

가변계인 회전자 자속관측기에 근거한 스핀들 유도전동기의 센서리스 속도제어

柳在成^{*}, 申守澈^{**}, 李元喆^{***}, 朴相勳^{****}, 李秉國[†], 元忠淵[§]

Sensorless Vector Control of Spindle Induction Motors Using Rotor Flux Observer with a Variable Bandwidth

Jae-Sung Yu, Soo-Cheol Sin, Won-Cheol Lee, Sang-Hoon Park,
Byoung-Kuk Lee and Chung-Yuen Won

요 약

본 논문은 가변계인 회전자 자속관측기를 이용하여 전동기의 영 속도를 포함하는 전 속도대역에서 우수한 성능을 갖는 스핀들 유도전동기의 센서리스 벡터제어기법을 제안하였다. 제안한 유도전동기의 센서리스 속도제어를 위한 고퍼나스 모델 자속관측기는 전동기의 저속영역에서 추정속도에 따른 가변구조 PI이득을 사용한다. 실험 결과는 제안한 센서리스 알고리즘의 만족스러운 운전 결과를 보여준다.

ABSTRACT

This paper presents a new speed sensorless vector control scheme of Spindle Induction Motors(SIM) which can be successfully applied to at any speed including even zero speed. The proposed sensorless vector control of SIM uses rotor flux estimator with a variable bandwidth. This approach is based on the Closed-Loop Rotor Flux Observer(CLRFO) which includes a variable bandwidth of the PI controller. For low speed operation, the bandwidth of CLRFO has a variable bandwidth structure according to the estimated rotor velocity. The experimental results show the satisfactory operation of the proposed sensorless algorithm.

Key Words : Induction motor, Flux Observer, Sensorless

1. 서 론

스핀들 유도전동기는 초고속 운전이 가능한 장점을 갖는다. 마그네틱 엔코더는 먼지 및 분진이 많이 발생하는 환경에 적당하여 전동기의 속도 검출기로서 광범

위하게 사용된다. 그러나 높은 분해능과 S/N률을 갖는 마그네틱 엔코더는 초고속 운전에서 출력 파형의 손실 및 왜곡을 유발한다^[1].

속도센서 없는 향상된 벡터제어를 위하여 수많은 자속추정기법은 연구되어왔다. 제안된 다양한 자속추정 방법들은^[2-4] 속도적응관측기^[5,6], 확장 칼만 필터를 사용하는 속도추정기(EKF)^[7], 모델 레퍼런스 적응 시스템(MRAS)^[8], 고주파 신호 주입을 이용한 회전자 자속 위치검출 기법 등이 있다.

유도전동기의 회전자 자속을 추정하기 위한 일반적인 방법으로 전압 및 전류모델을 이용하는 방법이 있다. 이 방법의 장단점은 이미 널리 알려져 왔다. 전압 모델을 이용하는 방법은 전동기의 고속영역에서 충분

[†]교신저자 : 정희원, 성균관대 정보통신공학부 조교수

E-mail : bkleesku@skku.edu

^{*}정희원, 성균관대 메카트로닉스공학과 박사과정

^{**}정희원, 효성중공업연구소 연구원

^{***}정희원, 성균관대 전기공학과 박사과정

^{****}학생회원, 성균관대 정보통신공학부 석사과정

[§]정희원, 성균관대 정보통신공학부 교수

접수일자 : 2006. 6. 30 1차 심사 : 2006. 7. 18

2차 심사 : 2006. 8. 16 심사완료 : 2006. 8. 24

한 역기전력으로 인하여 비교적 정확한 고정자 자속추정을 가능하게 하지만, 저속영역에서는 고정자 임피던스 전압강하, 잡음의 영향 및 파라미터 민감성의 영향으로 추정 값이 정확하지 않고, 또한 적분 시 측정 변수들의 오프셋(offset) 때문에 적분기가 포화되기 쉬운 단점을 갖는다. 대안으로 전동기의 영속도 및 저속영역에서 전류모델을 이용한 자속추정기가 사용되고 있지만, 이 방법 또한 자화인덕턴스(L_m) 및 시정수(T_r)의 영향을 받는 단점을 지니고 있다^[10].

한편 위치 센서를 부착한 경우에 전류모델과 전압모델을 혼용한 고평나스(Gopinath) 모델은 파라미터 변화에 강인하고 전압모델에 의한 오프셋(offset)에러에 강인한 장점을 갖는다. 이 모델에서 전류모델을 이용해서 회전자 자속을 추정 할 때 회전자 좌표계에서 자속을 추정하게 되는데, 이때 좌표 변환을 위해서 전동기 회전자 위치가 반드시 필요하다^[12,13].

따라서 위치 센서가 부착되지 않은 즉, 센서리스 제어에 있어 이러한 회전자 위치는 자속 정보로부터 추정하게 된다. 그러나 위에서 언급한 것처럼 전류 모델은 파라미터의 영향을 받기 때문에 센서리스 운전의 경우에 이의 영향을 덜 받도록 자속 추정기를 수정하여야 한다.

특히 센서리스 운전을 하기 위해서는 전동기 파라미터를 자동추정 하게 된다. 그런데 이로부터 측정된 파라미터는 시험대상 전동기와 정확히 일치 하지 못하고 오차를 수반하게 된다. 이러한 오차 성분 때문에, 초기 기동 및 저속영역에서 전류 모델을 이용할 경우 이로부터 추정된 자속 정보를 가지고는 센서리스 제어를 할 수 없다. 이를 개선하기 위해서는 전류모델과 전압모델의 전이 시점을 낮은 주파수로부터 역기전력이 충분히 발생하는 영역까지 가변 하여야 한다. 이러한 문제점 및 이를 해결하기 위하여 제안된 방법은 실험결과로 증명하였다.

본 논문에서 제안한 알고리즘은 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 전동기의 추정속도에 따른 가변구조 PI이득을 갖는 고평나스(Gopinath) 모델 자속추정기를 이용한 스펀들 유도전동기의 센서리스 벡터제어기법이다. 제안한 기법은 PI이득을 추정속도에 따라 세 영역으로 나누며, 추정된 위치 및 속도에 민감한 전류모델을 사용하는 영역 I에서는 전동기의 영속도에서 기동이 가능하도록 낮은 PI이득을 갖도록 설정하였다. 영역 II에서는 추정속도에 따른 PI 제어기의 대역폭을 가변구조를 갖도록 설정하였다. 이 영역에서 만약 전동기의 추정속도에 따른 가변구조를 갖는 PI제어기를

사용하지 않을 경우 전압모델에 의한 고정자 전압강하 및 낮은 역기전력으로 인하여 스펀들 유도전동기의 원활한 벡터제어 성능을 얻을 수 없다. 영역 III에서는 충분한 역기전력으로 인하여 전동기의 추정속도에 따른 가변구조 PI이득을 사용하지 않아도 비교적 정확한 회전자 자속을 추정할 수 있기 때문에 고정된 PI이득의 대역폭을 사용하였다. 실험 결과는 제안한 가변구조 PI제어기를 사용한 고평나스(Gopinath) 모델 자속추정기를 이용하는 스펀들 유도전동기의 만족스러운 벡터제어 성능을 나타낸다.

2. 본 론

2.1 전압모델 자속관측기

유도전동기의 벡터제어를 위해서는 회전자 자속의 순시 위상각을 알아야 하며 이를 위하여 자속을 추정하여야 한다. 전압모델법을 이용한 자속추정기는 고정자 전압을 적분하여 고정자 자속을 구하고 여기에 누설자속(σL_s)분을 고려하여 정지좌표계의 회전자 자속을 추정하는 방식이다. 측정된 고정자 전압과 전류를 이용하여 고정자 전압 방정식에서 고정자 자속을 구하고 식 (2)에서 회전자 자속을 계산한다.

$$\hat{\lambda}_s^s = \int (V_s^s - \hat{R}_s i_s^s) dt \tag{1}$$

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} (\hat{\lambda}_s^s - \sigma \hat{L}_s i_s^s) \tag{2}$$

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \left(\frac{1}{s} (V_s^s - \hat{R}_s i_s^s) - \sigma \hat{L}_s i_s^s \right) \tag{3}$$

$$\sigma \hat{L}_s = \hat{L}_s - \frac{\hat{L}_m^2}{\hat{L}_r}$$

여기서, $\hat{\lambda}_s^s$ 는 추정된 값, $\hat{\lambda}_s^s$ 는 정지 좌표계에서 추정된 고정자 자속, $\hat{\lambda}_r^s$ 는 정지 좌표계에서 추정된 회전자 자속, $\sigma \hat{L}_s$ 는 고정자 누설인덕턴스, \hat{L}_s 는 고정자 인덕턴스, \hat{L}_r 은 회전자 인덕턴스, \hat{L}_m 은 여자 인덕턴스를 나타낸다.

2.2 전류모델 자속관측기

전류모델법은 회전자 속도와 고정자 전류를 사용하

여 회전자 자속을 추정하는 방법이다. 회전자 전압방정식을 회전자 자속과 고정자 전류로 표현하면 다음과 같다. 식 (4)에서 고정자 전류를 이용하여 회전자 자속을 추정한다.

$$p\hat{\lambda}_r^s = -\left(\frac{\hat{R}_r}{\hat{L}_r} - j\omega_r\right)\hat{\lambda}_r^s + \hat{R}_r \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} i_s^s \quad (4)$$

2.3 고퍼나스모델 자속관측기

그림 1은 Jansen과 Lorentz에 의해 제안되었던 고퍼나스(Gopinath) 모델 자속추정기의 블록도 이다.

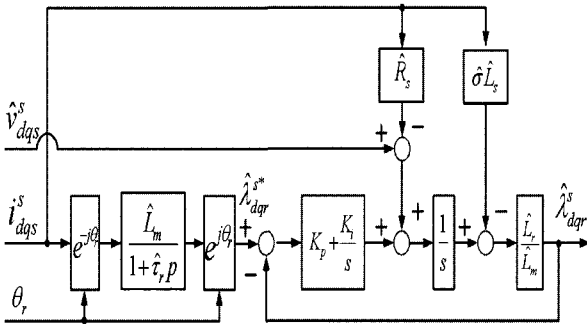


그림 1 고퍼나스 모델 자속관측기 블록도
Fig. 1 Improved closed-loop Gopinath style flux observer

역기전력이 큰 고속 영역에서는 고정자 전압을 적분하여 구한 전압 모델이 전동기 파라미터의 변동에 강인하여 자속 추정에 유리하다. 그리고 역기전력이 작은 저속영역에서는 회전자 회로를 이용한 전류모델이 측정신호의 오차에 강인하므로 자속 추정에 유리하다. 추정된 회전자 자속을 전압모델과 전류모델에서 구해진 회전자 자속으로 표현하면 식 (5)과 같다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \hat{\lambda}_{r_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \hat{\lambda}_{r_cm}^s \quad (5)$$

그림 2는 간략화시킨 고퍼나스(Gopinath) 모델 자속추정기 개념도 이다. 식 (5)의 전달함수에서 전압모델에서 구한 회전자 자속에 고주파 통과필터(HPF), 전류모델에서 구한 회전자 자속에 저주파 통과필터(LPF)가 달려있기 때문에 추정된 자속은 저속에서는 전류모델이 우세하고, 고속에서는 전압모델이 우세하다.

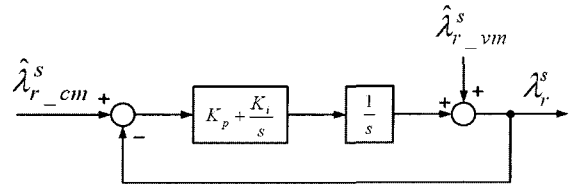


그림 2 간략화시킨 고퍼나스모델 자속추정기
Fig. 2 Simplified closed-loop Gopinath style flux observer

전류모델에서 전압모델로 전이되는 주파수는 PI제어기의 이득으로 결정할 수 있는데, PI제어기의 이득을 2차 버터워스 필터의 개념에서 설계하면 다음과 같다.

$$K_p = \sqrt{2}\omega_c \quad (6)$$

$$K_i = \omega_c^2 \quad (7)$$

여기서, ω_c 는 2차 버터워스(Butterworth) 필터의 차단각 주파수이다.

2.4 자속관측기의 이득과 자속관측 오차와의 관계^[10]

고퍼나스 모델을 이용하여 추정된 자속은 특성함수를 이용하여 아래 식으로 나타 낼 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{r^s} = F(s)(\hat{\lambda}_{r_vm}^s - \hat{\lambda}_{r_cm}^s) + \hat{\lambda}_{r_cm}^s \quad (8)$$

여기서, $F(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i}$

정상상태에서 관측기 특성 함수는 아래 식과 같다.

$$F(j\omega_e) = \frac{\omega_e^2}{\sqrt{(K_i - \omega_e^2)^2 + (K_p \omega_e)^2}} e^{j(\pi - \tan^{-1}(K_p \omega_e / (K_i - \omega_e^2)))} \quad (9)$$

위 식에서 알 수 있는 것은 회전자 자속의 궤적이 관측기 이득에 따라서 $e^{j(\pi - \tan^{-1}(K_p \omega_e / (K_i - \omega_e^2)))}$ 만큼 위상 및 크기의 변화가 있다. 그러므로 아래 식과 같이 보상을 하여한다.

$$F(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} e^{-ja} \quad (10)$$

여기서 $a = (\pi - \tan^{-1}(\frac{K_p \omega_e}{K_i - \omega_e^2}))$

고피나스(Gopinath) 모델에 위에서 구한 관측기 특성 함수의 각 α 를 보상하면 아래 식처럼 특성함수는 실수축에만 존재하게 된다.

$$F(j\omega_e) = \frac{\omega_e^2}{\sqrt{(K_i - \omega_e^2) + (K_p \omega_e)^2}} e^{\lambda} \quad (11)$$

2.5 제안한 가변게인 고피나스모델 자속관측기

그림 3은 제안한 가변게인 고피나스(Gopinath) 모델 자속관측기 블록도를 나타내고 있다. 이 모델의 기본적인 설계방법은 일반적인 고피나스(Gopinath) 모델의 경우와 같으며, 전동기의 초기기동 문제를 해결하기 위하여 추정속도에 따른 3가지 전동기 운전영역에 따라 PI제어기의 차단각주파수의 대역을 가변하는 구조로 되어있다.

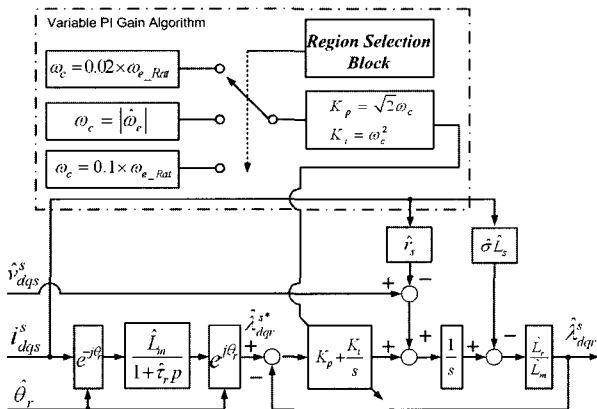


그림 3 제안한 가변게인 고피나스모델 자속관측기
Fig. 3 Proposed closed-loop rotor flux observer with a variable bandwidth

추정된 위치 및 속도에 민감한 전류모델을 사용하는 영역 I에서는 전동기의 영 속도에서 기동이 가능하도록 낮은 PI이득을 갖도록 설정하였다. 영역 II에서는 추정속도에 따른 PI 제어기의 대역폭을 가변구조를 갖도록 설정하였다. 이 영역에서 만약 전동기의 추정속도에 따른 가변구조를 갖는 PI제어기를 사용하지 않을 경우 전압모델에 의한 고정자 전압강하 및 낮은 역기 전력으로 인하여 스핀들 유도전동기의 원활한 벡터제어 성능을 얻을 수 없다. 영역 III에서는 충분한 역기 전력으로 인하여 전동기의 추정속도에 따른 가변구조 PI이득을 사용하지 않아도 비교적 정확한 회전자 자속을 추정할 수 있기 때문에 고정된 PI이득의 대역폭을 사용하였다.

2.6 제안한 가변 차단각주파수의 속도대역에 따른 궤적

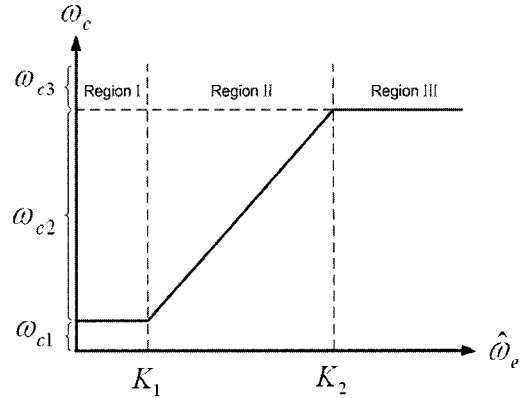


그림 4 제안한 PI제어기의 대역궤적
Fig. 4 Bandwidth locus of proposed PI controller according to rotor velocity

표 1 제안한 PI제어기의 대역궤적
Table 1 Point value of bandwidth of proposed PI controller

K_1	$0.02 \times \omega_{e_Rat}$	ω_{c1}	$0.02 \times \omega_{c_Rat}$
K_2	$0.1 \times \omega_{e_Rat}$	ω_{c2}	$\omega_{c2} = \hat{\omega}_e $
ω_{e_Rat}	5026 [rad/s]	ω_{c3}	ω_{c_Rat}
ω_{c_Rat}	502 [rad/s]		

그림 4는 제안한 PI제어기의 대역을 나타내고 있다. 전동기 속도대역에 따라 영역 I은 유도전동기 정격속도의 0~2[%] 구간이며, 영역 II는 유도전동기 정격속도의 2~10[%]구간이고, 영역 III는 유도전동기 정격속도의 10[%]이상 구간이다. 영역 I과 영역 III는 일정한 PI이득을 갖으며, 영역 II에서는 전동기 추정속도에 따른 가변 PI이득을 적용한다. 저속에서 PI이득을 매우 낮게 설정하면 노이즈의 영향 때문에 추정 자속이 정확하지 않게 되고, 따라서 고성능 벡터제어 성능을 얻을 수 없기 때문에 영역 I에서 PI이득의 대역은 전동기 정격속도의 2[%]로 설정하였다. 영역 II의 PI이득의 대역은 전동기 추정속도에 따른 가변구조를 갖도록 설정 하였으며, 영역 III의 PI이득의 대역은 전동기 정격속도의 10[%]로 설정하였다.

표 1은 전동기 추정속도에 따른 PI이득의 대역을 나타낸다.

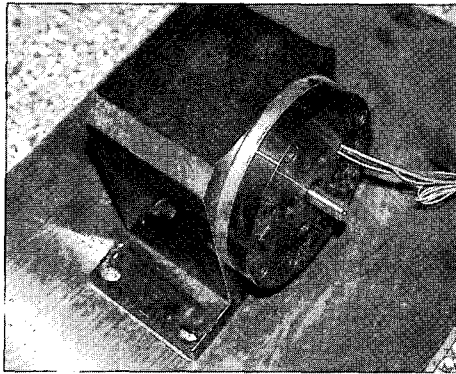


그림 8 실험에 사용한 스피들 유도전동기
Fig. 8 Spindle induction motor used in the experimental

D/A 채널은 오실로스코프로 파형을 보기위하여 사용되었으며, 센서리스 벡터제어 프로그램은 ANSI "C" 프로그램 언어를 사용하였다. 본 논문의 실험은 TI사의 TMS320VC33-150[Mhz] DSP 보드를 사용하였고, SVPWM의 스위칭 주파수 및 데드타임은 각각 5 [kHz], 3 [μs]이며, 전류제어기의 동작은 100 [μs], 속도제어기는 1 [ms]이다.

3.2 실험결과

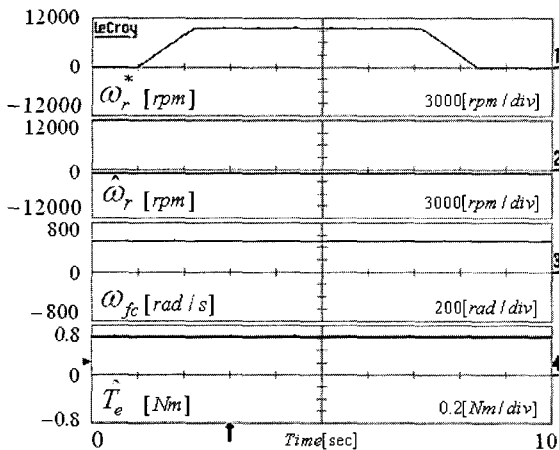


그림 9 고정 차단각 주파수를 사용하는 기존의 센서리스 벡터제어의 초기기동
Fig. 9 Startup of sensorless vector control using the conventional bandwidth

그림 9는 차단각주파수를 고정으로 전동기 정격속도의 10[%]인 502[rad/s]로 설정한 경우로 0~9600[rpm]까지 램프 속도지령에 대한 속도 응답특성의 실험 결과이다. 일반적으로 차단각주파수는 전동기 정격속도

의 10[%]로 설정한다^[10,12]. 센서리스 벡터제어에서 이와같이 고퍼나스 모델 자속추정기의 PI 이득을 설정한 경우 영속도 및 저속에서 우세한 전류모델을 사용하는 고퍼나스 모델은 부정확한 전동기 파라미터 및 노이즈에 의한 추정 자속의 오차로 인하여 전동기의 초기기동 문제점을 갖는다^[10,12].

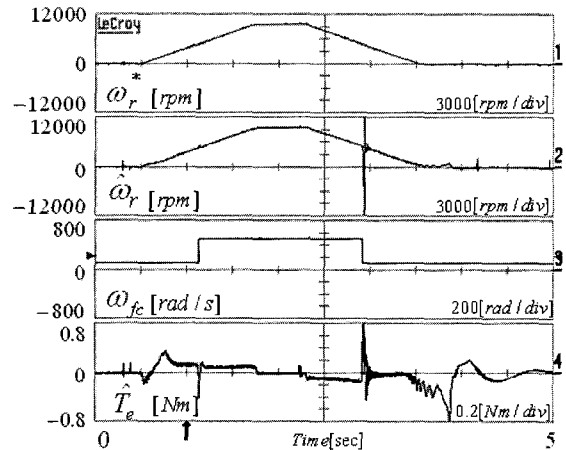


그림 10 스텝 절환 차단각 주파수를 사용하는 센서리스 벡터제어의 초기기동
Fig. 10 Startup of sensorless vector control using the step change bandwidth

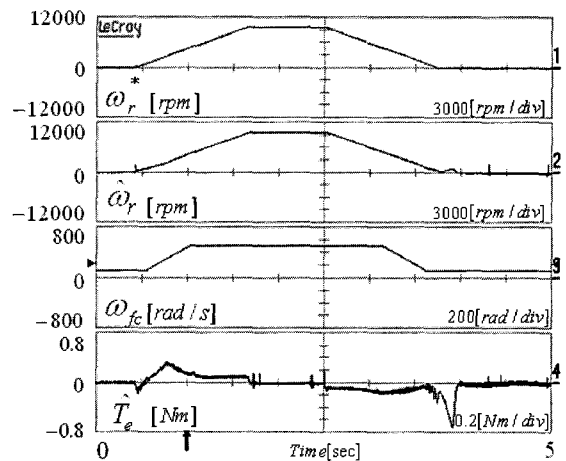


그림 11 선형 차단각 주파수를 사용하는 센서리스 벡터제어의 초기기동
Fig. 11 Startup of sensorless vector control using a variable bandwidth

그림 10은 차단각주파수를 스텝 전환하는 방법으로 전동기 정격속도의 10[%] 미만에서는 차단각주파수를 전동기 정격속도의 2[%]인 100[rad/s]로 설정하였고,

전동기 정격속도의 10[%] 이상에서는 차단각주파수를 전동기 정격속도의 10[%]인 502[rad/s]로 설정한 경우로 0~9600[rpm]까지 램프 속도지령에 대한 속도 응답특성의 실험 결과이다. 속도 기준값에 따라 센서리스 벡터제어가 원활하게 동작하고 있음을 알 수 있으나 전동기가 감속할 때 절환 시점에서 토크맥동 및 회전자 속도 오차를 수반하는 문제점이 여전히 존재한다.

그림 11은 일정 구간에서 차단각주파수를 선형으로 가변하는 방법으로 저속에서 전압모델 자속추정기는 고정자 저항에 의한 전압강하 및 낮은 역기전력 때문에 전동기 정격 속도의 2[%] 미만에서는 차단각주파수를 전동기 정격속도의 2[%]인 100[rad/s]로 설정하였고, 전동기 정격속도의 2[%]~10[%] 구간에서는 차단각주파수를 선형으로 가변하며, 전동기 정격 속도의 10[%] 이상에서는 차단각주파수를 정격 전동기 속도의 10[%]인 502[rad/s]로 설정한 경우로 0~9600[rpm]까지 램프 속도지령에 대한 속도 응답특성의 실험 결과이다. 속도 기준값에 따라 전동기 초기기동 문제를 극복하였고, 속도 및 토크의 맥동이 없이 센서리스 벡터제어가 원활하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

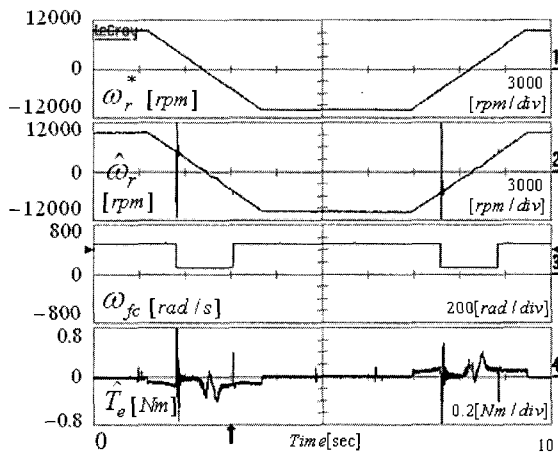


그림 12 스텝 절환 차단각 주파수를 사용하는 센서리스 벡터제어의 정역운전
 Fig. 12 Forward and reverse operation of sensorless vector control using the step change bandwidth

그림 12는 차단각주파수를 스텝 전환하는 방법으로 9600 ~ -9600[rpm]까지 램프 속도지령에 대한 속도 응답특성의 실험 결과이다. 이 방법은 전동기 감속시 급격한 이득의 감소로 인하여 자속, 토크 및 속도 오

차를 수반하고, 따라서 고성능의 센서리스 벡터제어를 구현할 수 없다.

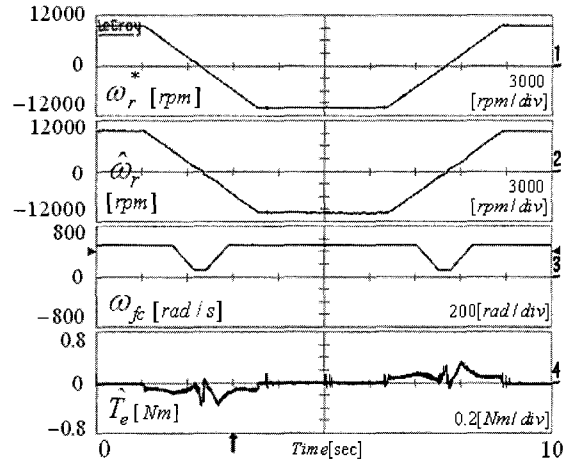


그림 13 선형 차단각 주파수를 사용하는 센서리스 벡터제어의 정역운전
 Fig. 13 Forward and reverse operation of sensorless vector control using a variable bandwidth

그림 13은 일정 구간에서 차단각주파수를 선형으로 가변하는 방법으로 9600 ~ -9600[rpm]까지 램프 속도지령에 대한 속도 응답특성의 실험 결과이다. 이 방법은 전동기 가감속시 차단각주파수 시점에서 토크맥동 및 속도추정 오차를 수반하지 않아 고성능의 센서리스 벡터제어를 구현할 수 있다.

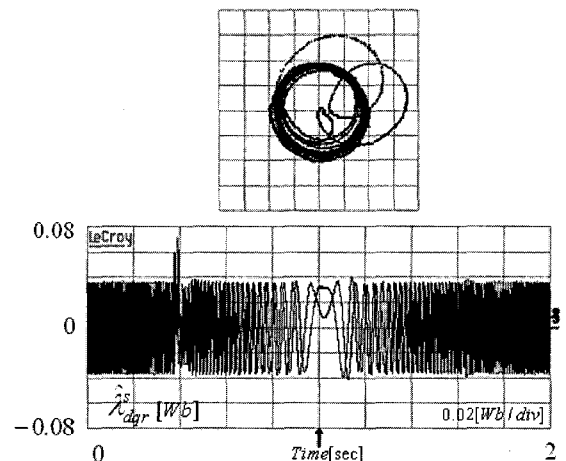


그림 14 스텝 절환 차단각 주파수를 사용하는 고퍼나스 모델 자속추정기의 추정된 회전자자속
 Fig. 14 Estimated rotor flux of Gopinath style flux observer using the step change bandwidth

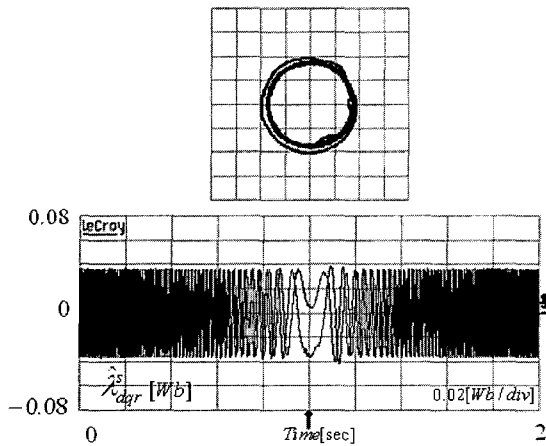


그림 15 선형 차단각 주파수를 사용하는 고포나스 모델 자속추정기의 추정된 회전자 자속

Fig. 15 Estimated rotor flux of Gopinath style flux observer using a variable bandwidth

그림 14는 차단각주파수를 스텝 전환하는 방법으로 9600 ~ -9600[rpm]까지 램프 속도지령에 추정자속의 실험 결과이다. 속도 기준값에 따른 속도 감속시 차단각주파수가 전환되는 시점에서 자속추정오차가 발생한다. 리사쥬 원의 왜곡은 추정된 d 축과 q 축의 자속이 90° 를 이루지 못함을 표시하며, 리사쥬 원의 크기 변화는 d 축 및 q 축의 추정자속에 오차가 발생하였음을 나타낸다. 이로 인하여 토크 맥동 및 속도 오차를 유발한다.

그림 15는 일정 구간에서 차단각주파수를 선형으로 가변하는 방법으로 9600 ~ -9600[rpm]까지 램프 속도 지령에 추정자속의 실험 결과이다. 제안한 방법은 속도 기준값에 따른 속도 가감속시 차단각주파수가 전환되는 시점에서 추정자속의 위상 및 크기의 오차가 발생하지 않는다. 이 방법은 고성능 센서리스 벡터제어를 구현할 수 있다.

4. 결 론

본 논문은 고포나스 모델 자속추정기를 사용한 유도전동기의 센서리스 벡터제어시스템에서 추정자속의 오차가 속도응답에 미치는 영향을 실험을 통해 고찰하였다. 전동기 초기 기동시 고포나스 모델의 PI게인은 전류모델에 의한 전동기 파라미터의 영향 때문에 낮게 설정한다. 일정구간 선형 가변 차단각주파수를 사용하는 고포나스 모델 자속추정기를 사용함으로써, 유도전동기 센서리스 벡터제어 시 초기기동 문제를 해결할

수 있다. 또한 저속(영역II)에서는 속도추정에 따른 차단각 주파수를 선형으로 변화시킴으로써, 전류모델에 의한 파라미터 오차 문제와 전압모델에 의한 음색 문제를 적절히 해결할 수 있어, 성능이 우수한 유도전동기의 센서리스 벡터제어 시스템을 구현할 수 있다. 또한 기존의 센서리스 벡터제어 시스템에 사용한 고포나스 모델 자속관측기를 그대로 이용할 수 있으며, 단지 차단각 주파수를 설정하기 위한 알고리즘 탑재만으로 간단하게 센서리스 벡터제어를 구현할 수 있다.

이 논문은 산업자원부의 중기거점사업 일환으로 진행되고 있는 "IT 기반 나노제어 시스템 개발" 사업의 지원을 받아 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] Kume, T.; Sawa, T.; Yoshida, T.; Sawamura, M., "Sakamoto, M.; A high-speed vector-controlled spindle motor drive with closed transition between with encoder control and without encoder control," IEEE Trans. Ind. Applicat., volume 28, pp. 421-426, March/April 1992.
- [2] T. Ohtani, N. Takada, "Vectorcontrol of an induction motor without shaft encoder," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 157-164, Jan./Feb. 1992.
- [3] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva, F. Profumo, and P. L. Jansen, "Zero-speed tachless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, pp. 790-795, July/Aug. 1998.
- [4] J. Hu and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 969-977, Sept. 1998.
- [5] H.Kubota, K.Matsuse, and T.Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, pp. 344-348, Mar./Apr. 1993.
- [6] H.Kubota and K.Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 1219-1224, Sept./Oct. 1994.
- [7] Y. L. Kim, S. K. Sul, and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 1225-1233, Sept./Oct. 1994.

[8] L. Zhen and L. Xu, "Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, pp. 824-831, Oct. 1998.

[9] J. K.Ha and S. K.Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pp. 45-51, Jan./Feb. 1999.

[10] Jang-Hwan Kim; Jong-Woo Choi; Seung-Ki Sul; "Novel rotor-flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field-oriented induction motor drives" IEEE Trans. Ind. Applicat, Vol 38, Issue 5, Sept.-Oct. 2002 pp.1334 - 1343.

[11] Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol IA-22, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.

[12] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 101-110, Jan./Feb. 1994.

[13] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, "Observer-based direct field orientation" Analysis and compensation of alternative methods," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 945-53, Jul/Aug. 1994.

[14] L. Ben-Brahim and A. Kwamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", IEEE-Trans. on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 3, June 1992, pp. 241-249.



이원철(李元喆)

1977년 4월 9일생. 2003년 성균관대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 2004년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004~현재 동대학원 전기공학과 박사과정.



박상훈(朴相勳)

1979년 7월 25일생. 2005년 건양대 제어계측공학과 졸업. 2005년~현재 성균관대 정보통신공학부 전자전기공학전공 석사과정.



이병국(李秉國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학). 2001년~2003년 미국 Texas A&M University Postdoctoral Research Associate. 2003년~2005년 한국전기연구원 전력전자그룹 선임 연구원. 2005년~2006년 성균관대 정보통신공학부 연구교수. 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 조교수. 당 학회 편집위원.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시주립대학 전기공학과 방문교수. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수.

저 자 소 개



유재성(柳在成)

1975년 9월 2일생. 2002년 서울산업대 전기공학과 졸업. 2004년 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사). 현재 동대학원 메카트로닉스공학과 박사과정.



신수철(申守澈)

1977년 2월 27일생. 2004년 수원대 전기전자공학부 졸업. 2006년 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사). 현재 효성중공업연구소 연구원.