직류전류 주입법에 의한 벡터제어 유도전동기의 회전자 시정수 보상

論 文
51B-2-4

Rotor Time Constant Compensation for Vector-Controlled Induction Motor with DC Current Injection Method

李 敬 柱* · 李 得 耆** · 鄭 鍾 鎭*** · 崔 鐘 宇§ · 金 興 根§§ · 魯 義 哲§§§ · 全 泰 園#
(Kyung-Joo Lee · Deuk-Kee Lee · Jong-Jin Jung · Jong-Woo Choi · Heung-Geung Kim · Eui-Cheol Nho · Tae-Won Chun)

Abstract - To obtain a high performance in a vector controlled induction motor, it is essential to know the instantaneous position of the rotor flux which depends on the rotor time constant. But the rotor time constant mainly varies due to the temperature rise in the motor winding, so real time compensating algorithm is necessary. This paper proposes that it uses short duration pulses added to the constant flux command current and then resultant torque command current produced by speed controller is utilized for the rotor resistance estimation. This method has advantage with a low computational requirement and does not require voltage sensors. The proposed method is proved by simulations and experimentals.

Key Words : Induction Motor, Vector Control, Rotor Flux, Rotor Time Constant Compensation,

1. 서 론

고속 응답과 정밀한 속도제어가 필요한 산업용 전동기 구동시스템에서 벡터제어를 기본으로 하는 고성능 유도전동기 구동시스템이 널리 이용되고 있다. 유도전동기의 고성능 벡터제어를 위해서는 유도전동기의 회전자 자속벡터의 정확한 위치정보가 필요하며 이는 고정자전류를 토크와 자속성분 전류로 분리하여 독립적으로 제어하는데 이용된다. 회전자 자속벡터의 잘못된 추정은 $d-q$축간의 상호간섭과 과도상태에서의 제어 성능저하를 초래하며 과도시에 토크맥동을 발생시킨다.

회전자 자속벡터의 정보를 얻는 방법에 따라 크게 직접 벡터제어와 간접 벡터제어로 나뉘어진다. 직접 벡터제어의 경우 자속을 직접 측정하거나 추정하여, 이로부터 자속각을 구하는데, 자속을 직접 측정하는 경우 비용이 증가하고 모든 속도영역에 대해 정확한 자속을 측정할 수 없기 때문에 많이 사용되지 않고 있다. 전압과 전류, 전동기 모델로부터 자속을 추정하는 경우 정확한 자속을 구하기 위해서는 전동기 파라미터의 정확한 설정이 필수적이다. 간접 벡터제어에서는 슬립각을 계산하여 회전자 자속벡터의 위치를 파악하는데, 회전자 시정수가 성능에 큰 영향을 미치며, 회전자 시정수가 잘못 설정되는 경우에는 입출력간의 토크 비선형성과 자속포화의 문제가 생긴다.

유도전동기 구동 시스템에서 전류 제어기와 속도 제어기의 성능이 전체 시스템의 성능을 좌우하는데, 제어기의 이득은 제어대상과 밀접한 관계를 지니게 되므로, 유도전동기의 전류제어의 경우 제어기의 이득은 전동기 파라미터에 영향을 받게 되고 전동기 파라미터가 잘못 설정되었을 경우에는 성능의 악화를 가져오게 된다. 결과적으로, 유도전동기의 파라미터를 정확하게 추정하지 못한다면 전체 시스템의 성능을 보장할 수가 없다.

일반적으로 유도전동기 파라미터 설정에 관한 연구는 유도전동기 벡터제어에 가장 큰 영향을 미치는 회전자 시정수에 집중되어왔다. 전동기 파라미터 설정 방식은 운전초기에 오프 라인(off-line)으로 필요한 파라미터를 설정하는 방식과 운전 중에 파라미터를 추정하는 온 라인(on-line)방식으로 크게 나눌 수 있다. 오프 라인 방식에는 고정자에 인가하는 전류를 이용하는 방법[1], 자화 인덕턴스의 변동을 고려하는 방법[2], 자기 동조(Auto-tuning)방식[3-5] 등이 있다. 온 라인방식은 유도전동기 파라미터의 운전상태와 온도에 따른 변동 등을 고려할 수 있다는 장점이 있는데, 입출력 전력의 차이를 이용하는 방법[6], 공극전력을 이용하는 방법[7] 등이 연구되었으나 이는 시스템 동특성에 예기치 않은 간섭이 발생할 수 있는 단점이 있다. MRAS(Model Reference Adaptive System) 기법을 이용하는 방법[8-9]과 확장된 칼만 필터(Extended Kalman Filter)를 이용하는 방법[10]은 계산시간이 많으며 구현이 어려운 단점을 가지고 있다.

본 논문은 간접 벡터제어 시스템에서 슬립상수를 실시간 보상하는 유도전동기 벡터제어 시스템을 제안하였다. 제안한

* 正 會 員 : 慶北大學校 電氣工學科 博士課程
** 正 會 員 : 龜尾1大學 電氣科 傳任講士 · 工博
*** 正 會 員 : 聖德大學 情報通信科 傳任講士 · 工博
§ 正 會 員 : 慶北大學校 電子電氣工學部 助敎授 · 工博
§§ 正 會 員 : 慶北大學校 電子電氣工學部 敎授 · 工博
§§§ 正 會 員 : 釜慶大學校 電氣制御計測工學部 助敎授 · 工博
\# 正 會 員 : 蔚山大學校 電氣電子 및 自動化工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 2001年 11月 14日
最終完了 : 2002年 1月 7日

방법은 자화전류 지령에 짧은 폭의 펄스를 인가하여 과도 시에 발생하는 토크성분 전류 지령의 변화를 이용하여 회전자 저항을 실제값으로 보상하는 방법이다. 제안한 알고리즘을 적용하였을 때, 회전자 저항이 완전히 동조되면 주입된 전류는 발생 토크에 영향을 미치지 않고, 기존의 추정기들에 비해 계산량이 훨씬 적으며, 전압 센서가 필요없고, 간접 벡터제어 시스템의 제어 프로그램만을 수정하면 되는 장점을 가진다. 제안한 방법을 적용한 시뮬레이션과 실험을 통해 회전자 시정수의 실시간 보상과 유도전동기의 동특성 개선됨을 확인하였다.

2. 본 론

2.1 유도전동기의 벡터제어

2.1.1 유도전동기의 모델링

동기속도 회전좌표계에서의 농형 유도전동기 전압 방정식을 식(1)~식(4)에 나타내었다.

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + p\underline{\lambda}_s + j\omega_e \underline{\lambda}_s \quad (1)$$

$$0 = R_r \underline{i}_r + p\underline{\lambda}_r + j(\omega_e - \omega_r)\underline{\lambda}_r \quad (2)$$

$$\underline{\lambda}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r \quad (3)$$

$$\underline{\lambda}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s \quad (4)$$

단, p : 미분연산자, ω_e : 동기 각속도,
ω_r : 회전자 각속도

회전자 자속을 동기속도 회전좌표계의 d축과 일치시키는 회전자 자속 기준 제어(Rotor Flux Oriented Control)에서는 $\lambda_{dr} = |\underline{\lambda}_r|$, $\lambda_{qr} = 0$ 이 되고, 이때의 자속, 슬립 각속도, 발생 토크는 다음과 같다.

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m}{1+p\tau_r} i_{ds} \quad (5)$$

$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr} i_{qs} \quad (7)$$

단, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$: 회전자 시정수 , P : 극수

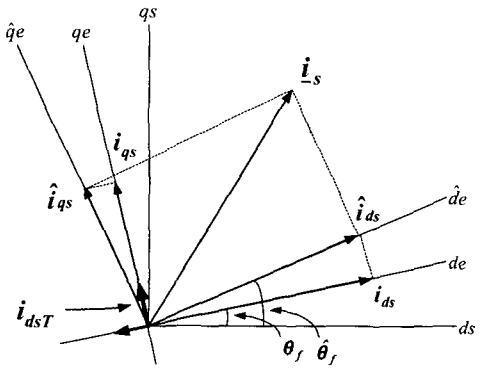
2.1.2 회전자 저항 변동에 따른 영향

간접 벡터제어에서 회전자 자속각 θ_f는 식(8)과 같이 식(6)에 의해 계산된 슬립 각속도(ω_{sl})와 회전자 각속도(ω_r)를 더한 값을 적분하여 계산한다.

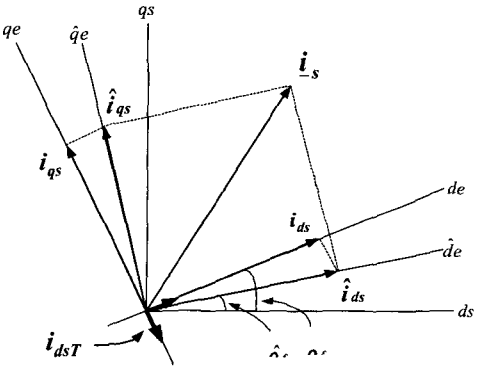
$$\theta_f = \int(\omega_r + \omega_{sl})\,dt \quad (8)$$

이 회전자 자속각 θ_f는 슬립 각속도의 정확도에 의존하는데, 슬립 각속도 계산 시에 사용되는 회전자 시정수의 영향을 크게 받는다. 회전자 인덕턴스 L_r의 변화를 무시하더라도, 전동기 운전 상태와 온도에 따른 회전자 저항 R_r의 변화는 무시할 수 없다. 그림 1은 회전자 추정이 잘못되었을 경우의 자속성분 전류와 토크성분 전류의 상호 간섭을 나타낸 것이다. 그림 1.(a)는 제어기에서 사용되는 회전자 저항값이 실제 회전자 저항값보다 큰 경우를 나타낸 것으로 슬립 각속도가 크게 추정되어 자속각의 추정값이 실제값보다 크게 되며, 그림 1.(b)는 그 반대의 경우로 자속각이 실제값보다 작게 된다.

이와 같이 전동기의 실제 회전자 저항과 제어기에서 사용되는 저항이 서로 다르게 되면, 슬립 각속도가 잘못 추정되고



(a) $\hat{R}_r > R_r$



(b) $\hat{R}_r < R_r$

그림 1. 회전자 저항에 따른 고정자 전류성분의 변화
Fig.1 Variation of stator current component according to rotor resistance

따라서 회전자 자속의 추정값이 실제값과 다르게 되어, 고정자 전류의 자속성분과 토크성분으로 정확하게 분리되지 않기 때문에 토크성분 전류에 의한 발생 토크의 선형제어가 이루어지지 않게 된다.

2.2 회전자 저항 보상 알고리즘

2.2.1 회전자 저항 보상

유도전동기의 간접 벡터제어 시 제어기에서 사용하고 있는 회전자 저항(추정값, $\hat{R}_r$)과 전동기의 실제 회전자 저항(실제값, R_r)이 일치하면 회전자 자속각을 정확하게 추정할 수 있

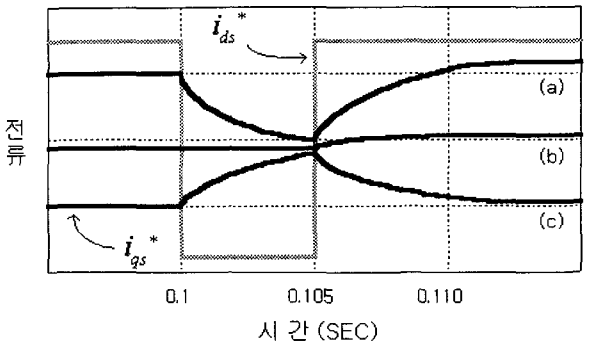


그림 2. 자속성분 전류 지령펄스에 따른 속도제어기 토크성분 전류지령의 변화

(a) $\hat{R}_r < R_r$ (b) $\hat{R}_r = R_r$ (c) $\hat{R}_r > R_r$

Fig. 2 Variation of torque command current by proportional-integral controller according to flux reference current

지만, $\hat{R}_r \neq R_r$인 경우에는 제어기에서 추정한 회전자 자속과 실제 회전자 자속이 일치하지 않는다. 그림 1.(a)에서와 같이, 추정값이 실제값보다 크면 자속성분 전류($\hat{i}_{ds}$)는 발생 토크를 증가시키는 성분(i_{dsT})를 가지므로 토크가 증가하게 되고, 그림 1.(b)는 그 반대로 발생 토크를 감소시키는 성분을 포함하여 토크가 감소한다. 이와 같은 원리로 회전자 저항이 일치하지 않는 경우 자화 전류지령에 짧은 시간동안 변화를 주면 식(5)에서와 같이 1차 지연되어 나타나므로 회전자 자속은 거의 변하지 않지만 전동기 발생 토크에는 변화가 생기게 된다. 발생 토크 변화에 따른 이를 보상하기 위한 토크성분 전류지령(i_{qs}^*)의 변화를 파악하여 회전자 저항을 보상할 수 있다.

그림 2는 자속성분 전류지령에 따른 속도 제어기 토크성분 전류지령의 관계를 나타낸 것이다. 자속성분 전류지령(i_{ds}^*)에 짧은 시간의 펄스를 인가하였을 때, 추정값이 실제값보다 작은 경우, 펄스의 시작 부분에서 토크성분 전류지령이 감소한 후 펄스 끝 부분에서 증가한다. 반면에 추정값이 실제값보다 큰 경우에는 펄스의 시작 부분에서 토크성분 전류지령이 증가하다 끝 부분에서 감소한다. 이와 같은 결과는 속도제어기에서 발생 토크의 변화를 보상하기 위한 토크성분 전류지령(i_{qs}^*)을 만들기 때문이다. 따라서, 이 토크성분 전류지령의 변화를 자속 펄스에 의한 발생 토크의 변화를 파악하는데 이용하고, 토크 변화의 극성으로 추정된 저항값의 실제값에 대한 대소를 판단할 수 있다.

다음은 토크 변화의 극성을 이용한 회전자 저항 추정값을 조정하는 알고리즘이다.

1) 토크성분 전류지령 i_{qs}^* 를 세 부분에서 샘플링한다.

a) 자속 펄스의 시작 부분 ; 0 ms → $i_{qs(a)}^*$

b) 자속 펄스의 끝 부분 ; 5 ms → $i_{qs(b)}^*$

c) 자속 펄스가 끝나고, 한 번의 지속시간 후 ; 10 ms → $i_{qs(c)}^*$

2) $i_{qs(b)}^*$가 $i_{qs(a)}^*$와 $i_{qs(c)}^*$보다 큰 경우

$$\hat{R}_r(k+1) = \hat{R}_r(k) - \Delta\hat{R}_r$$

단, $\hat{R}_r(k+1)$: 다음 추정값,

$\hat{R}_r(k)$: 현재 추정값, $\Delta\hat{R}_r$: 보상값

3) $i_{qs(b)}^*$가 $i_{qs(a)}^*$와 $i_{qs(c)}^*$보다 작은 경우

$$\hat{R}_r(k+1) = \hat{R}_r(k) + \Delta\hat{R}_r$$

4) 이 과정을 100 ms 주기마다 1)부터 반복해서 수행

2.2.2 회전자 저항 보상 알고리즘의 개선

2.2.1절에서 제시한 회전자 저항 보상 알고리즘을 사용하면, 수렴속도가 느리고 일정한 보상값($\Delta\hat{R}_r$)을 사용하기 때문에 정상상태에서 실제값에 수렴하지 못하는 문제점이 있는데, 이를 개선하기 위해서 회전자 저항의 보상값 $\Delta\hat{R}_r$을 세 부분의 샘플링 값들 사이의 차이에 따라 식(9)과 같이 가변시킨다.

$$\Delta\hat{R}_r = \frac{\Delta i_{qs}^*}{\Delta i_{qs\max}^*}\Delta R_{\max} \tag{9}$$

$$\Delta i_{qs}^* = \frac{1}{2}\left[\left(i_{qs(a)}^* - i_{qs(b)}^*\right) + \left(i_{qs(c)}^* - i_{qs(b)}^*\right)\right] \tag{10}$$

$$\hat{R}_r(k+1) = \hat{R}_r(k) + \Delta\hat{R}_r \tag{11}$$

단, $\Delta R_{\max}$: 최대 스텝값,

$\Delta i_{qs\max}^*$: 토크성분 전류지령 최대값

개선된 알고리즘을 적용하면, 실제값과 추정값의 오차에 따라 더욱 수렴속도가 빨라지게 된다.

2.3 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안한 회전자 저항 보상 알고리즘을 갖는 유도전동기 간접 벡터제어 시스템의 타당성을 검증하기 위해 ACSL을 사용하여 디지털 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 3은 시뮬레이션을 위한 유도전동기 간접 벡터제어 시스템 블록도를 나타낸 것이고, 표 1은 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 정격과 파라미터 값을 나타낸 것이다.

그림 4는 자속성분 전류지령에 짧은 폭의 펄스를 인가했을 때 회전자 저항의 추정값이 실제값보다 작은 경우와 큰 경우 각각의 토크성분 전류지령의 과도 특성을 보인 것으로, 그림에서와 같이 작은 경우에는 i_{qs}^*가 감소했다가 다시 증가하는 반면에, 큰 경우에는 증가했다가 감소하는 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 전동기 속도 1000[rpm]에서 회전자 저항이 실제값에 0.5배 또는 1.5배인 경우를 가정하여 회전자 저항을 추정한 결과이다. 보상 알고리즘을 기동 후 1초부터 적용하였으며, 회전자 저항의 실제값으로 추정값이 수렴하였다. 실제값과 추정값이 차이가 큰 초기에는 증가분이 크지만, 실제값에 수렴할수록 증가폭이 작아져 맥동없이 잘 수렴한다.

그림 6은 제어기가 잘못된 회전자 저항값을 가졌을 때 부하를 30%에서 80%로 1초 주기로 가변시킨 경우, 매끄럽지

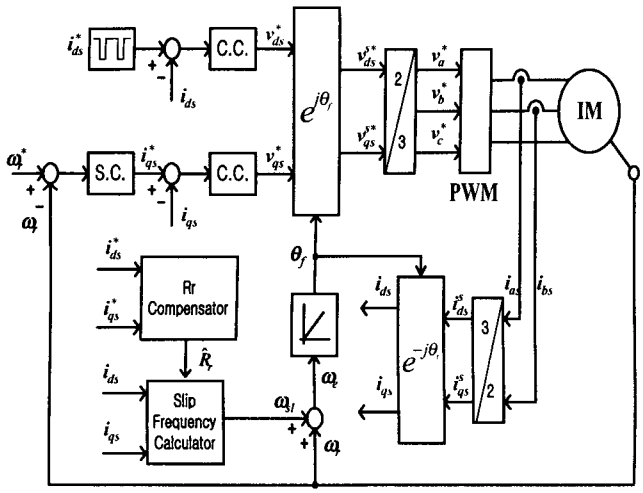
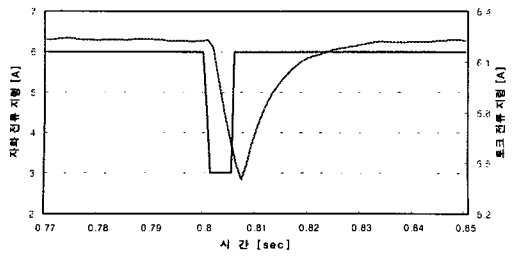


그림 3. 유도전동기 벡터제어 시스템 블록도
Fig. 3. Block diagram of vector control for induction motor

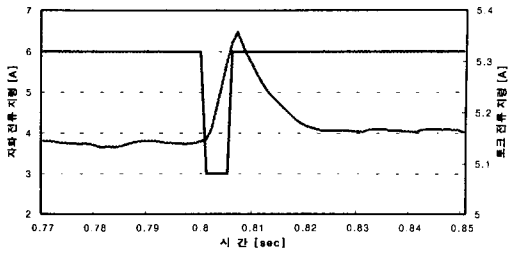
표 1. 유도전동기 정수 및 정격

정격출력	2.2 [kW]	R_r	0.816 [Ω]
정격전압	220 [V]	L_s	71.312 [mH]
정격전류	8.8 [A]	L_r	71.312 [mH]
극 수	4	L_m	69.312 [mH]
R_s	0.435 [Ω]	J	0.089 [kg · m²]

못한 속도와 토크의 과도 응답 특성을 보여준다. 반면에, 그림 7은 제어기가 실제 회전자 저항값을 가졌을때의 경우로 속도와 토크 응답 특성이 양호하다.



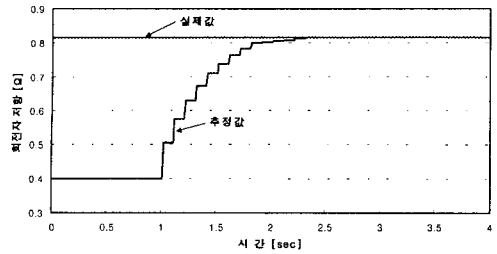
(a) $\widehat{R_r} < R_r$



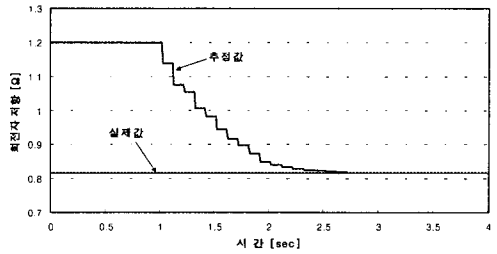
(b) $\widehat{R_r} > R_r$

그림 4. 자속성분 전류지령 변화에 대한 크성분 전류지령의 과도 응답
Fig. 4 Torque command current transient response for change of flux component current command

그림 8은 회전자 저항이 실제값의 1.5배인 경우 전동기 속도를 600[rpm]과 800[rpm]으로 1.5초 간격으로 변화시키면서 2초부터 보상 알고리즘을 적용하였을 때의 속도와 토크 응답을 나타낸다. 회전자 저항의 실제값과 제어기가 사용한 값이 다르면 기준속도를 추종하는데 걸린 시간이 길어지며 토크 맥동이 발생하여 속도와 토크 특성이 나빠진다. 회전자 저항 추정 알고리즘을 적용한 2초부터는 회전자 저항이 실제값에 수렴함에 따라 속도와 토크 특성이 개선되어 속도 추종시간이 짧아지고 토크 맥동이 나타나지 않는다.

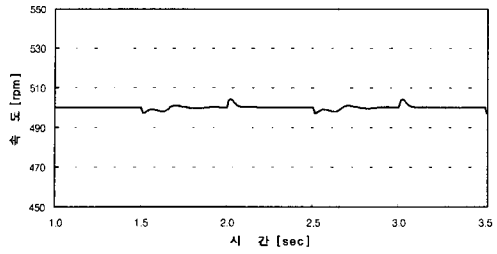


(a) $\widehat{R_r} < R_r$

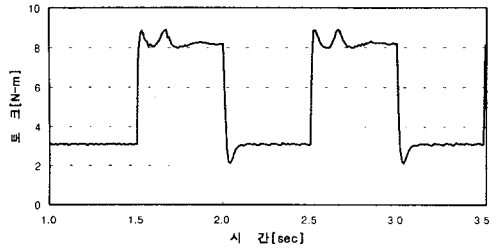


(b) $\widehat{R_r} > R_r$

그림 5. 정상상태시 회전자 저항 추정 특성(1000 [rpm])
Fig. 5 Rotor resistance estimation characteristics at the steady state(1000 [rpm])

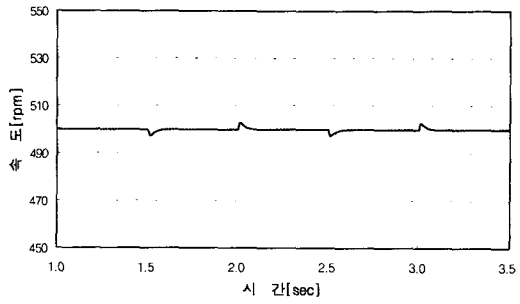


(a) 속 도

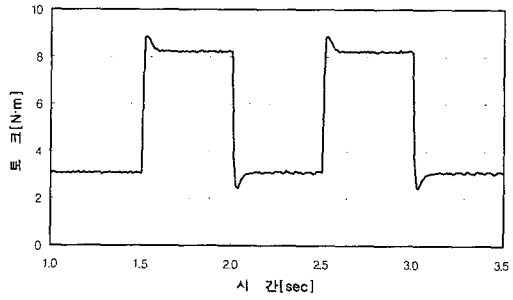


(b) 토 크

그림 6. 부하가변시 속도, 토크 응답 특성 (500[rpm], $\widehat{R_r} \neq R_r$)
Fig. 6 Speed and Torque response characteristics for load variation(500[rpm], $\widehat{R_r} \neq R_r$)



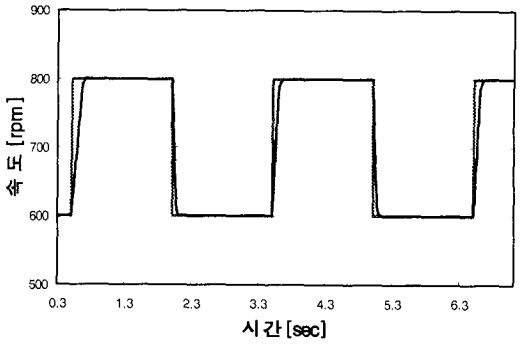
(a) 속 도



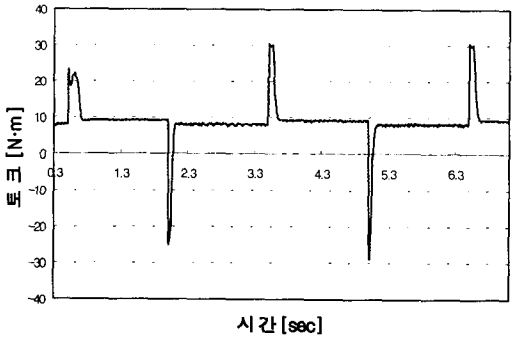
(b) 토 크

그림 7. 부하가변시 속도, 토크 응답 특성
(500[rpm], $\widehat{R_r} = R_r$)

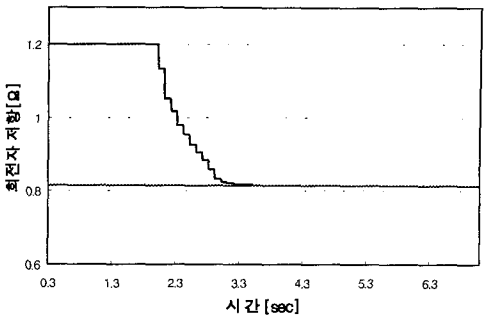
Fig. 7 Speed and Torque response characteristics for load variation(500[rpm], $\widehat{R_r} = R_r$)



(a) 속 도



(b) 토 크



(c) 회전자 저항

그림 8. 전동기 속도의 스텝 변화시 회전자 저항 추정 특성
(600 ↔ 800[rpm], 1.5 × R_r)

Fig. 8 Rotor resistance identification characteristics under step changeof motor speed (600 ↔ 800[rpm], 1.5 × R_r)

2.4 실험 결과

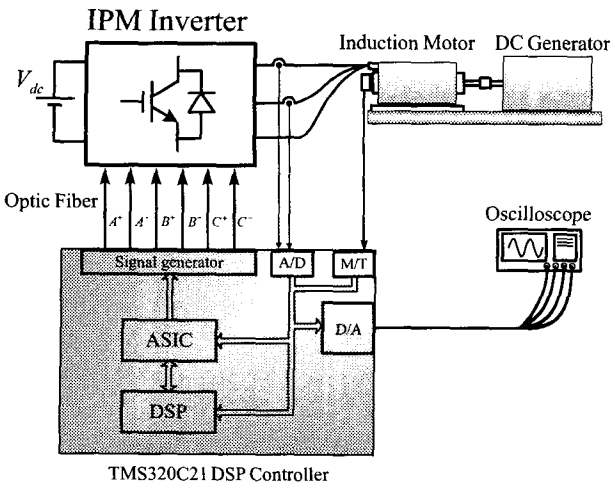


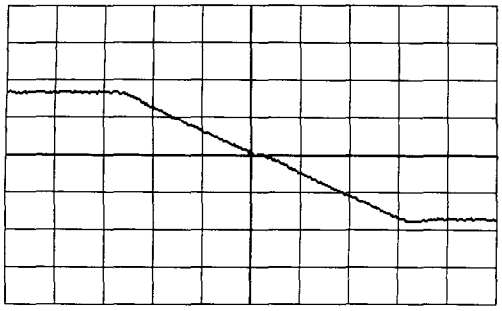
그림 9. 실험 장치의 전체 구성도

Fig. 9 Schematic of the system

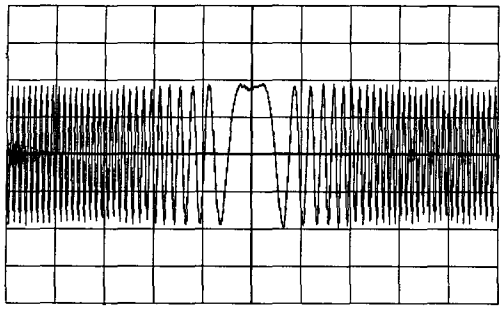
시뮬레이션을 통해 검증한 회전자 저항 보상 기법을 적용하여 3 hp 유도전동기를 이용하여 실험을 수행하였는데, 그림 9는 실험 장치의 전체 구성도를 나타내고 있다.

유도전동기의 간접 벡터제어를 수행하였을 때의 파형을 그림 10에 보였다. 정·역 운전을 수행하여 벡터제어가 원활하게 수행되고 있음을 볼 수 있다. 추정한 회전자 저항이 실제 회전자 저항과 일치하지 않을 때와 일치할 때의 속도 제어 특성을 보기 위해 그림 11과 12에서는 실제 저항값보다 큰 저항값과 같은 저항값으로 속도를 600 rpm과 1000 rpm으로 가변하며 토크 특성을 관찰하였다. 회전자 저항이 일치하지 않은 경우 과도 시에 토크 맥동이 발생함을 볼 수 있다.

그림 13은 펄스 자속성분 전류지령에 의해 토크성분 전류지령이 그림 2와 비슷한 양상으로 나타나며 본 연구의 제안 내용이 타당함을 보여준다.



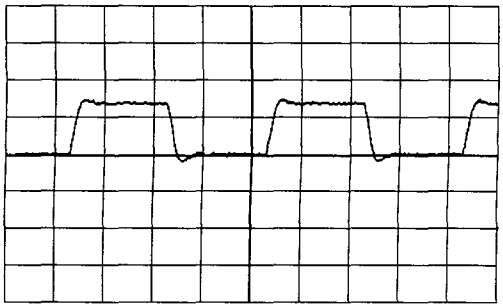
(a) 속도 (600rpm/div., 0.5s/div.)



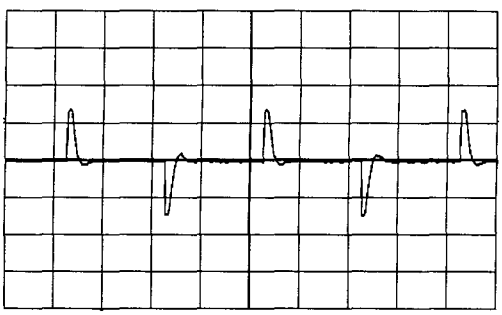
(b) 상전류 (2A/div., 0.5s/div.)

그림 10. 정 · 역 운전 특성

Fig. 10 Characteristics of Forward/Backward Operation
(a) Speed, (b) Phase Current



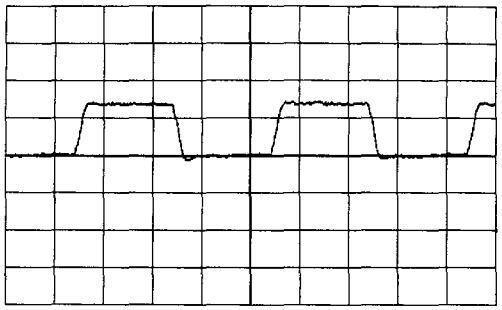
(a) 속도(300rpm/div., 1s/div.)



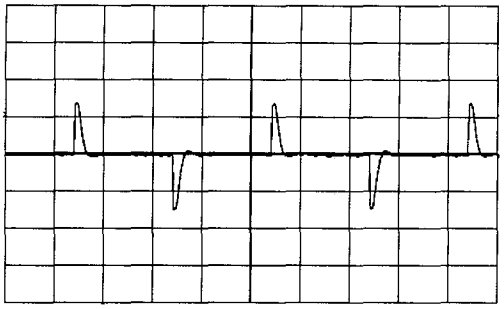
(b) 토크성분 전류지령(10A/div., 1s/div.)

그림 11. $\widehat{R_r} > R_r$인 경우의 속도 제어 특성

Fig. 11 Characteristics of Speed Control for $\widehat{R_r} > R_r$
(a) Speed, (b) Torque Component Current Command



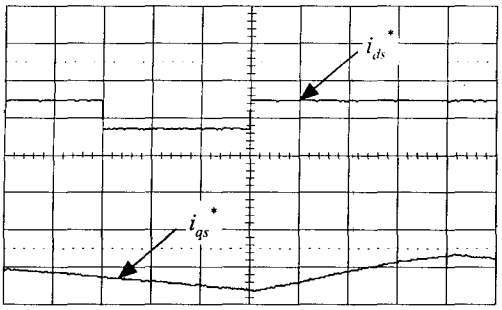
(a) 속도(300rpm/div., 1s/div.)



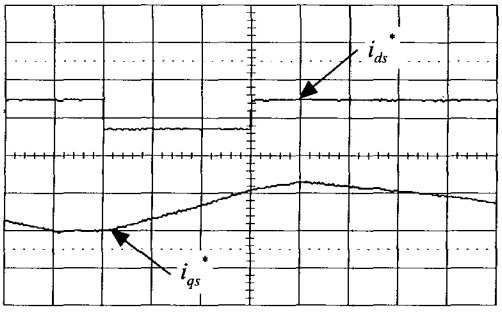
(b) 토크성분 전류지령(10A/div., 1s/div.)

그림 12. $\widehat{R_r} = R_r$인 경우 속도 제어 특성

Fig. 12 Characteristics of Speed Control for $\widehat{R_r} = R_r$
(a) Speed, (b) Torque Component Current Command



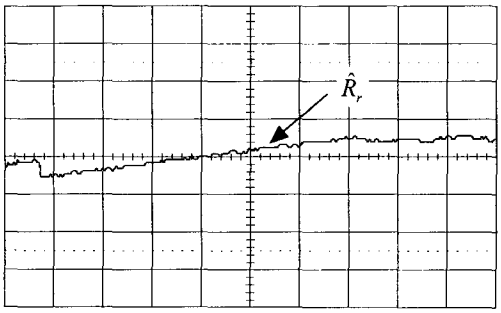
(a) $\widehat{R_r} < R_r$



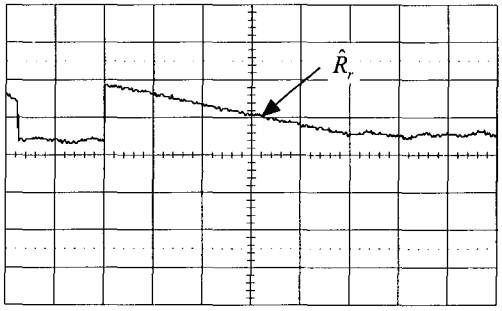
(b) $\widehat{R_r} > R_r$

그림 13. 자속성분 전류지령 변화에 대한 토크전류 지령의 과도 응답(0.5A/div., 5ms/div.)

Fig. 13 Torque command current transient response for change of flux component current command



(a) $\hat{R}_r < R_r$



(b) $\hat{R}_r > R_r$

그림 14. 정상상태시 회전자 저항 추정 특성
(1000 [rpm],1Ω/div., 0.5s/div.)

Fig. 14 Rotor resistance identification characteristics at the steady state(1000 [rpm])

그림 14는 회전자 저항이 실제값의 0.5배, 1.5배인 경우 회전자 저항값이 실제값을 추종하는 것을 보여주고 있다. 시제 저항값에 추종하는 시간이 약 3초 정도로 시뮬레이션에서보다는 추종시간이 다소 길게 나왔다.

3. 결 론

본 논문에서는 유도전동기의 간접 벡터제어에서 회전자 저항의 변화가 시스템의 특성에 미치는 영향을 해석하고, 온도 변화에 따른 회전자 저항의 변화를 실시간으로 추정하여 보상하는 제어 알고리즘을 제시하였다.

간접 벡터제어에서 회전자 저항의 변동은 자속 추정에 영향을 미치며 전압과 전류를 이용해 자속을 추정하는 경우 회전자 저항의 변동으로 회전자 자속의 크기와 위상이 변한다. 이로인해 회전자 자속에는 오차가 수반되고 오차가 수반된 자속을 벡터제어에 사용함으로써 유도전동기 구동시스템의 특성 저하, 특히 원하는 토크를 발생시키지 못하게 된다. 그러므로 회전자 자속의 추정에는 회전자 저항의 변동에 따른 보상이 수반되어야 한다.

제안하는 알고리즘은 기존 시스템에 별도의 하드웨어를 추가하지 않고 소프트웨어의 조작만으로 회전자 시정수를 실시간 보상하고자 한다. 사용된 회전자 시정수 보상 알고리즘은 제어기의 자화전류지령에 짧은 폭의 펄스를 인가하고 과도시에 발생하는 토크성분 전류지령의 변화를 이용, 회전자 저항을 실제값으로 보상하는 알고리즘이다. 알고리즘 적용시 회전자 저항을 정확하게 추정할 수 있었으며 주입된 전류는 발생 토크에 영향을 미치지 않고, 기존의 추정기들에 비해 훨씬 적은 계산량을 가지며, 전압센서가 필요없는 장점이 있다.

따라서, 회전자 저항의 변화로 인한 간접 벡터제어 시스템에서의 고주파 토크맥동과 속도 추종 특성 저하를 개선하였으며, 전동기의 장시간 운전으로 인한 회전자 저항 변화 뿐만 아니라, 제어기가 사용하는 전동기 정수의 초기 설정이 잘못된 경우라도 실제 회전자 저항값으로 보상이 가능하다. 그리고, 본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초 전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었습니다.

참 고 문 헌

[1] C. Wang, D.W. Novotny, and T.A. Lipo, "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field Oriented Drives," IEEE-IAS Transactions Vol. IA-21, pp.624-632, May/June, 1985.

[2] S.-K. Sul, "A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance," IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp.184-188, 1987.

[3] M. Summer and G.M. Asher, "Autocommissioning for voltage-referenced voltage-fed vector-controlled induction motor dirves," IEE Proceedings-B, vol. 140, No. 3, May 1993.

[4] A. Gastli, "Identification of Induction Motor Equivalent Circuit parameters Using the single phase test," Trans. IEEE Energy Conversion, vol.14, No.1, pp.51-56, March 1999.

[5] Yin-Neng Lin and Chern-Lin Chen, "Automatic IM Parameter Measurement under Sensorless Field-Oriented Control," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.46, No.1, pp.111-118, FEBRUARY 1999.

[6] Dal Y. Ohm, Yuri Khersonsky, and James R. Kimsey, "Rotor Time Constant Adaptation Method For Induction Motors Using DC Link Power Measurement," IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp.583-593, 1989.

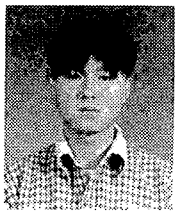
[7] D. Dalal and R. Krishnan, "Parameter Compensation of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Using Estimated Airgap Power," IEEE IAS. Annu. Meet. Conf. Rec.,pp.170-176, 1990.

[8] F.J. Lin, H.P. Chen, and H.M. Su, "Induction Motor Servo Drive with Adaptive Rotor Time Constant Estimation," IEEE-AES, vol.34, No.1, pp.224-234, Jan. 1998.

[9] T.M. Rowan, R.J. Kerman, and D. Leggate, "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine," IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp.579-587, 1989.

[10] L. Loron, G. Laliberte, "Application of the Extended Kalman Filter to Parameters Estimation of Induction Motors," Conf. Rec. EPE'93, pp.85-90, 1993.
[11] 이치환, "유도전동기 회전자 시정수의 실시간 추정," 대한전기학회 논문지, 제47권 제4호, pp.474-477, 1998.
[12] 김장목, 송종환, 설승기, "약계자 영역에서 전동기 상수 변동에 둔감한 SPMSM의 새로운 약계자 제어기" 대한전기학회 논문지, 제48권 제5호, B, pp.264-268, 1999.

저 자 소 개



이 경 주(李 敬 柱)

1975년 8월 7일생. 1998년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사 과정.
E-mail : leekj@palgong.knu.ac.kr

이 득 기(李 得 者)

1967년 8월 15일생. 1991년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년~1996년 LG산전(주) 빌딩시스템연구소 주임연구원. 2000년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 구미1대학 전기과 전임강사.
E-mail : leedk@kumi.ac.kr

정 종 진(鄭 鍾 鎭)

1966년 6월 1일생. 1992년 경북대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 성덕대학 정보통신과 전임강사.
E-mail : jjj@lion.sd-c.ac.kr

최 종 우(崔 鐘 宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 경북대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 경북대학교 전자전기공학부 조교수.
E-mail : jwchoi@ee.knu.ac.kr

김 흥 근(金 興 根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 당 학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 총무이사.
E-mail : kimhg@knu.ac.kr

노 의 철(魯 義 哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 1995년~현재 부경대학교 공대 전기제어계측공학부 조교수.
E-mail : nhoec@pknu.ac.kr

전 태 원(全 泰 園)

1959년 1월 30일 생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 울산대 전기전자 및 자동화공학부 교수.
E-mail : twchun@uou.ulsan.ac.kr