

약계자 영역에서 SynRM의 최대 토크제어를 위한 센서리스 벡터제어

이정철 · 정동화[†]

순천대학교 정보통신공학부

(2002. 1. 22. 접수 / 2002. 4. 22. 채택)

Sensorless Vector Control for Maximum Torque of SynRM in the Field Weakening Region

Jung-Chul Lee · Dong-Hwa Chung[†]

School of Information & Communication Engineering, Suncheon National University

(Received January 22, 2002 / Accepted April 22, 2002)

Abstract : In this paper, a new approach for the SynRM(Synchronous Reluctance Motor) control which ensures producing MTPA(Maximum Torque per Ampere) over the entire field weakening region is presented. In addition, this paper presents a speed sensorless control scheme of SynRM using flux observer. Also, by adjusting the base speed for the field weakening operation according to the flux level, the current and voltage limit, the smooth and precise transition into the field weakening operation can be achieved. The validity of the proposed scheme is verified through simulation.

Key Words : PMSM, maximum torque control, MTPA control, field weakening control, vector control

1. 서론

최근 SynRM(Synchronous Reluctance Motor)은 많은 연구자들의 노력에 의해 관심을 증폭시키고 있으며¹⁾ 교류전동기를 대체하여 적용이 가능한 장점이 인식되었다. 회전자 설계를 개선하여 유도전동기보다 역률과 효율면에서 우수하며^{2,3)} 벡터제어 기법에 의한 제어성능이 다른 고성능 교류전동기보다 양호하다는 것이 입증되었다⁴⁾.

벡터제어 SynRM (Synchronous Reluctance Motor) 드라이브는 고속 운전을 위한 약계자 제어가 필수적이며 회전자 속도를 증가시켜 자속전류를 감소시키면 자속을 쉽게 약화시킬 수 있다⁵⁾. 전동기에 의해 발생한 최대토크는 허용 가능한 인버터의 전류 정격 및 최대전압에 의존한다⁶⁾. 따라서 전압과 전류 제한을 고려하여 전 속도 영역에서 MTPA(Maximum Torque per Ampere)가 가능한 제어기법을 사용할 필

요가 있다.

일반적으로 전동기의 전압정격은 인버터와 같고 인버터의 전류정격은 과도상태 동안 높은 가속 토크를 허용할 수 있는 전동기의 150~200[%]이다. 고속에서 전동기의 토크의 능력은 약계자 제어 방법에 의존한다. 약계자 제어를 위한 종래의 방법에서는 지령 회전자속이 IRS(Inverse of Rotor Speed)에 비례하여 변화한다⁷⁾. 이 방법에서는 지령자속이 매우 크며 전류를 조절할 수 있는 전압이득을 충분하게 유지할 수 없다. 따라서 IRS 방법에서는 주어진 한계조건에서 전동기의 토크 능력을 최대로 할 수 없다.

본 논문에서는 제한 전압과 전류에서 전 고속영역에 최대토크 동작이 가능한 SynRM 드라이브 시스템을 위한 새로운 약계자 제어를 제시한다. 정격 속도 이하에서는 일정 토크영역으로 운전하고 정격 속도 이상에서는 절환하여 일정 전력영역으로 운전한다. 일정 전력영역인 약계자 동작의 전이는 전압과 전류 제한에서 자속 레벨을 조절한다. 드라이브 시스템을 위한 동작은 센서를 제거한 속도 센서리스 벡터제어에 의해 수행한다. 본 논문에서 제시한

[†]To whom correspondence should be addressed.
hwa777@sunchon.ac.kr

기법의 출력 토크능력을 종래의 IRS와 비교하여 그 결과를 제시한다.

2. 센서리스 벡터제어

2.1. 위치 추정

위치 추정기법은 전압과 전류 신호를 이용하여 자속을 추정하고 추정된 자속으로 위치각을 구한다. Fig. 1은 고정 및 회전 좌표계의 자속 벡터를 나타낸다. $d-q$ 상은 고정 좌표계를 나타내고 d^e-q^e 상은 회전 좌표계를 나타낸다. 회전 좌표 상에서 자속 벡터의 위치는 d^e 축에 근접하고 있으며, 이는 d 축 인덕턴스 L_d 가 q 축 인덕턴스 L_q 보다 크므로 전류가 인가될 경우 자속은 $\lambda_d^e \gg \lambda_q^e$ 이 되기 때문이다.

회전 좌표계의 추정자속은 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_d^e = L_d i_{dm}^e \quad (1)$$

$$\hat{\lambda}_q^e = L_q i_{qm}^e \quad (2)$$

식(1)와 (2)에서 회전자 추정 자속각은 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_\lambda^e = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_q^e}{\hat{\lambda}_d^e}\right) \quad (3)$$

일반적인 적분만으로 고정자 자속을 추정할 경우 오차가 발생할 수 있으며, 전압의 오프셋이 발생할 경우 적분이 발산하는 문제가 있다. 고정 좌표계 $d-q$ 상의 고정자 자속은 고정자 전압을 적분하고 역기전력 성분을 보상하여 구한다.

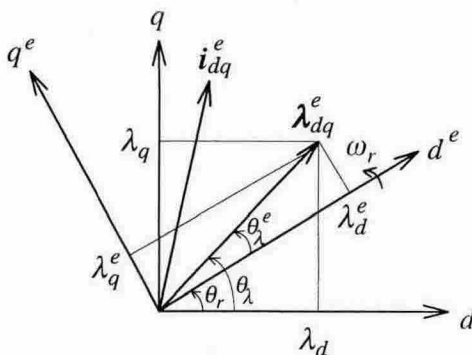


Fig. 1. Flux vector diagram of SynRM

$$\hat{\lambda}_d = \int (v_d - R_s i_d) dt + \hat{\omega}_r L_q i_{qm} \quad (4)$$

$$\hat{\lambda}_q = \int (v_q - R_s i_q) dt - \hat{\omega}_r L_d i_{dm} \quad (5)$$

고정자 추정 자속각 $\hat{\theta}_\lambda$ 은 식(4)와 (5)를 이용하여 구하면 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_\lambda = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_q}{\hat{\lambda}_d}\right) \quad (6)$$

자속의 회전각 $\hat{\theta}_r$ 은 고정자 자속각 $\hat{\theta}_\lambda$ 과 회전자 자속각 $\hat{\theta}_\lambda^e$ 에서 추정한다.

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_\lambda - \hat{\theta}_\lambda^e \quad (7)$$

Fig. 2는 자속의 회전각에 의한 회전자 위치 추정을 위한 블록도를 나타낸다.

2.2. 속도 추정

속도제어 시스템에 필요한 궤환 속도 신호는 자속각에 의해 측정된 위치에 의해 추정하며 Fig. 3에 나타낸다. Fig. 3은 지령토크와 측정된 위치에 의해 속도를 추정하는 시스템이며 이는 근사화한 개루프 모델과 폐루프 시스템 모델을 포함하고 있다. 개루프 시스템은 빠른 속도추정을 가능하게 하며 위치를 미분하여 얻은 속도 ω_s 는 간단하지만 정확성에서 제한이 있고 많은 노이즈를 포함하고 있다. 폐루프 시스템은 정확한 속도의 추정을 위해

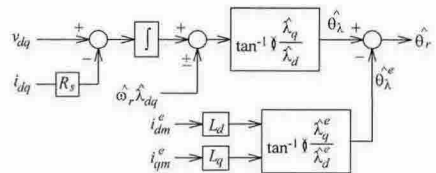


Fig. 2. Rotor angle estimated by stator flux estimation

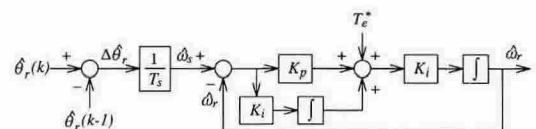


Fig. 3. Block diagram of speed observer

필요하며 정상상태의 오차를 제거하기 위하여 적분항을 추가한다. 이러한 속도 관측기는 정격속도 뿐 아니라 저속과 영 속도까지도 정확하게 추정할 수 있다.

속도 관측기의 정밀한 속도 추정은 회전자 위치를 정확하게 추정할 수 있어야 한다.

3. 약계자 제어

3.1. 전압과 전류 제한

전동기의 가변속 드라이브 시스템에서 출력토크는 인버터에서 전동기에 공급되는 최대 전압과 전류에 의해 제한된다. 따라서 약계자 영역에서는 인버터의 공급 전압과 전류를 이용하여 전동기의 최대 토크를 발생시킬 수 있도록 약계자 제어를 수행한다. 약계자 제어를 하기 위해 먼저 인버터의 전압과 전류 제한 조건을 제시한다.

인버터에서 공급되는 최대 고정자전압 V_{smax} 는 직류 링크전압에서 전류제어에 사용된 PWM 기법에 따라 다양하게 나타난다.

본 논문에서는 공간 전압벡터 PWM을 사용하며 최대 고정자전압 V_{smax} 는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이다. 이와 같은 조건하에서 기준전압 V_d^* 와 V_q^* 는 다음 조건을 만족한다.

$$V_d^{*2} + V_q^{*2} \leq V_{smax}^2 \quad (8)$$

전류 제한조건은 다음 식과 같다.

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{smax}^2 \quad (9)$$

전압과 전류를 평면상에 나타내면 Fig. 4와 같다.

3.2. 약계자 제어의 동작

전압과 전류의 제한조건을 모두 고려할 경우 약계자 영역의 제어 가능한 기준전류의 영역은 전압제한 타원과 전류제한 원의 공통영역이다. 전압제한 타원은 약계자 영역 중 고속영역에서 고려하였고 Fig. 4의 최대토크 곡선과 전류제한 원의 교점은 일정 토크영역과 약계자 제어영역의 전환점이 된다.

SynRM의 출력과 일정 전력영역의 지령 토크는 다음과 같다.

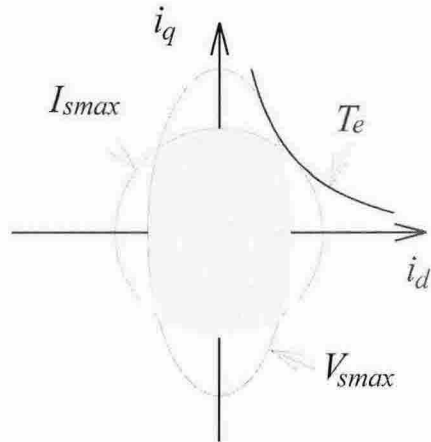


Fig. 4. Ellipse of Bounded Voltage and Circle of Bounded Current

$$P_{out} = \omega_m T_e = \frac{2}{P} \omega_s T_e \quad (10)$$

$$T_e^* = \frac{P \cdot P_{out}}{2} \cdot \frac{1}{\omega_r} = T_{e-rate} \cdot W_{r-rate} \omega_r \quad (11)$$

지령 토크가 변화하는 약계자 제어영역에서 동작모드는 Fig. 5와 같이 세 개의 영역으로 구분한다.

모드 I : 일정 최대토크에 의한 전류제한 영역
 최대토크를 위한 최적 전류각과 전류제한에서 동작하는 최대토크를 발생하는 저속영역이다. 이는 $I_d - I_q$ 평면의 일정 토크궤적에서 A점과 일치하며 토크궤적은 일정 전류원과 접하게 된다. 전압제한은 모드 I에서 최고의 속도로 정의한다.

모드 II : 전류와 전압의 제한영역

전동기는 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라

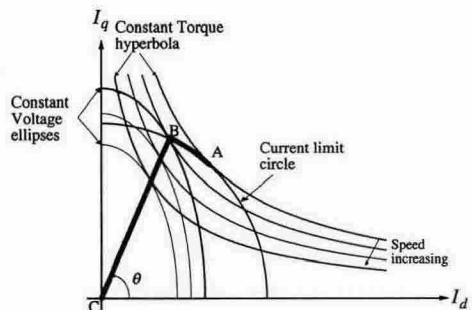


Fig. 5. Field weakening operation of SynRM

동작한다. 이 영역에서는 일정 전압타원의 크기가 감소하므로 속도는 증가하게 된다.

모드 III : 전압제한 영역

속도를 더욱 증가시키면 전류가 감소하게 되고 이 경우에 전류제한에 있는 전류를 발생시키기 위하여 일정전압은 불충분하다. 전동기는 일정 토크레적이 일정 전압타원에 접해 있는 최적조건에서 동작한다. 즉, 토크는 B점 이상의 속도에 대한 각 값에서 최대화가 된다.

4. 최대 토크제어

전압과 전류의 제한조건을 동시에 만족하고 전동기 최대토크를 발생하는 최적의 기준전류를 구한다. 전압과 전류 제한조건을 동시에 만족시키기 위한 기준 전류벡터는 Fig. 6의 운전 속도에서 타원과 원의 공통영역에 존재해야 한다. 이 영역에 존재하는 i_q 와 i_d 의 조합은 수없이 많이 존재한다. 이들의 조합 중에서 출력 토크를 최대로 하는 조합을 구하기 위한 함수 F 로 정의한다.

$$F = -\frac{T_e}{k_t} = i_d \cdot i_q \quad (12)$$

이 함수를 최대로 하는 기준전류를 구하면 최대 토크를 발생하는 최적의 기준전류를 구할 수 있다. 즉, $dF/di_d=0$ 을 수행하여 최적의 기준전류를 구하고 최대토크를 구한다.

최대 토크를 위한 최적의 i_q 와 i_d 의 조합을 구할 경우 영향을 주는 제한조건에 따라 약계자 영역은 두 구간으로 나누어진다.

4.1. 약계자 영역 I ($\omega_{base} < \omega_r < \omega_1$)

이 영역의 범위는 기준속도 ω_{base} 로부터 최대 속도에 도달할 때까지의 속도 ω_1 이다. 여기서 기준속도는 약계자 운전이 시작될 때의 속도이다. Fig. 6의 운전 가능영역에서 함수 F 를 최대로 하는 점, 즉 출력토크를 최대로 하는 점은 전압제한 타원과 전류제한 원의 교점인 C점이다. 최적의 기준 전류벡터는 운전속도의 증가에 따라 형성되는 타원과 원의 교점에 따라 원주상을 이동하게 되며 Fig. 7에 나타난다.

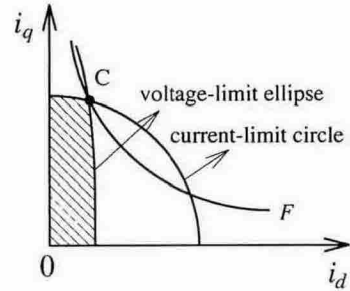


Fig. 6. Reference current vector in proposed method

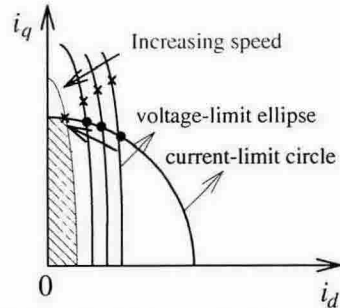


Fig. 7. Trajectory of optimal current reference vector in field weakening region I

이 영역에서 운전속도의 증가에 따라 자속성분 전류가 감소되어 속도는 계속 증가한다. 운전속도가 더욱 증가하여 ω_1 에 도달하면 약계자 영역 II가 시작된다. 기준속도 ω_{base} 는 약계자 운전을 시작할 때의 속도이며 이는 정격속도와 동일하게 설정한다. 일정 토크영역에서 큰 출력토크를 얻기 위하여 자속을 높게 설정한 경우에 기준속도는 정격보다 높은 속도가 된다. 또한 전류제어기가 포화가 시작되는 점은 전압과 전류 제한조건에 따라 다르게 나타나기 때문에 기준속도는 이러한 제한조건에 따라 조절해야 한다.

4.2. 약계자 영역 II ($\omega_r > \omega_1$)

운전속도가 더욱 증가하면 타원은 더욱 감소하게 되어 결국에는 Fig. 7과 같이 타원의 대부분이 원에 포함하게 된다. 영역 II의 시작속도 ω_1 은 전압 제한조건만을 고려하였을 경우, 최대토크를 발생시키기 위한 운전 점(×점)이 타원과 원의 교점(●점)과 일치할 때 나타나는 속도이다. 따라서 ω_1 이상의 운전속도에 대해서는 전압 제한조건만 출력토크에 영향을 준다.

Fig. 8은 이 영역에서 운전속도의 증가에 따라 최적의 기준 전류벡터의 궤적을 나타낸다. 이 영역에

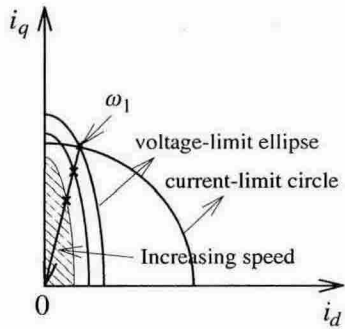


Fig. 8. Trajectory of optimal current reference vector in field weakening region II

서는 영역 I에서와는 상이하게 운전속도가 증가하면 i_d 와 i_q 가 동시에 감소한다.

4.3. 최적의 기준전류

전류 및 전압 제한식을 동시에 만족하는 기준전류의 영역은 Fig. 9의 빗금친 부분으로 나타낼 수 있다. 식(12)의 함수를 최대화 하는 기준전류를 구하면 최대토크를 발생하는 최적의 기준전류를 구할 수 있다. 즉, $dF/di_d=0$ 을 수행하여 최적의 기준전류를 구하고 최대토크를 구한다.

5. 시스템 운전과 결과

5.1. 시스템의 운전

본 연구에서 사용한 SynRM의 파라미터는 Table 1과 같으며 샘플링 시간은 $100[\mu\text{sec}]$ 로 하였다.

약계자 제어를 위한 최대 토크제어를 얻는 시스템의 블록도는 Fig. 10과 같다.

SynRM의 속도 센서리스 백터제어에 의한 추정속도를 구하여 속도제어기를 수행한다. 이 출력은 기준 정격토크이며 정격속도 이하에서는 일정 토크 영역으로 운전하고 정격속도 이상에서는 약계자 제어인 일정 전력영역으로 운전한다. 그리고 MTPA

Table 1. Parameter of SynRM

정격 용량	3.75[kw]
정격 전압	250[V]
정격 토크	19.8[N · m]
정격 주파수	60[Hz]
극 수	4
고정자 저항 R_s	0.238[Ω]
d축 인덕턴스 L_d	43[mH]
q축 인덕턴스 L_q	3.5[mH]
관성계수	0.0026[kg · m ²]

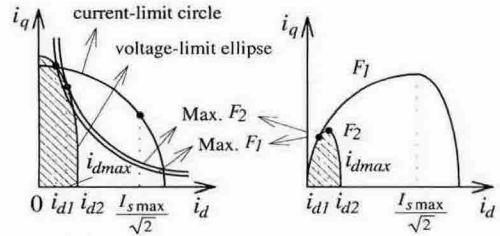


Fig. 9. Optimal current reference

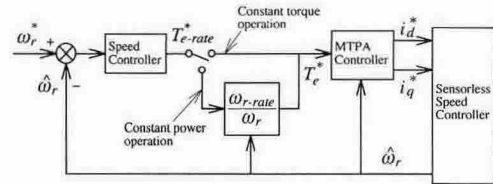


Fig. 10. Block diagram of the speed loop for field weakening control

제어기를 거쳐 기준 전류를 구한 후 센서리스 속도 제어기를 동작한다.

5.2. 결과 및 고찰

Fig. 11은 팬 부하를 인가 시켰을 때 지령속도를 1200[rpm]에서 0.5[sec]후에 3600[rpm]으로 속도를 변화시켰을 때의 IRS의 응답특성을 나타낸다. 그림 (a)는 지령속도와 실제속도를 나타내고 (b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정된다. 그림 (c)는 지령 q축 전류와 실제 q축 전류를 나타내고 (d)는 지령 d축 전류와 실제 d축 전류를 나타낸다. 약계자 영역에서 자속분전류인 d축 전류는 감소되고 일정전력을 발생시키기 위하여 q축 전류는 증가되고 있다. 그림 (e)는 발생토크를 나타내고 (f)는 자속을 나타낸다.

Fig. 12는 Fig. 11과 같은 조건에서 MTPA 제어의 응답특성을 나타낸다. 속도, 토크 및 자속의 응답특성은 IRS와 거의 유사하게 나타나고 있다. 그러나 그림(c)와 (d)의 d-q축 전류는 전류 제한 범위에서 MTPA의 위상각을 만족하는 전류가 발생되므로 q축 전류와 d축 전류가 감소되고 있다. 따라서 속도 변화에서도 MTPA 제어가 양호하게 수행됨을 알 수 있다.

Fig. 13은 속도에 대한 IRS의 응답 특성을 나타낸다. 그림 (a)는 토크와 전력, (b)는 전체 전압과 전류, 자속의 변화를 나타낸다. 일정 전력영역에서 전력은 일정하게 유지되고 속도가 증가하면 역기전력의 증가하므로 전력이 감소되며 토크와 자속은 감소된다. 전체 전류는 일정하지만 속도가 증가하면 감소되고

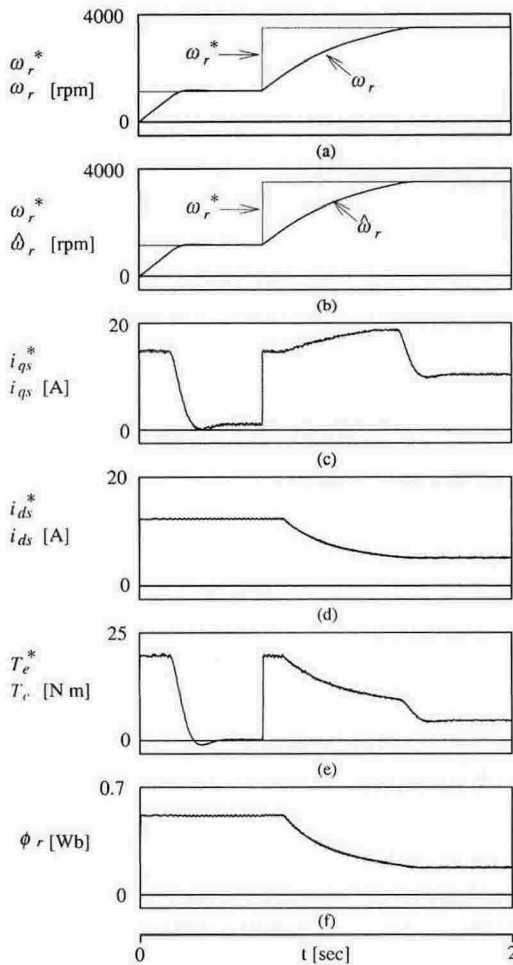


Fig. 11. Response characteristics of IRS with variation of speed

전압은 일정하게 유지된다.

Fig. 14는 속도에 대한 MTPA의 응답특성을 나타낸다. IRS와 비교하여 전체 전류를 제외한 다른 응답특성은 거의 유사하게 나타난다. Fig. 15에서 약계자 영역에서 MTPA 제어의 전체 전류가 IRS 보다 작은 값으로 나타나므로 MTPA의 효과가 나타난다. Fig. 16은 약계자 영역에서 MTPA와 IRS의 단위전류당 토크와 자속의 비교를 나타낸다. (a)는 단위전류당 토크를 비교한 결과를 나타내며 본 연구에서 제시한 MTPA가 종래의 IRS 보다 토크가 크게 나타나고 있다. (b)는 단위 전류당 자속을 비교한 결과이며 MTPA가 종래의 IRS 보다 자속이 크게 나타나고 있다.

따라서 본 연구에서 제시한 MTPA 제어의 응답특성이 양호하며 단위전류당 최대토크도 크게 나타난다.

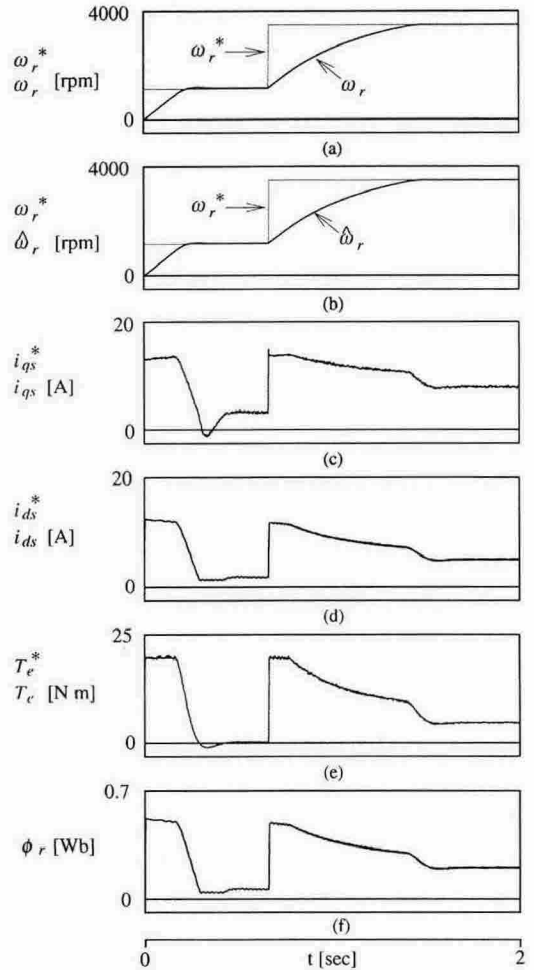


Fig. 12. Response characteristics of MTPA with variation of speed

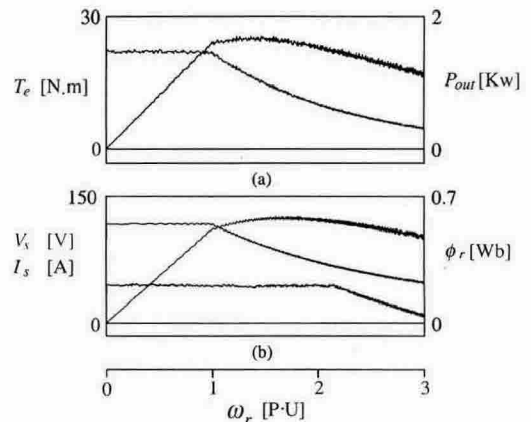


Fig. 13. Response characteristics of IRS with speed

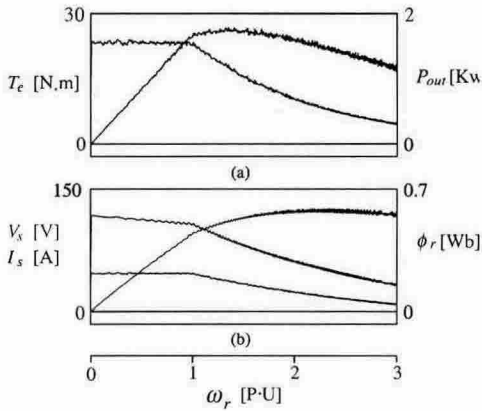


Fig. 14. Response characteristics of MTPA

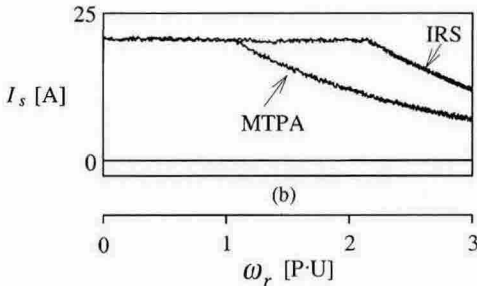


Fig. 15. Total Current comparison of IRS and MTPA

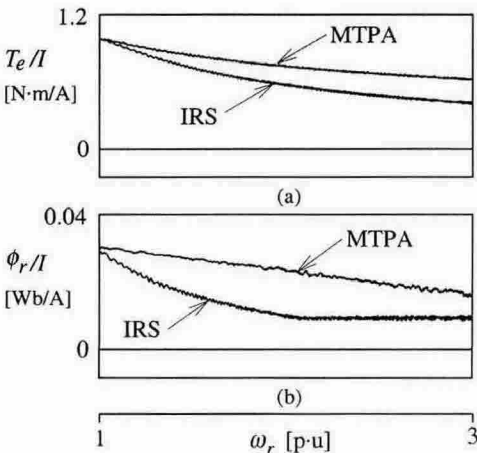


Fig. 16. Response comparison of IRS and MTPA

6. 결론

약계자를 위하여 종래에 많이 사용되었던 IRS 제어는 회전속도에 반비례하는 기준 회전자속을 변화시킨다. 그러나 이 방법에서는 단지 전류제한만 고려하였으므로 드라이브 시스템의 최대 토크능력

을 완전하게 사용할 수 없다.

본 논문에서는 전압과 전류조건에서 고속영역에서 SynRM의 최대 토크능력을 유지할 수 있는 새로운 약계자 방식을 제시하였다. 드라이브 시스템은 정격속도 이하에서는 일정 토크영역으로 운전하고 정격속도 이상에서는 약계자 영역인 일정 전력영역으로 운전하였다. 또한 자속관측기를 사용하여 속도 센서리스 벡터제어에 의해 속도를 추정하였다.

MTPA 제어는 기존의 IRS 제어와 다양한 조건의 약계자 영역에서 운전 특성비교하면 동일한 응답 특성을 나타내지만 d-q축 전류가 감소하고 있다. 그리고 속도의 증가에 대한 토크와 출력은 같지만 전체 전류의 감소로 단위 전류당 토크가 매우 증가되었음을 알 수 있다. 따라서 본 연구에서 제시한 MTPA 방법의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글 : 이 논문은 2000년도 순천대학교 공과대학 학술재단 연구비에 의하여 연구되었음.

참고문헌

- 1) T. A. Lipo, "Synchronous reluctance machines : A viable alternative for A.C. drives?," in Proc. Int. Conf. Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, Zurich, Switzerland, Aug., pp. 27-29, 1991.
- 2) T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor design optimization of synchronous reluctance machine," IEEE Trans. Energy conversion, Vol. 9, No. 2, pp. 359-365, 1994.
- 3) A. Staton, T. J. E. Miller and S. E. Wood, "Optimization of the synchronous reluctance motor geometry," in Conf. Rec. Electrical machines and Drives, London, UK, pp. 156-160, 1991.
- 4) T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in Conf. Rec. IEEE Power Electron Specialists Conf., pp. 425-431, 1993.
- 5) B. J. Chalmers and L. Musaba, "Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially-laminated rotor," IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp. 271-278, 1997.
- 6) P. Vas, "Vector control of ac machines," Clarendon Press, pp. 124-126, 1990.
- 7) R. Joetten and H. Schierling, "Control of the induction machine in the field weakening range," in Proc. IFAC 1983, pp. 297-304.