

FMRAS에 보상기를 이용한 유도전동기 속도제어

서영수, 이춘상
명지대학교

Speed Control of Induction Motor Using Flux Compensation In Model Reference Adaptive System

Young-Soo Seo, Chun-Sang Lee
Myongji University

ABSTRACT

When the vector control, which does not need a speed signal from a mechanical speed sensor, it is possible to reduce the cost of the control equipment and to improve the control performance in many industrial application.

This paper describes a rotor speed identification method of induction motor based on the theory of flux model reference adaptive system. The estimator execute the rotor speed identification so that the vector control of the induction motor may be achieved. The improved auxiliary variable of the two model are introduced to perform accurate rotor speed estimation. Simulation result show the validity of the proposed control method.

1. 서 론

유도전동기의 구동을 위한 현대의 제어기법은 디지털 제어기술과 고속 전력용 반도체소자의 발달과 더불어 4상한 운전이 가능한 고성능의 DC 서보 드라이브와 같은 성능을 가지면서 설치비용의 문제를 절감하고자 하는 연구결과로서 크게 발전하였다.

이러한 응용분야에서 효율적인 벡터제어 방식을 구현하기 위해 속도센서로부터 속도를 검출 받아 제어 기법에 적용하는 방식이 널리 사용되어 왔다. 그러나 이러한 방식은 유도전동기의 강인함을 약화시키고, 가격이 상승하며, 전기적 노이즈를 고려하여 케이블을 배치해야 하며, 초고속 모터와 같은 특별한 응용분야에서는 센서를 부착하기가 곤란한 단점이 존재한다. 따라서 속도센서를 제거한 센서리스 벡터제어 방식에 대한 연구가 진행되어 여러 가지 속도추정 방법이 제시되어 왔다.^[1-5]

이러한 방식 중 기준모델 적응방식(MRAS)은 속도추정을 위한 별도의 속도 연산기가 필요하지 않고, 추정값

을 발생하는 적응 메카니즘의 입력을 이와 관계된 보조 변수로 대체함으로써 각모델이 가지는 단점들을 보완하여 좀 더 정확한 추정값을 얻을 수 있는 장점이 있다

이러한 장점을 이용하여 유도전동기의 고정자측 단자에서 측정된 전압과 전류만을 입력으로 이용하여 자속정보를 얻고 이로부터 회전자 속도정보를 얻는 자속기준모델 적응방식을 적용하여 센서리스 벡터제어를 구현하였다. 여기서 자속기준모델은 유도전동기 고정자측 방정식이 되며, 자속조절모델은 이상적으로 벡터제어된 유도전동기의 모델링 즉, 회전자측 방정식이 되게 하였다. 그리고 기준모델과 조절모델의 출력을 보조변수로 대체할 수 있다는 사실에 기인하여 기준모델이 가지고 있는 적분기의 문제점을 해결하고 또한 각 모델에 유입되는 고주파 잡음을 제거하기 위해 각 모델의 입·출력에 적절한 필터를 설계 인가하고 또한 폐루프 자속 보상기를 각 모델의 출력에 부가하여 자속추정의 정확도를 높여 적응메카니즘의 신뢰도를 향상시키고자 하였다. 제안한 시스템에 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 양호한 속도응답특성을 얻을 수 있음을 확인하고자 한다.

2. 본 론

유도전동기 속도 센서리스 벡터제어 방식에 있어서 가장 중요한 것은 자속의 추정이고, 이는 속도정보를 얻는데 가장 중요한 요소이다.

따라서, 보다 넓은 속도범위에서 정확한 회전자 자속을 추정하기 위해 기준모델, 조절모델에서 구한 회전자 자속을 폐루프 자속보상기를 적용하여 정밀도가 높은 자속추정 알고리즘을 제시하고, 또한 추정된 자속 값을 적용하여 회전자 속도추정기를 구성하고 회전자 속도를 추정한다.

2.1 폐루프 자속보상기

기준모델 방정식은 측정된 고정자 전압과 전류에 기초하고 전동기 속도를 필요로 하지 않으며, d,q축 회전자 자속은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt - \sigma L_s i_{ds}^s \right] \quad (2.1)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt - \sigma L_s i_{qs}^s \right]$$

여기서 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 이다.

조절모델 방정식은 회전자 자속, 회전자 속도, 고정자 전류를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p \lambda_{dr}^s = -\frac{1}{T_r} \lambda_{dr}^s - w_r \lambda_{qr}^s + \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s \quad (2.2)$$

$$p \lambda_{qr}^s = -\frac{1}{T_r} \lambda_{qr}^s + w_r \lambda_{dr}^s + \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s$$

여기서

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad i_m = \left(\frac{1}{L_m} \right) \lambda_r, \quad L_m' = \frac{L_m^2}{L_r}$$

$$e_m = L_m' \left(\frac{di_m}{dt} \right) = \frac{L_m}{L_r} p \lambda_r$$

식 (2.2)을 역기전력으로 정리하면

$$e_{md} = v_{ds}^s - (R_s + p \sigma L_s) i_{ds}^s \quad (2.3)$$

$$e_{mq} = v_{qs}^s - (R_s + p \sigma L_s) i_{qs}^s$$

식 (2.1)과 같이 전압과 전류 값만을 이용하여 기준모델의 자속 값을 추정하는 방식은 측정된 변수들이 적분기가 가지는 문제점인 초기조건이나 드리프트 문제를 일으키기 때문에 정확한 자속정보를 기대하기가 어렵게 된다.^{[4][5][6][7]}

자속이 역기전력과 직교한다는 사실로부터 이를 저역통과필터로 대체하여 적분기가 가지는 단점을 해결하고 좀더 정확한 자속 값을 추정하도록 하기 위하여 고주파 통과 필터(HPF, high pass filter)를 식 (2.1)에 적용하여 다음과 같이 추정한다.

$$\lambda_{dr}^s = \frac{T_r s}{1 + T_r s} \frac{L_r}{L_m} \left[\frac{1}{s} (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) - \sigma L_s i_{ds}^s \right]$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{T_r s}{1 + T_r s} \frac{L_r}{L_m} \left[v_{qs}^s - (R_s + \sigma L_s s) i_{qs}^s \right] \quad (2.4)$$

이 경우, 일정전압, 전류 옵셋에 의한 분석을 하면,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \lambda_{dr}^s(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \lambda_{dr}^s(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T_r s}{1 + T_r s} \frac{L_r}{L_m} \left[\frac{v_{d0}^s}{s} - R_s \frac{i_{d0}^s}{s} \right]$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \lambda_{qr}^s(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \lambda_{qr}^s(s) = T_r \frac{L_r}{L_m} [v_{s0}^s - R_s i_{s0}^s] \quad (2.5)$$

이 되어, HPF의 시정수를 작게 설정할수록, 회전자 자속에 전압, 전류옵셋의 영향을 적게 받음을 알 수 있다. 또, HPF를 사용하지 않은 경우는 전압, 전류옵셋에 의하여 회전자 저항이 발산함을 알 수 있다.

그러나, HPF의 위상오차 특성과 진폭 특성이 다음과 같으므로,

$$\delta = \tan^{-1} \left[\frac{1}{T_r \omega_e} \right]$$

$$\text{magnitude} = \left| \frac{T_r \omega_e}{\sqrt{1 + (T_r \omega_e)^2}} \right| \quad (2.6)$$

주파수가 증가하고, HPF의 시정수 T_r 를 크게 설정할수록 위상오차가 줄어들고, 진폭이 1에 접근함을 알 수 있다. 그러므로, HPF의 시정수 T_r 는 주 운전영역에서의 전압과 전류 옵셋에 의한 영향과 HPF의 위상오차와 진폭 특성을 고려하여 적절히 선택되어야 한다. 그러나 이러한 방식은 근본적으로 주파수가 낮은 영역에서는 HPF의 특성으로 인해 좋은 성능을 낼 수 없고, 중, 고속도 이상에서 유효한 방식이다. 식 (2.4)의 HPF를 사용한 자속추정은 다음과 같이 회전자피드백자속의 LPF(Low Pass Filter)를 포함함으로써 상당부분 개선할 수 있다.

$$\lambda_r^s = \frac{T_r s}{1 + T_r s} \frac{L_r}{L_m} [v_s^s - (R_s + \sigma L_s s) i_s^s] + \frac{1}{1 + T_r s} \lambda_{fb} \quad (2.7)$$

식 (2.7)에서, 추정된 각과 회전자피드백자속의 진폭이 정확한 경우, LPF에 의한 위상오차와 진폭오차가 회전자피드백자속의 LPF에 의하여 보상됨을 알 수 있다. 즉, 기준모델 자속추정기로 추정된 회전자 자속을 λ_r^s 이라고 하면,

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\frac{1}{s} (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) - \sigma L_s i_{ds}^s \right] \quad (2.8)$$

$$= \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{s} [(v_{ds}^s - (R_s + \sigma L_s s) i_{ds}^s)]$$

식 (2.7)는 다음과 같이 바뀌고,

$$\lambda_r^s = \frac{T_r s}{1 + T_r s} \lambda_r^s + \frac{1}{1 + T_r s} \lambda_{fb} \quad (2.9)$$

이 식으로부터, λ_r^s , λ_{fb} 이 실제자속과 일치하는 경우, 추정되는 자속은 실제 자속과 일치함을 알 수 있다. 그림 1.에 자속보상기를 이용한 기준모델을 나타내었다.

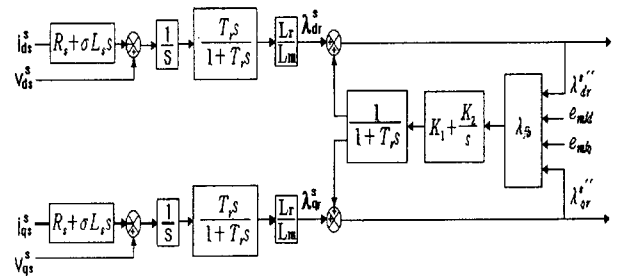


그림 1 자속보상기를 이용한 기준모델

Fig. 1 Reference model using flux compensation

¹ 여기서 페루프 자속보상기를 통해 추정된 자속 $\lambda_r^{s'}$ 은 피드백 요소인 λ_{fb} 과 기준, 조절모델 자속추정기에 의해 추정되어진 자속 λ_r^s 로 나누어지고, 이때 이상적인 경우 페루프 자속보상기를 통해 추정된 자속과 역기전력은 직각을 이룬다. 하지만 초기 값이 적분기를 거치게 되면, 자속과 역기전력 사이의 위상각은 더 이상 직각을 이룰 수 없으며, 피드백 요소 λ_{fb} 의 증가 때문에 위상각은 90°보다 커지게 된다. 따라서 위상각은 역기전력과 회전자

자속 값이 직각이 될 때까지 피드백을 통해 보상을 해줌으로서 오차신호가 0이 될 때까지 변화할 것이다. PI제어기는 오차신호를 통해 보상크기를 적절하게 결정하는 부분으로 다음과 같은 식 (2.10)으로 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{\beta} = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \frac{\lambda_{dr}^s \cdot e_{mfd} + \lambda_{qr}^s \cdot e_{mfd}}{|\lambda|} \quad (2.10)$$

2.2 적응 메커니즘의 구성

기준모델, 조절모델의 자속으로부터 적응 메커니즘의 입력이 되는 오차 값 ϵ 을 다음의 식 (2.11)으로 나타낼 수 있다.

$$\epsilon = (\lambda_{qr}^s \hat{\lambda}_{dr}^s - \lambda_{dr}^s \hat{\lambda}_{qr}^s) \quad (2.11)$$

또한 회전자 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 은 위의 식 (2.11)으로 얻은 오차 값으로부터 PI제어기를 통해서 식 (2.12)과 같이 얻어낼 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \left(K_1 + \frac{K_2}{s}\right) \cdot \epsilon \quad (2.12)$$

식 (2.11), 식 (2.12)를 이용하여 두 모델의 출력사이에서 발생한 오차분을 입력으로 하는 적응 메커니즘을 구성하고, 또한 이 출력을 다시 조절모델의 피드백 입력으로 구성하여 그림 2 와 같이 회전자 속도추정기를 구현할 수 있다.

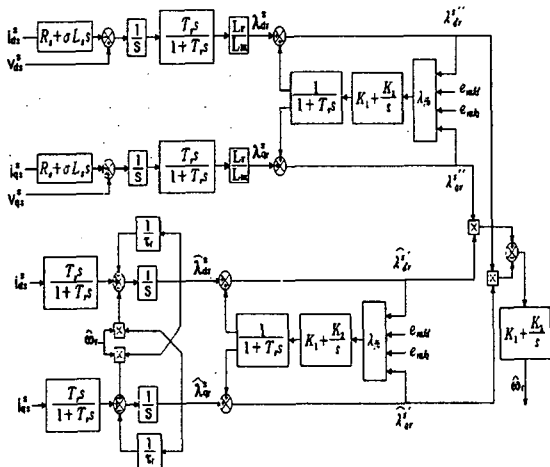


그림 2 제안한 회전자 속도추정기
Fig. 2 Block diagram of proposed rotor speed estimation

3. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 FMRAS 속도추정기의 타당성을 확인하기 위하여 MATLAB Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션에 사용한 모터의 파라미터는 표1에 나타나 있다.

그림 3은 무부하시 자속보상기를 사용한 경우의 속도 및 자속파형이다. 속도지령이 바뀌는 순간에도 속도 및 자속추정이 안정됨을 알 수 있다.

표 1 유도전동기 파라메타
Table 1 Induction motor parameters

고정자 저항Rs	0.6992	회전자 전하Rr	0.3552
고정자 인덕턴스Ls	0.0661	회전자 인덕턴스Lr	0.0661
상호인덕턴스 Lm	0.0632	관성모멘트J	0.0918

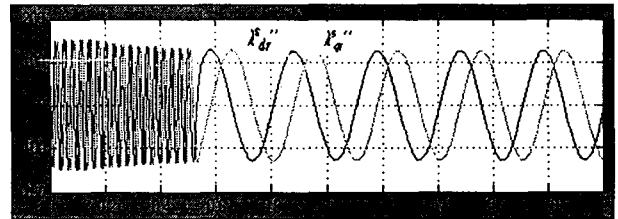
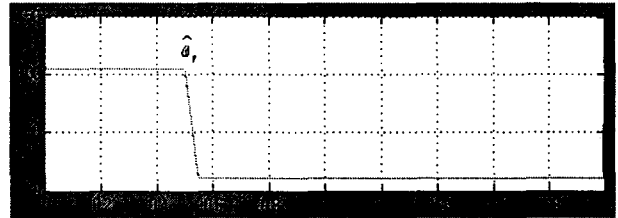


그림 3 기준속도 변화시 추정속도와 자속파형 (속도지령 : 104 → 10[rpm], 무부하시)
Fig. 3 Estimated speed and flux wave forms (104 → 10[rpm], no load)

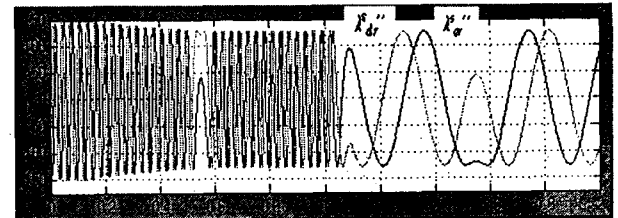
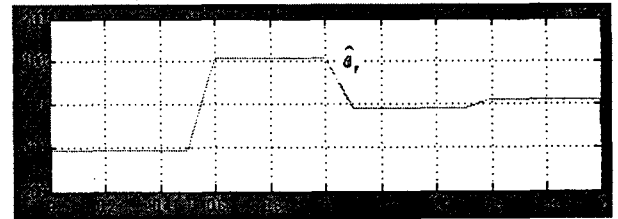


그림 4 정·역 운전시 자속추정 특성 (속도지령 : -104 → 104 → -10 → 10[rpm], 무부하시)
Fig. 4 Flux estimation characteristics at F/R variation (-104 → 104 → -10 → 10[rpm], no load)

그림 4는 자속보상기를 사용한 경우의 정·역 운전특성을 나타내고 있다. 그림에서 정역운전 특성이 양호함을 알 수 있다.

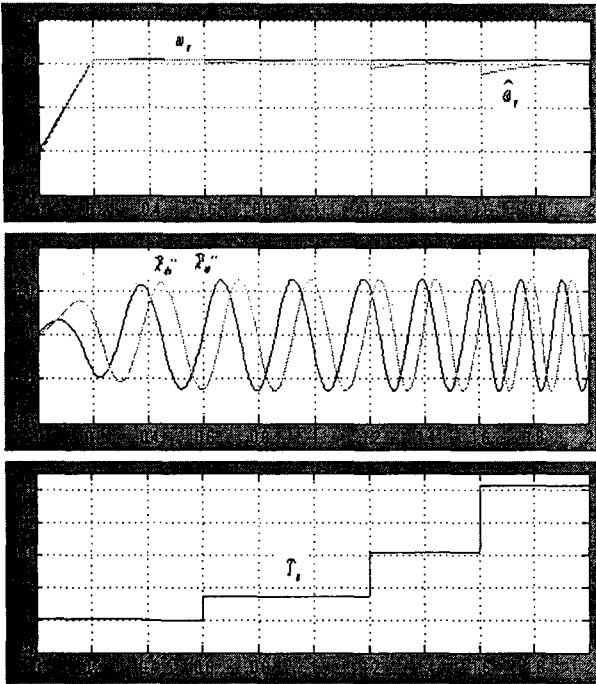


그림 5 시스템의 부하응답 특성
(속도지령 : 10[rpm], 정격의 0→1/6→1/2→1부하)
Fig. 5 Load response characteristics of system
(10[rpm], load factor 0→1/6→1/2→1load)

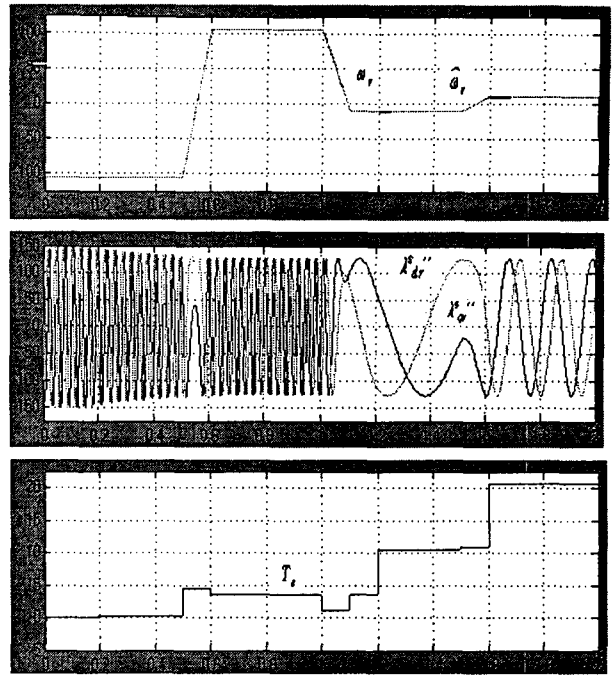


그림 7 속도가변시 부하응답 특성
(-104 → 104 → -10 → 10[rpm], 부하시)
Fig. 7 Load response characteristics of system at
speed variation
(-104 → 104 → -10 → 10[rpm], load)

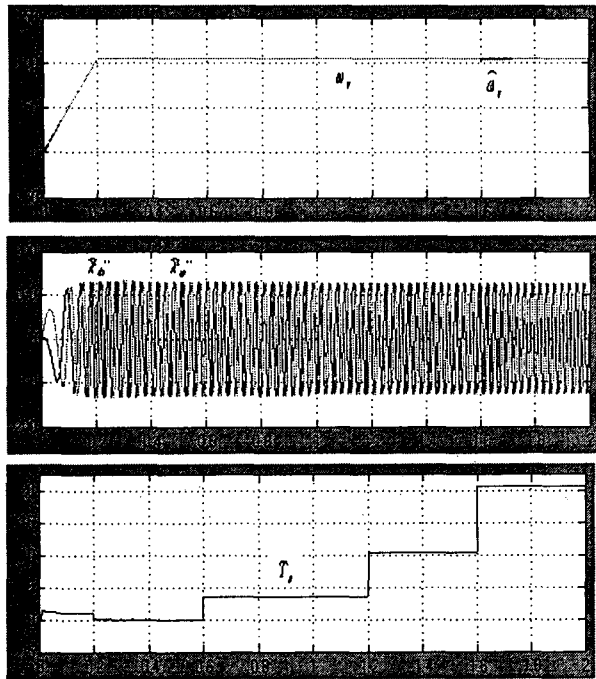


그림 6 시스템의 부하응답 특성
(속도지령 : 104[rpm], 정격의 0→1/6→1/2→1부하)
Fig. 6 Load response characteristics of system
(104[rpm], load factor 0→1/6→1/2→1load)

그림 5, 그림 6은 부하변동에 대한 과도응답 특성을 살펴보기 위한 것으로, 무부하 상태에서 각각 기준속도 10[rpm], 104[rpm]으로 기동하고 나서 $t=0.6[\text{sec}]$ 에서 1/6부하, $t=1.2[\text{sec}]$ 에서 1/2부하, $t=1.6[\text{sec}]$ 에서 전부하를 step 인가한 경우의 시뮬레이션한 결과 파형을 나타낸다. 그림 7은 부하가변시 정역운전특성을 알아보기 위해서 -104[rpm]에서 104[rpm] 그리고 -10[rpm]에서 10[rpm]으로 변화시켰다. 실제속도와 추정된 속도의 오차는 거의 없음을 볼 수 있다.

4. 결론

본 연구에서는 폐루프 자속보상기를 각 모델의 출력에 추가하여 자속추정의 정확도를 높여 기준모델 적응시스템의 신뢰도를 향상시키고자 제안하였다. 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 를 발생시키는 기준모델과 조절모델의 출력인 추정자속의 정확성을 높이기 위해 사용한 필터와 폐루프 자속보상기의 타당성을 입증하기 위해 시뮬레이션을 수행한 결과 추정자속이 양호하게 나타남을 알 수 있었고 이로부터 발생하는 추정속도가 기준속도와 거의 일치하는 빠른 응답특성과 부하변동에 대해서도 안정적인 강인한 특성을 갖고 있음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Colin Schauder, "Adaptive control of identification for vector control of induction motors without rotational transducers" IEEE Trans. Indus. Appli., vol.28 pp.1054-1061, September 1992.
- [2] B.K. Bose, "Power electronics and AC drives", Prentice-Hall Inc., pp. 48~52, pp. 264~276, 1988.
- [3] Yoan D. Landau, "Adaptive control, the model reference approach" Marcel Dekker, Inc., pp.11~152, 1979.
- [4] Astrom, Karl J, "Adaptive Control", Addison-Wesely Publishin Company, pp185~260, 1995.
- [5] Fang-Zheng Peng, Member, IEEE, and Tadashi Fukao, Fellow IEEE, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors", IEEE Trans. Indus. Appli., vol.30 pp. 1234-1240, September/October 1994.
- [6] Chee-Mun Ong, "Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink", Prentice Hall PTR, Prentice-Hall, Inc. pp.415~455, 1998.
- [7] 서영수, 백동현, 송호빈, 이범용, "기준모델 적응방식에 개선된 보조변수를 사용한 유도전동기속도제어", 대한전기학회 하계학술대회 논문집(PEP19), pp. 2008~2011, 1998.