

파라미터 적응보상에 의한 유도전동기의 최대효율 제어기법

손진근, 최명규*, 박종찬**, 나채동***, 이성범***
 *경원전문대학 전기과, **오산대학 전기과, ***동서울대학 전기과

Maximum Efficiency Control of an Induction Motor Drive by Parameter Adaptive Compensation

Jin-Geun Shon, Myung-Gyu Choi*, Jong-Chan Park**, Chae-Dong Na***, Sung-Bum Lee***
 *Kyungwon College, **Osan College, ***DONG SEOUL College

Abstract - In this paper, a maximum efficiency control technique of real-time processing in which parameter variation is compensated in vector control of an induction motors(I.M.) is proposed. Based on equivalent model of I.M., a loss minimization factor(LMF) with the variations of speed is derived. To solve problem of inaccuracy of LMF curves due to machine parameter variation, rotor resistance estimation is performed by using instantaneous reactive power. The estimated rotor resistance values are applied to the maximum efficiency control with a LMF.

1. 서 론

산업용 동력원으로 사용되는 유도전동기의 가변속 운전은 속도와 토크의 정격점에서 운전할 경우에는 최대효율로 운전되지만 저속 경부하시에는 철손과 동손의 불균형 때문에 효율이 매우 저하되므로 이를 해결하기 위하여 다양한 연구가 시도되어 왔다[1-3]. 그러나 대부분의 고효율 운전기법은 미리 최적의 효율비를 실험적으로 구하여 운전하므로 광범위한 속도제어 영역에서 적용이 곤란하며 특히 회전자 저항 변동에 관한 고려가 미흡한 실정이다[4-6,8].

또한 농형 유도전동기의 회전자 저항은 온도상승과 표피효과에 의하여 그 값이 크게 변하므로 이를 보상하지 않으면 제어성능을 현저히 저하시키는 결정적인 단점을 초래한다. 즉 과도상태에서는 응답특성의 저하 및 출력 토크의 과도진동을 나타내며 정상상태에서는 토크의 입출력 비선형성과 전동기의 추가적인 손실 그리고 온도상승의 가중화를 초래하여 전체적인 제어성능을 저하시키는 중요한 요인이다.

본 논문에서는 회전자 저항 변동에 대한 보상을 수행하기 위하여 모델기준 적응제어(MRAC)기법을 도입하였다. 이 기법은 전동기의 외부단자로부터 쉽게 측정할 수 있는 전압, 전류로부터 얻은 실측 순시무효전력을 기준 모델로 정하였기 때문에 전동기 등가모델에서 구한 기준의 다른 기준모델에 비해 간단한 시스템이 된다[7]. 이렇게 구해진 보상된 저항 값은 유도전동기의 실시간 처리의 최대효율 운전기법에 적용한다. 이러한 운전기법은 유도전동기의 손실저항을 포함하는 새로운 등가모델로부터 손실최소화 계수(LMF)를 구한 후 이를 자속분 전류와 토크분 전류사이의 관계에 적절히 대입하는 온라인 방식의 운전기법이다[8].

제안된 최대효율 제어기법의 타당성을 검증하기 위하여 고속연산 DSP(TMS320C31)와 고속 스위칭의 IGBT 인버터를 적용하여 유도전동기의 벡터제어 실험을 수행하였다. 실험결과 효율 최적비의 실시간 계산에 의하여 저속 경부하시에도 응답특성의 저하없이 최대 효율운전이 가능하였고, 특히 추정된 회전자 저항값을 LMF에 적용하여 보다 안정된 효율운전을 수행할 수 있었다.

2. 최대효율 제어기법

2.1 전자기적 손실계산

유도전동기의 고정자와 회전자의 철손저항(R_{qfs} , R_{dfs} , R_{qfr} , R_{dfr})을 고려한 동기 회전좌표계의 $d-q$ 축 등가회로에서 방정식의 간략화를 위해 회전자 자속의 방향을 $d-q$ 축의 d 축에 일치되어 있다고 가정하면 q 축의 자속은 0이 된다. 또한 누설자속은 자화자속에 비교하여 매우 작으므로 누설인덕턴스 L_{qs} , L_m 은 무시하고 회전자 철손은 고정자 철손에 비하여 매우 작으므로 회전자 철손분을 무시한다면 정상상태에서의 등가회로를 그림 2-1과 같이 얻을 수 있다[1,6].

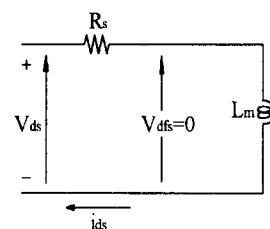
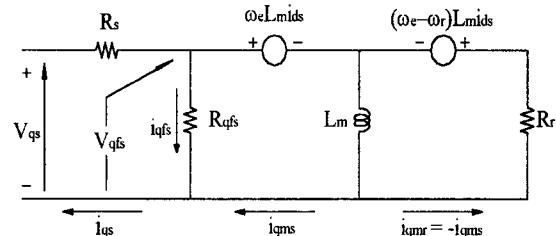


그림 2-1. 손실을 고려한 I.M.의 정상상태 등가회로
Fig. 2-1. Equivalent circuit of I.M. in steady state.

그림 2-1의 관계를 이용하여 유도전동기의 전자기적 손실(동손과 철손) 식을 표시하면 다음과 같다[8].

1) 고정자의 동손

$$P_{cs} = R_s (i_{qs}^2 + i_{ds}^2) \quad (1)$$

2) 고정자의 철손

$$P_{fs} = \frac{R_{qfs}}{(R_{qfs} + R_r)^2} (R_r^2 i_{qs}^2 + L_m^2 \omega_r^2 i_{ds}^2 + 2R_r L_m \omega_r i_{qs} i_{ds}) \quad (2)$$

3) 회전자의 동손

$$P_{cr} = \frac{R_r}{(R_{qfs} + R_r)^2} (R_{qfs}^2 + L_m \omega_r^2 i_{ds}^2 - 2R_{qfs} L_m \omega_r i_{qs} i_{ds}) \quad (3)$$

따라서 1상에 대한 전체 전자기적 손실은 식(4)와 같이 구할 수 있다.

$$P_t = P_{qs} + P_{fs} + P_{cr} = K_q \cdot i_{qs}^2 + K_d(\omega) \cdot i_{ds}^2 \quad (4)$$

여기서,

$$K_q = \frac{R_{qfs}R_r + R_s(R_r + R_s)R_{qfs}}{R_{qfs} + R_r} \quad (5)$$

$$K_d(\omega) = \frac{L_m^2 \omega_r^2 + R_s(R_{qfs} + R_s)R_r}{R_{qfs} + R_r} \quad (6)$$

2.2 최대 효율제어를 위한 손실최소화계수

주어진 속도와 토크에 있어서 최대효율제어를 위한 자속분 전류와 토크분 전류의 관계식을 식(7)과 같이 설정한다.

$$i_{ds} = K_{\min}(\omega) |i_{qs}| \quad (7)$$

여기서 $K_{\min}(\omega)$ 는 손실 최소화계수(LMF)이며 이는 식(4)와 식(7)에 의해 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} K_{\min}(\omega) &= \sqrt{\frac{K_q}{K_d(\omega)}} \\ &= \sqrt{\frac{R_s(R_{qfs} + R_r) + R_{qfs}R_r}{R_s(R_{qfs} + R_r) + L_m^2 \omega_r^2}} \quad (8) \end{aligned}$$

그림2-2는 식(8)에 근거하여 속도변화에 따른 LMF의 값을 나타낸 그림이다. 그러나 이 값은 유도전동기의 운전중 온도변화에 의하여 회전자 저항값이 변동한다면 ($0.5R_r < R_r < 1.5R_r$), 그림3과 같이 LMF가 변하게 되며 특히 저속영역에서 그 변화가 심하게 나타낼 수 있다.

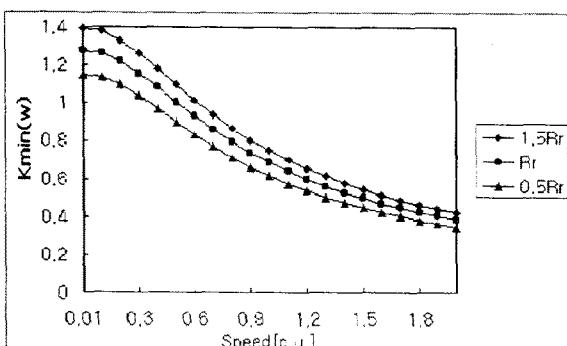


그림 2-2. R_r 변동시 속도변화에 따른 LMF의 변화
Fig. 2-2. Characteristics curve of LMF with the variations of R_r .

또한 최대효율 운전을 위한 조건은 철심의 자화특성이 선형이라는 가정에서 얻어진 것이므로, 철심이 포화되지 않도록 그림2-3과 같이 자속분 전류의 한계치를 정해야 한다.

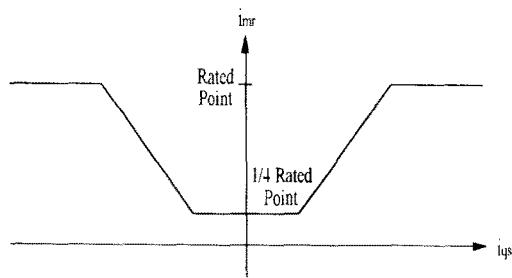


그림 2-3. 자속분 전류의 한계치
Fig. 2-3. Limit value of i_{ds} .

즉 자속분 전류의 상한치는 정격 자속분 전류로 하고, 하한치는 경부하시에 자속이 감소하여 동특성이 저하되지 않도록 하기 위해 정격 자속분 전류의 1/4 정도로 정한다.

이와 같이 자속분 전류의 한계치 내에서는 자속분 전류를 토크분 전류와 손실 최소화 요소의 곱에 따라 변화하도록 전동기를 제어하면 일반적인 벡터제어(FOC)에서 행하는 것과 거의 동일한 동특성으로 손실을 최소화 할 수 있다. 또한 실제 구현에 있어서 고성능 DSP를 이용할 경우, 모든 과정 및 조건들을 실시간으로 처리할 수 있으므로 보다 우수하고 광범위한 제어가 가능하다.

이러한 관계에 의하여 최적효율 제어알고리즘은 그림 2-4와 같이 수행되며, 본 연구에서 사용된 유도전동기의 파라미터를 이용하여 속도와 LMF와의 특성곡선을 표시하면 그림2-4와 같이 나타난다.

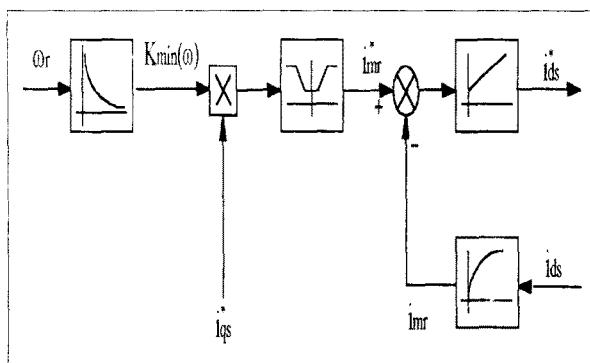


그림 2-4. LMF에 의한 자속분 전류의 제어기 구성
Fig. 2-4. Config.of flux controller using LMF.

또한 유도전동기의 기계적 출력 P_o 와 전체 손실 P_t 와의 관계에서 효율은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_t} = \frac{L_m i_{ds} i_{qs} \omega_r}{L_m i_{ds} i_{qs} \omega_r + (K_q i_{qs}^2 + K_d(\omega) i_{ds}^2)} \quad (9)$$

식(9)에 근거하여 회전자 저항변동에 대한 효율의 변화 즉 효율의 민감도($\partial\eta / \partial R_r$)는 그림2-5와 같이 나타난다.

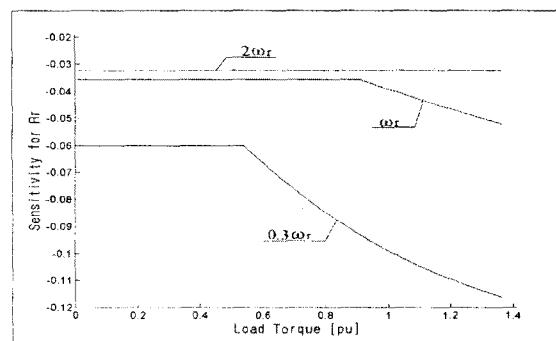


그림 2-5. R_r 에 대한 토크 대 효율 민감도
Fig. 2-5. Torque vs. efficiency sensitivity related to R_r .

따라서 유도전동기의 운전중 온도변화에 의한 회전자의 저항값 변동은 고효율 운전에 영향을 줄 뿐 아니라 과도상태의 응답특성 등 전체 제어성능을 악화시키는 요인이 되므로 이에 대한 보상이 필요하다. 이에 대한 보상의 과정은 다음장과 같은 절차를 거친다.

3. 회전자 저항의 적응보상(MRAC)

고정자 좌표계에서의 순시무효전력을 식(10)과 같이 표현할 수 있다. 이 식은 전동기 파라미터를 사용하지 않으며 고정자 단자로부터 실측 가능한 값이다[7].

$$Q_i = V_{qs}^s i_{ds}^s - V_{ds}^s i_{qs}^s \quad (10)$$

일반적으로 사용하고 있는 3상 유도전동기의 고정자 좌표계에서의 전압방정식 V_{ds}^s, V_{qs}^s 를 식(9)에 대입 정리하면 식(11)과 같이 자속과 관련된 순시무효전력의 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} Q_i &= \frac{L_m}{L_r} \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^s \right) \\ &\quad + L_\sigma \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} i_{qs}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} i_{ds}^s \right) \end{aligned} \quad (11)$$

이 식에서 고정자 전류(i_{ds}^s, i_{qs}^s)는 실측값이고 고정자 좌표계에서의 회전자 자속($\lambda_{qr}^s, \lambda_{dr}^s$)은 추정치이므로 순시무효전력의 추정치를 식(12)와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{Q}_i &= \frac{L_m}{L_r} \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{qr}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{dr}^s \right) \\ &\quad + L_\sigma \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} i_{qs}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} i_{ds}^s \right) \end{aligned} \quad (12)$$

그러나 이 과정에서 회전자 자속 추정식은 회전자 저항값을 포함하므로 오차를 수반하게 된다. 따라서 실측한 순시무효전력의 식(11)과 추정한 순시무효전력의 식(12)에서 발생한 오차 ΔQ_i 를 식(13)과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta Q_i &= Q_i - \hat{Q}_i \\ &= \frac{L_m}{L_r} \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} (\lambda_{qr}^s - \hat{\lambda}_{qr}^s) - i_{qs}^s \frac{d}{dt} (\lambda_{dr}^s - \hat{\lambda}_{dr}^s) \right) \end{aligned} \quad (13)$$

일반적으로 유도전동기의 운전에서는 회전자 저항의 변동은 극히 완만하게 변화되므로 식(13)을 정상상태의 관계로 놓고 정리하면 식(14)와 같이 된다.

$$\Delta Q_i = \frac{L_m^2}{L_r} \omega_e \omega_s L_r |i_s| \frac{\left(\frac{1}{\hat{R}_r} - \frac{1}{R_r} \right) \left(\frac{1}{\hat{R}_r} + \frac{1}{R_r} \right)}{\left[1 + \left(\omega_s \frac{L_r}{\hat{R}_r} \right)^2 \right] \left[1 + \left(\omega_s \frac{L_r}{R_r} \right)^2 \right]} \quad (14)$$

이러한 계산식으로부터 $\omega_e = 0, \omega_s = 0$ 일 때를 제외하고 $\hat{R}_r = R_r$ 이 되는 경우에는 순시무효전력의 추정오차가 영이 됨을 알 수 있다. 이는 식(11)로부터 구한 Q_i 를 보상 기준함수 모델로, 식(12)를 수학모델의 추정치

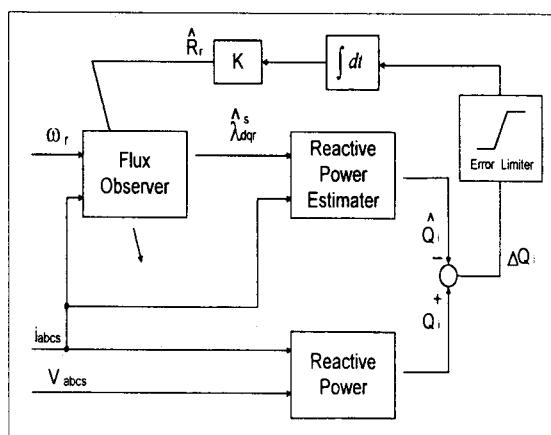


그림 2-6. MRAC를 이용한 회전자 저항 추정기법
Fig. 2-6. Estimation of rotor resistance by using MRAC.

로 설정하여 이들의 오차에 대하여 제어기 이득을 조정한 후 오차가 영일 때 회전자 저항을 추정하는 방식을 적용한 것이다.

그림 2-6은 이러한 알고리즘을 토대로 모델기준 적응제어 기법을 수행한 회전자 저항 추정 알고리즘을 구성한 것이다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

그림 2-7은 전동기를 정격속도로 운전하고 있을 때 자속분 전류(d 축 전류)를 정격($I_{ds}=4.7[A]$)에서부터 4단계로 낮추어서 부하토크를 변동시켜 보았다. 따라서 효율은 부하토크에 따라 d 축 전류를 적절히 제어한다면 항상 고효율로 운전이 가능하다는 것을 확인할 수 있다.

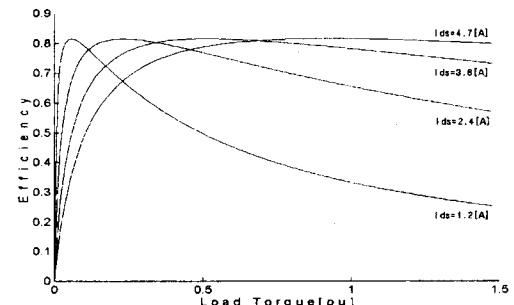


그림 2-7. d 축 전류 변화에 따른 토크 대 효율변화
Fig. 2-7. Efficiency vs. torque for I_{ds} .

그림 2-9는 기존의 일반적인 벡터제어(FOC)기법을 수행하였을 경우에 속도변화에 대한 효율계산의 결과를 보여준다. 낮은 부하에서는 효율이 저하됨을 확인할 수 있다. 그림 2-10은 최대효율 제어기법에 의한 효율계산의 결과이다. 효율은 부하토크에 따라 d 축 전류를 적절히 제어한다면 항상 고효율로 운전이 가능하다는 것을 확인할 수 있다. 그림 2-11은 제안된 제어시스템의 전체블록 다이어그램이다.

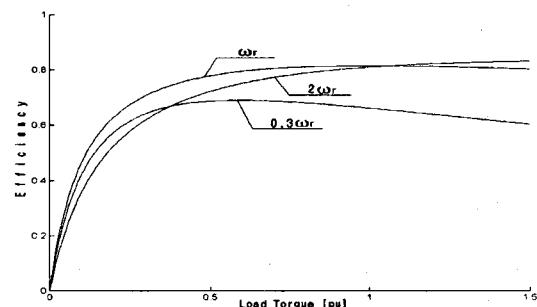


그림 2-9. FOC에 있어서 토크 대 효율
Fig. 2-9. Torque vs. efficiency in conventional vector control(FOC).

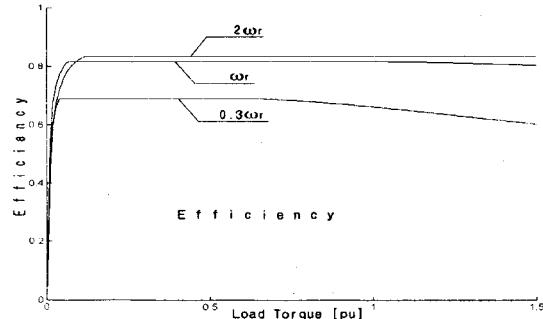


그림 2-10. 최대효율제어기법에 대한 토크 대 효율
Fig. 2-10. Torque vs. efficiency in high efficiency operation.

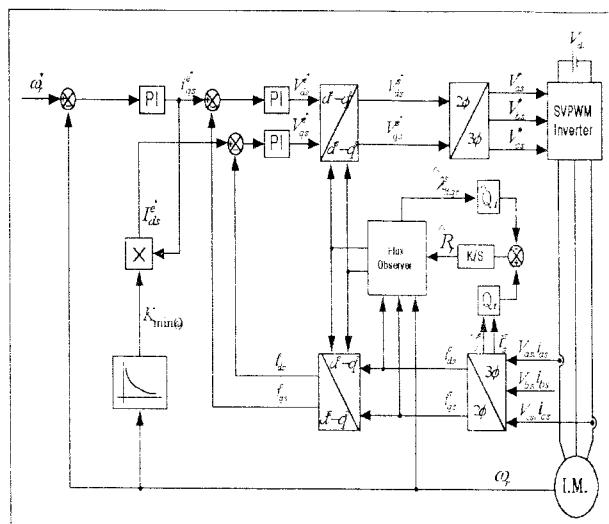


그림 2-11. 벡터제어에 있어서 최대효율제어기법에 대한 전체 블록다이어그램

Fig. 2-11. overall block diagram of the proposed control system.

그림 2-12는 최대효율 운전시 i_{qs} 와 $K_{min}(\omega)$ 에 따라 i_{ds} 전류가 제어되고 있음을 보여주고 있으며 또한 부하가변시에도 잘 제어되고 있음을 보여주고 있다. 이는 500[rpm]으로 전동기를 운전하다 1,500[rpm]으로 속도를 가변하였을 경우 토크분 전류의 변화 및 부하가변시에 여자분 전류도 동시에 제어되어 일정 효율로 제어되고 있음을 보여주고 있으며, 이때의 과도응답 결과도 우수하게 제어되고 있음을 보여주고 있다.

그림 2-13은 MRAC에 의한 회전자 저항값의 추정과정을 보여주는 과정이다. 초기의 속도명령시 토크분 전류에 의하여 추정알고리즘을 수행하며 이후 부하변동에도 강인하게 추정되고 있다. 그림 2-14와 그림 2-15는 회전자저항 추정과 최대효율제어를 동시에 수행한 과정이다. 이때는 각각 속도 및 부하를 가변하였을 경우이며, 두 경우 모두 최대효율 운전에 대한 제어알고리즘을 잘 수행하고 있음을 알 수 있다.

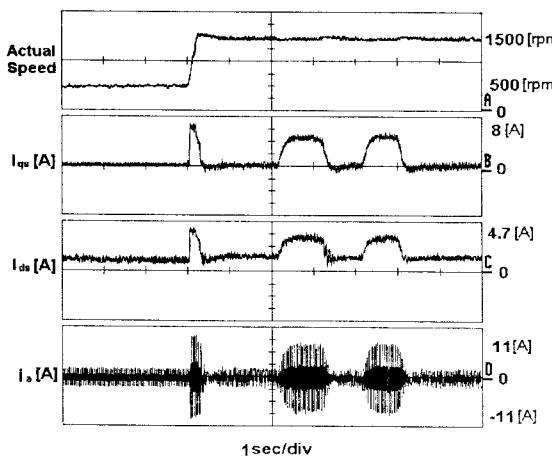


그림 2-12. 최대효율 운전기법을 적용한 경우에 부하변동의 과도응답 ($R_r = \hat{R}_r$).

Fig. 2-12. Dynamic responses of load variation in maximum efficiency operation.

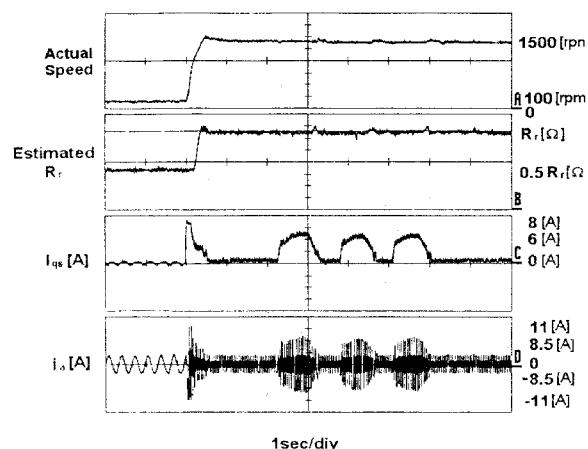


그림 2-13. MRAC기법을 적용한 경우에 회전자 저항값 변동의 추정과정

Fig. 2-13. Output waveforms of load change after estimated rotor resistance(1500(rpm)).

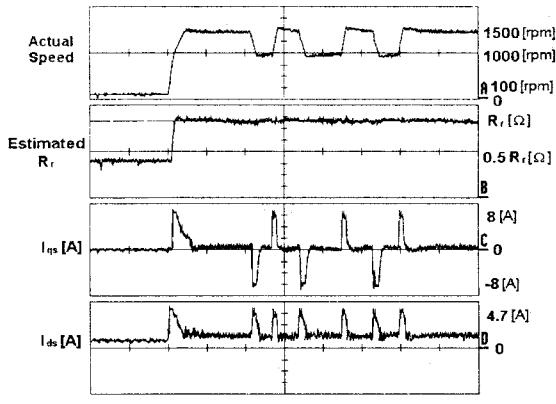


그림 2-14. 속도가변시 회전자저항 추정과 최대효율 제어의 동시 수행과정

Fig. 2-14. Dynamic responses of high efficiency operation and rotor resistance estimation. - Speed variation

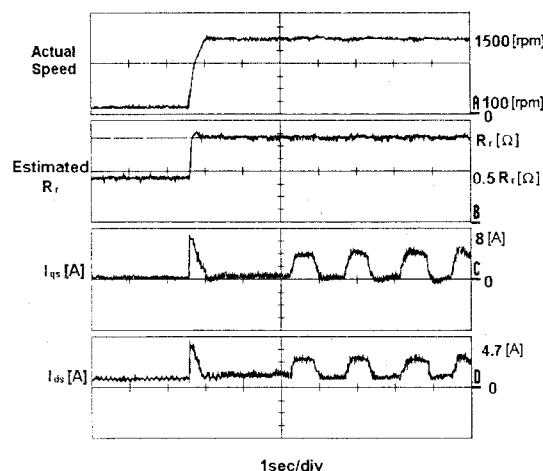


그림 2-15. 부하가변시 회전자저항 추정과 최대효율 제어의 동시 수행과정

Fig. 2-15. Dynamic responses of high efficiency operation and rotor resistance estimation. - Load variation

5. 결 론

산업 전반에 걸쳐 사용되는 유도전동기 구동시스템에서, 에너지를 절감하기 위해서는 속도 및 부하에 무관하게 언제나 전동기가 최대 효율점 부근에서 운전하도록 하는 제어기가 절대적으로 필요하다.

기존 벡터제어(FOC)의 경우 자속분 전류를 일정하게 제어하므로 동특성은 우수하나 저속/경부하시 전동기의 손실이 매우 크다는 것을 알 수 있었다. 또한 최대효율 제어기법의 경우에는 자속분 전류를 토크분 전류와 손실 최소화 요소(LMF)의 상관 관계에 따라 변화하도록 제어함으로써 기존 FOC의 경우 보다 저속/경부하시 전동기의 손실을 저감할 수 있음을 확인하였다.

이러한 제어방식은 손실최소화 계수에 의하여 계산되지만 이는 전동기의 파라미터에 의존하므로 이에 대한 보상이 필요하다. 이에 대한 보상방식은 실측 가능한 전동기의 순시무효전력을 이용하여 보상 기준함수를 설정하고 이의 관계로부터 회전자 저항 값을 추정 보상하는 방법이다. 이는 전동기 등가회로에 의한 기준의 보상 기준함수보다 외부환경의 변화에 더 강인한 효과를 얻을 수 있다는 장점이 있다.

회전자 저항 값 보상에 의한 최대효율 제어기법에 대한 타당성을 검증하기 위하여 디지털 제어시스템을 구성하여 실험을 수행하였으며, 그 결과 제안된 알고리즘의 타당성을 충분히 확인하였다.

[참 고 문 현]

- [1] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo, 'On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive', IEEE Trans. on Ind. App., Vol. IA-21, No.4, pp. 610~616, May 1991.
- [2] Jimmie J. Cathey and Parriz Famouri, 'Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive', IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.27, No.1, pp.32~37, 1991.
- [3] R. D. Lorenz et al, 'Increasing The Dynamic Torque Per Ampere Capability of Induction Machines', IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 1, pp. 146~153, Jan./Feb. 1994.
- [4] JinGeun Shon et al, 'Loss Minimization Control Induction Motor Drive using DSP', Proceedings of ITC-CSCC, Vol.2, pp.796-799, July 1996.
- [5] JinGeun Shon et al, 'Adjustable Speed Control of Induction Motor Using On-Line Efficiency Maximization Method', Proc. of ICEE, Vol.2, pp.854-858, August 1996.
- [6] 손진근, 정을기, 김준환, 전희종, '유도전동기의 속응 토크제어를 위한 파라미터 변동의 적용 보상기법', 전력전자학회 논문지, 제3권 3호, pp.206-213, 1998. 8.
- [7] 손진근, 김국진, 김진상, 전희종, '실시간 제어에 의한 유도전동기의 손실 최소화', 전기학회논문지, 제45권 제11호, pp.1557-1565, 1996. 11.
- [8] JinGeun Shon et al, 'Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive Using the Rotor Resistance Identification', Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering (ICEE' 99), Vol.2, pp.279-282, August 1999.