

碩士學位論文

디스크 드라이브의 주기적 외란
고속 보상기 설계



濟州大學校 大學院

電氣電子工學科

夫 贊 嫻

2004年 6月

디스크 드라이브의 주기적 외란 고속 보상기 설계

指導教授 金 豪 贊

夫 贊 嬾

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함



2004年 6月

제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

夫 贊 嬾의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 _____ 印

委 員 _____ 印

委 員 _____ 印

濟州大學校 大學院

2004年 6月

Fast Compensator of Periodic Disturbance
in Disk Drives

Chan-Hyuk Boo

(Supervised by Professor Ho-Chan Kim)

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

2004. 6.

목 차

LIST OF FIGURES	ii
LIST OF TABLE	iii
SUMMARY	iv
I. 서 론	1
II. 디스크 드라이브의 제어시스템	4
1. RRO 외란	4
2. 위치제어기 설계	7
III. RRO 보상 제어시스템	12
1. RRO 보상기 설계	12
2. RRO 보상기 제어이득 설정	16
IV. 실험결과	20
V. 결 론	28
참 고 문 헌	29

LIST OF FIGURES

Fig. 1 RRO disturbance due to disk shift	6
Fig. 2 RRO compensation system	13
Fig. 3 Frequency response of RRO compensator : (a) Gain (b) Phase	19
Fig. 4 Photograph of micro drive	23
Fig. 5 Frequency response of open loop system : (a) Gain (b) Phase	24
Fig. 6 System response in the steady state	25
Fig. 7 Harmonics of RRO compensation signal	25
Fig. 8 System response with the conventional compensator (without initialization)	26
Fig. 9 System response with the conventional compensator (with initialization)	26
Fig. 10 System response with the proposed controller	27

LIST OF TABLE

Table 1 Specification of 1-inch micro drive used for experiment 20



SUMMARY

The control objective in hard disk drives is to move head as fast as possible to target track and position the head over the center of target track in the presence of external disturbances. The external shock or disk clamping error in manufacturing process causes the disk center to deviate from the disk rotation center. The disk shift acts on control system as disturbance and degrades severely the performance of disk drives.

In this paper, we present a new controller that compensates for the periodic disturbance very fast. The disturbance compensator is arranged in parallel with the state feedback controller. To avoid the interference with the state feedback controller, the compensator creates compensation signal without feedback of system output until steady state. Finally, in order to demonstrate the superior performance of the proposed compensator, we present some experimental results using a commercially available disk drive.

I. 서 론

자기저항(Magneto-Resistive) 헤드 기술의 발전에 힘입어 대표적인 정보저장 장치인 하드 디스크 드라이브의 트랙밀도는 급격하게 증가하고 있다. 현재 3.5 인치 드라이브 경우 디스크 한 장 당 80 GByte의 데이터를 저장 가능한 제품이 개발되어 시판되고 있고 이러한 제품의 트랙밀도는 93000 TPI (Tracks Per Inch)로서 트랙 폭은 $0.27 \mu\text{m}$ 에 불과하다. 조만간 3.5 인치 디스크 한 장 당 무려 120 GByte의 데이터를 저장할 수 있는 제품이 개발될 것으로 예측되고 있다. 또한 Personal Digital Assistance (PDA), 디지털 카메라, MP3 재생기, 노트북 PC 등 휴대형 정보기기용 초소형 정보저장장치인 1 인치 마이크로 디스크 드라이브에 대한 수요가 증가하고 있으며 그 트랙밀도 또한 계속 높아지고 있다. 최근 개발되어 시판되고 있는 1 인치 마이크로 드라이브는 그 폭 및 중량이 각각 4.3 cm 및 16 g에 불과한 초소형 제품으로서 1 인치 디스크 한 장에 4 GB 데이터를 저장할 수 있고 트랙밀도는 90,000 TPI에 육박하고 있다. 이렇게 고밀도 트랙 내에서 헤드가 데이터를 정확히 읽고 쓰기 위해서는 매우 정교한 헤드 위치 제어 기술이 필요하다.

하드 디스크 드라이브에서 헤드 위치 제어의 목적은 신속하게 목적 트랙으로 헤드를 이동시키고 외란이 존재하더라도 헤드를 목적 트랙 정 중앙에 위치시키기 위한 것이다. 그런데 드라이브가 외부 충격을 받거나 생산과정에서 디스크 체결이 불완전한 경우 디스크 회전 중심이 동심원 트랙 중심에서 벗어나는 디스크 편심 현상이 발생하게 된다. 특히 휴대형 환경에서 동작하는 1 인치 마이크로 드라이브 경우 외부 충격에 쉽게 노출되고 또한 생산과정에서 디스크는 3.5 인치 드라이브에 비해 낮은 강도로 체결되므로 디스크 편심 현상이 쉽게 발생한다. 이러한 디스크 편심은 주기적인 제어 오차를 유발하게 되

는데 산업계에서는 이러한 주기적 외란을 통상 RRO (Repeatable Run Out) 외란이라고 부른다. 특히 디스크가 드라이브에 체결되기 전에 미리 서보 트랙이 기록되는 오프라인 서보트랙 기록방식(Off-Line Servo Writing)을 사용하는 경우 RRO 외란은 더욱 두드러지게 나타나게 된다. 예를 들어 오프라인 서보트랙 기록방식을 사용하여 93,000 TPI 드라이브를 조립한 경우 200 트랙 이상의 디스크 편심이 예상된다. 이렇게 과도한 RRO 외란은 디스크 드라이브 동작 속도 성능을 극히 저하시키게 되므로 보상 대책이 반드시 필요하다.

RRO 외란 보상의 중요성에 걸맞게 이 분야에 대한 기존연구가 매우 활발하게 진행되어 왔다. 먼저 이산제어시스템의 주기적 외란을 보상하기 위하여 내부모델원리 (Francis & Wonham 1976)에 근거한 이산 반복제어기가 제시되었다(Tomizuka et al. 1989). 이 제어기는 상태궤환 제어기에 직렬형태로 추가되어 구성되며 정상상태에서 정확한 외란 보상이 가능하지만 플랜트 파라미터 변동에 강인하지 못하다. 반면 기존연구(Chew & Tomizuka 1990)에서는 Q 필터 알고리즘을 사용하여 플랜트 파라미터 변동에 대한 견실성과 보상의 정확도 사이의 상호조정이 가능한 개선된 반복제어기가 제시되었다. 그런데 지금까지 소개한 내부모델원리에 근거하여 개발된 반복제어기들은 설계 시 과도응답 특성이 고려되지 않아 외란을 완전히 보상하기까지 상당한 시간이 소요되어 과도한 RRO를 지닌 디스크 드라이브에서 실제적으로 사용하기에 적합하지 못하다. 따라서 실제 제품에서는 반복제어기 대신에 주기적 외란을 적응적으로 전치 보상하는 적응형 전치보상제어기가 널리 사용되고 있다(Messner et al. 1991; Kempf et al. 1993; Sacks et al. 1995; Weerasooriya et al. 1996). 이 보상제어기는 상태궤환 제어기에 병렬 형태로 추가되어 구성되며 외란 보상 값이 정해진 갱신 규칙에 의하여 반복적으로 갱신되므로 플랜트 파라미터 변동에 강인하다. 그리고 외란의 주파수에서 주파수 응답이 무한대인 고이득 필터를 사용하여 전치 보상하는 기법 또한 산업계에서 널리 사용되고 있다(Sri-Jayantha et al. 2001). 그런데 이러한 전치보상제어기(Messner et al. 1991; Kempf et al. 1993; Sacks et al. 1995; Weerasooriya et al. 1996; Sri-Jayantha et al. 2001)들은 충분한 시간이 지나면

RRO 외란을 정확히 보상할 수 있지만 상태궤환 제어기와의 상호 간섭으로 인하여 과도상태에서 원하지 않은 진동이 유발되어 과도한 RRO 외란을 보상하기에 적합하지 못하다. 기존연구(Sri-Jayantha et al. 2001)에서는 이러한 상호 간섭에 의한 과도응답성능 저하 문제를 해결하기 위하여 보상제어기 출발 시 미리 알고 있는 정상상태 값으로 초기화하는 기법이 제시되었다. 그런데 초기화 기법에 의하여 과도응답을 어느 정도 개선할 수 있었지만 상호 간섭문제가 완전히 해결되지 못하여 과도한 RRO를 갖는 디스크 드라이브가 규정된 동작속도 성능을 유지하기 위해서는 여전히 개선의 여지가 많이 남아 있다.

본 논문에서는 상태궤환 제어기와의 상호 간섭 문제를 완벽하게 해결한 새로운 RRO 외란 보상기를 제안하였다. 제안된 RRO 외란 보상기는 외란의 주파수에서 극점을 갖는 고이득 필터로 구성되며 상태궤환 제어기와 병렬로 연결된다. 상태궤환 제어기와의 상호간섭문제를 해결하기 위하여 제안된 RRO 보상기는 기존연구(Sri-Jayantha et al. 2001)의 기법과는 달리 과도 상태에서는 시스템 출력 궤환없이 독립적으로 보상신호를 발생시키고 정상상태에서 도달하면 비로소 시스템 출력을 궤환 받아 동작하게 된다. 이러한 제어상태에 따른 시스템 출력 궤환의 ON/OFF 동작을 통해서 RRO 보상기와 상태궤환 제어기 사이의 상호 간섭을 완전히 배제할 수 있었다. 한편, 과도상태에서 RRO 보상기가 위치정보 궤환없이 RRO 외란을 정확하게 보상하기 위해서는 정밀한 초기 값 설정이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 RRO 보상기 초기화에 사용되는 값들을 정확하게 측정하기 위한 기법을 제시하였다. 그리고 시스템 출력을 궤환받는 RRO 보상기는 전체 폐루프 제어시스템의 안정성에 영향을 주게 된다. 따라서 제어시스템의 안정성을 고려하여 보상기의 제어이득을 체계적으로 결정하는 기법 또한 새롭게 제시하였다. 마지막으로 디스크 드라이브가 과도한 RRO 외란을 받더라도 제안된 RRO 보상기를 사용하면 디스크 드라이브의 동작속도 성능이 전혀 저하되지 않음을 실제적으로 입증하기 위하여 마이크로 디스크 드라이브를 대상으로 실험한 결과를 제시한다.

II. 디스크 드라이브 제어 시스템

1. RRO 외란

디스크 드라이브에서 헤드의 위치 제어는 트랙탐색제어(Track Seek Control)와 트랙추종제어(Track Following Control)로 구분된다(Fan et al. 1995). 헤드를 현재 트랙에서 목적 트랙으로 가능한 신속하게 이동시키기 위하여 트랙탐색제어가 사용되고 헤드가 목적 트랙의 정 중앙을 정확히 추종하도록 하기 위하여 트랙추종제어가 사용된다. 이러한 헤드의 위치 제어에 사용되는 위치 정보 및 서보 트랙은 디스크 드라이브 생산과정에서 서보 트랙 기록장비(Servo Track Writer)에 의하여 디스크 상에 기록된다. 서보 트랙 기록장비는 디스크 전체를 폭이 일정한 수많은 동심원 트랙으로 분할하고 또한 각각의 트랙을 원주 방향으로 등 간격의 서보 섹터들로 다시 구분하여 각각의 섹터마다 트랙 번호 및 트랙 중앙으로부터의 위치정보를 기록하게 된다.

디스크 드라이브에서 헤드의 움직임은 VCM (Voice Coil Motor) 액츄에이터에 의하여 제어된다. 고주파 특성을 무시한 경우 VCM 액츄에이터에 대한 수학적 모델은 다음과 같다.

$$\ddot{y} = K_A(u + w) \quad (1)$$

여기서 상수 K_A 는 액츄에이터의 가속도 상수를 나타내고 입력 변수인 u 와 w 는 각각 VCM 코일에 흐르는 전류와 바이어스 외란 토크를 나타낸다. 이 바이어스 외란 토크는 기계장치와 전자장치를 연결해주는 케이블의 탄성력에 의하여 액츄에이터에 작용하는 토크를 의미한다. 이 바이어스 외란 토크는 헤드가

특정 트랙에 고정된 경우 시간에 대하여 일정하므로 차후에 언급될 상태변수 추정기에 의하여 쉽게 보상된다. 그리고 변수 y 는 액츄에이터의 절대적 위치를 나타낸다. 전 단락에서 이미 설명된 서보 섹터로부터 측정되는 헤드 위치 신호는 절대적 위치 신호가 아니라 트랙 중앙을 기준으로 한 상대적 위치 신호로서 통상 PES (Position Error Signal)라고 부른다. 만약 서보 트랙 기록 후 디스크가 외부 충격을 받는 경우 동심원 트랙의 중심이 디스크 회전 중심에서 이탈하는 디스크 편심이 발생할 수 있다. 이 경우 Fig. 1에 잘 표현된 바와 같이 동심원 트랙과 헤드의 궤적 사이의 편차가 발생하여 위치 제어시스템에 대한 주기적 외란으로 작용하게 된다. 특히 디스크가 드라이브에 체결되기 전에 미리 서보 트랙이 기록되는 오프라인 서보트랙 기록방식(Off-Line Servo Writing)을 사용하는 경우 이 편차는 수백 트랙 이상이 될 수 있다. 이러한 디스크 편심에 의한 주기적 편차를 산업계에서는 통상 RRO (Repeatable Run Out)라고 부른다. RRO는 다음과 같이 헤드의 상대적 위치 신호인 PES에 포함되어 나타난다.

$$x = y + s \quad (2)$$

여기서 변수 x 와 s 는 PES와 RRO를 각각 나타낸다. RRO는 디스크가 회전할 때마다 반복적으로 나타나는 주기적 함수이므로 디스크 회전 주파수의 정수배 주파수를 갖는 정현파 신호들이 합성된 신호라고 볼 수 있다. PES x 를 출력으로 간주하고 RRO의 2차 미분 값을

$$d = \frac{1}{K_A} \ddot{s} \quad (3)$$

와 같이 정의하여 VCM 액츄에이터의 모델을 구하면 다음과 같다.

$$\ddot{x} = K_A(u + w + d) \quad (4)$$

따라서 PES x 를 출력으로 간주한 경우 RRO 편차는 VCM 액츄에이터 입력단에 영향을 주는 일종의 외란 토크로 볼 수 있다. RRO 편차 s 는 N 개의 고조파가 합성된 신호이므로 RRO 외란 d 또한 다음 식과 같이 N 개의 고조파가 합성된 신호로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} d(t) &= d_1(t) + d_2(t) + \dots + d_N(t) \\ &= A_1 \sin(w_0 t + \phi_1) + A_2 \sin(2w_0 t + \phi_2) + \dots + A_N \sin(Nw_0 t + \phi_N) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 w_0 는 디스크 회전 주파수를 나타낸다.

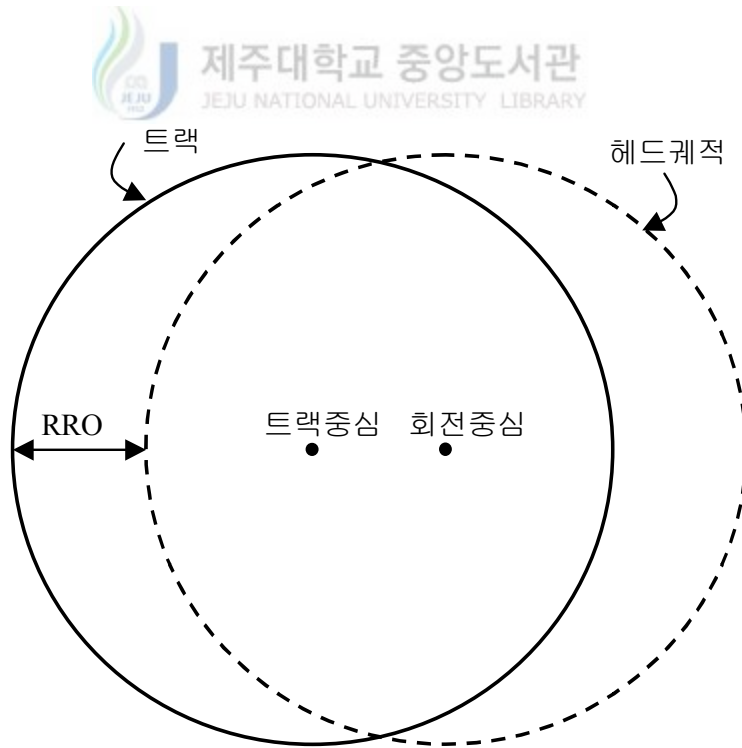


Fig. 1 RRO disturbance due to disk shift

2. 위치제어기 설계

이미 언급된 바와 같이 하드 디스크 드라이브의 헤드 위치 제어의 목적은 RRO와 같은 외란이 존재하더라도 신속 정확하게 헤드를 목적 트랙의 중앙에 위치시키기 위한 것이다. 즉, PES를 가능한 신속 정확하게 0으로 만들기 위한 것이다. 이러한 목적을 달성하기 위하여 일반적으로 제어의 상태를 트랙탐색 모드(Seek Mode), 안착모드(Settling Mode), 트랙추종모드(Track-Following Mode) 세가지로 구분하고 각각 적합한 제어기를 사용하게 된다(Fan et al. 1995). 트랙탐색모드는 현재 트랙에서 목적 트랙 근처까지 헤드를 신속하게 이동시키기 위한 것으로 미리 정해진 운동 궤적을 따라가는 궤적추종제어기가 사용된다. 안착모드는 헤드를 목적 트랙 근처에서 트랙 중앙으로 안전하게 유도하기 위한 것으로 상태궤환 및 상태 추정기가 결합된 제어기가 일반적으로 사용된다. 트랙추종모드는 헤드를 항상 목적트랙 중앙에 위치시키기 위한 것으로 안착모드와 동일한 제어기가 사용된다. 식 (3)으로 표현되는 RRO 외란은 헤드가 목적 트랙에 근접할수록 제어시스템에 더욱 큰 영향을 주기 때문에 트랙탐색모드 보다는 안착모드와 트랙추종모드의 제어 성능을 두드러지게 저하시키게 된다. 따라서 안착모드와 트랙추종모드에서는 상태궤환 제어기 이외에 RRO 보상이 추가로 사용되어야 한다. RRO 보상 제어기 설계에 앞서 상태궤환 제어기를 설계하고 RRO 외란에 의한 영향을 분석하고자 한다.

헤드의 위치 신호인 PES는 헤드가 등 간격으로 배치된 서보 섹터를 만날 때마다 이산적으로 측정되므로 하드 디스크 드라이브 제어 시스템은 이산제어 시스템이 된다. 먼저 식 (4)의 연속시간 시스템을 상태공간모델로 변환하면 다음과 같은 3차 시스템을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\dot{X}(t) &= AX(t) + B[u(t) + d(t)] \\ y(t) &= CX(t)\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{v}(t) \\ \dot{w}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & K_A \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_A \\ 0 \end{bmatrix} [u(t) + d(t)] \quad (6)$$

$$y(t) = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \\ w(t) \end{bmatrix}$$

식 (6)과 같은 연속시간 시스템을 이산화한 결과는 다음과 같다.

$$X(n+1) = A_d X(n) + B_d [u(n) + d(n)]$$

$$\begin{bmatrix} x(n+1) \\ v(n+1) \\ w(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_S & K_A T_S^2/2 \\ 0 & 1 & K_A T_S \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) \\ v(n) \\ w(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_A T_S^2/2 \\ K_A T_S \\ 0 \end{bmatrix} [u(n) + d(n)] \quad (7)$$

여기서 상수 T_S 는 샘플링 주기를 나타내고 식 (6)의 연속시간 시스템 행렬 A, B, C 는 식 (8)을 이용해 이산화 할 수 있다.

$$A_d = e^{AT_S} = \mathcal{L}^{-1}(sI - A)^{-1}$$

$$B_d = \int_0^{T_S} e^{A\tau} d\tau \cdot B, \quad C_d = C \quad (8)$$

또한 디지털신호처리(DSP) 연산에 의한 제어지연시간까지 고려하여 기존에 잘 알려진 영차 홀드 이산화 기법(Franklin et al. 1998)에 의하여 식 (4)의 액츄에이터의 모델을 이산화한 결과를 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$X(n+1) = A_d X(n) + B_d' [u(n) + d(n)] + B_d'' [u(n-1) + d(n-1)]$$

$$\begin{bmatrix} x(n+1) \\ v(n+1) \\ w(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_S & K_A T_S^2/2 \\ 0 & 1 & K_A T_S \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) \\ v(n) \\ w(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_A (T_S - T_D)^2/2 \\ K_A (T_S - T_D) \\ 0 \end{bmatrix} [u(n) + d(n)] \quad (9)$$

$$+ \begin{bmatrix} K_A T_D (T_S - T_D)/2 \\ K_A T_D \\ 0 \end{bmatrix} [u(n-1) + d(n-1)]$$

여기서 행렬 \dot{B}_d, \ddot{B}_d 는 식 (10)을 이용해 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{B}_d &= \int_0^{T_S - T_D} e^{A\tau} d\tau \cdot B \\ \ddot{B}_d &= \int_{T_S - T_D}^{T_S} e^{A\tau} d\tau \cdot B \end{aligned} \quad (10)$$

식 (9)를 상태공간모델의 일반적인 형태로 변환하면 식 (11)과 같은 4차의 이산시간 시스템을 얻을 수 있다.



제주대학교 중앙도서관

$$X(n+1) = A_d X(n) + B_d [u(n) + d(n)]$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(n+1) \\ v(n+1) \\ w(n+1) \\ u_d(n) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & T_S & K_A T_S^2/2 & K_A (T_S - T_D/2) T_D \\ 0 & 1 & K_A T_S & K_A T_D \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) \\ v(n) \\ w(n) \\ u_d(n-1) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} K_A (T_S - T_D)^2/2 \\ K_A (T_S - T_D) \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [u(n) + d(n)] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 상수 T_S 와 T_D 는 샘플링 주기와 제어지연시간을 각각 나타내고 u_d 는 보조 변수로서 $u + d$ 를 나타낸다. 이산화 과정에서 바이어스 외란 w 는 시간에 대하여 일정하다고 가정하였다. 바이어스 외란은 액츄에이터 위치에 따라 변동하지만 안착모드와 트랙추종모드에서 액츄에이터 위치 변동은 극히 미소하므로 이 가정은 타당하다. 안착모드와 트랙추종모드 제어를 위하여 다음과 같이 상태궤환 제어기와 RRO 외란 보상기를 병렬로 구성한다.

$$u(n) = u_S(n) - u_C(n) \quad (12)$$

여기서 u_S 는 상태궤환 제어입력을 나타내고 u_C 는 RRO 외란 d 를 보상하기 위한 제어입력을 나타낸다. RRO 외란 보상의 구체적 형태는 다음 장에서 제시될 예정이고 먼저 상태궤환 제어를 제시하면 아래 식으로 표현된다.

$$u_S(n) = -k_x \hat{x}(n) - k_v \hat{v}(n) - \hat{w}(n) = -K_S \hat{X}(n) \quad (13)$$

여기서 K_S 는 상태궤환 이득으로 구성된 가로 벡터로서 $[k_x \ k_v \ 1 \ 0]$ 을 나타내고 \hat{X} 는 상태변수의 추정 값들로 구성된 세로 벡터로서 $[\hat{x} \ \hat{v} \ \hat{w} \ \hat{u}_d]^T$ 를 나타낸다. 바이어스 추정치 \hat{w} 는 직류 신호인 바이어스 외란 w 를 보상하는 기능을 한다. 상태 추정기는 상태궤환 제어입력 u_S 와 측정된 PES 신호 x 를 입력으로 하여 \hat{X} 를 계산하는 장치로서 식 (11)에 근거하여 설계되며 다음 식으로 표현된다 (강창익 등 2003).

$$\bar{X}(n+1) = A_d \bar{X}(n) + B_d u_S(n) \quad (14a)$$

$$\hat{X}(n) = \bar{X}(n) + LC_d [X(n) - \bar{X}(n)] \quad (14b)$$

여기서 L 은 추정기 이득으로 구성된 세로 벡터 $[l_x \ l_v \ l_w \ 0]^T$ 를 나타내고 반면 C_d 는 가로 벡터 $[1 \ 0 \ 0 \ 0]$ 를 나타낸다.

다음에는 식 (11)-(14)로 표현되는 전체 폐루프 제어 시스템의 동적 반응을 분석하고자 한다. 먼저 식 (11)-(13)에 의하여

$$X(n+1) = A_d X(n) - B_d K_S \hat{X}(n) + B_d [-u_C(n) + d(n)] \quad (15)$$

임이 성립한다. 그리고 식 (11)에서 식 (14a)를 빼면 다음 식을 얻게 된다.

$$X(n+1) - \bar{X}(n+1) = A_d[X(n) - \hat{X}(n)] + B_d[-u_C(n) + d(n)] \quad (16)$$

그리고 식 (14b)를 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$X(n) - \hat{X}(n) = (I - LC_d)[X(n) - \bar{X}(n)] \quad (17)$$

여기서 I 는 단위행렬을 의미한다. 상태 추정오차 \tilde{X} 를

$$\tilde{X}(n) = X(n) - \hat{X}(n) \quad (18)$$

으로 정의하고 식 (15)-(17)을 결합하면 전체 폐루프 제어 시스템의 반응을 결정하는 동적 방정식은 아래의 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X(n+1) \\ \tilde{X}(n+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_d - B_d K_S & B_d K_S \\ 0 & (I - LC_d)A_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(n) \\ \tilde{X}(n) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} B_d \\ (I - LC_d)B_d \end{bmatrix} [-u_C(n) + d(n)] \end{aligned} \quad (19)$$

이 식에서 바이어스 외란 상태 변수 w 를 제외한 나머지 모든 상태 변수들은 가제어성 (Controllability)을 갖는다는 사실을 식 (11)으로부터 어렵지 않게 알 수 있다. 따라서 만약 RRO 보상기가 사용되지 않는다면 즉, $u_C(n) = 0$ 인 경우 RRO 외란 d 때문에 PES x , 속도 v , 추정오차 \tilde{X} 는 0으로 수렴하지 못하고 흔들리게 된다. 결국 RRO 보상기가 필요하다.

Ⅲ. RRO 보상제어 시스템

1. RRO 보상기 설계

본 절에서는 RRO 외란 보상기 설계에 관하여 트랙추종모드와 안착모드로 구분하여 언급하고자 한다.

먼저 트랙추종모드에서의 보상기를 언급한다. 먼저 식 (5)와 같이 RRO 외란은 N 개의 고조파가 합성된 신호이므로 다음과 같이 N 개의 보상기를 병렬로 합성한 형태로 RRO 외란 보상기를 구성한다.

$$u_C(n) = r_{a,1}(n) + r_{a,2}(n) + \dots + r_{a,N}(n) \quad (20)$$

여기서 $r_{a,k}$ 는 RRO 외란의 k 번째 고조파 성분을 보상하기 위한 신호를 나타내고 PES 신호 x 로부터 아래의 상태방정식에 의거하여 계산된다.

$$\begin{bmatrix} r_{a,k}(n+1) \\ r_{b,k}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(kw_0T_S) & -\sin(kw_0T_S) \\ \sin(kw_0T_S) & \cos(kw_0T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{a,k}(n) \\ r_{b,k}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_k \\ b_k \end{bmatrix} x(n) \quad (21)$$

여기서 $k = 1, 2, \dots, N$ 이고 상수 a_k 와 b_k 는 k 번째 보상기의 제어 이득을 나타낸다. 전체 RRO 보상 제어시스템의 블록도는 Fig. 2에 제시되었다. 식 (21)의 보상기의 보상 능력을 확인하기 위하여 전달함수를 구하면

$$H_{p,k}(z) = \frac{r_{a,k}(z)}{x(z)} = \frac{a_k z - a_k \cos(kw_0T_S) - b_k \sin(kw_0T_S)}{z^2 - 2\cos(kw_0T_S)z + 1}, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (22)$$

으로 표현되고 이 전달함수의 극점을 구하면 $e^{\pm jkw_0T_s}$ 임을 약간의 계산을 통하여 쉽게 알 수 있다. 이 사실과 Fig. 2로부터 $e^{\pm jkw_0T_s}$ 는 k 번째 RRO 외란 d_k 와 PES x 사이의 전달함수의 영점임을 알 수 있다. 따라서 잘 알려진 선형시스템 이론으로부터 PES x 는 0으로 수렴하게 된다. 또한 PES는 시스템 입력에 의하여 제어 가능 하므로 식 (19)에 의하면 보상 신호 u_c 는 RRO 외란 d 에 수렴하게 된다.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} x(n) = 0, \quad \lim_{n \rightarrow \infty} u_c(n) = d \quad (23a)$$

그리고 이 사실과 식 (19)에 의해 추정오차 벡터 \hat{X} 는 0으로 수렴하게 된다.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \hat{X}(n) = 0 \quad (23b)$$

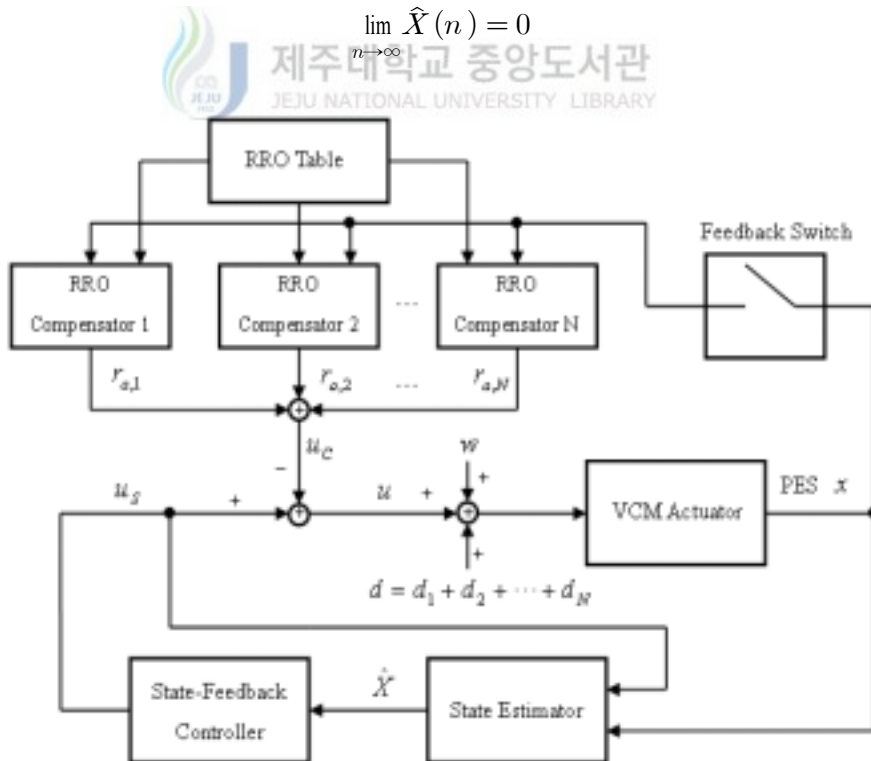


Fig. 2. RRO compensation system

다음에는 안착모드에서 사용할 RRO 보상기 구조에 대하여 언급한다. 안착모드는 PES 값이 작지 않은 상태에서 출발하므로 식 (21)의 트랙추종모드 RRO 보상기를 그대로 사용하는 경우 상태궤환 제어기와의 상호 간섭으로 인하여 PES 및 보상기의 수렴속도가 극히 느려지는 문제가 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 기존에는 보상기를 미리 측정된 정상상태 값으로 초기화하여 출발시키는 기법이 사용되었다(Sri-Jayantha et al. 2001). 그러나 상태궤환 제어기와의 상호 간섭이 여전히 존재하여 수렴속도가 느려지는 문제가 근본적으로 해결될 수 없었다. 이러한 사실은 본 논문의 실험결과 부분에서 극명하게 예시될 예정이다. 본 논문에서는 상호 간섭을 완전히 배제하기 위하여 식 (21)의 RRO 보상기에서 PES 궤환을 제거하여 다음과 같은 RRO 보상기를 제안한다.

$$\begin{bmatrix} r_{a,k}(n+1) \\ r_{b,k}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(kw_0T_S) & -\sin(kw_0T_S) \\ \sin(kw_0T_S) & \cos(kw_0T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{a,k}(n) \\ r_{b,k}(n) \end{bmatrix}, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (24)$$

이 보상기는 식 (21)의 트랙추종모드 보상기와는 달리 PES 궤환없이 독립적으로 동작함을 알 수 있다. 결국 본 논문에서 제안하는 RRO 보상기는 과도상태인 안착제어모드에서는 PES 궤환없이 독립적으로 동작하고 정상상태인 트랙추종모드에 도달하면 비로소 PES 궤환을 사용하여 동작하게 된다. 이러한 제어모드에 따른 PES 궤환의 ON/OFF 동작은 Fig. 2의 Feedback Switch로 표현되어 있다. 이러한 Feedback Switching 동작을 통하여 상태궤환 제어기와의 상호 간섭 문제가 해결될 수 있다. 식 (24)의 보상기는 정현파 신호를 자체적으로 발생시키는 기능을 하며 발생하는 정현파 신호의 진폭 및 위상은 상태변수 $r_{a,k}, r_{b,k}$ 의 초기값에 의하여 결정된다. 따라서 식 (24)의 보상기 출발 시 상태변수 $r_{a,k}, r_{b,k}$ 가 RRO 외란 d_k 를 소거할 수 있도록 적절하게 초기화된다면 RRO 외란이 바로 보상되는 결과가 된다. 드라이브에 전원이 인가될 때마다

수행되는 준비과정(Power-On Ready Process)에서 식 (21)의 트랙추종모드 보상기가 완전히 수렴할 때까지 충분히 기다린 후 보상기의 수렴 값 $r_{a,k}^*$, $r_{b,k}^*$ 를 측정하면 이러한 보상기 초기화 값들을 얻을 수 있게 된다. 그런데 이러한 초기화 값은 서보 섹터에 따라 달라지므로 모든 서보 섹터에서의 값을 메모리에 저장해야 하는 어려움이 있게 된다. 그러나 섹터 번호가 0인 위치에서의 초기화 값만을 저장해두면 나머지 섹터에서의 초기화 값은 삼각함수 정리에 의하여 다음 식으로 계산될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_{a,k}^*(m) \\ r_{b,k}^*(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(km\omega_o T_S) & -\sin(km\omega_o T_S) \\ \sin(km\omega_o T_S) & \cos(km\omega_o T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{a,k}^*(0) \\ r_{b,k}^*(0) \end{bmatrix} \quad (25)$$

, $k = 1, 2, \dots, N$, $m = 0, 1, \dots, M-1$

여기서 상수 M 은 전체 서보 섹터의 수를 나타낸다. $r_{a,k}^*(m)$ 과 $r_{b,k}^*(m)$ 는 섹터 번호 m 위치에서의 초기화 값을 나타내고 $r_{a,k}^*(0)$ 과 $r_{b,k}^*(0)$ 는 섹터 번호 0 위치에서의 초기화 값을 나타낸다. Fig. 2에 나타난 바와 같이 초기화 값들은 RRO Table에 저장되어 사용된다. 특히 RRO 외란의 진폭 및 위상은 시간 및 환경에 따라 변동할 수 있으므로 보상기 초기화 값 $r_{a,k}^*$, $r_{b,k}^*$ 측정은 드라이브의 준비과정 이후 정규 동작 시에도 계속 진행되어야 한다. 즉, 트랙추종모드에 진입한 후 헤드가 0 번 서보 섹터를 만날 때 보상기의 값을 RRO Table에 저장시켜 두면 된다.

이미 언급한 바와 같이 식 (24)의 RRO 보상기가 식 (25)에 의거하여 초기화된다면 상태궤환 제어기와의 간섭없이 RRO 외란이 바로 보상된다. 즉 $u_C = d$ 이므로 식 (19)에 의하여 페루프 제어 시스템의 동적 방정식은 식 (26)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} X(n+1) \\ \tilde{X}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d - B_d K_S & B_d K_S \\ 0 & (I - LC_d)A_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(n) \\ \tilde{X}(n) \end{bmatrix} \quad (26)$$

또한 식 (26)에서 추정기 이득 L 은 추정기 행렬 $(I - LC_d)A_d$ 의 극점이 충분히 빠르도록 설계되므로 페루프 시스템의 동적 방정식은 다음 식과 같이 단순화 될 수 있다.

$$X(n+1) = (A_d - B_d K_S)X(n) \quad (27)$$

결국 안착모드에서의 시스템 응답은 RRO 외란의 영향을 전혀 받지 않음을 알 수 있다. 즉 시스템 응답은 단지 시스템 행렬 $A_d - B_d K_S$ 의 극점 및 벡터 X 의 초기상태 $X(0)$ 에 따라 결정된다.

2. RRO 보상기 제어 이득 설정

식 (21)의 RRO 보상기는 제어 시스템의 안정도에 크게 영향을 주기 때문에 보상기 제어 이득 a_k, b_k 가 적절히 선정되어야 한다. 보상기들이 병렬로 연결된 경우 보상기 제어 이득과 안정성과의 관계는 매우 복잡하므로 안정성을 고려하여 이득을 설정하기가 매우 어렵다. 반면 보상기들이 직렬로 연결된 경우에는 안정도 계산이 용이하여 제어 이득을 쉽게 결정할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 직렬형태로 보상기를 구성하여 제어 이득을 설정하고 병렬형태로 변환하는 기법을 사용하고자 한다. 먼저 직렬형태로 구성되는 보상기의 구조는 아래와 같다.

$$H_{S,k}(z) = \frac{z^2 - 2q_k \cos(k\theta)z + q_k^2}{z^2 - 2\cos(k\theta)z + 1}, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (28)$$

여기서 θ 는 보상기의 중심주파수를 결정하는 파라미터로서 $w_0 T_S$ 를 나타내고 q_k 는 설계 파라미터로서 0과 1사이의 값을 갖는다. 일반적으로 q_k 는 1 근처의 값으로 설계되며 중심주파수가 300 Hz인 경우 주파수 응답 특성의 예는 Fig. 3에 제시되었다. 이 보상기는 중심주파수에서 고이득을 갖는 필터가 되며 q_k 가 1에 멀어질수록 밴드 폭이 증가함을 알 수 있다. 밴드 폭이 증가하면 보상 속도가 향상될 수 있지만 Fig. 3의 위상 응답의 예에서 알 수 있듯이 고주파 영역에서의 위상 감소가 증가하여 결국 제어 시스템의 안정성이 저하된다. 따라서 설계 파라미터 q_k 는 수렴속도 및 안정성을 동시에 고려하여 적절히 선택되어야 한다.

식 (28)의 보상기를 직렬로 연결된 경우 제어시스템의 개루프 전달함수는 아래와 같다.

$$H_S(z) = C(z) \left(\frac{z^2 - 2q_1 \cos(\theta)z + q_1^2}{z^2 - 2\cos(\theta)z + 1} \right) \left(\frac{z^2 - 2q_2 \cos(2\theta)z + q_2^2}{z^2 - 2\cos(2\theta)z + 1} \right) \dots \left(\frac{z^2 - 2q_N \cos(N\theta)z + q_N^2}{z^2 - 2\cos(N\theta)z + 1} \right) \quad (29)$$

여기서 $C(z)$ 는 상태추정기와 상태채환 제어기가 결합되어 나타나는 등가의 제어기 전달함수를 의미한다. N 개의 보상기에 의한 전체 위상 감소량은 개개의 보상기 위상 감소량의 합이므로 허용 가능한 최대의 위상 감소량이 결정되면 각각의 파라미터 q_k 를 어렵지 않게 선정할 수 있다. 이제 직렬형태로 구성된 전달함수를 병렬형태로 변환하면 아래와 같다.

$$H_P(z) = C'(z) + \frac{\alpha_1 z + \beta_1}{z^2 - 2\cos(\theta)z + 1} + \frac{\alpha_2 z + \beta_2}{z^2 - 2\cos(2\theta)z + 1} + \dots + \frac{\alpha_N z + \beta_N}{z^2 - 2\cos(N\theta)z + 1} \quad (30)$$

이 경우에는 각각의 보상기마다 2개의 제어이득 α_k, b_k 가 설정되고 있음을 알 수 있다. 이러한 제어 이득은 아래의 수식에 의거하여 결정됨을 약간의 수식 전개를 통하여 알 수 있다.

$$\alpha_k = \frac{\text{Im}\{F_k(e^{jk\theta})\}}{\sin(k\theta)}, \quad \beta_k = \text{Re}\{F_k(e^{jk\theta})\} - \alpha_k \cos(k\theta) \quad (31)$$

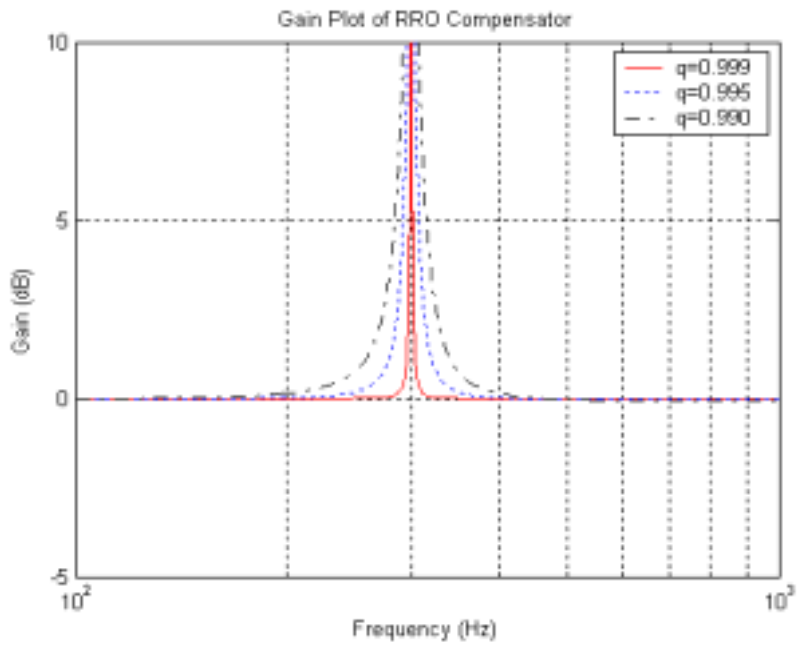
여기서 함수 F_k 는 아래와 같이 정의된다.

$$F_k(z) = (z^2 - 2\cos(k\theta)z + 1)H_S(z) \quad (32)$$

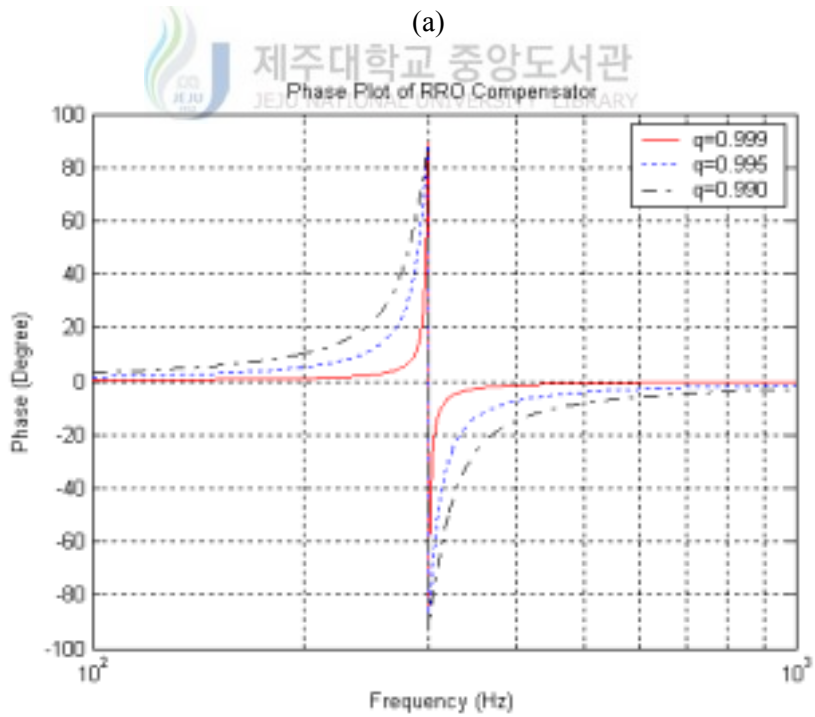
이제 식 (22)와 (30)을 사용하여 최종적으로 식 (21)의 보상기의 제어 이득을 구하면 다음과 같다.



$$a_k = \alpha_k, \quad b_k = \frac{-\alpha_k \cos(k\theta) - \beta_k}{\sin(k\theta)} \quad (33)$$



(a)



(b)

Fig. 3. Frequency response of RRO compensator : (a) Gain (b) Phase

IV. 실험결과

본 장에서는 제안된 RRO 보상 시스템의 성능을 실제적으로 검증하기 위하여 상용 디스크 드라이브를 대상으로 실험한 결과를 제시한다.

실험에 사용된 디스크 드라이브는 그 크기가 $3cm \times 4cm$ 에 불과한 1 인치 마이크로 드라이브로서 삼성종합기술원에서 제작되었으며 자세한 제품 사양은 Table 1에 제시되었다. 디스크가 체결되기 전에 미리 서보 트랙이 기록되는 오프라인 방식(Off-Line Servo Track Writing)에 의하여 서보 트랙이 기록되어 기본적으로 상당한 크기의 RRO 편차를 갖고 있으므로 실험용으로 매우 적합하다. 디스크 회전속도가 $4500 rpm$ 이므로 RRO 외란의 기본 주파수는 $75 Hz$ 가 된다. Fig. 4와 같이 실험 장치는 1 인치 마이크로 드라이브, 전자제어장치, 진단보드(Diagnostic Board), 직류전원 공급장치, 디지털 저장 오실로스코프, 호스트 컴퓨터 등으로 구성된다. 전자제어장치는 고속 디지털신호처리기(DSP), VCM 전력 증폭기, 헤드신호 처리장치, 플래쉬 메모리 등으로 구성된다. 사용된 DSP는 임베디드 DSP인 Oak DSP이고 동작속도는 40 MIPS(80 MHz)이다. 그리고 본 논문에서 제안된 제어기는 DSP 프로그램으로 구현되며 호스트 컴퓨터에서 어셈블리어를 사용하여 개발되고 RS232C 직렬 포트를 통하여 플래쉬 메모리로 다운

Table 1. Specification of 1-inch micro drive used for experiment

Specification	Value
Track density	35,000 tracks per inch (TPI)
Track pitch	$0.75 \mu m$
Disk rotation speed	$4,500 rpm (75 Hz)$
Sampling period T_S	$69.44 \mu sec$
Control delay T_D	$20 \mu sec$
Acceleration constant K_A	$110,520 rad \cdot s^2 \cdot A^{-1}$

로드 된다. 그리고 DSP 내부의 디지털제어 신호들을 실시간으로 관측하기 위하여 12 bit D/A 변환기를 내장하고 있는 진단보드를 사용하였다.

다음에는 상태궤환 제어기 및 RRO 보상기 설계에 관하여 언급한다. 먼저 개루프 전달함수의 이득교차 주파수를 1000 Hz 에 맞추기 위하여 잘 알려진 극점배치기법(Franklin et al. 1990)을 사용하여 상태궤환 이득 및 상태 추정기 이득을 결정한 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} K_S &= [148.3 \quad 0.0655 \quad 1 \quad 0] \\ L &= [0.958 \quad 10224 \quad 69.94 \quad 0]^T \end{aligned} \quad (34)$$

RRO 보상기는 5 고조파까지 보상이 될 수 있도록 설계되었다. 즉, 식 (20)에서 $N=5$ 로 설정하였다. 보상기 이득을 결정하기 위하여 먼저 식 (28)의 직렬 형태 보상기의 설계 파라미터들을 다음과 같이 결정하였다.

$$q_1 = 0.995, q_2 = 0.996, q_3 = 0.997, q_4 = 0.998, q_5 = 0.999 \quad (35)$$

식 (31)-(33)에 의하여 최종적으로 보상기의 제어 이득을 결정한 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_1 &= 1.4166, a_2 = 1.0482, a_3 = 0.8143, a_4 = 0.5665, a_5 = 0.2909 \\ b_1 &= -1.3040, b_2 = -0.3453, b_3 = 0.0127, b_4 = 0.1549, b_5 = 0.1490 \end{aligned} \quad (36)$$

식 (34)와 (36)과 같이 제어 이득들이 선정된 경우 전체 제어시스템의 개루프 주파수 응답을 계산한 결과를 Fig. 5에 제시하였다. Fig. 5로부터 이득교차 주파수와 위상교차 주파수는 각각 1000 Hz , 2500 Hz 근처이고 또한 위상 여유와 이득 여유는 각각 $38, 8.5\text{ dB}$ 임을 확인할 수 있다. 그리고 RRO의 기본 주파수

(75 Hz)의 정수배 주파수에서 주파수응답이 무한대에 접근함을 알 수 있다.

다음에는 실험을 수행하여 얻은 RRO 보상기의 성능을 제시한다. 먼저 정상상태에서 PES를 관측한 결과를 Fig. 6에 제시하였다. RRO 보상기를 사용하지 않은 경우에는 RRO 외란 때문에 0.2 트랙만큼의 PES가 주기적으로 발생하고 있다. 디스크 드라이브가 정상적인 읽기/쓰기 동작을 하기 위해서는 PES가 0.1 트랙 이하가 되어야 하므로 RRO 보상기가 사용되지 않은 경우 디스크 드라이브는 정상적으로 동작할 수 없다. 그리고 RRO 보상기를 사용하지 않은 경우 PES 파형은 정확한 정현파 형태가 아니므로 RRO 외란에는 기본파 이외에 여러 개의 고조파가 존재함을 알 수 있다. 반면 제안된 보상기를 사용하여 5 고조파까지 보상하면 주기적인 PES 신호가 사라짐을 확인할 수 있다. 그리고 Fig. 6에는 RRO 외란을 보상하기 위한 신호인 식 (20)의 u_C 파형 또한 제시되었다. 이 보상 신호의 5 개 고조파 성분 $r_{a,1}, r_{a,2}, \dots, r_{a,5}$ 들을 관측한 결과는 Fig. 7에 나타나 있다. 결국 RRO 외란에는 5 고조파까지 존재함을 알 수 있다. 다음에는 과도상태 즉 안착모드에서의 RRO 보상기 성능을 확인하고 기존 연구에서 제안된 제어기와 성능을 비교한 결과를 제시한다. 이를 위하여 탐색거리가 1000 트랙인 트랙탐색을 수행하였고 안착모드는 헤드가 목적 트랙에서 8 트랙만큼 떨어진 지점에서 출발하였다. 그리고 PES가 안정화되고 그 크기가 0.1 트랙 이하인 경우에 안착모드에서 트랙추종모드로 전환되도록 하였다. 지금부터 제시되는 모든 파형은 안착모드부터 관측된 것이다. Fig. 8과 9는 기존 연구에서 제안된 RRO 보상기를 사용한 경우 PES 와 보상신호를 나타낸 그림이다. 즉 PES 궤환을 이용하는 식 (21)의 제어기를 안착모드 및 트랙추종모드에서 사용한 경우이다. Fig. 8은 RRO 보상기가 초기화 없이 제로 상태에서 출발한 경우이고 반면 Fig. 9는 RRO Table 값으로 초기화되어 출발한 경우이다. 초기화가 이루어진 경우 제로 상태에서 출발한 경우에 비하여 성능이 다소 향상되었지만 두 경우 공히 PES 궤환에 의한 제어기 상호 간섭 때문에 주기적인 큰 진동이 발생하여 안착모드부터 트랙추종모드 진입 시까지 무

려 40 msec 이상의 시간이 소요되고 있다. 이러한 경우 디스크 드라이브의 동작 속도 성능이 현격하게 저하된다. 따라서 기존 제어 방식은 과도한 RRO 외란을 받는 제품에서 실제적으로 사용하기에 적합하지 못하다고 볼 수 있다. 반면에 본 논문의 RRO 보상기를 사용한 경우의 시스템 응답은 Fig. 10에 제시되었다. 즉, 안착모드에서는 초기화에 의하여 동작하는 식 (24)의 보상기가 사용되고 트랙추종모드에서는 식 (21)의 보상기가 사용되는 경우로서 3 msec 이내에 트랙추종모드에 진입하고 있음을 보여주고 있다. 이러한 실험결과는 과도한 RRO 외란이 존재하더라도 본 논문에서 제안된 보상기를 사용하면 디스크 드라이브의 성능이 전혀 저하되지 않음을 극명하게 보여준다.

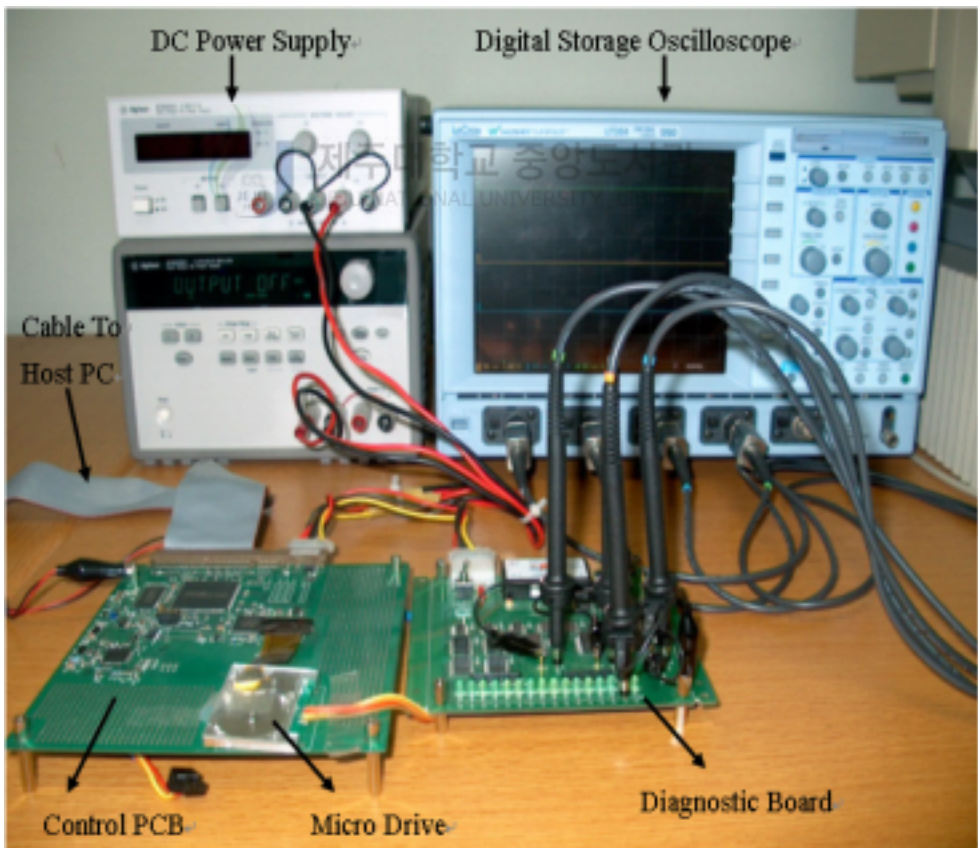
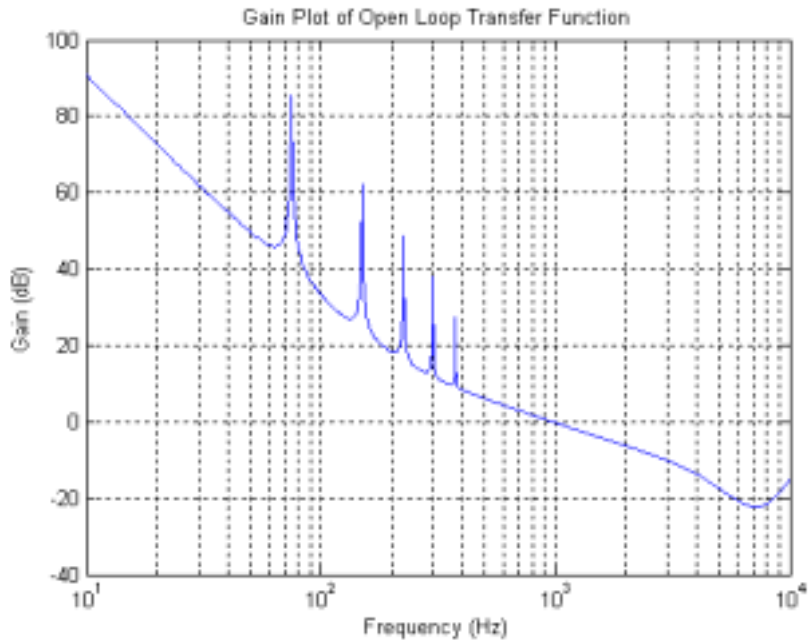
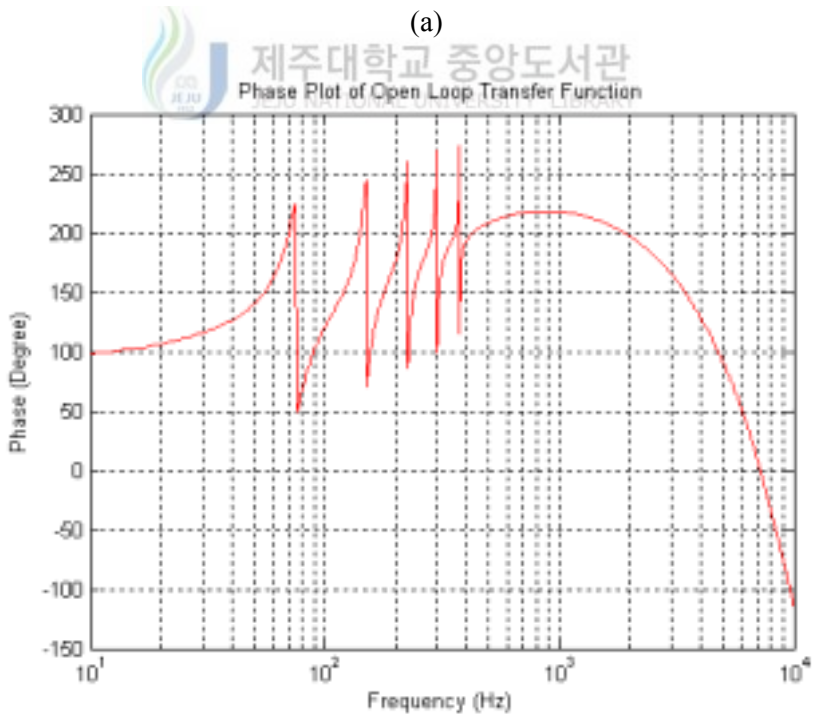


Fig. 4. Photograph of micro drive



(a)



(b)

Fig. 5. Frequency response of open loop system : (a) Gain (b) Phase

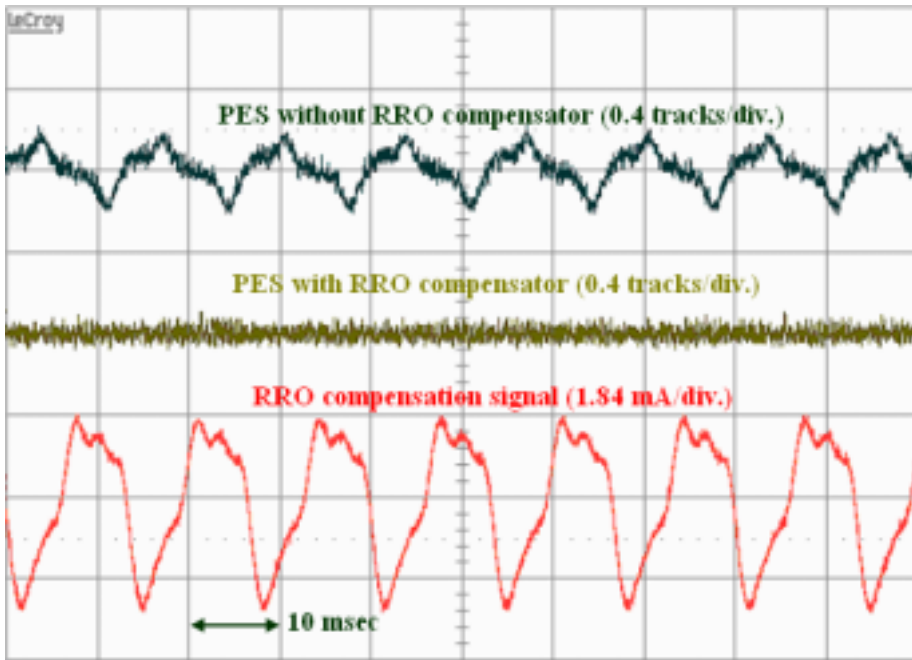


Fig. 6. System response in the steady state

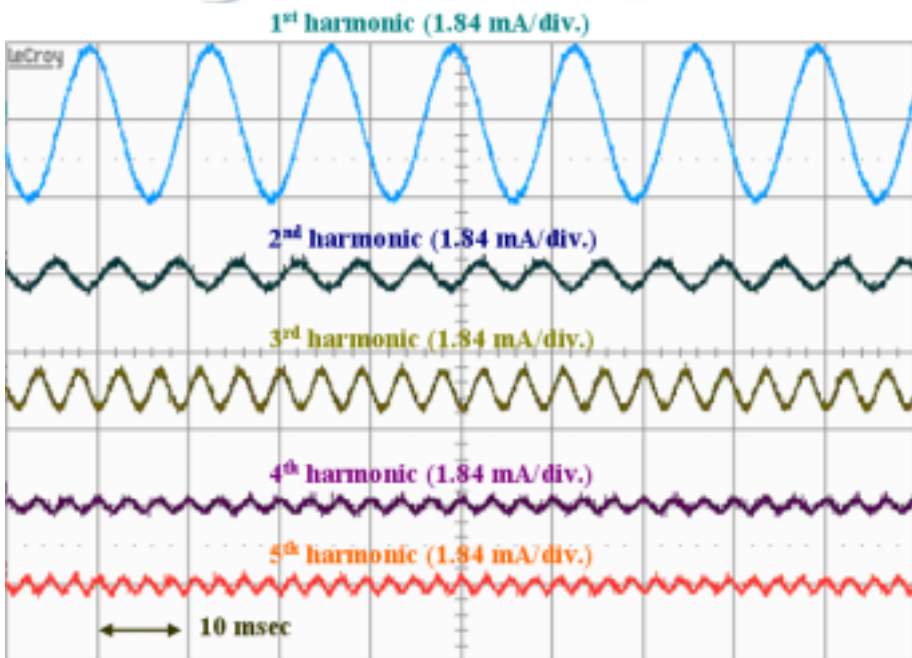


Fig. 7. Harmonics of RRO compensation signal

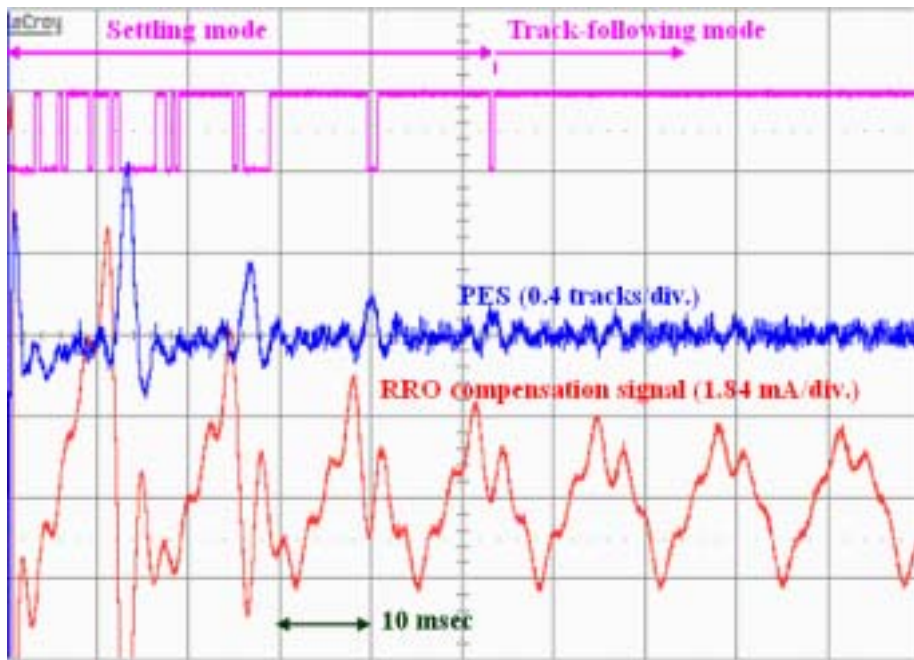


Fig. 8. System response with the conventional compensator (without initialization)

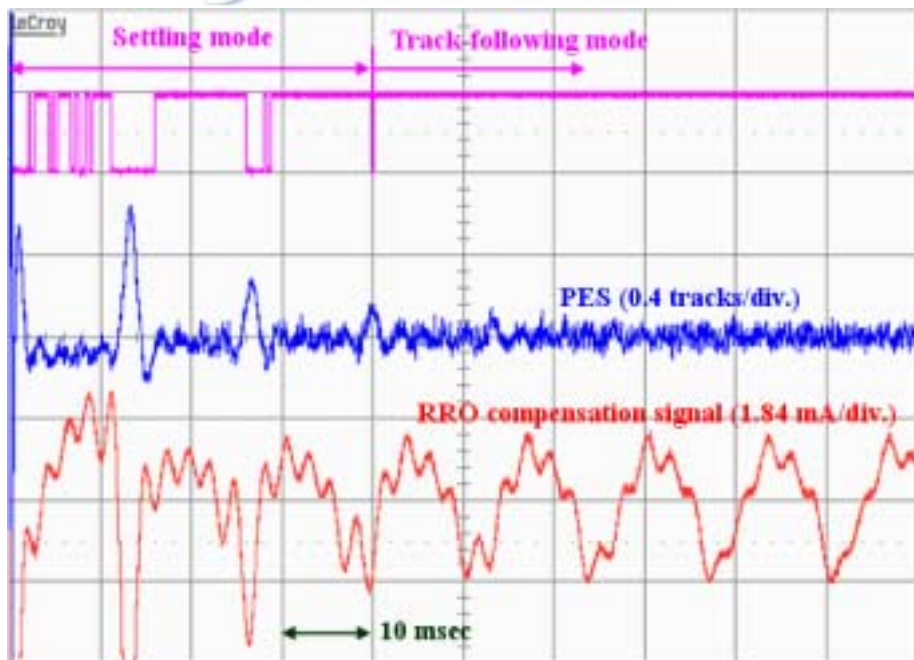


Fig. 9. System response with the conventional compensator (with initialization)

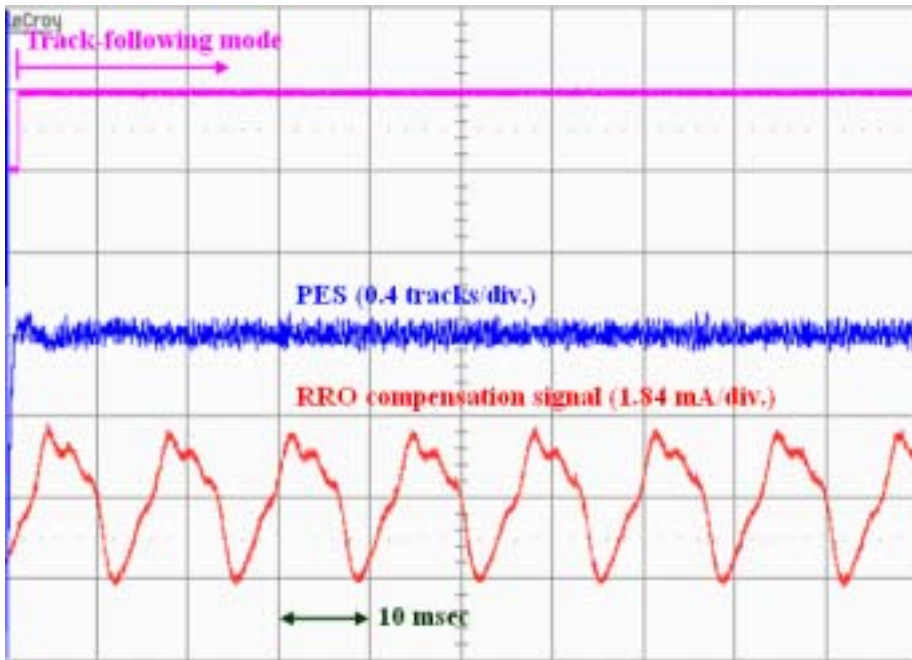


Fig. 10. System response with the proposed controller

V. 결 론

본 논문에서는 디스크 드라이브의 RRO 외란을 고속으로 보상할 수 있는 새로운 RRO 외란 보상기를 제안하였고 실제 실험을 통하여 RRO 외란이 존재하더라도 제안된 보상기를 사용하면 디스크 드라이브의 동작속도 성능이 전혀 저하되지 않음을 입증하였다. 이러한 RRO 외란 보상기는 하드 디스크 드라이브뿐만 아니라, 광자기 디스크 드라이브, 광 디스크 드라이브 등 다른 정보 저장장치에도 직접 적용 가능하리라고 기대된다.



참 고 문 헌

- Chew K. K. and Tomizuka, M. 1990, "Steady-state and stochastic performance of a modified discrete-time prototype repetitive controller," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 112, pp.35 ~ 41
- Chew K. and Tomizuka, M. 1990, "Digital control of repetitive errors in disk-drive systems," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 10, pp.16 ~ 20
- Fan, L.-S. Ottesen, H. H. Reiley, T. C. and Wood, R. W. 1995, "Magnetic Recording Head Positioning at Very High Track Densities Using a Microactuator-Based Two-Stage Servo System", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp.222 ~ 233
- Francis, B. and Wonham, B. 1976, The internal model principle of control theory, *Automatica*, vol. 12, pp.457 ~ 465
- Franklin, G. F. Powell, J. D. and Workman, M. L. 1990, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, 742 pp.
- Kempf, C. Messner, W. Tomizuka, M. and Horowitz, R. 1993, "Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12, pp.48 ~ 54

Messner, W. Horowitz, R. Kao, W. and Boals, M. 1991, "A new adaptive learning rule,"
IEEE Trans. Automatic Control, vol. 36, pp.188 ~ 197

Sacks, A. H. Bodson, M. and Messner, W. 1995, "Advanced methods for repeatable
runout compensation," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 31, pp.1031 ~ 1036

Sri-Jayantha S. M, et. al, 2001, "TrueTrack™ servo technology for high TPI disk
drives," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 37, pp.871 ~ 876

Tomizuka, M. Tsao, T. C. and Chew, K. 1989, "Discrete-time domain analysis and
synthesis of repetitive controllers," *ASME Journal of Dynamic Systems,
Measurement, and Control*, vol. 3, pp.353 ~ 358

Weerasooriya, S. Zhang, J. L. and Low, T. S. 1996, "Efficient implementation of
adaptive feedforward runout cancellation in a disk drive," *IEEE Trans.
Magnetics*, vol. 32, pp.3920 ~ 3922

강창익, 김창환, 임충혁, 2003, "고밀도 디스크 드라이브의 안착시간 최소화
제어," 제어자동화시스템공학회, 제 9권, 제 1호, pp.10~21.

감사의 글

2년이라는 대학원 생활은 길고도 짧은 세월인 것 같습니다. 시작한지 엇그제 같은 데도 한편으론 그동안 많은 배움의 과정에서 일희일비했던 순간들을 돌이켜볼 때 결코 짧지만은 않다고 생각되기 때문입니다. 그 과정 속에서 저는 많은 것을 배우고 경험했습니다. 아직도 부족한 점이 많지만 제가 이런 배움의 기회를 가질 수 있었던 것에 대해서 진심으로 감사합니다.

그 동안 저를 성심으로 지도해 주시고 따뜻한 격려와 도움을 주신 분들께 깊은 감사와 존경의 마음을 전합니다. 먼저 많은 가르침을 주시고 진정한 연구자의 자세와 행동을 몸소 실천하시며 제게 귀감이 되어 주신 김호찬 교수님과 강창익 교수님께 감사를 드립니다. 또한 대학원 생활동안 따뜻한 격려와 배려를 해주신 좌종근 교수님, 오성보 교수님, 이개명 교수님, 김세호 교수님, 김일환 교수님께 감사드립니다. 그리고 학부시절 제가 이 자리에 있기까지 지도해 주시고 많은 성원을 보내주신 조일형 교수님, 배진호 교수님, 팽동국 교수님께도 감사드립니다.

2년간 함께 같은 연구실에서 큰 형님처럼 노하우와 조연을 아끼지 않고 많은 도움을 주신 부창진 선배님과 항상 노력하는 모습을 보여주신 김도진 선배님께 감사합니다. 그리고 저와 같이 대학원 생활을 하면서 많은 도움을 주신 영진이 형, 성기 형, 찬호 형, 태한이 형, 경윤이 형, 익준이 형, 민철이 형과 과사무실에서 열심히 일하는 태경이 형과 원실이 에게도 감사의 마음을 전합니다.

제게 많은 관심과 웃음을 주신 작은 아버지 내외분과 항상 격려해주신 친척분들께 감사드리고 오늘이 있기까지 변함없는 관심과 헌신적인 사랑으로 돌보아 주신 부모님께 고개 숙여 감사드리며 이 논문을 드립니다.

석사과정이 끝났지만 끝이 아니라 새로운 시작이라는 생각으로 앞으로도 계속 노력하고 발전하는 사람이 되도록 노력하겠습니다.

무더운 여름의 문턱에서

부찬혁 올림