

영상분 3고조파 전압을 이용한 속도센서없는 유도전동기 벡터제어 시스템의 파라미터 변동 보상

論 文

48B-2-5

A Compensation Method of Parameter Variations for the Speed-Sensorless Vector Control System of Induction Motors using Zero Sequence Third Harmonic Voltages

崔正秀* · 金珍洙** · 金榮石***

(Jung-Soo Choi · Jin-Soo Kim · Young-Seok Kim)

Abstract - A compensation method of the motor parameters using zero sequence third harmonic voltage is presented for the speed sensorless vector control of the induction motor considering saturation of the flux. Generally, the air-gap flux of the saturated induction motor contains the space harmonic components rotating with the synchronous frequency of the motor. Because the EMF of the saturated induction motor contains the zero sequence harmonic voltages at the neutral point of the motor, those harmonic voltages can be used as a saturation index. In this work, the rotor flux observer is firstly designed for the speed sensorless vector control of induction motor. And a novel measurement method of the space harmonic voltage and a compensation method of the LPF(Low Pass Filter) are proposed. For compensating the non-linear variations of the magnetizing inductance depending on the saturation level of the motor, the dominant third harmonic voltage of the motor is used as a saturation function of the air-gap flux. And the variation of the stator resistance owing to the motor temperature can also be measured with the phase angle between the impressed voltage vector and the zero sequence voltage. The validity of the proposed parameter compensation scheme in the speed sensorless vector control using rotor flux observer is verified by the result of the simulations and the experiments.

Key Words Third Harmonic Voltage, Parameter compensation, Saturation, LPF(Low Pass Filter), Measurement Method, Rotor Flux Observer

1. 서 론

산업용 전동기 가변속 구동분야에서, 유도전동기는 벡터 제어의 발달에 힘입어 널리 사용되고 있다. 벡터제어를 위해 요구되는 회전자속의 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 제거해야 하는 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 자동동조(Auto-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 소신호 모델을 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 상호해耦인덕턴스(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. Moreira등은 포화된 공극자속의 크기 및 위상을 측정된 3고조파로부터 구하였으나 저속 영역에서 속도제어가 용이하지 않은 단점과 테이블화 함으로서 조사된 전동기에만 사용하여야 하는 단점이 있다[8].

본 논문에서는 유도전동기의 속도센서없는 제어를 위해 회전자 자속관측기를 구성하고, 자속포화에 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 자동동조하는 방법에 대해 제안한다. 회전자 자속관측기 모델에 사용하는 전동기 정수를 순시적으로 보상함으로써 속도센서없는 제어시 속도추

* 正 會 員 : 仁何大 大學院 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 仁何大 大學院 電氣工學科 卒業 · 工博

*** 正 會 員 : 仁何大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1998年 11月 9日

最終完了 : 1999年 1月 7日

정성능과 전동기의 동특성을 향상할 수 있음을 시뮬레이션과 실험결과로부터 확인하였다.

2. 회전자 자속 관측기

고정자 정지 좌표계에서 상태변수를 고정자 전류와 회전자 자속으로 하여 다음과 같이 유도전동기 상태방정식을 구성할 수 있다.

$$\dot{X} = AX + Bv_s \tag{1}$$

$$Y = CX \tag{2}$$

여기서, $X = [i_s \ \lambda_r]^T$

$$i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$$

$$\lambda_r = [\lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T$$

$$v_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

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

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

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

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

$$B = \left[\frac{1}{\sigma L_s} I \ 0 \right]$$

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

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

$$C = [I \ 0]$$

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

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

고정자 전류와 회전자 자속을 추정하는 동일차원 적응 회전자 자속관측기는 연속형 표현으로 식 (3)과 같이 쓸 수 있다. 추정값의 빠른 수렴을 위한 오차정정항(error correction term)은 추정전류와 측정전류 사이의 오차와 관측기 이득으로 구성되어 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= \hat{A} \hat{X} + B v_s + G(\hat{i}_s - i_s) \\ &= \hat{A} \hat{X} + B v_s + GC(\hat{X} - X) \end{aligned} \tag{3}$$

여기서, $\dot{\hat{X}} = \frac{d}{dt} \hat{X}$ 이고, $\hat{\cdot}$ 는 추정값을 나타내며 G는

관측기 이득행렬이다.

Lyapunov의 안정도 이론을 만족하는 적응 속도 동정

알고리즘은 다음의 (4)식과 같다[3].

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

여기서, $e_{ids} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$, $e_{iqs} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$ 이고,

K_p, K_I 는 제어이득이다.

3. 자화인덕턴스 보상 알고리즘

유도전동기가 정격점 근방에서 운전될 때 고정자와 회전자 치(teeth)는 높은 자속밀도에 의해 먼저 포화되고 부하전류의 증가에 따라 주자속의 포화가 일어나게 된다. 이러한 포화영역에서 공극자속의 파형은 그 첨두치(Peak Value)가 평활화 되고, 이로 인해 고정자에 유기되는 역기전력도 평활화되어 고정자 각상에 동기속도로 회전하는 영상분 고조파전압을 포함하게 된다. 고정자에 나타나는 영상분 고조파중에서 3고조파 성분이 현저한 크기임이 조사된 바 있다[8].

그림 1은 첨두치가 평활된 공극자속과 기본파 및 3고조파 성분의 자속을 나타내고 있으며 그림 2는 공극자속의 포화정도에 따라 고정자에 유기되는 3고조파의 크기 변화 관계를 나타내고 있다. 공극자속의 포화정도가 커지면 커질수록 자속의 첨두치가 평활되므로 고정자권선에 유기되는 영상분 고조파 전압의 크기가 커지게 된다[9]. 공극자속의 포화와 자화인덕턴스의 관계는 그림 3에 나타난 바와 같이 자속포화에 따라 영상분 3고조파전압이 발생하고 자화인덕턴스는 자속포화에 따라 비선형적으로 줄어들게 된다.

본 연구에서는 영상분 3고조파 전압의 크기를 유도전동기 포화의 함수로 사용하여 유도전동기 포화정도에 따라 비선형적으로 변화하는 자화 인덕턴스의 값을 순시적으로 보상하도록 사용한다. 영상분 전압의 크기는 Y 결선된 유도전동기의 3상전압의 단순한 합에 의해 쉽게 구할 수 있다. 전동기 무부하시에 측정된 영상분 고조파전압(V_{3_stroed})의 크기를 정격자속에서 포화가 일어나지 않은 인덕턴스 값($L_{m_nominal}$)을 나타내는 기준으로 설정하여 사용한다. 이 값과 유도전동기 속도 토크제어에서 순시적으로 구한 영상분 3고조파전압($V_{3_measred}$)을 비교하여 포화가 일어날 경우 자화인덕턴스의 변화를 순시적으로 파악할 수 있도록 하였다. 제안하는 알고리즘을 그림 4의 블록도로 나타내었다. 새로운 인덕턴스 값은 회전자 자속의 크기와 위상을 구하기 위한 회전자 적응 관측기에 사용되어진다. 그림 4에서 저역통과필터(Low Pass

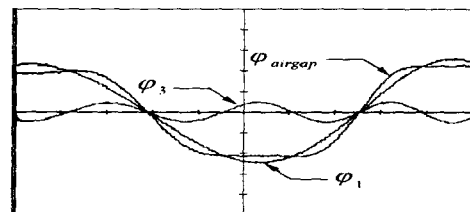
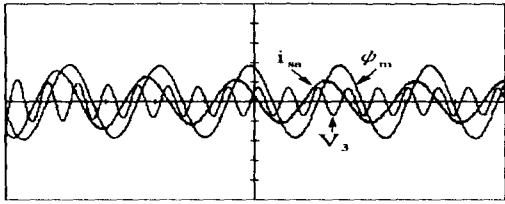


그림 1 포화된 공극자속(ϕ_{airgap})과 기본파 자속(ϕ_1) 및 3조파 자속 성분(ϕ_3)

Fig. 1 The saturated air gap and its third harmonic component



20A/div 0.2V/div 0.3Wb/div
 그림 2 공극자속(ϕ_m) 포화에 따른 상전류(i_{sa})와 및 3고조파 전압(V_3)의 변화

Fig. 2 Variations of a phase current(i_{sa}) and third harmonic voltage(V_3) according to the saturation of air gap flux(ϕ_m).

Filter)는 인버터의 스위칭 잡음을 제거하기 위해 사용되어진다. 그러나 저역통과필터의 사용은 시간지연과 크기감소의 영향이 나타나므로 다음 절에서 그 보상법이 제안되어진다.

4. 3고조파 측정법과 저역통과필터 보상 알고리즘

일반적으로 유도전동기는 가변속 제어를 위해 제어전원인 인버터에 의해 구동되고, 인버터는 브리지형태로 구성된 상·하암 스위칭소자 사이의 단락방지를 위해 휴지시간(Dead Time)을 두어야 한다. 그러나 이들 휴지시간은 인버터 출력전압에 고조파를 발생하게 하므로 고정자권선에 유기되는 영상분 3고조파전압의 정확한 측정을 위해서는 인버터 스위칭에 의해 발생하는 고조파의 크기를 알고 있어야 한다. 그림 5는 10kHz 스위칭 주파수를 갖는 공간벡터 변조법(SVPWM)의 경우 휴지시간에 따른 출력전압의 3고조파 전압크기를 인가전압의 백분율로 나타내고 있다. 휴지시간이 길어질수록 인버터에 의한 고조파 발생량이 증가함을 알 수 있다. 3고조파의 정확한 측정을 위해서는 인버터 휴지시간에 따른 고조파 발생량을 파악하고 있어야 한다. 영상분 3고조파전압의 크기는 유도전동기 인가전압의 크기에 비해 그 크기가 매우 작고, 인버터 스위칭 잡음에 의한 영향이 매우 크므로 이의 제거를 위해 저역통과필터를 사용하여 측정한다. 그림 6은 시간지연없이 3고조파 전압을 검출하기 위한 새로운 측정법의 블록선도를 나타낸다. 스위칭잡음의 제거 이외의 저역통과 필터의 역할은 샘플링시간 동안 인가된 구형파의 유효면적을 정현파의 대표되는 값으로 변환하는 것이다. 영상분 전압 검출을 위해 각각의 상전압은 아날로그 가산기

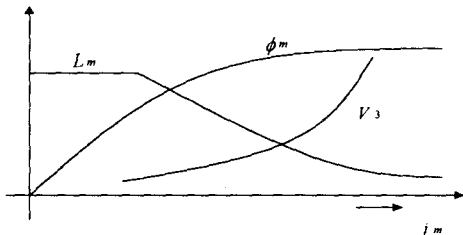


그림 3 공극자속(ϕ_m)과 지화인덕턴스(L_m) 및 3고조파 전압(V_3)의 관계

Fig. 3 a relationship of the air gap flux(ϕ_m) and mutual inductance(L_m) and third harmonic voltage(V_3)

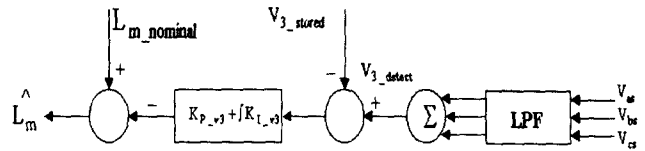


그림 4 제안하는 인덕턴스 보상 알고리즘
 Fig. 4 The proposed magnetizing inductance compensation scheme

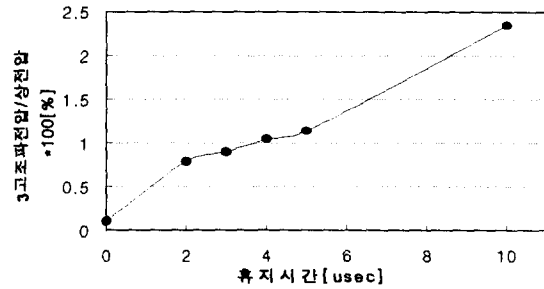


그림 5 휴지시간 변화에 따른 인버터의 3고조파 발생량
 Fig. 5 The third harmonic voltage generated from the inverter according to the different dead time

에 의해 더해지고, 디지털연산을 위해 V/F(Voltage to Frequency)컨버터로 입력신호에 비례하는 주파수의 펄스열로 변환한다. 절연을 위해 옵토커플러(opto-coupler)를 거친 신호는 인버터 샘플링 시간에 동기되어 계수되도록 함으로써 측정정도를 높이고, 변환시간을 줄이고자 하였다.

그러나 저역통과필터의 사용은 유도전동기 운전주파수에 따라 위상지연 및 크기오차가 달라지므로 이에 대한 보상이 요구된다. 그림 7은 일반적인 R-C회로로 구성된 저역통과필터를 나타낸다. 입·출력신호의 관계는 다음의 식으로 표현 가능하다.

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

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

여기서, v_i 와 v_o 는 각각 필터의 입력전압과 출력전압이고, I 는 전류의 크기, θ_{delay} 는 저역통과필터의 위상지연을 나타낸다. 또한 Z 와 X_C 는 각각

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}, X_C = \frac{1}{\omega C} \text{ 이다.}$$

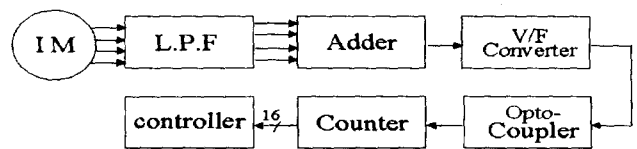


그림 6 제안하는 측정법의 블록선도
 Fig. 6 The block diagram of the proposed measurement method

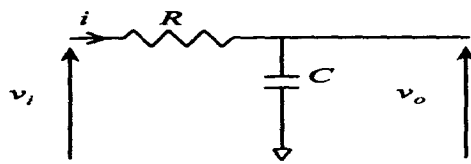


그림 7 R-C 저역통과 필터(LPF)
Fig. 7 A conventional R-C low pass filter

저역통과필터의 차단주파수를 f_{cut} 라 할 때, 임피던스비와 위상지연은 각각 다음으로 고쳐 쓸 수 있다.

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

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

여기서, $Z = R\sqrt{1 + (\frac{\omega_{cut}}{\omega})^2}$, $X_C = \frac{\omega_{cut}}{\omega} R$ 이고 A는 캐패시터의 임피던스비, θ_{delay} 는 저역통과필터의 위상지연을 나타낸다.

이로부터 크기 및 위상지연이 없는 입력신호의 크기는 다음의 (9)식으로 바꾸어 표현할 수 있다.

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

여기서, V_i 는 v_i 의 크기를 나타낸다.

위의 (9)식에 사용되어지는 유도전동기 구동을 위한 각주파수(ω)는 인버터의 제어가 시간지연 없이 정확히 이루어진다면 벡터제어에서 사용되는 지령치 전압으로부터 구할 수 있고, 저역통과필터의 설계값인 필터 차단 각주파수(ω_{cut})는 기지의 값이므로 검출하고자 하는 신호의 크기를 (9)식에 의해 구할 수 있다. 이 식을 사용함으로써 크기 감소와 위상지연 없이 원래 신호의 크기를 정확하게 파악할 수 있다.

5. 고정자저항 변동의 검출법

유도전동기 정상상태에서 벡터도는 그림 8과 같이 표현된다. 고정자 저항의 변동은 온도상승에 기인하므로 그 변화가 느리고, 고정자 누설인덕턴스의 변화와 회전자 저항의 변동이 없다는 가정으로부터 유기기전력의 위상정보를 파악할 수 있다면 고정자 저항의 변화를 그림 9의 관계에서 알아낼 수 있다. 이를 세 개의 각이 같은 삼각형들의 비례관계에 의하여 R_s 에 대해 정리하면 (10)식으로 쓸 수 있다.

$$R_s = \frac{x_s}{\tan(\alpha - \gamma)} - \frac{V_s \sin \gamma}{I_s \sin(\alpha - \gamma)} \quad (10)$$

여기서, α 는 고정자 전류와 고정자 전압벡터의 상차각이고, γ 는 인가전압벡터와 유기전력의 상차각이다.

α 와 γ 의 측정을 위해 요구되어지는 다른 하나의 전제는 인버터가 이상적인 변환기이고, 인버터 휴지기간에 의한 위상

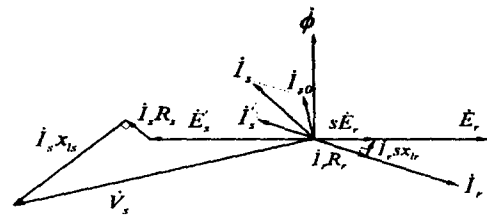


그림 8 유도전동기 정상상태에서 벡터도
Fig. 8 The vector diagram of induction motor in steady state

지연은 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 이용하여 전동기에 인가하는 상전압 한주기 동안에 3회 측정된 γ 에 의해 고정자 저항 변동을 보상할 수 있다.

6. 시뮬레이션 및 실험결과

6.1 시뮬레이션결과

제안하는 시스템의 신호흐름선도를 그림 10에 나타내었다. 속도센서없는 유도전동기 가변속운전에서 오버슈트 없는 빠른 응답을 얻기 위해서는 속도제어 이득을 정확히 설정하여야 한다. 그러나 전동기 운전 전 영역에서 이들 이득의 적용은 과도상태에서 인덕턴스변동 등의 이유로 곤란하게 된다. 시뮬레이션은 포화가 일어나지 않는 무부하 상태에서 속도제어 이득을 구하고, 포화가 발생하는 영역으로 적용하였다. 자화인덕턴스의 변화는 1p.u. ~ 0.7 p.u.로 제한하였으며, 모든 속도지령치는 1000rpm으로 하였다. 부하는 전동기의 정격부하를 인가하였다.

그림 11은 전동기 포화시에 인덕턴스 변동을 고려하지 않은 경우의 시뮬레이션 결과이다. 포화에 의하여 인덕턴스가 감소하게 되므로 전동기의 시정수가 줄어들게 된다. 자화인덕턴스의 변화가 회전자속의 위치 및 크기 추정오차로 나타나 추정속도($\hat{\omega}_r$)에 맥동이 나타나고, 실제 전동기 속도

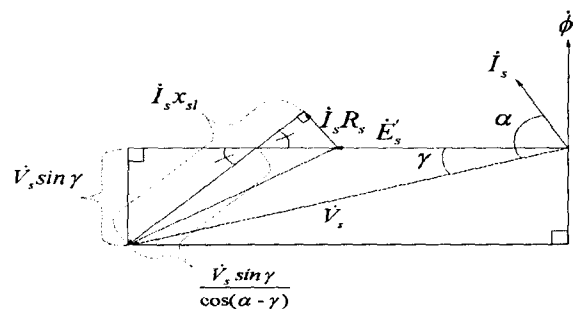


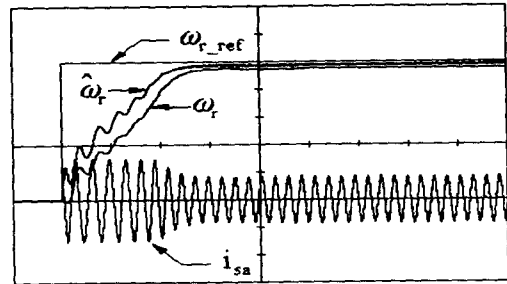
그림 9 고정자 저항 측정을 위한 등가 벡터도
Fig. 9 An equivalent vector diagram for measurement of the stator resistance

(ω_r) 역시 맥동하며 정상상태 오차를 포함함을 보이고 있다. 그림 12는 제안하는 알고리즘을 적용하여 인덕턴스 변동을 보상한 경우의 속도제어 결과이다. 정상상태와 과도상태에서 속도제어 성능이 개선됨을 보이고 있다. 그림 13은 제안하는 알고리즘에 의해 자화 인덕턴스 변동을 추정한 결과를 나타낸다. 포화에 의하여 자화인덕턴스가 변동한 경우 다소 시간 지연이 있으나 제안한 방법에 의해 추정값(\hat{L}_m)이 실제값에 수렴한다.

6.2 실험결과

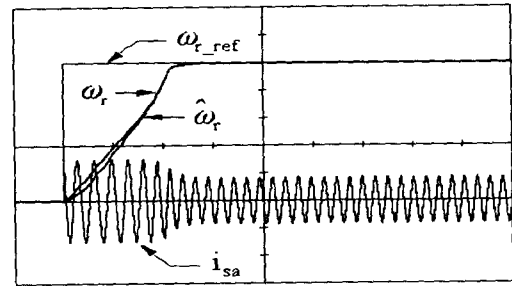
제안하는 전동기 정수 보상법의 실험은 고정자 저항 변동과 포화에 의한 인덕턴스 변동으로 나누어 실험을 행하였다. 고정자 저항변동은 전동기 주변온도와 권선 온도 상승에 의해 변화한다. 그리고 그 변화는 전기적 시정수에 비해 매우 느리다. 실험에서는 전동기 입력단에 강제로 저항을 증가시켜 제안한 방법의 타당성을 검토하였다. 그림 14는 전동기를 800rpm으로 기동하고 3초후에 고정자저항의 값을 200%로 1.3초간 변동한 경우의 속도응답과 3고조파 전압을 나타내고 있다. 고정자측에서의 전압강하로 전동기속도가 강하하였으며, 다시 정격 저항값으로 운전한 경우 오버슈트가 발생함을 알 수 있다. 그림 15는 제안하는 식(10)으로 저항변동을 연산하여 회전자 자속 관측기에 순시적으로 보상한 결과를 나타낸다. 저항변동이 일어난 경우 그림 14에 비해 전동기 속도의 맥동이 현저하게 줄어들고 빠르게 정상상태로 수렴함을 보이고 있다. 그러나 고정자 저항의 추정치가 리플을 갖게 되는데 이는 3고조파의 영점이 미소하게 흔들림으로 나타난 결과이다. 그러나 근사적인 고정자 저항값의 추정이 가능함을 보이고 있다. 시뮬레이션에서는 기동시 포화에 의해 인덕턴스변동이 속도센서없는 제어에 미치는 영향을 고찰하였다. 실험에 사용한 전동기의 부하는 직류 분권발전기와 저항으로 구성된 부하장치를 사용하였다. 부하장치의 관성이 전동기 관성에 비해 7~8배에 해당하므로 속도제어시 나타나는 속도리플이 매우 미미하여 제안하는 방법과 기존의 방법의 비교가 원활하지 않아 본 실험에서는 토크 제어시 발생하는 속도추정오차를 성능개선의 지표로 하였다. 유도전동기 정격에 150%부하를 인가하고 1초간격으로 정토크와 부토크를 발생

하도록 제어하였다. 그림 16은 인덕턴스 변동을 고려하지 않은 경우의 실험결과를 나타낸다. 그림 (a)는 실제속도(ω_r)와 추정속도($\hat{\omega}_r$)를 나타낸다. 그림(b)는 속도추정 오차($\hat{\omega}_r error$)를 표시하였다. 영속도 부근에서의 실제와 추정속도의 오차가 매우 큼을 알 수 있다. 그림 (c)는 회전자 자속 좌표계에서의 토크분 전류(i_{α}^*)와 자속분 전류(i_{β}^*)를 표시한다. 그림 17은 자속포화에 기인하는 인덕턴스 변동을 제안하는 방법으로 보상한 실험결과이다. 그림 (a)는 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 인덕턴스변동에 따라 추정속도가 변화하



200rpm/div, 10A/div, 100msec/div
그림 11 인덕턴스 변동 보상이 없는 경우의 시뮬레이션 결과

Fig. 11 Simulation result without the magnetizing inductance compensation



200rpm/div, 10A/div, 100msec/div
그림 12 제안하는 인덕턴스변동을 보상한 경우의 시뮬레이션 결과

Fig. 12 Simulation result with the proposed magnetizing inductance compensation scheme

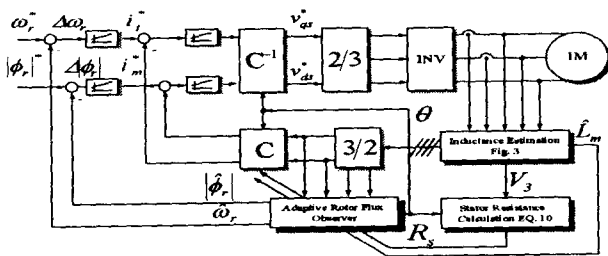
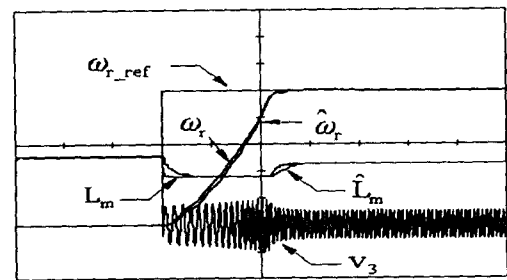


그림 10 파라미터 보상구조를 갖는 유도전동기 제어시스템의 신호흐름선도

Fig. 10 The block diagram of the induction motor control system involving parameter compensation scheme



200rpm/div, 0.5V/div, 120mH/div, 100msec/div
그림 13 과도상태에서 인덕턴스 변동을 추정한 시뮬레이션 결과

Fig. 13 A simulation result estimating the inductance variation in transient time

면서 실제속도를 추종하고 있음을 보이고 있다. 그림(b)에 나타난 속도오차에서 알 수 있듯이 지속되는 과도상태에서의 속도추종 성능이 개선됨을 알 수 있다. 그림(c)는 회전자 자속좌표계에서의 토크분 전류와 자속분 전류를 표시하고 그림(d)는 인덕턴스 추정값과 3고조파를 각각 나타내고 있다. 그림(d)의 점선으로 나타난 부분을 그림(e)에 확대해서 표시하였다. 공극자속 포화에 의해 3고조파 발생량이 변화하고 이로부터 구한 인덕턴스를 속도추정기에 사용한 경우 추정오차가 약 50% 감소하였다.

7. 결론

본 연구에서는 속도센서없는 벡터제어에서 자속 포화에 따라 비선형적으로 변화하는 인덕턴스와 온도상승의 요인으로 변화하는 고정자 저항을 영상분 3고조파 전압의 크기와 위상을 이용하여 보상하는 방법을 제안하였다. 제안하는 방법은 유도전동기 3상전압의 단순함에 의하여 구하므로 구조가 간단하고, 저역통과필터를 사용한다 하더라도 제안하는 보상법에 의해 그 크기 감소 및 위상 지연 없이 측정할 수 있는 특징을 가지고 있다. 또한, 시뮬레이션과 실험결과로부터 정상상태와 과도상태에서 속도센서없는 유도전동기 제어에서 전동기의 정수변동을 고려함으로써 전동기의 동특성과 속도추정 성능을 향상할 수 있음을 보였다.

- ◆시뮬레이션과 실험에서 사용한 유도전동기 사양
- 2.2kW, 380V, 5.1A, 4극, 1780rpm
- $R_s = 2.12\Omega, R_r = 1.92\Omega$
- $L_s = 212mH, L_r = 193.4mH, M = 193.4mH$

이 논문은 1997년 한국학술진흥재단의 공모과제(과제번호:1997-001-E00206) 연구비에 의하여 연구되었음

8. 참고문헌

[1] Colin Scauder, "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

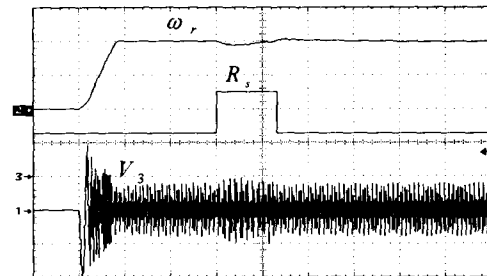
Performance Evaluation OF Saturated Field Oriented Induction Motors", IEEE IAS, Vol. 1, '90, pp.51-60

[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

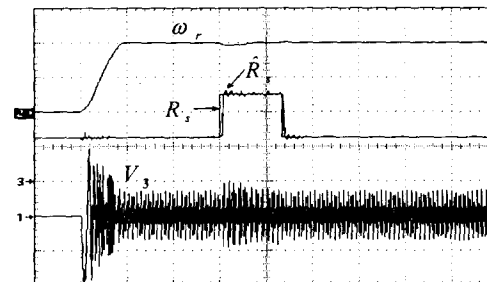
[7] T. Noguchi, S. Kondo, I. Takahashi, "Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters", IEEE Trans. Ind. App., Vol. 33, No. 1, '97, pp.35-42

[8] L. Kreindler, J. C. Moreira, A. Testa, T. Lipo, "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic", IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. 30, No. 2, '94, pp.441-447

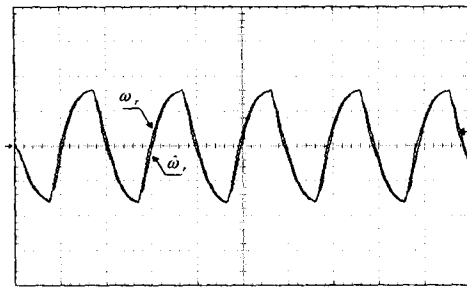
[9] Julio C. Moreira and Thomas A. Lipo, "Modelling of saturated AC machines including air gap flux harmonic component", IEEE, Conf. IAS, '92, pp. 37-44



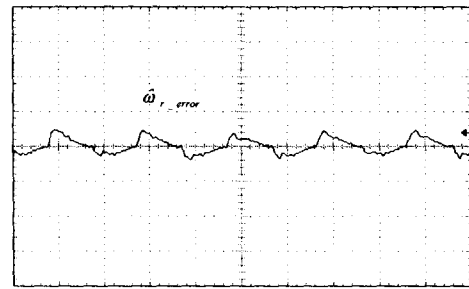
400rpm/div, 2Ω/div, 0.25v/div, 1sec/div
 그림 14 고정자 저항 200% 변동시의 속도응답
 Fig. 14 The speed response without resistance compensation when the stator resistance is varied to 200% of its rate



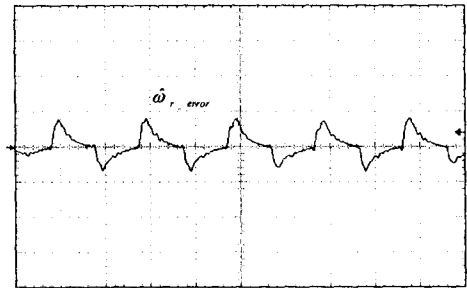
400rpm/div, 2Ω/div, 0.25v/div, 1sec/div
 그림 15 고정자 저항 200% 변동시의 저항보상 기능을 갖는 속도응답
 Fig. 15 The speed response with resistance compensation scheme when the stator resistance is varied to 200% of its rate



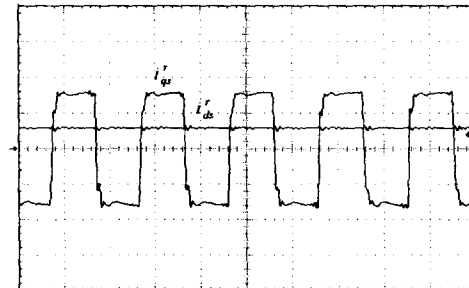
(a) [400rpm/div], [1s/div]



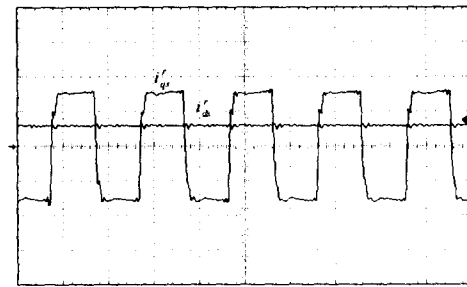
(b) [100rpm/div], [1s/div]



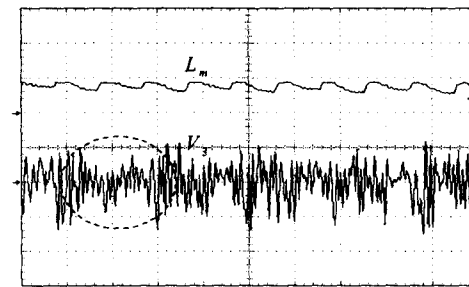
(b) [100rpm/div], [1s/div]



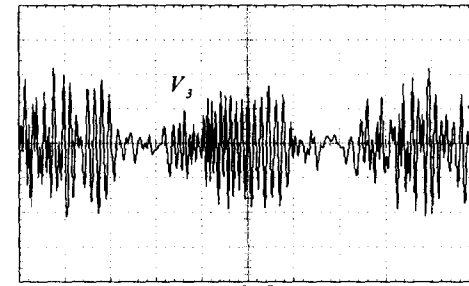
(c) [4.6A/div], [1s/div]



(c) [4.6A/div], [1s/div]



(d) [210mH/div], [0.5V/div], [1s/div]



(e) [0.55V/div], [250ms/div]

(a) 전동기 실제속도 및 추정속도
 (b) 속도추정 오차
 (c) 회전자좌표계에서 토크 및 자속분 전류
그림 16 인덕턴스 보상없는 경우의 실험 결과

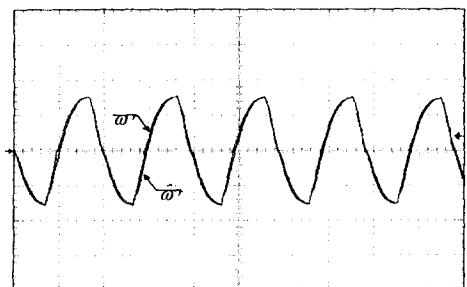
(a) The real speed and the estimated speed
 (b) the estimation error of rotor speed
 (c) The torque current and the magnetizing current in the rotor flux oriented reference frame

Fig. 16 An experimental result without magnetizing inductance compensation

(a) 전동기 실제속도 및 추정속도
 (b) 속도추정 오차
 (c) 회전자좌표계에서의 토크 및 자속분 전류
 (d) 3고조파 전압과 인덕턴스 추정 결과
 (e) 그림 17-(d)의 3고조파 확대
그림 17 제안하는 인덕턴스 보상기법을 갖는 실험결과

(a) The real speed and the estimated speed
 (b) The estimation error of rotor speed
 (c) The torque current and the magnetizing current in the rotor flux oriented reference frame
 (d) The third harmonic voltage and the result of the estimated inductance
 (e) enlarged scale of the Fig. 17-(d)

Fig. 17 An experimental results with the proposed inductance compensation scheme



(a) [400rpm/div], [1s/div]

저 자 소 개



최 정 수(崔正秀)

1965년 10월 7일생. 1992년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정



김 진 수(金珍洙)

1962년 6월 21일생. 1989년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1991년~1995년 LG산전연구소 주임연구원



김 영 석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987~1989년 한국전기연구소 선임연구원 실장. 현재 인하대 공대 전기공학과 교수