

## 고정자 자속 기준 3상 유도전동기의 벡터제어

\*박건태, \*김재형, \*차득근, \*\*신병철, \*\*강경호, \*\*\*정응용  
\*동의대학교, \*\*한국 전기연구소, \*\*\*구미기능대학교

### Vector Control of 3 Phase Induction Motor Using Stator Flux Reference Frame

G.T.Park, J.H.Kim, D.G.Cha, B.C.Shin, K.H.Kang, E.Y.Jung  
DongEui Univ, KERI, Kumi College Polytech

#### ABSTRACT

To get high efficiency in variable speed control of induction motor, it is required that the vector control should be separated from flux component current and torque component current

In this paper, the vector control is modeled by the estimation of the stator flux. Representing induction motor speed controller as a digital system with the use of the 32bit DSP, improves the motor control performance. The IGBT is used as the switching device and the validity of the proposed vector control is proved through voltage, current wave and the characteristics of the velocity response as the drive circuit being simplified.

#### 1. 서론

3상 농형 유도전동기는 구조가 간단하고 견고하며 가격이 저렴하다는 등의 장점을 갖고 있으나 복잡한 다변수, 비선형 결합 시스템이기 때문에 기존의 V/F 제어 방식이나 슬립주파수 제어의 경우 자속 성분전류와 토크성분 전류가 분리되지 않으며, 상호간섭이 생겨 원하는 토크를 정확히 발생시킬 수 없게 된다. 따라서 회전자 자속을 일정하게 유지하고 고정자 자속과 전류벡터 사이의 각을  $90^\circ$  로 유지시키는 벡터제어가 효과적이다. 벡터제어 기술에서, 회전자 자속을 기준으로 하는 경우, 회전자 자속을 구하기 위해서는 누설인덕턴스의 항이 들어감으로서 정확도가 떨어지게 되며, 회전자 저항은 온도, 표피효과등에 따라 변화 폭이 크다. 이러한 현상은 회전자 자속과 전류 벡터 사이의 직교성을 상실하게 되어 제어 성능에 손실을 입히게 된다. 따라서, 회전자 자속을 연산하여 벡터제어를

하는 방식보다는 고정자 자속을 이용하여 벡터제어를 수행할 경우 더욱 정확한 벡터제어를 구현할 수 있다. 고정자 자속 기준 제어 시스템에서는 고정자 자속을 기준축으로 하여 모든 변수를 표현하고, 고정자 자속연산은 고정자 저항의 정확도에 따라 변화하지만, 일반적으로 고정자 저항은 비교적 정확히 구할 수 있고 온도에 따른 변화도 적다. 본 연구 논문에서는 3상 유도전동기에 고정자 자속 기준 벡터제어 이론을 적용하여 보았다.[1],[2],[3]

#### 2 자계좌표계에서의 교류전동기 모델

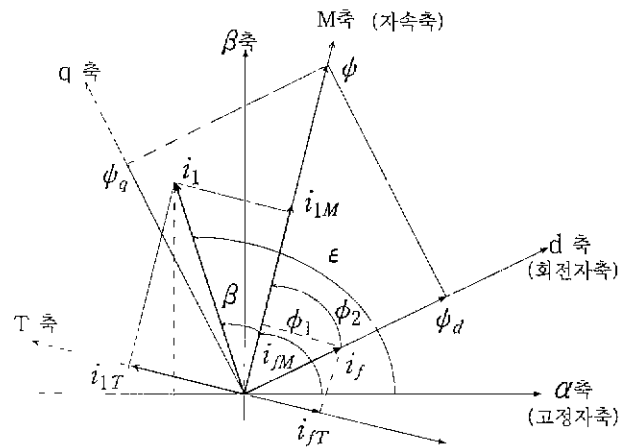


그림1 교류전동기의 공간벡터도

교류전동기를 해석하는 경우, 그 관측좌표는 해석하기 좋은 임의의 위치에 선정해도 좋다. 본 논문에서는 벡터제어의 해석을 용이하도록, 회전하는 자계방향으로 관측좌표축을 선택한다. 특히, 그림1처럼 고정자 a상 권선축(이 축을 고정하여  $\alpha$  축이라 한다.)으로 부터 반시계방향으로 각도  $\phi_1$  만큼 회전한 자계 방향에 M축을, 거기서 더욱  $90^\circ$  회전한 위치에 T축을 취하는 M-T 좌표계를 고려한다.

그 각도는 반시계 회전방향을 "+" 방향으로 한다.

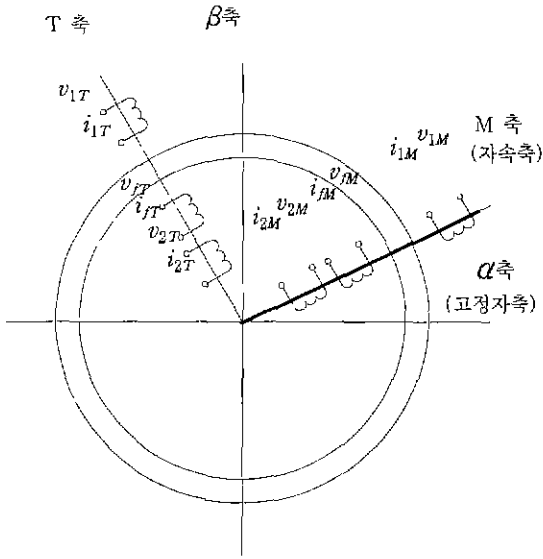


그림2. 자계좌표계에서의 교류전동기 모델

여기에 나타난 전동기는 고정자 및 회전자에 각 한 조의 3상 대칭권선에 의해 동기전동기에서의 해석을 고려해, 회전자에 계자권선 한 쌍을 가지는 것으로 한다. 그림2는 그것을 자계 좌표계에서의 교류전동기 모델로써 나타낸 것으로 각 권선을 M축, T축방향에 2상변환 하고 있다. 회전자 권선 중의 한 쌍은 단락권선인 것을 가정하고 또한, 각 권선의 기자력 분포는 정현파이며, 철심의 포화는 없고, 동일한 공극을 가지는 것으로 가정한다. M-T 자표계에서의 자속쇄교수의 관계식 및 전압방정식은 다음 식으로 된다.

$$\begin{bmatrix} \phi_{1M} \\ \phi_{1T} \\ \phi_{2M} \\ \phi_{2T} \\ \phi_{JM} \\ \phi_{JT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 + L_{01} & & M_{12} & & M_{1J} & & \\ & l_1 + L_{01} & & & & & \\ M_{12} & & l_2 + L_{02} & & M_{2J} & & \\ & M_{12} & & l_2 + L_{02} & & & \\ M_{1J} & & M_{2J} & & l_J + L_{0J} & & \\ & M_{1J} & & M_{2J} & & l_J + L_{0J} & \\ & & & & & & l_J + L_{0J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1M} \\ i_{1T} \\ i_{2M} \\ i_{2T} \\ i_{JM} \\ i_{JT} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{cases} v_{1M} = r_1 i_{1M} + \frac{d\phi_{1M}}{dt} - \phi_{1T} \frac{d\psi_1}{dt} \\ v_{1T} = r_1 i_{1T} + \frac{d\phi_{1T}}{dt} + \phi_{1M} \frac{d\psi_1}{dt} \\ v_{2M} = r_2 i_{2M} + \frac{d\phi_{2M}}{dt} - \phi_{2T} \frac{d\psi_2}{dt} \\ v_{2T} = r_2 i_{2T} + \frac{d\phi_{2T}}{dt} + \phi_{2M} \frac{d\psi_2}{dt} \\ v_{JM} = r_J i_{JM} + \frac{d\phi_{JM}}{dt} - \phi_{JT} \frac{d\psi_2}{dt} \\ v_{JT} = r_J i_{JT} + \frac{d\phi_{JT}}{dt} + \phi_{JM} \frac{d\psi_2}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

### 3. 고정자 자속기준 유도전동기의 벡터제어 [4],[5]

벡터제어의 조건을 농형 유도전동기에 적용하여 유도전동기 벡터제어 시스템의 이론식을 유도할 수 있다. 유도전동기에는 관측의 기준축, 즉 M축을 2차쇄교 자속벡터의 방향으로 취하는 것이 이후의 해석을 간단히 하고 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \psi_2 &= \psi_{2M} \\ \psi_{2T} &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

그리고 농형유도전동기 이므로, 식(4)와 같이 놓을 수 있으며

$$v_{2M} = v_{2T} = 0 \quad (4)$$

또한, 계자권선이 없으므로 식(5)와 같이 놓을 수 있다.

$$i_{JM} = i_{JT} = v_{JM} = v_{JT} = 0 \quad (5)$$

이상의 관계를 1차환산의 등가회로로 나타내면 그림3과 같이 된다.

그리고 M축의 2차자속 쇄교수  $\psi_{2M}'$ 는 식(6)과 같이 되고

$$\psi_{2M}' = M'(i_{1M} + i_{2M}') + l_2' i_{2M}' \quad (6)$$

T축 2차자속 쇄교수  $\psi_{2T}'$ 는 식(7)과 같이 된다.

$$\psi_{2T}' = M'(i_{1T} + i_{2T}') + l_2' i_{2T}' = 0 \quad (7)$$

그림3의 등가회로에서 M축, T축 각 2차회로에서 식(8)을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} pM'(i_{1M} + i_{2M}') + pl_2' i_{2M}' + r_2' i_{2M}' &= 0 \\ pM'(i_{1T} + i_{2T}') + pl_2' i_{2T}' + r_2' i_{2M}' + \frac{d\psi_2}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

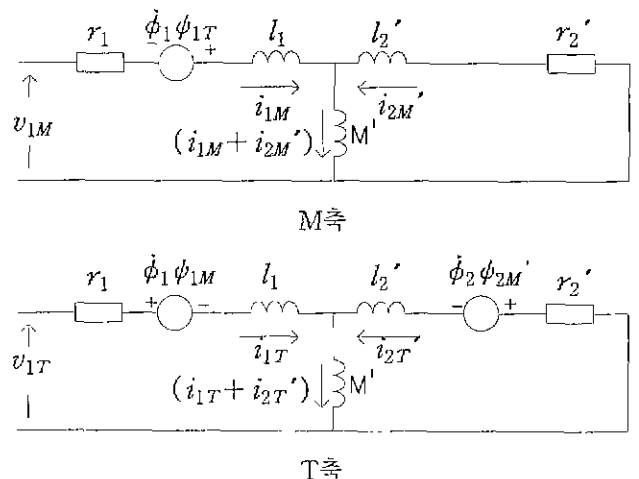


그림3. 회전자계 좌표계에서의 유도전동기 등가회로

이것을 정리하면 식(9)와 같다.

$$i_{2M}' = -\frac{pM'}{p(M' + l_2') + r_2'} \cdot i_{1M} \quad (9)$$

$$\psi_{2M}' = \frac{M'}{pT_2 + 1} \cdot i_{1M} \quad (10)$$

단,  $T_2 = \frac{M' + l_2'}{r_2'}$ : 2차회로 시정수

$$i_{2T}' = \frac{1}{\sigma + 1} i_{1T} \quad \text{단, } \sigma = \frac{l_2'}{M'}$$

$$i_{2T}' = -\frac{\frac{d\phi_2}{dt} \cdot \psi_{2M}'}{r_2'} \quad (11)$$

$$\frac{d\phi_2}{dt} = \omega_{SL} = \frac{1}{\sigma + 1} \cdot \frac{r_2'}{\psi_{2M}'} \cdot i_{1T} \quad (12)$$

식(10)으로부터  $i_{1M}$ 은 2차 자속쇄교수  $\psi_{2M}'$ 를 정하는 것이며, 자화전류라 말할 수 있다. 식(12)로부터 자화전류가 일정하다면, 슬립 각주파수  $\omega_{SL}$

$i_{1T}$ 에 비례한다.

발생토크는 식(13)으로 나타낼 수 있다.

$$\tau_e = -P_F \psi_{2M}' i_{2T}'$$

$$= P_F \left[ \frac{1}{\sigma + 1} \right] \psi_{2M}' i_{1T}$$

$$= P_F \left( \frac{1}{r_2'} \right) (\psi_{2M}')^2 \omega_{SL} \quad (13)$$

식(13)으로부터 2차자속 쇄교수  $\psi_{2M}'$ 가 일정하면, 발생토크  $\tau_e$ 는 T축 고정자전류  $i_{1T}$ , 또는 슬립 각주파수  $\omega_{SL}$ 에 비례하는 것을 알 수 있다.

여기서  $i_{1T}$ 는 토크 전류라 할 수 있다.

이상의 관계식을 기초로 정상상태의 벡터도를 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

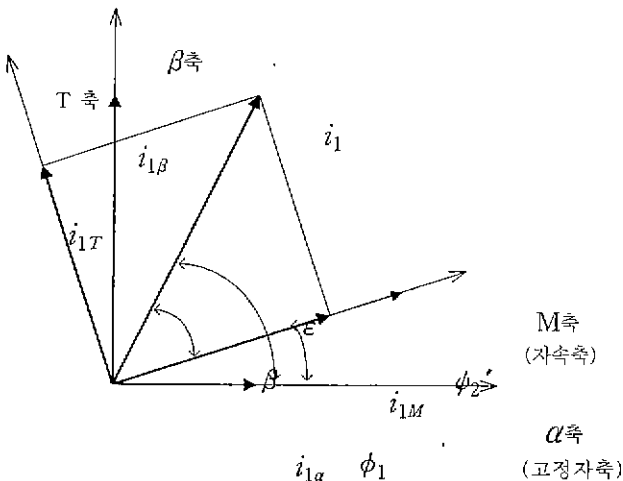


그림4 유도전동기의 공간벡터도

### 3.1 자속 벡터의 검출

자속벡터 검출을 위해 전동기정수와 단자전압, 전류, 회전속도등의 실제치 검출치로부터 자속벡터를 연산할 수 있다. 자속벡터의 연산에는 전압모델과 전류모델이 있으며, 여기서는 전압모델에 관해서 서술하고자 한다.

#### 3.1.1 전압 모델

식(2)의 전압전류식에서

$$\phi_1 = 0, \quad d\phi_2/dt = -\omega_r$$

$v_{2M} = v_{2T} = 0$ ,  $M \rightarrow \alpha$ ,  $T \rightarrow \beta$ 로 대체하면

유도전동기의 고정자 자표계의 식(14)가 얻어질 수 있다.

$$v_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha} + \frac{d\phi_{1\alpha}}{dt}$$

$$v_{1\beta} = r_1 i_{1\beta} + \frac{d\phi_{1\beta}}{dt} \quad (14)$$

$$0 = r_2' i_{2\alpha}' + \frac{d\phi_{2\alpha}'}{dt} + \omega_r \phi_{2\beta}'$$

$$0 = r_2' i_{2\beta}' + \frac{d\phi_{2\beta}'}{dt} - \omega_r \phi_{2\alpha}'$$

식(1), 식(14)로부터  $\phi_{1\alpha}$ ,  $\phi_{1\beta}$ ,  $i_{2\alpha}'$ ,  $i_{2\beta}'$ 를 소거하면 1차전압, 전류로부터 1차측 환산의 2차 자속쇄교수가 식(15)와 같이 구할 수 있다.

$$\phi_{2\alpha}' = (1 + \sigma) \left[ \int (v_{1\alpha} - r_1 i_{1\alpha}) dt - L_\sigma i_{1\alpha} \right]$$

$$\phi_{2\beta}' = (1 + \sigma) \left[ \int (v_{1\beta} - r_1 i_{1\beta}) dt - L_\sigma i_{1\beta} \right] \quad (15)$$

여기서

$$L_\sigma = l_1 + \frac{l_2' M'}{M' + l_2'}, \quad \sigma = \frac{l_2'}{M'}$$

이것은 전압모델로, 고정자 전압벡터와 고정자 전류벡터로부터 연산할 수 있다.

### 4. 시스템구성

#### 4.1토크 목표치와 토크 전류 목표치

토크목표치  $\tau_e^*$ 는 속도조절기 ASR(일반적으로 PI동작)의 출력에 의해 주어진다. 이 출력은 토크 제한에 의해, 제작되어지는 가변속 드라이브 시스템의 최대 출력토크목표치에 의해 제한된다. 이것을 식(13)에서 나타낸 연산에 따라서, 2차 자속목표치  $\phi_{2'}^*$ 로 제한한 값이 토크 전류목표치가 된다. (식16)

$$i_{1T}^* = K \cdot \frac{\tau_e^*}{\phi_{2'}^*} \quad K: \text{정수} \quad (16)$$

#### 4.2 2차 자속 목표치와 자속 전류 목표치

2차 자속목표치  $\phi_2^*$ 는, 정토크 출력특성 영역에서는 일정 값으로, 정출력 특성영역에서는 속도에 반비례하여 감소시킬 필요가 있다.

자화전류 목표치  $i_{1M}^*$ 는 식(10)으로부터 식(17)에 의해 얻어진다.

$$i_{1M}^* = \frac{(1 + \sigma T_2) \phi_2^*}{M'} \quad (17)$$

#### (4) 슬립 각주파수 연산

슬립 각주파수 목표치  $\omega_{SL}^*$ 은 식(12)로부터 식(18)과 같이 구할 수 있다.

$$\omega_{SL}^* = \frac{r_2 i_{1T}^*}{(1 + \sigma) \phi_2^*} \quad (18)$$

그리고 전체 시스템 구성은 아래 그림5와 같이 구성하였으며, 속도제어부, 전류제어부, 자속연산 및 제어부, 그리고 좌표변환, 슬립연산기 부분으로 구성하였다.

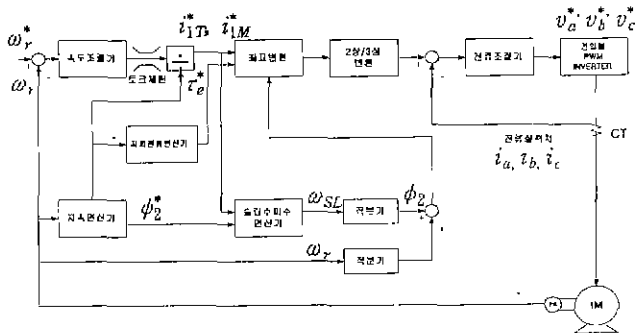


그림5 제어기 블록도

### 5. 시뮬레이션 결과 및 실험결과

출 력	175 [W]
정격회전수	1670 [rpm]
극 수	P = 4
고정자저항	R <sub>s</sub> = 14.83 [Ω]
회전자저항	R <sub>r</sub> = 4.12479 [Ω]
고정자 인덕턴스	L <sub>s</sub> = 0.723655 [H]
회전자 인덕턴스	L <sub>r</sub> = 0.72365 [H]
상호인덕턴스	L <sub>m</sub> = 0.66032 [H]
관성계수	J = 0.001 [Kg · m <sup>2</sup> ]

위의 표는 이번 논문에서 사용한 유도전동기의 파라미터이고 아래에 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 속도 지령을 1000rpm을 가했을 때 속도응답을 보여주고 있다.

### 5.1 시뮬레이션 결과

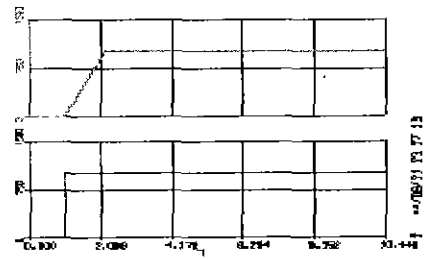


그림6 Wrpm, Wrpm\_ref

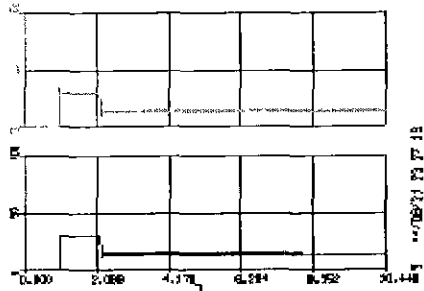


그림7 i\_1T, i\_1T\*

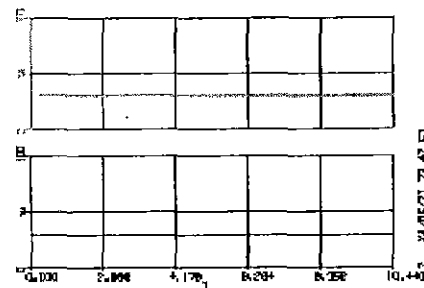


그림8 i\_1M, i\_1M\*

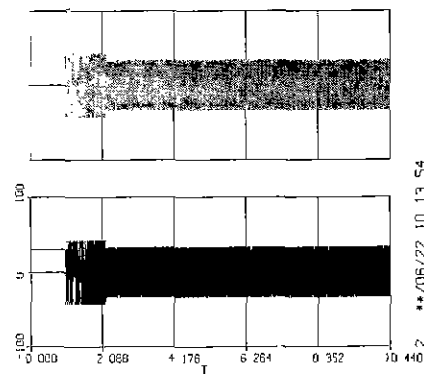


그림9 a, b상전류

### 5.2 실험 결과

농형 유도전동기를 구동하기 위하여 TMS320C31의 DSP를 이용하여 고정자자속 기준 벡터제어를구현하였다. 아래 사진은 실제 시스템의 전체 구성도를 보여주고 있고, 파형은 시스템의 각 파형을 보여주고 있다.

## 6. 결 론

본 논문은 3상 유도전동기를 고정자 자속기준으로 모델링하고, 고속의 연산을 위하여 DSP를 이용한 벡터제어 시스템을 구현 하였다. 본 논문을 통해, 이번에 제시한 고정자 자속기준 벡터제어 이론과 알고리즘을 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하였다.

이 논문은 1998년도 동의대학교 자체 학술 연구 조성비의 지원을 받아 작성 되었습

## 참 고 문 헌

- [1] Xingyi Xu, R. De Doncker and Donald W. Novotny, "Stator flux orientation control of induction machines in the field weakening region," Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, pp.437~443, October 1988.
- [2] Xingyi Xu, and D. W. Novotny, "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system," Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, October 1990.
- [3] Y. A Chapuis, D. Roze and J. Davoine, "Principles and Implementation of Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor" IEEE Trans. Power Electron., pp185~190, 1995.
- [4] T. G. Habetler, F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, and A. Bettini, "Stator resistance turning in a stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator," Conf. Record, EPE Conf.
- [5] Alfredo munoz-Garcia, Thomas A. Lipo, "Complex vector model of the squirrel cage induction machine including instantaneous rotor bar currents", IEEE IAS Conference Record, Vol.1, 1998, pp57~62.

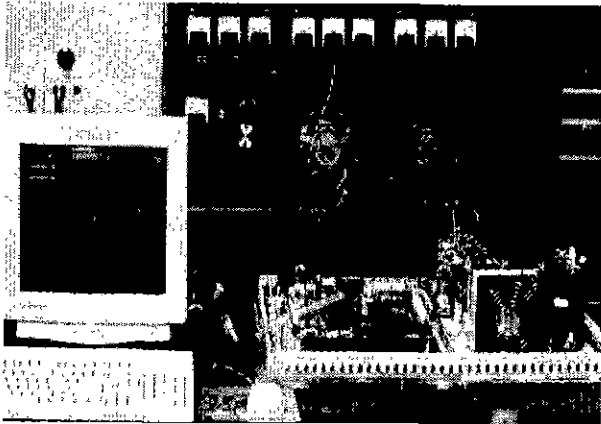


그림10 고정자 자속기준 벡터제어 시스템

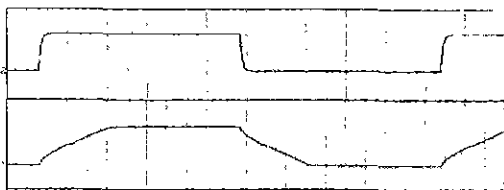


그림11 Wrpm, Wrpm\_ref (200rpm/div)

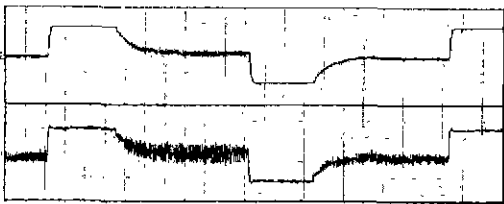


그림12  $i_{1T}^*$ ,  $i_{1T}$

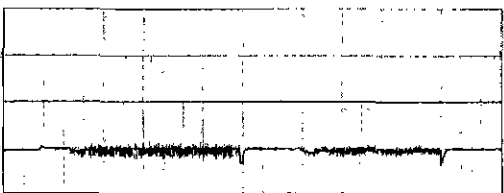


그림13  $i_{1M}^*$ ,  $i_{1M}$