

# 전류형 인버터로 구동되는 유도 전동기의 슬립 주파수 제어와 주파수 보상에 관한 연구

'88 추계학술대회

'88 - F - 11

전 회 종 김 춘 수 \* 이 명 우 정 원 식 안 재 우  
 숭실대학교 전기공학과

## A Study on Slip Frequency Control And Frequency Compensation in CSIM

Hi-Jong Jeon Chun-Soo Kim \* Myong-Woo Lee Won-Seok Jeong Jae-Woo An  
 Dept. of Electrical Eng. , Soong Sil University

### Abstract

For the purpose of fast response and simplifying system angle control strategy is selected. And the analysis and dynamic performance of a slip frequency controlled current source inverter fed induction motor drive with stator frequency compensation (indirect torque angle control) is investigated. The current control loop including motor is modeled and speed control loop including the frequency compensation is analysed. And transfer function of overall system is simplified. Experimental results are given in support of the analytical procedure.

### I. 서 론

유도전동기의 발생토크를 제어하는 방법으로서 슬립주파수 제어가 널리 사용된다. 이 방식은 슬립 주파수가 작은 영역에서 유도전동기의 발생토크와 슬립주파수의 선형관계를 이용한 것이다. 그러나 이관계는 정상상태에서만 성립하고 전동기 구동에 있어서 낮은 응답이 문제점으로 제시되었다. [1] 그 결과 자속 일정제어와 함께 정확하고 빠른 응답을 얻을수 있는 여러가지 기법들이 활발히 연구되어 왔으며 이들 기법중 기본적으로 다음의 세가지 방법이 학계와 산업계에 폭 넓게 활용 되었다.

- 1) 기존자속제어(벡터제어)
  - 2) 동기제어
  - 3) 주파수보상을 사용한 슬립주파수제어(각제어)
- 이 방법들은 복잡한 시스템의 좀더 정밀한 해석이러기 보다는 제어원리에 대한 접근 방법에 있어서 서로 다르다. 그러나 부하토크의 변화와 기존 주파수변화에 대하여 고정자전류 크기와 함께 정확한 순시 토크제어 제어하여 빠른 응답을 얻고자 하는 목적에는 동일하다. 특히 이세가지 방법중에서 토크각 제어 방법은 시스템 설계 및 제어기법의 간단성 때문에 산업계의 구동장치 메이커들의 많은 관심을 끌고있다. [2] 토크각이판 상유도전동기의 고정자전류 위상과 자화전류 위상과의 순시변화를 나타낸다. [3]

본 연구에서는 전류형인버터로 구동되는 유도전동기(CSIM)를 택하였고 토크각제어에서 핵심인 주파수보상 부드와 슬립주파수제어의 특징을 적용하였다. 제어기(PI CONTROLLER)가 포함된 전류부드와 속도부드의 시간응답을 해석하였고 토크각제어에 따른 전기적 토크각제어와 선형관계를 제시하였으며 컨버터 접점의 시간지연과 전류형 인버터의 전류지연(COMMUTATION DELAY) 시간은 무시하였다. 위에서 언급한 시스템 제어기를 구현하기 위해서는 많은 승계안이 필요하므로 16BIT

마이크로 프로세서 (intel 8086 8MHz)를 사용한 디지털제어 방식을 택하였고 실험결과를 디지털컴퓨터에 의한 시뮬레이션과 비교 검토하였다.

### II. 이론 및 시스템구성

#### 1. 토크각 제어의 원리

종래에는 CSIM의 제어를 위해서 전압(전류)과 주파수의 스칼라 제어에 의해 토크와 공극자속을 제어하였으나 토크와 공극자속은 전압과 주파수의 함수이므로 독립제어가 불가능하기 때문에 커플링효과를 제거할수 없어 낮은 응답을 가져온다. 예를들면 토크는 주파수(슬립)의 증가에 의하여 증가하나 자속은 감소한다. 이때문에 슬립은 물론 토크의 감도를 감소시키고 응답시간을 길게한다. 이를 개선하기 위해 토크각 제어법을 선택하였다. 즉 토크각을 제어하여 자속을 일정히 유지시키고 고정자전류위상을 변화시켜서 자속과 토크를 각각 독립제어할수 있다. 이에 대한 등가 벡터도가 그림 1에 나타나 있으며 이를 구현할 전제 시스템 구성도는 그림 2와 같고 본 연구의 실험을 위한 제어부 및 구동부의 하드웨어는 그림 3과 같다.

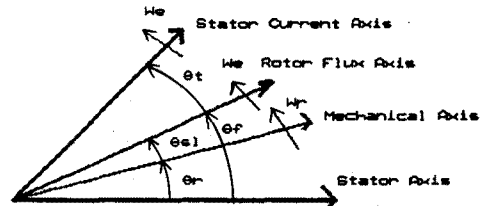


그림 1 유도전동기의 등가 벡터도

#### 2. 전류제어 부드

유도전동기는 부하토크, 고정자주파수, 자기포화 등으로 인해 그 동작점이 변하고 부하의 조건에 따라 전동기의 입력 임피던스가 변하기 때문에 전류부드를 해석하기가 어렵다. 소신호 perturbation 방법을 사용하여 영점과 극점을 소거한 전달함수를 구하여도 4차가 된다. 그러므로 전달함수의 해석을 쉽게하기 위하여 직접접근 방법을 배제하고 전류부드의 정상상태를 등가회로화 하여 이 회로를 물리적으로 고찰함으로써 해석을 용이하게 할수 있다. 위의 물리적 고찰을 위하여 다음과 같은 가정이 요구된다.

- 1) 공극자속은 일정하다.
- 2) 부하조건이 변화가 등가회로의 회전자 저항에 반영된다.
- 3) 고정자는 Y 결선이다.



부하와 DC 링크 리액터를 포함한 전류부르는 그림 4와 같다.

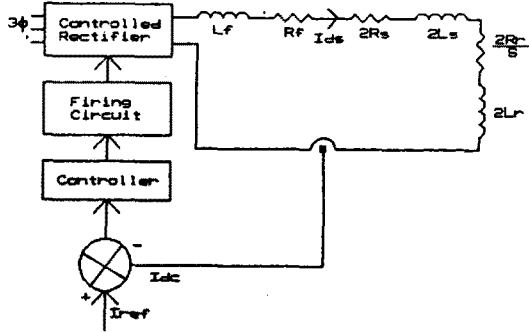


그림 4 전류부르는 정상상태 등가회로

그림 4에서 DC 링크 필터와 고정자의 전기적회로를 블록으로 나타내기 위해 전달함수를 구하면 식(1)과 같고 이 식은 임피던스 함수이다.

$$G_l(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (1)$$

단  $R = R_f + 2R_s$ ,  $L = L_f + 2L_s$

전류제어를 위해 비례적분기를 선택하면 그 전달함수는 식(2)와 같다.

$$G_c(s) = K_c \frac{1 + s\tau_c}{s} \quad (2)$$

이상의 모든 전달함수를 블록 다이어그램으로 나타내면 그림 5와 같다.

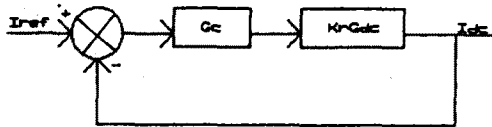


그림 5 전류부르는 블록 다이어그램

그림 5에서 기준전류에 대한 링크전류의 전달함수를 구하면 식(3)과 같다.

$$I_{dc}(s) = \frac{K_c K_r (1 + s\tau_c)}{1 + K_c K_r} \frac{1}{s} \frac{1}{R(1 + sL/R)} \quad (3)$$

여기서 극점을 소거하기 위하여  $\tau_c = \tau_r$  로 놓고 [2] 식(2)를 다시쓰면 다음과 같다.

$$I_{dc}(s) = \frac{(K_c K_r / R)}{s + (K_c K_r / R)} = \frac{K_a}{s + K_a} \quad (4)$$

단  $K_a = K_c K_r / R$

전류제어기는 비례이득  $K_c$ 의 값에 따라 링크전류의 상승시간을 제어할 수 있다. 전류오차 신호의 미분요소로 부가함으로 전류 지연 효과를 감소시킬 수 있으나 본 연구에서는 생략하였다.  $K_a$ 값에 따른 링크전류 응답이 그림 8에 나타나있다.

### 3. 속도제어 루프

속도제어 및 주파수보상은 다음과 같은 방법으로 가능하다. 속도제어시  $G_{cw}$ 는 기준도오크에 비례하는 기준슬립주파수( $W_{sl}$ )를 발생시키고  $W_{sl}$ 는 슬립리미터를 통과한 후 신호발생기  $F_a$ 와  $F_b$ 에 전달된다. 이 신호발생기는 정상상태와 과도상태에서 일정자속을 유지할 수 있도록 설계되어야 한다.  $F_a$ 는 기준 DC 링크전류  $I_{ref}$ 를,  $F_b$ 는 회전자 기준슬립주파수  $W_{sl}$ 를 각각 발생한다.

고정자 기준각 주파수  $W_{rs}$ 는 슬립주파수와 속도센서로부터 측정된 기계적 회전자 주파수  $W_r$ 와의 합으로 얻어진다. 이 과정에서 자화전류 벡터의 크기를 일정하게 하고 고정자 주파수를 변화시키는 주파수보상이 첨가된다. 이는 고정자전류 벡터와 자화전류 벡터와의 사이각 측도오크각의 간접제어(고정자전류 벡터의 크기조정)에 의해 실현된다. 속도제어 루프의 방정식은 다음과 같이 요약된다.[5]

$$G_i = \frac{(18/\pi^2) PM^2 R_r W_{slo} F_{ao}}{R_r^2 + W_{sl}^2 L_r^2} \frac{N_i(s)}{D(s)} \quad (5)$$

$$G_w = \frac{(18/\pi^2) PM^2 R_r F_{ao}}{R_r^2 + W_{sl}^2 L_r^2} \frac{N_w(s)}{D(s)} \quad (6)$$

여기서

$$F_{ao} = (\pi/\sqrt{6}) I_{mo} (1 + W_{sl}^2 \tau_r^2)$$

$$N_i(s) = L_r^2 s^2 + 2L_r R_r s + 2(R_r^2 + W_{slo}^2 L_r^2)$$

$$N_w(s) = L_r R_r s + R_r^2 - W_{slo}^2 L_r^2$$

$$D(s) = L_r^2 s^2 + 2L_r R_r s + R_r^2 + (W_{slo} L_r)^2$$

그림 6와 식(5)(6) 으로부터 다음식들을 구할 수 있다.

$$G_a = \frac{\delta I_{dc}}{\delta W_{sl}} = \frac{(\pi/\sqrt{6}) I_{mo} W_{sl} \tau_r^2}{\sqrt{1 + (W_{sl} \tau_r)^2}} \quad (7)$$

$$\frac{\delta T_e}{\delta W_{sl}} = G_i G_c G_a + G_w G_b \quad (8)$$

속도제어를 위해 비례적분 제어를 선택하면 다음과 같다.

$$\delta W_{sl} = K_w \frac{(1 + \tau_w s)}{s} (\delta W_{ref} - \delta W_r) \quad (9)$$

자속이 일정하게 유지되므로 공극자속의 변화는 0이 되므로 전기적 도오크 변화율은 전류 변화율과 같다.[6] 따라서 다음식들이 유도된다.

$$\frac{\delta T_e}{\delta T_{re}} = \frac{\delta I_{dc}}{\delta I_{dc}} = \frac{k_a}{s + K_a} \quad (10)$$

$$G_b = \frac{\delta W_{sl}}{\delta W_{sl}} = K_a \frac{(1 + \tau_{rr} P)}{(s + K_a)} \quad (11)$$

단  $\tau_{rr} = \tau_r / (1 + W_{sl}^2 \tau_r^2)$

식(11)은 다음과 같이 된다.[2]

$$G_b = F_{b1} + F_{b2} \quad (12)$$

단  $Fb1(Wrsl) = Ka \arctan(\tau_r Wrsl)$

$Fb2(Wrsl) = Ka Wrsl$

결국 슬립주파수 보상기 Fb는 식(13)과 같이된다.

$Wsl + Ka \int Wsldt = Ka(\arctan(\tau_r Wrsl) + \int Wsldt)$  (13)

그림 6 은 전체 시스템 루프에 대한 선형화된 블록 다이어그램이다.

그림 6, 식(9) 및 식(10)으로 부터 속도 전달함수  $\delta Wr / \delta Wref$ 는 식(14)와 같이 나타낼수있다.

$$\frac{\delta Wr}{\delta Wref} = \frac{Kb(1 + \tau_w s)}{s(Ka + s)(1 + \tau_m s) + Kb(1 + \tau_w s)} \quad (14)$$

단  $Kb = Kw Km Ks K K P/B$

영점과 극점을 소거하기 위해  $\tau_w = \tau_m$  으로 선택하면 식(15)와 같이 간략화된다.

$$\frac{\delta Wr}{\delta Wref} = \frac{Kb s}{s(Ka + s) + Kb} \quad (15)$$

식(15)의 2계 함수의 감쇄정수를 0.7로 하여 속도제어기의 비례이득  $Kw$ 를 선정하였고 그 시간응답을 그림 8 에 나타내었다.

III. 시뮬레이션 결과

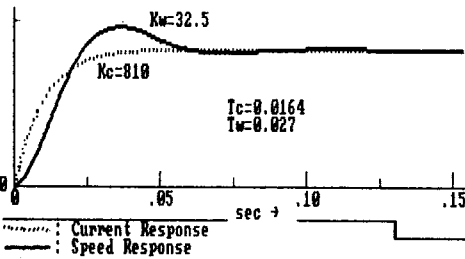
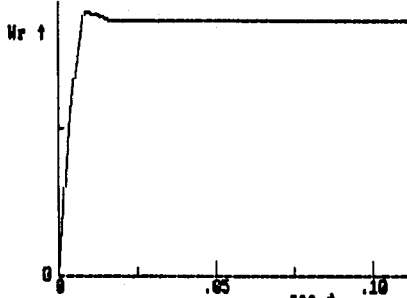
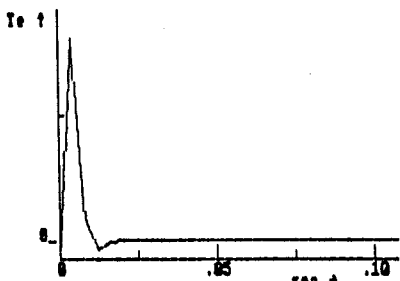


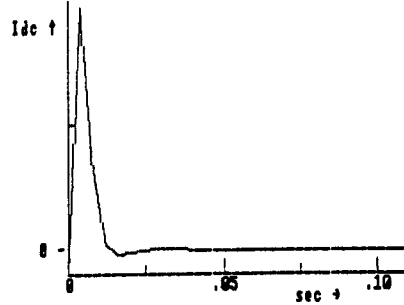
그림 8 속도 및 전류루프에서의 단위 계단응답



(a) 속도 응답



(b) 토크 응답



(c) 전류 응답

$Kc=810 \quad Kw=32.5 \quad \tau_c=0.0164 \quad \tau_w=0.027$

그림 9 단위 기준주파수 변화에 대한 시간응답

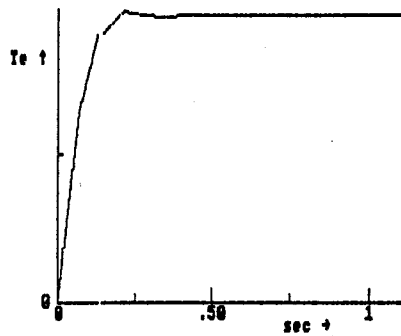


그림 10 단위 부하토크 변화에 따른 전기적 토크의 시간응답

IV. 결론

CSIM 의 주파수 보상법을 이용한 슬립주파수 제어법을 소개하였다. 토크각 제어법과 함께 물리적으로 전류루프를 해석하여 전체 시스템을 선형화 하여 전달함수의 차수를 최소화 하였으며 그 결과 양호한 응답을 얻었다. 그러나 온도변화에 따른 회전자 저항값 변화에 대한 보상, 인버터 전류 지연 과 정류기 점화 지연 시간에 대한 보상, 직접 토크각을 제어 하는 방법, PWM CSIM 등이 앞으로 연구되어야 할 과제이다.

참고문헌

1. B.K.Bose, "Adjustable Speed AC Drive System", IEEE Press 1981
2. N.S.Gehlot, "Design And Dynamic Performance of A Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive", IECON'86
3. R.Krishnan, James F.Lindsay and Victor R. Stefanovic, "Design of Angle-Controlled Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. IA-19, pp.370-378, MAY/JUNE 1983
4. Constantine H. Houppis, Gary B. Lamont ; Digital Control System, McGraw-Hill 1985
5. R.Krishnan, V.R.Stefanovic, "Control Principles in Current Source Induction Motor Drive", in Conf. Rec. 1980 IEEE-IAS Annual Meeting , pp. 605-617
6. S.Bolognani and G.S.Buja, "Control System Design of a Current Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, pp.1145-1153, September/October 1985
7. M.Shwleh, W.A.Maslowski, and V.R.Stefanovic, "An Exact Modeling And Design of Current Source Inverters", Conf. Rec., IEEE-IAS annu. Meeting, pp. 349-459, Oct.1979.