

인버터 구동 유도전동기의 속도 맥동 저감에 관한 연구

*조심재, **홍순일, ***김종달

*, ** 부경대학교 전기제어 계측공학부, *** 동명대학교

A Novel Approach on Parameter Identification for Inverter Driven Fed Induction Motor

*Sim-Jae Jo, **Soon-Il Hong, ***Jong-Dal Kim

*, ** Pukyong National University, *** Dong Myoung University

Abstract - 본 논문은 슬립 주파수형 벡터제어에 기초하여 인버터 구동 교류 서보전동기 속도제어 시스템을 구성하고 광범위한 속도제어 방법에 대하여 나타내었다.

구동 시스템은 16비트 CPU(V50)을 이용한 디지털 제어기와 전동기 구동 전원으로 순시전류 추종방식 인버터(Current Source Inverter)로 구성된다.

실제 300[W] 유도전동기의 저속에서 속도 변동(진동)이 발생하는 원인을 해석하기 위해서 회로 동작을 소프트웨어와 하드웨어적으로 조사한다. 시뮬레이션을 하여 저속에서 속도변동 원인을 구명하고 그 대책에 대하여 나타내었다.

Key word : 인버터 구동, 속도 맥동

1. 서 론

최근 교류전동기의 광범위한 속도제어와 전동기 고성능 제어를 위해 내부 파라미터 동정에 의한 응답의 안정화를 제시하고 있다 [1, 2]. 또한 토크 직접제어에서 토크 맥동을 저감시키는 인버터의 스위칭 기술을 제시하고 있고 스위칭 시 나타나는 손실을 저감하는 연구가 진행되고 있다. 그럼에도 불구하고 전동기 제어 기술자들은 아직 전동기 외부 파라미터 변동이나 부하 토크 설정 변경시 나타나는 문제점에 대하여는 관심을 기울이지 않고 있다.

유도전동기 가변속 구동은 인버터 구동에 의해 행하여지기 때문에 이 때 발생하는 토크나 속도 맥동 등의 문제점을 해결하기 위해서 인버터 구동시의 문제점을 분석하고 해석할 필요가 있다.

유도전동기를 인버터에 의한 구동시 발생하는 문제점을 지금까지 전동기 내부 파라미터 변동에 중점 연구하였지만 전동기 외부 영향에 중점을 둔 새로운 해결법을 모색하고자 한다.

본 연구는 슬립주파수형 벡터제어에 기초하여 소형 유도전동기 속도제어 시스템의 시뮬레이션을 행하여 속도제어 시스템해석을 나타내었다. 그리고 저속에서 회전속도 응답에 맥동이 발생하는 현상을 컴퓨터 시뮬레이션으로 재현하여 그 원인을 분석하였다.

2. 속도맥동 해석

2차자속 일정 슬립주파수형 벡터제어에 의해 실제 3상 유도전동기를 구동한 결과 저속 회전시 회전속도의 진동은 전원 주파수의 2배이다. 이것은 회로 구성상의 불합리 때문에 불평형 3상전류가 출력 되고 있다고 생각된다.

전류 불평형에 착안하여 3상전류 중 한 상에 진폭이 다른 경우 각 상의 전류는 (1)과 같이 된다.

$$\begin{cases} I_u = I_1 + \Delta I \sin \omega t \\ I_v = I_1 \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ I_w = I_1 \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{cases} \quad (1)$$

그리고 각 상의 자속은 (2)이다.

$$\begin{cases} \Phi_u = M \cos \omega t \\ \Phi_v = M \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \theta) \\ \Phi_w = M \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \theta) \end{cases} \quad (2)$$

(1), (2)에서 토크는 (3)이다.

$$T = -\Phi_u I_v + \Phi_v I_w + \Phi_w I_u \quad (3)$$

(1), (2)을 (3)에 대입하면 (4)이 된다.

$$T = \frac{M}{2} (3I_1 + \Delta I_1) \sin \theta + \frac{1}{2} M \Delta I \sin(2\omega t - \theta) \quad (4)$$

이 식에서 정상상태는 $\omega = \omega_r$ 이 되어 식 (5)이 성립한다.

$$\omega t = \omega_r t = \theta \quad (5)$$

이 식에서 전원 주파수의 2배 주파수에 토크 변동을 볼 수 있다. 이 때문에 외란 토크는 $2\omega t$ 로 되어 입력된다. 이 것에 따라 관성 모우먼트도 대응하여 변한다고 볼 수 있다.

기계적 운동방정식은 (6)이다.

$$d\omega_r = \frac{T - D\omega_r}{J + J_{dis}} dt \quad (6)$$

단, T_{dis} : 토크 외란 정수, J_{dis} : 관성 외란 정수이다. 그리고 T_{dis} 는 전류와 상호인덕턴스 M의 변동 분도 포함한다.

발생 토크는 식(4)를 이용해서 구한다. 이 경우 식에 포함되어 있는 파라미터는 전류성분과 상호인덕턴스 M이 있기 때문에 이것이 변동을 일으키는 진동성분 (θ 에 관계하는 량)을 갖는 것도 원인 이라고 생각 된다.

3. 시뮬레이션 검토

시뮬레이션에 사용한 유도전동기는 300[W] 이고 자속 전류지령 $i_{rs}^* = 1[A]$, 토크 전류지령 i_{ts}^* 의 제한은 $\pm 1[A]$ 로 하여 실험하였다. 시뮬레이션은 속도지령 1890[rpm], 480[rpm], 240[rpm]로 하여 $T_{dis}=0$, $T_{dis}=0.02$ 및 $J_{dis}=0$, $J_{dis}=0.000007$ 로 하였다. 여기서 T_{dis} 는 실제 변동의 크기로 결정된 것이고 J_{dis} 는 유도전동기 관성 모우먼트의 크기로 하였다.

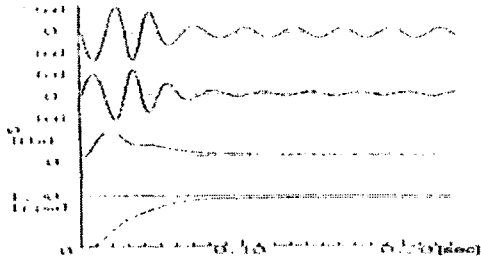
이상의 시뮬레이션 결과에서 $T_{dis}=0$, $J_{dis}=0$ 일 때 1890[rpm]에서 정상 편차는 76[rpm]으로 4%, 480[rpm]에서 24[rpm]으로 5%, 240[rpm]에서 17[rpm]으로 7%로 나타났지만 회전속도의 진동은 발생하지 않았다. 따라서 디지털 부분의 문제점은 회전속도의 진동에는 무관하다고 생각된다.

토크외란 $T_{dis}=0.02$ 로 가한 경우 이것의 영향 때문에 응답의 진동이 나타나고 약간의 (수십 msec) 입상의 지연이 보이지 않는다. T_{dis} 와 J_{dis} 를 동시에 증가한 경우 응답특성은 토크 외란이 있는 것과 거의 같이 되고 관성 모우먼트를 가한 량은 영향을 미치지 않는 것으로 생각된다.

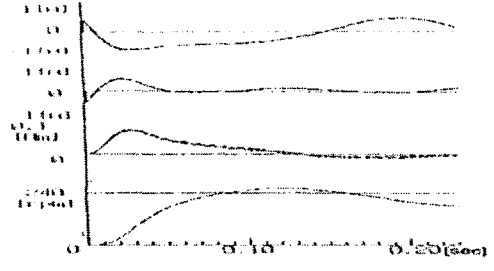
4. 특성 개선

이상의 검토에서 거의 회전 속도에 영향을 미치는 것은 토크외란 때문인 것을 알 수 있다. 또한 출력의 지연이나 카운터의 오동작 등은 직접회전 속도의 진동에는 무관한 것을 알 수 있다. 토크외란과 관성모우먼트 변화가 있는 것은 이것이 하나의 원인이 되지만 이것보다 더 큰 원인은 회로 구조상 정도가 나쁘기 때문이다. 따라서 구동전원으로 인버터가 완전한 3상 전류를 발생하도록 하여야 함을 알 수 있다.

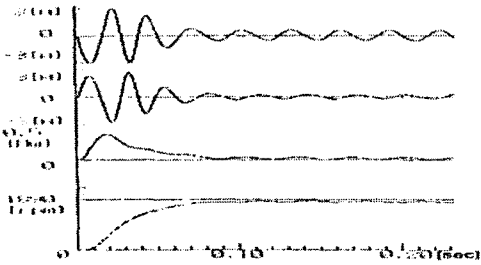
또한 제어 프로그램에 외적인 파라미터 T_{dis} 와 J_{dis} 의 변동을 보상하는 요소를 추가하여 제어를 행해야 됨을 알 수 있다. 또한 3상 불평형 전류의 발생을 억제하기 인버터 설계가 중요하고 2배수 주파에 해당한 진동주파수에 대한 필터의 설비가 필요하다.



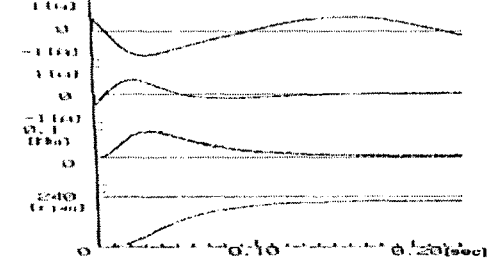
<그림 1> $\omega_r^* = 1890 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0$, $J_{dis} = 0$



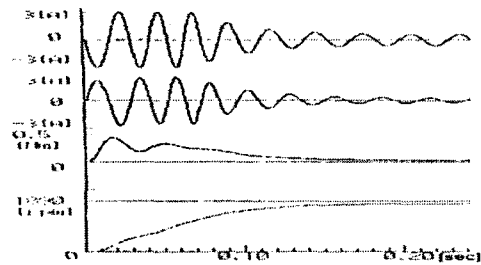
<그림 6> $\omega_r^* = 240 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0.02$, $J_{dis} = 0$



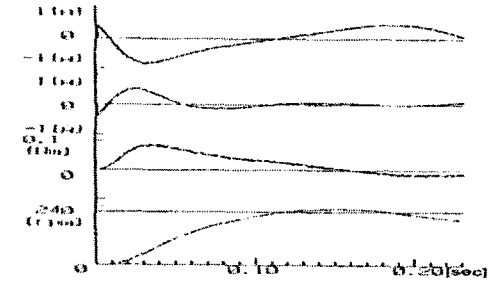
<그림 2> $\omega_r^* = 1890 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0.02$, $J_{dis} = 0$



<그림 7> $\omega_r^* = 240 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0$, $J_{dis} = 0.00007$



<그림 3>
 $\omega_r^* = 1890 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0$, $J_{dis} = 0.000007$



<그림 8> $\omega_r^* = 240 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0$, $J_{dis} = 0$

유도전동기는 속도, 토크, 전류의 관계가 비선형이므로 속도 제어할 때 기준 설정에서 벗어나게 된다. 슬립 주파수형 벡터제어를 매개로한 속도제어에서 슬라이딩 모드제어를 갖는 로바스트성이 이것을 보상할 수 있다고 생각된다. 여기서는 등가회로에 기초한 전류제어에 슬라이딩 모드제어를 도입한다.

5. 결 론

- 저속 회전에서는 토크 외란의 원인에 의해 회전속가 진동이 발생함을 알 수 있었다.
- 1) 전류와 자속의 간섭 부분 보상으로 응답특성이 개선되는 것을 알 수 있다.
 - 2) 속도연산은 전동기모델을 기초로 행해지기 때문에 내부 파라미터 변동, 특히 2차저항변동은 토크의 제어정밀도 저하함을 알 수 있다.
 - 3) 슬립주파수를 연산 할 때에 생기는 2차저항의 변동에 따른 오차를 보상할 필요가 있다.

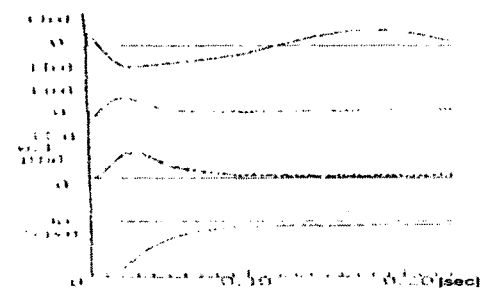
[참 고 문 헌]

[1] Richard F. F Koning, Chun Tung Chou, etc. " A Novel Approach on Parameter Identification for Inverter Driven Induction Machines", IEEE Transaction on Control System Technology, Vol. 8, No. 6, pp. 873-882, 2000.

[2] G. Escobar, A. M. Stankovic, E. Glaban, etc., " A Family of Switching Control Strategies for the Reduction of Torque Ripple in DTC ", IEEE Transaction on Control System Technology, Vol. 11, No. 6, pp. 933-939, 2003.

[3]Yeng kuem and Dong hae, " Sensorless Vector Control of Induction Machine Using MRAS with Rotor Resistance Estimation " JIE, Vol. D, No. 111, pp. 945 ~950, 1997.

[4] Jeng-Pyo Hong, Soon-Jae Kwon, Soon-Il Hong, " Speed Sensorless Vector Control for AC Servo Motor Using Flux Observer", Journal of the Korean Society of Marine Engineering, Vol.28, No.2, pp.185~191, 2004.



<그림 4>
 $\omega_r^* = 1890 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0.02$, $J_{dis} = 0.000076$

<그림 5> $\omega_r^* = 240 [rpm]$, $K_p = 0.0769$, $T_{dis} = 0$, $J_{dis} = 0$