

자속추정기를 이용한 유도전동기 센서리스 벡터제어

論 文

52B-2-6

Sensorless Vector Control of Induction Motor Using the Flux Estimator

金 庚 緒* · 趙 柄 國**

(Kyung-Seo Kim · Byung-Guk Cho)

Abstract - This paper presents a flux estimator for the sensorless vector control of induction motors. The proposed method utilize the combination of the voltage model based on stator equivalent model and the current model based on rotor equivalent model, which enables stable estimation of rotor flux in high speed region and in low speed region. The dynamic performance of proposed method is verified through the experiment. The experimental results show that motors can easily start even under 150[%] load condition and operate continuously below 0.5[Hz].

Key Words : Sensorless Vector, Flux Estimator, Current Model, Voltage Model

1. 서 론

유도전동기의 센서리스 벡터제어는 속도센서 없이도 유도전동기 제어 성능을 기존의 속도센서를 이용한 간접벡터 정도로 높이기 위한 목적으로 개발 되었고 속도센서를 취부할 수 없거나 노이즈가 심한 환경 등에 대응하기 위한 특수한 용도에 주로 쓰였다. 그러나 최근에 들어서 저가형 DSP의 도입, 일반 산업용 인버터의 고기능화 추세에 따라 일반 범용 인버터에도 센서리스 벡터제어 기능이 표준 기능으로 자리잡아 가고 있다. 속도센서가 없는 유도전동기 벡터제어 방식과 관련된 많은 연구결과들이 발표되었고, 이중 많은 방식들이 자속기준 제어 또는 속도 추정을 위해 정확한 자속의 위치정보를 필요로 하며 이를 위하여 관측기를 이용하거나 고조파를 주입, MRAS방식, 전류와 전압 정보로부터 자속을 연산하는 방식 등을 이용하고 있다.[1-6]

본 논문에서는 자속추정기를 이용하여 회전자 자속벡터를 직접 추정하고, 추정된 자속벡터 위치를 이용하여 유도전동기를 직접벡터제어 방식으로 구동하는 센서리스 벡터제어 방식을 제안한다. 간접벡터제어는 회전자 각속도에 슬립 각속도를 더하여 동기 각속도를 계산하고 이를 적분하여 자속각을 간접적으로 계산하지만 직접벡터제어의 경우는 자속각을 자속벡터로부터 직접 계산하기 때문에 자속에 대한 정보가 요구된다. 자속을 연산하기 위하여서는 유도전동기의 전압모델 또는 전류모델을 이용할 수 있다. 전압모델의 경우는 고정자 전류와 전압만으로 회전자 자속을 연산할 수 있지만 순수 적분기가 포함되어 있어 전류 또는 전압 측정회

로에 포함된 직류 성분에 의하여 적분기가 포화되는 문제점이 있다. 이 문제를 해결하는 방법으로 저대역 통과 필터를 순수적분기 대신에 많이 사용하고 있다. 필터를 사용하는 방법은 고속 운전영역에서는 자속을 정확히 계산할 수 있지만 저속운전 시에는 필터에 의하여 위상지연이 발생하고 신호 크기의 감쇄로 정확한 자속 추정이 어려워진다. 전류모델의 경우는 전압모델에서와 같은 적분기 포화 문제는 없으나 전동기 속도정보를 필요로 하므로 센서리스 운전의 경우에는 속도 추정기의 정밀도에 크게 영향을 받는다.

본 연구에서는 이러한 단점들을 보완하기 위하여 전압모델과 전류모델을 결합한 자속 추정기를 구성하고 이로부터 자속각 정보와 속도정보를 얻어 벡터제어를 수행할 수 있도록 센서리스 벡터 제어를 구성하였고, 제안된 시스템의 타당성을 실험을 통하여 입증하였다.

2. 자속 및 속도 추정

2.1 자속추정기

유도전동기의 벡터제어를 위해서는 회전자 자속의 순시 위상각을 알아야 하며 이를 위하여 자속을 추정할 필요가 있다. 자속 추정을 위한 방법중의 하나가 고정자 회로 모델을 이용하는 것이다. 식(1)과 식(2)와 같이 고정자 회로의 전압 방정식을 이용하여 고정자 자속을 구할 수 있다.

$$\widehat{\lambda}_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt \quad (1)$$

$$\widehat{\lambda}_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \quad (2)$$

식(1), 식(2)의 고정자 자속식에 고정자 누설 자속에 대한 성분을 고려하면 다음과 같이 고정자 자속과 고정자 전류에 의한 회전자 자속식을 구할 수 있으며,

* 正 會 員 : LG産電 中央研究所 責任研究員

** 正 會 員 : 제노텔 研究開發室 責任研究員

接受日字 : 2002年 10月 31日

最終完了 : 2003年 1月 14日

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (3)$$

$$\hat{\lambda}_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad (4)$$

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (5)$$

σL_s 는 고정자 누설인덕턴스, L_s, L_r, L_m 은 각각 고정자 인덕턴스, 회전자 인덕턴스, 여자 인덕턴스를 나타낸다.

이와 같이 고정자 전압모델에 의해 구하여진 회전자 자속은 저속 영역에서는 고정자 임피던스 강하 및 노이즈에 의한 영향으로 추정 값이 정확 하지 않고, 또한 적분기 측정 변수들의 오프셋으로 적분기가 포화되기 쉽다. 따라서 이와 같은 방법은 순수 적분기 대신 고역 통과필터를 사용하게 되며 이로 인하여 저속 영역에서는 자속 추정값이 줄어들게 된다. 따라서 저속 영역에서는 정확한 자속 추정이 어렵고 제어도 불안정해지는 문제가 있다.

저속 영역에서는 회전자 속도와 고정자 전류를 이용하여 자속을 연산하는 회전자 모델이 유리하며, 회전자 모델을 이용한 자속식은 식(6), 식(7)과 같다.

$$\frac{d\hat{\lambda}_{dr}^s}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{dr}^s - \omega_r \hat{\lambda}_{qr}^s + r_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^s \quad (6)$$

$$\frac{d\hat{\lambda}_{qr}^s}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{qr}^s - \omega_r \hat{\lambda}_{dr}^s + r_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^s \quad (7)$$

회전자 전류모델에 의해 회전자 자속을 구하는 방법은 순수적분기를 사용하지 않으므로 전압모델에서와 같은 적분기 포화 문제는 없으나 회전자 자속을 구하기 위하여 회전자 저항이 포함된 회전자 시정수가 사용되기 때문에 이 값이 정확하지 않거나 값이 변하면 자속 추정기에 이로 인한 오차가 발생하게 된다. 또한 회전자 속도정보를 필요로 하므로 센서리스 운전의 경우 속도 추정 정밀도의 영향을 받는다. 따라서 전압모델과 전류모델을 결합한 자속추정기를 구성하면 이러한 문제점들을 보완할수 있게 된다. 그림1은 전압모델과 전류모델이 결합된 D-축 자속추정기이며 Q-축 자속추정기도 동일한 구조를 갖는다. 회전자 자속을 추정하는데 있어 전류모델에 의한 회전자 자속을 추정자속의 지령치로 하고 전압모델에 의해 추정한 회전자 자속을 전향보상 방식으로 구현 하였다. 또한 최종 추정한 회전자 자속을 궤환하여 비례제어를 통하여 추정 오차를 보상하였다.

그림1에서와 같이 추정된 자속을 전압 모델과 전류 모델에 의한 전달함수로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_{dar}^s = \frac{s}{s + K_p} \hat{\lambda}_{dar-vm}^s + \frac{K_p}{s + K_p} \hat{\lambda}_{dar-cm}^s \quad (8)$$

여기서 $\hat{\lambda}_{dar-vm}^s$ 와 $\hat{\lambda}_{dar-cm}^s$ 는 전압모델과 전류모델을 이용하여 추정된 자속이다. 식(8)의 전달함수에서 알수 있듯이 추정된 자속은 저속에서는 전류 모델이 우세하고 고속에서

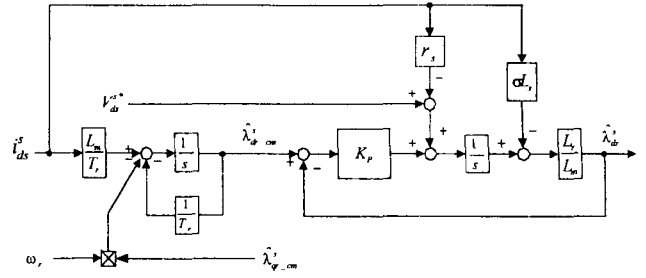


그림 1 자속 추정기 (D-축)

Fig. 1 Flux estimator (D-axis)

는 전압 모델이 우세하다. 위 식의 전달함수에서 전압 모델에서 전류 모델로 전이 되는 주파수를 필터의 차단 주파수 개념으로 다시 정의할 수 있다. 이 경우 비례제어의 이득에 따라 필터의 차단 주파수 ω_c 가 결정되기 때문에 실용적으로 다음과 같이 비례제어의 이득을 설정한다.

$$K_p = \omega_c \quad (9)$$

따라서 비례제어의 이득이 바뀌면 주파수에 따른 전압 모델과 전류모델의 비중이 달라지게 된다. 이득이 커지면 자속추정의 정밀도가 떨어지고, 이득이 작아지면 저속에서도 전압모델이 우세하여 저전압 구간에서 문제가 되는 전압 왜곡, 데드타임 등의 영향이 커져 운전이 불안정해 진다.

2.2 속도추정기

회전자 자속이 구해지면 회전자 자속각을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{qr}^s}{\hat{\lambda}_{dr}^s} \right) \quad (10)$$

이렇게 구하여진 자속각은 벡터제어를 위한 축 변환에 사용된다. 속도 센서가 없으므로 속도제어를 위해서는 속도를 추정하여야 한다. 속도 추정은 기존 간접 벡터에서 자속 각을 구하기 위해 사용되는 슬립 각 속도를 이용한다. 이 방식은 자속 추정기로부터 자속이 추정되면 추정된 자속을 이용하여 자속 각을 구하고 구한 자속각을 이용하여 회전자속도를 구하고 전동기 파라미터를 이용한 슬립각속도를 빼어서 전동기의 속도를 추정하는 방법이다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_e}{dt} - \hat{\omega}_{sl} \quad (11)$$

속도 추정기의 구성도는 그림 2와 같다. 이렇게 구하여진 속도정보는 속도제어기에 사용되며 동시에 자속추정기의 전류모델에도 사용된다.

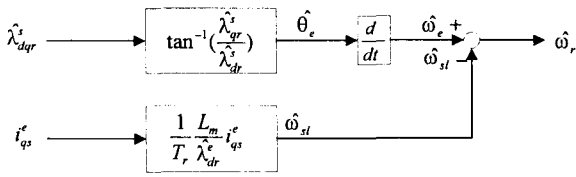


그림 2 속도 추정기
Fig. 2 Speed estimator

3. 시스템 구성

자속 추정기와 속도추정기를 포함한 속도센서 없는 유도전동기 벡터제어 시스템을 그림 3과 같이 구성하였다. 자속 추정기와 속도추정기의 입력은 상전류와 기준 상전압이다. 상전류는 전류센서를 이용하여 직접 측정하였고, 상전압은 전압센서를 설치하여야 하는 문제 때문에 기준전압을 실제 전압에 대신하여 사용하였다. 전동기 입력전압과 기준전압의 오차를 줄이기 위하여 인버터의 데드타임을 보상하고, 아울러 직류전압 변동도 측정하여 보상함으로써 실제전압과 기준전압이 거의 일치하도록 하였다. 벡터제어 방식은 그림 4와 같이 직접벡터제어 방식이고 전류제어, 전압제어, 자속연산, 속도 추정 등의 대부분의 연산은 DSP를 이용하여 소프트웨어로 구현하였다. 인버터는 IGBT를 이용한 3상 VWM 인버터이고 스위칭 주파수 10[kHz] 용량은 3.7[kW]이다. PWM방식은 삼각파 비교 방식으로 전용 ASIC를 이용하여 구현하였고 나머지 연산은 TI사의 TMS320C31 DSP를 이용하였다. 속도제어 샘플링 주기는 1[msec] 이고 전류제

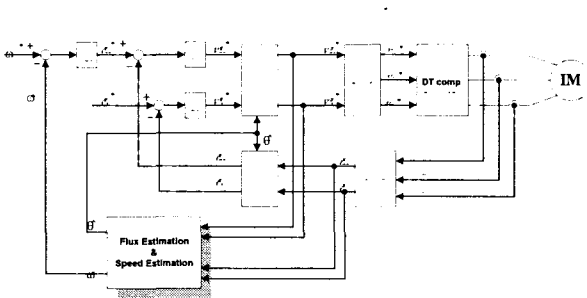


그림 3 센서리스 벡터제어 시스템
Fig. 3 Sensorless vector control system

표 1 시험 전동기의 정격
Table 1 Ratings of test motor

정격 용량	3.7 [KW]	R_s	0.48 [ohm]
정격 전압	220 [V]	L_σ	6.89 [mH]
정격 전류	12.9 [A]	L_s	54.2 [mH]
극 수	4 [pole]	T_r	210 [msec]

어, 자속연산 및 자속각 추정은 0.1[msec]이다. 실제속도를 관측하기 위하여 1024[p/r] 펄스엔코더를 사용하였고 부하는 벡터제어 인버터와 전용 전동기를 사용하였으며 구동전동기와 부하전동기 사이에 토오크 측정을 위한 토오크변환기를 직결하였다.

표 1은 실험에 사용된 유도전동기의 정격과 상수값이다.

4. 실험 결과 및 검토

센서리스 벡터의 응용에 있어 가장 중요한 특성은 기동 특성으로 V/f 일정제어의 경우 낮은 기동 토오크가 가장 취약한 부분이다. 제한된 센서리스 벡터제어의 경우는 그림 4에서와 같이 150% 부하가 인가된 상태에서도 50[Hz]까지 무리 없이 기동하고 있다. 그림 4에서 실제속도에 실린 리플은 측정 노이즈가 실린 파형이다. 그림 5(a)는 150[%] 부하가 인가된 상태에서 속도지령을 ± 4 [Hz]로 인가하여 정역 운전을 행한 경우로 일반 벡터제어와 비슷한 운전 특성을 보여주고 있다. 역방향 운전시에는 인가주파수가 정회전 시에 비하여 상당히 낮아짐을 알수 있다. 회전자는 4[Hz]로 운전되지만 150% 부하에서 슬립주파수가 약 2[Hz] 정도이므로 인버터 출력주파수는 2[Hz]에서 6[Hz]까지 슬립주파수 만큼 변하기 때문이다. 그림 5(b)는 무부하 상태에서의 정역 운전으로 슬립주파수가 영에 가까우므로 그림 5(a)와 비교하면 정역 운전시 인가주파수가 거의 변하지 않음을 알수 있다. 그림 6은 토오크제어 특성을 알아보기 위하여 기준 토오크 대비 전동기 발생 토오크를 측정 한 결과이다. 그림 6(a)는 속도센서가 있는 간접벡터제어의 경우로 기준 토오크 대

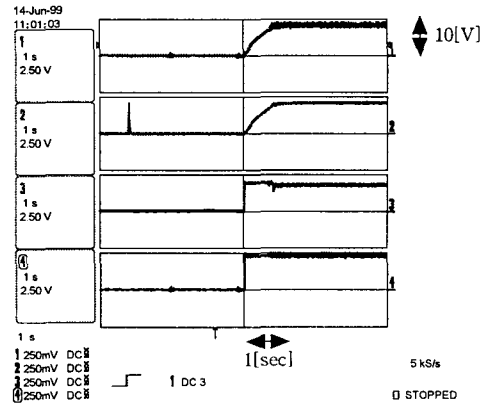


그림 4 150% 부하 기동특성 (1: 실제속도 [1800rpm/10v], 2: 추정속도 [1800 rpm/10v], 3: 토크전류[25A/10v], 4: 150% 부하지령)
Fig. 4 Starting characteristics under 150% load (1: real speed [1800rpm/10v], 2: estimated speed [1800 rpm/10v], 3: torque current [25A/10v], 4: 150% load command)

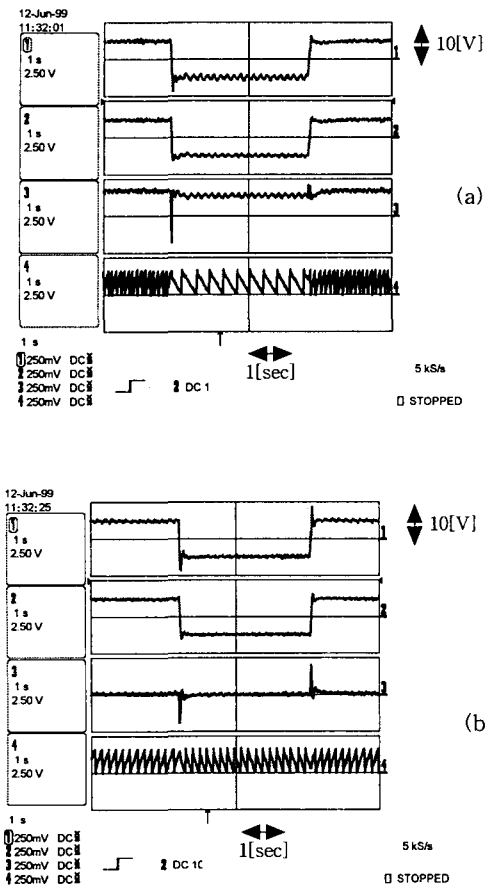


그림 5 정역 운전 (a) 150% 부하 (b) 무부하
 (1: 실체속도 [250rpm/10v], 2: 추정속도 [250rpm/10v],
 3: 토크 전류 [25A/10v], 4: 자속각 [10rad/10v])
 Fig. 5 Starting characteristics under 150% load
 (1: real speed [1800rpm/10v], 2: estimated speed [1800rpm/10v], 3: torque current [25A/10v], 4: 150% load command)

비 최대 4[%] 정도의 오차가 발생하였다. 그림 6(b)는 제안된 센서리스 벡터제어의 경우로 기준 토크 대비 오차가 2[%] 정도로 오히려 속도센서가 있는 벡터제어 보다 토크 오차 특성이 우수하였다. 이는 실험에 사용된 속도센서 있는 벡터제어 방식이 간접벡터제어 방식이고 제안된 센서리스 벡터 제어방식은 직접벡터제어 방식을 기본으로 하기 때문이라 추측할 수 있다.

그림 7은 온도 변화에 따른 토크 변화량을 측정함으로써 속도센서를 이용한 간접 벡터제어 방식과 제안된 센서리스 벡터제어 방식을 비교하였다. 벡터제어의 경우는 온도가 30° 정도 상승할 경우 발생 토크는 7[%] 정도 변화하였으나 제안된 방법은 1[%] 이내의 변화를 보였다. 실험에 사용된 벡터제어 방식은 간접벡터제어 방식이므로 자속각 계산에 회전자 저항 값이 직접 관련이 되고, 따라서 전동기 온도변화가 벡터제어 성능과 이에 따른 토크제어 성능에 직접벡터제어 경우보다 큰 영향을 미치게 된다. 반면에 제안된 센서리스 벡터제어 방식은 식(10)과 같이 자속벡터로부터 자

속각을 직접 추출하는 직접벡터제어 방식을 사용하므로 온도변화에 따른 회전자 저항의 변화가 자속각 검출에 크게 영향을 미치지 않아 간접벡터제어 방식의 경우보다 온도변화의 영향을 덜 받게 된다.

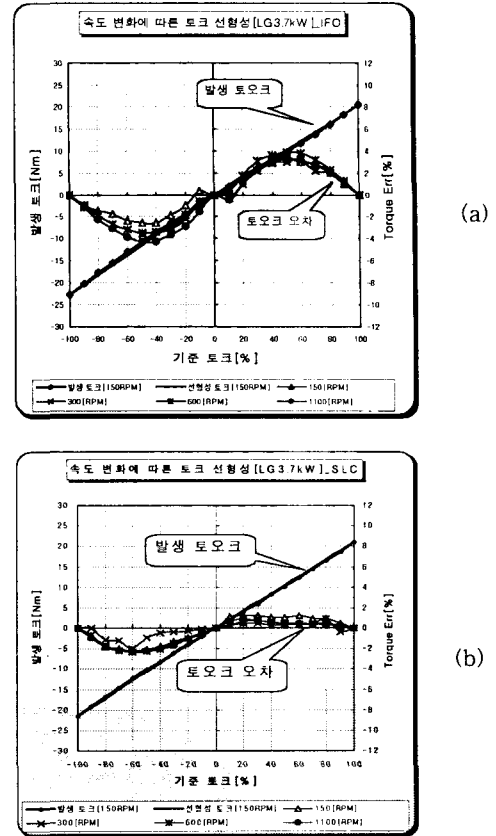


그림 6 토크 선형성 실험 (a) 간접벡터제어 (b) 제안된 센서리스 벡터제어
 Fig. 6 Torque linearity test (a) indirect vector control (b) proposed sensorless vector control

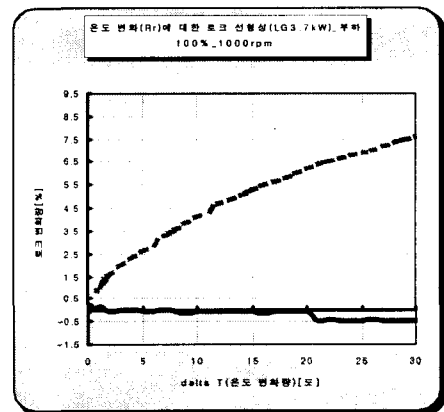


그림 7 온도 변화에 대한 토크 변화 (dot line : 간접벡터제어, bold line: 제안된 방법)
 Fig. 7 Torque variation with temperature variation (dot line : indirect vector control, bold line: proposed method)

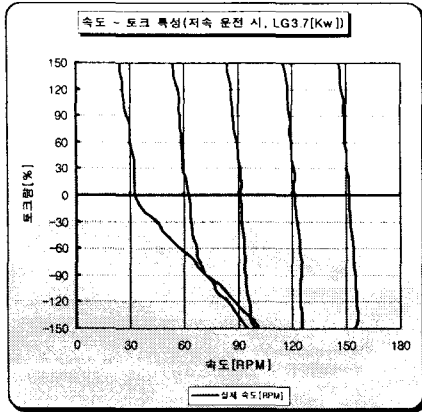


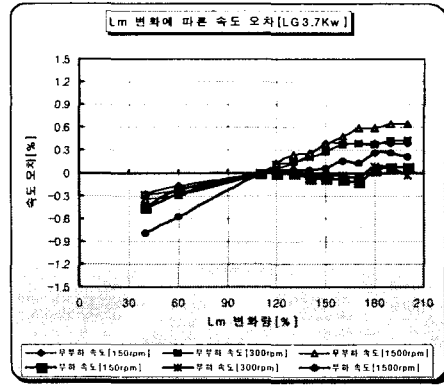
그림 8 속도-토크 특성 곡선
Fig. 8 Speed-torque curve

그림 8은 속도-토크 곡선으로 저속 운전특성을 보여주어 있다. 제안된 방식이 정부하에 대하여는 30[rpm], 즉 1 Hz] 이하의 저속 운전영역에서도 150[%]부하까지 견디며 운전이 가능한 것을 알수 있다. 150[%] 부하에서도 속도 편차가 수 [rpm] 이하이다. 역부하에 대하여는 60[rpm], 즉 2 Hz] 이하부터는 정격 부하 이하에서도 속도편차가 커지고 운전이 불안정한 상태가 된다. 이는 역부하 시에 회전자 속도가 2[Hz] 정도라 하여도 부하가 증가할수록 슬립이 증가의 방향으로 증가하여 고정자 주파수가 0[Hz] 근방에 가까워지기 때문이며, 이 영역에서 자속이 정밀하게 제어되지 않아 운전이 불안정해 지기 때문이다. 고속 영역에서는 기, 역 부하에 관계없이 안정된 특성을 관찰할 수 있었다.

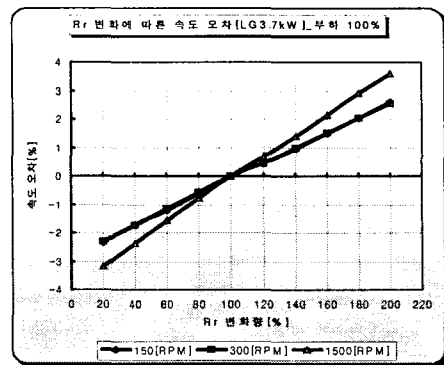
제안된 센서리스벡터제어 방식은 전동기의 상수를 이용하여 전동기 상수의 변동 또는 부정확성이 속도 추정 정밀도에 영향을 미친다. 각각의 상수 변동에 따른 속도 추정값의 변화를 조사하였다. 그림9는 정상 상태에서 속도 리플을 제거한 실제 전동기 속도와 추정속도의 평균속도편차가 전동기 상수 변동에 의해 어느 정도 영향을 받는 지를 측정 한 그래프이다. 고정자 저항이나 누설 인덕턴스 변화에 대한 속도편차는 여자인덕턴스와 회전자 저항의 변화에 대한 속도편차에 비하여 미미하였다.

그림9(a)는 여자인덕턴스의 변화에 대한 속도편차로 여자인덕턴스 값을 실제 값의 40[%]에서 180[%]까지 변화시켰을 때 속도 편차는 -0.8[%]에서 +0.7[%] 정도로 여자인덕턴스 값이 작을 경우는 정격 부하를 인가하였을 때에 속도편차가 더 컸고 여자인덕턴스 값이 큰 경우는 무부하 시 속도편차가 컸다. 여자 인덕턴스를 40[%] 이하 또는 180[%] 이상으로 설정할 경우는 시스템이 불안정하여 운전이 어려운 상태로 되었다. 그림9(b)는 회전자 저항값을 변화시켰을 경우의 속도 편차로 저속이나 고속 영역 모두 무부하 상태에서 속도편차가 컸다.

회전자 저항값을 20[%]에서 200[%]까지 변화시켜도 운전이 가능했고 이때 속도편차는 속도에 따라 차이는 낮으나 -3[%]에서 +4[%]정도였다.



(a)



(b)

그림 9 전동기 상수변화에 의한 속도추정 오차 (a) 여자 인덕턴스 변화 (b) 회전자 저항 변화

Fig. 9 Speed estimation error with variation of motor parameters (a) variation of magnetizing inductance (b) variation of rotor resistance

5. 결 론

속도센서 없는 유도전동기 벡터제어를 위하여 새로운 자속 연산 방법을 제시하고 실험을 통하여 타당성을 입증하였다. 제안된 방법은 회전자 자속을 추정하기 위하여 고정자 등가모델을 이용한 전압모델과 회전자 등가모델을 이용한 전류 모델을 결합한 방법을 이용하였다. 제안된 방법은 일반 산업용 인버터가 가장 취약한 부분인 기동 특성 면에서 특히 우수하여 150[%] 부하를 인가한 상태에서도 기동이 원활하였고 정부하시에는 0.5[Hz] 이하의 저속 영역에서도 연속 운전이 가능 하였다. 제안된 방식은 자속을 추정하여 자속기준제어를 하는 직접벡터제어를 기반으로 하고 있으므로 토크 제어 특성이 널리 쓰이는 방식인 간접벡터제어보다 우수하였고 온도변화에 대하여도 간접벡터제어 방식과 비교하여 좋은 동특성을 유지하였다.

참 고 문 헌

- [1] T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no.1, pp.157-164, 1992.
- [2] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no.5, pp.1054-1061, 1992.
- [3] P. L. Jansen, R. D. Lorenz and D. W. Novotny, "Observer Based Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.30, no.40, pp.945-953, 1994.
- [4] S. H. Yong, J. W. Choi and S. K. Sul, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using High Frequency Current Injection", IEEE IAS Ann. Mtg., pp.503-508, 1994.
- [5] T. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.29, no.1, pp.175-180, 1993.
- [6] F. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.30, no.5, pp.1234-1240, 1994.

저 자 소 개



김경서 (金庚緒)

1982년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사). 1984년 동 대학원 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(박사). 1991년~1992년 미국 Univ. of Tennessee (Post-Doc.). 1984년~현재 LG산전연구소 책임연구원
Tel : 031-450-7569
E-mail : kyungseok@lgis.com



조병국 (趙柄國)

1993년 중앙대학교 전기공학과 졸업(학사). 1995년 동 대학원 졸업(석사). 1995년~2002년 LG산전 연구소 선임연구원. 2002년~현재 (주)제노텔 책임연구원
Tel : 02-501-2885
E-mail : bgcho@xenotel.co.kr