

간접벡터제어 유도전동기의 효율 최적화 운전

최진호*, 신재화**, 김영석*
*인하대학교, **인천전문대학

The Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive

Jin-Ho Choi* , Jae-Hae Shin** , Young-Seok Kim*
*Inha University , **Incheon Technical College

Abstract - The induction motor is a high-efficiency machine when working close to its rated operation point. This paper uses a simple induction motor model that includes iron losses. The model, which only requires the knowledge of conventional induction motor parameters, is referred to a field-oriented frame. At steady-state light-load condition, the minimum point of the input power can be found with the condition that it is possible to obtain the same torque with different combinations of flux and current values. Using the minimum point, the drive system with the proposed efficiency optimization controller can be controlled easily. Simulation and experimental results show the effectiveness of the control strategy proposed for an induction motor drive.

1. 서론

현재 전기에너지의 약 70%가 전동기에 의해 소비되고 있으며 에너지 절약의 목적으로 전동기의 고효율화 설계 및 효율개선 등의 연구가 계속되고 있다. 전동기중 농형 유도전동기가 가장 널리 사용되고 있으나 고정자동손, 회전자동손, 철손 등으로 인하여 효율이 낮은 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 위와 같은 유도전동기의 손실을 최소화함을 목적으로 새로운 최대효율 운전 제어를 제안하고자 한다.

일반적으로 유도전동기는 정격에서 동손과 철손의 최소 균형점인 최대 효율 범위에서 운전하기 때문에 커다란 문제점을 가지지 않는다. 그러나 많은 가변속 응용 분야에서는 대부분 정격 범위에서 벗어나 운전되기 때문에 동손과 철손의 균형점을 벗어나게 되고 그 결과 최대 효율 및 손실 최소화 운전이 불가능하게 되었다.

이를 개선하기 위한 기존의 방식으로 유도전동기 벡터 제어 알고리즘을 이용하여 여자분 전류를 제어함으로써 단일 자속분 전류가 감소한다면 토오크분 전류를 증가시키면서 속도리플치를 추종할 수 있도록 하는 고효율 운전 제어 방식이 제안되었다. 또한 최적 여자전류 제어로 인버터의 입력전력을 직접 측정 계산하여 이 입력 전력을 최소화하도록 여자분 전류를 제어하는 적응제어 방식이 제안되었다. 다른 방법으로는 최대효율을 발생하기 위한 자속분 전류 및 토오크분 전류의 최적비를 미리 계산하여 프로파일을 만들고 이를 기준 자속으로 정하여 제어하는 방식이 제안되었다.

본 논문에서는 위의 제안된 방법을 기초로 하여 동기좌표계 상에서의 기본적인 유도전동기의 새로운 모델을 설계하고 이를 이용하여 손실 및 최적비를 계산하며 손실이 최소가 되는 최적의 운동 조건을 제안한다. 이와같은 최적의 운동점을 이용함으로써 더욱 빠른 최적점에 도달할 수 있도록 한다.

본 논문에서는 제안된 이론의 타당성을 모의 실험과

실험을 통하여 입증하였다.

2. 본론

2.1 정상상태에서의 간단한 유도전동기 모델

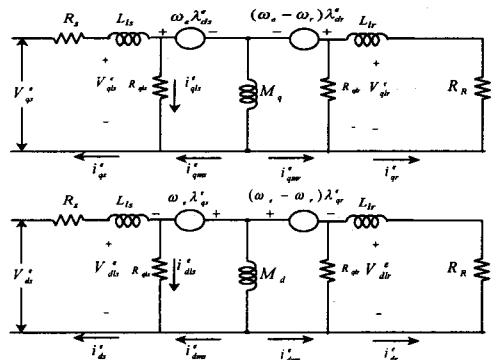


그림 1 철손을 고려한 일반적인 유도 전동기의 동기 좌표계

그림 1은 고정자와 회전자의 철손을 R_{qls} , R_{dls} 그리고 R_{qdr} , R_{dtr} 로 표현한 일반화된 동기좌표계이다. 이 방정식을 간단하게 하기 위하여 d-q축에서의 d축을 회전자 자속 방향으로 정의하였으며 q축 방향의 자속은 영으로 한다.

간략화된 유도전동기 모델링을 위하여 다음과 같이 가정한다.

- 1) 자화 자속에 비하여 누설 자속이 매우 적기 때문에 누설 자속을 무시한다.
- 2) 모든 유도전동기의 파라메타는 상수로 간주하고, 자속 포화 와 온도에 관한 것은 무시한다.
- 3) 회전자 철손 저항을 표현하는 저항을 회전자 저항의 일부분으로 취급한다. ($R_r = R_R \parallel R_{qdr}$)

초기의 가정하에 정상상태의 유도전동기의 등가 회로로부터 얻어진다.

$$\lambda_{qr}^e = 0 = \lambda_{qs}^e$$

$$= M_q(i_{qms}^e + i_{qmr}^e) \tag{1}$$

(1)로부터 정리하면,

$$i_{qms}^e = -i_{qmr}^e \tag{2}$$

와 같으며 정상상태에서 자체 오리엔테이션 좌표계를 이용하여 고정자 회전자에서 M_d , M_q 를 가로지르는 전압은 항상 영이다. 식 (1)과 그림 1로부터 d축 회로의 속도 전압은 영이며 다음 식을 얻을 수 있다.

$$v_{dls}^e = 0 = v_{dtr}^e \tag{3}$$

$$i_{dms}^e = i_{dtr}^e \tag{4}$$

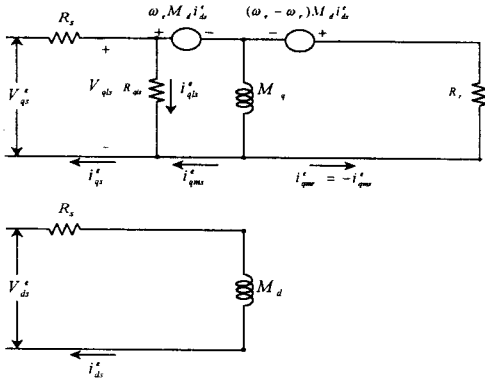


그림 2 간략화한 정상상태의 유도전동기의 등가 회로

$$i_{ds}^e = 0 = i_{dmr}^e \quad (5)$$

$$\lambda_{ds}^e = \lambda_{dr}^e = M_d(i_{dms}^e + i_{dmr}^e) \quad (6)$$

$$\lambda_{ds}^e = \lambda_{dr}^e = M_d i_{ds}^e \quad (7)$$

그림 1과 식(1)~(6)으로부터 그림 2의 등가회로로 정의될 수 있다. 여기서 식(4)로부터 d축의 철손은 영이 되므로 그림 2에서 R_{dls} 가 영이 된다. 이러한 이유 때문에 철손은 q축 회로에 집중하게 된다. 그림 2에서 회전자 q축 회로를 식으로 나타내면,

$$(\omega_e - \omega_r)M_d i_{ds}^e = R_r i_{qms}^e \quad (8)$$

이며, ω_e , ω_r 는 자계 오리엔테이션 좌표계와 회전자의 속도이다.

식(8)과 그림 2로부터,

$$i_{qms}^e = i_{qs}^e - \frac{v_{qls}}{R_{qls}} \quad (10)$$

$$= i_{qs}^e - \left(\frac{R_r}{M_d} \frac{i_{qms}^e}{i_{ds}^e} + \omega_r \right) \frac{M_d}{R_{qls}} i_{ds}^e$$

이며, 다시 정리하면,

$$i_{qms}^e = \left(\frac{R_{qls}}{R_{qls} + R_r} \right) i_{qs}^e - \left(\frac{M_d}{R_{qls} + R_r} \right) \omega_r i_{ds}^e \quad (11)$$

이다. 위의 수식으로부터 유도전동기의 동손과 철손은 i_{ds}^e , i_{qs}^e 로 나타낼 수 있다.

고정자 동손 손실:

$$P_{cus} = R_s (i_{qs}^e)^2 + i_{ds}^e{}^2 \quad (12)$$

회전자 동손 손실:

$$P_{cur} = R_r i_{qmr}^e{}^2 \quad (13)$$

철 손 :

$$P_{fe} = R_{qls} (i_{qs}^e - i_{qms}^e)^2 \quad (14)$$

총 손 실 :

$$P_t = P_{cus} + P_{fe} + P_{cur} = R_q i_{qs}^e{}^2 + R_d(\omega_r) i_{ds}^e{}^2 \quad (15)$$

여기서,

$$R_q \equiv R_s + \frac{R_{qls} R_r}{R_{qls} + R_r}$$

$$R_d(\omega) \equiv R_s + \frac{M_d^2}{R_{qls} + R_r} \omega_r^2 \text{ 이다.}$$

토크:

$$T_d = p(\lambda_{dr}^e i_{dmr}^e - \lambda_{dr}^e i_{qmr}^e) \quad (16)$$

$$T_d = p \left(\frac{M_d i_{ds}^e}{R_{qls} + R_r} (R_{qls} i_{qs}^e - M_d \omega_r i_{ds}^e) \right)$$

$$\text{조건식: } R_{qls} \gg R_r, R_{qls} \gg M_d^2 \omega_r^2 \quad (17)$$

토크:

$$T_d \approx p M_d i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (18)$$

2.1.1 손실최소화 알고리즘

주어진 속도와 토크에 대하여 (15) 식을 1차 미분하였을 때 다음과 같이 손실을 최소화하는 최적비를 얻을 수 있다.

$$i_{ds}^e = K_{\min(\omega)} |i_{qs}^e| \quad (19)$$

여기서,

$$K_{\min(\omega)} = \sqrt{\frac{R_q}{R_d(\omega)}} = \sqrt{\frac{R_s(R_{qls} + R_r) + R_{qls} R_r}{R_s(R_{qls} + R_r) + M_d^2 \omega_r^2}} \quad (20)$$

2.1.2 효율의 계산

식(15)~(16)과 식(18)으로부터, 유도전동기의 효율을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\eta = \frac{T_d \omega_r}{T_d \omega_r + P_t}$$

(21) 여기서,

$$T_d \omega_r = M_d i_{qs}^e i_{ds}^e \omega_r$$

$$P_t = \left(R_s + \frac{R_{qls} R_r}{R_{qls} + R_r} \right) i_{qs}^e{}^2 + \left(R_s + \frac{M_d^2 \omega_r^2}{R_{qls} + R_r} \right) i_{ds}^e{}^2$$

2.2.1 입력전력의 최소화점

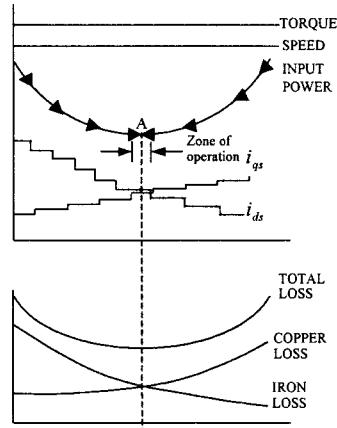


그림 3 효율 최적화 제어 원리도

그림 3은 정상상태의 일정 토크와 속도 최적점에서 효율 최적화 원리도를 보여주고 있다. 회전자 자속은 자화전류가 감소함에 따라 감소하고, 속도 제어를 통하여 토크분 전류는 증가하게 된다. 결과적으로 토크는 일정하게 된다. 자속이 감소함에 따라 부수적으로 동손은 증가하고 철손은 감소하므로, 따라서 DC 링크 전력은 감소하는 결과를 가져온다. 본 연구는 최소의 입력전력점(A 점)을 방정식을 통해 알아낸 후 좀더 간편한 제어를 제안한다.

1) 일정 토크를 이용하는 방법. 정상상태에서는 토크는 일정하고 자속과 토크 전류의 다른 결합도 일정한 토크를 나타낼 수 있다는 가정에서 다음과 같은 식이 성립된다.

$$\hat{T}_d = K_t i_{ds}^* i_{qs}^* = K_t i_{ds}^* i_{qs}^* \quad (23)$$

여기서,

\hat{T}_d 는 정상상태에서의 일정 토오크

i_{ds}^* 는 최소 입력전력점(A점)의 자속분 전류값.

i_{qs}^* 는 최소 입력전력점(A점)의 토오크분 전류값.

식 (23)에서 결국 K_t 가 일정하다고 했을 때, 자속과 토오크분 전류의 곱의 형태로 나타낼 수 있다. 식 (19)를 식 (23)에 대입했을 때 최소 입력전력점의 i_{ds}^* 값을 결정할 수 있다.

위의 첫 번째 방식에서의 입력전력은 임버터 PWM 전압으로 측정하기 때문에 용이하지 못하므로 본 논문에서는 두 번째 방법을 사용하였다.

효율 최적화 제어는 정상상태에서만 효과적이다. 이 제어법의 단점은 과도 상태가 천천히 진행되어야 하는데, 그 이유는 낮은 자속이 충분한 토오크를 낼 수 없기 때문이다. 부하 토오크의 변화에 대해서 기동이 빠른 과도 응답을 얻어내기 위해서는 정격의 자속을 설정함으로써 회복될 수 있다.

2.2 시뮬레이션 결과 및 실험

논문에서 사용한 전력변환부는 정격출력 3hp(2.2kW) 4극 유도전동기를 기준으로 제작하였다. 스위칭소자로 3상 브리지 다이오드와 다이내믹 브레이킹용 IGBT와 3상 브리지 인버터를 내장한 IPM을 사용하였다.

그림 4와 그림 5는 효율제어가 되었을 때의 전동기의 속도, 회전자 지령치 전류, 속도분 전류이다. 시간은 0.5s/div 이다. 그림 6은 속도 가변시의 회전자 지령치 전류가 변화한 파형이다. 속도 에러치가 정격속도 0.5%를 벗어 났을 때 정격자속으로 되돌아 갔다가 다시 에러치의 범위안으로 들어 왔을 때 효율 제어 하는 파형이다.

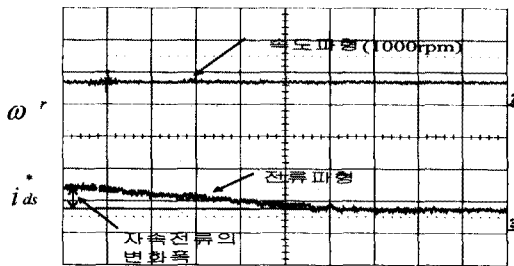


그림 4 효율최적화에서의 속도와 전류
속도(1600rpm/div), 전류(2A/div)

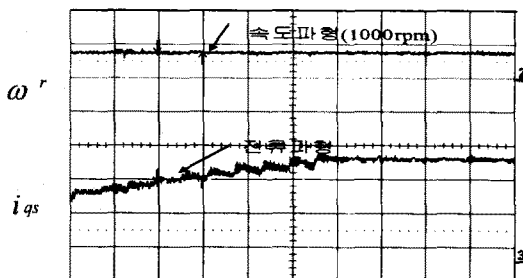


그림 6 효율최적화에서의 속도와 전류
속도(1600rpm/div), 전류(2A/div)

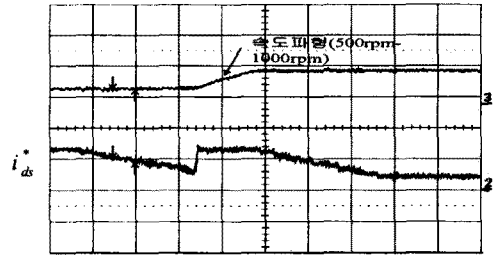


그림 6 속도 가변시의 전류 파형

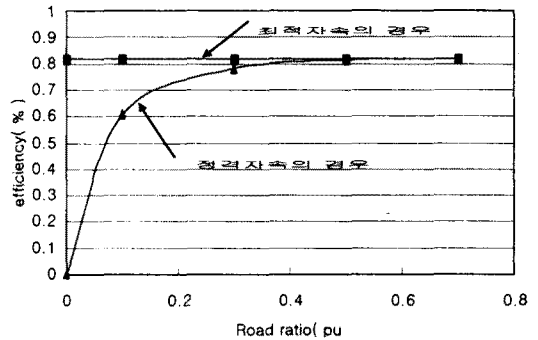


그림 7 속도(wr=0.2pu)에서의 효율곡선

3. 결 론

이 논문에서 철손을 포함한 간단한 유도전동기의 모델을 제시하였다. 이 모델을 이용하여 방정식을 세워 동손과 철손의 양을 결정 할 수 있었다. 따라서 방정식을 기초로 하여 최적비를 구하고 자속과 토오크분 전류의 여러 가지 결합으로 같은 토오크를 나타낼 수 있다는 조건에서 입력전력의 최소점을 구할 수 있었고, 이를 이용해서 효율 최적화 알고리즘을 용이하게 다룰 수 있었다. 실험을 통하여 이를 증명하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] Dal Y. Ohm, Yuri Khersonsky and James R. Kimzey, "Rotor Time Constant Adaptation Method For Induction Motors Using DC Link Power Measurement", IEEE, pp588 - 593, 1989
- [2] G.O.Garcia, J.C.Mendes Luis, R. M. Stephan, and E. H. Watanabe, "An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 41, NO.5, pp533 - 539, OCTOBER 1994
- [3] Gilberto C. D. Sousa, member, IEEE, Bimal K. Bose, Fellow, IEEE, and John G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On-Line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.42, NO2 pp192 - 198, APRIL 1995