

영상분 3고조파를 이용한 유도전동기의 속도센서없는 벡터제어

최정수*, 유완식**, 김영석*

*인하대학교 전자·전기·컴퓨터공학부. **특허청

A Speed Sensorless Vector Control Using the Zero Sequence Third Harmonic Voltages

Jung-Soo Choi*, Wan-Sik You**, Young-Seok Kim*

*School of Electrical & Computer Engineering, Inha University,

**Korea Industrial Property Office

Abstract

In this paper, we propose a speed sensorless control of the saturated induction motor using the zero sequence third harmonic voltages and a compensation method of the stator resistance variations. The air-gap flux of the saturated induction motor contains the space harmonic components rotating synchronous frequency. As a function of the air-gap flux saturation, the dominant third harmonic voltage is used to compensate the non-linear variations of the mutual inductance depending on the saturation level of the motor. And also the stator resistance variations can be measured with the phase angle between the voltage vector and the zero sequential voltages. The validity of the proposed compensation scheme in the speed sensorless control using rotor flux observer is verified by simulations.

1. 서론

산업용 전동기 가변속 구동분야에서, 유도전동기는 벡터제어의 발달에 힘입어 널리 사용되고 있다. 벡터제어를 위해 요구되는 회전자자속의 크기와 위치정보는 홀센서(Hall-Effect Sensor)나 씨치코일(Search Coils)에 의해 직접 측정할

수 있다. 측정에 의한 방법은 센서를 삽입하기 위한 별도의 가공이 요구되고, 센서로부터 혼입하는 잡음을 제거해야하는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하면서 별도의 센서 부착없이 회전자정보를 파악하기 위한 많은 연구가 있어왔다 [1]-[3]. 회전자정보를 간접적으로 구하는 방법들은 전동기 정수들을 하나의 이득으로 사용하므로 전동기 정수의 정확한 파악이 요구된다. 오프라인(Off-Line) 또는 정격치 근방에서 구한 전동기 정수는 전동기 운전주파수, 온도변화, 철심의 포화, 표피효과(skin effects), 인버터의 변환 주파수 등에 따라 변하게 된다. 따라서, 전동기 제어성능의 향상을 목적으로 전동기 정수의 동조(Tuning)에 대한 연구가 진행되고 있으며, 특히 유도전동기 자속포화시 변화하는 인덕턴스를 정확하게 파악하기 위한 선행 노력이 있어왔다.

J.A.A. Melkebeek과 D.W. Novotny는 정상상태와 과도상태에서의 인덕턴스변동을 소신호모델을 사용하여 안정도와 특성에 대해 보고한 바 있고[4], O. Ojo와 M. Vipin은 자화전류의 다항식으로 가변 자화인덕턴스를 모델화하였다[5]. E. Levi와 M. Sokola는 순시적인 포화에 따라 변화하는 자화인덕턴스를 동적 인덕턴스(Dynamic Inductance)와 상호해교인덕턴스(Cross-coupling Inductance)로 표현하고 이를 포함한 등가모델을 전개[6]하였으나 수식이 복잡하고, 구현에 어려움이 있는 단점이 있다. 포화시 자화인덕턴스의

동조에 있어서, I. Takahashi 등은 무효전력 모델로부터 누설 및 자화인덕턴스를 구한 바 있다 [7]. 또한 J.C. Moreira^[8] 등은 포화된 공극자속의 크기 및 위상을 측정된 3고조파로부터 구하였으나 저속 영역에서 속도제어가 용이하지 않은 단점이 있다.

본 논문에서는 유도전동기의 속도센서없는 제어를 위해 회전자 자속관측기를 구성하고, 자속 포화에 의해 변화하는 인덕턴스를 Y 결선된 유도전동기의 중성점에 나타나는 영상분 3고조파 전압 검출에 의하여 순시적으로 보상하는 알고리즘을 제안한다. 또한 순시적인 영상분 3고조파 전압 측정법과 저역통과 필터에 의한 위상 지연과 크기감소에 대한 보상법 및 온도변화에 따른 고정자 저항변동을 동조하는 방법에 대해 제안한다. 유도전동기 포화시 인덕턴스의 변화를 제안하는 알고리즘을 사용하여 보상할 수 있음을 시뮬레이션 결과로 확인하였다

2. 회전자 자속관측기

고정자좌표계에서 유도전동기는 상태변수를 고정자전류와 회전자 자속으로 하여 다음과 같이 상태방정식을 구성할 수 있다.

$$\dot{X} = AX + Bv_s \quad (1)$$

$$Y = CX \quad (2)$$

여기서,

$$X = [i_s \ \lambda_r]^T, \quad A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \left\{ -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r} \right\} I$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left\{ -\frac{1}{\tau_r} I - \omega_r J \right\}$$

$$A_{21} = \frac{M}{\tau_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

$$C = [I \ 0]$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

고정자전류와 회전자자속을 추정하는 동일차원 적응 회전자 자속관측기는 다음의 (3)식으로 쓸 수 있다. 추정값의 빠른 수렴을 위한 오차정정항(error correction term)은 추정전류와 측정전류 사이의 오차와 관측기 이득으로 구성되어 있다.

$$\begin{aligned} \hat{X} &= \hat{A} \hat{X} + Bv_s + G(\hat{i}_s - i_s) \\ &= \hat{A} \hat{X} + Bv_s + GC(\hat{X} - X) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, $\hat{\cdot}$ 는 추정값을 나타내고, G는 관측기 이득행렬이다.

Lyapunov의 안정도 이론을 만족하는 적응 속도 동정 알고리즘은 다음의 (4)식과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}}_r &= K_p(e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) \\ &\quad + K_I \int (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) dt \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $e_{ids} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$, $e_{iqs} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$ 이고, K_p, K_I 는 제어이득이다.

3. 상호인덕턴스 보상 알고리즘

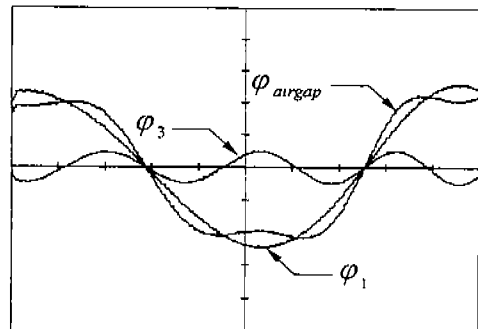


그림 1 포화된 공극자속과 3조파성분

유도전동기가 정격점 근방에서 운전될 때 고정자와 회전자 치(teeth)는 높은 자속밀도에 의해 먼저 포화됨을 알 수 있다. 이러한 포화조건에서 공극자속의 파형은 그들의 첨두치(Peak Value)가 평활화되고, 이로 인해 고정자에 유기되는 역기전력도 평활되어 고정자 각상에 동기속도로 회전하는 영상분 고조파전압을 포함하게 된다. 고정자에 나타나는 영상분 고조파중에서 3고조파 성분이 현저한 크기임이 조사되었다. 그림 1은 첨두치가 평활된 공극자속과 3고조파 성분의 자속을 나타내고 있다. 그림 2는 공극자속의 포화정도에 따라 고정자에 유기되는 3고조파의 크기변화를 나타내고 있다. 공극자속의 포화가 일어나는 정도에 따라 고정자권선에 유기되는 영상분 고조파 전압의 크기가 커짐을 보이고 있다.

본 연구에서 저자들은 영상분 3고조파 전압의 크기를 유도전동기 포화의 함수로 사용하여 유도전동기 포화정도에 따라 비선형적으로 변화하는 상호 인덕턴스의 값을 순시적으로 보상하도록 사용하였다. 영상분 전압의 크기는 Y 결선된 유도전동기의 3상전압의 단순한 합에 의해 쉽게 구할 수 있다. 전동기 무부하시에 측정된 영상분 고조파전압의 크기를 정격자속에서 포화가 일어나지 않은 인덕턴스 값을 나타내는 지표로 설정하여 사용한다. 이 값과 유도전동기 속도제어에서 구한 영상분 3고조파전압을 비교하여 포화가 일어날 경우 상호인덕턴스의 변화를 순시적으로 파악할 수 있도록 하였다. 제안하는 알고리즘을 그림 3에 블록도로 나타내었다. 새로

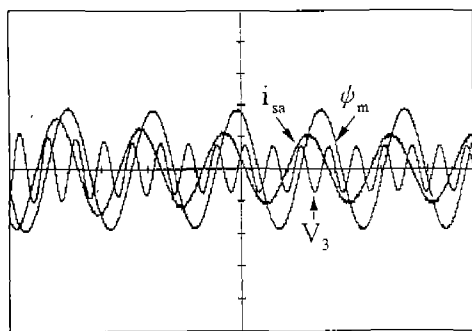


그림 2 포화정도와 3조파 전압의 크기 변화의 관계

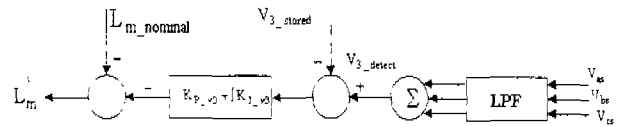


그림 3 제안하는 인덕턴스 보상알고리즘

운 인덕턴스 값은 회전자자속의 크기와 위상을 구하기 위한 적응 알고리즘에 사용되어진다. 그림3에서 LPF(Low Pass Filter)는 인버터의 스위칭 잡음을 제거하기 위해 사용되어진다. 그러나 LPF의 사용은 시간지연과 크기감소의 영향이 나타나므로 다음 절에서 이들의 보상법이 제안되어진다.

4. 3고조파 측정법과 LPF보상 알고리즘

일반적으로 유도전동기는 가변속 제어를 위해 제어전원인 인버터에 의해 구동되고, 인버터는 브리지형태로 구성된 스위칭소자 상·하암간의 단락방지를 위해 휴지기간(Dead Time)을 두어야 한다. 그러나 이들 휴지기간은 인버터 출력전압에 고조파를 발생하게 하므로 고정자권선에 유기되는 영상분 3고조파전압의 정확한 측정을 위해서는 인버터 스위칭에 의해 발생하는 고조파의 크기를 알고 있어야 한다. 그림 4는 10kHz 스위칭 주파수를 갖는 SVPWM 경우의 휴지시간에 따른 출력전압의 3고조파 전압크기를 인가전압의 백분율로 나타내고 있다. 휴지기간이 길어질수록 인버터에 의한 고조파발생량이 증가함을 알 수 있다.

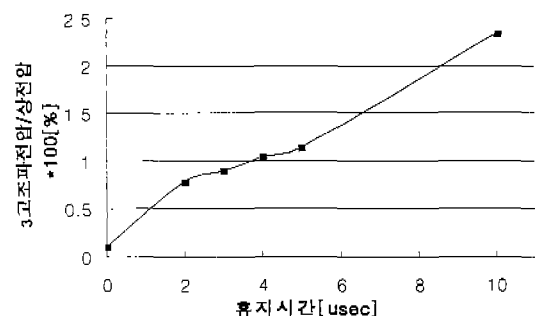


그림 4 인버터 휴지시간에 따른 고조파 발생량의 관계

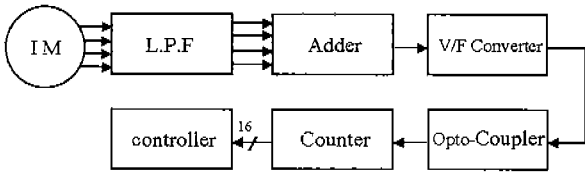


그림 5 제안하는 측정법의 블록도

영상분 3고조파전압의 크기는 유도전동기의 인가 전압에 비해 매우 작고, 인버터 스위칭 잡음에 의한 영향이 매우크므로 이의 제거를 위해 LPF를 사용하여 측정한다. 그림 5는 시간지연없이 3고조파 전압을 검출하기 위한 블록도를 나타낸다.

잡음의 제거 이외의 LPF의 중요한 역할은 샘플링 시간동안 인가된 구형파의 유효면적을 정현의 대표되는 값으로 변환한다. 영상분 전압 검출을 위해 각각의 상전압은 아날로그 가산기에 의해 더해지고, 디지털 연산을 위해 V/F(Voltage to Frequency)컨버터로 입력신호에 비례하는 주파수의 펄스열로 변환된다. 절연을 위해 포토커플러를 거친 신호는 인버터 샘플링 시간에 동기되어 계수되도록 함으로써 측정정도를 높이고, 측정시간을 줄이고자 하였다.

그러나 LPF의 사용은 유도전동기 운전주파수에 따라 위상지연 및 크기오차가 달라지므로 이에 대한 보상이 요구된다. 그림 6은 일반적인 R-C로 구성된 LPF를 나타낸다. 입·출력신호의 관계는 다음의 식으로 표현가능하다.

$$v_i = v_R + v_C = ZI \sin(\omega t + \theta_{delay}) \quad (5)$$

$$v_o = v_C = \frac{I}{\omega C} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (6)$$

$$\text{여기서, } Z = \sqrt{R^2 + X_c^2} \quad X_c = \frac{1}{\omega C}$$

I는 전류의 크기, θ_{delay} 는 위상지연을 나타낸다.

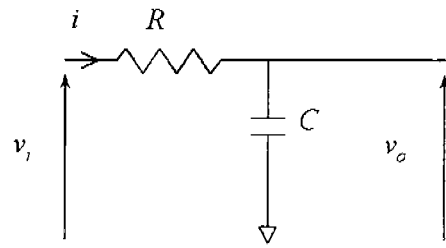


그림 6 R-C 저역통과 필터(LPF)

LPF의 차단주파수를 f_{cut} 라 할 때, 임피던스 비와 위상지연은 각각 다음으로 고쳐 쓸 수 있다.

$$A = \frac{X_C}{Z} = \frac{\frac{\omega_{cut}}{\omega}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega_{cut}}{\omega})^2}} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \theta_{delay} &= \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR} \\ &= \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{\omega_{cut}}{\omega} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{여기서, } Z = R\sqrt{1 + (\frac{\omega_{cut}}{\omega})^2}, \quad X_C = \frac{\omega_{cut}}{\omega} R$$

이로부터 크기 및 위상지연이 없는 원래의 신호는 다음의 (9)식으로 구할 수 있다.

$$V_i = \frac{v_o}{A \sin(\omega t + \theta_{delay})} \quad (9)$$

위의 (9)식에 사용되는 유도전동기 운전각주파수는 인버터의 제어가 정확히 이루어진다면 벡터제어의 지령치 전압으로부터 구할 수 있고, 차단 각주파수는 LPF설계값으로 기지의 값이므로 검출하고자 하는 신호의 크기를 (9)식에 의해 구할 수 있다.

5. 고정자저항 검출법

유도전동기 운전시 정상상태에서 벡터도는 다음의 그림 7과 같다. 고정자 저항의 변동은 온도 상승에 기인하므로 그 변화가 느리고, 누설인덕턴스의 변화가 없다는 가정으로부터 유기기전력

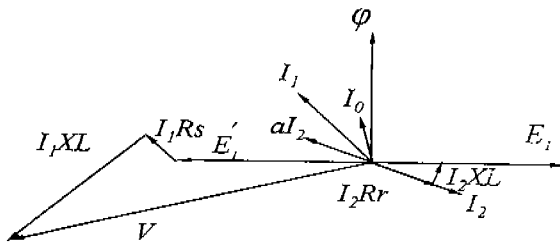


그림 7 유도전동기 정상상태에서 벡터도

의 위상정보를 파악할 수 있다면 고정자 저항의 변화를 그림 8의 관계에서 알아낼 수 있다. 이를 세 개의 각이 같은 삼각형들의 비례관계에 의하여 R_s 에 대해 정리하면 (10)식으로 쓸 수 있다.

$$R_s = \frac{X_L}{\tan(\alpha - \gamma)} - \frac{V \sin \gamma}{I_1 \sin(\alpha - \gamma)} \quad (10)$$

여기서, α 와 γ 의 측정을 위해 요구되어지는 다른 하나의 전제는 인버터가 이상적인 변환기이고, 인버터 휴지기간에 의한 위상지연은 발생하지 않는다는 것이다. 이로부터 (10)식에서 요구되는 전압의 위상정보는 벡터제어에서 사용되는 지령치 전압의 크기와 위상정보를 사용하고, 검출전류의 크기 및 위상정보로부터 구해진다. 앞서 검출한 영상분 3고조전압의 영점을 이용하

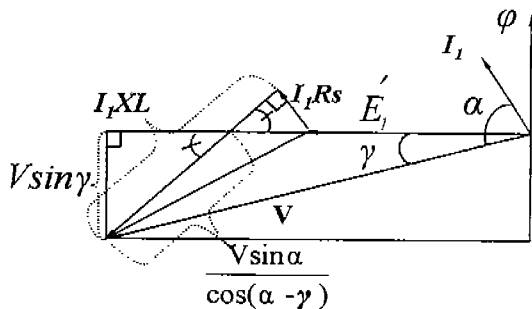


그림 8. 역기전력과 인가전압 사이각을 이용한 회전자저항 측정법

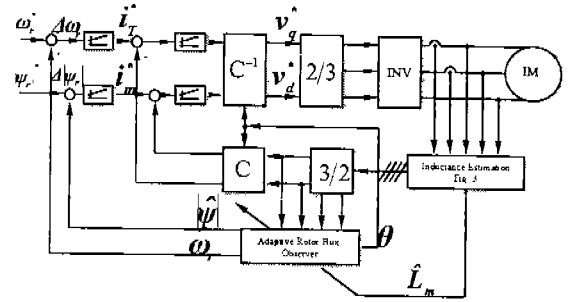


그림 9 전체 시스템의 신호흐름선도

여 상전압 한주기 동안에 3회 측정된 γ 에 의해 고정자 저항 변동을 보상할 수 있다.

6. 시뮬레이션결과

제안하는 시스템의 블록도를 그림 9에 나타내었다. 속도센서없는 유도전동기 가변속운전에서 오버슈트없는 응답을 얻기 위해서는 속도제어 이득을 정확히 설정하여야 한다. 그러나 전동기 운전 전 영역에서 이들 이득의 적용은 과도상태에서 인덕턴스변동 등의 이유로 곤란하게 된다. 시뮬레이션에서는 포화가 일어나지않는 영역에서의 속도제어 이득을 구하고, 포화가 발생하는 영역에 적용하였다. 상호인덕턴스의 변화는 1p.u. ~ 0.7 p.u.로 제한하였으며, 모든 속도지령치는 1000rpm으로 하였다.

그림 10은 포화발생시에 인덕턴스 변동을 보상하지 않은 경우의 시뮬레이션 결과이다. 포화에 의하여 시스템 시정수가 작아지고, 상호 인덕턴스의 변화가 회전자 자속의 위치 및 크기 추정오차로 나타나 추정속도에 맥동이 나타나고, 실제 전동기 속도 역시 맥동하고 정상상태 오차를 포함함을 보이고 있다. 그림 11은 제안하는 알고리즘을 적용하여 인덕턴스 변동을 보상한 경우의 속도제어 결과이다. 정상상태와 과도상태에서 속도제어 성능이 개선됨을 나타내고 있다. 그림 12는 제안하는 알고리즘에 의해 상호 인덕턴스 변동을 추정한 결과를 나타내고 있다. 포화에 의하여 상호인덕턴스가 변동한 경우 시간지연이 있으나 제안한 방법에 의해 추정값이 실제값에 수렴함을 보이고 있다.

7. 결론

속도센서없는 벡터에서 주자속 포화에 따라 비선형적으로 변화하는 인덕턴스를 영상분 3고조파 전압의 크기를 이용하여 보상하는 방법을 제안하였다. 제안한 영상분 3고조파전압은 유도전동기 3상전압을 단순합에 의하여 구하므로 구조가 간단하고, 보상법에 의하여 그 크기를 지연없이 측정할 수 있는 특징을 가지고 있다. 또한, 시뮬레이션 결과로부터 정상상태와 과도상태에서 인덕턴스변화에 대한 추정성능이 우수함을 알 수 있다. 제어 대상인 유도전동기에 따라 발생하는 고조파양이 달라지는 문제가 있으나 자동화 알고리즘을 개발하여 사용한다면 일반적인 제품의 적용이 가능할 것으로 사료된다.

추후 연구과제로는 실험을 통한 확인과 고정자저항 변동보상을 구현하는 것이다. 또한 인버터 휴지기간 최소화 알고리즘을 개발하여 제안하는 시스템에 적용하였을 때 인버터에 의한 영향을 배제하고 알고리즘을 평가하는 것 등이 남아있다.

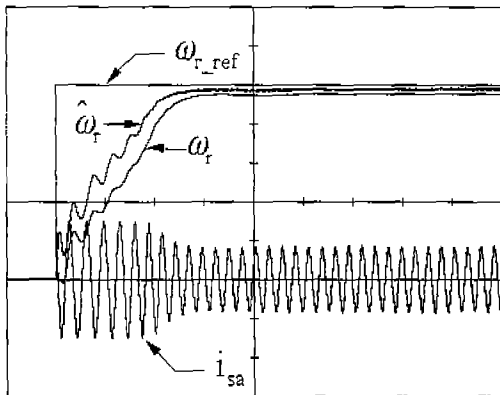


그림 10 인덕턴스 변동 보상이 없는 경우의 시뮬레이션 결과

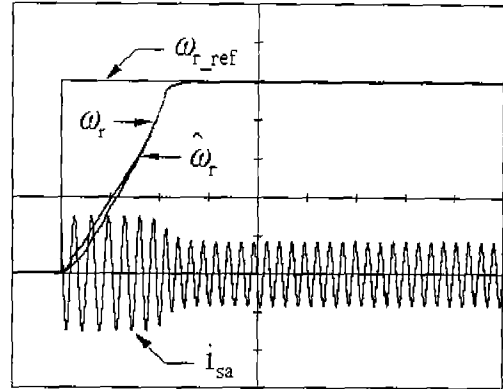


그림 11 제안한 알고리즘을 적용하여 인덕턴스변동을 보상한 경우의 시뮬레이션 결과

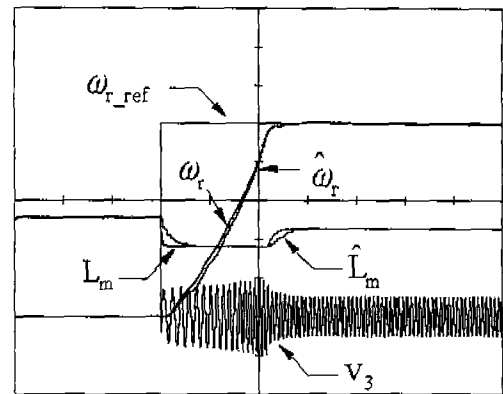


그림 12 유도전동기 과도상태에서 인덕턴스 변동을 추정한 시뮬레이션결과

본 연구는 한국학술진흥재단의 자유공모 과제(1997-001-E00206)의 지원으로 이루어졌음을 알립니다.

- ◆시뮬레이션에 사용된 유도전동기 사양
- 2.2kW, 220/380V, 8.3/4.8A, 4극, 1720rpm
 - 고정자 저항 $R_s = 0.52 \Omega$
 - 회전자 저항 $R_r = 1 \Omega$
 - 고정자 자기인덕턴스 $L_s = 110\text{mH}$
 - 회전자 자기인덕턴스 $L_r = 103\text{mH}$
 - 상호인덕턴스 $M = 103\text{mH}$

8. 참고문헌

- [1] Colin Scudder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", IEEE, Trans. on Industry Applications, Vol 28, No. 5, '92, pp. 1054-1061
- [2] Youngreal Kim, Seungki Sul, Minho Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor using an Extended Kalman Filter", IEEE IAS, '92, pp. 594-599

- [3] Hisao Kubota, Kouki Matsue, "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability", T.IEE Japan, Vol. 111-D, No.3, '91, pp.188-194
- [4] JAN A.A. Melkebeek, Donald W. Novotny, "The Influence of Saturation on Induction Machine Drive Dynamics", IEEE Trans. I.A., Vol. IA-19, No. 5, 1983, pp. 671-681
- [5] Olorunfemi Ojo, Madhani Vipin, "Steady State Performance Evaluation OF Saturated Field Oriented Induction Motors", IEEE IAS, Vol. 1, '90, pp.51-60
- [6] E. Levi, M. Sokola, "A Novel Saturation Adaptive Rotor Flux Estimator For Rotor Flux Oriented Induction Machines", EPE Conference, Vol. 1, '97, pp.518-523
- [7] T. Noguchi, S. Kondo, I. Takahashi, "Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters", IEEE Trans. Ind. App., Vol. 33, No. 1, '97, pp.35-42
- [8] L. Kreindler, J. C. Moreira, A. Testa, T. Lipo, "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic", IEEE Trans. Indus. Appli., Vol. 30, No. 2, '94, pp.441-447