 전동기에 부하를 인가하였을 경우  $A \neq 1$  즉 회전자 저항에 대한 파라미터 변동이 생기면 전동기의 출력토크와 회전자의 실제자속이 부하에 따라 비선형성이 존재함을 알 수 있다.

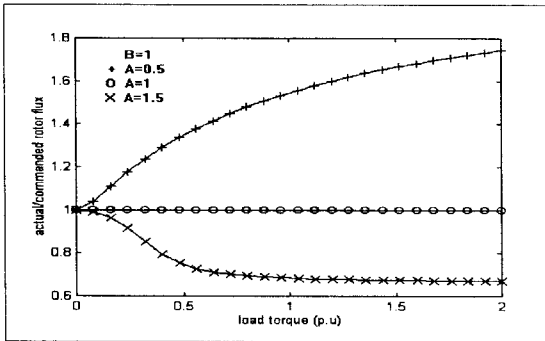


그림 7. 회전자저항 변동(A)시 부하토크에 대한 자속지령과 실제자속의 비율

그림 8과 그림 9는 실제의 회전자 저항값이 정격치보다 높다고 가정하여  $A=0.5$ 로 설정하였다. 실제 전동기 운전시  $A > 1$ 인 경우는 발생하지 않는다고 볼 수 있기 때문에 이러한 경우는 의미가 없다고 할 수 있다.

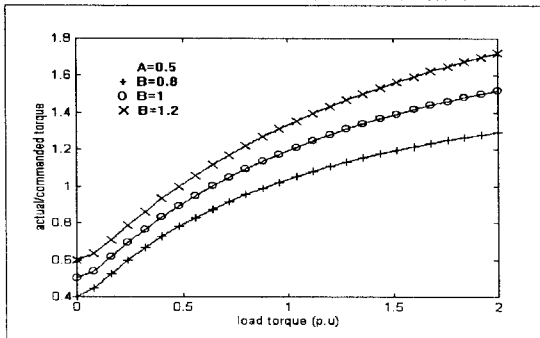


그림 8. 인덕턴스 변동(B)시 부하토크에 대한 지령토크와 실제토크의 비율( $A=0.5$ )

이때 자기포화 현상은  $B=0.8$ 로 나타낼 수 있으며 이 때는 포화현상 때문에 자속 레벨이 약 20[%] 감소한다. 따라서 실제 토크가 지령 토크보다 작아질 것이다.  $B > 1$  즉,  $B=1.2$  일 때에는 자속과 토크는 모두 지령치 보다

증가함을 보인다. 이 경우에도 전동기의 각 제어지령과 실제 출력의 관계가 비선형성을 나타냄을 볼 수 있다.

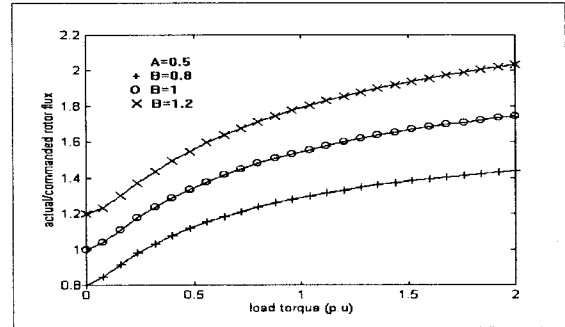


그림 9. 인덕턴스 변동(B)시 부하토크에 대한 자속지령과 실제자속의 비율( $A=0.5$ )

그림 10과 그림 11에서는 회전자 저항변화는 거의 없는 상태( $A=0.99$ )로 가정하고 상호 인덕턴스의 변화가 전동기의 토크와 자속의 입출력 비선형성에 어떤 관계를 나타내는지 살펴보았다. 상호인덕턴스 값은 전동기의 자속레벨을 직접 결정하므로 그 값의 변화에 비례하여 출력토크에 영향을 끼친다. 즉 인덕턴스의 변화는 토크와 자속의 입출력 비선형 특성에는 별 영향 없이 자속레벨에만 영향을 끼친다는 것을 알 수 있으며 자속레벨의 변화는 벡터제어시 자속제어를 행하기 때문에 그다지 큰 문제는 발생하지 않는다고 간주된다.

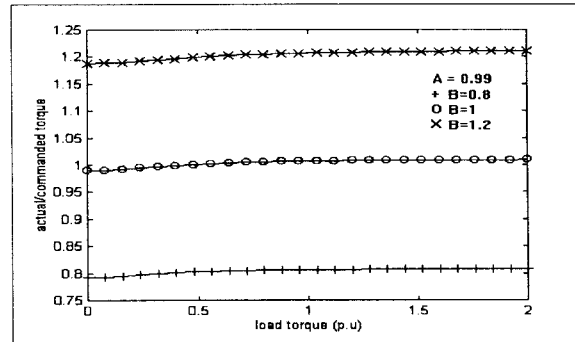


그림 10. 인덕턴스 변동(B)시 부하토크에 대한 지령토크와 실제토크의 비율( $A=0.99$ )

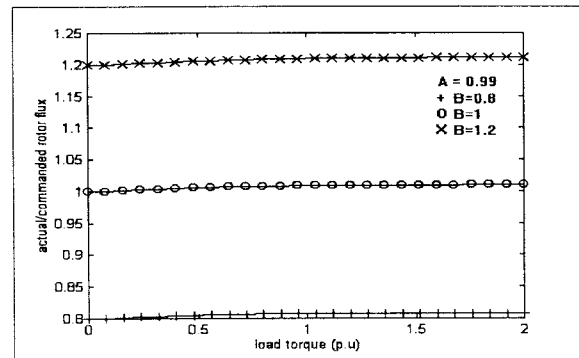


그림 11. 인덕턴스 변동(B)시 부하토크에 대한 자속지령과 실제자속의 비율( $A=0.99$ )

#### 4.2 과도상태에서의 응답특성

본 시뮬레이션에서는 공간벡터 PWM인버터에 사용되는 스위칭 소자의 스위칭 주파수를  $10[kHz]$ 로 설정하였다. 따라서 공간전압벡터 PWM의 스위칭 ON/OFF 시간 계산 수행은 각  $50[\mu sec]$ , 전류제어는  $100[\mu sec]$ 이며 전류제어 시간과 동일한 루프에서 자속연산이 수행되며, 회전자 저항추정과 속도제어는 전류나 자속의 변화보다 천천히 변화되므로  $500[\mu sec]$ 의 샘플링 시간을 설정하

여 시스템이 무한 루프로 수행하도록 시뮬레이션 하였다. 스위칭 소자는 이상적이라고 가정하여 PWM 전압이 전동기 모델에 직접 인가되며 전류검출은 고정자 및 회전자 자속을 추정하여 각 상의 전류를 계산하였고 속도 피드백은 전동기의 관성모멘트, 발생토크 그리고 부하토크에 의해 계산되도록 하였다.

그림 12는 운전중 회전자 저항값이 갑자기 정격치의 2배로 변동되었을 때의 과도응답 특성을 나타낸 것이다. (a)는 저항값 변동 이후 전동기의 부하토크를 인가하였을 때 속도응답이 심하게 변화되며 이에 따라 속도제어 명령을 수행하기 위하여 고정자 전류도 과도하게 인가되고 있음을 알 수 있다. (b)에서는 회전자 저항값의 변동을 나타낸 것이며 그 아래에서는 고정자 저항값의 변동은 없다는 것을 나타낸 것이다.

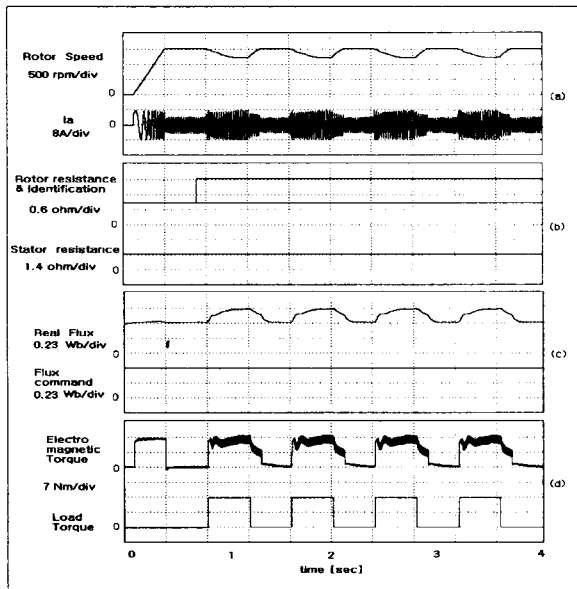


그림 12. 회전자 저항 200% 변동시 보상이 없는 경우의 벡터제어 특성

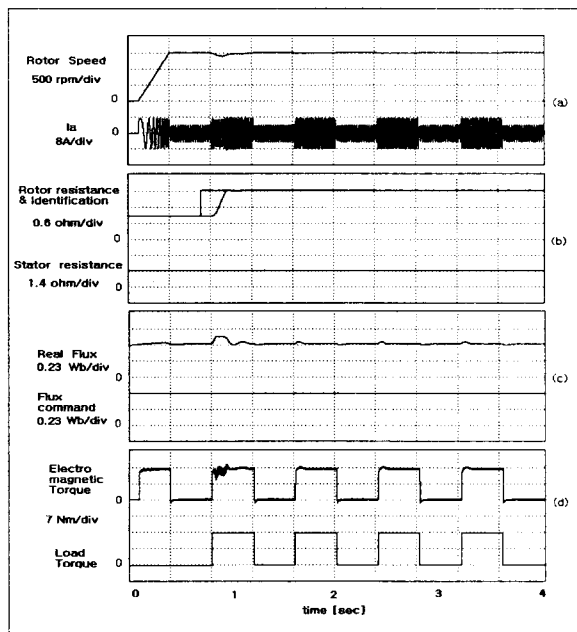


그림 13 회전자 저항 200% 변동시 보상을 수행한 경우의 벡터제어 특성

(c)에서는 회전자 자속의 실제값을 동기좌표계에서의 직류량으로 나타낸 것이며 그 아래는 자속제어의 지령값이다. 자속지령에 대하여 자속의 실제값이 일정히 제어

되지 않고 심하게 변동되고 있음을 볼 수 있다. (d)에서는 회전자 저항값 변동 이후 부하토크 인가시 전동기 출력토크의 응답은 과도진동을 일으키며 출력의 지연이 나타나고 있음을 보여준다.

그림 13에서는 전동기의 운전 중 회전자의 저항값을 정격치의 2배로 변동시켜 보상을 행한 시뮬레이션 결과이다(보상기법은 참고문헌[3-5]참조). 저항값을 추정하는 동안에는 토크출력과 회전자 자속이 진동하는 현상을 보이거나 추종이 끝난 후 원래의 제어 성능을 회복한다. (a)에서 속도응답은 회전자 저항값의 변동에 대하여 추정하고 있는 동안에는 약간의 변동이 있으나 추정이후에는 정상적인 속도응답과 고정자 전류의 응답을 보여주고 있다. (b)에서는 회전자 저항 변동에 대한 추정과정을 나타내고 있으며 그 아래에서는 고정자 저항값이 변동 없음을 나타낸다. (c), (d)에서도 자속과 부하토크의 지령에 대하여 추정순간을 제외하고 잘 응답하고 있음을 보여준다.

## 5. 결 론

전동기의 구동시스템은 속도변화나 부하변동에 대한 고속 응답성과 제어성 등을 위하여 고성능 벡터제어 시스템의 도입이 요구된다. 벡터제어 시스템의 실현을 위해서는 회전자 쇄교자속 벡터의 정보를 정확히 알아야만 한다. 이를 위해서는 전동기 내부의 쇄교자속을 직접 검출해야 하지만 검출센서의 취부 등 여러 문제 때문에 대부분은 전동기에 관련된 파라미터와 측정 가능한 정보에 의하여 자속을 추정하게 된다.

그러나 전동기의 파라미터는 비선형성이 존재하며 특히 회전자 저항값은 온도상승과 표피효과에 의하여 크게 변하므로 이를 보상하지 않으면 제어성능을 현저히 저하시키는 단점을 초래한다. 운전 중 파라미터의 변동은 과도상태에서는 응답특성의 저하 및 출력토크의 과도진동을 나타내며 정상상태에서는 토크의 입출력 비선형성과 전동기의 추가적인 손실 그리고 온도상승의 가중화를 초래하여 전체적인 제어성능을 저하시키는 요인이 된다.

본 논문에서는 벡터제어 시스템에서의 파라미터 변동에 대하여 비선형성이 어떻게 나타나는지를 해석하여 보았고, 이러한 파라미터 값의 변화에 대하여 정상상태에서의 토크와 자속의 입출력 특성을 분석하였으며, 과도상태의 비안정적인 응답특성을 시뮬레이션을 통하여 살펴 보았다.

## [참 고 문 헌]

- [1] R. Krishnan et al, "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drives System," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No.4, pp.623-635, 1987.
- [2] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo, 'On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive', IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-21, No.4, pp. 610~616, May 1991.
- [3] Jin-Geun Shon et al, 'Adjustable Speed Control of Induction Motor Using On-Line Efficiency Maximization Method', Proc. of ICEE, Vol.2, pp.854-858, August 1996.
- [4] 손진근, 김국진, 김진상, 전희중, '실시간 제어에 의한 유도전동기의 손실 최소화', 전기학회논문지, 제45권 제11호, pp.1557-1565, 1996.
- [5] 손진근, 정을기, 김준환, 전희중, '유도전동기의 속응 토크 제어를 위한 파라미터 변동의 적용 보상기법', 전력전자학회 논문지, 제3권 3호, pp.206-213, 1998.
- [6] R. D. Lorenz et al, 'Increasing The Dynamic Torque Per Ampere Capability of Induction Machines', IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 1, pp. 146~153, Jan./Feb. 1994.