

Digital Converter로 구동되는 크레인용 직류전동기 속도제어 시스템의 안정도 해석

구태만 · 정태동* · 변성태* · 김종훈*
전기공학과

<요 약>

크레인 구동용으로 antiparallel converter의 반도체 전력회로에 마이크로 제어기를 사용한 직류전동기의 속도제어 시스템에 대한 안정영역을 해석한다. 먼저 불연속 전류인 경우 converter의 비선형특성으로 인하여 전동기 속도제어 능력이 저하되므로 이를 보상하는 방식을 제안한다. 이 converter와 직류전동기를 포함한 전체 속도제어 시스템을 이산형 상태방정식으로 모델링한 후, 각 제어기 이득에 대한 안정영역을 해석한다.

Analysis of Stability for DC Motor Speed Control System driven by Digital Converter for Crane

Tae-Man Koo · Tae-Dong Jung* · Seong-Tae Byun* · Jong-Hun Kim*
Dept. of Electrical Engineering

<Abstract>

The stability regions for microcontroller-based dc motor speed control system driven by antiparallel converter, which has been used as the crane drive, are analyzed. first as the performance of motor speed control is deteriorated due to nonlinear characteristics of the converter in the discontinuous current state, the method to

* 현대중공업 전계장 설계 2부

compensate for nonlinear characteristics of the converter is suggested. The overall dc motor speed control system including the converter and dc motor is represented by a discrete-time state equation, and then the stability regions for gains of controllers are derived.

I. 서론

크레인을 사용하여 컨테이너를 선박과 항만 사이를 얼마나 신속히 그리고 정확하게 선적 또는 하역을 하는 것에 따라 크레인의 성능이 좌우된다. 이 컨테이너의 선적, 하역시간을 줄이기 위하여 컨테이너를 이동시키는 Hoist와 Trolley의 가속 및 감속시간을 감소시켜야 하면서, 또한 주어진 위치에 정확하게 이동시켜야 한다. 따라서 Hoist와 Trolley의 성능을 향상시키기 위하여, 이것을 구동하는 전동기를 우수한 속응성을 가지면서, 동시에 정밀한 속도 및 토크 제어하는 것이 반드시 필요하다.

현재까지 크레인에서 사용되는 Hoist 및 Trolley의 속도 및 토크 제어하기 위하여 antiparallel converter의 전력회로에 직류전동기를 사용하고 있다. 이 직류전동기의 정류자 및 브러시는 정기적으로 보수 및 교체가 필요하며, 유도전동기에 비해 고가에 중량, 부피, 관성이 크다는 단점이 있다. 그러나 속도제어가 쉽고 속응성이 상당히 우수하며, 기동토크가 크다는 장점이 때문에 지금까지도 Hoist 및 Trolley의 속도 및 토크 제어에 많이 사용되어 있으며, 특히 큰 기동토크가 요구되는 Hoist의 구동용으로 아직까지도 백터제어 유도전동기보다 직류전동기를 사용하고 있는 실정이다.

이 직류전동기 시스템에 대한 기존의 대부분 논문들은 dual converter의 특성개선 또는 제어능력 향상에 대한 연구 결과가 많이 발표 되었으나, AC-DC 디지털 컨버터로 제어되는 직류전동기의 속도제어 시스템의 안정도 해석에 대한 연구는 상당히 미흡한 실정이다. [1-3] 또한 기존의 논문에서의 직류전동기 속도제어 시스템의 안정도 해석은 대부분이 converter 및 마이크로 제어기로 제어되는 디지털 시스템의 특성을 고려하지 않고 단순히 직류전동기의 2차 미분방정식으로 표현하여 해석하였으므로, 안정도 해석에 상당한 오차가 존재한다. [4-5]

따라서 본 논문에서는 마이크로제어기에 의하여 발생하는 한 샘플링시간 지연과 converter의 특성에 의하여 발생하는 1/360 초 만큼의 시간지연을 고려하였다. 또한 antiparallel converter의 비선형적 특성을 선형적 특성을 갖도록 보상하는 알고리즘을 제시하였다. 마이크로제어기로 제어되는 직류전동기의 속도제어 시스템에 antiparallel converter를 포함시켜, 이 시스템을 거의 완벽하게 모델링하였으며, 이 모델링 식을 사용하여 각 제어기 이득에 따른 안정도영역을 해석하였다.

II. 크레인 구동용 직류전동기의 속도제어 시스템

크레인 구동용 직류전동기의 속도제어 시스템 블록도는 그림 1과 같다.

전기자 전압제어를 위하여 4상한 운전이 가능한 antiparallel converter를 사용하고,

속도 제어기와 전류제어기는 모두 비례적분 제어기(Proportional-Integral controller)를 사용하며, 속도제어기 출력인 전기자 기준전류에 T_r 만큼의 1차 시간지연을 준다.

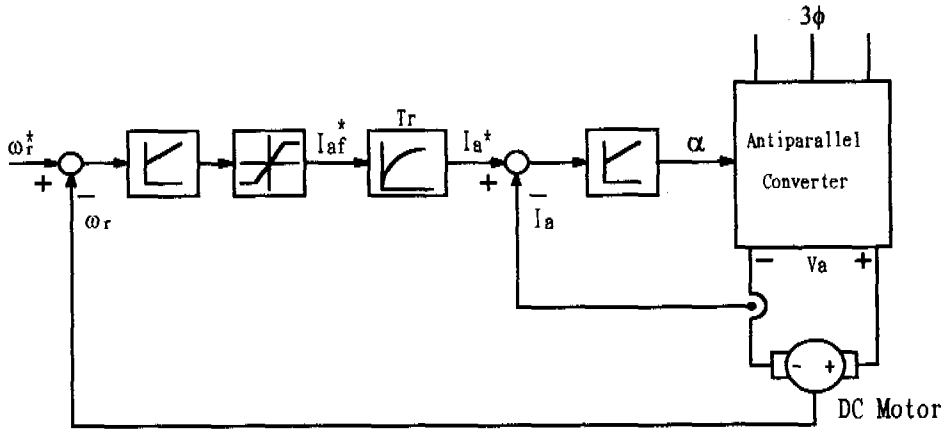


그림 1. 크레인 구동용 직류전동기 속도제어 시스템 블럭도

Fig 1. Block diagram of dc motor speed control system for crane drive

III. Antiparallel Converter의 특성

직류전동기를 4상한 운전을 하기 위하여 dual converter를 사용하는데, 이 dual converter는 순환전류가 있는 dual converter와 순환전류가 없는 dual converter가 있으며, 본 연구에서는 순환전류가 없는 dual converter, 즉 antiparallel converter를 사용한다.

이 converter는 전동기전류가 연속일 경우에는 converter가 선형 특성을 가지고 있으나, 전동기전류가 불연속일 경우에는 converter가 비선형 특성을 가진다. 따라서 converter의 비선형 특성을 분석하여 converter가 선형 특성을 갖도록 보상하고자 한다.

III-1. Antiparallel converter 출력 특성

전동기전류가 연속일 경우와 불연속일 경우 각각 converter의 평균 출력전압식 및 평균 출력전류식을 유도하였으며, 먼저 converter의 평균 출력전압식은 다음과 같다.

1) 불연속 전류시

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} V_m \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right) + m\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \beta\right) \right] \quad (1)$$

2) 연속 전류시

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} V_m \cos\alpha \quad (2)$$

또한, converter 의 평균 출력전류식은 다음과 같다.

1) 불연속 전류시

$$I_{dc} = \frac{3}{\pi} \frac{V_m}{R_a} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right) - m(\beta - \alpha) \right] \quad (3)$$

2) 연속 전류시

$$I_{dc} = \frac{3}{\pi} \frac{V_m}{R_a} \left[\cos\alpha - \frac{\pi}{3} \times m \right] \quad (4)$$

여기서 α : 위상각 또는 지연각 (delay angle)
 β : 소호각 (extinction angle)
 V_m : 입력전압의 peak 치
 $m = E_a / V_m$

그림 2는 앞의 식을 사용하여, converter 의 위상각 α 를 30°에서 150°까지 20° 간격으로 변화시켰을 때, converter 의 출력전류 평균값 I_{dc} 와 출력전압 평균치 V_{dc} 를 교류 입력전압의 peak 치인 V_m 으로 단위화 (normalized) 시킨 값과의 관계를 그린 것이다. 이 그림에서 점선의 바깥쪽 부분이 전류가 연속인 구역이며, 점선의 안쪽 부분은 전류가 불연속인 구역이다.

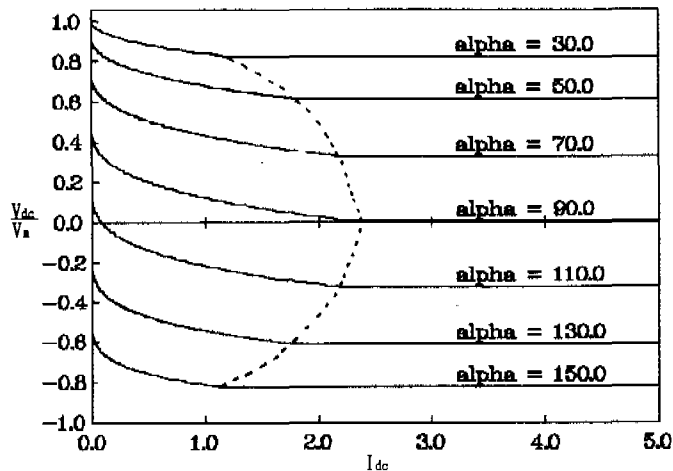


그림 2. Converter 의 부하 특성
 Fig 2. Load characteristics of converter

연속 전류구간에서는 converter 의 출력전압 평균치가 전류에 관계없이 일정하게 유지하지만, 불연속 전류구간에서는 전류가 감소되면 converter 출력전압의 평균치가 증가되어 전류값에 따라 출력전압 평균치가 변화되는 특성을 가지고 있다. 따라서 연속전류 구간에서는 converter 가 선형특성을 가지고 있으나, 불연속 전류시에서는 비선형 특성을 가지고 있으므로 이 비선형 특성을 보상하는 기법을 제시한다.

III-2. Converter 의 비선형 특성 보상

그림 3는 전동기전류가 불연속시 converter 의 비선형 특성을 보상하는 방식을 설명한 것이다. converter 의 위상각 α_1 에서 전류가 연속일 경우에는 출력전압 평균치가 V_{dco} 이며, 전류가 불연속일 경우에는 출력전압이 더 커진다. 여기서 같은 전동기 전류값에서 이 출력전압 평균치 V_{dco} 를 낼 수 있는 converter 의 위상각 α_2 에서 $\Delta\alpha$ 를 더하면 α_1 이 된다. 전기자 전류제어기에서 출력되는 제어입력 α_2 는 전류가 연속인 경우와 같은 출력전압 평균치를 내므로, 전류가 연속인 경우와 불연속인 경우 모두 같은 선형 특성을 낼 수 있다.

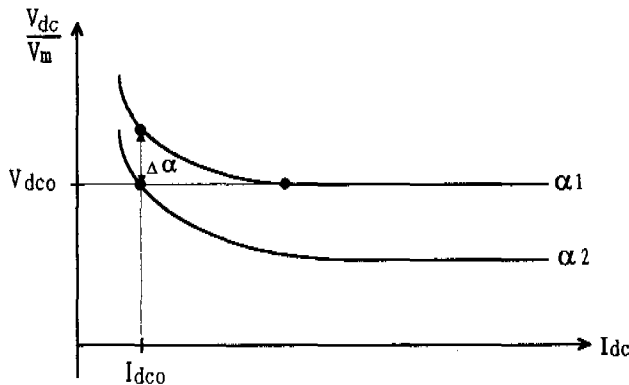


그림 3. Converter 의 비선형 특성 보상방식

Fig 3. Nonlinear characteristics compensation method for converter

비선형 부하특성 보상을 위한 전기자전류의 평균치 I_{dc} 및 위상각 α 와 보상지연각 $\Delta\alpha$ 와의 관계는 그림 4와 같으며, $\Delta\alpha$ 값은 I_{dc} 와 α 의 비선형 함수가 된다.

그림 4를 이용하여 전동기전류가 불연속일 경우 converter 의 비선형 특성을 보상하기 위한 부루우프 (subloop) 구성도는 그림 5과 같다.

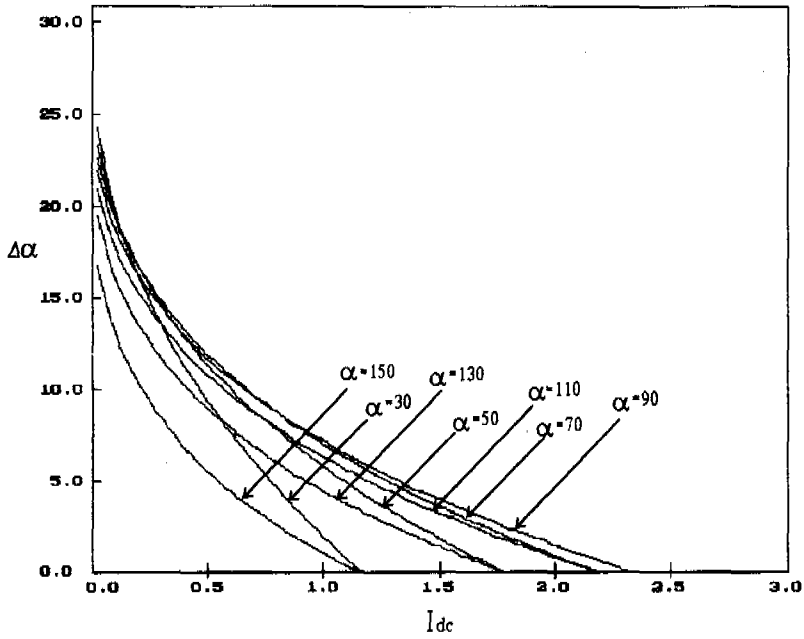


그림 4. I_{dc} 및 α 와 $\Delta\alpha$ 와의 관계
 Fig 4. Relationships of I_{dc} , α and $\Delta\alpha$

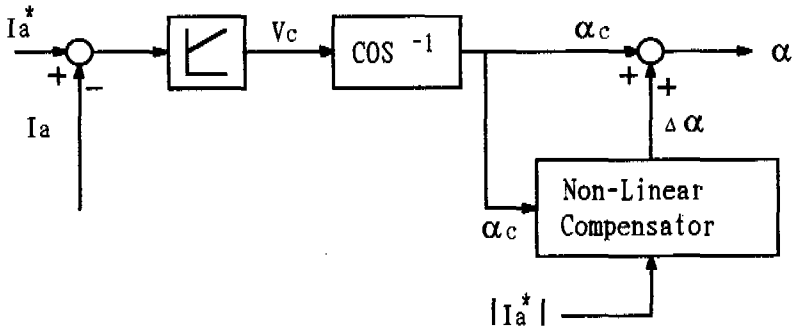


그림 5. 비선형 보상 부루우프
 Fig 5. Nonlinear compensation subloop

전류제어의 출력인 제어입력을 V_c 로 하고, α_c 와 V_c 의 관계가 다음 식 (5)와 같이 구성함으로써, converter 출력전압은 식 (6)과 같이 제어입력 V_c 와 비례관계를 가진다.

$$\alpha_c = \cos^{-1} V_c \quad (5)$$

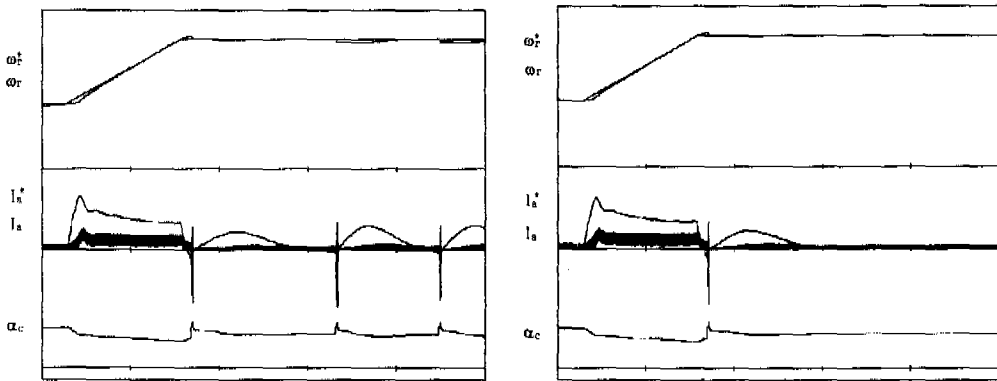
$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} V_m V_c = K_c V_c \quad (6)$$

한편 전류가 연속일 경우에는 α_c 가 바로 converter의 지연각 α 가 되며, 전류가 불연속일 경우에는 비선형 보상기에서 α_c 에 $\Delta\alpha$ 를 더하여 α 값을 보상한다. 이 $\Delta\alpha$ 값은 지연각과 기준 전기자전류의 절대치 함수로 표시되며, 이 관계는 그림 3과 같이 비선형이므로 조건표를 구성하여 사용한다.

이와 같은 비선형 보상기를 사용함으로써 antiparallel converter의 특성이 전류의 연속인 경우와 불연속인 경우에 관계없이 선형 특성을 가지므로 converter를 간단하게 비례상수 K_c 로써 등가할 수 있다.

III-3. 전류 불연속시 보상 부루우프를 사용한 시뮬레이션 결과

부하토크가 0.25 N.m이며 전동기속도를 500 rpm에서 1000 rpm으로 증가시켰을 때, 그림 6-(a)는 converter의 비선형 보상루우프가 없는 경우, 그림 6-(b)는 converter의 비선형 보상루우프가 있는 경우의 디지털 시뮬레이션 결과이다. 비선형 보상루우프가 없는 경우에는 1000 rpm의 정상상태에서 전동기속도와 전기자전류에 진동이 있으나, 비선형 보상루우프가 있는 경우에는 전동기속도와 전기자전류가 진동이 없이 잘 제어됨을 알 수 있다.



(a) 보상 부루우프가 없는 경우
(a) without compensation subloop

(b) 보상 부루우프가 있는 경우
(b) with compensation subloop

그림 6. 전류 불연속시 보상 부루우프를 사용한 시뮬레이션 결과
Fig 6. Simulation results for nonlinear compensation method

IV. 직류전동기의 속도제어 시스템의 모델링

그림 7은 직류전동기 속도제어 시스템을 모델링하기 위하여 그림 1의 직류전동기

속도제어 루우프를 단순화시켜서 그린 것이다.

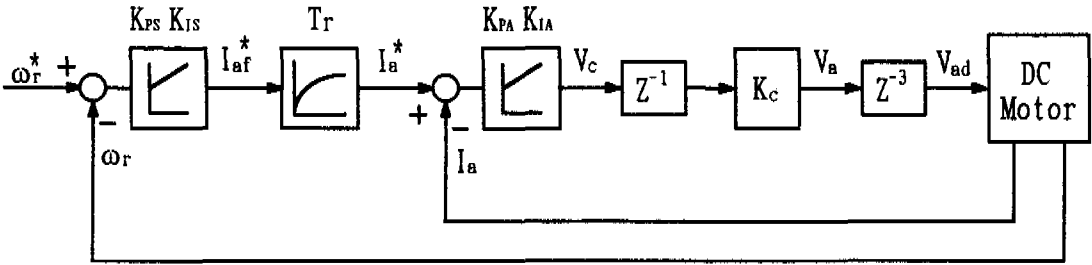


그림 7. 직류전동기의 속도제어 루우프
Fig 7. Speed control loop of dc motor

전류제어기의 출력인 제어입력 V_c 로 antiparallel converter의 평균전압을 선형적으로 제어하므로 이 converter를 K_c 의 증폭기로 모델링하였다. 여기서 한 샘플링시간 (Sampling time) 마다 속도제어 루우프를 수행하여 제어입력을 출력시킴으로 약 한 샘플링시간 동안의 시간지연이 존재하며 이 시간지연 요소를 고려하였다. 또한 제어입력으로 converter의 위상각을 제어하여 converter의 평균전압을 제어할 시, 이 converter는 1/360초 간격으로 제어되므로 이 시간 만큼의 시간지연도 존재한다. 본 연구에서는 샘플링시간을 1 msec로 하였으며, 이 converter 시간지연을 3번 샘플링 시간 즉 3 msec 동안의 시간지연이 존재하는 것으로 모델링하였다.

IV-1. 직류전동기 수학적 모델링

직류전동기를 수학적 모델링하면, 직류전동기의 고정자 전압방정식 및 운동방정식은 식은 다음과 같다.

$$V_{ad}(t) = R_a I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + K_a \Phi \omega_r(t) \tag{7}$$

$$T(t) = K_a \Phi I_a(t) = J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + B\omega_r(t) + T_L$$

이 식을 2차 상태방정식으로 표현하면 다음 식과 같다.

$$P \begin{bmatrix} I_a(t) \\ \omega_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_a \Phi}{J} \\ \frac{K_a \Phi}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(t) \\ \omega_r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ad}(t) \\ T_L(t) \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\underline{X}_a(t) = \underline{A}_a \underline{X}_a(t) + \underline{B}_a \underline{U}_a(t)$$

여기서,

$$\mathbf{X}_a(t) = [I_a(t), \omega_r(t)]^T$$

$$\mathbf{U}_a(t) = [V_{ad}(t), T_L(t)]^T$$

직류전동기의 속도제어 루우프는 마이크로 제어기로 제어되는 디지털 시스템이므로, 식(8)를 다음과 같이 이산형 상태방정식 (Discrete-time state equation)으로 변환시킨다.[6]

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{X}}_1(n+1) &= \underline{\mathbf{A}}_1 \underline{\mathbf{X}}_1(n) + \underline{\mathbf{B}}_1 \underline{\mathbf{U}}_1(n) \\ \underline{\mathbf{A}}_1 &= \exp(\underline{\mathbf{A}}_a T) = \{ a_{ij} \} \\ \underline{\mathbf{B}}_1 &= \left(\int_0^T \exp(\underline{\mathbf{A}}_a \tau) d\tau \right) \underline{\mathbf{B}}_a = \{ b_{ij} \} \\ & \quad (T : \text{sampling time}) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 $\underline{\mathbf{X}}_1(n)$ 과 $\underline{\mathbf{U}}_1(n)$ 은 각각 $\mathbf{X}_a(t)$ 와 $\mathbf{U}_a(t)$ 를 이산형으로 변환시킨 것이다.

IV-2. 속도제어 루우프의 모델링

속도제어 루우프의 속도제어기, 전기자 전류 1차 지연 및 전류제어기를 모두 이산형으로 변환시킨다.

속도 제어기는 PI 제어기로써 아나로그식으로 표시하면 다음과 같다.

$$I_{af}^*(s) = \left(K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s} \right) (\omega_r^*(s) - \omega_r(s)) \quad (10)$$

(여기서 K_{PS} 는 속도 비례이득, K_{IS} 는 속도 적분이득이다.)

이 PI 제어기를 이산형으로 표현하기 위하여 S 에 $\frac{Z-1}{TZ}$ 대입하여 정리하면 다음 식과 같다.

$$I_{af}^*(z) = \frac{(K_{PS} + K_{IS}T)Z - K_{PS}}{Z-1} (\omega_r^*(z) - \omega_r(z)) \quad (11)$$

새로운 상태변수 $Q(z)$ 를 정의하여 식 (11)을 다음 두 식으로 분할시킨다.

$$I_{af}^*(z) = [(K_{PS} + K_{IS}T)Z - K_{PS}] Q(z) \quad (12)$$

$$ZQ(z) = Q(z) + \omega_r^*(z) - \omega_r(z) \quad (13)$$

식 (12)와 식(13)을 정리하여, 이산형으로 변환시키면 각각 식(14), (15)와 같다.

$$Q(n+1) = -\omega_r(n) + Q(n) + \omega_r^*(n) \quad (14)$$

$$Iaf^*(n) = (K_{PS} + K_{IS}T) (Q(n) + \omega_r^*(n) - \omega_r(n)) - K_{PS}Q(n) \quad (15)$$

기준 고정자전류에서 T_r 시간 만큼의 시간지연 관계를 이산형 식으로 표현한다. 먼저 이 T_r 시간만큼의 1차 시간지연을 아나로그 식으로 표시하면 다음 식과 같다.

$$(1 + T_r s) I_a^*(s) = I_{af}^*(s) \quad (16)$$

이 식을 Z 변환시킨 식은 다음 식과 같다.

$$I_a^*(z) = \frac{Z}{(1 + \frac{T_r}{T})Z - \frac{T_r}{T}} I_{af}^*(z) \quad (17)$$

새로운 상태변수 $T(z)$ 를 식(18)과 같이 정의하여, 식 (17)을 2 개의 이산형 방정식으로 표현하면 식(19) 및 (20)과 같다.

$$T(z) = \frac{I_{af}^*(z)}{(1 + \frac{T_r}{T})Z - \frac{T_r}{T}} \quad (18)$$

$$T(n+1) = -K_2 K_{PIS} \omega_r(n) + K_2 K_{IS} T Q(n) + K_1 T(n) + K_2 K_{PIS} \omega_r^*(n) \quad (19)$$

$$I_a^*(n) = T(n+1) \quad (20)$$

$$\left(\text{여기서 } K_1 = \frac{\frac{T_r}{T}}{1 + \frac{T_r}{T}}, K_2 = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{T}}, K_{PIS} = (K_{PS} + K_{IS}T) \right)$$

속도제어기와 같이 고정자 기준전류 PI 제어기를 Z 변환식으로 표시한 식은 다음과 같다.

$$V_c(z) = \frac{(K_{PA} + K_{IA}T)Z - K_{PA}}{Z - 1} (I_a^*(z) - I_a(z)) \quad (21)$$

여기서 새로운 상태변수 $R(z)$ 를 정의하고 속도제어기와 같은 방법을 이용하면 다음 두식이 유도된다.

$$R(n+1) = R(n) - I_a(n) + K_1 T(n) + K_2 [K_{IS} T Q(n) + K_{PIS} (\omega_r^*(n) - \omega_r(n))] \quad (22)$$

$$\begin{aligned} V_c(n) &= [(K_{PA} + K_{IA} T)Z - K_{PA}] R(n) \\ &= K_{IA} T R(n) - K_{PIA} I_a(n) \\ &\quad + K_{PIA} [K_1 T(n) + K_2 [K_{IS} T Q(n) + K_{PIS} \omega_r^*(n) - K_{PIS} \omega_r(n)]] \end{aligned} \quad (23)$$

(여기서 $K_{PIA} = (K_{PA} + K_{IA} T)$)

IV-3. 제어입력 및 Converter 의 특성 모델링

제어입력과 converter 의 출력전압 평균값의 관계를 Z 함수로 표시한 식은 다음과 같다.

$$K_c Z^{-1} V_c(z) = V_a(z) \quad (24)$$

식 (24)을 이산형으로 표시하고 식(23)을 사용하면 다음과 같은 식이 유도된다.

$$\begin{aligned} V_a(n+1) &= K_c V_c(n) \\ &= K_c [-K_{PIA} I_a(n) - K_2 K_{PIA} K_{PIS} \omega_r(n) + K_{PIA} K_{IS} T Q(n) \\ &\quad + K_1 K_{PIA} T(n) + K_{IA} T R(n) + K_2 K_{PIA} K_{PIS} \omega_r^*(n)] \end{aligned} \quad (25)$$

converter 의 지연시간을 샘플링시간 3 배의 시간으로 등가시켜, Z 함수로 표현한 식은 다음과 같다.

$$Z^{-3} V_a(z) = V_{ad}(z) \quad (26)$$

식 (26)을 새로운 상태변수 D1, D2 및 실제 직류전동기 고정자전압인 V_{ad} 등 3 개의 상태변수를 사용하여, 이산형으로 표시한 식은 다음과 같다.

$$D1(n+1) = V_a(n) \quad (27)$$

$$D2(n+1) = D1(n) \quad (28)$$

$$V_{ad}(n+1) = D2(n) \quad (29)$$

IV-4. 전체 직류전동기 속도제어 루우프의 이산형 상태방정식

앞에서 유도된 식 즉 식(9), (14) (19), (22), (23), (25), (27), (28), (29)을 정리하면 다음과 같은 9 차 이산형 상태방정식이 유도된다.

$$\underline{X}_2(n+1) = \underline{A}_2 \underline{X}_2(n) + \underline{B}_2 \underline{U}_2(n) \tag{30}$$

$$\underline{X}_2(n) = [I_a(n), \omega_r(n), Q(n), T(n), R(n), V_a(n), D1(n), D2(n), V_{ad}(n)]^T$$

$$\underline{U}_2(n) = [\omega_r^*(n), T_L(n)]^T$$

$$\underline{A}_2 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{11} \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{21} \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_2 K_{PIS} & K_2 K_{IS} T & K_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -K_2 K_{PIS} & K_2 K_{IS} T & K_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_c K_{PIA} & -K_c K_2 K_{PIA} K_{PIS} & K_c K_2 K_{PIA} K_{IS} T & K_c K_1 K_{PIA} & K_c K_{IA} T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & b_{12} \\ 0 & b_{22} \\ 1 & 0 \\ K_2 K_{PIS} & 0 \\ K_2 K_{PIS} & 0 \\ K_c K_2 K_{PIA} K_{PIS} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

V. 안정영역 해석

이 장에서는 직류전동기의 안정영역을 해석한다. 즉 속도 PI 제어기와 전기자 전류 PI 제어기 등 두 제어기의 비례 및 적분이득, 즉 4 개의 이득에 대한 안정영역 범위를 구하고자 한다.

V-1. 안정영역 해석방법

식(30)에서 표현된 시스템 매트릭스 A_2 는 전동기 상수와 각 제어기의 이득에 대한 함수가 된다. 따라서 제어기 이득이 정해지면 시스템 매트릭스의 모든 요소가 결정되며, 그 매트릭스의 고유치 (eigenvalue)를 구할 수 있다. 따라서 각 제어기이득에 대하여 시스템 매트릭스의 고유치를 구하고, 그 고유치가 모두 단위원 (unit circle) 안에 존재하면 그 제어기 이득은 안정영역 내에 있는 것으로 판정한다.

한 동작점에서 각 제어기이득에 대한 안정영역을 구하기 위한 흐름도는 그림 8 과 같다. 먼저 전동기 상수 등 시스템 변수값을 정의하고, X, Y 및 Z 축 이득의 초기값을 설정한다. 먼저 X 축 이득을 고정시키고, Y 축 이득을 일정하게 유지하면서 Z 축 이득을 초기값에서 증가시킴에 따라 안정영역에서 불안정영역으로 변화한다. 이 때 두 값(Z_{i1} , Z_{i2})의 차를 2분법을 사용하여 그 두 값의 오차가 한계오차 (ϵ) 이 내에 들면 안정영역과 불안정영역의 경계치로 간주한다.

이 과정을 거쳐 Y 축 이득을 일정간격 (ΔY)으로 증가시키면서 Z 축의 안정영역 경계치를 구하고, 안정영역이 없을 때 Y 축이득을 0로 하며, 그 때 하나의 X 축 이득에 대한 안정영역 계산이 끝난다. 또 다시 X 축이득을 일정간격 (ΔX) 으로 증가시키면서 위의 과정을 다시 반복하여, X 축이득이 X_{MAX} 가 될 때 하나의 곡선이 완료된다.

이 직류전동기 속도제어 시스템에서는 4 개의 이득이 존재하므로 모든 이득을 같이 안정영역을 표시할 수 없다. 따라서 X 축이득을 속도제어기 비례이득 K_{PS} , Y 축이득을 고정자 전류제어기 비례이득 K_{PA} , Z 축이득을 속도제어기 적분이득 K_{IS} 로 고정시키고, 고정자 전류제어기 적분이득 K_{IA} 을 변경시키면서 각각 따로 안정영역을 표시한다.

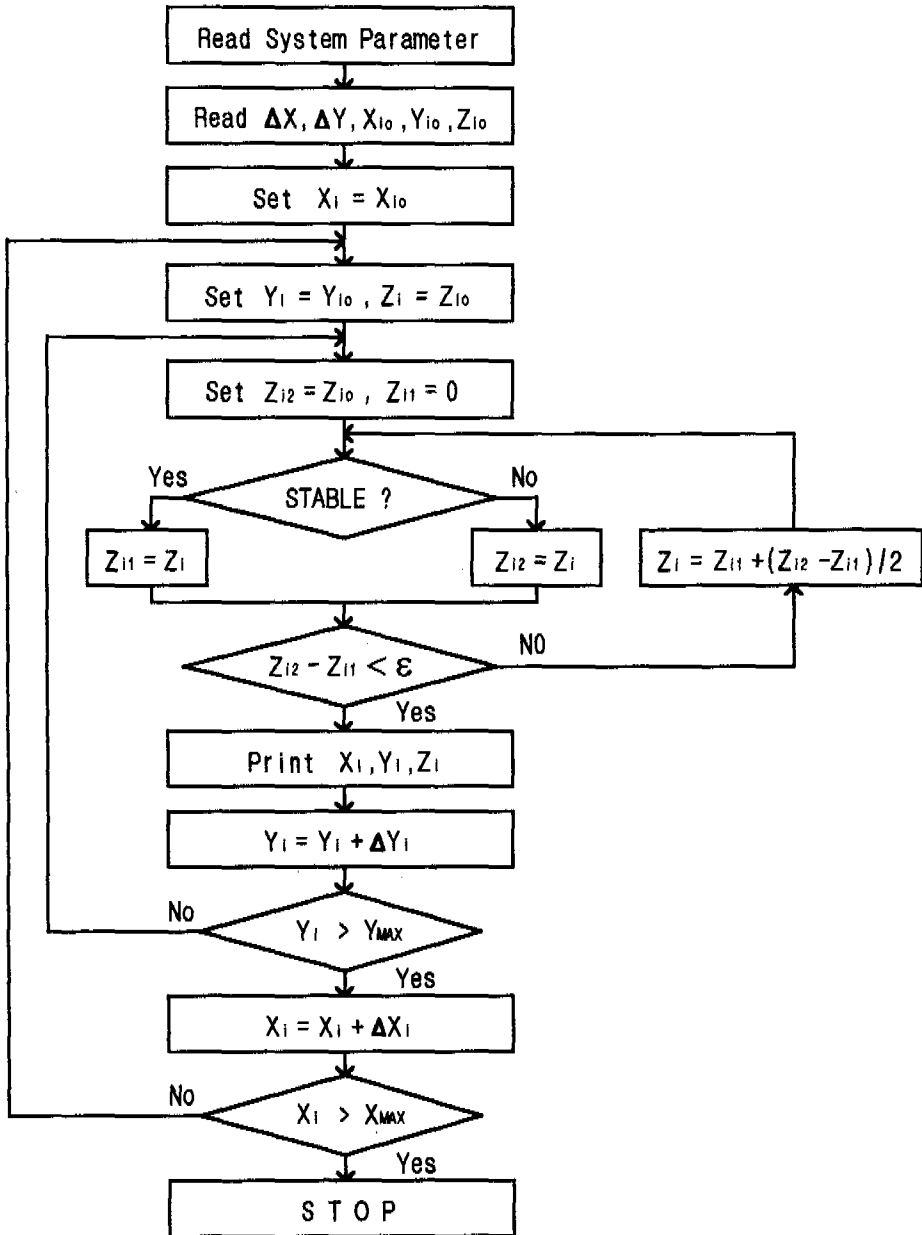
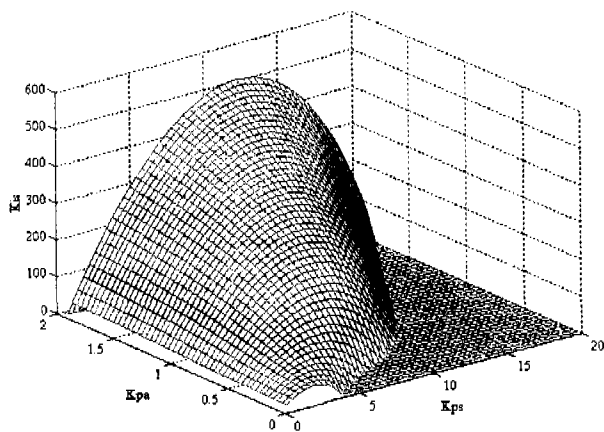


그림 8. 안정영역 해석 흐름도

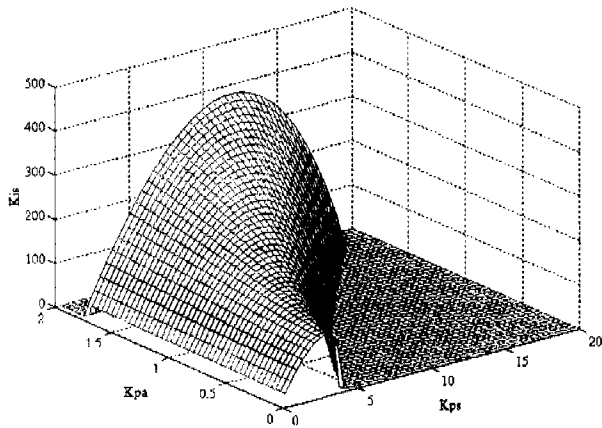
Fig 8. Flowchart for stability region analysis

V-2. 안정영역 결과

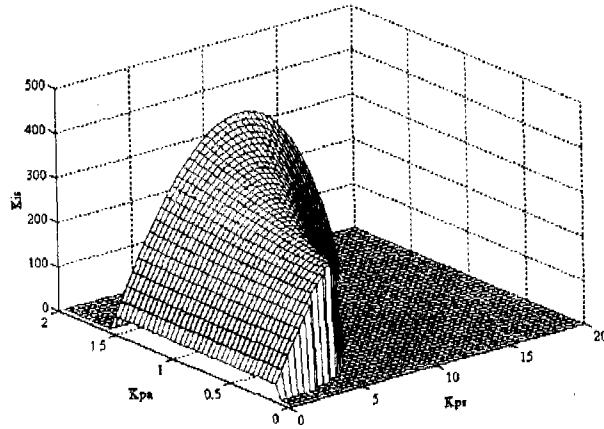
그림 9는 안정영역을 보인 것이다.



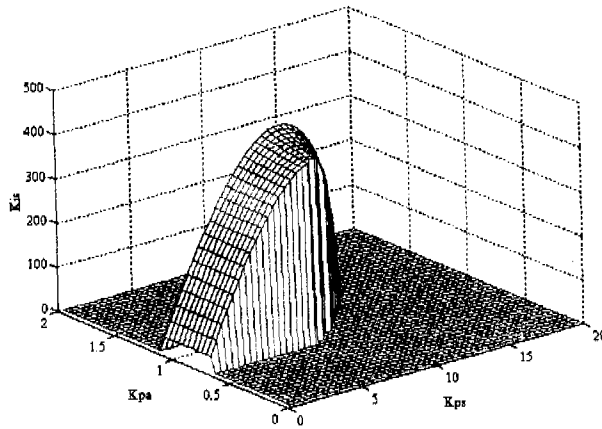
(a) $K_{IA} = 25$ 인 경우



(b) $K_{IA} = 100$ 인 경우



(c) $K_{IA} = 175$ 인 경우



(d) $K_{IA} = 250$ 인 경우

그림 9. 안정영역 결과
Fig 9. Results for stability region

X 축은 속도제어기의 비례이득 K_{PS} , Y 축은 고정자 전류제어기의 비례이득 K_{PA} , Z 축은 속도제어기의 적분이득 K_{IS} 으로 고정시키고, 전류제어기의 적분이득 K_{IA} 을 25 에서 250 까지 75 씩 증가시키면서, 각 제어기 이득에 대한 안정영역을 보인 것이다. 전류제어기의 적분이득 K_{IA} 이 변화더라도 3 개의 제어기 이득에 대한 안정영역의 변화패턴은 거의 유사하며, 이 전류제어기의 적분이득이 증가함에 따라 안정영역이 작아짐을 알 수 있다.

이 4 개 제어기 이득에 대한 안정영역 해석은 antiparallel converter 에 의한 직류전

동기 고정자전류 리플을 고려하지 않았으며, 또한 이 converter 의 시간지연을 완벽하게 모델링할 수가 없으므로, 이 제어기 이득에 대한 실제 안정영역은 이 그림의 안정영역보다 더 감소될 것이다.

VI. 결 론

본 논문은 마이크로 제어기를 사용한 크레인 구동용 직류전동기의 속도제어 시스템에 대하여 거의 완벽하게 모델링하고, 이 시스템의 안정영역을 해석하였다. Antiparallel converter 가 불연속 전류시 비선형 특성을 선형특성으로 보상하는 방법을 제시하였으며, 시뮬레이션을 통하여 그 보상효과를 확인하였다.

마이크로 제어기로 제어되는 디지털 시스템의 특성과 converter 의 출력전압에 대한 시간지연 특성을 모두 고려하여, 전체 제어 시스템을 이산형 상태방정식으로 모델링하였다.

이 식을 사용하여 각 제어기 이득들에 대한 안정영역을 해석하고, 그 결과를 비교 분석하였다.

참 고 문 헌

- [1] J.Holtz and U.Schwellenberg, "A New Fast-Response Current Control Scheme for Line - Controlled Converters", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-19, No.4, July/August, pp.579-585, 1983.
- [2] Y.T.Chan, A.J.Chmiel, and J.B.Piant, "A Microprocessor-Based Current Controller for SCR-DC Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Elect. Contr. Instr., Vol. IECI-27, No.3, Aug., pp.169-175, 1980.
- [3] G.Jooz and T.H.Barton, "Four-Quadrant DC Variable-Speed Drives - Design Considerations" , Proceeding of the IEEE, Vol.63, No.12, Dec., pp.1660-1668, 1975.
- [4] M.H.Rashid, "Dynamic Responses of Automatic Armature and Field Control of DC Series Motor", in Conf. Rec. of IPEC'83, pp.1197-1208, 1983.
- [5] H.Irie, T.Hirasa, "Speed Control of DC Motor Driven By Integrated Voltage Control Method of Chopper", in Conf. Rec. of IAS'85, pp.405-410, 1985.
- [6] G.F.Franklin, J.D.Powell, and M.L.Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison - Wesley, 1990.