

AC 부하를 갖는 동기전동기의 고정도 속도제어기법 분석

박정우, 김종무, 이기욱
한국전기연구원

Analysis of Speed Ripple Reduction Methods for Permanent Magnet Synchronous Motor with Eccentric-weight Load

Jung-Woo Park, Jong-Moo Kim, Ki-Wook Lee
Korea Electrotechnology Research Institute

Abstract - AC 부하를 갖는 동기전동기에 있어서, 동기전동기의 속도리플을 저감시키기 위한 문제를 풀기위해 3가지 제어기법에 대해 비교를 한 후 가장 강인한 제어기법에 대해 분석하였다.

AC 부하를 갖는 특별한 제어 대상으로 엑스선 전산화 단층촬영 장치(CT)용 갠트리를 선정하였으며 시스템이 갖는 특별한 구조에 의해 이러한 시스템 특성을 갖는다. 동기전동기의 출력 축에 링(ring) 모양의 원판 프레임이 갖으며, 이 원판 표면에 무게가 서로 다른 여러 장치(X-선 튜브, X-선 검출기, 고압발생장치, DAS 장치, 온도조절장치 등)를 부착하여 영상 획득 시스템의 회전부를 구축하기 때문이다. 이러한 시스템에서는 무게 평형을 갖지 못하는 편심 무게가 존재하게 되며 이로써 전동기 관점에서는 AC 부하처럼 인식되는 제어 조건으로 인식 될 수 있다.

AC 부하를 갖는 동기전동기에 대해 일반적인 벡터 제어 알고리즘으로 제어를 수행하면 정상상태에서도 속도 오차가 "0" 으로 줄어들지 않고 AC 형태의 오차 성분이 존재하며 편심 무게의 크기에 비례하여 진폭이 커지는 특성을 갖는다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 Sine파 보상전류를 갖는 속도제어기법, 편심부하토크 관측기를 이용한 속도제어기법, 그리고 기준모델제어기법을 소개하였다. 각 방법에 대한 실험 결과로부터 편심무게의 변동과 편심 위치의 변동 조건에서 기준모델제어기법이 강한 제어 특성과 리플저감 측면에서 가장 우수함을 검증하였다.

이로써 AC 부하 조건에서 고정도 속도 제어가 요구되는 경우 좋은 선택의 지침이 될 수 있다고 본다.

1. 서론

속도리플 저감을 위해 기계적인 측면과 전동기 설계단계에서 고려할수 있는 대안을 살펴본 후, 비교 대상으로 사용될 2가지 보상방법을 소개한다.

1.1 기계적인 측면에서의 속도리플 저감

전동기가 구동해야 하는 컴퓨터 단층촬영장치의 회전체의 무게는 약 1,000[kg] 이고 정격 속도는 60 [rpm] 이다. 그리고 공심형 구조를 갖고 있기 때문에 일반적인 엔코더를 부착할 수 없는 조건을 가지고 있다. 종전의 CT에서는 기저 속도가 높은 전동기를 고정 프레임에 부착한 후 감속기어와 체인을 이용하여 회전체를 구동시키는 방법을 적용하고 있었으나, 장시간 사용 조건에서 체인이 이완되어 초기의 속도 정도를 유지하지 못하는 단점이 있고 체인과 감속기에서 발생하는 소음 준위가 높다는 단점이 있었다.

이러한 점을 개선하기 위해 전동기가 회전체를 직접 구동시키는 구조로 구동하는 방식이 최근의 연구 흐름이며 기계적인 측면에서 속도리플을 저감시키는 방법이 될 수 있다[1]. 직접 구동방식의 CT 갠트리와 갠트리 회전체에 여러 장치가 부착된 시작품 사진을 그림1에 나타내었다.

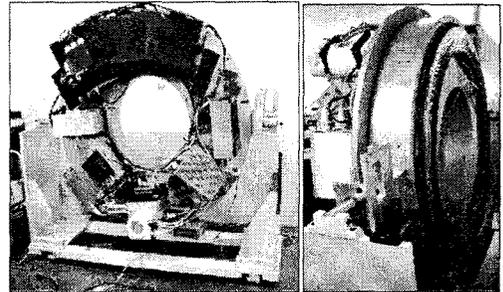


그림 1. 직접구동형 CT 시작품의 전면과 측면사진

1.2 전동기 설계 측면에서의 속도리플 저감

부하에 관계없이 동기 속도로 제어할 수 있는 동기전동기를 구동전동기로 선정하는 것이 속도 제어 측면에서 유리하다. 그리고 구동전류와 발생 토크 관계가 선형성을 유지하는 것이 속도리플을 줄이는데 유리하므로 영구자석이 표면에 부착한 구조를 선택하는 것이 바람직하다. 그리고 표면부착형 영구자석 동기전동기는 치와 슬롯 구조로 인해 생기는 자기저항 차에 의해서 코깅 토크가 발생하고 자극의 형상에 따라 고조파 성분을 수반하는 역기전력이 발생한다. 이러한 코깅 토크 및 역기전력의 고조파 성분은 토크 리플 발생에 기여하게 되어 기계적 진동과 소음을 유발하고 속도리플에 영향을 준다.

코깅 토크와 역기전력의 고조파 성분을 저감하기 위하여 영구자석의 형상 최적화와 고정자 슬롯 또는 영구자석에 스큐(skew)를 적용하는 등의 연구가 활발히 수행되고 있으나 이러한 방법은 형상이 복잡해지고 제작이 어려운 문제가 있다. 따라서 근본적으로 코깅 토크가 발생하지 않도록 슬롯이 없는 고정자 구조를 갖으며 영구자석이 회전자 표면에 부착된 동기전동기가 가장 적합하다고 볼 수 있다.

표 1. 영구자석동기 전동기의 등가정수

고정자 저항	1.158[Ω]
d, q축 인덕턴스	0.00226[H]
쇄교자속	0.2822[web]
극수	100
회전자 관성 모멘트	110[kgm ²]

그림1에 슬롯이 없는 표면부착형 영구자석동기전동기를 나타내었으며 등가정수는 표1과 같다[2,3].

1.3 정현파 보상전류를 이용한 속도리플 저감

편심에 의해서 질량중심이 회전중심과 일치하지 않을 때 중력의 영향으로 발생하는 것이 편심에 의한 부하토크 성분으로, 편심무게 m 이 회전체 중앙으로부터 r 만큼의 거리에 떨어져 있고 무게 중심축(중력방향 축)에서 θ 만큼 벗어나 있을 때 다음과 같이 표현된다.

$$T_L(\theta) = rmg \sin \theta \quad [Nm] \quad (1)$$

수식(1)은 $A_m \sin(\omega_m t + \Phi_0)$ 으로 모델링할 수 있으며 이때 시간에 대한 속도 변화분은 기계적인 토크 수식을 이용하여 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\left(\frac{B}{J}\right)\omega_m - \left(\frac{A}{J}\right)\sin(\omega_m t + \Phi_0) + \left(\frac{K_T}{J}\right)i_a \quad (2)$$

수식(2)의 오른쪽 항이 영(zero)이 되도록 하기 위해서는 제어전류를 나타내는 q축 전류가 기준 속도를 추종하는데 요구되는 성분 이외에 편심부하 성분을 상쇄시키는 성분을 함께 가지도록 함으로써 편심무게에 의한 속도리플을 저감시키는 방법이다. 이때 편심 보상 전류의 위상을 자동으로 추정하는 방법을 함께 이용할 수 있다[3].

1.4 부하토크 추정치를 이용한 속도리플 저감

최소차원 관측기 이론에 의거하여 부하토크 추정치는 다음과 같이 얻어진다[4,5,6].

$$T_L(k) = \hat{\gamma}(k) + K_e \omega_m(k) \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \hat{\gamma}(k+1) &= [1 + K_e \left(\frac{T_s}{J}\right)] \hat{\gamma}(k) \\ &+ [K_e \left(\frac{T_s}{J}\right) [K_e + B]] \omega_m(k) \\ &+ [-K_e K_T \left(\frac{T_s}{J}\right)] i_a(k) \end{aligned} \quad (4)$$

부하토크 추정치를 얻는데 사용되는 관측기 계한 이득 K_e 는 극(pole)배치 값을 이용하여 조절할 수 있다.

$$K_e = (1 - pole_1) \left[-\frac{T_s}{J} \right], \quad (0 < pole_1 < 1) \quad (5)$$

부하토크 추정치를 구하는 수식을 블록선도로 표현하면 그림2와 같다.

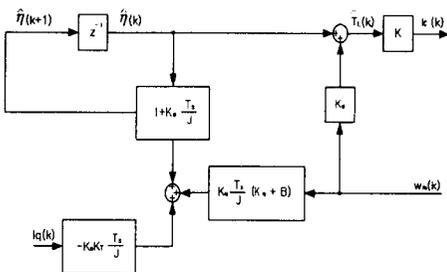


그림 2. 부하 토크 관측기의 블록선도

2. AC 부하에 강한 기준모델제어기법

기준모델 제어기를 설계하기 위해서는 기준모델을 우선 설계하는 것이 중요하므로 간단한 형태의 속도제어기를 갖는 제어기 구조가 다음과 같다고 하자. 즉, 기준속도 ω_m^* 을 계한 속도 ω_m 이 추종하도록 PI제어기를 갖는 속도제어기를 구성하고, 속도제어기 출력은 토크와 관계 있는 q축 전류라고 관계를 설정하자. 그리고 전동기에 대한 기계방정식을 적용함으로써 속도신호 ω_m 을 얻는 구조라고 하자. 이러한 제어기 구성의 기준속도 ω_m^* 으로부터 ω_m 까지의 전달 함수는 수식(6)과 같다[7].

$$\omega_m = \frac{a_0(1 + \tau s)}{s^2 + a_1 s + a_0} \omega_m^* - \frac{b s}{s^2 + a_1 s + a_0} T_L \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } a_1 &\triangleq \frac{B + K_P K_T}{J}, \quad a_0 \triangleq \frac{K K_T}{J}, \\ \tau &\triangleq \frac{K_P}{K_T}, \quad b \triangleq \frac{1}{J}, \quad s \triangleq \frac{d}{dt} \end{aligned}$$

기준모델 제어기 관점에서, 기준모델은 부하와 관계없이 속도 제어 특성을 갖도록 선정하는 것이 바람직하므로 첫 번째 항만 고려하여 기준모델을 선정한다. 기준모델 제어기의 출력을 기준속도 ω_m^* 으로 정의하고 사용자가 입력한 기준 속도를 ω_{ref} , 그리고 기준모델의 출력을 $\hat{\omega}_m$ 할 때 기준모델의 입력 전달함수를 수식(7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\omega}_m = \frac{\hat{a}_0(1 + \hat{\tau} s)}{s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0} \omega_{ref} \quad (7)$$

여기서 $\hat{a}_0, \hat{a}_1 > 0$ 이고 $\hat{\tau} = \frac{\hat{a}_1}{\hat{a}_0}$ 이다. 기준 모델과 실 모델 사이에 존재하는 오차를 e 라고 할 때, 오차방정식은 수식(6)으로부터 수식(7)을 빼는 연산으로부터 구해진다. 이를 정리하면 수식(8)과 같다.

$$\begin{aligned} (s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0)e &= [(a_1 - \hat{a}_1)s + (a_0 - \hat{a}_0)]\omega_m \\ &+ \hat{a}_0(\hat{\tau} s + 1)\omega_{ref} - a_0(\tau s + 1)\omega_m^* \\ &+ b s T_L \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{여기서 } e = \hat{\omega}_m - \omega_m$$

여기서 오차를 영으로 보낼 수 있도록 하는 ω_m^* 을 구하기 위해 수식(8)을 수식(9)와 같은 형태를 갖도록 변환하면 다음과 같다.

$$e = G(P)(d - v) \quad (9)$$

여기서

$$G(P) = \frac{a_0(\tau s + 1)}{s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0}$$

$$d = \frac{b s}{a_0(\tau s + 1)} T_L$$

$$v = \omega_m^* - \frac{(a_1 - \hat{a}_1)s + (a_0 - \hat{a}_0)}{a_0(\tau s + 1)} \omega_m - \frac{\hat{a}_0(\tau s + 1)}{a_0(\tau s + 1)} \omega_{ref}$$

블록선도로 오차방정식을 나타내면 그림3과 같다.

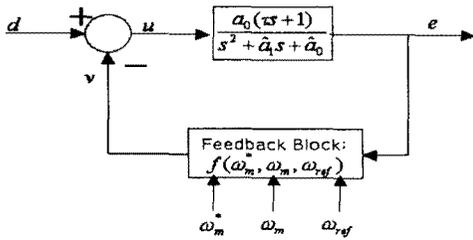


그림 3. 오차 동특성 방정식의 블록선도

오차 동특성(dynamics)이 그림3과 같을 때 u 에서 e 로 가는 시불변 전달함수가 SPR(strictly positive real)이고, e 에서 v 로 가는 비선형 전달함수가 파보프 부등식(Popov's inequality)을 만족하도록 하면 항상 초안정 조건을 만족하여 기준모델처럼 플랜트를 제어할 수 있다고 증명되어 있다[8]. 따라서 선형적인 부분이 SPR 조건을 만족하도록 하는 조건은 수식(10)을 조사함으로써 해를 구할 수 있다.

$$\operatorname{Re} \left[\frac{a_0(\tau j\omega + 1)}{(j\omega)^2 + \hat{a}_1(j\omega) + \hat{a}_0} \right] > 0 \quad (10)$$

수식(10)으로부터 수식(11)을 얻을 수 있다.

$$\tau > \frac{1}{\hat{a}_1} - \frac{\hat{a}_0}{\hat{a}_1} \frac{1}{\omega^2} \quad (11)$$

그런데 $\hat{a}_0 > 0$ 이고 $-\frac{\hat{a}_0}{\hat{a}_1} \frac{1}{\omega^2} < 0$ 이므로 $\tau > \frac{1}{\hat{a}_1}$ 이기만 하면 항상 SPR 조건을 만족한다는 것을 알 수 있다. 이것은 $\tau = \frac{K_p}{K_f}$ 이므로 $\hat{a}_1 > \frac{K_f}{K_p}$ 이도록 \hat{a}_1 를 튜닝하기만 하면 항상 만족시킬 수 있게 된다.

비선형적인 부분에 대한 파보프 부등식은 수식(12)로 정의된다.

$$\int_{t=0}^t e(\tau)v(\tau)d\tau \geq -\chi \quad (12)$$

수식(12)에서 χ 는 유한한 양수 값이므로, 수식(12)을 $\int e(t)v(t)dt = 0$ 으로 간략하게 고려할 수 있고, 오차에 관계없이 영(zero)으로 만족시키기 위해서는 v 함수가 영(zero)이 되면 성립하므로 이 조건으로부터 기준모델 제어기의 출력인 ω_m^* 결정 규칙을 수식(13)과 같이 얻을 수 있다. 수식(13)에서의 ω_f 는 필터 처리된 속도 신호로 $\omega_f = \frac{1}{\tau s + 1} \omega_m$ 인 관계를 나타낸다.

$$\omega_m^* = \omega_f + \left[\Psi_1 * \left| \frac{\tau s + 1}{\tau s + 1} \omega_{ref} - \omega_f \right| + \Psi_2 |\dot{\omega}_f| \right] \operatorname{Sign}(e) \quad (13)$$

$$\text{단, } \Psi_1 \geq \sup \frac{\hat{a}_0}{a_0}, \quad \Psi_2 \geq \sup \left| \frac{a_1 - \hat{a}_1}{a_0} \right|$$

$$\operatorname{Sign}(e) = \begin{cases} +1 & e > 0 \\ -1 & e < 0 \end{cases}$$

기준모델제어기를 적용한 벡터제어기 구성은 그림4와 같다.

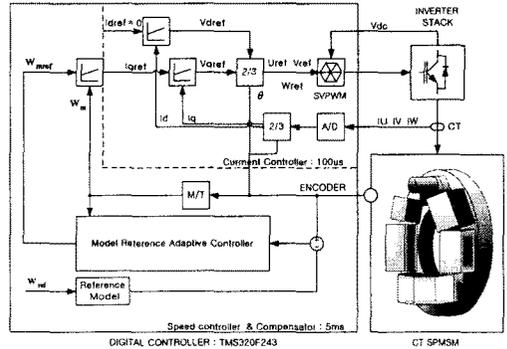


그림 4. 기준 모델 적용 제어기의 구조

3. 실험 특성 및 검토

영구자석 동기전동기의 회전자와 1,000회되는 CT 회전체가 직접 연결된 구조를 갖는 직접구동형 CT 갠트리 시작품에 제어기를 적용하여 실험하였다. 여기에 사용된 전동기는 코깅 토크에 의한 토크리플 영향을 제거하도록 슬롯이 없는 고정자 구조를 가지고 있으며, 전류와 토크에 대한 선형성을 갖도록 영구자석을 회전자 표면에 부착한 구조를 가지도록 개발한 슬롯이 없는 표면부착형 영구자석 동기전동기를 사용하였다.

엔코더는 1회전에 1,440개의 펄스가 발생하는 사양이며, 4채배 한 펄스수가 5,760개이므로 극당 펄스 수로 환산하면 57.6개 밖에 되지 않는다. 이는 4극 전동기에 1,024 펄스 수가 발생하는 경우에 동일하게 4채배를 적용하는 경우라면 극당 1,024개의 펄스 정보를 이용하여 쇠교자속 위치와 속도를 측정하는 것과 비교할 때 펄스 정보 수가 1/18밖에 되지 않는 열악한 조건이다.

이러한 조건에서 속도제어기로 PI 제어만을 이용하는 경우와 싸인파 보상법, 부하토크 추정치를 이용하는 방법, 그리고 기준모델제어기를 이용하는 방법에 대한 특성을 비교하였다. 이때 전류 제어기 주기는 100[μs]이며, 속도 제어기 주기는 5[ms]이다.

그림 5는 편심부하가 없는 조건에서, 보상방법이 필요 없는 일반적인 벡터제어기를 적용하였을 때의 속도 수렴 특성을 나타내었다. 기준 속도가 60[rpm]인 경우 속도 오차는 ±0.125를 나타내고 있다. 회전체 무게인 1,000[kg]을 지지하기 위한 베어링 6개가 고정자와 회전자 사이에 배치되어 있는데 베어링에 의한 마찰 부하가 불균일하게 존재하고 있으며, 극당 펄스 수가 상대적으로 적은 점, 그리고 수제작한 저급 엔코더로 말미암아 외부 별도의 편심무게가 존재하지 않는 조건에서도 0.2%의 속도 리플을 가지고 있는 초기 운전조건을 나타낸다.

그림6은 회전체 무게의 1% 정도를 편심무게로 갖는 경우에 특성을 분석하기 위하여, 표본 편심무게(9.29kg)를 부착한 조건에서 보상제어 방법이 없는 일반적인 벡터제어기를 적용하였을 때의 속도 수렴 특성을 나타내었다.

이 조건에서 속도리플은 ± 0.5 [rpm]까지 악화되는 특성을 나타내었다.

그림7은 표본 편심무게(9.29[kg])를 부착한 채로 회전체를 기울여서 스캐닝을 하는 운전모드(tilting mode)에서 보상제어 방법이 없는 벡터제어의 속도 수렴 특성을 나타낸다. 기울어진 경사 각도가 없는 경우와 33° 되는 경우, 그리고 편심 무게를 가벼운 것(4.59[kg])으로 교체하였을 경우의 특성 결과인데 기울어지거나 편심 무게가 바뀌는 경우에서 속도 제어성이 달라진다는 것을 알 수 있다.

그림8은 표본 편심 무게(9.29[kg])를 갖되 기울임이 없는 조건에서의 운전특성으로, 보상 방법을 적용하지 않은 경우와 부하토크 추정치를 이용하는 방법 보다 싸인과 보상법과 기준모델제어를 적용한 경우에서 제어 특성이 양호하다는 것을 알 수 있다. 고정된 편심조건에서는 싸인과 보상법의 특성도 편심이 없는 경우의 특성과 비슷한 제어 특성을 나타내었다.

그림9는 표본 편심 무게(9.29[kg])를 갖는 조건에서, 싸인과 보상법의 단점을 보여주는 것으로 회전체에 놓이는 구성 장치가 $\pm 30^\circ$ 범위 내에서 편심위치가 변동될 때 제어특성이 크게 악화되는 것을 보여주고 있다. 따라서 여러 구성 요소 중에서 한 개라도 무게적인 관점에서 변동이 생기면 그 때마다 보상전류의 크기와 위상을 재조정해야 한다는 단점을 보여주고 있다.

그림10은 부하토크 관측기와 기준모델 제어기의 위치 변동 조건에서 강인성을 보여주는 것으로, 편심 부하(9.29[kg])의 위치를 기계적으로 90° 변동시킨 조건에서도 위치 변동에 관계없이 제어 특성을 유지한다는 것을 보여주고 있다. 강인성은 두 방식이 모두 갖고 있지만 리플의 크기를 저감하는 측면에서 볼 때 기준제어기 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림11은 편심 부하무게로 4.59[kg]과 9.29[kg]인 두 종류를 사용하여 편심 무게 변동에 대한 제어기의 강인성을 살펴 본 것으로, 부하토크 관측기를 이용한 제어방법에서는 편심무게가 커질수록 속도리플이 증가하는 특성을 보여주고 있지만, 기준모델 제어를 적용한 경우의 제어 특성에서는 편심 무게의 크기 변동에 관계없이 편심무게가 없는 조건에서 나타내었던 준위에 상당하는 우수한 제어 특성을 유지하고 있음을 알 수 있다.

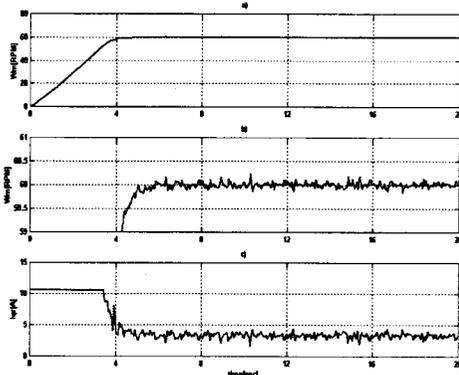


그림 5. 일반형 벡터제어의 스텝응답 특성 (편심무게 0[kg]) a)속도수렴 특성 b)정상상태의 속도리플 c)q축 전류

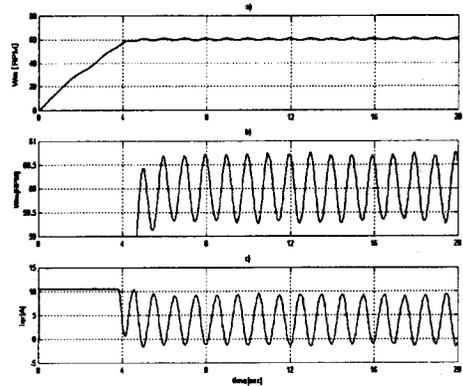


그림 6. 편심무게(9.29[kg]) 조건에서 일반형 벡터제어의 스텝응답 a)속도수렴특성 b) 정상 상태의 속도리플 c) q축 전류

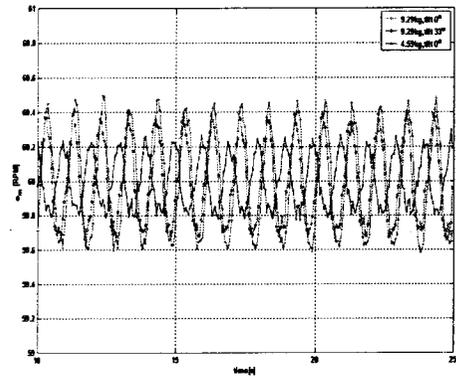


그림 7. 편심무게 변동과 경사각 변동 조건에서 일반형 벡터제어기 특성

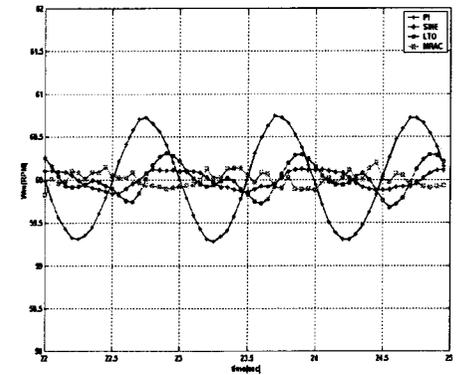


그림 8. 편심무게(9.29[kg]) 조건에서 보상제어기 (PI제어기, 싸인과 보상법, 부하토크추정치 이용방법, 기준모델제어기) 특성 비교

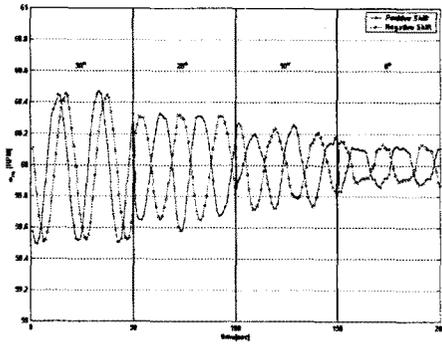


그림 9. 편심무게(9.29(kg))의 위치변동에 따른 싸인파 보상법의 속도 제어 특성

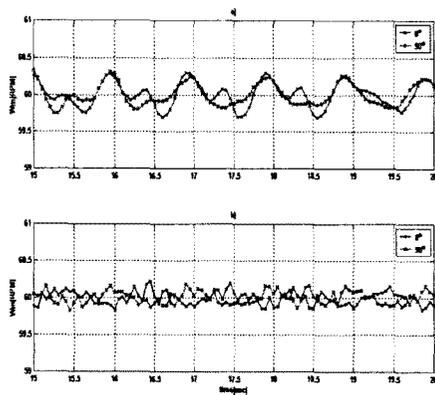


그림 10. 편심무게(9.29(kg))의 위치변동에 따른 속도 제어 특성 (a) 부하토크 추정기 이용법 (b) 기준모델제어기 이용법

4. 결 론

직접 구동방식의 컴퓨터 단층 촬영장치용 갠트리 특성상 편심무게 부하를 갖는 시스템에서 속도 제어를 개선시키기 위한 제어기법을 소개하고 비교·분석을 하였다. 시스템에서 발생 가능한 편심 무게변동과 편심 위치 변동, 기울임 운전 모드에 대한 실험 결과로부터 기준모델 제어기의 특성이 상대적으로 가장 강인하다는 것을 검증하였다.

이러한 특성에 근거하여 편심부하가 존재하고 극당 펄스수가 적은 엔코더를 이용해야하는 경우에 영구자석동기전동기의 속도 제어성을 개선시키기 위해서는 기준모델제어기가 가장 적합하다는 결론을 얻을 수 있었다.

그리고 속도리플을 저감시키기 위한 기계적인 대책과 전동기 측면에서의 대책을 고찰하였고, 이에 따라 설계된 직접구동방식의 슬롯없는 표면 부착형 영구자석동기전동기 설계정수와 시제품을 제시하였다.

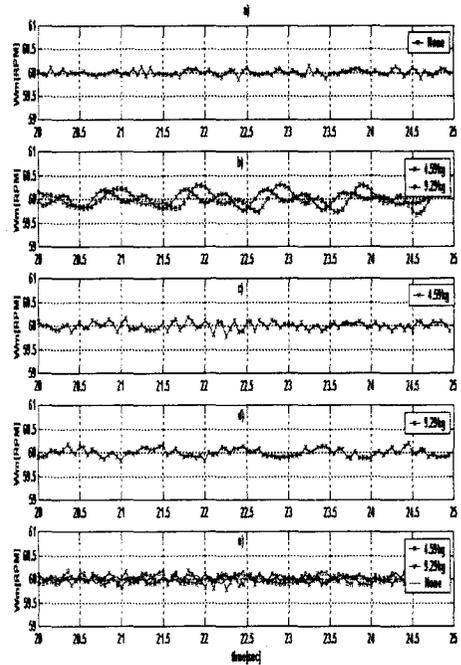


그림 11. 편심무게 변동에 대한 제어기 특성 비교 (a) 편심이 없는 경우 일반형 제어기 특성 (b) 편심 조건에서 부하토크 추정기 (4.59kg, 9.29kg) (c) 4.59kg 편심조건에서 기준모델 제어기 (d) 9.29kg 편심 조건에서 기준모델제어기 (e) 리플 크기 비교 (a, d)

(참 고 문 헌)

- [1] T.S. Low, M.A.Jabbar and T.S.Tan, "Design Aspects and Performance of a Slotless PM Motor for Hard Disk", IEEE Trans. J. Magn. pp.664-671, 1995.
- [2] Ungtae Kim and Dennis K. Lieu, "Magnetic field calculation in permanent magnet motors with rotor eccentricity: without slotting effect", IEEE Trans. J. Magn, vol. 34.no. 4. July 1998.
- [3] J.W. Park, J.M. Kim, K.W. Lee etc., "A Compensation Method with Robust Regulation Ability against Eccentricity-weight Load", IEEE ICEE, pp. 764-769, 2002.
- [4] Seta O. Bogostan and Metin Gokasan, "Adaptive Torque Ripple Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor for Direct Drive Application", IEEE Trans. J.Magn, pp.231-237, 1995.
- [5] Nobuyaki Matsui, Tatsuo Makino, Hirokazu Satoh, "Autocompensation of Torque Ripple of Direct Drive Motor by Torque Observer", IEEE Trans. on I.A. vol.29, no. 1, pp.187-194, JAN/FEB 1993.
- [6] Jong-Sun Ko, Sung-Koo Youn, "Experimental Results of Adaptive Load Torque Observer and Robust Precision Position Control of PMSM", 전기학회 논문지 2000년 pp.117-123.
- [7] 최익, 기준모델 적응제어에 의한 영구자석 동기전동기의 서보제어, 서울대학교대학원, 전기공학과 박사학위논문, 1989.
- [8] Hans Butler, Model Reference Adaptive Control, Prentice Hall, pp.15-17, 1992.