

약계자 영역에서 유도전동기 인덕턴스의 새로운 온라인 동조방법

金夏容, 申明昊, 玄東石

New On-line Tuning Scheme of Inductances for Induction Motors in Field Weakening Region

Ha-Yong Kim, Myoung-Ho Shin, Dong-Soek Hyun

요 약

본 논문에서는 유도 전동기의 회전자 자속 기준 벡터 제어시 약계자 영역에서의 성능 향상을 위한 유도 전동기 인덕턴스 성분들의 변동에 대한 새로운 온라인 추정 방법을 제시한다. 역기전력을 적분하여 얻는 고정자 자속과 고정자 전류를 이용하여 고정자 과도 인덕턴스와 고정자 자기 인덕턴스를 추정하며, 추정된 고정자 자기 인덕턴스 값에서 자화 인덕턴스를 추정하고, 추정된 고정자 과도 인덕턴스 값에서 회전자 누설 인덕턴스를 추정한다. 온라인 동조를 위해 비례 적분 제어기를 사용한다. 제안한 방법으로 시뮬레이션과 실험을 수행하여 제안한 방법의 효과와 타당성을 증명한다.

ABSTRACT

New estimation and tuning schemes of inductance variations for rotor flux oriented(RFO) control of induction motor in field weakening region are presented. Stator transient inductance and stator self inductance are estimated. From estimated stator self inductance, magnetizing inductance is estimated and from estimated stator transient inductance, rotor leakage inductance is estimated. Simulation and experimental results prove the effectiveness of the proposed scheme in constant torque and field weakening region.

Key Words: Induction motor, Vector control, Field weakening, On-line tuning

1. 서 론

유도전동기의 회전자 자속 기준 벡터 제어는 토크 성분전류와 자속성분 전류가 자연스럽게 나누어지므로 제어 알고리즘이 단순하며 폭 넓게 사용되는 방법이다. 그러나 전동기의 파라미터 변동에 민감한 단점이 있으며 특히 자속의 동특성을 고려해야 하는 약계자 영역에서는 파라미터 변동에 의한 영향이 커진다. 파라미터들은 온도, 입력되는 교류 전류 및 전압의 주파수에 의한 표피 효과 그리고 자기 포화에 의한 자기적 비선형성에 의해 변동되는데, 회전자 자속 기준 벡터 제어시 제어 알고리즘에 따라 벡터 제어 성능에 주요한 영향을 미치는 파라미터가 달라지게 되므로 선택된 제어 방법에 따

라 변동을 고려해야 할 파라미터가 정해지게 된다. 약계자 영역 이상의 고속 영역에서는 추정된 회전자 자속을 이용하는 직접 벡터 제어가 많이 사용되는데 이것은 T_r , L_m 변동에 대해 강인하기 때문이다. 이 경우 벡터제어의 성능은 자속추정에 의해 결정되는데 역기전력을 이용하여 추정하는 전압모델 방법이나 전압모델을 바탕으로 전류모델을 혼합한 추정법이 우수한 것으로 알려져 있다.⁽¹⁻²⁾

약계자 영역 이상의 고속 영역에서 전압모델을 바탕으로 자속 추정하는 경우에는 주로 L_{lr} 과 L_σ 에 영향을 받는다. 또한 속도가 높아질수록 L_{lr} 와 L_σ 의 변동에 의한 추정자속의 오차는 벡터제어에 영향을 크게 미친다.⁽³⁾

본 논문에서는 고정자 자속과 고정자 전류를 이용하여 실제

운전 상태에서 동일한 조건으로 Llr와 L_σ 그리고 Lm을 추정하는 방법을 새롭게 제안하며 시뮬레이션과 실험으로 그 효과와 타당성을 증명한다.

2. 새로운 인덕턴스 추정 방법

2.1 유도전동기의 자속 추정

고정자 자속은 역기전력의 적분으로 다음과 같이 구한다.

$$\lambda_s^* = \int (v_s^* - R_s i_s^*) dt \quad (1)$$

순수 적분은 드리프트 및 포화의 문제가 있으므로 적분기에 고역 통과 필터를 결합한 형태로 대체하여 사용한다. 이러한 필터의 사용으로 생기는 위상과 크기의 오차는 식 (2)과 같이 보상하며^[4], 회전자 자속은 식 (3)과 같이 구한다.

$$\hat{\lambda}_s^* = \frac{1}{(s+a)} (v_s^* - R_s i_s^*) \frac{\sqrt{\omega_e^2 + a^2}}{\omega_e} e^{-j\Phi} \quad (2)$$

$$\Phi = 90^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_e}{a} \right)$$

$$\hat{\lambda}_r^* = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_s^* - L_\sigma i_s^*) \quad (3)$$

회전자 자속 추정의 오차는 주로 Llr와 L_σ 의 변동에 의해 나타난다. 약계자 영역에서는 Lm이 크게 변동하는데 Lm이 변동하더라도 Lr의 대부분이 Lm이므로 Lr/Lm 항은 거의 변화되지 않기 때문에 Lm변동에 의한 자속 추정 오차는 무시할만하다.

2.2 인덕턴스의 추정 및 동조 방법

동기 좌표계에서 자속 성분들은 다음과 같다.

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (4)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (5)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \quad (6)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \quad (7)$$

회전자자속 기준벡터제어가 수행되면 $\lambda_{qr}^e = 0$ 이 되며, 자속이 일정하게 유지되면 $\lambda_{dr}^e = 0$ 이 성립한다. 그러므로 식(4)와 식(5)는 식(8),(9)와 같이 정리되며, 식(3),(9),(10)을 통해, 변동을 고려한 L_σ 과 L_s 는 식(10),(11)과 같이 구해진다.

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e \quad (8)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_\sigma i_{ds}^e \quad (9)$$

$$\hat{L}_s = \frac{\hat{\lambda}_{ds}^e}{i_{ds}^e} \quad (10)$$

$$\hat{L}_\sigma = \frac{\hat{\lambda}_{qs}^e}{i_{qs}^e} \quad (11)$$

Lls(고정자 누설인덕턴스)는 매우 낮은 범위의 자화 전류 (또는 자속수준)를 갖는 운전영역을 제외하면 거의 변동하지 않는 것으로 알려져 있다. 이것은 고정자 누설자속의 자로가 개구 슬롯으로 인하여 공기층을 포함하기 때문이다. 그러므로 Lls는 매우 낮은 자화 전류를 갖는 영역을 제외하고는 상수값으로 볼 수 있다.^[5] 따라서 식 (10)에 의해 나타나는 L_s 의 변동은 Lm의 변동을 나타내며, Lm은 식 (13)에 의해서 추정된다.

$$\Delta L_s = \Delta L_m + \Delta L_{ls} \approx \Delta L_m \quad (12)$$

$$\hat{L}_m = \hat{L}_s - L_{ls} \quad (13)$$

그림 1은 Lm과 Llr의 변동에 따른 L_σ 의 변동을 나타낸다.

L_σ 은 Lm의 변동에 대해서는 거의 변하지 않는데 Lm이 50% 변동하는 경우 L_σ 는 3% 이하로 변동함을 보여준다. 실제의 유도 전동기는 포화점 이하에서 사용되는데 이 경우 Lm은 운전 조건에 따라 무부하 시험과 구속 시험을 통해 얻은 값에 대략30% 이내로 변동하기 때문에 Lm의 변동에 따른 L_σ 의 변동은 무시할 수 있다. 그러나 L_σ 는 Llr의 변동에 비례한다. 앞서서도 언급한 것처럼 Lls는 상수로 볼 수 있기 때문에, Llr은 식 (15)와 같이 Lm, Lls, L_σ 로 표현되며 추정된 다른 인덕턴스 값을 통하여 추정된다.

$$L_\sigma = (L_m + L_{ls}) - \frac{L_m^2}{(L_m + L_{ls})} \quad (14)$$

$$\hat{L}_{ls} = \frac{\hat{L}_m^2}{(\hat{L}_s - \hat{L}_\sigma)} - \hat{L}_m \quad (15)$$

위에서 제시한 추정식을 직접적으로 이용하는 경우, 측정된 전류에 포함된 잡음이나 전류 지령이 급격히 변동하는 구간에서의 진동등에 의해 안정성에 문제가 있다. 그래서 비례적분 제어기 형태의 온라인 동조 알고리즘을 사용했다.

추정된 L_s 는 L_{s_con} 과 비교되며, 발생한 오차는 비례적분 제어기를 통해 출력되며, 출력된 값은 제어기의 Lm_con에 더해져서 새로운 \hat{L}_m 을 만들고 이것이 Lm_con이 되고 동시에 새로운 L_{s_con} 을 만들어서 제어에 사용한다. L_σ 는 L_{σ_con} 과 비교되며, L_σ 의 변동은 Llr의 변동에 비례하므로, Llr을 Lm의 동정과 같은 원리로 동정하였는데, 안정성 문제 때문에 L_σ 를 동정하지 않고 Llr을 동정하였다. 그림 2는 온라인 동조 알고리즘의 블록도이며, 음영 처리된 부분은 자속이 일정할 때만 수행되는 부분이다. 또한 식 (11)에서 보는 바와 같이 무부하시에는 i_{qs}^e 가 거의 0이 되기 때문에 무부하 조건에서는 그림 2의 동조를 하지 못한다.

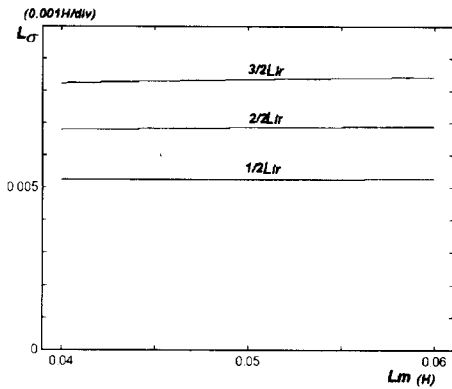


그림 1 L_m 과 L_r 의 변동에 따른 L_σ
 Fig. 1 Variation of L_σ according to L_m and L_r

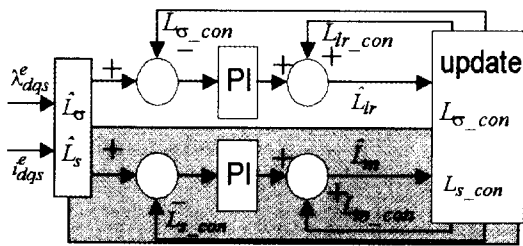


그림 2 인덕턴스의 온라인 동조를 위한 블록선도
 Fig. 2 Block diagram of on-line tuning of inductance

2.3 제안한 방법을 포함한 벡터제어

그림 3은 제어흐름을 나타내는 순서도이다. 먼저 유도 전동기의 T_r , L_m , R_s 등을 정확히 설정하여 간접벡터제어를 수행한다. 그 후 제안한 방법으로 모든 인덕턴스 성분들을 추정한다. 추정된 인덕턴스 성분들을 사용하여 전압 모델로 회전자 자속을 추정하고 약계자 영역 이전에 간접벡터제어에서 직접

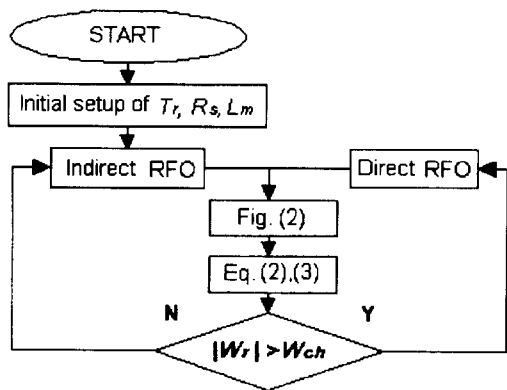


그림 3 제안한 온라인 동조법을 포함한 전체 제어 순서도
 Fig. 3 Flowchart of proposed on-line tuning scheme

벡터제어로 전환한다. 간접벡터제어에서 직접벡터로의 전환은 R_r 의 변동에 강한 제어를 구현하기 위함이다. Wch 는 간접벡터제어에서 직접벡터제어로 전환되는 전동기의 속도를 나타낸다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안한 방법을 검증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션과 실험이 수행되었다. 사용된 유도 전동기의 상수는 표 1과 같다.

표 1 유도 전동기의 파라미터
 Table 1 Parameters of induction motor

농형 유도 전동기 (3.7 kw)			
R_s [ohm]	1.26	L_σ [H]	0.0047
R_r [ohm]	0.27	L_{lr} [H]	0.0051
L_m [H]	0.05	Pole	4

3.1 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 MATLAB/SIMULINK로 수행되었다. 일정 토크 영역과 약계자 영역으로 나누어 제어기의 L_{lr} 과 L_σ 가 실제 전동기와 다른 경우 발생하는 시스템의 성능 저하와 제안한 방법에 의한 성능 향상을 살펴본다.

그림 4는 일정 토크 영역에서 제안한 방법에 의한 인덕턴스 성분들의 온라인 동조와 성능 향상을 나타낸다. 제어기는 실제의 L_{lr} 과 L_σ 값의 1.5배를 가지고 있는 것으로 하였고, 속도는 900rpm이며 7Nm의 부하 조건이다. 그림 4(a)는 제어기에서 사용되는 L_{σ_con} 이 제안한 방법에 의해 온라인 동조된 이후 실제 값에 잘 추종됨을 보여준다. 그림 4(b)는 온라인 동조 이후 부하에 대한 토크 지령이 잘 추종되는 것을 나타

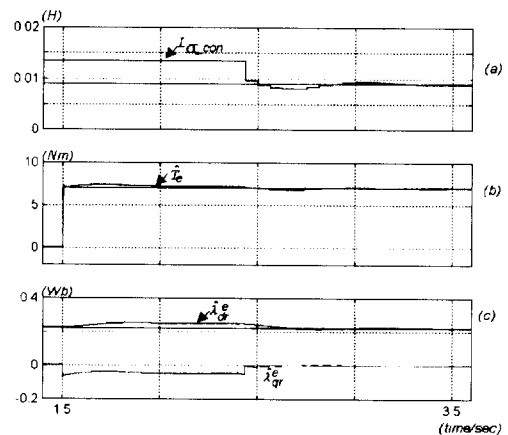


그림 4 일정 토크 영역에서의 온라인 동조
 Fig. 4 On-line tuning in constant torque region

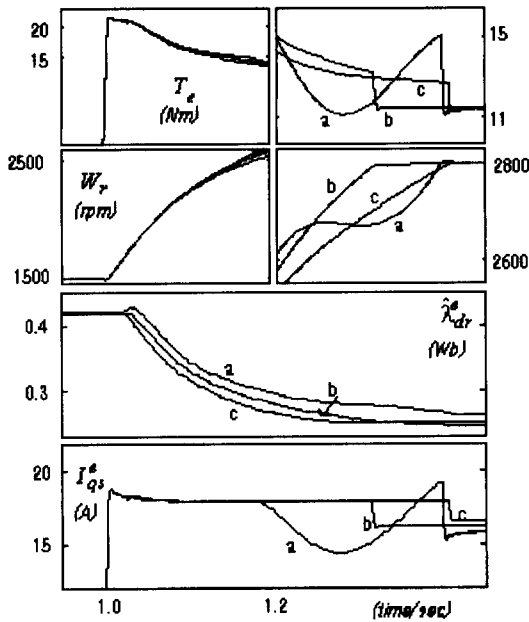


그림 5 $1/\omega$ 약계자 제어시 인덕턴스 변동에 의한 영향
Fig. 5 RFO with flux weakening by $1/\omega$

낸다. 그림 4(c)는 온라인 동조이후 자속이 지령치에 잘 추종되어 수렴함을 보여주고, 이에 따라 벡터 제어가 잘 수행됨을 보여준다. 즉 그림 4는 제한한 인덕턴스 추정 방법이 일정 토오크 영역에서 타당함을 나타낸다.

그림 5와 그림 6은 약계자 영역에서 제어기의 L_{lr} 과 L_g 이 실제값과 일치하지 않는 경우, 시스템의 성능에 미치는 현상과 전동기의 L_{lr} 과 L_g 를 온라인 동조하여 제어기의 값들이 실제값과 일치하는 경우의 성능을 보여준다.

그림 5는 자속 지령을 속도에 반비례시키는 약계자 제어 방법에 의한 결과이며, 그림 6은 최대 토오크 출력 제어법에 의한 약계자 제어 방법의 결과이다.⁶⁾ 각각 결과의 a는 실제 L_{lr} 의 150%의 값을 제어기가 갖는 경우이고 b는 100%, c는 50%의 값을 갖는 경우이다.

그림 5는 11.3Nm의 부하 토오크가 인가되어있고 속도 지령이 1500rpm에서 2800rpm으로 변경된 경우이다. a의 경우는 b의 경우보다 자속수준이 높아서 과도한 역기전력이 유지된다. 이 역기전력으로 인해 전류제어에 필요한 전압 여유분이 부족하게 되어서 Q축 전류제어가 잘 이루어지지 않는 결과를 초래한다. c의 경우에는 자속수준이 b의 경우보다 너무 낮으며 이로 인해 최대 출력 토오크의 감소를 초래한다. L_{lr} 과 L_g 의 온라인 동조를 통해 실제 값을 제어기가 추종하여 사용하는 경우에는 토오크 출력과 전류제어 면에서 원활하게 됨을 보여준다.

그림 6은 참고 문헌⁶⁾에서 제안된 약계자 영역에서의 최대 토오크 출력제어에 의한 결과이다. 이 제어법에서 W_{base} (약

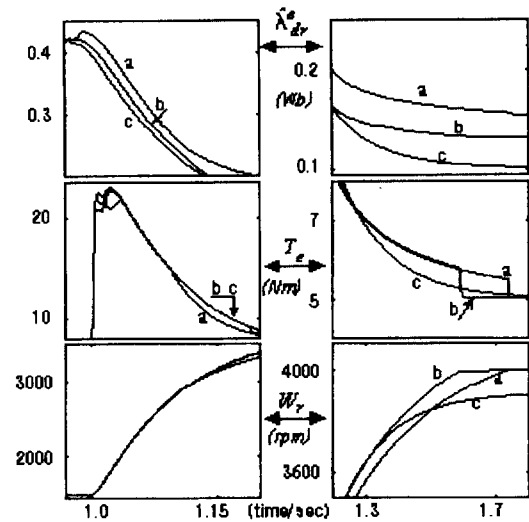


그림 6 약계자 영역에서의 최대 토오크 제어시 인덕턴스 변동의 영향
Fig. 6 Maximum torque control strategy in field weakening region

계자 영역 I 로의 천이 기준속도)와 $W1$ (약계자 영역 II 로의 천이 기준속도)는 L_{lr} 과 L_g 의 함수로 결정되고 각각 약계자 영역에서의 전류 지령들도 L_{lr} 과 L_g 의 함수로 결정된다. 그러므로 약계자 영역에서 이러한 제어법으로 최대 토오크 출력을 위한 제어를 수행하는 경우 L_{lr} 과 L_g 의 변동이 반드시 고려되어야 한다.

결과에서도 보는 바와 같이 가장 바람직한 것은 전동기의 파라미터와 제어기의 파라미터가 일치하는 b의 경우이다. a에 해당되는 W_{base} 와 $W1$ 의 경우는 b의 경우보다 작아서 더 낮은 속도에서 약계자 제어에 들어가고, c에 해당되는 W_{base} 와 $W1$ 의 경우에는 b의 경우보다 커서 적절한 속도보다 높은 속도에서 약계자 제어를 시작하게 된다. 그러므로 b의 조건을 기준으로 할 때 W_{base} 와 $W1$ 사이의 속도 범위에서는 b와 c는 각각의 조건에서 약계자 영역 I에 해당되며 토오크 출력 또한 비슷함을 보게 된다. 그러나 b를 기준으로 한 $W1$ 을 넘어서는 속도 범위에서는 a와 b가 각각의 조건에서 약계자 영역 II에 해당되어 비슷한 토오크 출력을 하게 된다. 따라서 제어기의 L_{lr} 과 L_g 가 실제 전동기 보다 큰 경우에는 약계자 영역 I에서 시스템의 성능 저하가 현저하며, 제어기의 L_{lr} 과 L_g 가 실제 전동기 보다 작은 경우에는 약계자 영역 II에서 시스템의 성능 저하가 현저하다.

3.2 실험 결과

그림 7은 실험을 위한 시스템의 구성을 보여준다. DC link 전압은 330V이며, 인버터에는 1200V, 400A 정격의 IGBT가 이용되었다. CPU는 TMS320C31을 사용하였으며, 다이 나모미터로 부하 토오크를 인가하였다.

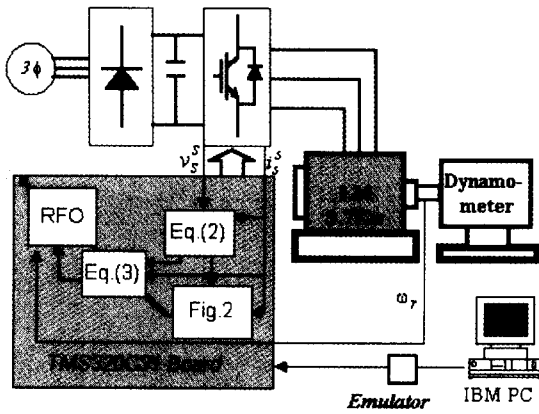


그림 7 실험에 사용된 전체 시스템의 구성도
Fig. 7 Overall system for experiments

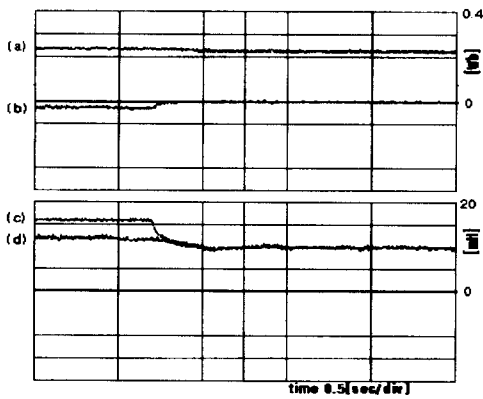


그림 8 일정 토크 영역에서 제안한 방법에 의한 온라인 동조
Fig. 8 On-line tuning in constant torque region
(a) λ_{dr}^c (b) λ_{qr}^c (c) $L_{\sigma-con}$ (d) \hat{L}_{σ}

전류제어주기는 125 μ s이며, 속도제어주기와 자속제어주기는 1.25ms이고, 제안한 방법의 온라인 동조주기도 1.25ms로 하였다. 실험에 사용된 유도전동기는 표 1의 상수를 갖고 고정자 개구슬롯과 폐 회전자 도체(Closed Rotor Bar)의 구조를 갖는다.

그림 8은 900rpm의 속도와 5Nm의 부하, 그리고 제어기의 L_{lr-con} 과 $L_{\sigma-con}$ 이 실제 전동기의 150%에 해당되는 값으로 초기화 되어있는 경우 제안한 방법으로 온라인 동조한 실험결과이다. 그림 4의 시뮬레이션 결과처럼 추정된 L_{σ} 에 $L_{\sigma-con}$ 가 잘 추종되며, λ_{dr}^c 역시 지령치에 잘 수렴하고, λ_{qr}^c 이 0에 수렴되는 것을 통해 제안한 인덕턴스 추정 방법이 일정 토크 영역에서 타당함을 보여준다.

그림 9는 약계자 영역에서 제안한 방법에 의한 실험으로 Wbase를 1600rpm으로 하고, 부하토크가 11.3Nm이고, 속

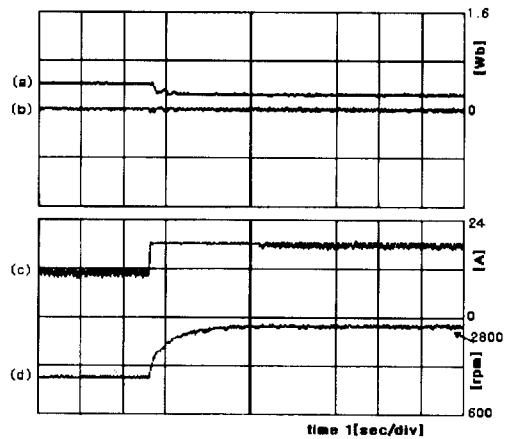


그림 9 $1/\omega_r$ 약계자 제어에서 제안한 방법을 적용한 경우
Fig. 9 On-line tuning in field weakening region by $1/\omega_r$
(a) λ_{dr}^c (b) λ_{qr}^c (c) i_{qs}^c (d) ω_r [600rpm/div]

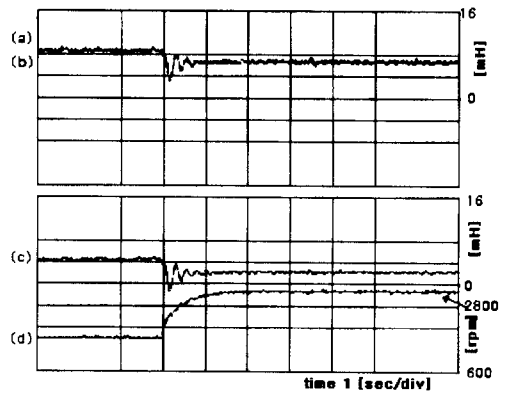


그림 10 인덕턴스 변동과 온라인 동조
Fig. 10 inductance variations and on-line tuning
(a) $L_{\sigma-con}$ (b) \hat{L}_{σ} (c) \hat{L}_{lr} (d) ω_r [600rpm/div]

도지령을 1500rpm에서 2800rpm으로 변경한 경우이다. 자속 지령은 기준속도 이후에 속도에 반비례하도록 하였으며, 부하 토크 11.3Nm는 2800rpm에서의 최대 토크이다. 자속은 전압모달에 의해 추정된 값들이며, 제어는 직접벡터제어로 수행되었지만 추정된 값들의 객관적인 정확성을 위해 간접벡터 제어방법으로 얻은 자속각으로 축변환을 해서 관찰하였다. Rr 이 짧은 운전 시간동안에 변화되지 않는다는 가정하에서 간접 벡터 제어의 자속각은 정확하다고 할 수 있다. λ_{qr}^c 이 0근처에서 거의 유지되는 것을 통해 제안한 추정 방법이 L_{lr} 과 L_{σ} 의 변동을 우수하게 동조하며, 속도가 증가하면서 추정된 자속이 약간 진동적이었지만 벡터제어가 잘 수행하도록 함을 볼 수 있다.

그림 10은 그림 9의 실험과 같은 조건에서 L_{lr} 과 L_{σ} 의 변동과 그 추정 결과를 나타낸다. 제어기의 $L_{\sigma-con}$ 이 추정된 L_{σ} 에

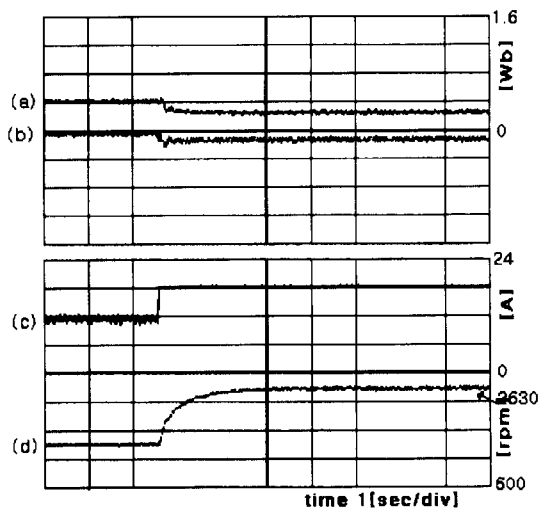


그림 11 그림 9와 동일 조건에서 온라인 동조를 하지 않은 경우 인덕턴스 오차에 의한 영향

Fig. 11 Detuned effect in field weakening region at the same condition of Fig. 9
(a) λ_{dr}^e (b) λ_{qr}^e (c) $|\lambda|$ (d) ω , [600rpm/div]

잘 동조됨을 나타내며, 속도가 지령치를 따라 변동 할 때 L_{lr} 과 L_q 는 각각 2 mH 만큼 감소함을 나타낸다.

그림 11은 그림 9와 같은 조건에서 제안한 방법을 사용하지 않고 무부하 시험과 구속시험으로 얻은 값들을 그대로 사용한 경우의 실험 결과이다. 속도는 2630rpm에서 더 이상 증가하지 않는데, 이것은 출력 토오크가 제안한 방법을 사용하는 경우에 비해 감소했기 때문이다. 벡터제어 성능도 감소하여 λ_{qr}^e 가 0에서부터 음의 방향으로 다소 편이함을 볼 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 운전 조건에 따라 빠르게 변화되는 유도 전동기의 인덕턴스 성분들을, 고정자 자속과 전류를 이용하여 온라인으로 동조하는 방법을 제시하였다. 실험 결과는 제안한 방법이 일정 토오크 영역과 약계자 영역에서 인덕턴스 성분들의 변동으로 생기는 시스템의 성능 저하를 우수하게 개선함을 보여준다.

참 고 문 헌

- [1] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives." CLARENDON PRESS. OXFORD, Chap 4-8, 1996.
- [2] T. Irida, T. Takaka, R. Ueda and T. Sonoda, "On Reliability of Induction Machine for High Performance Based on Parameter Characteristics,"

IEEE-IAS, pp. 547~554, 1983.

- [3] Xingyi Xu, Rik De Dencker and Donald W. Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive," IEEE PESC, pp. 870~876, 1988.
- [4] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho and Song-Yul Choe, "An Improved Stator Flux Estimator for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motor," IEEE PESC, pp.1581~1586, 1998.
- [5] Michael. J Robinson, "Finite Element Calculation of Equivalent Circuit Parameters for Induction Motors." Thesis of PH.D, 1988, London University, Thesis number of DX190812, Chap 2.
- [6] Seung-Ho Song, Jong-Woo Choi and Seung-Ki Sul, "Transient Torque Maximizing strategy of Induction Machine in Field Weakening Region," IEEE PESC. pp.1569~1574, 1998

< 저 자 소 개 >



김하용(金夏容)

1972년 1월 11일생. 1993년 한양대학교 전기공학과 입학. 1997년 2월 한양대학교 전기공학과 졸업. 1999년 2월 동 대학원 석사과정 졸업. 현재 대우자동차 기술연구소 연구원.



신명호(申明昊)

1967년 11월 27일생. 1989년 한양대학교 공대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년~1996년 삼성종합기술원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 전기공학과 박사과정.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수.

현재 한양대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.