마이크로프로세서에 의한 전류형인버터-유도전동기 시스템의 PID 제어

PID Control of Microprocessor-Based Current Source Inverter-Induction Motor System

박 민 호 서울대학교
김 흥 근 경북대학교
전 태 원 * 서울대학교

1. 서 론

전력용 반도체가 발달함에 따라 점차적으로 속도제어가 필요한 전동기 시스템에 직류전동기 대신 인버터-교류전동기로 대치되어 가고 있다. 이 인버터중 특히 전류형 인버터는 회생제동이 가능하고 전류회로가 간단하며 과전류를 제어할 수 있는 등 많은 장점때문에 계속 주목을 받고 있다. 그런데 전류형 인버터-유도전동기 시스템에서 유도전동기의 입력전류제어 방식은 포화영역에서 운전하지 않기 위해서는 결국 불안정한 영역에서 운전되어야 하므로 제어루우프가 반드시 필요하다.

이 논문에서는 제어루우프를 모두 마이크로프로세서에 의한 디지탈 방식으로 구현하였으며, 또한 제어기를 비례-적분-미분 제어기 (PID controller)로 사용하였을 때 전 시스템을 해석하였다. 유도전동기를 동기속도로 회전하는 d-q 축으로 변환시킨후 마이크로프로세서로 제어하였으므로 이산형 상태방정식으로 바꾸어, 이 상태방정식에 제어루우프를 모두 포함시켰다. 샘플링시간 및 각 제어기의 이득에 대한 시스템의 안정영역을 구하였다.

2. 시스템 블럭선도

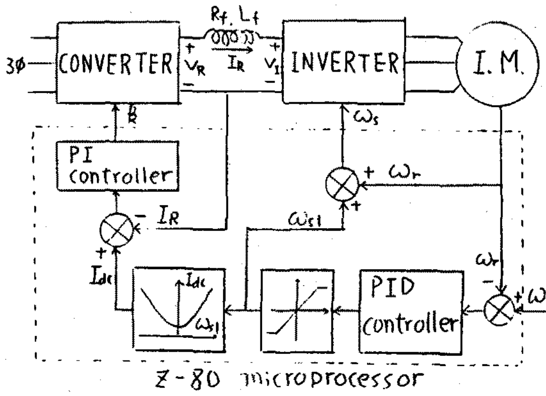

그림1. 시스템 블럭선도

그림1은 제어루우프를 포함한 전류형인버터 시스템의 블럭선도이다. 이 제어 루우프는 슬립주파수가 직류링크전류를 제어하는 방식이며, 외부루우프에 해당하는 속도제어루우프는 PID제어기를 사용하고 내부루우프에 해당하는 전류제어루우쓰는 단순히 PI 제어기를 사용하였다. 속도 제어기를 PID 제어기로 사용함에 따라 PI 제어기보다 더 좋은 과도 특성을 보여줄 수 있다.

제어루우프를 모두 Z-80 마이크로프로세서의 소프트웨어로 처리하여 이 마이크로프로세서 입력으로는 전동기 속도와 직류링크전류가 되며 출력으로는 콘버터 점호각 α와 인버터 주파수 ω_s가 된다. 이 시스템의 속도 PID 제어 및

전류 PI 제어기 식은 다음과 같다.

$$e_{2s}(n) = e_{2s}(n-1) + \left(K_{ps} + K_{Is}T + \frac{K_{Ds}}{T}\right) e_{1s}(n) - \left(K_{ps} + \frac{2K_{Ds}}{T}\right) e_{1s}(n-1) + \frac{K_{Ds}}{T} e_{1s}(n-2)$$

$$e_{2c}(n) = e_{2c}(n-1) + (K_{pc} + K_{Ic}T) e_{1c}(n) - K_{pc} e_{1c}(n-1)$$

$e_{1s}(n)$, $e_{2s}(n)$: n번째 속도제어기 입력 및 출력

$e_{1c}(n)$, $e_{2c}(n)$: " 전류제어기 "

K_{ps}, K_{Is}, K_{Ds} : 속도제어기의 비례, 적분, 미분이득

K_{pc}, K_{Ic}, K_{Dc} : 전류 " " "

T : 샘플링시간

3. 시스템 해석

시스템의 해석순서를 요약하면 먼저 유도기를 동기속도로 회전하는 d-q 축으로 변환시킨 후 직류링크 변수들을 첨가한다. 인버터 출력전류의 고조파분을 무시하고 콘버터- 직류링크-인버터-유도전동기의 상태방정식을 구한다. 이 상태방정식을 이산형 상태 방정식으로 변환시킨 후 전류제어 시스템 상태 방정식에 더하여 전체 상태 방정식을 만든다.

먼저 d-q 변환된 유도전동기 식에 직류링크 변수를 첨가하고 전동기 입력전류의 고조파분을 무시하면 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_R' \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s' + PL_s' & PM & \omega_s M \\ PM & r_r + PL_r & \omega_{s1} L_r \\ -\omega_s M & -\omega_{s1} L_r & r_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

$$P\omega_r = \frac{6}{J} M i_{qs} i_{dr} - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{2}{J} T_L \tag{1}$$

$$\left(V_R' = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} V_R, \quad R_s' = R_s + \frac{\pi^2}{18} R_f, \quad L_s' = L_s + \frac{\pi^2}{18} L_f \right)$$

이 방정식은 비선형이므로 선형화시키기 위하여 한 동작점에서 작은 변화를 주는 소신호 해석을 한다. (즉 $\omega_r = \omega_{ro} + \Delta\omega_r$)

$$\dot{X}(t) = A\,X(t) + B\,U(t)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{L_r}{L_\ell} r_s' & \frac{M}{L_\ell} r_r & -\frac{L_r}{L_\ell} M\omega_{ro} & -\frac{L_r}{L_\ell} M i_{dro} \\ \frac{M}{L_\ell} r_s' & -\frac{L_s'}{L_\ell} r_r & \frac{L_s' L_r}{L_\ell}\omega_{ro} - \omega_{so} & \frac{L_s' L_r}{L_\ell} i_{dro} \\ \frac{M}{L_\ell}\omega_{s1o} & \omega_{s1o} & -\frac{r_r}{L_r} & -\left(\frac{M}{L_r} i_{qso} + i_{qro}\right) \\ \frac{6}{J} M i_{dro} & 0 & \frac{6}{J} M i_{qso} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{L_\ell} K & 0 & 0 \\ -\frac{M}{L_\ell} K & -i_{dro} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r} i_{qso} + i_{dro} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{2}{J} \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$X(t) = [\Delta i_{qs}, \Delta i_{qr}, \Delta i_{dr}, \Delta\omega_r]^t$$

$$U(t) = [\Delta E_R, \Delta\omega_s, \Delta T_L]^t$$

이 식을 이산형 상태 방정식으로 변환시키면

$$A_1 = e^{AT} \qquad B_1 = \left(\int_0^T e^{A\tau} d\tau\right) B$$

$$X_1(n+1) = A_1 X_1(n) + B_1 U_1(n) \tag{3}$$

이 식에 슬립주파수 제어 $\Delta\omega_s(n) = \Delta\omega_{s1}(n) + \Delta\omega_r(n)$ 와 전류제어 루우프를 첨가한다. 이때 전류제어기에 적분기가 있으므로 새로운 변수 $Q(z)$를 도입하여 식을 2개로 나누면 다음과 같다.

$$Q(z) = \frac{I_{dc}(z) - \frac{\pi}{2\sqrt{3}} i_{qs}(z)}{z - 1}$$

$$E_R(z) = Q(z)(g_{oc} z + g_{1c}) \tag{4}$$

$$(g_{oc} = K_{pc} + K_{Ic}T, \quad g_{1c} = -K_{pc})$$

또 $\omega_{s1} - I_{dc}$ 곡선에서 한 동작점에서의 $\Delta\omega_{s1}$과 ΔI_{dc}의 관계식은 비례관계가 된다. 즉

$$\Delta I_{dc} = K_\omega \, \Delta\omega_{sl} \quad (5)$$

속도 제어루우프는 PID 제어기 이므로 새로운 변수 $P_1(z)$ 와 $P_2(z)$ 를 도입하여 식을 분할시키면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\omega_{sl}(z) &= (g_{os}+g_{1s})P_1(z) + g_{2s}P_2(z) \\
&\quad + g_{os}(\omega_{ref}(z) - \omega_r(z)) \\
zP_1(z) &= P_1(z) - \omega_r(z) + \omega_{ref}(z) \\
zP_2(z) &= P_1(z) \\
&\left(g_{os} = K_{PS} + K_{IS}T + \frac{K_{DS}}{T}, \right. \\
&\left. \quad g_{1s} = -\left(K_{PS} + \frac{2K_{DS}}{T}\right), \; g_{2s} = \frac{K_{DS}}{T} \right)
\end{aligned} \quad (6)$$

식(3)에 식(4),(5),(6)을 첨가하여 정리하고 부하토오크의 변화가 없다고 가정하면 (즉 $\Delta T_L = 0$) 다음과 같은 7차 이산형 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$X_d(n+1) = A_d \; X_d(n) + B_d \; U_d(n)$$

$$A_d = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{17} \\ a_{21} & & & \cdot \\ \vdots & & & \cdot \\ a_{71} & \cdots & & a_{77} \end{bmatrix} \qquad B_d = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_7 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
X_d(n) = [\, &\Delta P_1(n), \Delta P_2(n), \Delta Q(n), \Delta \dot{\lambda}_{qs}(n) \\
&\Delta \dot{\lambda}_{qr}(n), \Delta \dot{\lambda}_{dr}(n), \Delta\omega_r(n) \,]^t
\end{aligned} \quad (7)$$

$$U_d(n) = \Delta\omega_{ref}(n)$$

시스템 방정식의 A_d 와 B_d 의 각 요소들은 전동기 상수, 동작점, 각 제어기 이득값으로 이루어지며 동작점 및 전류와속도제어기의 이득이 정해지면 시스템 방정식의 모든 상수를 알 수 있다. 따라서 한 동작점에서 각 제어기 이득에 따른 안정범위를 이 상태방정식의 고유치로 부터 구할 수 있다.

4. 결 론

1) 마이크로프로세서에 의해 제어되는 유도전동기를 d-q 모델을 사용하여 이산형 상태방정식으로 완전히 해석하였다.
2) 이산형 상태 방정식안에 제어기에 의한 상태변수를 첨가하여 전 시스템을 하나의 상태 방정식으로 만들었다.
3) 외부루우프인 속도제어루우프를 PID 제어기로 사용하여 과도특성을 더욱 향상시키며 이때 각 이득값의 안정영역을 구하였다.

5. 참 고 문 헌

1. M. L. McDonald and P.C. Sen, "Control loop study of induction motor drive using DQ model", *IEEE Trans. Ind. Elect. Contr. Instr.*, Vol. IECI-26, No.4, pp.237-243, Nov. 1979.
2. P.C. Krause and C.H. Thomas, "Simulation of symmetrical induction machinery", IEEE Trans. Power Appr. Syst., Vol. PAS-84, pp.1038-1053, Nov. 1965.
3. P.C. Sen and W.S. Mork, Induction motor drives with micro-computer control system", IEEE Proc., pp. 653-661, 1980.