

자화인덕턴스 변화를 고려한 약계자 영역에서의 유도전동기 벡터제어

(Vector Control of an Induction Motor for the Field Weakening Region Considering the Variation of Magnetizing Inductance)

이택기

(Taek-Kie Lee)

요 약

약계자 영역에서 토크는 자속에 직접적으로 영향을 받는다. 이 영역에서 자속준위는 회전자 속도에 대하여 반비례로 감소시킨다. 자속이 감소함에 따라 자화인덕턴스는 증가하게 된다. 증가된 자화인덕턴스는 전류를 제어하기 위한 전압을 제한시킨다. 본 논문에서는 약계자 영역에서 q-축전압을 측정함으로써 자화인덕턴스의 변화를 계산하며 이에 따라 기준 자화전류를 재조정한다. 컴퓨터 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 제안한 방법을 입증한다. 본연구에서 제안한 알고리즘은 방적기계등의 적용분야의 가변속 구동시스템에 활용이 기대된다.

Abstract

In case of field weakening region, torque is directly affected by flux. In this region, the flux reference is decreased inversely proportional to the rotor speed. As the flux is decreased, the magnetizing inductance is normally increased. The increased magnetizing inductance limited voltage for controlling current. In this paper, measuring q axis voltage in field weakening region, magnetizing inductance in flux calculating can be readjusted. Computer simulation and experiment results demonstrate the efficacy of the proposed method. Proposed algorithm is expected to the application of the adjustable drive system in the spinning and weaving field

1. 서 론

최근 가변속 구동시스템으로 벡터제어 시스템의 채용이 급격히 증가되고 있다. 벡터제어는 자속과 토크를 정확히 분리하여 제어함으로써 고성능 제어가

가능하게 되었다. 유도전동기 구동시스템은 전동기의 속도를 증가함과 동시에 입력전압을 증가시킨다. 따라서 일정 자속제어가 되며 부하에 따라 적절한 토크를 발생하며 이 영역은 정토크 영역(constant torque region)이 된다. 그러나 정격속도 이상으로 운전할 경우에는 입력전압이 제한되기 때문에 자속을 일정하게 유지하기가 어렵게 된다. 따라서 속도증가에 따라 자속을 감소시켜야 된다. 그래서 이러한 영

정희원 : 한경대학교 전기공학과 조교수
접수일자 : 1999년 1월 8일

역을 약계자 영역(field weakening region) 또는 정출력 영역(constant power region)이라 한다. 일반적으로 유도전동기 구동시스템은 저속에서 운전할 경우 토크대 전류의 비를 최대로 하기 위하여 자속준위를 높게 설정한다. 이렇게 함으로써 인버터의 전류를 낮출 수 있기 때문이다. 반면에 견인, 스피들 구동시스템에서는 전 운전영역에서 최대 토크를 유지하기 위하여 기준자속을 속도에 따라 낮게 조정할 필요가 있다.

유도전동기 구동시스템의 기준자속 설정은 구동시스템의 출력 토크능력에 지대한 영향을 준다. 자속이 너무 낮다면 인버터의 전류제한 때문에 토크지령범위가 감소하며, 자속이 너무 높다면 고속 영역에서 역기전력은 높게 되어 인버터는 전류를 제어할 수 있는 전압여유분을 상실하여 최대토크를 발생시킬 수 없게 된다. 결과적으로 인버터는 전류를 제어할 수 있는 전압을 다 소비하고 출력토크는 다시 감소하게 된다.

따라서 정토크 영역뿐만 아니라 약계자 영역에서 속응성 있고 높은 토크응답을 갖는 구동시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

약계자 영역에서 기준 자화전류는 회전자 속도에 반비례하게 감소시킨다. 이러한 방법은 철심의 B-H 특성에 의한 자화인덕턴스 변화를 고려하지 않은 개루프 방식이므로 완벽한 벡터제어를 실현하기 어렵다. 이러한 문제점을 처음 언급한 논문[1]은 과도상태의 회전자 자속을 예측할 수 있는 모델로 제안하여 정확한 계자전류 제어를 하였다. 그러나 이 방식은 상세한 전동기 모델이 요구된다. 즉, 인덕턴스 비, 고정자 저항, 고정자 전류 변화율을 필요로 하기 때문에 복잡한 구동 시스템이 된다는 단점이 있다. 그리고 전 속도영역에서 최대 토크에 대하여 회전자 속도의 함수로 최적의 자속을 설정하는 방법도 제시되었다[2]. 여기서 최적의 자속은 회전자 자속이 아닌 고정자 자속을 선택하였고, 약계자 영역에서 회전자 자속과 회전자 시정수를 추정할 수 있는 관측기를 제안한 방법도 있다[3]. 이 방법은 전동기의 정확한 파라미터를 요구한다. MRAC(model reference adaptive control)를 이용하여 self-organized된 간접 벡터제어가 제안되었으며 고속운전시 최대 토크를 발생하기 위하여 기준자속과 기준주파수를 계산하였다[4]. 그리고 이러한 영역에서는 슬립이 증가하는데

최대 슬립은 누설계수와 회전자 시정수에 반비례한다. 이 누설계수가 작은 경우에는 약계자 영역이 넓은 반면에 단락 또는 기동시에 전류를 제한하는 성분이 된다. 따라서 고속운전용 전동기인 경우에는 누설계수가 최대슬립범위를 제한하기 때문에 아주 작게 설계해야 되지만 그 이외의 경우에는 적절하게 만들어도 된다[5]. 유도전동기의 약계자 영역에 대한 연구는 주어진 인버터 용량과 전동기 파라미터를 가지고 구동시스템의 성능을 계산한다. 그러나 운전조건에 따라 전동기의 파라미터가 변화한다[6]. 온라인으로 L_m 를 추정할 경우 시스템의 안정성이 문제가 될 것으로 판단된다[7]. 왜냐하면 자화인덕턴스는 전동기 온도에 따라 거의 변화가 없고 자속준위를 변경하였을때에만 변화하기 때문에 온라인이 아니고 오프라인으로 추정하여도 문제가 없다고 사료된다.

유도전동기 가변속 구동시스템이 고속영역에서 속도에 따른 역기전력항이 크기 때문에 전압 여유분이 감소하여 전류제한이 발생하기 때문에 토크가 감소하게 된다. 그래서 자화분 전류를 감소하는데 자화인덕턴스의 증가를 고려하지 못하기 때문에 실제 자속은 과여자 된다. 따라서 이러한 변화를 고려하여 적절한 자속으로 운전하여 출력토크를 향상시켜야 된다. 따라서 회전자 속도에 따른 회전자 자속의 동특성을 파악하여 이에 따른 상호인덕턴스(L_m)의 변동을 고려해야 고성능 벡터제어가 가능하게 된다. 이것은 보다 큰 전압여유분을 확보하기 위해서이며, 만약 전동기의 고정자 인덕턴스 또는 상호 인덕턴스의 변동이 있다면 약계자 영역에서 q축 전압이 일정하지 않게 된다. 즉, 고정자 인덕턴스가 증가한다면 q축 전압은 증가할 것이고 그 반대인 경우에는 감소한다. 이러한 원리를 이용하여 본 논문에서는 약계자 영역에서 회전자 속도에 무관하게 q축 전압이 일정하다는 것을 이용하여 고정자 인덕턴스의 변화를 알아낼수 있으며 이 인덕턴스의 변화를 고려하여 기준 자화 전류를 설정하여 전류제어를 위한 전압 여유분을 크게 하여 보다 향상된 간접벡터제어를 구현하였다.

2. 전동기 파라미터의 변동

전동기의 파라미터의 변동이 약계자 영역에서 벡

터제어 시스템 및 전류제어기의 비간섭함에 미치는 영향에 대하여 언급한다.

2.1 약계자 영역에서의 영향

동기좌표계에서 유도전동기의 고정자 dq축 모델은 식(1), (2)와 같다[8].

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (1)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (2)$$

정상상태에서는 미분항이 0이 되기 때문에 벡터제어에서

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e \quad (3)$$

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

$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (5)$$

가 된다.

식(4)에 식(5)을 대입하면 식(6)과 같다.

$$\lambda_{qs}^e = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs}^e = L_s' i_{qs}^e \quad (6)$$

여기서 L_s' 는 고정자 과도 인덕턴스이다.

식 (3)과 식(6)을 식(1), 식(2)에 대입하면 식 (7), (8)과 같이 된다.

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + \omega_e L_s' i_{ds}^e \quad (7)$$

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e - \omega_e L_s' i_{qs}^e \quad (8)$$

고속 운전 영역에서 고정자 저항 전압 강하는 무시할 수 있으므로 식 (7),(8)은 식(9), (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{qs}^e = + \omega_e L_s' i_{ds}^e \quad (9)$$

$$v_{ds}^e = - \omega_e L_s' i_{qs}^e \quad (10)$$

정상상태에서 유도전동기의 회전자 속도에 대한 q 축 전압(v_{qs}^e)을 그림 1에 나타내었다.

일반적으로 정토크 운전영역에서 자화 전류를 일정하게 제어하면 고정자 인덕턴스의 변동이 없기 때문에 q-축전압은 전동기 속도증가에 따라 선형적으로 증가한다(식(9) 참조). 그러나 약계자 영역에서는 고정자 주파수 증가에 따라 자화전류를 반비례로 감소시키기 때문에 $\omega_e i_{ds}^e$ 항은 일정하다. 그래서 고정자 인덕턴스의 변화에 따라 그림 1에서 보는바와 같이 3가지 경우가 있다. 그림 1에서 1의 경우는 고정자 인덕턴스(L_s)가 증가한다면 식 (9)에서 보듯이 q-축전압이 증가하는 경우이고 3의 곡선은 1의 경우와 반대의 경우이다. 일반적으로 회전자 속도의 증가에 따라 자화전류를 반비례적으로 감소시키기 때문에 q-축 전압은 일정하다(2의 경우). 이것은 고정자 인덕턴스(L_s)가 일정하다는 조건에서 성립한다. 그러나 약계자 영역에서는 자화전류의 감소에 따라 인덕턴스의 크기가 변동하기 때문에 이 q-축전압은 일정하지 않다(1, 3의 경우). 즉, 인덕턴스가 증가한다면 q-축전압은 증가할 것이고(1의 경우) 그 반대의 경우에는 감소할 것이다(3의 경우). 일반적으로 전동기의 정격자속은 자기포화가 발생하기 전의 시점을 선정하며 약계자 운전시에는 정격자속을 감소시킨다. 이 자속을 감소시킴에 따라 상호인덕턴스는 점차 증가하다가 감소하는 특성을 나타낸다[5]. 그래서 기준 자화전류를 작게 설정하여 고속영역으로 운전하는

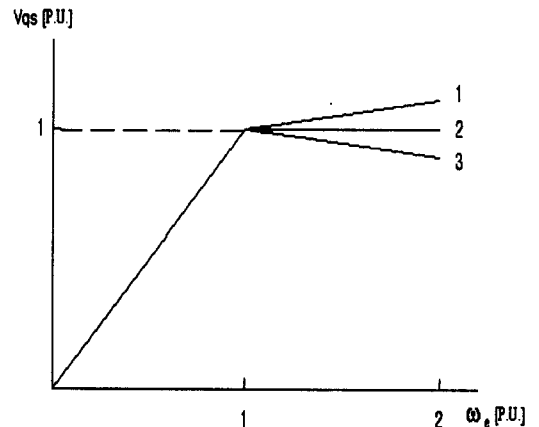


그림 1. 회전자 속도에 대한 q축 전압

Fig. 1. q axis voltage for rotor speed.

경우에는 q축 전압은 그림 1의 3곡선을 나타낼 수 있으며 그와 반대인 경우에 즉, 자화전류를 크게 설정한 경우에는 그림 1의 1 또는 2의 곡선을 그릴 수 있다. 그래서 유도전동기의 약계자 운전시 정상상태에서 q-축전압의 추이를 본다면 인덕턴스의 변동을 알 수 있게 되는 것이다.

전동기의 최대토크는 허용되는 인버터 전류용량과 인버터가 전동기에 공급할 수 있는 최대전압에 의존한다. 그렇기 때문에 제한된 전압과 전류를 고려하여 전 운전속도영역에서 토크대 전류비를 가장 최대로 만들 수 있는 제어기법이 필요하다. 고속영역에서 유도전동기의 토크는 약계자 제어방법에 의존한다. 약계자 운전으로 가장 널리 사용되는 $1/\omega_r$ 방식은 회전자 속도에 반비례하여 회전자 자속을 감소시키는 방식이다 이 방식에 대한 식은 (11)에 나타내었다.

$$i_{ds}^e = \frac{\omega_{r\text{base}}}{\omega_r} \frac{\lambda_{dr}^e}{L_m} \quad (11)$$

이 방법은 자화 인덕턴스의 변화를 고려하지 못하기 때문에 전류를 조절하는데 필요한 전압 여유분을 효과적으로 활용하지 못한다. 즉, 회전자 속도의 증가에 따라 기준 자화 전류를 감소시키기 때문에 자기회로의 비선형 특성이 나타나며 이에 따라 L_m 이 일정하지 않게 된다.

그림 2는 회전자 속도에 따른 기준 자화 전류를 나타낸다.

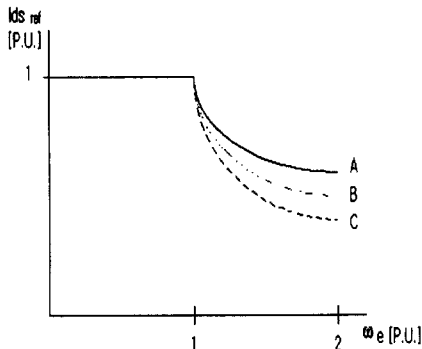


그림 2. 회전자 속도에 대한 기준 자화전류
Fig. 2. Reference magnetizing current for rotor speed.

일반적으로 자화인덕턴스의 변화가 없다면 B의 경

우와 같이 지령을 해야할 것이고 회전자 속도 증가에 따라 자화 인덕턴스가 증가할 경우 B의곡선에 따라 지령을 한다면 전동기는 설정된 치의 약계자 운전이 되지 않는다. 즉, 예상한 것 보다 과여자 시키는 경우가 된다. 또한 전류를 제어하기 위한 전압 여유분도 감소할 것이다. 따라서 B곡선 아래 즉, C의 곡선형태로 자화 전류를 지령해야 할 것이다. 또한 회전자 속도 증가에 따라 자화 인덕턴스가 감소하는 경우에 B곡선으로 지령을 한다면 전동기는 부족여자가 될 것이다. 즉, 전동기를 지령한 것 보다 더 약계자 시킨 경우가 된다. 그래서 적절하게 약계자를 시키기 위해서는 B곡선 위 즉, A곡선의 경우와 같이 지령을 해야 할 것이다.

일반적으로 유도전동기의 고정자 인덕턴스와 상호 인덕턴스는 고정자 누설 인덕턴스의 차를 가지고 있다. 이 누설 인덕턴스는 매우 작기 때문에 상호 인덕턴스 대신에 고정자 인덕턴스를 사용하여도 큰 오차가 없게 된다. 따라서 q축 전압의 변동에 따라 고정자 인덕턴스의 변화를 알아낼 수 있으며 이 인덕턴스의 변화를 이용하여 기준 자화전류를 설정하여 전류제어를 위한 전압 여유분을 확보하고자 한다.

2.2 전류제어기의 비간섭함에 미치는 영향

일반적으로 전류제어기는 동기좌표계 PI제어기를 사용한다[9-10]. 이 경우에 정상상태에서 유도전동기의 전압 및 전류는 직류량이므로 간단한 PI 제어기만으로도 전동기를 제어할 수 있다. 그러나 전류제어기의 동특성을 향상시키기 위하여 역기전력 전압을 계산하여 전향 보상 함으로써 정확히 비간섭 시켜야 한다.

그림 3은 동기좌표계 PI 전류제어기를 나타낸다.

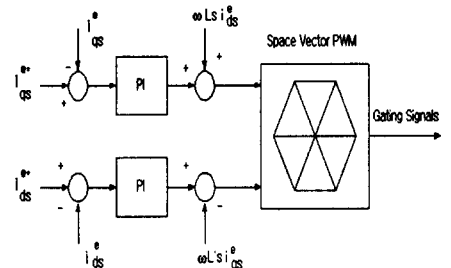
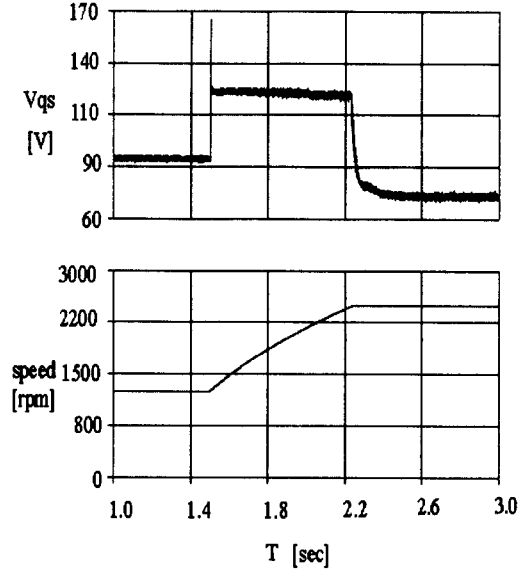


그림 3. 동기 좌표계 PI 전류 제어기
Fig. 3. PI current controller in synchronous frame.

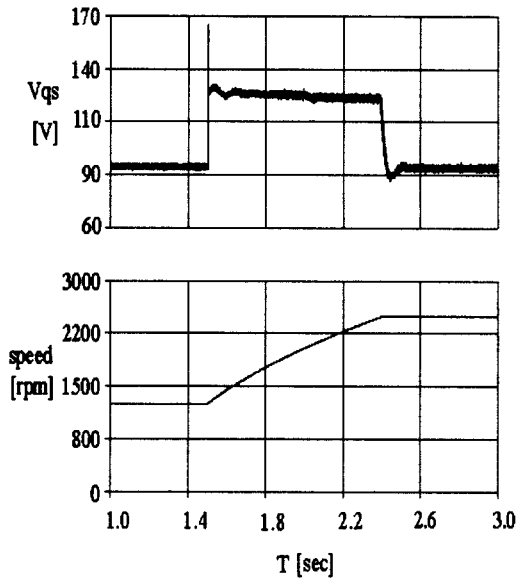
전류 제어계에서 d축의 양과 q축의 양 사이에 간섭이 있기 때문에 단순히 전류를 피드백 제어한다면 간섭성분은 외란이 되기 때문에 제어성능을 악화시킨다. 간섭성분이 있는 피드백제어계의 안정성은 다입력 다출력계로서 조절할 수 있지만 단순히 간섭을 외란으로 고려하여 1입력 1출력계로 생각할 수 있다.

이 외란은 1차지연의 특성을 나타내며[11], 저주파수 영역에서 약간의 왜곡이 있게 되며 고속시의 응답은 외란 성분이 크기 때문에 저속시에 비해서 진동이 크게 된다. 이러한 외란을 억제하기 위한 방법으로서 전류 제어기의 이득을 크게 설정하면 외란의 과도적인 진동을 저감시킬 수 있다. 또 하나의 방법은 외란인 간섭성분을 추정해서 그 성분을 상쇄하도록 제어하는 비간섭제어를 행하는 것이다. 이 간섭성분은 전동기정수를 알고 있다면 추정해서 보상할 수 있다.

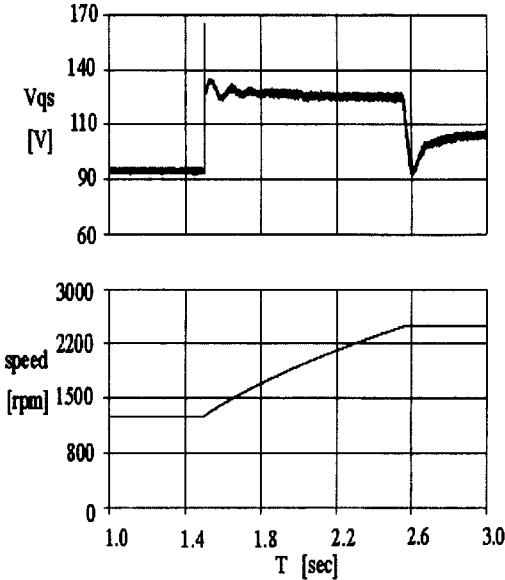
그림 4는 전동기의 고정자 인덕턴스 (L_s)가 $\pm 20\%$ 변화하였을 때의 q축 전압의 과도응답으로서 전류제어기의 비간섭함에 대한 영향을 검토하기 위한 파형이다. 시뮬레이션 조건은 무부하이고 1.5초에 L_s 가 $\pm 20\%$ 변화하였다고 가정하고 지령속도를 1250[rpm]에서 2500[rpm]으로 증가시킨 경우이다. 그림 4(a)는 전동기의 L_s 가 20% 감소한 경우이며, 그림 4(b)는 전동기의 L_s 가 변화가 없는 경우이다. 그림 4(c)는 20%증가한 경우이다. 전동기의 속도가 1250[rpm], 2500[rpm]일 때의 기준 q축 전압을 비교한다면 그림 4(b)는 L_s 의 변동이 없기 때문에 동일하지만 그림 4(a), (c)는 서로 다르다. 그 이유는 고정자의 인덕턴스의 변화를 고려해서 비간섭함의 L_s 를 조정하지 못한 결과이다. 따라서 그림 4(a)는 전동기의 L_s 가 20% 감소한 경우로써 속도응답이 매우 지연되므로 제어기의 이득을 크게 설정해야 한다. 그림 4(c)의 경우는 그림 4(b)의 경우보다 전압 여유분이 감소한다. 즉, 중부하에서는 전압 여유분이 포화가 일어난다. 따라서 고속운전시에도 전류제어기 비간섭함의 L_s 가 정확히 설정되어 있어야 전류제어기의 제어성능을 유지할 수 있다



(a) L_s 가 80%일때 (20% 감소)



(b) L_s 가 100%일 때 (변화없음)



(c) L_s 가 120%일 때 (20% 증가)

그림 4. 고정자 인덕턴스 변화에 따른 기준 q전압
Fig 4. Reference q-axis voltage when stator inductance is varying.

3. 실험결과

제안한 방법에 대한 타당성을 증명하기 위하여 5[kVA] IGBT 인버터를 사용하여 실험을 하였으며 전체 구동 파라미터는 다음의 표 1과 같다. 주 프로세서는 TMS320C31을 사용하였으며 전류제어기와 속도제어기의 샘플링 시간을 각각 100 [μs], 1 [ms]로 하였다.

표 1. 구동시스템의 파라미터
Table 1. Parameters of the drive system.

Inverter	DC link Voltage	300 [V]
	switching freq.	10 [kHz]
Motor	rated power	2.2 [kW]
	stator resistance	1.6 [Ω]
	rotor resistance	1.24 [Ω]
	magnetizing inductance	50 [mH]
	number of pole pair	2

제안한 방법을 사용하여 전동기 속도에 따라 q축 전압을 측정하여 그림 5에 나타내었다. 또한 그림 5를 근거로 하여 전동기 속도에 따라 고정자 인덕턴스의 변화 추이를 표 2에 나타내었다. 전동기 기준속도(base speed)의 2배까지의 고정자 인덕턴스의 변화는 약 7%정도 변동함을 알 수 있다.

그림 6은 $1/w_r$ 방식과 제안한 방식을 비교한 파형이며, 기준속도를 1250[rpm]으로 하고 속도지령을 2500[rpm]으로 전환하였을때의 실제속도와 자속(d-축)분전류를 보여주고 있다. 그림 6의 A는 기존($1/w_r$)의 방식으로 시행한 경우이고 그림 6의 B는 제안한 방식을 사용한 경우의 파형이다. 기존의 방식에서는 인덕턴스의 변화에 적절한 대응을 할 수 없으므로 자속분(d-축)전류가 실제 인가해야 하는 전류보다 크게 설정되어 있다. 왜냐하면 인덕턴스의 증가로 기준 자속이 실제 크게 설정되어 있기 때문이다. 그러나 제안한 방식에서는 인덕턴스의 변화를 고려하여 미리 프로그램된 자속분 전류가 기존의 방식에 비하여 적게 설정되어 있음을 알 수 있다. 따라서 q축 전압의 비간섭 제어분이 감소하게 되고 전압여유분이 증가함에 따라 속도응답이 기존의 방식에 비해 속도적인 특성을 지니게 된다. 따라서 제안한 방식이 기준속도이하의 속도응답은 동일하게 나타나지만 약계자영역에서 기존의 방식보다 큰 토크분 전류를 크게 확보하므로써 제안한 방식의 속도응답이 빠르게 나타남을 알 수 있다.

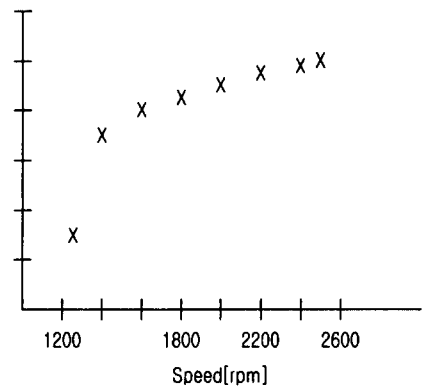


그림 5. 전동기 속도에 따른 q축 전압
Fig. 5. q axis voltage according to rotor speed.

표 2. 전동기 속도에 따른 고정자 인덕턴스
Table 2. stator inductance according to rotor speed.

Rotor Speed[rpm]	Stator inductance [mH]	Rotor Speed[rpm]	Stator inductance [mH]
1250	50.0	2000	53.157
1400	52.1	2200	53.42
1600	52.63	2400	53.58
1800	52.89	2500	53.68

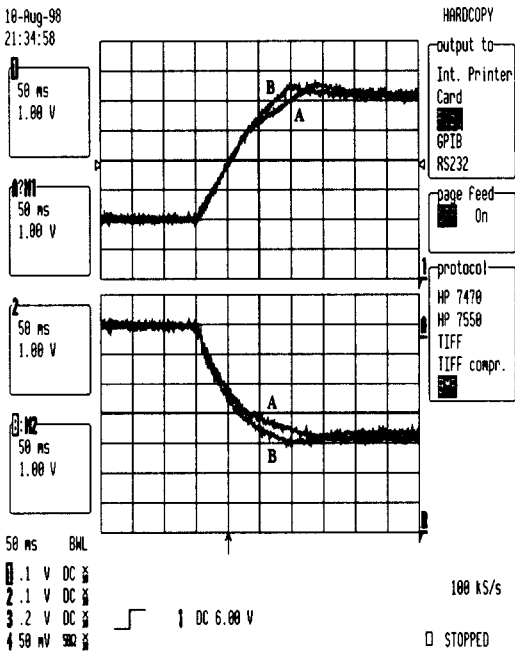
본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 자화 인덕턴스 또는 고정자 인덕턴스를 추정하는 새로운 방법을 제안하였으며 모의실험 및 실험을 통하여 제안한 방법의 타당성을 입증하였다.

추후의 연구과제로서는 약계자 영역에서는 철손이 매우 증가하기 때문에 이에 대한 보상을 하는 벡터 제어 방식이 필요하다고 사료된다.

이 논문은 1997년 한국 학술진흥재단의 신진교수 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

- (1) R. Joetten and H. Schiering, "Control of the Induction Machine in the Field Weakening Range," in Proc. IFAC Cont. Power Electron. Elect. Drives, pp. 297-304, 1987.
- (2) X. Xu, and D.W.Novotny, "Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region," IEEE Trans. IA, Vol. 28, NO. 6, Nov./Dec, 1992
- (3) R. D. Lorentz and D. B. Lawson, "Flux and Torque Decoupling Control for Field Weakened Operation of Field Oriented Induction Machines," in Conf. Rec. 1987 Ann. Mtg. Industry Applications Soc. pp. 132-137, 1987.
- (4) R. J. Kerkman, T. M. Rowan and D. Leggate, "Indirect Field-Oriented Control of an Induction Motor in the Field-Weakening Region," IEEE Trans. on IA, Vol. 28, No. 4, July/Aug., pp. 850-857, 1992.
- (5) S. H. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region," IEEE-IAS Ann. Mtg. Conf. Rec., pp. 401-407, 1993
- (6) N. Bianchi and S. Bolognani, "Design Procedure of a Vector Controlled Induction Motor for Flux-Weakening Operations," IEEE-IAS Ann. Mtg. Conf. Rec., pp. 104-111, 1997.
- (8) Novotny, Vector Control and Dynamics of AC Drives, Prentice-Hall.
- (9) T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current Regulated PWM Inverter," in Conf. Rec. 1985 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp. 487-495.
- (10) R. D. Lorentz and D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers," IEEE Trans. on IA, Vol. IA-23, No. 4, July/Aug., pp. 597-602, 1987.
- (11) 杉本英彦, AC サーボシステムの理論と設計の實際, 総合電子出版社, 1990.



A: $1/w_r$ method, B: proposed method
speed (300rpm/div), d axis current: 1 (A/div)

그림 6. 방식과 제안한 방식과의 속도 및 자화전 $1/w_r$ 류 비교

Fig. 6. Comparison between $1/w_r$ and proposed method.

4. 결 론

벡터제어 시스템에서 파라미터의 변동은 시스템의 동특성을 저하시키게 된다. 특히, 약계자 영역운전 시 자화 인덕턴스 또는 고정자 인덕턴스의 변화를 고려하지 않는다면 효율적으로 전압을 활용하지 못하여 속응성 있는 토크응답을 얻지 못한다. 따라서

◇ 저자 소개 ◇

이택기 (李宅基)

1963년 9월 4일생. 1987년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1989년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년~1996년 서남대 전기공학과 전임강사. 1996~현재 한경대 전기공학과 조교수