

Efficiency Optimization Control for Energy Saving of IPMSM Drive

鄭東和* · 李廷喆** · 李洪鈞**

(Dong-Hwa Chung · Jung-Chul Lee · Lee Hong-Gyun)

Abstract - Interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) is widely used in many applications such as an electric vehicle, compressor drives of air conditioner and machine tool spindle drives. In order to maximize the efficiency in such applications, this paper is proposed the optimal control method of the armature current. The controllable electrical loss which consists of the copper loss and the iron loss can be minimized by the optimal control of the armature current. The minimization of loss is possible to realize efficiency optimization control for the proposed IPMSM. The optimal current can be decided according to the operating speed and the load conditions.

The proposed control algorithm is applied to IPMSM drive system, the operating characteristics controlled by efficiency optimization control are examined in detail by simulation.

Key Words : PMSM, efficiency optimization control, loss minimization control, optimal control, vector control

1. 서 론

전동기는 거의 대부분의 산업과 제조공정에 이용되고 있으며 에너지를 절감하기 위하여 전동기의 손실과 효율에 관심을 가지게 되었다. 효율을 높이기 위한 노력은 주로 신소재 개발 및 설계 최적화를 개선하는 방법에 초점을 두고 연구되어 왔다.[1] 그러나 효율은 전동기의 동작원리를 변환하여 개선할 수 있으며 인버터로 구동되는 가변속 드라이브에 적용할 수 있다.

최근에 와서 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 다양한 산업 드라이브에 적용되어 한층 매력을 끌고 있다. 저가격의 전력전자 소자의 이용과 전동기의 특성개선으로 PMSM은 요구되는 적용분야가 더욱 확산되고 있다. PMSM은 직류전동기 및 유도전동기와 비교하여 고 효율, 고 역률 및 고 토크밀도의 장점을 가지고 있다. SPMSM (Surface PMSM)은 토크리플이 작고 간단한 제어방법 때문에 고성능 드라이브의 적용분야에 많이 이용되고 있다. [2]- [3] 그러나 IPMSM(Interior PMSM)은 SPMSM에 비해 효율이 좋고 고온에서 손실이 작기 때문에 전기자동차 및 에어컨 컴퓨터서의 드라이브 등에 적용되고 있다.[4]-[5]

이와 같은 드라이브에서 연속적인 장시간 운전이 요구되며 전동기의 효율이 가장 중요한 성능요인 중의 하나이다. 동작효율은 제어 방법과 최적화 제어방법에 최소화할 수 있

는 손실에 관계된다.[6]-[7]

전동기의 손실은 기계손, 철손 및 동손으로 구성되어 있으며 기계손은 속도에 의존하므로 제어가 불가능하며 제어 가능한 손실은 동손과 철손이다. PMSM 드라이브에서 이러한 손실을 최소화하기 위한 연구가 이루어졌다.[7]-[10] IPMSM 드라이브의 손실 최소화의 조건은 고차방정식으로 나타나므로 계산 시간이 많이 소요되고 실제치와 오차가 발생하며 전동기의 운전상태에서 실제적으로 적용하기가 어렵다.

종래의 드라이브에서 정격조건으로 운전하여 고효율을 얻을 수 있었으나 가변속 드라이브 시스템에서는 정격조건과 다른 토크가 빈번하게 발생하여 효율저하를 초래한다. IPMSM 드라이브의 효율 최적화를 위하여 자속을 조절하여 토크제어의 동특성을 유지할 수 있다. IPMSM의 회전자 회로는 개방되어 있으므로 자속은 고정자전류에 직접 비례하며 고정자전류를 제어하여 효율을 최적화할 수 있다.

본 연구에서는 IPMSM의 철손과 동손을 모델링하고 이 손실을 최소화하는 동작점에서 효율을 최대화할 수 있는 효율 최적화 제어를 제시한다. 제어 가능한 손실을 최소화하기 위하여 전기자전류를 최적화하는 방법을 제시한다. 본 연구에서 제시한 효율 최적화 제어로 IPMSM의 다양한 응답성능을 분석하고 종래의 방법과 비교하여 본 연구의 타당성을 입증한다.

2. 철손을 고려한 IPMSM의 모델링

전동기는 철손의 영향에 의하여 토크의 비선형성이 나타날 수 있다. 철손저항에 흐르는 전류로 인해 정회전, 회생

* 正 會 員 : 順 川 大 工 大 電 氣 制 御 工 學 科 教 授

** 正 會 員 : 順 川 大 工 大 電 氣 制 御 工 學 科 博 士 課 程

接 受 日 字 : 2002年 5月 27日

最 終 完 了 : 2002年 10月 25日

및 제동으로 운전할 경우 토크특성은 다르게 나타난다. 따라서 철손에 의한 토크의 비선형성을 보상해야 하며 본 연구에서는 철손저항을 고려한다.

그림 1은 PMSM의 철손저항을 고려한 d 와 q 축의 등가 회로를 나타낸다. 철손을 고려한 R_c 는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생하는 전류는 i_{dm} 와 i_{qm} 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 고정자전류 i_d 와 i_q 와는 다르다.

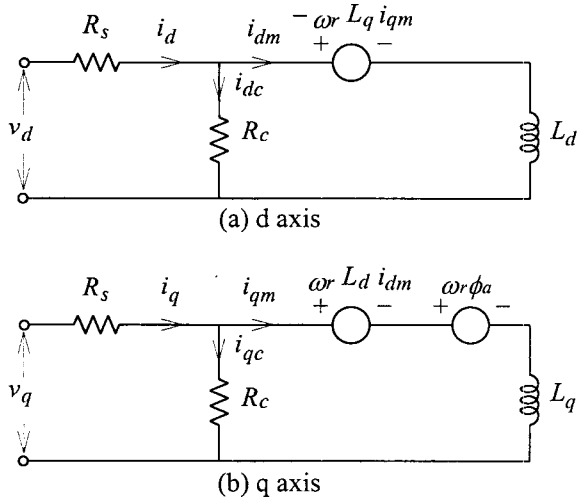


그림 1 PMSM의 철손을 고려한 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of PMSM with core loss resistance

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하고 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ \frac{\omega_r L_q}{L_d(1+R_s/R_c)} & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{L_d(1+R_s/R_c)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_r \phi_a}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

발생토크는 전류의 성분 i_{dm} 와 i_{qm} 에 비례한다.

$$T_e = P_n [\phi_a i_{qm} + L_d(1-\rho) i_{dm} i_{qm}] \quad (2)$$

여기서, ρ 는 돌극계수이며 L_q/L_d 이다.

3. 효율최적화 제어

3.1 손실과 효율 계산

가변속 드라이브 시스템의 효율은 제어방법과 함께 매우 중요한 요인이다. 효율은 정상상태에서 연속적인 운전할 경우에 중요하므로 전압방정식은 미분 항을 무시하고 정상상태만 고려한다.

$$v_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_{qm} \quad (3)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r L_d i_{dm} + \omega_r \phi_a \quad (4)$$

정상상태에서 전류식은 다음과 같다.

$$i_d = i_{dm} + i_{dc} = i_{dm} - \frac{\omega_r L_q i_{qm}}{R_c} \quad (5)$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qc} = i_{qm} + \frac{\omega_r (\phi_a + L_d i_{dm})}{R_c} \quad (6)$$

정상상태에서 동손 및 철손은 다음과 같다.

$$P_{cu} = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (7)$$

$$P_{fe} = R_c (i_{dc}^2 + i_{qc}^2) \quad (8)$$

식(5)와 (6)을 식(7)와 (8)에 대입하여 전체 손실을 구하면 다음과 같다.

$$P_{total} = P_{cu} + P_{fe} = A i_{dm}^2 + B i_{qm}^2 + C i_{dm} i_{qm} + D i_{dm} + E i_{qm} + F \quad (9)$$

여기서, 지정한 계수는 다음과 같다.

$$A = R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2 (R_c + R_s)}{R_c^2}, \quad B = R_s - \frac{(\omega_r L_q)^2 (R_c + R_s)}{R_c^2}$$

$$C = \frac{2 \cdot R_s \omega_r L_d (1-\rho)}{R_c}, \quad D = \frac{2 \cdot \omega_r^2 \phi_a L_d (R_s + R_c)}{R_c^2}$$

$$E = \frac{2 \cdot R_s \omega_r \phi_a}{R_c}, \quad F = \frac{(\omega_r \phi_a)^2 (R_c + R_s)}{R_c^2}$$

토크로 표현된 식(2)에서 i_{qm} 을 구하면 다음과 같다.

$$i_{qm} = \frac{T_e}{P_n \{ \phi_a + X i_{dm} \}} = \frac{T}{K} \quad (10)$$

여기서, 지정한 계수는 다음과 같다.

$$T = \frac{T_e}{P_n}, \quad X = L_d(1 - \rho), \quad K = \phi_a + Xi_{dm} \quad (11)$$

식(10)을 식(9)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{total} &= Ai_{dm}^2 + B\left(\frac{T}{K}\right)^2 + Ci_{dm}\frac{T}{K} + Di_{dm} + E\frac{T}{K} + F \\ &= A\left(\frac{K - \phi_a}{X}\right)^2 + B\left(\frac{T}{K}\right)^2 + \frac{CT(K - \phi_a)}{KX} + \frac{D(K - \phi_a)}{X} + \frac{ET}{K} + F \end{aligned} \quad (12)$$

3.2 효율 최적화의 조건

기계적인 손실은 제어가 불가능하지만 전기적인 손실은 전류벡터 제어에 의하여 제어가 가능하다. 전기적인 손실은 최적 전류벡터 제어에 의하여 최소화할 수 있다면 효율은 최대가 된다. 따라서 손실을 최소화하는 조건은 i_{dm} 로 손실 P_{total} 을 한번 미분하여 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial P_{total}}{\partial i_{dm}} = 0 \quad (13)$$

전체손실인 식(13)를 편미분하여 얻은 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{total}}{\partial i_{dm}} &= \frac{\partial P_{total}}{\partial K} \frac{\partial K}{\partial i_{dm}} \\ &= \frac{1}{XK^3} \{2AK^4 + (XD - 2A\phi_a)K^3 - 2BX^2T^2\} = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

식(14)에서 K 를 구한 다음, i_{dm} 을 구하면 다음과 같다.

$$i_{dm} = \frac{-(2A\phi_a + XD) + \sqrt{(XD - 2A\phi_a)^2 + 16ABX^2T^2}}{4AX} \quad (15)$$

식(15)에서 구한 i_{dm} 이 전체손실을 최소화하는 최적전류이며 이를 사용하면 효율을 최대화할 수 있다. 실제 제어할 수 있는 전류인 i_d 와 i_q 는 최적전류인 i_{dm} 과 i_{qm} 을 구한 후, 식(5)와 (6)에서 얻을 수 있다.

4. 시스템 구성 및 결과

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 PMSM의 벡터제어 시스템에 적용한다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

4.1 시스템 구성

그림 2와 3은 공간벡터 PWM 인버터에 의하여 구동되는 PMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다. 그림 2에서 지령전류 i_{qd}^* 는 PI 제어기를 수행하여 지령전압 v_{qd}^* 를 구한 다음, 좌표변환에 의해 2축 전압을 3상 전압 v_{abc}^* 으로 변환한다. 공간벡터 PWM에 의해 인버터에 펄스신호를 가하여 IPMSM을 구동하는 블록이다.

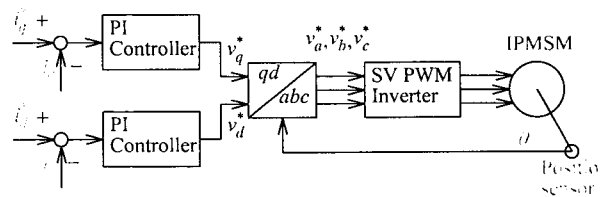


그림 2 PMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 2 Vector control system of PMSM

그림 3은 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어에 의하여 속도제어를 수행하는 블록이다. 지령속도 ω_r^* 와 실제속도 ω_r 를 비교하여 PI 제어기와 리미터에 의해 i_{qm}^* 을 얻는다. 식(15)에서 i_{qm} 은 i_{qm}^* , i_{dm} 은 i_{dm}^* 로 설정하여 이용하며 효율 최적화 제어의 블록에서 i_{dm}^* 을 구한다. 그림 2에서 실제 제어가 가능한 전류 i_d^* 와 i_q^* 는 그림 3에서 구한 최적전류인 i_{qm}^* 과 i_{dm}^* 을 이용한다. 식(5)와 (6)을 지령치로 설정하여 i_{qm}^* 과 i_{dm}^* 를 대입하면 i_d^* 와 i_q^* 를 구할 수 있다.

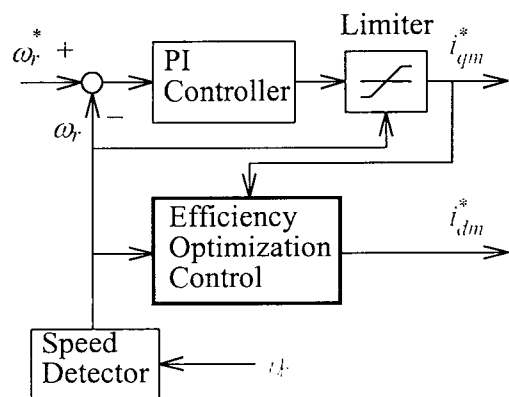


그림 3 효율 최적화 제어에 의한 속도제어
Fig. 3 Speed control with efficiency optimization control

4.2 해석결과

표 1은 PMSM의 파라미터를 나타낸다.

표 1 PMSM의 파라미터
Table 1 Parameters of PMSM

$3[Phase], 60[Hz], P = 4, R_s = 0.57[\Omega], R_c = 240[\Omega],$ $L_d = 8.72[mH], L_q = 22.78[mH], \phi_a = 0.1077[Wb]$ $J = 0.00658[Kg \cdot m^2], B = 0.000658[N \cdot m \cdot sec/rad]$

그림 4는 부하토크 1[N·m]에서 속도 1800[rpm]으로 정상상태에서 운전할 경우 i_{dm} 의 변화에 따른 전체손실 P_{total} , 효율 η 및 i_{qm} 의 변화를 나타낸다. 전기적인 손실이 최소가 되는 점에서 효율은 최대가 되는 점이 존재한다. 이러한 효율 최대점은 i_{dm} 의 최적점이 명확하게 존재한다는 사실을 알 수 있다. 따라서 이 i_{dm} 의 최적점을 찾아 운전을 하게 되면 효율 최적화 제어를 구현할 수 있다.

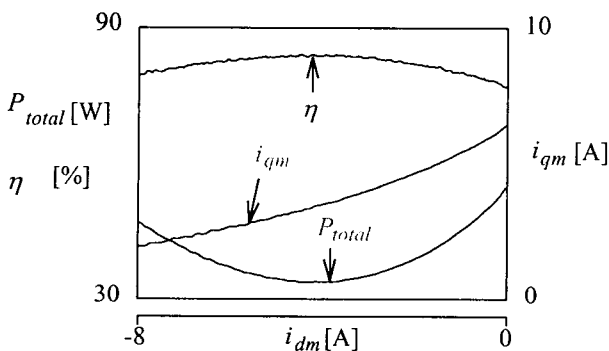


그림 4 정격 속도와 부하토크 1[N·m]에서 i_{dm} 함수로서 손실, 효율 및 i_{qm} 의 변화
Fig. 4 Electrical loss, efficiency and i_{qm} as a function of i_{dm} at rated speed and load torque 1[N·m]

그림 5는 부하토크 1[pu]에서 속도 변화에 따른 정상상태에서 i_d 과 i_q 의 변화를 나타낸다. $i_d = 0$ (i_{d0}) 제어에서 전기자전류의 d축 성분인 i_d 는 영으로 유지되고 있다. 그러나 본 연구에서 제시한 효율 최적화 제어 (i_{dopt})의 i_d 는 식(15)에 의해 적절하게 제어되고 있으며 속도의 증가에 따라 음의 방향으로 증가한다.

그림 6은 부하토크 1[pu]에서 속도 변화에 따른 정상상태에서 ω_r, P_{cu}, P_{fe} 의 변화를 나타낸다. 음의 d축 전류는 양의 리플턴스 토크를 발생하게 되며 동손은 약간 작게 나타난다. 또한 음의 d축 전류는 자속을 감소시키며 d

축 전기자반작용의 감자작용으로 인한 약계자 영향이 나타나게 되어 철손도 i_{d0} 제어 보다 매우 작게 나타난다. i_{d0} 제어에서 철손은 일정한 부하토크에서 속도의 증가에 따라 매우 증가하게 되지만 i_{dopt} 제어에서는 매우 감소하며 고속에서는 현저하게 감소하는 현상을 알 수 있다. 따라서 효율 최적화 제어에 의한 i_{dopt} 제어가 종래의 i_{d0} 제어 보다 효율이 매우 향상되고 있으며 정상상태에는 효율이 5-10[%] 정도로 증가한다.

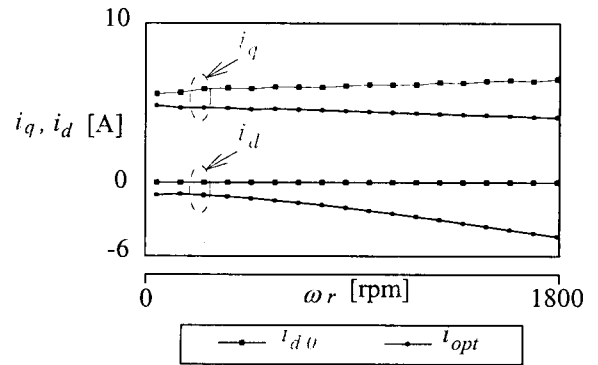


그림 5 부하토크 1[pu]에서 속도에 따른 i_d 과 i_q 의 변화 비교
Fig. 5 The comparison of i_d and i_q variation by speed at load torque 1[pu]

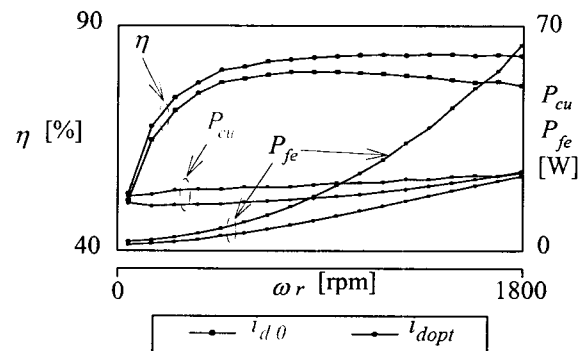


그림 6 속도 변화에 따른 ω_r, P_{cu}, P_{fe} 의 변화의 비교
Fig. 6 The comparison of ω_r, P_{cu}, P_{fe} variation by speed

그림 7은 속도 1800[rpm]에서 부하토크의 변화에 따른 정상상태에서 η, P_{cu}, P_{fe} 의 변화를 나타낸다. 일정 속도에서 전기자전류가 증가하면 부하토크가 증가하게 되어 철손과 동손이 증가한다. 이 손실은 리플턴스 토크와 약계자 영향으로 제시한 i_{dopt} 제어에서는 감소한다. 본 연구에서 제시한 효율 최적화 제어에 의한 중부하에서 매우 향상되고 있으며 5-10[%] 정도로 증가한다.

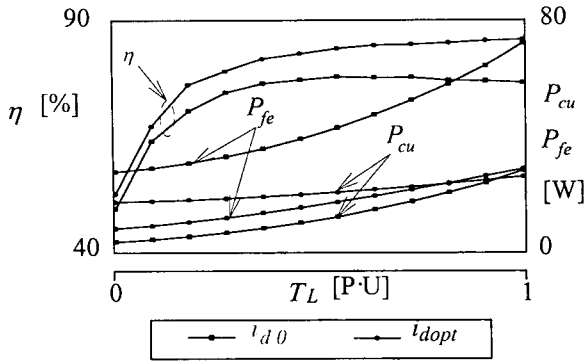


그림 7 속도 1800[rpm]에서 부하토크에 따른 ω_r, P_{cu}, P_{fe} 의 변화의 비교

Fig. 7 The comparison of ω_r, P_{cu}, P_{fe} variation by load torque at speed 1800[rpm]

그림 8은 본 연구에서 제시한 효율 최적화 제어를 적용하여 0.5[sec]에서 지령속도를 1800[rpm]으로 상승시켜 무부하 상태로 운전 중, 1[sec]에서 1.5[sec]까지 1[pu]의 부하토크를 인가했을 경우에 나타나는 응답특성이다. 그림 8(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 실제속도는 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림 8(b)는 전류 i_q 를 나타내고 그림 8(c)는 i_d 를 나타내며 i_d 는 음의 값으로 나타나므로 이는 효율 최적화 제어가 양호하게 이루어지고 있는 것을 입증하고 있다.

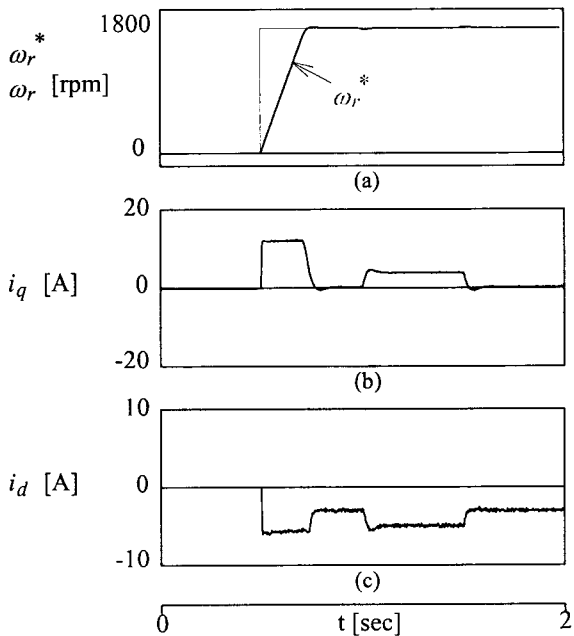


그림 8 속도와 부하토크의 변화에 대한 응답특성

Fig. 8 Response characteristics with speed and load torque variation

그림 9는 본 연구의 효율 최적화 제어를 적용하여 지령속도 1800[rpm]으로 정상상태로 운전하던 중, 0.9[sec]에서 1.2[sec]까지 부하토크를 1[pu]를 인가했을 경우에 응답특성을 나타낸다. 그림 9(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 실제속도는 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림 9(b)는 전류 i_q 를 나타내고 그림 9(c)는 i_d 를 나타내며 효율 최적화 제어에 의해 양호하게 제어가 되고 있으며 안정되고 양호한 과도응답 특성이 나타난다.

그림 10은 효율 최적화 제어를 적용하여 무부하 상태에서 4상한 운전을 하였을 경우에 응답특성을 나타낸다. 4상한 운전인 정·역회전 운전에서도 안정되고 양호한 과도응답 특성이 이루어지고 있다.

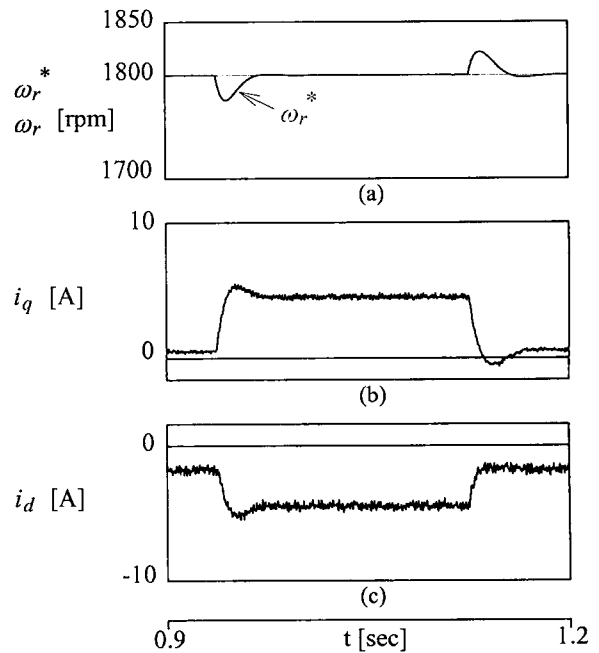
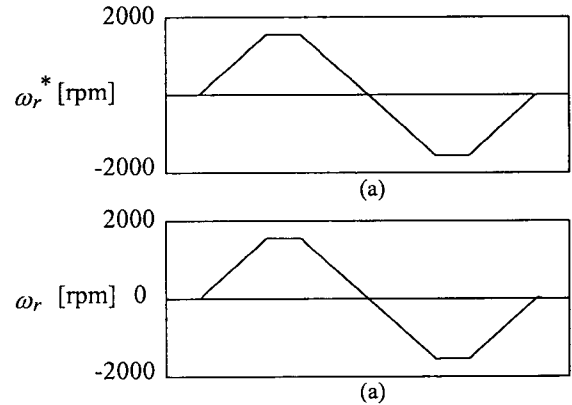


그림 9 일정 속도에서 부하토크의 변화에 대한 응답특성
Fig. 9 Response characteristics with and load torque variation at constant speed



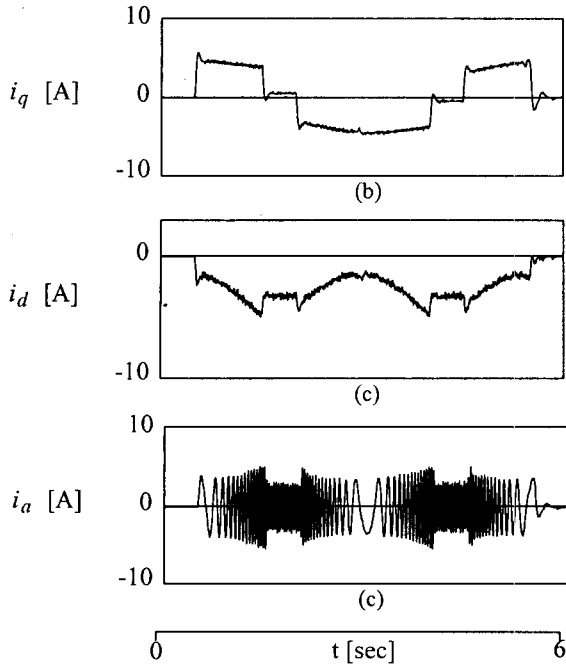


그림 10 무부하 상태에서 4상한 운전의 응답특성
 Fig. 10 Response characteristics of four quadrant operation at no load torque condition

5. 결 론

본 연구에서는 PMSM 드라이브의 손실을 최소화하고 효율을 최적화하기 위해 효율 최적화 제어를 제시하였다. 제어가 가능한 전기적인 손실은 철손과 동손이며 이 손실은 전기자전류의 최적화 제어에 의해 최소화하였다. 손실 최소화는 효율 최대화를 이룩할 수 있었으며 효율 최적화 제어를 적용하여 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 리플턴스 토크와 약계자 영향을 효과적으로 이용하여 속도와 부하토크의 변동에 대한 전류의 최적화 제어가 양호하게 이루어졌다.

본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어를 속도의 스텝변화, 부하토크의 변화 및 4상한 운전에 적용하여 양호한 과도응답의 특성을 얻을 수 있었다. 본 연구에서 제시한 효율 최적화 제어가 종래의 i_{d0} 제어 보다 효율을 대폭적으로 상승할 수 있었으며 안정되고 응답특성도 양호하게 나타났다. 따라서 제시한 효율 최적화 제어의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (R01-2001-000-00301-0(2001)) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] J. C. Andreas, "Energy-efficiency electric motors," New York, Marcel Dekker, 1992.
- [2] J. Davoine, R. Parret and H. Le-Huy, "Operation of a self controlled synchronous motor without a shaft position sensor," IEEE Trans., IA, vol. 19, no. 2, pp. 217-222, 1993.
- [3] S. Bolognani, R. Oboe and M. Zgliotto, "DSP-based extended kalman filter estimation of speed and rotor position of a PM synchronous motor," IEEE Conf. IECI, pp. 2097-2102, 1994.
- [4] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A novel position elimination technique for the interior permanent magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, pp. 144-150, 1992.
- [5] R. Wu and G. R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without shaft sensor," IEEE Trans. IA, vol. 27, pp. 1005-1011, 1991.
- [6] A. Kusko and D. Galler, "Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives," IEEE Trans. IA, vol. 19, pp. 561-570, 1983.
- [7] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficiency operation of surface mounted PM synchronous motors," IEEE Trans., IA, vol. 25, pp. 1048-1054, 1987.
- [8] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans., IA, vol. 24, pp. 462-469, 1988.
- [9] B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," IEEE Trans., IA, vol. 24, pp. 987-997, 1988.
- [10] Y. Nakamura, T. Kudo, F. Ishibashi and S. Hibino, "High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans., PE, vol. 10, pp. 247-253, 1995.

저 자 소 개



정 동 화 (鄭 東 和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1988~1989년 현대 중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대 정보통신공학부 교수

Tel : 061-750-3543, Fax : 061-752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr



이 홍 균 (李 洪 鈞)

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정

E-mail : phoenix5@sunchon.ac.kr



이 정 철 (李 廷 喆)

1970년 2월 23일생. 1995년 순천대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정

E-mail : jcleee0123@hanmail.net