

3상유도전동기의 벡터제어시 선형화 기법

한석우 마영호 박준국 최규하 김한성
 건국대학교 전기공학과

Linearized Control of Three Phase Induction Motor by Vector Control

Suk-Woo Han*, Young-Ho Ma, Jung-Kuk Park, Gyu-Ha Choe, Han-Sung Kim
 Department of Electrical Engineering, Kon-Kuk University

ABSTRACT

In this paper deals with linearized control of Induction motor by vector control. Output equation induced from d-q axes voltage and current equation of induction motor. The condition of induced equation is that rotor's current of d axes has 0 and state current of q axes which was driven by synchronous speed is constant.

The fully digital controlled induction motor drive system based on the proposed linearized method and the control circuit of system consists of 16bits micro computer and all the function are implemented with software.

When the voltage source inverter control with PI controller is employed, in spite of secondary resistance R_r Variation, the Vector control condition is satisfied.

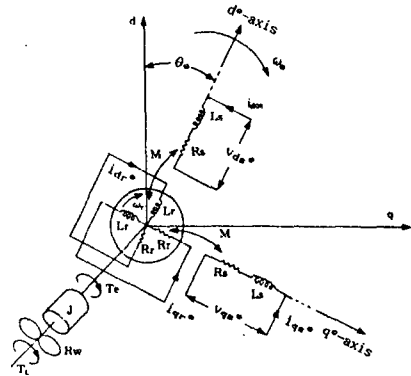


그림 2-1 d-q축 동기회로

1. 서론

유도전동기의 고속 제어이론으로서 유도전동기의 토오크 전달함수 선형화제어, AC서보모터의 과도현상과 제어-자계 가속법등이 발표되고 있다.

이러한 이론들은 토오크 지령의 변화에 응답하여 일차전류를 지연되지 않도록 하는 제어장치가 요구되고 있다[1][2][3].

그러나 유도전동기에서는 누설 인덕턴스가 존재하고 그리고 제어장치의 출력전압이 제한되어 있기 때문에 토오크 지령의 변화에 따른 1차전류의 변화나 발생토오크의 변화에서 시간적으로 지연이 생기게 되므로 정확한 응답속도를 파악하기 위하여 누설 인덕턴스를 고려 하여야만 한다. 이 경우 제어계는 비선형보다 선형방법이 취급하기 용이하므로 비선형인 유도전동기를 선형화제어시 응답속도를 파악하여야 한다[4][5].

유도전동기를 선형화 하려면 결과적으로 직류전동기와 같은형태로 일정자전류와 발생토오크에 관계하는 자속과 전류에 있어서 자속은 일정하게하고 전류만을 변화 시키기 때문에 2차회로 자속과 2차전류(토오크를 전류)가 서로 간섭없이 제어되어 고속응답 제어가 가능하게 된다[6][7].

본 논문은 과도상태시 전동기의 파라미터가 변화되어 선형화가 불가능 하므로 이 영향을 줄이기 위해 비선형인 유도전동기를 d-q축 전압전류방정식에서 출력방정식을 유도하여 d-q 좌표변환시 동기속도로 회전하는 d축 고정자전류는 일정하고 d축 회전자전류는 영(zero)으로 하여 선형화 즉 비간섭제어(decoupling control)조건을 만족하는 입력조건인 전달함수를 유도하여 슬립 주파수형 벡터제어시 선형화를 실험을 통하여 확인 하였다.

2. 선형화제어 이론

2-1. 선형화 방정식

유도전동기의 전압, 전류방정식은 그림 2-1에서 고정자에 고정되어 d-q축은 식 (2-1)로 주어진다. 여기서 회전자 유기전압은 엔드링으로 단락되어 V_{dr}, V_{qr}은 영(zero)이다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + j\omega L_s & 0 & jM & 0 \\ 0 & R_s + j\omega L_s & 0 & jM \\ jM & j\omega M & R_r + j\omega L_r & j\omega L_r \\ j\omega M & jM & -j\omega L_r & R_r + j\omega L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

식 (2-1)의 전압 전류의 진폭과 각 주파수로 나누기 위하여 각 주파수 ω로 회전하는 d^o-q^o축으로 변환하고 q^o축과 2차 전류 벡터의 위상을 일치 시키면 식 (2-2)가 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^o \\ V_{qs}^o \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + j\omega L_s & -\omega L_m & jM & -\omega M \\ \omega L_m & R_s + j\omega L_s & \omega M & jM \\ jM & -(\omega - \omega_r)M & R_r + j\omega L_r & -(\omega - \omega_r)L_r \\ -(\omega - \omega_r)M & jM & (\omega - \omega_r)L_r & R_r + j\omega L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^o \\ i_{qs}^o \\ 0 \\ i_{qr}^o \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

식(2-2)의 비선형 전압, 전류 방정식을 바꾸어 쓰면 식 (2-3)이 되고 출력방정식은 (2-4)가 된다.

$$P \begin{bmatrix} i_{ds}^o \\ i_{qr}^o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s \sigma L_s & \omega j \omega_r M^2 / \sigma L_s L_r & j\omega M / \sigma L_s \\ -\omega j \omega_r M^2 / \sigma L_s L_r & -R_s \sigma L_s & R_r M / \sigma L_s L_r \\ R_r M / \sigma L_s L_r & R_r M / \sigma L_s L_r & -R_r \sigma L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^o \\ i_{qr}^o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s \\ 0 & -M/\sigma L_s L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds}^o \\ V_{qs}^o \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

$$T_0 = -jM i_{ds}^o - i_{qr}^o \quad (2-4)$$

식 (2-3), (2-4)의 전동기 출력방정식이 비선형이기때문에 어떤 상태에 있을때 선형인지를 알아야 한다. 식 (2-3)의 우변 (3x3) 행렬에 있어서 ω 또는 ω_r을 포함한 요소는 1행과 1열 뿐이기 때문에 만일 i_{ds}^o가 정수 이라면 식(2-3)은 선형 상태 방정식이 된다.

유도전동기가 선형 상태가 되려면 식 (2-5)를 성립 해야 한다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^o \\ i_{dr}^o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds}^o \text{ (Constant)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

식 (2-5)를 식 (2-3), (2-4)에 대입하면 식 (2-6), (2-7)의 선형 출력 방정식이 성립한다.

$$P \begin{bmatrix} i_{qs}^* \\ i_{qr}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/\sigma L_s & R_r M/\sigma L_s L_r \\ R_r M/\sigma L_s L_r & -R_r/\sigma L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^* \\ i_{qr}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -I_{ds}^* & -pM I_{ds}^*/\sigma L_s L_r & 1/\sigma L_s \\ 0 & pM I_{ds}^*/\sigma L_r & -M/\sigma L_s L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ \omega_r \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$$T_e = -pM I_{ds}^* i_{qr}^* \quad (2-7)$$

2-2. $I_{ds}^* = I_{ds}^* = \text{Constant}$ 가 성립 하기 위한 입력 조건

식 (2-3)과 (2-6)을 비교하면 식 (2-3)에 식 (2-5)을 대입한 결과로서 V_{ds}^* 가 소거 된다. 이 식은 V_{ds}^* 를 제어하는 것에 따라서 식 (2-5)를 성립시킬 수가 있다. V_{ds}^* 는 식 (2-2)의 1행에서 식 (2-8)로 표시 된다.

$$V_{ds}^* = (R_s + pL_s) i_{ds}^* - \omega L_s i_{qs}^* - \omega M i_{qr}^* \quad (2-8)$$

식 (2-8)에서 우변에 ω 입력을 포함하고 있다. 따라서, ω 를 먼저 결정 해야만 V_{ds}^* 를 결정할 수 있다. 입력 ω 를 유도 하던 면 식 (2-7)을 식 (2-2)의 3행에 대입 하면 식 (2-9)가 된다.

$$i_{qr}^* = -(M/L_r) i_{qs}^* \quad (2-9)$$

그리고, 식 (2-9)를 식 (2-2)의 4행에 대입하면 식 (2-10)이 된다.

$$\omega = p\sigma r + (R_r i_{qs}^*) / (L_r I_{ds}^*) \quad (2-10)$$

그래서 ω 는 ω_r, I_{ds}^* 및 i_{qs}^* 를 검출하여 식 (2-10)으로 주어진 다. 여기서 ω 를 식 (2-10)으로 주어질때 반대로 식 (2-2)의 4 및 3행에서 식 (2-11)을 얻는다.

$$(P + R_r/L_r) (M i_{qs}^* + L_r i_{qr}^*) = 0 \quad (2-11)$$

식 (2-11)을 풀면 식 (2-12)를 얻는다.

$$M i_{qs}^* + L_r i_{qr}^* = C_1 \epsilon^{-R_r t/L_r} \quad (2-12)$$

그리고 식 (2-10)을 식 (2-2)의 3행에 대입하면 식 (2-13)을 얻는다.

$$pM I_{ds}^* - (R_r i_{qs}^*/L_r I_{ds}^*) (M i_{qs}^* + L_r i_{qr}^*) = 0 \quad (2-13)$$

식 (2-13)을 식 (2-12)에 대입하면 식 (2-14)가 된다.

$$pM I_{ds}^* = (R_r i_{qs}^*/L_r I_{ds}^*) C_1 \epsilon^{-R_r t/L_r} \quad (2-14)$$

따라서 $M i_{qs}^* + L_r i_{qr}^*$ 은 ω 를 식 (2-10)에서 구하면 식(2-12)에서 2차 시정수 L_r/R_r 로 감쇠하여 영이 될을 식 (2-12)에서 알 수 있다.

그리고 식 (2-9)를 식 (2-8)에 대입하면 식 (2-15)를 얻는다.

$$V_{ds}^* = (R_s + pL_s) i_{ds}^* - \omega L_s i_{qs}^* \quad (2-15)$$

여기서 V_{ds}^* 는 ω 및 i_{ds}^* 를 검출하고 식 (2-16)으로 주어진다.

$$V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega L_s i_{qs}^* \quad (2-16)$$

식 (2-16)을 식 (2-15)에 대입하여 i_{ds}^* 를 구하면 식 (2-17)이 얻어진다.

$$i_{ds}^* = C_2 \epsilon^{-R_r t/L_r} + I_{ds}^{**} \quad (2-17)$$

따라서 V_{ds}^* 가 식 (2-16)으로 주어질때 식 (2-17)에서 i_{ds}^* 는 과도항이 2차 시정수 L_r/R_r 으로 감쇠하고 영이 되어 결국 정상항 은 I_{ds}^{**} 를 얻을 수 있다.

즉 실제 제어계에서는 V_{ds}^* 를 식 (2-16)으로 주면 식 (2-18)이 성립한다.

$$i_{ds}^* = I_{ds}^* = I_{ds}^{**} \quad (2-18)$$

결국 유도전동기를 선형 상태가 되도록 입력 조건을 ω_r, I_{ds}^* ($=I_{ds}^{**}$) 및 i_{qs}^* 에 관계하여 ω 가 식 (2-10)을 만족하도록 주고 I_{ds}^{**}, ω 및 i_{qs}^* 에 관계하고 있는 V_{ds}^* 를 식 (2-19)가 만족하도록 준다. 식 (2-19)가 계의 안정도, 속도제어 범위, 과부하 내량등을 증대시키기 위하여 안정도 비례계수 K 를 도입하였다.

$$V_{ds}^* = R_s I_{ds}^{**} - \omega L_s i_{qs}^* + K(I_{ds}^{**} - i_{ds}^*) \quad (2-19)$$

여기서 I_{ds}^{**} 는 d 축 1차 전류 지령으로 일정하며 K 는 선형화 안정 계수로서 식 (2-5)를 만족시키기 위하여 필요한 것으로 동기 속도로 회전하는 d 축 회로 지속 성분의 전류를 일정하게 제어하는 계수이다.

$i_{qs}^*=0, \omega_r=0$ 일때 ω, v_{ds}^* 를 식(2-10), (2-19)처럼 주면 i_{ds}^* 는 식(2-20)과 같다.

$$i_{ds}^* = \frac{(R_s+K)R_r I_{ds}^{**}/(\sigma L_s L_r)}{S^2+((R_s+K)/\sigma L_s + R_r/\sigma L_r)S + (R_s + K)R_r/\sigma L_s L_r} \quad (2-20)$$

2-3. 선형 상태시 블록선도 및 전달함수

선형상태시의 상태 방정식은 식(2-8)과 식(2-9)의 V_{ds}^* 를 I_{ds}^* 로 치환하여 식 (2-4)에 대입하면 식 (2-20)을 얻고 1차시정수와 2차시정수의 합은 1차지연이라 할수있고 i_{qs}^* 와 v_{qs}^* 의 응답특 성 비교시 유도전동기에서 2배정도 빠르게 되며 식 (2-6)에서 식 (2-21)이 얻어진다.

$$P i_{qs}^* = -(R_s/\sigma L_s + R_r/\sigma L_r) i_{qs}^* - p I_{ds}^* \omega_r/\sigma + v_{qs}^*/\sigma L_s \quad (2-21)$$

그리고, 출력 방정식은 식 (2-9)를 식 (2-4)에 대입하면 식 (2-22)를 얻는다.

$$T_e = p(M^2/L_r) i_{qs}^* I_{ds}^* \quad (2-22)$$

유도 전동기의 기계계에 있어 탄성계수를 무시하면 운동 방정 식 (2-23)를 얻는다.

$$P \omega_r = -R_m/J \omega_r + (T_e - T_l)/J \quad (2-23)$$

식 (2-21), (2-22), (2-23)을 정리하면 선형 상태시 유도 전동기의 전기계및 기계계를 포함한 상태 방정식을 얻는다.

$$P \begin{bmatrix} i_{qs}^* \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/\sigma L_s - R_r/\sigma L_r & -p I_{ds}^*/\sigma \\ p M I_{ds}^*/L_r J & -R_m/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^* \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & -1/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^* \\ T_l \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

선형 상태시 유도전동기의 블록 선도는 그림 2-2와 같다.



그림 2-2 선형화 제어시 유도전동기의 블록선도

3. 선형화 제어 시스템 설계

3-1 제어 회로 구성

2장에서 제시한 선형화 제어이론을 기초로 그림 3-1은 제어 회로이며 크게 4부분으로 구성하며 각 부분의 제어흐름은 다음과 같다.

1) $\omega_r, I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ 를 검출하여 식 (2-10), (3-1), (3-2)으로부터 $\omega, \cos\theta, \sin\theta, i_{qs}^*$ 를 얻는다.

$$\theta = \int \omega dt + \theta_0 \quad (3-1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2/3} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

2) $\omega, i_{qs}^*, I_{ds}^{**}$ 에서 식 (2-19)를 이용하여 v_{ds}^* 를 얻는다.
3) $\omega_r^*, \omega_r, i_{qs}^*, I_{ds}^{**}$ 에서 v_{qs}^* 를 얻는다.

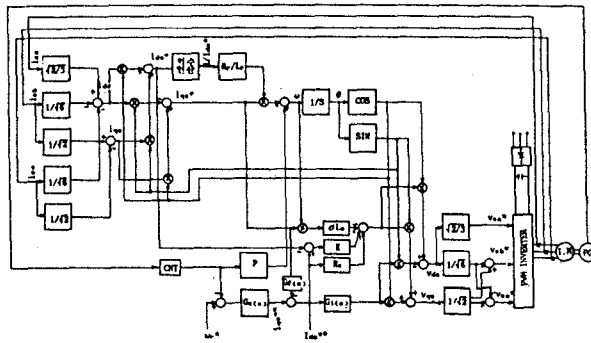


그림 3-1 유도전동기의 선형화 시스템

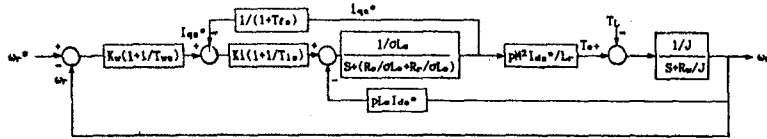


그림 3-2 유도전동기의 속도제어기 블록선도

V_{q0}^* 는 각속도 지령 ω_r^* 와 각속도 ω_r 의 오차를 속도 제어기로 증폭하고 q^* 축 1차전류 지령 i_{q0}^{**} 을 만들고 이어서 i_{q0} 와 q^* 축 1차전류 i_{q0} 의 오차를 전류제어기로 증폭 시켜 만든다.
4) $V_{da}^*, V_{qb}^*, \cos\theta, \sin\theta$ 에서 식 (3-3)을 이용하여 V_{aa}, V_{ab}, V_{ac} 를 얻는다.

$$\begin{bmatrix} V_{aa} \\ V_{ab} \\ V_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2/3} & 0 \\ 1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{da}^* \\ V_{qb}^* \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

(1) - (4)항의 각종 연산 회로는 부분적으로 구성 할 수 있다.

3-2. 전류 및 속도 제어기 설계

자속제어를 자속지령치와 실속치와의 편차를 P-1연산하여 양자를 일치 시켜 그출력을 d축의 전압지령치로 한다. 또 토오크제어는 토오크 전류지령치와 실제전류치와의 편차를 P-1연산하여 출력을 q축의 전압지령치로 한다. 제어기의 모든 동작은 프로그램으로 동작 된다. PI 제어기는 식(3-4), (3-5)에서 계산된다.

$$E_e(N) = \omega_r^*(N) - \omega_r(N) \quad (3-4)$$

$$T(N) = T(N-1) + (K_{pe} + K_{iN}T_{ss}) E_e(N) - K_{pe}E_e(N-1) \quad (3-5)$$

제어기 출력이 곧 토오크 전류가 되므로 경계치의 1.5배 전류 제한가치를 거친다. 속도제어기 블록선도는 그림 3-2와 같다.

3-3. 마이크로프로세서와 인터페이스회로

그림 3-3의 인터페이스회로는 마이크로프로세서와 제어회로 사이에 신호를 연결하는 역할을 한다. 키보드를 통하여 기준속도, 기준여자전류 및 제어이득값을 입력시킬 수 있으며 모니터 화면에 실제전류, 기준전류, 실제속도, 전류 i_a, i_q 및 중요변수들 표시할 수 있다. 이 시스템에 사용된 마이크로 프로세서는 16비트 IBM PC/AT를 사용하였다.

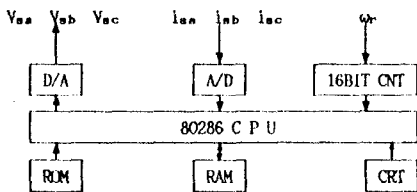


그림 3-3 인터페이스 블록선도

4-2 소프트웨어

피드백루프는 전류제어 루프와 속도제어 루프로 나뉜다. 전류제어루프는 토오크가 q축 성분전류에 의하여 직접제어되기 때문에 속도제어 루프의 샘플링시간보다 작게하여 여러번 수행하게 한다. 여기서 전류제어 루프의 샘플링 시간은 2msec로 정하고 속도제어 루프는 20msec로 하여 전류제어 루프가 10번 수행하면 속도제어 루프는 한번씩 수행한다.

자속각($\theta = \omega_r dt$)는 마이크로프로세서에서 식 (3-6)으로 변환하여 0도에서 360도까지 변화하여 360도가 넘으면 다시 0도도 부터 반복된다. 이 $\theta(n)$ 값은 다음 단계의 $\cos\theta, \sin\theta$ 의 계산에 사용 된다.

$$\theta(n) = \theta(n-1) + T_c \omega_r(n) \quad (3-6)$$

그림 3-4는 소프트웨어 구성도 이다.

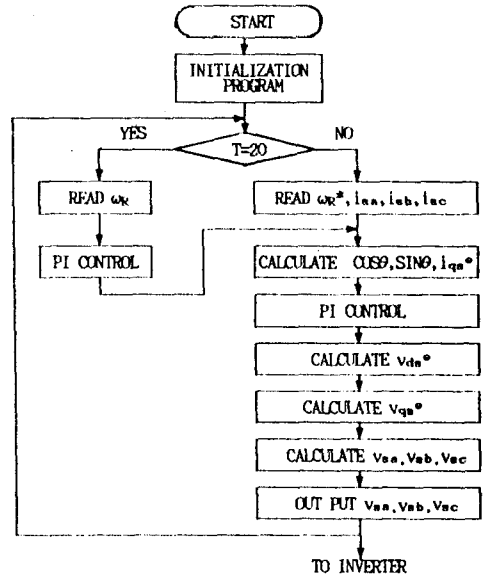


그림 3-4 소프트웨어 구성도

4. 실험방법 및 결과

백터제어 시스템은 순시치를 제어하므로 일반적인 부하에서 문

만이나라 과도상태에서 고속 응답특성을 가지는 것이 특징으로 제어계의 특성을 결정하는 K_p, K_i, T_{pi}, T_{ii} 의 PI오소들을 결정한다.

벡터제어시스템은 SOFTWARE적으로 연산 및 HARDWARE제어를 TURBO C 2.0으로 처리하였으며 80286 CPU 및 80287 COPROCESSOR, A/D변환기(ADVANTECH CO. MODEL PCL-812 PC-LAB CARD 12BIT)를 가진 IBM-PC/AT 를 사용하였다.

본 연구는 과도시 운전특성을 컴퓨터의 RAM에 일시 기억시켜 두었다가 운전이 끝난후 graphic기능에 의하여 CRT에 display시켜 계수변화에 따른 운전특성을 파악하여 최적인 값을 결정하였다. 그림 4-1, 4-2은 운전특성을 나타낸다.

참 고 문 헌

[1] Nobuyoshi Mutoh, et al., "High-Response Digital Speed-Control System for Induction Motors", IEEE Trans. Ind., vol. IE-33, No.1, pp. 52-58, Feb 1986.
 [2] 박민호, 김경서, "슬라이딩 모우드를 이용한 유도전동기의 위치제어에 관한 연구", 전기학회논문지, 제39권 1호, pp. 49-56, 1990, 1.
 [3] 전태원, 김홍근, "영구자석형 교류 서보 전동기의 전압분리 제어방식을 사용한 벡터제어에 관한 연구", 전기학회논문지, 제40권 2호, pp. 154-161, 1991, 2.
 [4] Hidehiko Sagimoto, "Decoupled-Control and Characteristics of Induction Motor Driven by Variable Voltage Variable Frequency Source", T. IEE Japan, vol. 59-892, pp. 79-86, No. 1, 1984.
 [4] X. Xu, R. D. Doncker and D. W. Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", PESC '88 REC, vol. VI-5.
 [5] Muneaki Ishida, "Time-Optimal Velocity Response Control of Induction Motor", T. IEE Japan, vol. 108-C, pp. 729-736, No. 9, 1988.
 [6] Muneaki Ishida, "Time-Optimal Velocity Response Control of Induction Motor", T. IEE Japan, vol. 108-C, pp. 729-736, No. 9, 1988.
 [7] H. Kobayashi, M. Koizumi, "A New Controller for Induction Motors Using Flux Observer", PESC '88 REC, vol. VI-2, pp. 1063-1068, 1988.



그림 4-1 가감속시 속도특성(300~400~500~400~300rpm)

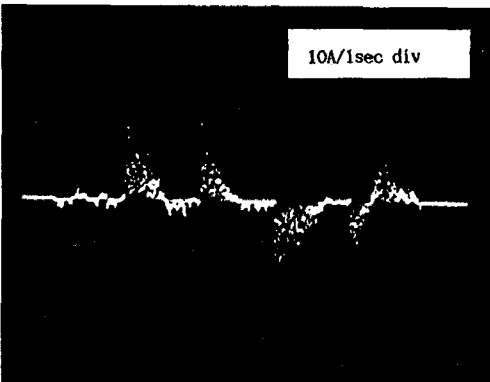


그림 4-2 가감속시 q^o 축 전류

5. 결 론

유도전동기의 가변속제어에는 여러형태의 인버터가 사용될 수 있으나 비교적 제어회로가 간단하면서 고정자전류의 순시치 제어가 가능해야만 한다.

벡터제어를 위해서 제어루프내에서 벡터회전과 복잡한 연산이 필요하므로 아날로그방식으로는 해결이 불가능하다.

따라서 본 논문에서는 아날로그방식과 디지털방식을 결합하여 아날로그회로로 구현할수있는 부분은 제어회로에 포함시키고 비교적 복잡한 벡터연산과 제어가등은 디지털방식을 채택하여 소프트웨어로 처리하였다.

속도제어를 위해서는 슬립주파수형 벡터제어시스템의 2차최고속도 일정제어도 d^o 축 1차전류를 일정히 하여 기준속도에 1%미만의 오차로 추종하는 우수한 결과를 얻었다. 그리고 속도지령이 일정할 경우 토오크 성분인 전류는 거의 흐르지 않는다. 또한 고속 응답시 순간적으로 과대한 발생토크가 요구되어 제어계에 과전류가 흐른다. 앞으로 샘플링시간과 펄스발생기의 펄스수를 증가시키면 더욱더 응답특성을 개선할수 있다.