

# 유도 전동기용 순시전류 추종형 PWM 인버터에 관한 연구

A Strategy on Adaptive Current PWM Inverter for Induction Motor

金喆禹\* · 朴晟濬\*\* · 權純在\* · 金光泰\*\*

(Cheul-U Kim · Sung-Joon Park · Soon-Jae Kwun · Kwang-Tae Kim)

## 요 약

유도 전동기의 일정자속 벡터제어에서 유도전동기의 속도를 별도의 속도검출장치가 없이, 전동기의 속도를 1차측 전압과 전류 및 전동기정수에 의하여 추정하는 방법을 제시하고 전류추종형 PWM인버터에 의하여 구동 시스템을 구성하였다. 모든 연산 및 제어회로를 마이크로프로세서에 의하여 보다 간단하게 실현시켜 유도전동기의 가변속 구동특성을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험에 의하여 조사하였다. 속도검출장치를 이용한 경우와 연산회로에 의하여 계산된 경우의 입력전류파형상의 차이를 조사한 결과 미소한 리플성분을 제외하고는 잘 일치하였으며, 기동 및 가감속시의 속도추종특성도 시뮬레이션의 결과와 함께 양호하게 얻어졌다.

## Abstract

This paper is reported on the simulation and test results of a constant flux vector control scheme of an induction motor without any speed detecting equipment, in which the adaptive current PWM inverter is used. The rotor speed is estimated from stator voltage, current and parameters of motor, and control algorithm in the system is performed with by micro processor.

By comparing the waveform of input current of this system with that of the case with tacho-generator, good agreement is observed except small ripple component.

Experimental results which are acquired at start up and during acceleration/deceleration are quite similar to those of the simulation results.

---

\*正會員 : 부산전문대학 전자계산기과 조교수 · 工博

\*\*正會員 : 부산대학교 대학원 전기공학과 석사과정

\*正會員 : 부산공업대학 기계공학과 조교수

\*\*正會員 : 부산전문대학 전자계산기과 조교수

接受日字 : 1992年 3月 27日

### 1. 서론

각종 자동화에서 요구되는 전동기의 가변속운전에, 정류와 보수유지상 불리한 직류기 대신 전력변환장치와 조합시킨 교류기의 이용이 제어회로기술의 발전과 더불어 급격히 증대되고 있다. 이것은 유도 전동기에 대한 벡터제어 이론의 확립<sup>1)2)</sup>과 더불어 이 분야의 연구<sup>3)-5)</sup>가 활발히 진행되어 왔기 때문이다. 일반적으로 유도전동기의 벡터제어에는 슬립주파수제어형과 磁界오리엔테이션 제어형으로 나눌 수 있다. 그런데 슬립주파수제어에 있어서는 값비싼 회전자 속도 검출장치가 필수적이고 또한 磁界 오리엔테이션 제어에서는 2차 쇄교자속의 정확한 검출이 어려운 실정이다.

그런데 최근에 와서는 속도검출장치가 없는 속도 센스레스 제어법에 관한 연구<sup>6)-9)</sup>가 행해지고 있으며 경제적인 면에서 직류기 대신에 범용 유도기의 속도-토크 제어에 널리 이용되고 있다.

본 연구에서는 유도 전동기의 1차측 전압과 전류로부터 회전자의 회전자속도를 연산하고 전류추종형 PWM인버터를 이용하여 유도전동기를 제어하는 일정 자속벡터제어의 한 방법을 제시하였다. 그리고 제어시스템을 시뮬레이션 하였고 전동기에 공급되는 PWM 인버터의 전류 추종특성과 전동기의 구동특성을 실험을 통하여 비교 검토 하였다.

### 2. 회전속도의 연산 및 제어

식(1)은 정좌표계 (a,b)로 나타낸 유도전동기의 전압방정식 식(1)이다.

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p\sigma L_s & 0 & pM/L_r & 0 \\ 0 & R_s + p\sigma L_s & 0 & pM/L_r \\ -R_r M/L_r & 0 & p + R_r/L_r & -\omega_r \\ 0 & -R_r M/L_r & \omega_r & p + R_r/L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ \phi_{br} \\ \phi_{ar} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

$$p = d/dt$$

$L_s, L_r, M$  : 1차, 2차권선의 자기 및 상호 인덕턴스

(1차 환산)

$\omega_r$  : 회전자 각속도

$V_{a1}, V_{b1}$  : a 및 b축 1차 전압

$i_{a1}, i_{b1}$  : a 및 b축 1차 전류

$i_{ar}, i_{br}$  : a 및 b축 2차 전류(1차 환산)

$\phi_{ar}, \phi_{br}$  : a 및 b축 2차 쇄교 자속(1차 환산)

$\sigma$  : 누설 계수  $(1 - M^2/L_s L_r)$

이 식(1)의 1,3행으로부터 회전자 각속도  $\omega_r$ 를 구하면 식(2)와 같고 1,2행으로부터 a 및 b축의 2차 쇄교자속  $\phi_{ar}, \phi_{br}$ 를 구하면 식(3) 및 (4)와 같다. 즉 전동기의 1차측 전압과 전류 및 전동기의 정수로 부터  $\omega_r$ 과  $\phi_{ar}$  및  $\phi_{br}$ 를 연산 함을 알 수 있다.

$$\omega_{r1} = \frac{(L_r/M) \{V_{a1} - (R_s + p\sigma L_s)i_{a1}\}}{\phi_{ar}} + \frac{(R_r/L_r) (\phi_{ar} - M i_{a1})}{\phi_{br}} \equiv \frac{N_1}{D_1} \quad (2)$$

$$\phi_{ar} = \frac{L_r}{M} \int [V_{a1} - (R_s + (R_s + p\sigma L_s)i_{a1})] dt \quad (3)$$

$$\phi_{br} = \frac{L_r}{M} \int [V_{b1} - (R_s + (R_s + p\sigma L_s)i_{b1})] dt \quad (4)$$

그런데, 식(2)의 분자  $N_1$ 과 분모  $D_1$ 을 그림으로 나타내면 그림 1의 실선과 같으나 이들 값  $N_1$ 과  $D_1$ 이 어느 정도의 이차가 되면  $\omega_r (= \omega_{r1})$ 연산의 정밀도가 떨어지게 된다.

그것을 방지하기 위하여 식(1)의 2,4행으로부터 식(5)를 다시 얻어 식(2)와 식(5)의 분모를 비교하여 큰 쪽으로부터 계산된 회전수를 취한다.

$$\omega_{r2} = \frac{-(L_r/M) \{V_{b1} - (R_s + p\sigma L_s)i_{b1}\}}{\phi_{br}} + \frac{(R_r/L_r) (\phi_{br} - M i_{b1})}{\phi_{ar}} \equiv \frac{N_2}{D_2} \quad (5)$$

이관계식을 이용한 속도검출회로의 블록선도가 그림 2이다.

한편, 제어관계식을 얻기 위하여 식(1)을 회전좌표계(d,q)로 변환시켜 고정자 전류와 회전자 자속을 상태변수로 나타내면 식(6) 및 (7)의 관

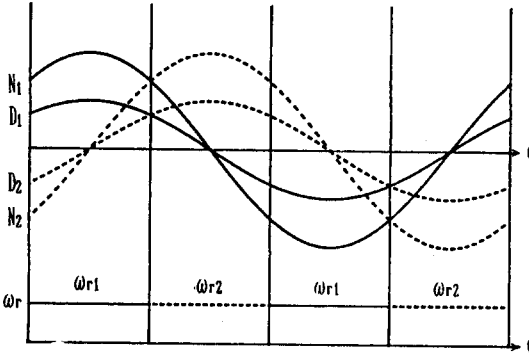


그림 1. 연산속도에 있어서  $\omega_{r1}$ ,  $\omega_{r2}$ 의 관계  
 Fig. 1. Relation between  $\omega_{r1}$  and  $\omega_{r2}$  in operating velocity

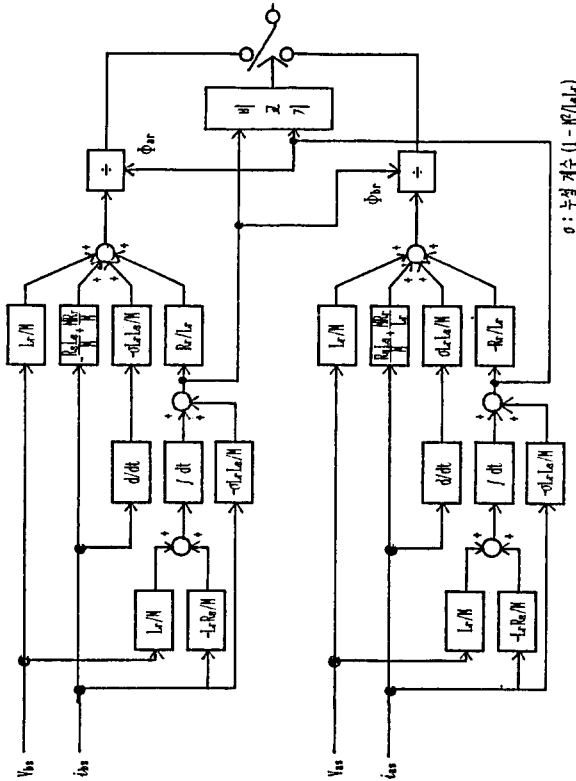


그림 2. 속도 연산 회로의 블록 다이어그램  
 Fig. 2. Block diagram of velocity calculating circuit

계가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & L_s \omega & (M/L_r) p - (M/L) \omega & \\ L_s \omega & R_s + L_s p & (M/L_r) \omega & (M/L) p \\ R_r M/L_r & 0 & R_r/L_r + p & -(\omega - \omega_r) \\ 0 & -R_r M/L_r & \omega - \omega_r & R_r/L_r + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (6)$$

단,  $L_s : (L_s L_r - M^2)/L_r$  임

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \Phi_{qr} &= M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 2차자속은 크기가 일정하면서 d축성분만 가지도록 하면, 발생토크는 2차전류의 크기에 비례한다. 그런데 전동기의 외부조작량은 1차측 전류의 크기와 주파수이므로 그와 같이 제어하기 위해서는 식(6)으로부터 1차측 계자 전류분과 토오크 전류분이 각각 식(8)과 식(9)로 주어져야 하고 그때의 2차 자속과 토오크의 크기는 식(10)과 식(11)로 주어진다.

자속분 전류  $i_{ds}$ 를 일정하게 제어하면, 식(8)과 같이 들 수 있다.

$$i_{ds} = K_o \quad (8)$$

$$i_{qs} = \frac{L_r}{M} i_{qr} = \frac{L_r}{M} i_2 \quad (9)$$

$$\Phi_2 = \Phi_{dr} = K_o M \quad (10)$$

$$T = \frac{M^2 K_o}{L_r} i_{qs} = \frac{(M K_o)^2}{R_r} \omega_s \quad (11)$$

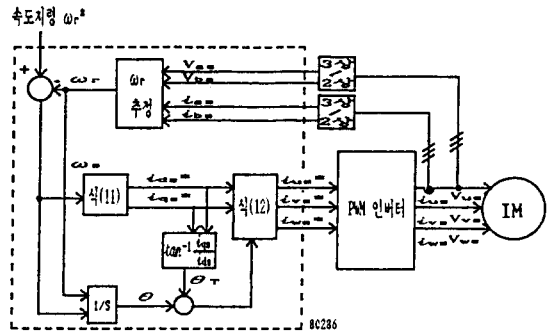


그림 3. 유도기 슬립주파수제어 시스템  
 Fig. 3. Slip frequency control system for induction motor

또 1차측 전원주파수는 식(11)로부터 계산할 수 있고 과도항을 포함시키면

$$\omega = \frac{R_r}{L_r K_o} i_{\omega} + \omega_r + \omega_r \quad (12)$$

$$\text{단 } \beta_r = \frac{d}{dt} [\tan^{-1}(i_{\omega}/i_{\omega})]$$

가 성립한다. 이상의 제어관계식을 이용한 제어 시스템을 블록선도는 그림 3과 같으며, 그림 3에서 점선내부는 마이크로프로세서 80286을 사용하여 구성하였다.

### 3. 시뮬레이션 및 실험결과

앞에서 언급한 제어시스템을 3φ/220V, 3HP의 유도전동기를 사용하여 구동특성에 대하여 시뮬레이션하고, 실 부하 운전을 통하여 그 결과를 조사하였다. 표 1은 시험 전동기의 각 정수들을 실측한 값이다. 시뮬레이션에서는 지령속도를 입력으로 하고 앞 절에서의 방정식들로부터 Euler 법을 이용하여 전류와 토크 그리고 회전속도를 계산하였다.

표 1. 공시 전동기의 상수  
Table 1. Motor Parameter

|         |            |         |                           |
|---------|------------|---------|---------------------------|
| 정 격     | 3 (HP)     | 입력 전압   | 220 (V)                   |
| 1차 저항   | 2.502(Ω)   | 1차 인덕턴스 | 19.294(mH)                |
| 2차 저항   | 1.448(Ω)   | 2차 인덕턴스 | 19.294(mH)                |
| 상호 인덕턴스 | 18.348(mH) | 관성 모멘트  | 0.035(Kg·m <sup>2</sup> ) |

그림 4는 시뮬레이션의 흐름도이다. 그림 5는 무부하상태에서 속도지령치를 0.3초를 주기로 하여 900rpm에서 1350rpm으로 계단상으로 증가시켰다가 450rpm으로 감소시켰을 때의 시뮬레이션 결과이다.

그림 6은 직접 전동기를 구동시켰을 때, 지령 속도에 대한 전동기의 속도추종특성을 실측한 것이다. 즉, 정지상태에서 900rpm으로 기동시켰다가 다시 1350rpm으로 가속한 뒤에 450rpm으로 감속시킬 때의 지령속도  $\omega_r^*$ 와 전동기속도  $\omega_r$  및 1차 상전류  $i_{\omega}$ 이다.

그림 7은 전류 추종을 관측한 것이다.

그림 7(a)의 회전자 속도  $\omega_r (=450\text{rpm})$ 에 대한 전류 추종 파형은, 그림 2에서 보인 속도 연산 블록에 의한 고정자 전압 전류 및 전동기의 정수로부터 연산한 결과에 대한 전류지령치  $i_{\omega}^*$ 와 실제 전류  $i_{\omega}$ 를 관측한 파형이다. 인버터의 동작특성 상  $i_{\omega}^*$ 에는 리플이 포함되나  $i_{\omega}$ 의 전류추종이 양호함을 알 수 있다.

그림 7(b)는  $\omega_r$ 를 속도검출장치(속도 발전기)로 검출했을 경우이다.  $i_{\omega}^*$ 에는 그림 1(a)에 비해 거의 정현파이며,  $i_{\omega}$  파형도 약간 개선되어 있으나 그림(7)의  $i_{\omega}$ 와 거의 일치함을 알 수 있다.

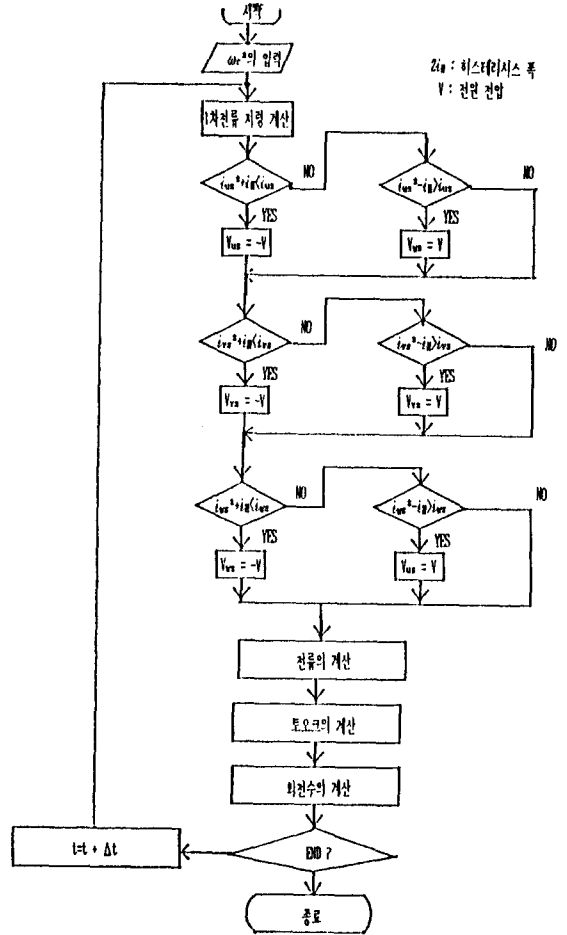


그림 4. 시뮬레이션 흐름도  
Fig. 4. Simulation flow-chart

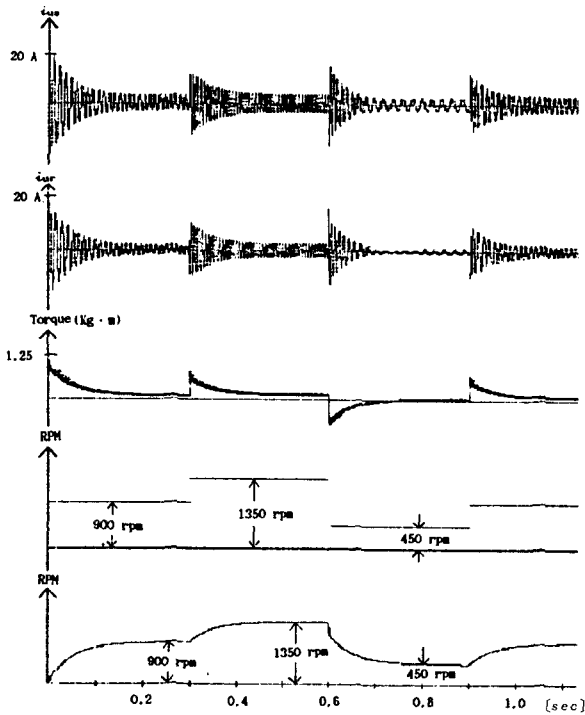


그림 5. 속도지령에 대한 시뮬레이션 결과  
 Fig. 5. Result of simulation for velocity reference

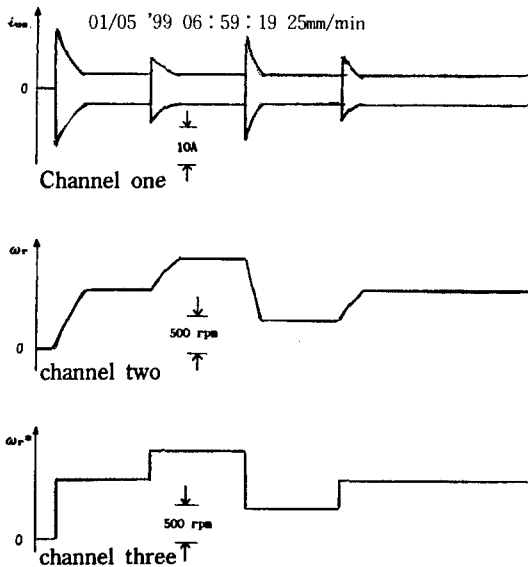
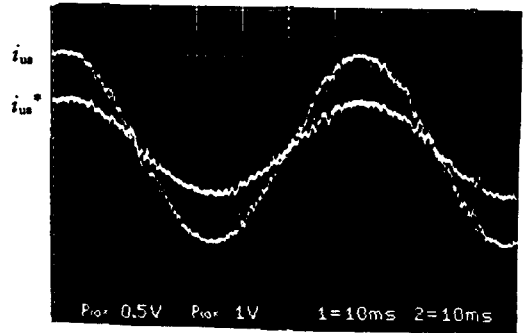
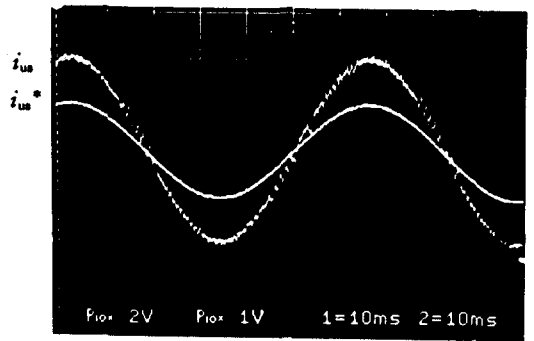


그림 6. 속도지령에 대한 속도 및 실제 전류응답  
 Fig. 6. Velocity and real current response for velocity reference



(a)  $\omega_r$  추정시  
 (a) Estimation of  $\omega_r$



(b)  $\omega_r$  검출시  
 (b)  $\omega_r$  from Tacho.

그림 7. 전류 추종 응답  
 Fig. 7. Adaptive current response

#### 4. 결 론

본 연구에서는 기계적인 방식의 고가인 속도 검출 장치를 사용하지 않고 전동기의 정수와 전압 전류로써 전동기 내부의 자속 상태를 추종 연산하여 유도 전동기의 속도 토크를 제어하였다.

추종 연산을 위한 제어 장치는 80286 마이크로 프로세서로써 실현했으며, 인버터 회로는 전류 추종형 PWM 방식으로 구성하였다.

이상의 장치로부터, 구동 시험과 가 감속 운전 결과 기동 특성이 우수하며, 속도 지령에 대한 속도 추종 특성이 우수하고, 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 알 수 있었으며, 또한 우수한 과도 응답

특성을 얻을 수 있었다.

본 실험 장치에서 최적 제어의 속도 범위는 100 rpm에서 3000rpm으로 제한되었으나, 이는 V/F 곡선상의 전압의 제한에 기인된 것이다.

본 실험에서는 전술한바와 같이 전동기 상수가 제어의 중요한 파라메타이나, 전동기를 장시간 사용할 경우 이 상수가 변화하게 되는데, 온도 상승에 의한 전동기 상수값의 적은 변화는 제어에 상당한 영향을 미친다. 그러므로 이에 대한 대책이 필요하며, 이에 대한 대책으로 잘 알려진 강인성 제어 이론을 적용한 최적화 기법에 대한 연구가 더 행해져야 할 것으로 본다.

#### 참 고 문 헌

- 1) F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines", Siemens Review, Vol. 34, May 1972, pp.217-220.
- 2) A. Abbondanti & M.B. Brennen, "Variable Induction Motor Device Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Current", IEEE Trans. on Indust. Applic, Vol. IA-11, No.5, 1975, pp.483.
- 3) A. Naeba, K. Otsuke, H. Uchino & R. Kusawa, "An Ap-

proach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply", Vol. IA-16, No.3, May/June 1980, pp.342-349.

- 4) A. Nabae, I. Takahashi & Akagi, "A New Neutral Point Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. on Indust. Applic, Vol. IA-17, No.5, Sept/Oct 1981, pp.518-523.
- 5) T.A. Lipo & K.C. Chang, "A New Approach to Flux and Torque Sensing in Induction Machines", IEEE Trans. on Indust. Applic, Vol. IA-22, July/August 1986, pp.731-737.
- 6) H. Nakano & I. Takahashi, "Sensorless Field Oriented Control of an instantaneous Slip Frequency Estimation Method", Conference Record PESC'88, Vol. 2, pp.847-854.
- 7) H. Hashimoto, Y. Ohno & S. Kondo, "Torque Control of Induction Motor Using Predictive Observer", Conference Record PESC'89.
- 8) I. Miyashita & Y. Ohmori, "Speed Sensorless High Speed Torque and Speed Control Based on Instantaneous Spatial Vector Theory", IPEC-Tokyo'90, pp. 1144-1151.
- 9) H. Tajima & Y. Hori, "Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine" IEEE Trans. on Indust. Applic, Vol. 1, 1991, pp.385-391.