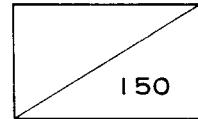
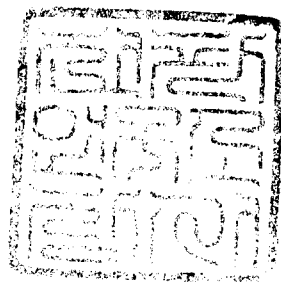


481
29-02
62



위성전파감시를 위한 S/W개발 및 시스템기술에 관한 연구

1989. 2



공동연구기관 전 파 연 구 소
한국 과학 기술 원

배 포 선

사 본 번 호	부 수	배 포 선
1 / 150 ~ 2 / 150	2	한국과학기술원 연학과 영구보존용
3 / 150 ~ 50 / 150	48	한국과학기술원 전기 및 전자공학과
51 / 150 ~ 150 / 150	100	전파연구소

제 출 문

전파연구소장 귀하

본 보고서를 “위성전파감시를 위한 S/W 개발 및 시스템
기술에 관한 연구”의 최종 보고서로 제출합니다.

1989. 2. .

한 국 과 학 기 술 원

원 장 전 학 제

연구기관명: 한국과학기술원

전 파 연 구 소

연 세 대 학 교

총괄연구책임자: 나정웅 (한국과학기술원 교수)

연구책임자: 윤명중 (한국과학기술원 부교수)

최규홍 (연세대학교 부교수)

연구원: 이재현 (한국과학기술원 박사과정)

신일영 (" ")

홍성용 (" ")

김종준 (" ")

한재원 (" ")

강진 (전파연구소)

조성태 (")

고영철 (")

김경미 (연세대학교 박사과정)

연구 조 원: 양상용 (한국과학기술원 석사과정)

박동국 (" ")

윤상호 (" ")

임홍규 (" ")

김창우 (" ")

최윤정 (" ")

김상희 (" ")

문인상 (" ")

박종욱 (" ")

요 약

최초의 인공위성이 발사된 후 30 여년간에 인공위성은 통신, 방송, 기상, 자원탐사등 여러분야에 응용되고 있다. 이들 인공위성은 지구를 회전하면서 상호 통신 및 관측에 전자파를 사용하고 있어 전파의 효율적인 이용측면에서 국제적인 협력하의 규제 및 우주전파감시의 필요성 (WARC-79 RR 제 20 조 및 부록지) 을 요구하게 되었다.

NOAA 기상위성의 우주전파를 추적하고 수신할 수 있는 지상수신소를 개발 설치하고, 이 수신 시스템의 실제운영실험을 통하여 미래의 우주전파감시 시스템의 사양 및 기술적인 측정범위를 정의할 수 있을 것이다. 또한 새로운 감시를 위한 수신소 조작 프로그램 소프트웨어를 개발하여 이 수신시스템에 직접 사용해 봄으로써 미지의 위성전파를 감시할 수 있는 새로운 프로그램을 시험할 수 있을 것이다. 이러한 목적으로, NOAA 기상위성은 그 제도 및 사용전파 특성을 잘 알고 있지만, 이들을 모른다고 가정하여 전파의 포착 그리고 자동추적에 의한 위성의 궤도 계산, 전파의 특성추정 가능성을 실험적으로 살펴봄으로서 우주전파감시 체제의 설계 가능성을 진단하는 것은 의의있는 일이라 믿어진다.

시스템 기술측면에서 이 과제는 NOAA 기상위성의 지상수신 장치의 개발 및 종합시험을 통하여, 안테나 반사체 및 monopulse 추적 시스템의 설계 및 제작기술의 확립, 마이크로파대 위성수신시스템의 설계 및 제작기술의 확립, 그리고 직경 4 meter 정도의 전

안테나 시스템을 모든 방향으로 움직이고 제어할 수 있는 제어 및 컴퓨터 프로그램에 의한 자동추적제어 기술의 확립을 가져왔다. 이를 기반으로 하여 대형우주전파 감시체제의 수신시스템에 대한 설계능력을 가지게 되었으며, 그 가능성을 본 연구에서 보이려 한다.

1989 년 2 월

한 국 과 학 기 술 원
초고주파 및 안테나연구실
연구책임자 나 정 웅

목 차

제 1 장 서 론	9
제 2 장 인공위성과 전파감시	14
제 1 절 서 론	14
제 2 절 위성의 종류	14
1. 위성의 목적 및 궤도	14
2. 위성의 전파특성	16
제 3 절 우주전파감시	30
1. 서 론	30
2. 우주전파의 간섭과 억제	31
3. 각국의 우주 전파감시 동향	34
4. 결 론	38
제 3 장 위성 전파감시용 수신시스템	44
제 1 절 서 론	44
제 2 절 위성 전파감시용 수신시스템 규격	45
1. 수신시스템 예산결정	45
2. Landsat 위성의 전력예산	52
제 3 절 접시형 반사체 안테나	53
제 4 절 수신시스템	56

1. 수신시스템의 개요	56
가. Feed 와 Monopulse Comparator	60
나. 단일주사변환기와 역단일주사변환기	67
다. 저장음 증폭기 및 주파수 변환기	72
라. 복조기를 갖는 수신장치	82
2. 수신시스템의 운용	86
제 5 절 결 론	89
 제 4 장 위성추적안테나 구동시스템	92
제 1 절 서 론	92
제 2 절 안테나 구동시스템의 구성	93
1. 구동시스템	93
2. 구동기제어반	95
제 3 절 제어 시스템	99
1. 제어 시스템의 구성	99
2. 구동 시스템의 모델링	101
3. 속도 제어기	104
4. 위치 제어기	105
제 4 절 컴퓨터 시뮬레이션	107
1. 속도 제어기의 성능분석	108
2. 비례 - 적분 - 미분 제어기	121
3. 전류 제어를 포함한 비례 - 적분 - 미분 제어기	129

제 5 절 실험결과	143
제 6 절 결 론	147
제 5 장 위성감시 프로그램 개발	148
제 1 절 서 론	148
제 2 절 Sector scan	148
제 3 절 Zig-Zag Scan	153
제 6 장 결 론	164
참 고 문 헌	165

제 1 장 서 론

우리나라 상공을 지나는 위성과 위성 잔해들은 현재 6,000여개에 달하고 있다. 주로 남북 방향으로 회전하는 저 궤도 위성으로는 첩보수집 위성, 원격탐사 위성, 기상위성이 있으며, 정지궤도 위성으로는 기상위성과 통신위성 등이 있다. 각각의 위성들은 그들의 목적에 맞는 전파를 사용하게 된다.

그런데 이러한 수많은 위성으로 부터의 전파들을 모두 감지하고, 감시하려면 각각 전파의 특성에 맞는 지상수신소의 설치가 필요하게 되며 그 비용 또한 막대하다. 이에 본 연구에서는 우리나라의 현 실정에 맞는 전파 감시용 지상수신소의 제안 및 구현을 그 목적으로 하여 그 가능성을 알아보려 한다.

전파감시를 위한 지상수신소는 우선 궤도위성 또는 정지위성 등의 사양과 그들이 내는 전파특성을 기초로 하여 특정 전파를 수신하는 위성을 추적하고 전파를 분석할 수 있어야 함이 기본적인 사양이다. 이러한 지상수신소 구현을 위해서는 3개 전문분야의 기술 확립이 중요하다. 첫째로는 위성에 대한 궤도, 사용전파 특성, 그리고 변조특성등의 조사이며, 둘째로 궤도 위성인 경우 이를 추적하도록 안테나를 구동하는 제어기술의 확립이며 셋째로는 위성으로 부터의 전파를 받는 안테나 및 신호 증폭과 처리에 관한 기술의 확립이다.

본 연구에서는 전파를 발사하는 인공위성을 추적하고 그 신

호를 수신할 수 있는 지상 수신소기술의 이해와, 전파를 감시할 수 있는 위성과 그 궤도를 조사하였으며, 우주 전파의 간섭과 억제에 관한 국제규정, 각국의 우주 전파의 감시동향 및 시스템 구성에 대하여 조사 연구하였다. 국내에서 처음으로 개발된 NOAA 기상위성의 지상수신장치를 사용하여 NOAA 위성을 그 위치 및 궤적을 모른다고 가정하여 찾아낼 수 있는 sector scanning과 zig-zag scanning program을 개발하였으며, 미지위성의 위치 및 궤도파악, 전파의 복사 특성의 조사가능성을 실험하였다.

위성을 추적할 수 있고 위성의 전파를 포착할 수 있는 지상수신소 기술로서 전파도래방향을 따라가는 monopulse 추적시스템 기술도 이들의 설계와 제작 그리고 운용실험을 통해서 조사하였다.

위성추적안테나와 같은 대형구조물의 구동 제어시스템은 고도의 정밀성이 요구되는데 안테나구동기에 가장 많이 사용되고 있는 비례-적분-미분 제어기의 성능을 분석하고, 이의 단점을 보완하는 제어기로서, 비례-적분-미분 제어기 출력에 전류 제어기를 부착한 새로운 형태의 제어기를 사용하였다. 이러한 제어기는 구동 모타에 흐르는 전류의 크기를 제어할 수 있으므로 구동 모타나 전력 변환기에 과도한 전류의 흐름을 방지할 수 있다. 이는 구동 모타의 손실을 방지하고 과도한 용량의 전력 변환기가 불필요하며 따라서 시스템의 소형화, 경량화를 기할 수 있을 뿐더러 시스템의 신뢰도를 크게 향상시킨다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비례-미분-적분 제어기 및 전류제어기의 성능을 분석하였고, 실험을 통하여 제작된 전제어기시스템성

능을 확인한 결과 위성 추적안테나시스템의 성능 요건에 잘 부합됨을 보일 수 있었다.

전파 도래방향을 따라서 안테나를 움직이기 위해서는 위성의 위치가 안테나 빔과 얼마나 떨어져 있는가에 비례하는 오차신호를 줄 수 있는 수신장치가 필요하다. 이 수신 시스템은 마이크로파대 저잡음 증폭기를 비롯한 수신시스템과 포물면 반사체와 이의 초점 부근에 위치한 5 개의 feed 안테나를 포함한다. 이 5 개의 feed 안테나중 4 개의 안테나에 수신된 신호의 크기를 합하거나 그 차이를 줄 수 있는 안테나 수신신호 변환기의 기술을 보이고 그 특성을 측정하여 monopulse 추적이 정상적으로 될 수 있음을 확인하였다. 이들 수신시스템에 개발된 sector scan program 및 Zig-zag scanning program을 사용하여 안테나가 그러한 요구에 맞도록 움직임을 확인하였다.



사진 1. 접시형 반사체 의 전경

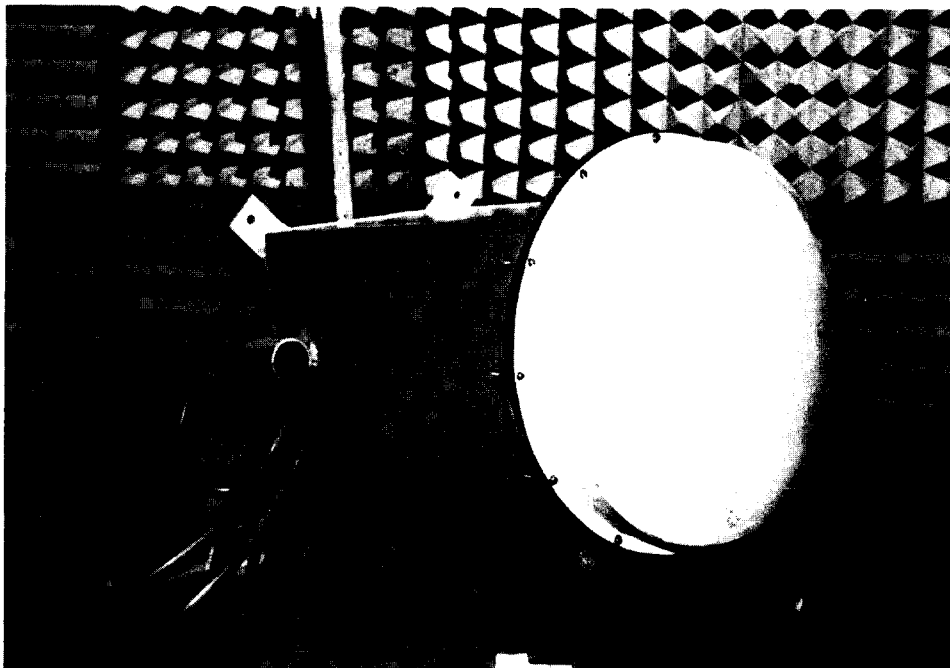


사진 2. 전체 feed의 모습

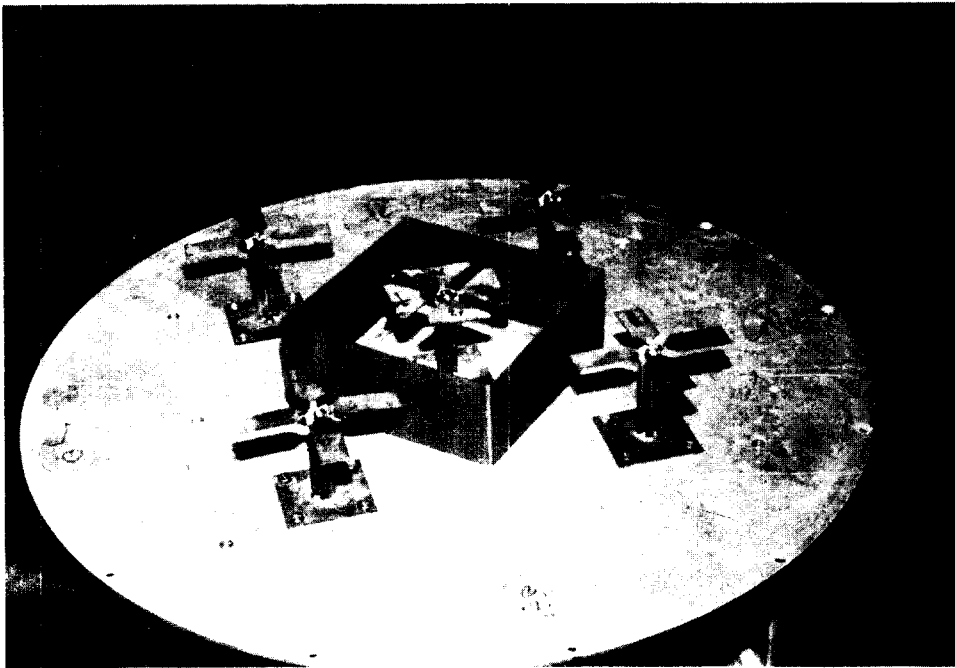


사진 3. monopulse 추적을 위한 안테나의 배치

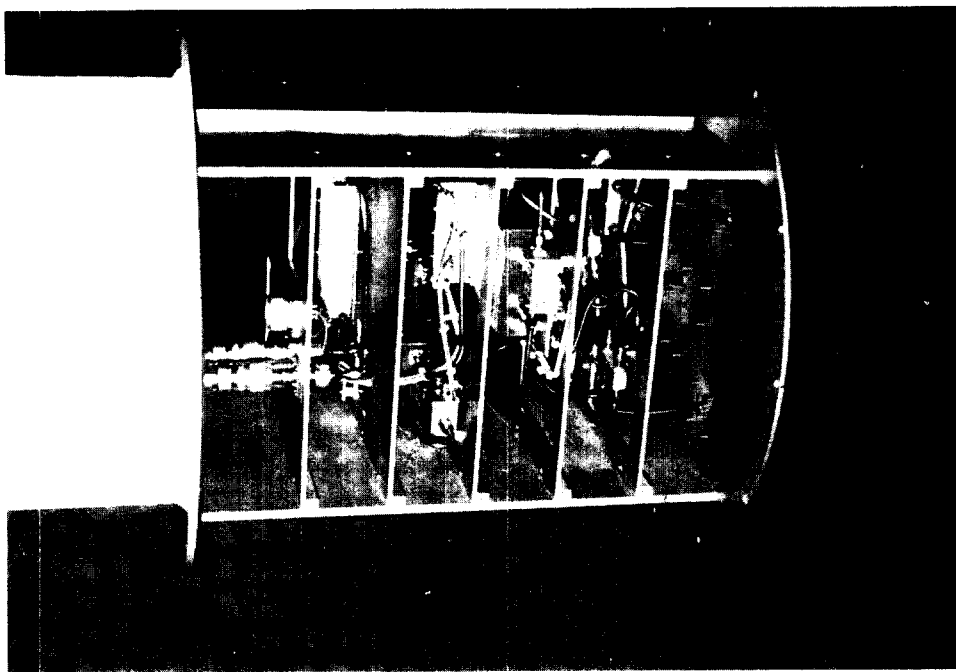


사진 4. feed의 내부 구조

제 2 장 인공위성과 전파감시

제 1 절 서 론

우리나라 상공에서 현재 위성수 1,600여개, 위성잔해 4,600여개, 도합 6,200여개의 비행물체가 돌고 있다. 이러한 수많은 위성중에서 전파연구소의 추적안테나로 전파감시할 수 있는 위성은 극소수에 불과하다. 왜냐하면 전파연구소의 추적시스템은 beacon 파를 내는 위성만을 추적하는 시스템이기 때문이다.

본 연구에서 지금까지 발사된 위성중에서 전파연구소의 위성 추적안테나로 전파감시할 수 있는 위성을 조사하고, 위성전파감시에 관한 선진국들의 활동상황 및 그 내용을 정리해 보았다.

제 2 절 위성의 종류

군사위성등을 제외한 일반목적의 위성을 몇가지 군으로 나누어 그 궤도, 목적, 기능등을 알아본다. 표 1부터 15까지는 주로 궤도에 관한 특성을 표시하였으며 표 16부터 26까지는 위성의 전자파 특성을 보인다.

1. 위성의 목적 및 궤도

1) 기상위성

- i) TIROS 위성 : 현재까지 12 개 위성을 발사함. 현재 작동중인 위성은 없음 (표 1 참조).
- ii) NOAA 위성 : 현재까지 10 개 위성을 발사함. 현재 작동중인 위성은 NOAA-10 호 뿐이다 (표 2 참조).
- iii) 일본의 GMS 위성 : 현재까지 3 개의 위성이 정지궤도에 진입했음. 현재 작동중인 위성은 GMS-3 호 뿐이다 (표 4 참조).
- iv) 소련의 METEOR 위성 : 현재까지 47 개를 발사함. 소련의 국내사정 때문에 베일에 쌓여 자세한 위성에 관한 소식이 없기 때문에 소련의 위성으로 부터 기상정보를 얻지 못하고 있다. 그러나 정확한 위성궤도를 알고 있으면 가능하지 않을까 생각된다 (표 5 - 7 참조).
- v) ERBS 위성 : 미국의 지구 대기에 관한 열분포 탐사위성이다 (표 3 참조).

2) 해양위성

- i) SEASAT 위성 : 미국의 해양위성이다 (표 8 참조).
- ii) MOS 위성 : 일본의 해양탐사위성인데 현재 작동중이며, 앞으로 우리나라도 영상자료를 수신할 필요가 있음 (표 9 참조).

3) 자원탐사위성

- i) LANDSAT 위성 : 현재까지 5 개의 위성을 발사하였다. (표 10 참조).
- ii) SPOT : ESA 의 자원탐사위성으로 현재 작동중이다 (표 11 참조).

4) 통신위성

i) INTELSAT 위성 : INTELSAT-V 의 11 개가 현재 정지궤도에
서 작동중이며, INTELSAT-VI 는 1989 년부터 계속 발사에
정이다 (표 12 참조).

ii) CS 위성 : 일본의 통신위성이다. 지금까지 3 개가 발사되었다
(표 13 참조).

5) 방송 위성

i) BS 위성 : 동경 110° 의 정지궤도에 있는 일본의 방송 위성.
지금까지 3 개 발사하였음 (표 14 참조).

6) 측지 위성

i) NAVSTAR 위성 : 현재까지 11 개의 측지 위성이 발사되었다
(표 15 참조).

ii) GPS 위성 : 금년 말부터 91 년까지 28 개의 위성을 발사할 예
정인데, 차세대의 측지 위성이다.

2. 위성의 전파 특성

1) 기상 위성

NOAA 위성의 HRPT 영상은 1.7 GHz 근방의 전파를, APT 영
상은 137 MHz 근방의 전파를 Beacon은 137 MHz의 전파를 내고
있다 (표 16 참조). GMS-3 위성은 상은 460 MHz와 1.6 GHz의 전
파를 Beacon은 136 MHz와 1.6 GHz의 전파를 내고 있다 (표 17
참조). 소련 기상 위성 METEOR는 APT 영상은 137 MHz 근방의 전
파를 내고 있다 (표 19 참조).

2) 해양 위성

일본의 해양위성인 MOS-1은 8 GHz, 2.2 GHz 근방의 전파와 Beacon은 2.2 GHz, 136 MHz 근방의 전파를 내고 있다 (표 20 참조).

3) 자원탐사위성

LANDSAT 위성은 TM 신호는 8.2 GHz의 전파를, Beacon은 2.28 GHz의 신호를 보내고 있다 (표 21 참조). SPOT 위성은 8.1275 GHz부터 8.2975 GHz까지의 신호를 보내고 있다 (표 22 참조).

4) 통신위성

INTELSAT는 11 GHz, 4 GHz의 신호를 내고, Beacon 신호는 2.2 GHz, 5.7 GHz의 전파를 내고 있다 (표 23 참조). 일본의 통신위성 CS-2a와 CS-2b의 사용 전파는 20 GHz와 4 GHz 이고, Beacon은 2.2 GHz와 3.95 GHz의 전파를 사용하고 있다 (표 24 참조).

5) 방송위성

일본의 방송위성 BS-2a의 전파는 12GHz, Beacon은 2GHz와 12GHz를 사용하고 있다 (표 25 참조).

6) 측지위성

GPS는 $L_1 = 1.575$ GHz와 $L_2 = 1.227$ GHz의 전파를 내고 있다 (표 26 참조).

표 1. 미국의 기상위성 TIROS(NASA 1988)

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
TIROS- 1	60. 4. 1	674-717	98 ^{III} .7	48°.4
TIROS- 2	60.11.23	585-667	97.2	48.5
TIROS- 3	61. 7.12	730-800	100.2	47.9
TIROS- 4	62. 2. 8	691-910	100.9	48.1
TIROS- 5	62. 6.19	587-913	99.8	58.1
TIROS- 6	62. 9.18	655-679	98.1	58.3
TIROS- 7	63. 6.19	553-566	95.9	58.2
TIROS- 8	63.12.21	681-726	98.9	58.5
TIROS- 9	65. 1.22	702-2568	119.6	96.4
TIROS-10	65. 7. 2	729-817	100.3	98.6
TIROS- M	70. 1.23	1432-1477	115.0	101.5
TIROS- N	78.10.13	836-852	101.8	99.0

표 2. 미국의 기상위성 NOAA

위성 이름	발사 일자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
NOAA- 1	70.12.11	1421-1472	114.3 ^{III}	101.5°
NOAA- 2	72.10.15	1447-1453	114.9	101.7
NOAA- 3	73.11. 6	1499-1508	116.1	101.9
NOAA- 4	74.11.15	1443-1457	114.8	101.6
NOAA- 5	76. 7.29	1503-1519	116.2	101.8
NOAA- 6	79. 6.27	807.5- 823	101.26	98.74
NOAA- 7	81. 6.23	843.5- 861.5	101.9	98.85
NOAA- 8	83. 3.28	806-829	101.2	98.8
NOAA- 9	84.12.12	841-862	102.	98.9
NOAA-10	86. 9.17	803-824	101.2	98.7

표 3. 미국의 지구대기의 열 분포탐사위성 ERBS.

위성의 이름	발사 일자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
ERBS	84.10. 5	599-607	96.7	57.0

표 4. 일본 정지 기상위성 GMS

위성 이름	발사 일자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)	정지궤도위치 (도)
GMS-1	77. 7.14	35778-35799	1436.2 ^{III}	5°	160°E
GMS-2	81. 8.10	35778-35806	1436.4	3.3	140°E
GMS-3	84. 8. 2	35783-35789	1436.1	0.8	140°E

표 5. 소련 기상위성 METEOR-1

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
METEOR 1- 1	69. 3.26	590-630	96.9	81.2
METEOR 1- 2	69.10. 6	572-613	96.5	81.2
METEOR 1- 3	70. 3.17	83.11.18 낙하		
METEOR 1- 4	70. 4.27	586-646	97.0	81.2
METEOR 1- 5	70. 6.23	819-877	101.9	81.2
METEOR 1- 6	70.10.15	564-574	96.1	81.2
METEOR 1- 7	71. 1.20	585-603	96.6	81.2
METEOR 1- 8	71. 4.17	513-538	95.1	81.2
METEOR 1- 9	71. 7.16	540-551	95.6	81.2
METEOR 1-10	71.12.29	836-919	102.5	81.3
METEOR 1-11	72. 3.30	857-882	102.4	81.2
METEOR 1-12	72. 6.30	879-896	102.7	81.2
METEOR 1-13	72.10.26	856-883	102.4	81.2
METEOR 1-14	73. 3.20	863-883	102.4	81.3
METEOR 1-15	73. 5.29	843-888	102.3	81.2
METEOR 1-16	74. 3. 5	825-882	102.0	81.2
METEOR 1-17	74. 4.24	855-885	102.4	81.2
METEOR 1-18	74. 7. 9	885-911	103.0	81.2
METEOR 1-19	74.10.28	832-899	102.3	81.2
METEOR 1-20	74.12.17	838-883	102.2	81.2
METEOR 1-21	75. 4. 1	853-887	102.4	81.2
METEOR 1-22	75. 9.18	796-923	102.1	81.3
METEOR 1-23	75.12.25	841-883	102.2	81.3
METEOR 1-24	76. 4. 7	835-881	102.1	81.3
METEOR 1-25	76. 5.15	827-888	102.1	81.3
METEOR 1-26	76.10.15	847-884	102.3	81.3
METEOR 1-27	77. 4. 5	847-890	102.3	81.3
METEOR 1-28	77. 6.29	537-588	95.9	97.4
METEOR 1-29	79. 1.25	580-645	97.0	97.6
METEOR 1-30	80. 6.18	541-598	96.1	97.7

표 6. 소련 기상위성 METEOR-2

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (<i>km</i>)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
METEOR 2- 1	75. 7.11	849-881	102. ^{III} 3	81.°3
METEOR 2- 2	77. 1. 6	881-895	102.8	81.3
METEOR 2- 3	77.12.14	844-885	102.2	81.2
METEOR 2- 4	79. 3. 1	842-875	102.1	81.2
METEOR 2- 5	79.10.31	865-881	102.4	81.2
METEOR 2- 6	80. 9. 6	836-891	102.2	81.2
METEOR 2- 7	81. 5.14	847-886	102.3	81.3
METEOR 2- 8	82. 3.25	937-957	104.0	82.5
METEOR 2- 9	82.12.14	807-886	101.9	81.2
METEOR 2-10	83.10.28	747-885	101.2	81.2
METEOR 2-11	84. 7. 5	937-959	104.0	82.5
METEOR 2-12	85. 2. 6	935-958	104.0	82.5
METEOR 2-13	85.12.26	934-958	104.0	82.5
METEOR 2-14	86. 5.17	938-957	104.0	82.5
METEOR 2-15	87. 1. 5	937-959	104.0	82.5
METEOR 2-16	87. 8.18	940-957	104.0	82.6
METEOR 2-17	88. 1.30	833-960	104.0	82.5

표 7. 소련 기상위성 METEOR-3

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
METEOR- Priroda	81. 7.10	611-688	97 ^{III} .9	97.°6
Meteor 3	85.10.24	1179-1207	109.3	82.5

표 8. 미국의 해양위성 SEASAT

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
SEASAT-1	78. 6.27	775-778	108.0	100.4

표 9. 일본의 해양탐사위성 MOS.

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
MOS-1	87. 2.19	907-909	103 ^{III} .2	99.°1

표 10. 미국의 자원탐사위성 LANDSAT.

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
LANDSAT-1	72. 7.23	900-908	103.1	99.0
LANDSAT-2	75. 1.22	901-913	103.1	98.9
LANDSAT-3	78. 3. 5	897-914	103.0	99.13
LANDSAT-4	82. 7.16	678-696	98.5	98.3
LANDSAT-5	84. 3. 1	683-698	98.6	98.3

표 11. ESA 의 자원탐사위성 SPOT

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)
SPOT-1	86. 2.22	824-828	101	99

표 12. 통신위성 INTELSAT

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)	정지궤도 위 치
INTELSAT-V F1	81. 5.23	35767-35809	1436.2	0.1	22°W (spare)
INTELSAT-V F2	80.12. 6	35765-35808	1436.1	0.0	24.5°W
INTELSAT-V F3	81.12.15	35773-35800	1436.1	0.1	24.5°W
INTELSAT-V F4	82. 3. 5	35773-35804	1436.2	0.1	27°W
INTELSAT-V F5	82. 9.28	35766-35810	1436.2	0.1	IOR
INTELSAT-V F6	83. 5.19	35765-35810	1436.1	0.1	18.5°W
INTELSAT-V F7	83.10.19	35772-35803	1436.1	0.1	60°W
INTELSAT-V F8	84. 3. 5	35774-35800	1436.1	0.1	53°W
INTELSAT-V F9	84. 6. 9	Launch failure			
INTELSAT-V F10	85. 5.22	35773-35803	1436.2	0.1	AOR
INTELSAT-VAF11	85. 6.30	35774-35803	1436.2	0.1	AOR
INTELSAT-VAF12	85. 9.29	35772-35803	1436.1	0.1	IOR

표 13. 일본의 통신위성 CS.

위 성 이 름	발 사 일 자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각 (도)	정지궤도 위 치
CS	77.12.15	36161-36183	1455.9	4.3	150°E
CS-2a	83. 2. 4	35783-35794	1436.2	0.0	132°E
CS-2b	83. 8. 5	35785-35789	1436.1	0.0	136°E

표 14. 일본의 방송위성 BS 위성

위성의 이름	발사일자	고 도 (km)	주 기(분)	궤도경사각(도)	정지궤도위
BS	78. 4. 7	33775-37702	1431.7	4.5	110° E
BS-2a	84. 1.23	35785-35792	1436.2	0.1	110° E
BS-2b	86. 2.12	35774-35802	1436.2	0.0	110° E

표 15. 미국의 측지위성 NAVSTAR

위성의 이름	발사 일자	고 도 (km)	주 기 (분)	궤도경사각(도)
NAVSTAR- 1	78. 2.22	19959-20403	718.0	63.3
NAVSTAR- 2	78. 5.13	19851-20512	718.0	64.6
NAVSTAR- 3	78.10. 7	20071-20293	718.0	64.2
NAVSTAR- 4	78.12.11	20050-20315	718.0	63.3
NAVSTAR- 5	80. 2. 9	19976-20386	717.9	63.8
NAVSTAR- 6	80. 4.26	19867-20497	718.0	64.0
NAVSTAR- 8	83. 7.14	19875-20489	718.0	63.9
NAVSTAR- 9	84. 6.13	20098-20265	718.0	62.7
NAVSTAR-10	84. 9. 8	19952-20411	718.0	63.5
NAVSTAR-11	85.10. 9	19887-20521	718.9	63.5

표 16. 미국의 기상위성 NOAA의 사용전파

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료전송률	비고
HRPT	1.698 GHz 1.702 GHz 1.707 GHz	5 w	Split-phase PSK	665.4 Kbps	
APT	137.5 MHz 137.62 MHz	5 w 5 w	FM	120 line/min	
Beacon or Telemetry	136.77 MHz or 137.77	1 w	Split-phase PSK	8320 bps	
Command	148.56 MHz		Ternary FSK/AM	1000bps	

표 17. 일본의 정지 기상위성 (GMS-3)의 사용전파 (동경 140°의 정지궤도)

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료전송률	비고
Mission기기 가시광선, 적외선 주사방사계 (VISSR) 우주환경모니터 (SEM) 경계기	460MHz (UHF)와 1.6 GHz (S-band)	6 W 20 W			
Telemetry장치	136MHz (VHF)와 1.6GHz (S-band)	8 W	PCM-PSK-PM 및 FM-PM	256 bps	Telemetry 항목은 최대 256
Command장치	148MHz (VHF)와 20GHz (S-band)		PCM-FSK / AM-PM		Command 항목은 약 200

표 18. 소련의 기상위성 Meteor의 사용전파

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료전송률	비 고
APT	137.15 MHz 137.30 MHz 137.40 MHz	5 W	FM	120 line/min	

표 19. 미국의 해양탐사위성 SEASAT의 사용전파

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료송신률	비 고
추적용	2287.5 MHz	1W			
Telemetry	2265.1 MHz	5W			

표 20. 일본의 해양 관측 위성 (MOS)의 사용전파

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료전송률	비 고
관측기기 (Sensor)	8.025-8.400 GHz (가시 근 적외선 방사계, 가시 열 적외선 방사계)	4W	MSK	8 Mbps, 0.8 Mbps	직접송신
	2.200-2.290 GHz (마이크로파 방사계)	0.05W	PSK	2 Kbps	"
Telemetry	2.200-2.290GHz 0.136-0.138GHz	0.05W 1W	실시간 : PM, 재생 : PSK-PM	실시간 : 1024 bps 재생 : 26624 bps	위성→지상국
Command	0.025-2.110GHz 0.148-0.1499GHz	4000W 10000W	FSK	128 bps	지상국→위성

표 21. LANDSAT D의 사용 전파

Sub-system band	구 분		중심주파수	송신 출력	주파수 대역폭	변 조 방 식	자료 전송률	비 고
	전송내용	신호						
광의의 대역	Ku	TM 신호	15 GHz	22W		UQ PSK Mode 2:I, Q channel Mode 3:I channel	84.9 Mbps	위성→TDRS
		MSS 신호				UQ PSK Mode 1:Q channel Mode 3:Q channel	15.06 Mbps	위성→TDRS
		TDRS 추적신호						TDRS→위성
	X	TM 신호	8.2125 GHz	44W	170 MHz	UQ PSK Mode 2:I, Q channel Mode 3:I channel	84.9 Mbps	위성→지상
MSS 신호		UQ PSK Mode 1:Q channel Mode 3:Q channel				15.06 Mbps	위성→지상	
협의의 대역	S	MSS 신호	2265.5 MHz	10W	20MHz	PCM-FM	15.06 Mbps	위성→지상
		Command		—		2000 bps (지상) 1000 bps (TDRS) 125 bps (TDRS)	지상, TDRS →위성	
		Telemetry				8 Kbps	위성→지상	
		Command				2000 bps (지상) 1000 bps (TDRS) 125 bps (TDRS)	위성, TDRS →지상	
GPS	S high gain	Telemetry	2287.5 MHz	5W	3MHz	PCM-PSK	8 Kps	위성→지상
	L	L ₁ L ₂	1575.42 MHz 1226.6 MHz	—	32±7 MHz			NDS→위성

TDRS : 추적 데이터 중계위성 (미국), TM : 주제별 작도기, NDS : 항법 데이터 위성 (미국)
MSS : 다중 스펙트럼 주사 방사계, GPS : 진세계 위치 측정 시스템, PCM : 펄스 부호 변조.

표 22. SPOT 위성의 사용 전파

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료전송률	비고
TM	8.1275 GHz		UQ PSK	84.9 Mbps	
MSS	to 8.2975GHz			15.06 Mbps	

표 23. 정지 통신위성인 INTELSAT-V의 사용 전파

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료전송률	비고
통신용	14/11, 6/4 GHz				12000 전화회선 2 TV channels
Telemetry	2.2025 GHz 5.764 GHz	3.5 W 1 W			

표 24. 일본의 통신위성 (CS-2a, CS-2b)의 사용전파

(동경 132°, 135°의 정지궤도)

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료송신률	비고
transponder	K-band : 6계통 20GHz 대 C-band : 2계통 4GHz 대				일본 본도에 송신 기타 섬을 포함한 일본 지역에 송신
Telemetry 장치	2.2GHz (S-band)와 3.95GHz (C-band)		PCM/ PSK/PM	250bps	64 word / frame
Command 장치	2.2GHz (S-band)와 6.175GHz (S-band)		PCM/FSK/ AM/PM	128bps	Command 용량은 168

표 25. 일본의 방송위성 (BS-2a)의 사용전파 (동경 110°의 정지궤도)

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료송신률	비고
Mission기	12GHz (SMF대)	100 W			2 channel의 color TV
Telemetry 장치	2GHz 와 12GHz	약 1W	DPCM-PSK-PM	512 bps	1024 word
Command장치	2GHz 와 14GHz		PCM-PSK-FM-PM	100 bps	지령 항목은 255
Range 장치	up-link: 2 GHz 와 14 GHz down-link: 2 GHz 와 12 GHz		tone/PM		거리 측정

표 26. 미국의 측지위성 GPS의 사용전파

	송신주파수	송신출력	변조방식	자료전송률	비고
L ₁	1575.42 MHz	약 10 W	PRN, PSK	1.023 Mbps	
L ₂	1227.6 MHz			10.23 Mbps	
S-band	2227.5 MHz				

제 3 절 우주 전파감시

1. 서 론

1957년 인류 최초의 인공위성이 발사된 이후 30여년 동안에 인공위성의 이용 기술은 급격히 발전되어 통신, 방송, 기상, 자원탐사등 여러 분야에서 응용되고 있다. 그러나 이러한 기술 발전의 이면에는 위성의 충돌, 우주환경의 오염, 위성의 낙하, 기존 M/W 링크와의 혼신등 제문제가 야기되고 있다. 특히 대부분의 인공위성은 통신이나 관측에 전파를 사용하며, 위성자체도 전파에 의해 제어되고 또한, 위성자체가 지구를 회전하게 되므로 전파이용이나 규제면에서 지상통신보다 더욱 국제성을 갖게 되고 전파감시 측면에서도 기존의 전파감시와는 큰 차이를 갖는다.

이러한 배경하에서 우주 전파감시라는 개념이 형성되었으며, 대체로 “효율적인 전파이용을 위하여 국제적인 협력하에 실시하는 우주를 무대로한 전파감시”로 정의할 수 있고, 전파의 질 감시는 물론 우주국의 궤도에 관한 정보도 포함된다.

국내에도 중공, 소련, 일본등 주변국가의 통신·방송 위성 전파가 Spillover 되고 있고, 각국의 궤도위성이 선회하고 있으나 아직까지 이에 대한 연구와 본격적인 운용 경험 이 없는 상태이기 때문에 우주전파의 간섭과 억제에 대한 국제규정, 각국의 우주전파감시 동향 및 시스템 구성에 대하여 조사하였다.

2. 우주전파의 간섭과 억제

1) 국제적 결정

WARC-63에서 처음으로 우주통신 업무용 주파수가 분배되었고, WARC-79에서는 RR 제 20 조에서 국제전파감시시스템의 운용에 대하여 규정하고 있고, 특히, 우주 무선업무에 관하여는 부록 21 에서 IFRB 에 대한 각국 주관청의 우주 감시보고양식을 나타내고 있다. 여기에는,

- i) 주파수
 - ii) 전파형식
 - iii) 전계강도 또는 전속밀도
 - iv) 편파의 종류
 - v) 점유 주파수 대역
- 등, 소위 전파의 질에 관한 측정결과 외에,
- vi) 우주국의 궤도에 관한 정보
 - vii) 수신 예정지역에 관한 정보

등을 요청하고 있다. 또 WARC-79에서는 권고 30 에서, 각 주관청에 대하여 전파감시 시설을 갖추도록 요청하고 CCIR 에도 기술적인 요구를 요청하고 있다.

CCIR 에서는 연구그룹 1 에서 스펙트럼 유효 이용과 감시에 대한 연구를 하고 있으나 아직까지 우주감시에 대한 보고서는 거의 전무한 실정이다.

2) 우주전파 간섭모델

전파이용면에서 가장 기본적인 문제는 간섭이다. 그림 1 에 우

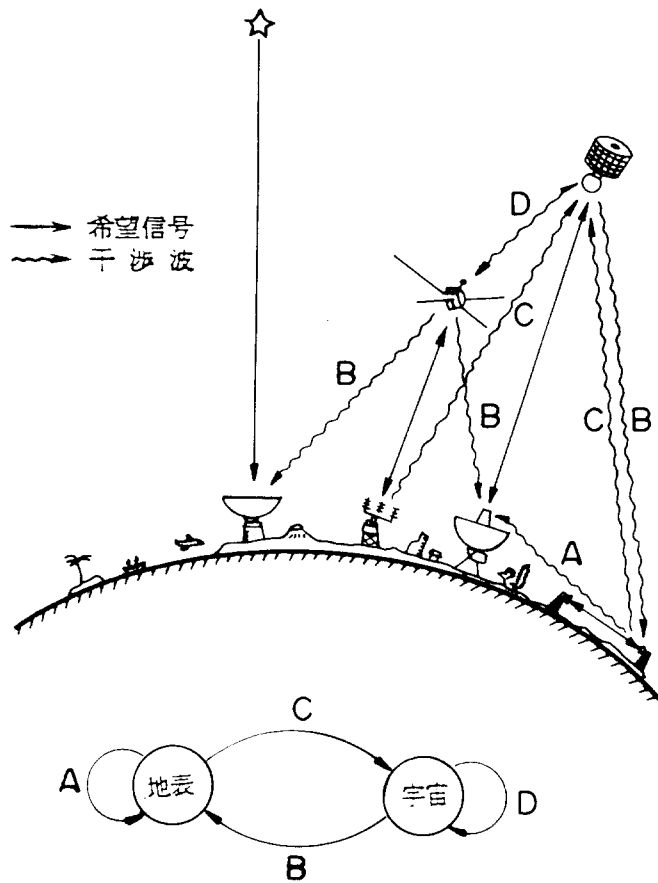


그림 1. 우주 전파 간섭 모델.

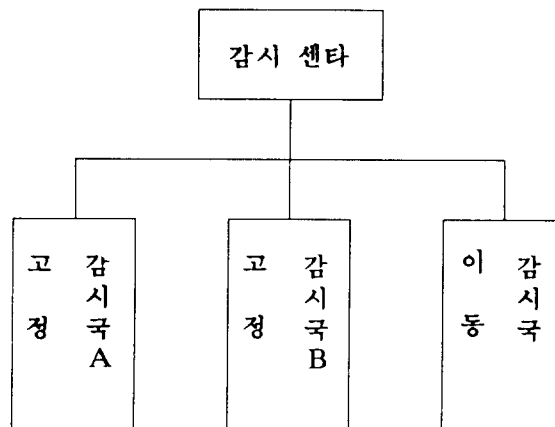


그림 2. 우주 감시 센터

주 무선업무에 관한 간섭모델도를 나타낸다. 이 그림에서 우주 전파감사의 대상으로서 우선, 우주에서 지표로의 간섭 B가 있다. 외국에서도 우선적으로 이 형태의 간섭을 감시하기 위한 시설이 운용되고 있다. 다음에 지표에서 우주로의 간섭 C는 406 MHz대의 위성이용 조난구조 시스템에서 간섭이 보고되어 있다. 이 경우와 같이 인명에 관계되는 신호에 대한 간섭은 중요한 문제이지만 간섭파원의 감시 탐지기술은 아직 확립되어 있지 않는 상태이다. 우주에서 우주로의 간섭 D는 TDRSS 등 앞으로 우주개발의 진전에 따라 중요성이 커질 것으로 예상된다.

3) 간섭억제를 위한 제안

우주국 - 지상국 - 지구국간의 상호간섭을 배제하기 위하여 ITU에서는 복사전력, 안테나의 지향성, 운용조건등을 정하여 제한하고 있다. 이 제한을 표 27에 나타낸다.

지구국과 지상국간에 주파수대를 공용할때 두 국가간에 유해한 혼신이 발생하지 않는 최소한의 거리를 조정거리 (Coordination distance) 라고 하며 다음 식으로 표시된다.

$$L_b = (P_T + G_T + G_R) - F_s - P_R \dots\dots\dots (1)$$

여기서, P_T : 방해국의 송신전력

G_T, G_R : 방해국, 피방해국의 안테나 이득

F_s : Site Shielding 계수

P_R : 수신국에서의 최대 허용 방해파 레벨

이고, 위식의 응용 예는 RR의 부록 28에 예시되어 있다. 한편

정지위성을 이용하는 고정위성 업무에 대한 방해의 제한을 표28에 나타낸다.

3. 각국의 우주 전파감시 동향

미국에서는 1979년 1월에 메릴랜드주에서 실험적으로 우주전파 감시업무를 개시하였다. 직경 5 m의 카세그레인 안테나를 정지위성과 저·중고도 위성감시에 공용하여, 1 - 2 GHz, 2-4 GHz, 4-8 GHz, 8-12 GHz의 4개 밴드를 급전부를 교체하여 수신한다. 수신 대역폭은 27MHz였다가 36 MHz로 확대하였고, 측정장치로는 스펙트럼 아날라이저, 주파수 카운터, TV 영상모니터 장치 등이다.

우주국의 궤도 측정은 별로 중요시 하지 않고 있는데, 이는 미국에서는 군사용의 대규모 우주 추적감시시스템을 갖고 있어 어떤 종류의 우주비행체에 대한 궤도정보라도 수집할 수 있기 때문이다. 이외에도 미국 서부 및 하와이에 고정감시국이 설치되어 있는 것으로 알려져 있다.

서독은 1980년 10월부터 우주 전파감시국을 운용하고 있다. 낮은 주파수 (130-1300 MHz)용의 대수주기어레이 안테나와 고주파수 (1.3-13GHz)용의 직경 12 m 카세그레인 안테나를 갖추고 우주전파감시 전용으로 운용하고 있다. 측정장비는 미국과 거의 같으며 감시 항목은 RR의 부록에서 요청하고 있는 전파의 질에 관한 제 항목이다.

모노펄스 방식에 의하여 우주국을 자동 추적하며 각도 측정이 가능하다. 도플러 주파수 편이도 측정할 수 있어 이 추적 데

이타에 의하여 우주국의 궤도 결정도 가능하다. 또 카세그레인 안테나는 부반사경의 중심부가 주축을 따라 이동할 수 있게 설계되어 안테나빔을 3 배로 확대하여 사전에 취득한 불확실한 궤도정보의 우주국도 포착이 용이하도록 설계되어 있다.

영국에서는 1980 년 12 월에 운용을 개시하였으며, 직경 12.2 m 의 안테나를 사용하여 정지위성만을 대상으로 3-4 GHz 대에서 실험 운용하고 있다.

일본에서 우주성 전파기술심의회에서 79 년부터 3 년에 걸쳐 우주감시기술에 대한 검토가 이루어져 82 년 3 월에 답신이 나왔다. 이 답신에는 우주감시기술의 검토결과와 우주감시국의 구상이 보고되어 있다. 전체적으로는 그림 2 와 같이 우주감시센타와 2 국의 고정감시국 및 1 국 이상의 이동감시국으로 구성하고 있다. 우주감시센타에서는 대형 컴퓨터를 설치하여, 고정 또는 이동 감시국에서 측정한 데이터를 수집, 처리한다.

고정국은 그림 3 과 같이 구성되며, 일본 국내에 적절히 이격시켜 배치하므로서 감시 영역의 분담은 물론 우주국의 효율적인 궤도 측정이 가능토록 하고 있다. 이동 감시국은 그림 4 와 같이 구성되며 주로 우주국에서 발사되는 전파의 강도를 측정한다.

감시대상 우주국은 정지위성과 그 보다 저궤도의 위성이며, 주파수대는 1 GHz 이하, 1-3GHz, 4-6GHz, 7-8GHz, 10-15GHz, 17-23GHz, 27-33 GHz 의 7 개 주파수대를 대상으로 한다. 따라서 사용 안테나는 다주파수대에 걸쳐 공용 가능한 것이 요구되고 있다. 또 궤도위성도 감시하기 위하여 안테나의 지향범위나, 구동각, 속

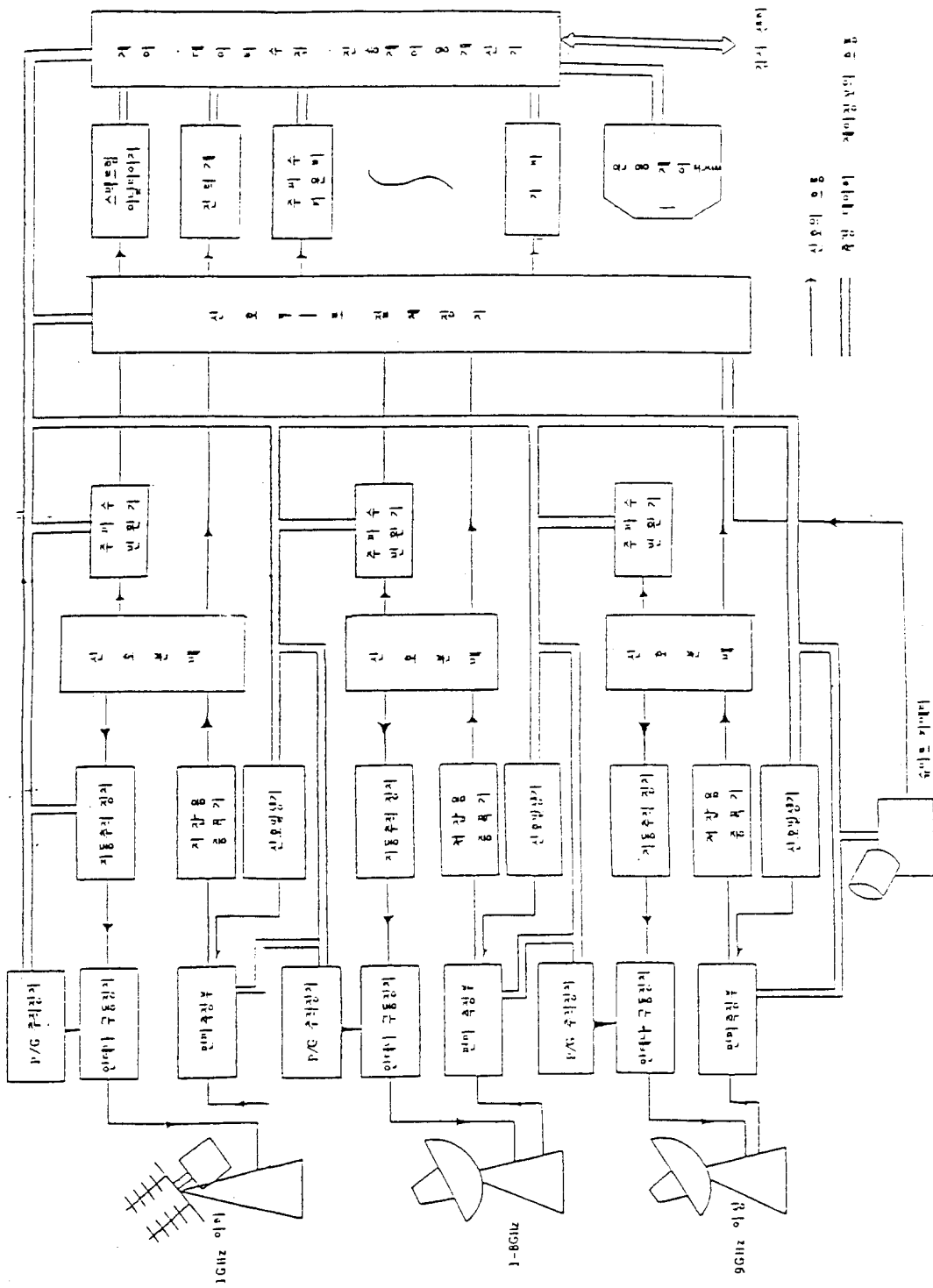


그림 3. 고정형 우주감시국의 구성 예

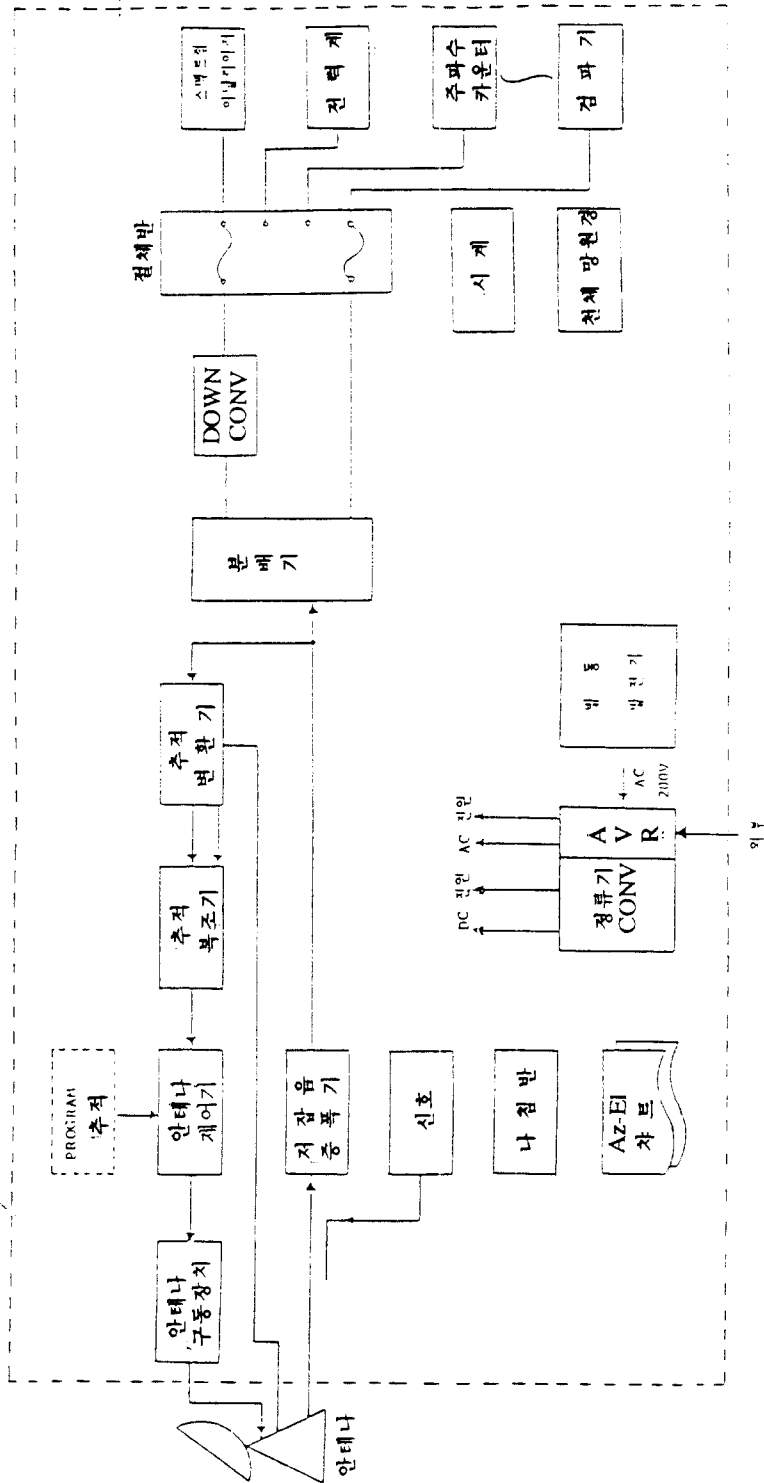


그림 4. 이동형 우주감시국 구성 예

도등도 클것이 요망되고 있다. 감시항목은 주파수, 점유주파수 대폭, 불요 복사의 유무, 전파의 형식, 전속밀도, 편파의 종류등이다.

궤도를 결정하는데는 전파를 이용하는 방법뿐만 아니라 슈미트 카메라에 의한 광학적인 방법에 의하여도 궤도를 측정하도록 고려되고 있으며, 정지위성에 대하여는 ± 0.01 도 이내 궤도위성에 대하여는 1주일 후에도 재포착할 수 있을 정도의 정밀도를 목표로 하고 있다.

4. 결 론

우주전파감시는 아직까지는 주로 위성궤도와 우주전파의 사용을 독점하고 있는 선진제국에서 군사적인 목적을 포함하여 운용, 연구되고 있다. 그러나 향후 위성 이용 기술의 발전과 수요 증가에 따라 인류 공용의 유한 자원인 주파수 스펙트럼 부족과 외국 위성 전파에 의한 Spillover, 간섭 등으로 부터 전파주권을 확보하기 위한 대책이 마련되어야 하며, 이의 일환으로서 주관청인 체신부 전파연구소의 위성추적 수신시스템을 실험적인 우주 전파감시 시스템으로 운용하고 운용경험을 기초로 하여 본격적인 우주 전파감시 시스템이 설계·개발되어야 할 것이다.

27. Major limitations in sharing frequencies of 1 GHz or higher
(Radio Regulations 1982 and CCIR Final Meeting 1981)

Station	Item	Frequency range	Max. allowable value	Antenna angle	Remarks
Terrestrial station	Below direction and e.i.r.p.	Below 1GHz 1-10GHz 10-15GHz Above 15GHz	+55dBw +35dBw * +45dBw No limit	$\Delta > 2$ $\Delta > 1.5$	Δ : Angle between geostationary satellite direction and antenna beam direction. * : Applicable to new stations except the case where the value of Δ is small.
	Antenna input power	1-10GHz Above 10GHz	+13dBw +10dBw		Maximum Value
Earth Station	E.i.r.p. near horizon	1-15GHz	+40dBw/4KHz (+40+30)dBw/4KHz	$\theta \leq 0^\circ$ $0^\circ < \theta \leq 5^\circ$	θ : Elevation angle In case other Administration is outside coordination area, up to 10dB can be added. (Fix.-Sat.) Up to 15dB can be added for deep space-res. No limit if $\theta > 5^\circ$
		Above 15GHz	+64dBw/1MHz (+64+30)dBw/1MHz	$\theta \leq 0^\circ$ $0^\circ \leq \theta \leq 5^\circ$	
	Minimum antenna elevation angle			3°	Exception : 5° (Space-Res) 10° (Deep Space-Res)
	Maximum allowable side radiation	6GHz	(35-25log ϕ)dBw/4KHz -7dBw/4KHz	$2.5^\circ \leq \phi < 48^\circ$ $48^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$	ϕ : Angle from antenna beam direction (CCIR Rec. 524) Applicable to transmission of Fix.-Sat. to protect geostationary orbit in 3° width.

Station	Item	Frequency range	Max. allowable value			Antenna angle	Remarks
Space Station	Minimum allowable power flux density at earth's surface	1.67-1.7GHz	-133dBw/m ² /1.5MHz				Earth Explo-Sat. (Meteoro-Sat.)
			$\begin{aligned} & \text{AdBw/m}^2/4\text{KHz} \\ & (A+B \frac{\theta-5}{2})\text{dBw/m}^2/4\text{KHz} \\ & \text{CdBw/m}^2/4\text{KHz} \end{aligned}$			$0^\circ < \theta \leq 5^\circ$ $5^\circ < \theta \leq 25^\circ$ $25^\circ < \theta \leq 90^\circ$	θ : Elevation angle
			A	B	C		
		1.525-2.5GHz	-154	1	-144		Meteoro-Sat., Space-Research, Space-Operation
		2.5-2.69GHz	-152	3/2	-137		Fix-Sat., Broadcasting-Sat.
		3.4-7.75GHz	-152	1	-142		Fix-Sat., Space-Research, Meteoro-Sat., Mobile-Sat.
		8.025-11.7GHz	-150	1	-140		Fix-Sat., Space-Sat., Earth Explo-Sat.
		12.2-12.75GHz	-148	1	-138		Fix-Sat.
		17.7-19.7GHz	-115	1	-105		Fix-Sat., Meteoro-Sat., Earth Explo-Sat.
		31.0-40.5GHz	-115	1	-105		Fix-Sat., Mobile-Sat., Space-Operation
	Station-keeping		$\pm 0.1^\circ$				Fix-Sat., Broadcasting-Sat.
			$\pm 0.5^\circ$				Others, experimental
			$\pm 1^\circ$				Space stations publicizing before Jan. 1. 1982 and due to start service before Jan. 1. 1987. Target : ± 0.5
	Pointing accuracy		10% of half power beamwidth or 0.3°				Less than the larger value
	Radiation suspension		Equipment should be provided. If requested, command should be given remotely.				

⌘ 28. Major limitations to interference noise for Fixed-Satellite.
Service in geostationary satellite system. (CCIR 1978)

Concerned Systems	CCIR Recommendations	Interference noise power	Time percentage of any month	Remarks
			Minutes averaged	
Interference Between Geostationary Satellite Networks in the Fixed-Satellite Service	Rec. 466-2 Interference noise (FDM-FM telephony) in hypothetical reference circuit	1,500 pwop : Frequency reuse	More than 20%	1,000 pwop for networks which submitted advanced publication to IFRB before June 1978. Below 10GHZ
		2,000 pwop : non-frequency reuse	10 minutes	
		400 pwop : from another network		
	Rec. 483-1 Interference noise (FM television) in hypothetical reference circuit	1/10 of permissible video noise 4/10 of the above : from another network	More than 1%	
	Rec. 523 Total interference power level (8bit PCM) at the demodulator input	15% : Frequency reuse 20% : non-frequency reuse 4% : from another network of the total noise power level that would give rise to BER of 1 in 10^6	More than 20%	10% for the network which submitted advanced publication to IFRB before June 1978 Below 10GHz values provisional.
			1 minute	

Concerned Systems	CCIR Recommendations	Interference noise power	Time percentage of any month	Remarks
			Minutes averaged	
Interference in a radio-relay system from system in the fixed-satellite service	Rec. 357-3 Interference noise (FDM – FM telephony) in 2,500km hypothetical reference circuit	1,000 pwop	More than 20%	Above 1 GHz
			1 minute	
		50,000 pwop	More than 0.01%	
			1 minute	
Interference in a system in the fixed-satellite service from radio-relay systems	Rec. 356-4 Interference noise (FDM – FM telephony) in hypothetical reference circuit of fixed-satellite service	1,000 pwop	More than 20%	Above 1 GHz
			1 minute	
		50,000 pwop	More than 0.03%	
	Rec. 558 Interfering power (8-bit PCM)	10% of total noise power that would give rise to BER of 1 in 10^6	More than 20%	Values Provisional
			10 minutes	
		BER not to exceed 1 in 10^4	More than 0.03%	
			1 minute	

	안테나		Feed		LNA			1st		2nd		Cable		RX	
	Gain	N.T	Loss	N.T	Gain	N.F	N.T	Loss	N.T	Loss	N.T	Loss	N.T	N.F	N.T
Band 1	36	65	1.75	145	39.0	0.8	58	.	.	8	1537	1.8	149	RF, Tuner & B.W에 따라상이	
2	38	65	1.75	145	15.0 (36)	0.9	67	.	.	8	1537	1.8	149		
3	43	65	0.7	51	53.0	1.2	93	.	.	8	1537	1.8	149		
4	52	65	0.7	51	21.2 (42)	2.5	226	7	1163	8	1537	1.8	149		
5	53	65	0.7	51	44.5	2.5	226	7	1163	8	1537	1.8	149		
Band1차 찬	36	65	16.55	12818											
Band2차 찬	38	65	16.55	12818											

- ()내의 값은 Typical Value
- N.T : Noise Temperature (°K)
- 기타는 dB치

그림 5. RF단의 손실과 이득배분

제 3 장 위성전파 감시용 수신시스템

제 1 절 서 론

위성 전파 감시용 시스템의 중요한 부분으로서 미지의 위성으로 부터 나오는 전파를 감시하고 해석할 수 있는 기능을 가진 시스템을 말한다. 수신 시스템의 기능을 크게 둘로 나눌수 있는데, 첫째는 미지의 위성파 감시 안테나와의 방위각, 고도각에 대한 오차 신호를 발생시키는 기능이다. 두번째 기능은 수신된 미지전파를 복조하는 기능이다. 수신 시스템은 안테나 반사체와 이에 부착되는 Feed부를 안테나 시스템과 실내에 설치되는 복조기(Demodulator)로 구성된다. Feed 부분은 다이폴 안테나, 위치오차 신호를 검출하는 단일펄스 비교기(Monopulse comparator), 위성 신호와 위치오차 신호를 혼합, 변조하는 단일주사 변환기(Monoscan converter), 저잡음 증폭기(Low noise amplifier), 주파수를 낮추는 혼합기(Mixer), 중간주파수 증폭기(IF Amplifier)등으로 구성되어 있으며, 실내에 설치되는 부분은 수신된 신호로부터 정보를 검출해 내는 복조기(Demodulator), 변조된 위치오차 신호를 분해해 내는 역 단일주사 변환기(Demonoscan converter)등으로 이루어져 있다. 본 연구는 위성의 수신된 신호로부터 위치오차를 검출해내는 시스템의 기술적인 특성을 조사하고 NOAA 위성을 추적할 수 있는 시스템의 설계, 운영 및 실험측정을 통한 더 큰

전파 감시 시스템의 가능한 사양범위를 만들 수 있는 기술적인 기본을 준비하는데 목적을 두고 있다.

제 2 절 위성 전파감시용 수신시스템 규격

1. 수신시스템 예산 결정

지상 수신소를 구상할 때 제일 먼저 해야 할 것은 수신하고자 하는 위성의 특성을 조사하고, 이 위성이 보내는 신호를 수신할 수 있는 지상 수신소의 전체 잡음 및 안테나 이득에 대한 정확한 값을 구할 수 있어야 한다. 이 절에서는 이러한 지상 수신소의 수신시스템 예산을 계산하는 일반적인 방법을 설명한다.

인공위성 송신안테나의 송신 전력을 P_t dBm, 송신 안테나의 이득을 G_t dB 라고 하면 EIRP(Effective Isotropic Radiated Power)는 $P_t + G_t$ dBm 이다. 이러한 크기의 신호가 위성으로부터 지상의 수신 안테나까지 도달할 때 생기는 자유공간 경로 손실 L 은 [1]

$$\begin{aligned} L &= 10 \log \frac{(P_t G_t)}{(P_r G_r)} \\ &= 20 \log \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right) \\ &= 20 \log \left(\frac{4 \pi \times 10^4}{4} \right) + 20 \log R + 20 \log f \\ &= 92.5 + 20 \log R + 20 \log f \end{aligned}$$

이며, 단위는 dB이다. P_r , G_r 은 수신 안테나의 전력 및 이득을

나타내며, R 은 위성과 수신 안테나 사이의 거리이며, f 는 신호의 주파수로서 그 단위는 각각 Km, GHz 이다. 그러나 이러한 경로손실 외에도 날씨가 나빠지므로해서 예를들면, 눈, 비, 안개 등이 있을 경우에는 여기에 -0.4 dB 의 손실이 더 생긴다고 볼 수 있다.

[1] 그러므로 지상의 수신 안테나의 이득을 $G_A\text{ dB}$ 라 하면 전체 수신 전력은 $P_t + G_t - L - 0.4 + G_A\text{ dBm}$ 이 된다.

한편 실제 신호를 복조하기 위해 필요한 시스템의 margin을 $M\text{ dB}$ 정도로하고, error의 확률이 10^{-6} 보다 매우 작기 위해서 E_b/N_0 (Energy of bit-to-noise density ratio)가 10.5 dB 이므로 [1] 필요한 수신 전력은

$$P_t + G_t - L - 0.4 + G_A - M - 10.5\text{ dB} \dots\dots\dots (3)$$

이어야 한다. 한편 신호의 Bit-rate를 $BR\text{ bits/sec}$ 이라하면 필요한 Noise spectral density(NSD)는

$$P_t + G_t - L - 0.4 + G_A - M - 10.5 - 10\log BR\text{ dBm/Hz} \dots\dots (4)$$

이다.

그러므로 이러한 NSD를 얻기 위한 시스템의 잡음 온도 T 는

$$T = 10^{\left(\frac{198.6 + \text{NSD}}{10}\right)} \dots\dots\dots (5)$$

이다. 그러므로

$$G/T = G_A - T [\text{dB}] \dots\dots\dots (6)$$

이다.

이것을 표로 나타내면 표 29 과 같다. 이제 위의 잡음 온도 T 와 이득을 갖는 수신시스템을 실제로 제작하려고 할때, 각 부분이 가져야 할 잡음지수와 이득에 대해 조사를 해 보자. 지상의 수신 시스템의 구성도 및 이때 각 부분의 이득 및 잡음 온도를 그림 6 에 함께 나타내었다.

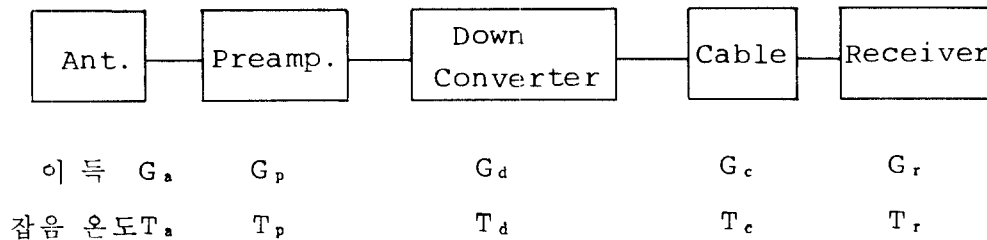


그림 6. 수신시스템 구성도 및 이득과 잡음온도

전체 시스템의 이득 G , 전체 시스템의 잡음온도 T_{sys} 는 그림 6 에서

$$G = G_a + G_p + G_d - G_c \text{ [dB]} \dots\dots\dots (7)$$

$$T_{sys} = T_a + T_p + \frac{T_d}{G_{pr}} + \frac{T_c}{G_{pr}G_{dr}} + \frac{T_r}{G_{pr}G_{dr}G_{cr}} \dots\dots\dots (8)$$

으로 쓸 수 있다. 여기서 $G_{pr} = 10^{\frac{G_p}{10}}$, $G_{dr} = 10^{\frac{G_d}{10}}$, $G_{cr} = 10^{\frac{G_c}{10}}$ 이며, 케이블과 같은 손실체의 잡음 온도 T 를 구하는 공식은 다음과 같다.

$$T = T_o (1 - \alpha) \dots\dots\dots (9)$$

표 29. system noise temperature

parameter	unit	value
송신 전력	dBm	P_t
송신안테나 이득	dBm	G_t
EIRP	dBm	$P_t + G_t$
자유공간 경로 손실	dB	L
Fading 및 Rain	dB	-0.4
수신안테나 이득	dBi	G_A
전체 수신전력	dBm	$P_t + G_t + L - 0.4 + G_A$
시스템 Margin	dB	M
요구되는 E_b / N_o	dB	-10.5
유효 수신 전력	dB	$P_t + G_t + L - 10.9 + G_A - M$
Bit Rate	dB-Hz	$10\log BR$
* NSD	dBm/Hz	$P_t + G_t + L - 10.9 + G_A - M - 10\log BR$
Noise Temperature	$^{\circ}K$	$10^{\frac{198.6 + NSD}{10}}$
G/T	dB	$G_A - (198.6 + NSD)$

* NSD : Noise Spectral Density

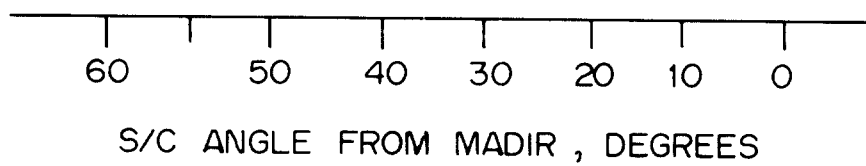
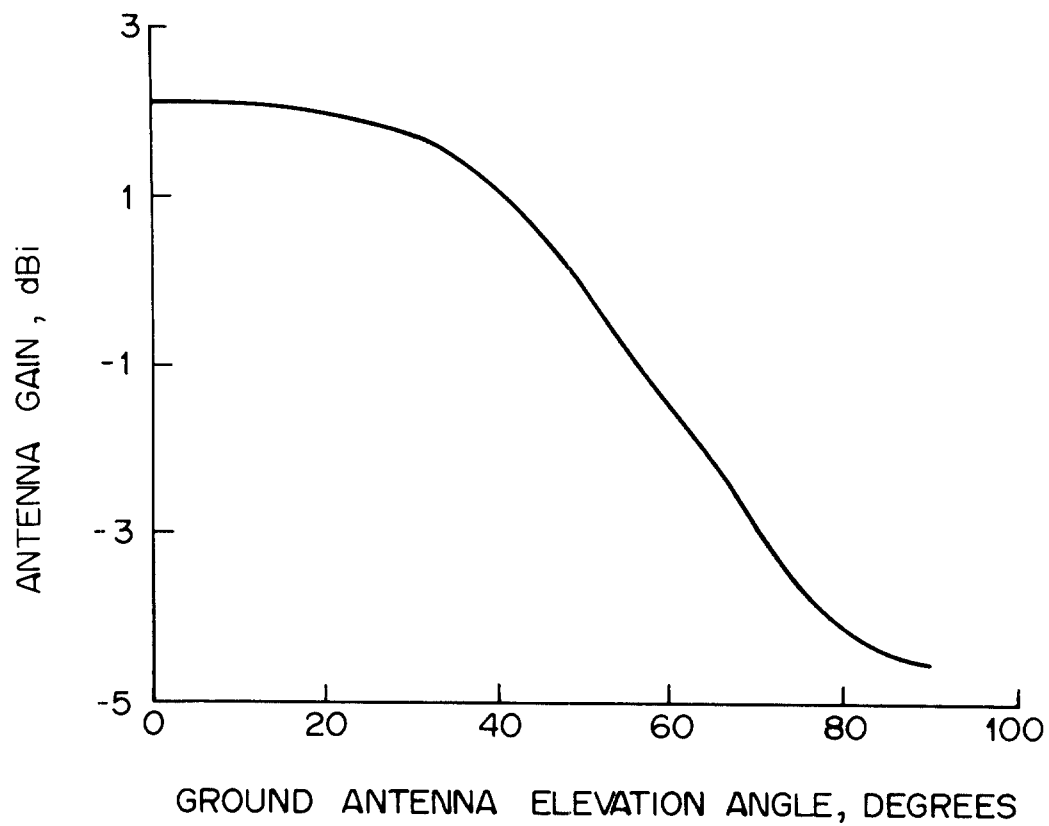


그림 7. S-Band 안테나 이득

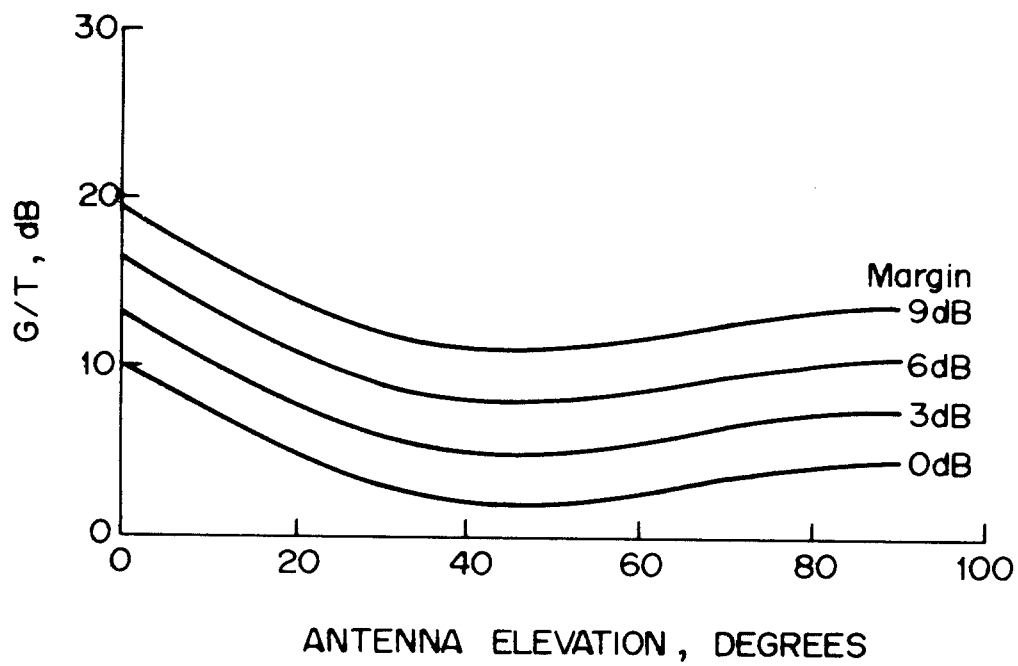
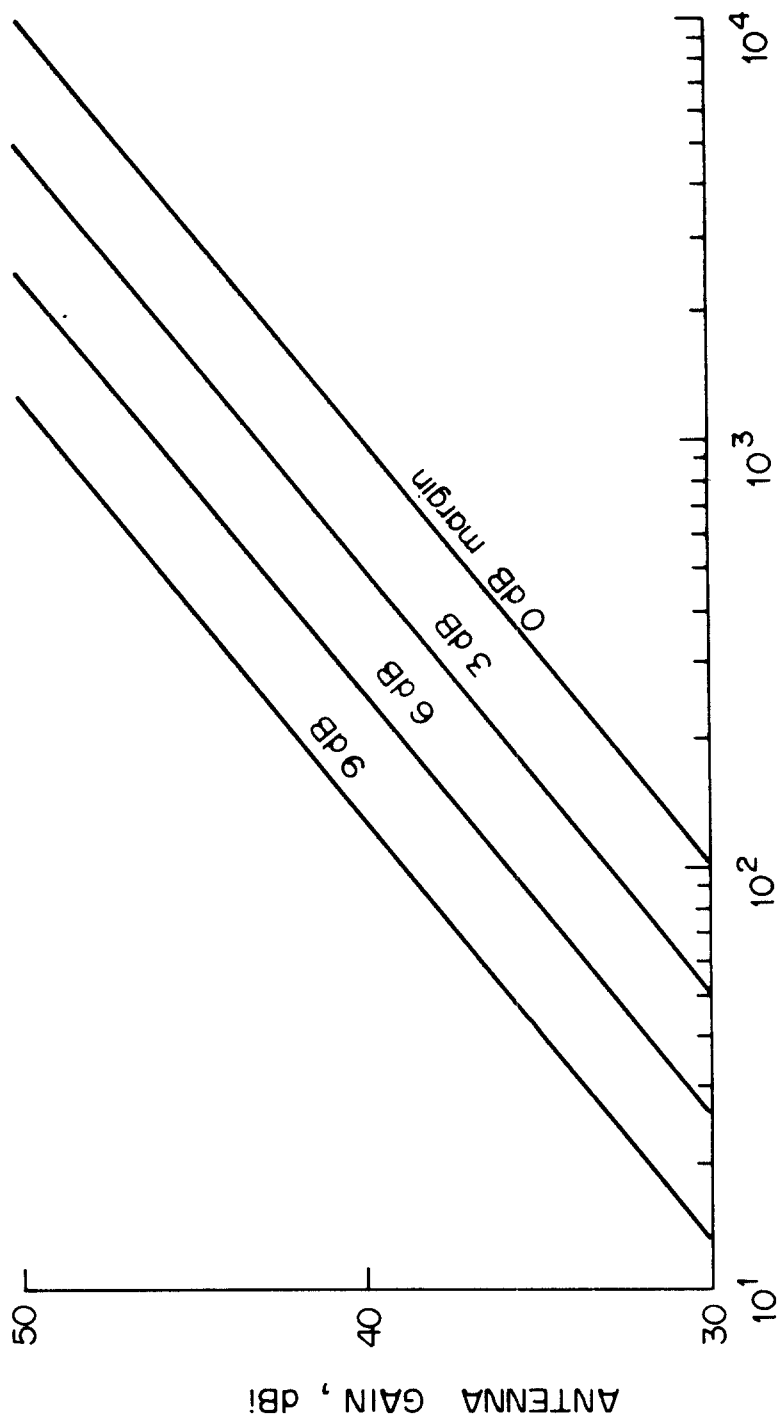


그림 8. S-Band G/T bit rate - 0.66 Mbps



SYSTEM NOISE TEMPERATURE, DEGREES KELVIN

그림 9. S-Band, bit rate - 0.66 Mbps 1 degree elevation

여기서 T_0 는 기준 온도로써 보통 290°K 를 사용하며, α 는 dB로 표시된 손실로부터 구할 수 있다.

그림 8은 Bit-rate가 0.66 Mbps일때 Margin과 안테나의 고도각에 따른 G/T 를 나타내었다. 안테나의 고도각에 따라 안테나의 이득이 그림 7처럼 변하기 때문에 그림 7과 같은 그림을 얻을 수 있다. 그림 9는 지상의 수신 시스템의 잡음온도와 Margin에 따른 안테나 이득을 그려 보았다.

2. Landsat 위성의 전력 예산

앞절의 계산방식에 따라 Landsat 위성의 신호를 수신하기 위한 지상수신소의 사양을 조사하여 보자. S-band에서의 Landsat 위성의 사양은 표 30과 같다.

표 30. Landsat 위성의 사양

전송내용	중심주파수	송신출력	주파수 대역폭	변조방식	자료전송률
MSS 신호	2265.5MHz	10W	20 MHz	PCM-FM	15.06Mbps

* MSS : 다중 스펙트럼 주사 복사계

송신 안테나의 송신전력은 10W, 즉 $10 \log(10 \times 1000) = 40 \text{ dBm}$ 이므로 $\text{EIRP} = 40 \text{ dBm}$ 이며, 지상까지의 거리가 약 700 Km이므로 자유공간 경로 손실 L 은

$$L = 32.44 + 20 \log(700 \times 2265.5) = 96.4 \text{ dB} \dots\dots\dots (10)$$

이며 직경이 $D[m]$ 인 접시형 반사체 안테나의 안테나 feed의

효율이 55% 일때 안테나 이득 G_A 는

$$G_A = 10 \log (60.7 \times (fD)^2) \text{ dB}$$

이다. 여기서 f 는 주파수 [GHz] 이다. 따라서 수신 신호 전력은 $-136.5 + G_A$ dBm 이다. 요구되는 마아진을 M 이라고 하고, E_b/N_0 을 10.5 dB 라 하면 원하는 수신 전력은 $-136.5 + G_A - M - 10.5$ dB 이다. 한편 bit-rate BW 는 15.06 Mbps 이므로 $10 \log 15.06 \times 10^6 = 71.8$ dB 이고 따라서 $NSD = -136.5 + G_A - M - 10.5 - 71.8 = 218.8 + G_A - M$ dBm/Hz 이다. 따라서 잡음 온도 T 는 $T = 10^{(198.6 + NSD)/10}$ 이며 $G/T = G_A - (198.6 + NSD)$ 이다.

제 3 절 점시형 반사체 안테나

안테나의 이득은 등방성 안테나의 전력밀도에 대한 실제 안테나의 전력밀도의 비율 나타낸다.

$$S = \frac{P_0}{4\pi R^2}, \quad P_0 : \text{input power}, \quad R : \text{distance} \dots\dots\dots (11)$$

따라서 점시형 반사체 안테나의 전력밀도는 다음과 같이 나타낸다.

$$S = \frac{P_0 g}{4\pi R^2}, \quad g : \text{이득} \dots\dots\dots (12)$$

이득 g 는 다음과 같다.

$$g = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \dots\dots\dots (13)$$

표 31 . 시스템 예산

	NOAA	GMS		LANDSAT
1) Type of transmission signal	HRPT	HR-FAX	LR-FAX	MSS
2) IF Bandwidth [MHz]	3	1	0.3	20
3) EIRP [dBm] (worst case)	36.8	54.4		40
4) Distance [km]	1350	35,788		700
5) Frequency [MHz]	1707.0	1687.1	1691.0	2265.5
6) Path Loss [dB]	159.8	188.1		156.5
7) Power to Receiving Antenna [dBm] ; 3) - 6)	-123	-133.7		-116.5
8) Recovered Power [dBm] ; 7) + Antenna Gain(G_A)	-123 + G_A	-133.7+ G_A		-116.5 + G_A
9) Minimum Discernible Signal (MDS) [dBm]	-109.2 +NF	-114.0 +NF	-119.2 +NF	-100.9 +NF
10) SNR [dBm] ; 8) - 9)	-13.8+ G_A -NF	-19.7+ G_A -NF	-14.5+ G_A -NF	-15.6+ G_A -NF
11) SNR > 12 [dB] (GMS) SNR > 15 [dB] (NOAA)	NF<G- 28.8	NF<G- 31.7	NF<G- 26.5	NF<G- 30.6

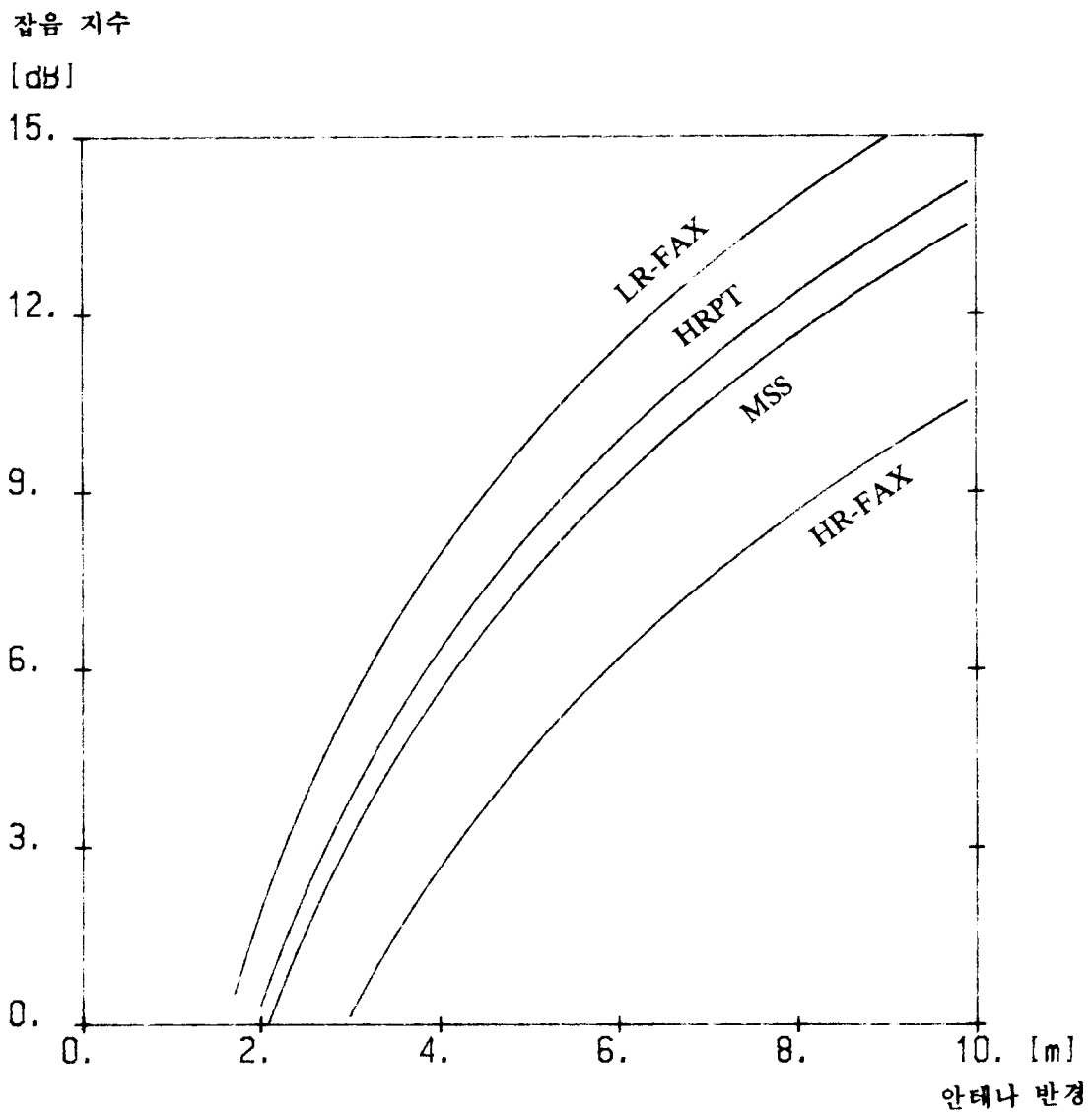


그림 10. 수신 시스템에서의 안테나 크기와 잡음 지수

여기에서 A 는 개구면의 면적 (aperture area)이며, $A = \pi(D/2)^2$ 이다. 그러므로 $g = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \eta_a$ 이다. 여기에서 D 는 안테나의 직경이고 η_a 는 안테나 효율이다. 일반적으로 접시형 반사체 안테나는 효율이 55%이다. 표 31은 몇종류의 위성의 신호를 수신할 수 있는 수신시스템의 잡음지수와 안테나 이득을 나타낸 표이다. 이 표를 기초로하여 각 위성을 수신 가능하게 하는 안테나 크기와 수신시스템의 잡음지수와 관계를 그림 10에 나타내었다.

제 4 절 수신 시스템

1. 수신기 시스템의 개요

본 연구에서 말하는 수신기 시스템이란 위성전파 감시 시스템중 위성으로부터 오는 신호를 받아 들이고, 위성의 위치에 대한 안테나의 위치오차 신호를 발생하여서 각 신호를 처리하고 위치오차 신호에 대한 정보를 안테나 구동장치에 보내는 역할을 하는 부분을 말한다. 수신기 시스템은 위성으로부터 도래하는 미약한 신호를 제일 앞에서 받아 들이기 때문에 수신기 시스템의 잡음지수와 이득이 매우 중요하게 된다. 일반적으로 수신기 시스템의 진단에 저잡음 증폭기를 사용하여 전체 수신기 시스템의 잡음지수를 좋게 하는 방법을 많이 이용한다. 하지만 초고주파 대의 저잡음 증폭기는 제작이 까다롭고 비용이 많이 드는 단점이 있다.

본 연구에서는 위성으로부터 신호를 수신할 뿐만 아니라 위성과 안테나의 위치에 대한 방위각 및 고도각 오차신호를 미약한

초고주파 신호로부터 검출하여야 하므로 3 개의 저잡음 증폭기를 사용하여 하나 단일 주사 변환 방식을 사용하여 하나의 저잡음 증폭기만으로 3 가지 신호를 처리하도록 하였다. 단일 주사 변환 방식이란 3 개의 신호중 하나의 신호를 기준으로 삼고 다른 2 개의 신호를 시간분할하여 교대로 기준신호에 더하거나 빼는 방식이다. 즉 처음 일정시간 동안에는 기준 신호에 어느 한 신호를 더하고 다음 일정시간 동안에는 다른 신호를 더한다. 그리고 그 다음 일정시간 동안에는 기준 신호에 처음 더했던 신호를 빼는 동작을 하고 다시 다음 일정시간 동안에는 두번째 더했던 신호를 빼는 작업을 하는 것이다. 이러한 동작을 주기적으로 계속하면 3 개의 신호는 한 신호에 대해 나머지 2 개의 신호가 시간 분할하여 진폭 변조한 것처럼 보인다. 이 신호를 분리할때는, 일정한 시간을 건너뛰면서 하나의 신호에 다른 신호가 교대로 더해지고 빼진 것이므로 기준신호는 더해진 신호와 빼진 신호의 중간 값으로 그 정보를 가지고 있게 되어서 기준신호를 분리해낼 수 있게되고 일정시간을 간격으로 교대로 신호를 분리해내면 나머지 2 개의 신호도 분리할 수 있다. 실제 회로에 대해서는 나중에 언급하기로 한다. 그림 11 에 전체 수신기 시스템의 블록 다이어그램 (block diagram) 을 나타내었다.

그림 11 에서 Feed는 접시형 반사체에 부착되는 것으로 안테나는 5 개로 구성되었다. 그중 하나는 위성으로부터 도래하는 신호를 수신하기 위한 것 (sum으로 표시되어 있는것) 이고 나머지 4 개의 안테나는 2 개씩 조를 이루어 한조는 위성의 방위각 (Azim-

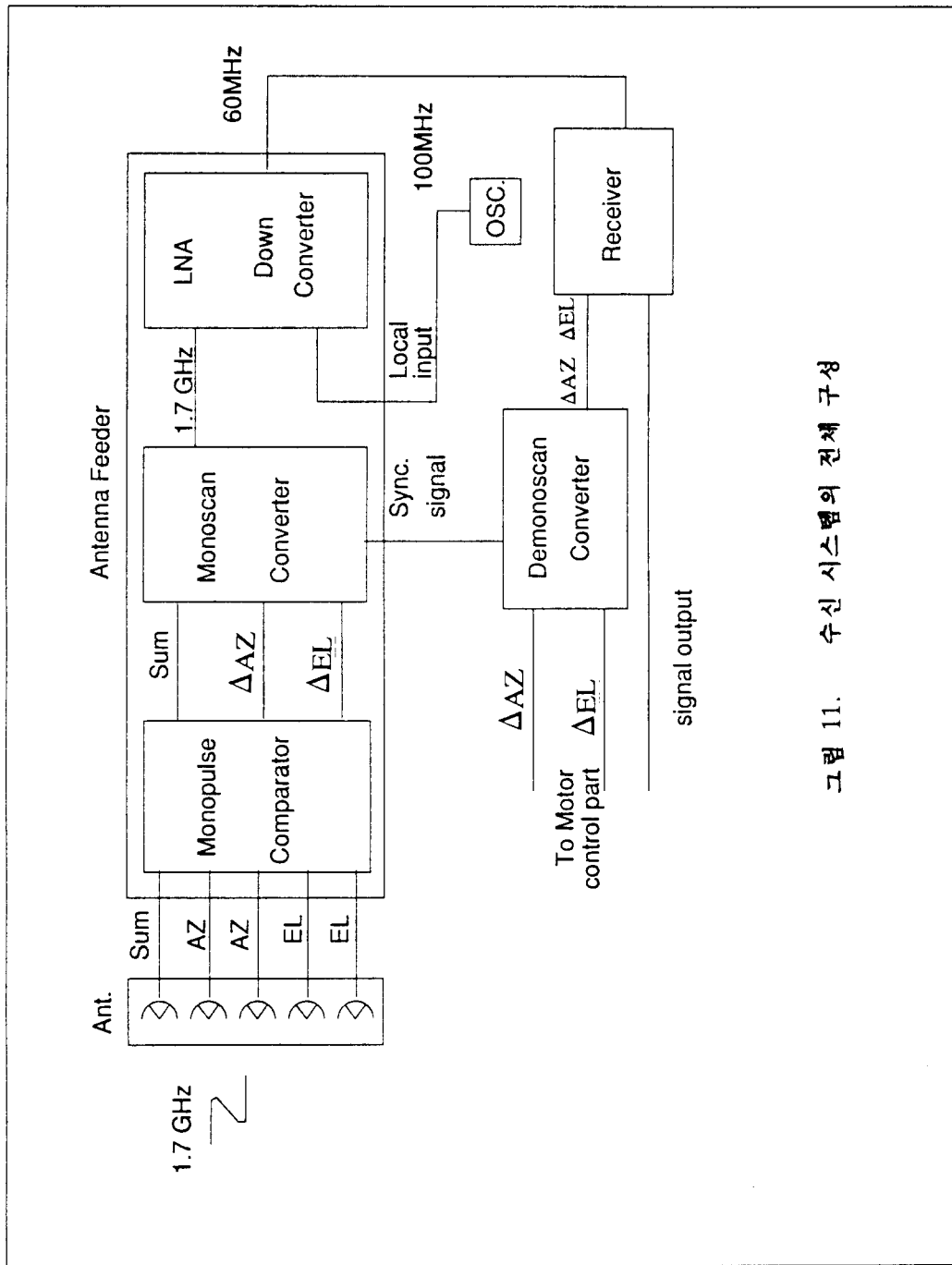


그림 11. 수신 시스템의 전체 구성

uth), 다른 한 조는 위성의 고도각 (Elevation) 을 검출하는 데 쓰인다. 그리고 각기 5 개의 안테나로부터 들어오는 신호는 단일 펄스 비교기 (Mono pulse comparator) 로 공급되어 진다.

단일 펄스 비교기에서는 합신호 (sum), 즉 위성으로부터 받아들인 신호는 그대로 출력으로 보내고, 2 개의 안테나로부터 들어온 방위각 정보로부터 위성에 대한 안테나 방위각 오차신호 (ΔAZ) 를 발생하며, 다른 2 개의 안테나로부터 들어온 고도각 정보에 대해서 고도각 오차신호 (ΔEL) 를 발생한다.

단일 펄스 비교기로부터 나오는 3 개의 신호, 즉 합신호, 방위각 오차신호 및 고도각 오차신호는 단일 주사 변환기 (Mono scan converter) 의 입력으로 주어진다. 단일 주사 변환기는 3 개의 입력신호를 적절하게 변조하고 혼합하여 하나의 신호로 만들어 출력으로 내보내게 된다.

단일 주사 변환기에서 나온 출력은 저잡음 증폭기와 주파수 변환기 (LNA and Down converter) 를 거쳐 중간주파수로 바뀌어져서 Feed로부터 실험실에 있는 수신기 (Receiver) 로 공급된다. 주파수 변환기에 사용될 국부 발진 주파수는 주파수의 안정도와 주파수 변환의 용이함을 위해, 실험실에 설치된 100MHz 대의 발진기로부터 공급되어진다. 이렇게 보내진 100 MHz 대의 신호는 주파수 변환기내에서 주파수 체배되어서 1.647 GHz 주파수로 되어진 다음 사용된다.

1.7 GHz 대의 신호를 혼합기에서 60MHz 대로 낮추어 수신기로 들어간다. 수신기에서 주파수를 20MHz 로 낮추고 합신호를 분리해서 복

조한 다음 출력으로 보낸다. 그리고 합 신호가 제거되어진 고도각 오차 신호와 방위각 오차 신호의 혼합 신호를 저주파 신호로 바꾸어서 역 단일주사 변환기 (Demono scan converter) 로 공급한다.

역 단일주사 변환기에 들어온 신호는 방위각 오차 신호와 고도각 오차 신호로 분리되어서 각 해당 오차 신호에 상응하는 직류 전압을 발생하여, 안테나 구동을 위한 전동기 제어부로 보내진다. 단일주사 변환기와 역 단일주사 변환기를 사용하면 단일펄스 비교기로부터 나오는 3 가지의 출력에 대해 각 출력마다 동일 특성의 3 개의 저잡음 증폭기와 주파수 변환기를 쓸 필요가 없이 하나의 저잡음 증폭기와 주파수 변환기만 사용하면 되므로 그만큼 경제적이고 Feed 의 무게를 줄일 수 있는 잇점이 있다.

본 연구에서는 복조기를 제외한 나머지 부분을 모두 자체개발 제작하여 사용하였고 복조기는 저주파를 취급하는 부분으로 개발의 의미가 없으므로 시중에 나와있는 제품중의 하나인 Micro-dyne 회사의 제품을 구입하여 사용하였다. 다음에 각 부분에 대해 살펴보기로 한다.

가. Feed 와 Monopulse comparator

위성의 전파를 감시하기 위해서는 먼저 위성으로부터의 신호를 감시하는 기능과 정확한 위성의 위치를 찾아 추적할 수 있도록 하는 레이다 기능이 필요하다. 본 연구에서의 시스템은 모노펄스 추적방식을 채택하고 있으므로 모노펄스 방식의 개념과 기본적인 모노펄스 레이다의 feed 부분을 알아보고 본 연구에 사용한 feed

및 모노펄스 비교기를 설명한다.

ㄱ. 모노펄스 방식의 개념

하나의 펄스로 각도를 측정할 수 있다면 반사되어오는 신호에서 일어날 수 있는 펄스들간의 진폭 변동에 의하여 추적 정확도가 영향을 받지 않을 것이다. 이 단일펄스 시스템에서는 각 안테나 빔에 수신되는 반사펄스의 상대적 위상이나 상대적 진폭을 측정하여 반사신호의 도래각을 얻을 수 있다. 이와같은 추적 기술을 모노펄스 추적 방식이라 한다.

ㄴ. 기본적인 모노펄스 레이더의 feed 부분

모노펄스 방식을 구현하기 위한 feed 부분은 고도각(elevation angle)차와 방위각(azimuth angle) 차 및 합신호를 비교하여 만들어낼 수 있도록 최소 3 개의 안테나 소자가 필요하며 각 안테나 소자가 받아들인 신호로부터 두개의 차신호와 하나의 합신호를 만들어 내는 부분이 필요하다.

기본적인 모노펄스 레이더의 feed로써 4 개의 horn 안테나와 전파 반사경(reflector)으로 구성된다. 그림 12(a)의 feed를 고려하자. 그림 12(b)는 반사경의 축을 중심으로 대칭적으로 일정한 간격을 두고 축점면상에 위치한 horn 안테나들을 반사경의 중심에서 본 것이다. 4 개의 horn 안테나들은 그림 13과 같이 4 개의 빔을 만들어 낸다. 이때 빔들은 다음과 같은 특성을 갖는다.

4 개의 horn 안테나들의 출력이 독립적인 동일한 4 개의 수신기에 각각 연결된다면 입사되는 평면파에 대한 출력들은 수신되는 방향과 빔 패턴에 따라 진폭이 다르다. 각 horn 안테나들의

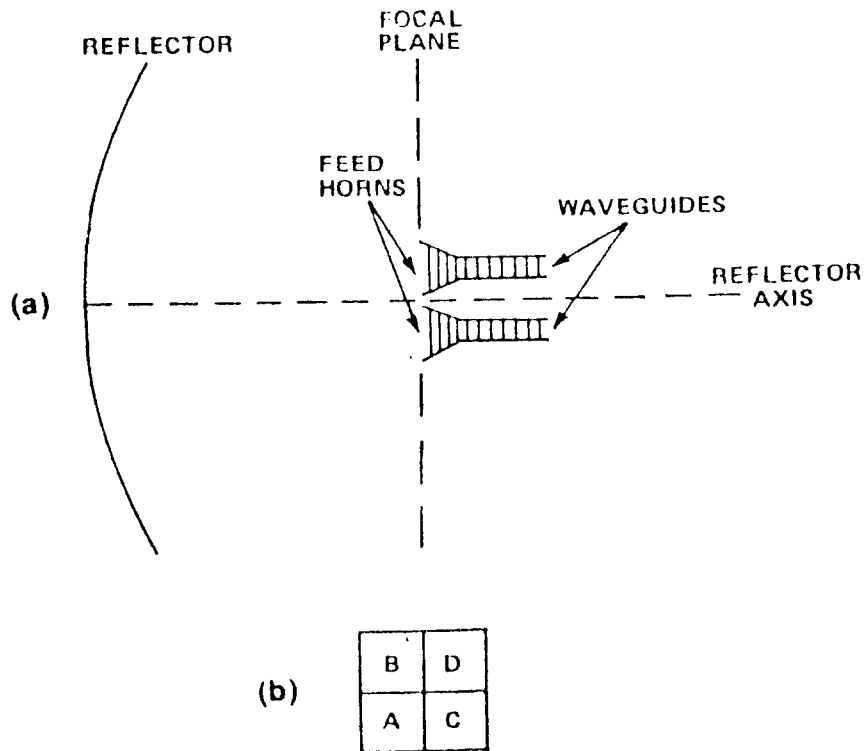


그림 12. 반사체와 feed horns. (a) 측면도; (b) 반사체에서 본 feed horns.

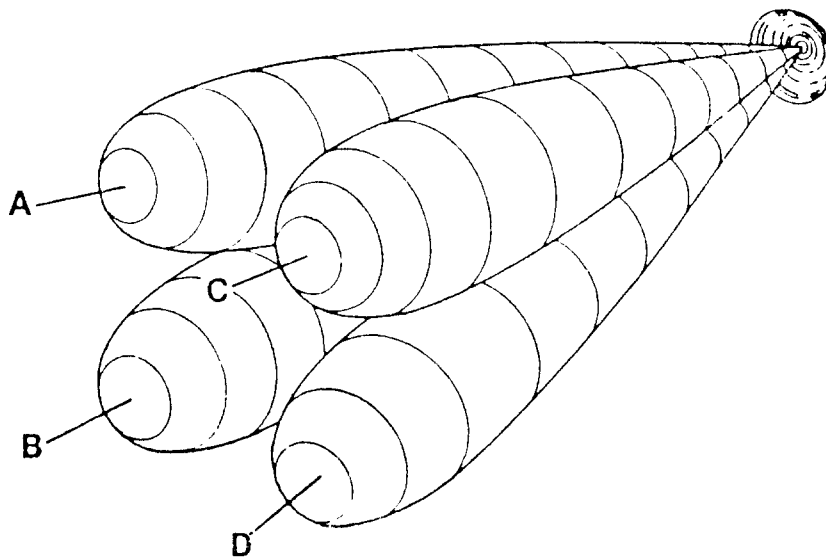


그림 13. 진폭 비교 monopulse에서 기울어진 네개의 빔.

패턴의 교차점들은 전파 반사경의 중심축상에 있다. 이 축상에 있는 목표물만이 4개의 빔으로부터 동일한 진폭들을 얻을 수 있다. 진폭의 비율로부터 축에 대한 목표물의 두 방향 성분을 얻을 수 있다. 두 방향에 대하여 상호 독립적인 비율을 얻기 위하여 3개의 빔이면 충분하지만 대칭적 구조를 설계할 수 있다는 실질적인 이득 때문에 일반적으로 4개의 빔을 사용한다.

4개의 빔의 단면도를 그림 14와 같다고 가정하여 A, B, C, D를 수신파에 해당하는 전압이라고 하자. 수신기의 출력을 비교하기 위해서 4개의 horn 안테나 출력측에는 각각 동일한 수신기가 필요하다. 하지만, 실제 4개의 수신기가 처음에는 동일 이득과 위상으로 조정되어 있다하더라도 시간, 신호레벨, RF, 외부 환경등에 따라 서로의 변화가 동일하지 않을 것이며 정확한 boresight 방향과 목표물의 각도를 알기 힘들다. 그러므로 hybrid junction과 같은 RF 결합 소자들을 이용하여 수신기 앞단에서 horn 안테나 출력들의 합과 차를 구하는 것이 좋다. RF 결합소자는 수동소자이기 때문에 수신기의 능동소자에 비하여 훨씬 변화가 적어서 매우 안정된 null 축을 얻을 수 있다.

합과 차를 수신전압 A, B, C, D로 다음과 같이 표시할 수 있다.

합 (sum)

$$S = \frac{1}{2} (A + B + C + D) \dots\dots\dots (14)$$

방위각차 (Azimuth difference)

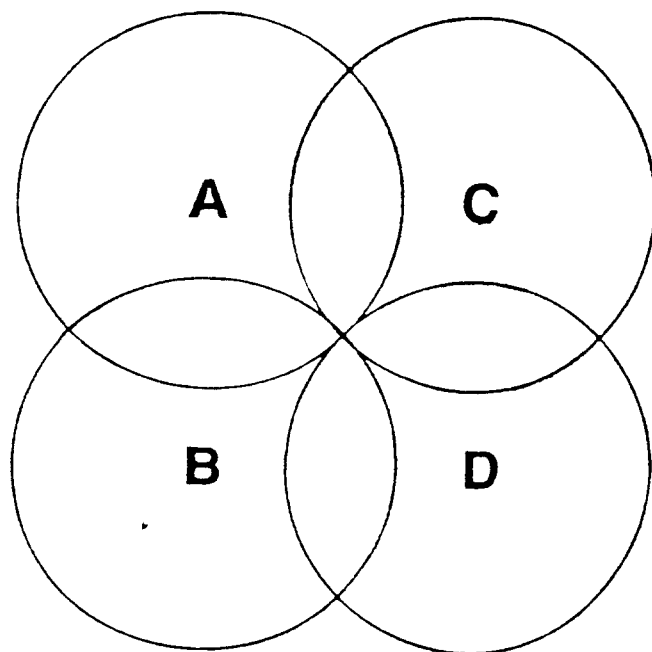


그림 14. 잔폭 비교 monopulse 빔의 단면도.

$$d_{az} = \frac{1}{2} [(C+D) - (A+B)] \dots\dots\dots (15)$$

고도각차 (Elevation difference)

$$d_{ei} = \frac{1}{2} [(A+C) - (B+D)] \dots\dots\dots (16)$$

여기서 $\frac{1}{2}$ 은 결합기의 손실이 없다고 가정할때 전체 입력과 출력 전력이 같아지기 위한 것이다. 여기서 방위각과 고도각은 목표물을 포함하는 기울어진 평면을 기준으로 하므로 일반적인 정의와는 다르다.

ㄷ. 본 연구에서의 feed 부분

이 상에서 언급한 사항들을 포함하며 NOAA 와 같은 L-band 의 위성 전파를 감지할 수 있도록 설계제작된 feed와 모노폴스 비교기를 그림 15에 보인다. prime focus 형태로 설치되어 있는 feed에 수신되는 위성신호를 이용하여 안테나의 boresight를 중심으로 위성이 벗어나 있는 정도를 알 수 있다. 그 위치를 방위각과 고도각 방향으로 표시하기 위해서 한 방향에 2개의 feed씩 모두 4개의 feed들이 서로 직교가 되도록 배열되었다.

그리고 신호 수신용 cavity-backed feed 하나를 합하여 다섯개의 십자형 안테나 소자들을 공통 접지면에 배치한다.

그림 15의 우측 상단에 그 위치를 나타내고 번호를 붙여 놓았다. 이 십자형 안테나 소자들의 바로 뒤에 feed들의 RF component들을 배치한다. 십자형 다이폴들은 다섯개의 90° 하이브리드들에 연결된다. 이 90° 하이브리드는 각각의 선편파를 쌍원편파

십자형

안테나(5) 90° 하이브리드(5)

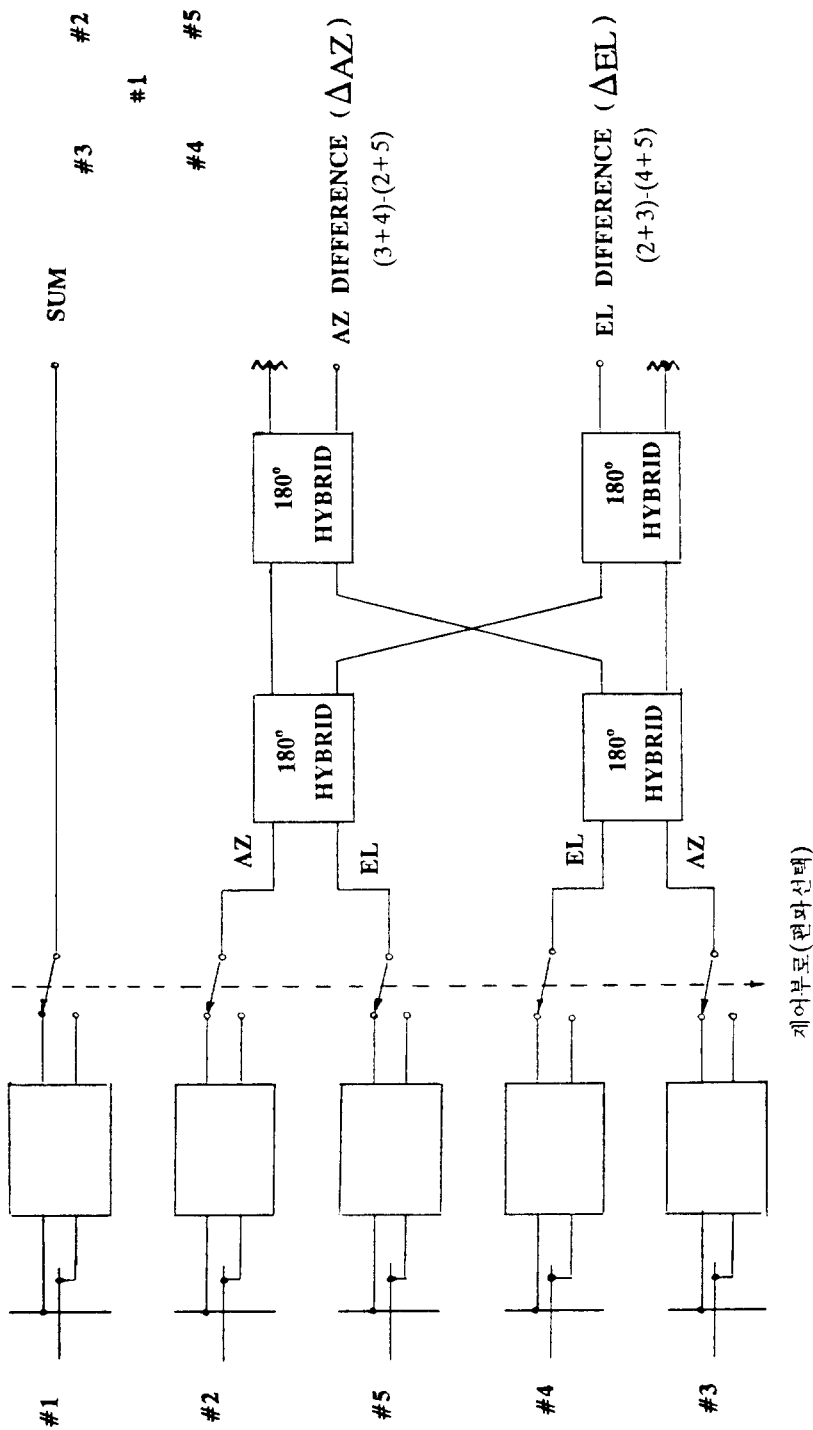


그림 15. MONOPULSE 추적 시스템의 오차 신호 검출부 블럭도

(우선 원편파, 좌선 원편파)로 변환시킨다. 이 하이브리드들 다음에는 RF 스위치가 연결되어 있어서 원격 수신소에서 원하는 편파를 수신할 수 있도록 조작할 수 있다. 그 다음에는 4개의 180° 하이브리드를 포함한 모노펄스 비교기에 의해 방위각과 고도각 방향의 차신호를 얻게 된다.

나. 단일주사 변환기 (Monoscan converter)와 역 단일주사 변환기 (Demonoscan converter)

단일주사 변환기와 역 단일주사 변환기는 모노펄스 비교기를 통과한 합신호 (Σ)와 2가지의 오차신호 (ΔEL 과 ΔAZ)인 RF 신호를 동시에 처리한 다음 수신기 (Receiver)를 통해 나오는 2가지 신호의 합으로부터 다시 EL 오차신호와 AZ 오차신호로 분류해내는 역할을 하는 것이다.

ㄱ. 단일주사 변환기

단일주사 변환기는 모노펄스 비교기를 통과하고 나온 합신호와 오차신호들을 받아서 합신호에 각 오차신호를 진폭 변조시킨 후 출력을 하나의 통로로 내보내주는 역할을 한다. 단일주사 변환기의 블럭도 (Block diagram)는 그림 16에 그려져 있다. 그림 16에서 실제 각 부분의 부품은 다음과 같다. 1과 3은 스위치이고 2는 $180^\circ/0^\circ$ 하이브리드 (Hybrid)이며 4는 방향성 결합기 (directional coupler)이다.

스위치에 들어가는 신호 K_1 과 K_2 는 역 단일주사 변환기에서 만들어져 공급되는 것으로 동기 신호이다. 역 단일주사 변

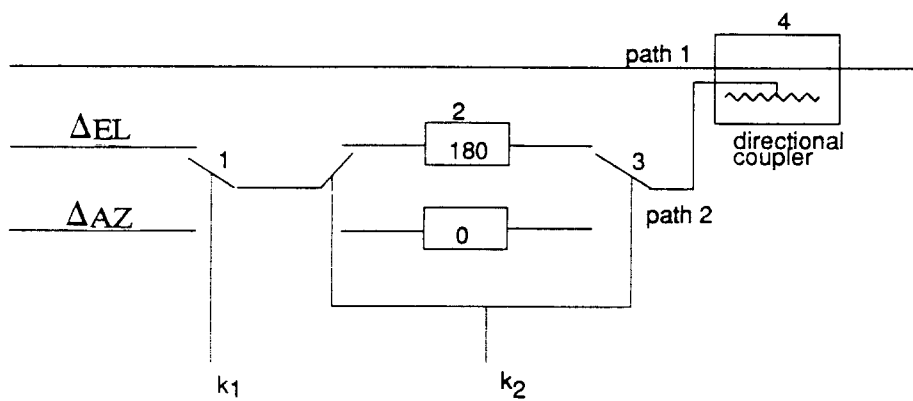


그림 16. 단일 주사 변환기의 개략도

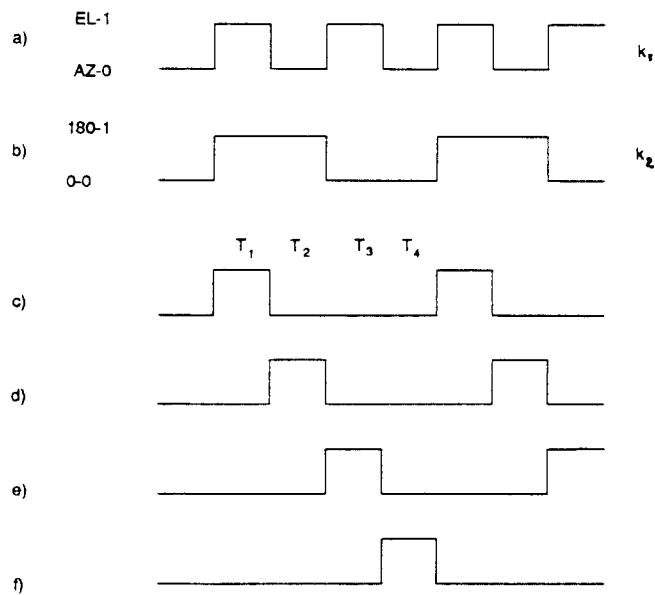


그림 17. Timing Diagram

환기에 대한 설명은 뒤에 상세히 다루도록 하겠다.

K_1 과 K_2 신호의 타이밍 도 (Timing diagram)는 그림 17에 그려져 있다. 그림 17의 (a), (b)는 스위치 K_1 , K_2 의 on/off 상태를 타이밍 도로 표시한 것으로써 EL-1은 K_1 이 high 상태일때 그림 16의 $\triangle EL$ 이 통과하는 것을 의미하며 AZ-0은 K_1 이 low 상태일때 $\triangle AZ$ 가 통과하는 것을 의미한다. 마찬가지로 $180^\circ-1$ 은 K_2 가 high 상태일때 그림 16에서 180° 하이브리드가 방향성 결합기에 연결되는 것을 의미하며, $0^\circ-0$ 은 K_2 가 low 상태일때 0° 하이브리드가 연결되는 것을 의미한다. 그림 17의 (c), (d), (e), (f)에 보였듯이 K_1 과 K_2 가 그림 17의 (a), (b)와 같이 들어올 때 각 시간에 대해 다음과 같은 조합이 이루어진다.

$$T_1 : \triangle EL - 180^\circ$$

$$T_2 : \triangle AZ - 180^\circ$$

$$T_3 : \triangle EL - 0^\circ$$

$$T_4 : \triangle AZ - 0^\circ$$

$\triangle EL$ 과 $\triangle AZ$ 는 항상 입력되는 신호이며 K_1 과 K_2 에 의해 각 시간 T_1 , T_2 , T_3 , T_4 일때 서로 다른 형태의 신호가 출력된다. 그림 17의 통로 2를 통과하는 여러 형태의 오차 신호는 방향성 결합기에서 합신호와 합쳐지게 된다. 합신호는 유용한 빔폭 (beam width)에서는 거의 일정하므로 기준 신호이다. 여기에 오차 신호만큼 기준보다 크기가 커지거나 줄어들어 각 시간에 서로 다른 크기를 갖는 신호가 방향성 결합기의 출력이 된다. 결과적으로

로 합신호에 각 오차신호가 진폭 변조된 출력이 방향성 결합기로부터 얻어지게 된다. 이 출력은 안테나가 목표물을 추적할 수 있는 정보가 된다.

단일주사 변환기의 출력인, 오차를 갖는 RF 신호는 저잡음 증폭기(low noise amplifier)와 주파수 변환기(down converter)를 통과하여 수신기에 입력될 수 있는 신호가 된다. 이 신호가 수신기를 통과하면 신호의 크기에 비례하는 D.C. 전압을 갖는 신호가 된다. 수신기의 출력신호는 역 단일주사 변환기로 입력되어 다시 EL 오차신호와 AZ 오차신호로 각각 분리되어 진다.

ㄴ. 역 단일주사 변환기

역 단일주사 변환기는 단일주사 변환기에 K_1 과 K_2 의 동기신호를 공급하고 이와 동기가 되도록 하여 AZ 오차신호와 EL 오차신호를 다시 분류해 내는 역할을 한다. 역 단일주사 변환기에서 만들어지는 동기 신호는 500 Hz 에서 1200 Hz 상에서 변동하는 신호로써 이는 외부에서 들어오는 잡음에 강하게 하기 위해서이다.

역 단일주사 변환기는 동기신호 발생부, 오차신호 분류부 및 D.C. 오차신호 발생부의 3 개의 PCB(Printed Circuit Board)로 이루어져 있다.

(1) 동기 신호 발생부

동기 신호 발생부는 K_1 , K_2 와 같은 동기신호를 발생시키며 동기신호의 주파수 및 Duty cycle을 원하는 정도로 조정할 수 있도록 되어 있다. 동기신호 발생부의 내부회로는 그림 18에 보였다.

각 부분의 역할을 대략적으로 보면 다음과 같다. U2A와 U

2B는 삼각파 발생기로 주기가 1.12 초가 되는 매우 천천히 변하는 파형을 만들어낸다. U 1A는 동기신호의 주파수 변동폭과 중심 주파수를 결정하는 곳이다. 가변저항 R 3는 offset을 조정하는 것으로 중심주파수를 결정하고 가변저항 R 6는 증폭기의 이득을 조정하는 것으로 주파수의 변동폭을 결정한다. U 3는 timer 555로써 입력이 0 volt일때 1 KHz에서 발진하는 발진기로 쓰여지며 여기에서는 입력신호의 크기에 따라 주파수와 duty cycle을 변화시키는 변조기로 쓰여지고 있다. U 5는 U4A의 출력의 주파수를 각각 $1/2$, $1/4$ 로 분주해 주는 역할을 한다. U 6은 U 7과 동기를 맞추어 주기 위해 넣어준 것이며 U 7은 U 8의 스위치에 의해 신호를 보내기도 하고 끊을 수도 있다. U 9은 각각 $AZ-EL$, $\overline{AZ}-\overline{EL}$, $0^\circ-\overline{180^\circ}$, $\overline{0^\circ}-180^\circ$ 의 4가지 신호를 만들며 U 10은 각각 $\overline{EL}-0^\circ$, $\overline{EL}-180^\circ$, $\overline{AZ}-180^\circ$, $\overline{AZ}-180^\circ$ 을 만든다.

(2) 오차 신호 분류부

오차 신호 분류부는 단일 주사 변환기를 지나면서 섞여진 AZ 오차신호와 EL 오차신호를 동기를 맞추어 각기 분류해내는 역할을 하는 것으로 AZ 오차신호와 EL 오차신호에 원하는 정도의 이득을 줄 수 있도록 되어 있다. 오차신호 분류부의 내부회로는 그림 19에 보였다. U 13은 수신기를 통과해서 들어오는 신호를 선택하는 스위치이고 U 14와 U 16은 이득을 얻기 위한 증폭기이다. U 15A와 U 17은 이득을 조정할 수 있는 이득 조정기로서 동작하고 있다. U 15C는 동기신호 발생부에서 발생하는 동기신호에 맞추어 증폭된 수신기의 출력을 AZ 오차 신호와 EL 오차 신호로 각각

분류해내는 분류기로써 사용되어 진다.

(3) D.C. 오차신호 발생부

D.C. 오차신호 발생부는 수신기의 출력인 구형파 형태를 불연속이 없는 부드러운 선으로 연결된 출력을 구하는 회로이며 이것이 안테나를 구동시키는 정보가 된다. D.C. 오차신호 발생부의 내부회로도 는 그림 20 에 보였다. U 18 과 U 19 는 이득을 얻기 위한 증폭기로 사용되어지며 U 20 A 는 $\overline{EL-180^\circ}$ 와 $\overline{EL-0^\circ}$ 에 따라 신호를 선택하도록 되어 있다. U 21 은 EL 에 대한 오차를 최종적으로 구하는 역할을 한다. U 23 과 U 26 는 이득을 얻기 위한 증폭기로 사용되어지며 U 20 B 는 $\overline{AZ-180^\circ}$ 와 $\overline{AZ-0^\circ}$ 에 따라 신호를 선택하도록 되어 있다. U 27 은 AZ 에 대한 오차를 최종적으로 구하는 역할을 한다.

다. 저장음 증폭기 및 주파수 변환기

저장음 증폭기 및 주파수 변환기는 단일주파수 변환기로부터 나오는 미약한 초고주파 대의 신호를 구별하여 증폭한 후, 중간주파수인 60MHZ 로 변환하여 Feed 의 출력으로 내 보내어서 실험실에 있는 수신기의 입력으로 공급하는 부분이다. 중간 주파수로 변환하는 이유는, 중간 주파수가 초고주파 대의 신호에 비해 취급이 용이하고 선로상의 손실이 적으므로, 안테나로부터 실험실까지의 긴 선로를 통해 공급되더라도 양호한 신호를 얻을 수 있는 잇점이 있기 때문이다.

중간 주파수로 변환하기 위해 필요한 국부 발진주파수는 실

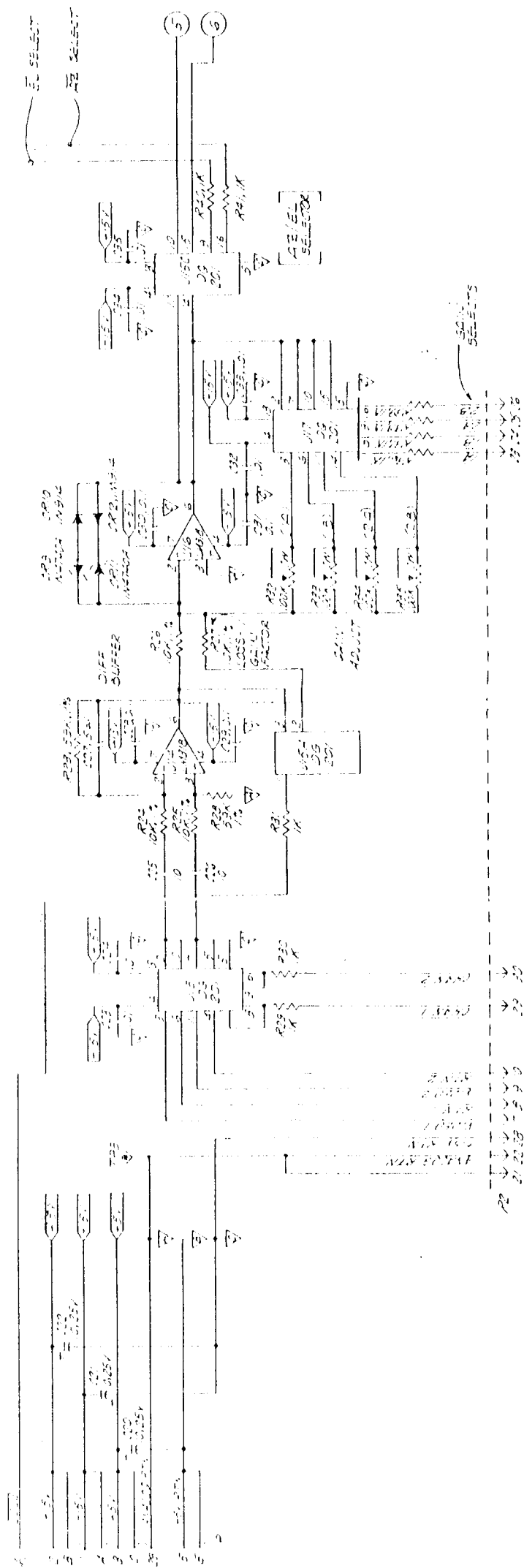


그림 19. 오차 신호 분류회로

협실로부터 공급되어지는 100MHz 대의 주파수를 체배하여 사용한다. 100MHz 대의 발진기를 실험실에 두는 이유는 옥외에 있는 Feed에 발진기를 설치했을 때 보다 온도, 습도등의 주위 환경의 변화가 적은 실험실내에서는 좀더 안정한 발진주파수를 얻을 수 있고 입력 주파수대의 변화나 중간주파수의 변동을 위해 발진주파수를 바꿀 필요가 있을때, 발진주파수를 교체하는 작업이 용이하기 때문이다. 그림 21에 저잡음 증폭기 및 주파수 변환기의 내부 구성을 보였다.

그림 21에서 초고주파 입력단 (RF input)은 단일주파수 변환기의 출력을 받아들인다. 초고주파 입력단으로 들어온 신호는 먼저 저잡음 증폭기 (LNA)에 인가되어진다. 저잡음 증폭기는 GaAs FET를 사용해서 제작한 것으로 2단 증폭기의 형태로 되었다. 그리고 입력정재파비와 출력정재파비의 개선 및 입, 출력단에 연결된 회로의 임피던스 변화에 둔감하게 작용하도록 입, 출력단 양쪽에 아이솔레이터 (isolator)를 각기 사용하였다.

저잡음 증폭기의 특성은 대역통과 여파기에 인가된다. 대역통과 여파기는 콤-라인 (comb-line) 형태로 제작되어 있으며 중심주파수 1.7GHz에서 ± 60 MHz의 대역을 갖는다. 대역통과 여파기 (BPF)를 쓰는 목적은 중간주파수 60MHz에 대한 영상주파수 (Image Frequency)가 들어오는 것을 억제하고 외부에서 들어오는 잡음을 차단함으로써 시스템의 성능을 향상시키는데 있다. 대역통과 여파기의 출력은 주파수 혼합기 (Mixer)의 입력으로 주어져서 주파수 혼합기에서 국부발진 주파수와 혼합되어 중간주파수 60MHz를

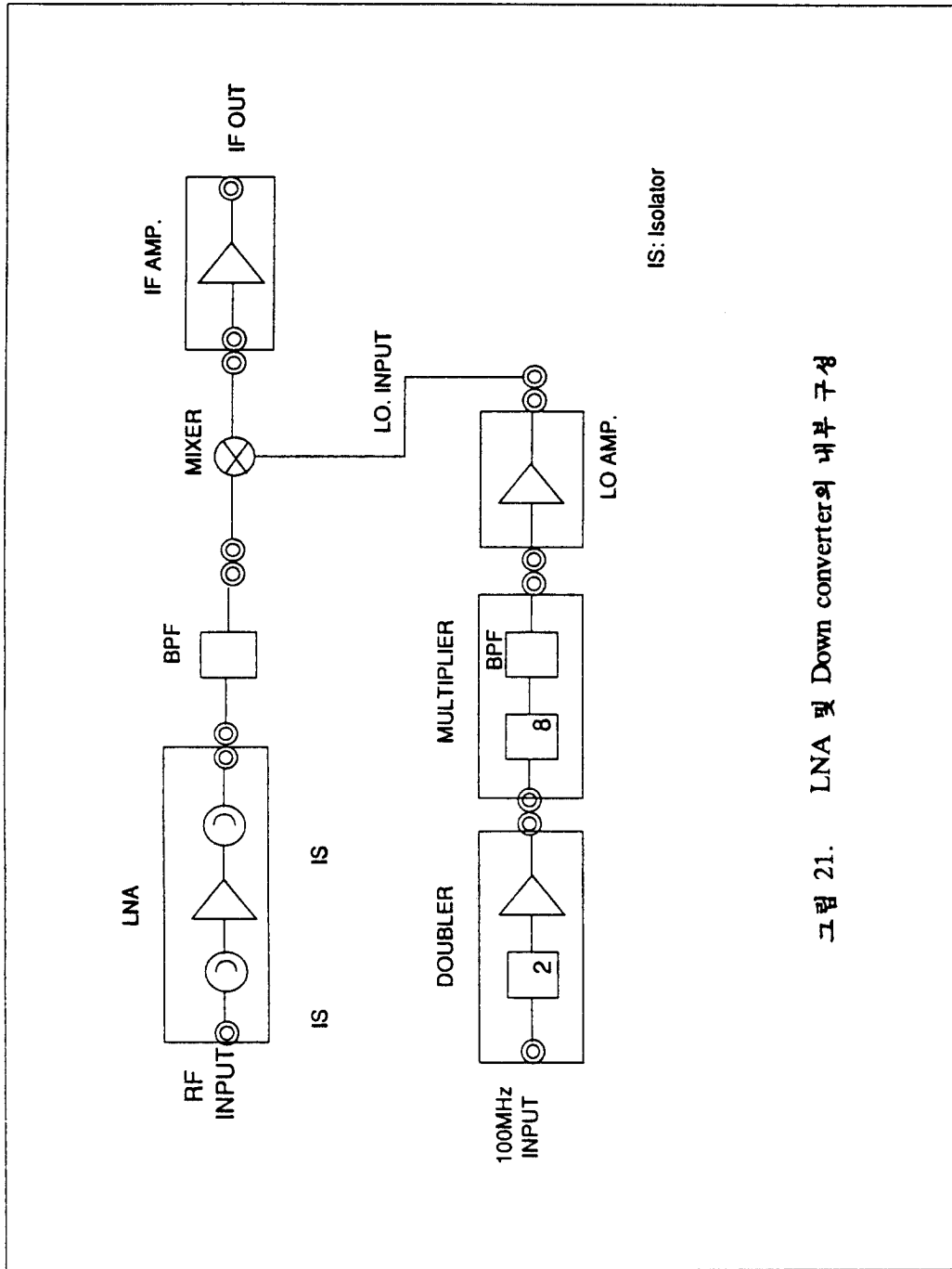


그림 21. LNA 및 Down converter의 내부 구성

발생하게 된다.

국부발진 주파수는 실험실에서 공급되는 100MHz 대의 입력을 2 체배기를 통하여 2 배의 주파수로 되고 다시 8 체배기 (SRD harmonic oscillator)를 통하여 얻어진다. 이때 8 체배기의 원활한 동작을 위해서 +30 dBm 정도의 입력이 필요하게 된다. 이를 위해 전력증폭기를 사용하였다. 2 체배기는 샤키 (Schottky) 다이오드를 사용하여 체배를 하였으며 전력증폭기의 출력은 8 체배기의 입력으로 공급되어진다. 8 체배기는 전력효율이 좋은 SRD (step recovery diode)를 사용하여 제작하였으며 이때 발생하는 고조파 성분을 제거하기 위해 고조파 제거용 대역통과 여파기를 사용하였다. 고조파 제거를 위한 설계 때문에 대역내의 삽입손실이 커짐에 따라 국부발진주파수 증폭기 (local amplifier)를 사용하여 주파수 혼합기의 국부발진주파수 입력단에 적정입력인 +7 - +10 dBm의 국부발진신호를 공급하게 하였다.

주파수 혼합기에서 만들어진 60 MHz의 중간주파수는 중간주파수 증폭기 (IF Amp)로 공급되어지고 중간주파수 증폭기의 출력은 선로를 따라 실험실에 있는 수신기로 공급되게 된다. 중간주파수 증폭기는 2 개의 실리콘 바이폴라 트랜지스터를 사용하여 제작하였으며 60 MHz에서 50 dB의 높은 이득과 4 dB의 잡음지수를 나타내었다.

그림 21에 보인 저잡음 증폭기 및 주파수 변환기의 전체 이득을 측정한 결과 1.7GHz의 입력주파수에 대해 70 dB의 이득을 갖는 것을 확인하였으며 중간주파수 출력에 나타나는 국부발진주파

수 성분이 60dB 정도의 감쇄를 보였다. 이상의 특성들은 위성의 출력이 지상수신소 근처에서 $-100\text{ dBm} \sim -120\text{ dBm}$ 으로 가정할 때 양호한 특성을 갖는 것으로 볼 수 있다.

라. 복조기 (demodulator)를 갖는 수신장치

위성으로부터 오는 변조신호에 진폭변조 (Amplitude modulation)가 인가된 60MHz의 중심주파수를 갖는 1차 중간주파수 (1st IF) 신호를 받아 AM복조를 하여 안테나 추적을 위한 구동시스템의 입력과형을 만들고 위성으로부터 온 신호에서 정보를 꺼내는 역할을 하는 수신장치가 필요하다. 본 연구에서는 superheterodyne 수신방식을 채택하였다.

ㄱ. superheterodyne 수신방식

superheterodyne 수신방식은 원하는 신호를 동조회로로 선택한 다음 신호의 주파수를 일정한 중간주파수로 낮추어 충분히 증폭한 후에 검파하는 방식이다. 이방식의 개략도를 그림 22에 나타내었다. 입력된 신호의 주파수를 동조회로를 통하여 국부발진기 (local oscillator)의 주파수를 입력된 신호의 주파수보다 항상 중간주파수만큼 높게 발생시키도록 한다. 이렇게해서 발생한 국부발진 신호를 입력된 신호와 함께 혼합하므로써 중간주파수를 만들게 된다. 그 다음 중간주파수 신호를 여파하여 증폭한 뒤 검파하여 원하는 정보를 얻게된다. 각 단계에서의 주파수 관계를 그림에서 나타내었다.

Superheterodyne 방식의 장단점은 다음과 같다.

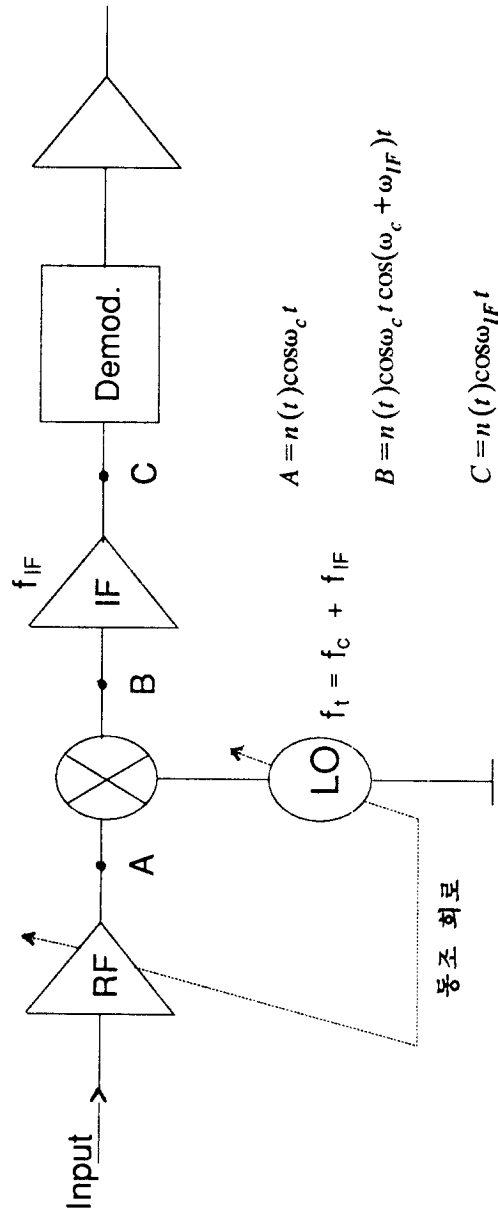


그림 22. superheterodyne 수신기의 개략도

* 장 점

(1) 고감도이다.

수신방식에서 먼저 수신기에 입력된 고주파 신호를 검파하여 증폭하는 방법과 고주파 신호를 충분히 증폭하여 검파하는 방법을 생각할 수 있다. 전자의 경우에는 검파 다이오드에 인가되는 전압이 아주 작아 검파효율이 떨어지게 되며 따라서 검파출력이 거의 나오지 않게된다. 또한 동조회로가 하나뿐이므로 선택도 및 S/N비가 매우 나쁘게 된다.

후자의 경우에는 고주파 증폭을 하여 신호의 진폭을 충분히 크게한다음 검파 다이오드에 인가하므로 검파 효율이 높아진다. 또한 고주파 증폭을 여러단 사용하므로 선택도 및 S/N비도 좋아진다. 그러나 고주파 증폭은 실제의 경우에 2단 이상 증폭하기가 어렵다. 입력신호와 출력신호의 주파수가 동일하게 되므로 발진을 일으키기 때문이다. 그러므로 주파수를 바꾸어 증폭하면 발진을 일으키지 않고 증폭할 수 있다. superheterodyne 방식은 이와같이 주파수를 바꾸어 증폭하므로 충분한 고주파 증폭을 안전하게 할 수 있으며 수신기의 감도가 크게 증가한다.

(2) 고선택도이다.

주파수를 바꾸지 않고 그대로 증폭하는 직접방식 보다 선택도가 훨씬 높다. 한 예로서 1000MHz의 입력신호에 1010MHz의 방해신호가 혼신하고 있다고 하자. 이때 동조회로를 1000 MHz와 1010 MHz를 분리하기는 어렵다. 이분리하기가 어려운 정도를 이조도로 표시한다. 이 경우의 이조도는 $\frac{1010-1000}{1000} \times 100 = 1\%$ 가 된다. 그

러나 IF가 100 MHz 인 경우를 생각하면 이조도는 다음과 같다. 즉 이 경우에 국부발진주파수는 1100 MHz 이므로 1000 MHz 는 10 MHz 가 되고 1010 MHz 는 90 MHz 가 된다. 따라서 이조도는 $\frac{100-90}{1000} \times 1000 = 10\%$ 가 되므로 분리가 10 배 쉬워졌음을 알 수 있다.

(3) 고충실도이다.

superheterodyne 방식에서는 고주파증폭을 충분히하여 고주파 신호의 진폭을 크게한다음 검파 다이오우드에 인가함으로 다이오우드 특성곡선의 직선부분을 이용할 수 있다. 따라서 검파파형의 왜곡이 작다.

* 단점

(1) 영상신호 (image signal)가 생긴다.

중간주파수가 100 MHz 인 경우 국부발진주파수를 900 MHz 로 맞추었다면 1000 MHz 와 800 MHz 의 두신호를 동시에 받아들일 수 있게 된다. 이 영상신호의 영향은 중간주파수가 높을수록 적게 받는다.

(2) 전원전압의 변동의 영향을 잘 받는다.

국부발진회로가 전원전압에 매우 민감하여 발진주파수가 달라지기 때문이다.

(3) Beat 잡음이 생긴다.

국부발진기에서 나오는 신호의 파형이 완전한 정현파가 아니면 고조파 성분을 포함하게 되므로 이 고조파와 수신기의 타입력 신호와의 사이에 Beat 잡음이 발생된다.

ㄴ. 본 연구에서 사용된 수신기

위에 설명한 superheterodyne 방식을 채택하였다. 본 시스템은 두번의 IF 발생과 AM 복조기를 포함하고 있으며 위성의 신호에서 정보를 얻을 수 있는 복조체제를 신호에 맞게 병용할 수 있도록 구성되어 있다. 따라서 AM 복조기로부터 안테나 구동을 위한 입력신호를 검파하고 위성으로부터의 변조신호로부터 검파를 통하여 정보를 꺼낼 수 있게 된다.

2. 수신시스템의 운용

제작구성한 수신시스템을 운용실험을 통해 전파감시의 기능 및 위성추적을 할 수 있는 기능을 검토하였다. Feed의 기능을 실험하기 위해서 Feed를 무반사실에 넣고 한쪽에서 전자파 신호를 다른 안테나를 통해 Feed쪽으로 송신하여 Feed의 출력인 중간주파수를 측정 확인하였다. 전자파를 송신하는 안테나의 출력은 피실험 Feed 주위에 -80 dBm의 전력의 크기를 갖도록 하였다. 이는 목표 위성에서 송출되는 전자파의 전력값을 지상에서 측정하면 -120에서 -100dBm 정도 인점을 고려하고 접시형 반사체의 이득이 30 dB 인점을 감안하면 실제상황과 같은 조건이 됨을 알 수 있다. Feed 출력에 대해 스펙트럼 아날라이저로 측정한 자료를 그림 23과 그림 24에 보였다.

그림 23에 보인것은 단일 주사 변환기의 동작을 멈추게 하여서 방위각 오차신호와 고도각 오차 신호가 합신호에 포함되지 않는 Feed의 출력을 측정한 것이다. 그림 24는 단일 주사 변환기를

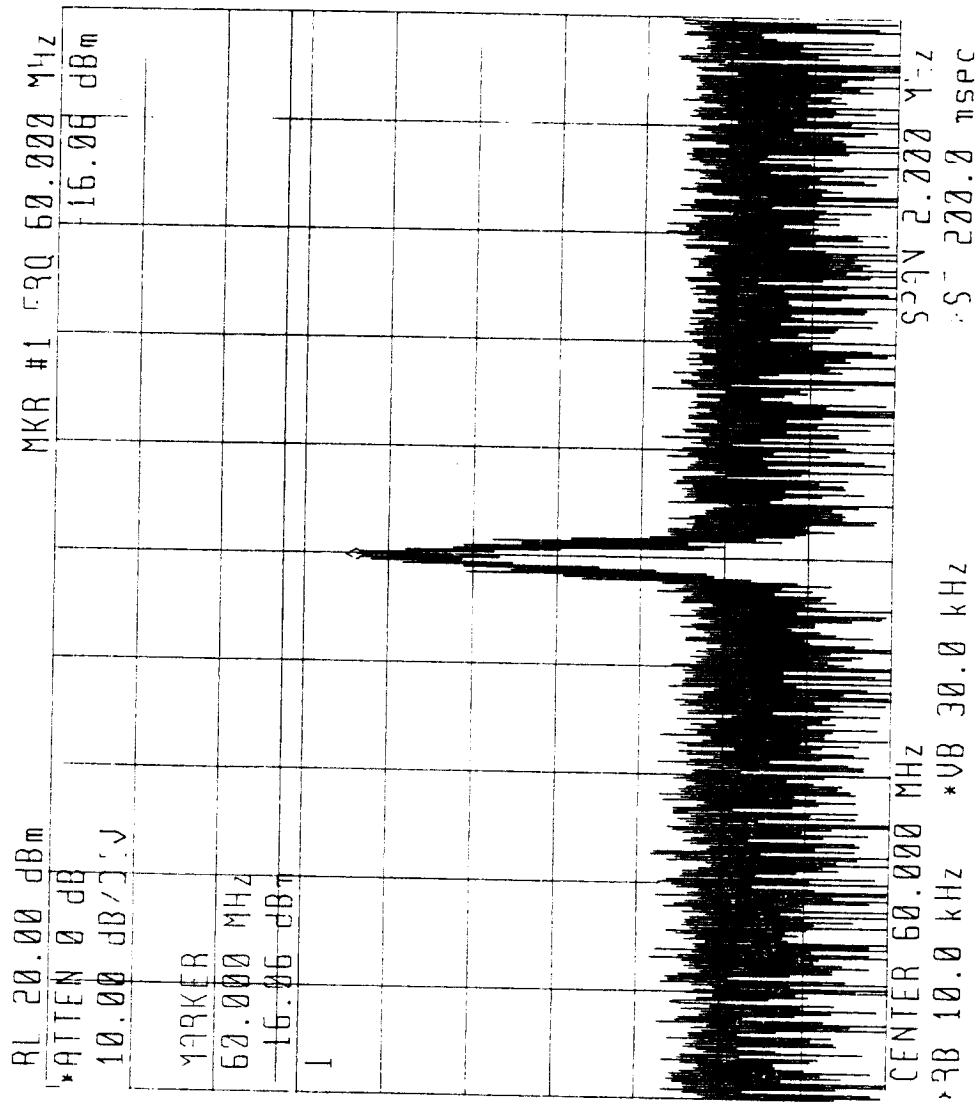


그림 23. 위치 오차신호를 포함하지 않은 경우의 Feed출력

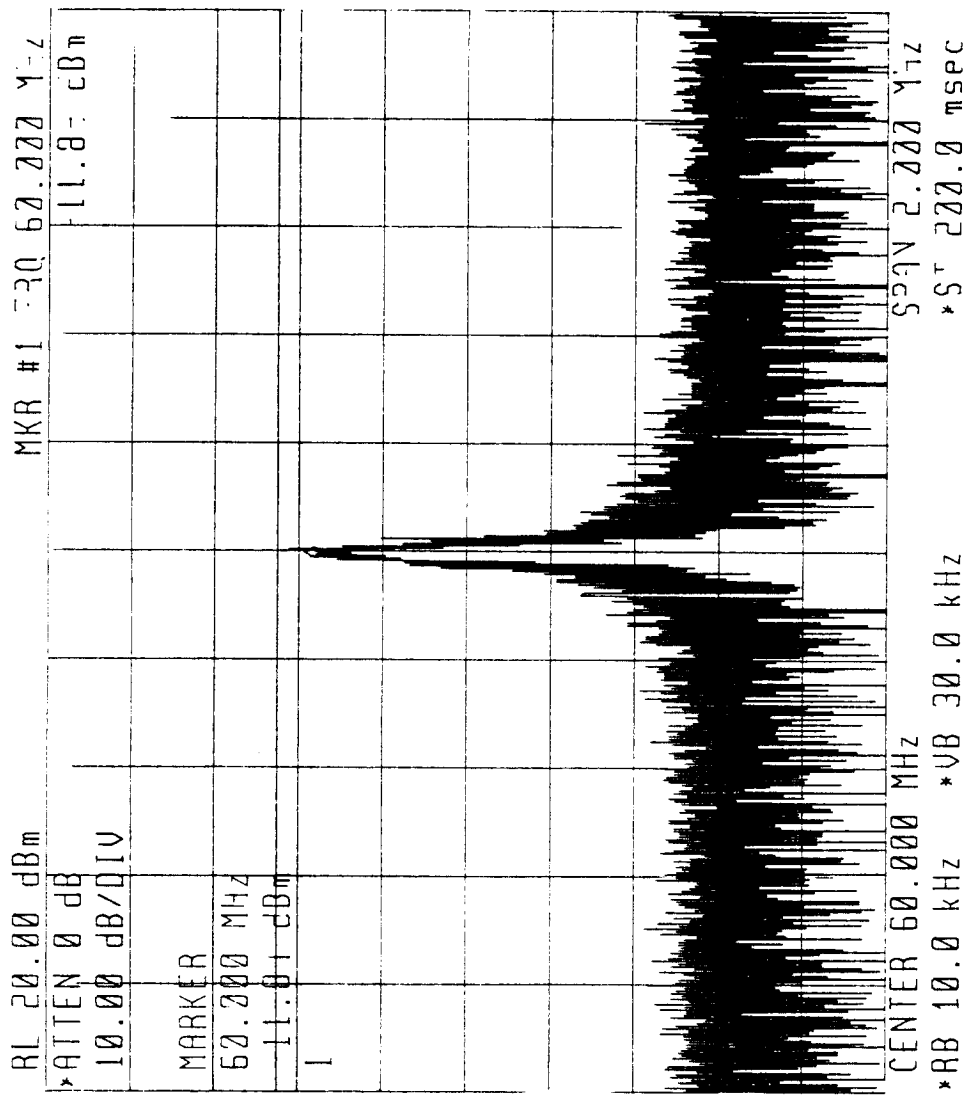


그림 24. 위치 오차신호를 포함한 경우의 Feed를력

작동하게 하여 합신호에 각오차 신호가 교대로 진폭 변조되어진 Feed의 출력을 측정한 것이다. 그림 24를 고찰하면 60 MHz의 중심주파수 양쪽에 진폭 변조된 형태의 대역이 존재함을 볼 수 있다. 이것은 Feed의 각 위치오차를 검출하는 동작이 잘 되고 있음을 단편적으로 보여주는 것이 된다.

안테나가 위성을 따라 추적을 하려면 위성과 안테나간의 방향이 엇갈렸을때, 즉 방위각과 고도각의 오차가 발생했을 때 그에 상응하는 오차신호를 검출한 후 이오차 신호에 따라 전동기를 구동시켜야 한다. 이 역할을 실험하기 위해 무반사 실험실에서 실험 중 송신 안테나와 Feed에 대해, 서로 방위각이 틀려지는 정도에 따라 역 단일 주사 변환기에서 나오는 방위각 오차신호의 크기를 측정하였고 같은 방법으로 고도각에 따른 고도각 오차신호의 크기를 측정하였다. 이들 측정한 값을 그림 25와 그림 26에 보였다.

그림 25와 그림 26에 보였듯이 방위각 또는 고도각의 변화에 따른 오차신호들의 거의 선형적으로 변화하고 있음을 나타내고 있다. 이 정보를 안테나 구동기 부분으로 보내면 양호한 추적을 할 수 있는 자료가 될 수 있다. 수신시스템을 실제상황과 같은 조건을 만들어서 운용 실험한 결과 만족할 만한 결과를 얻게 되었고, 수신시스템의 구성과 운영에 대한 기술출적에 좋은 결과를 얻었다.

제 5 절 결 론

위성전파 감시용 수신기 시스템을 구성하여 실험을 수행하였

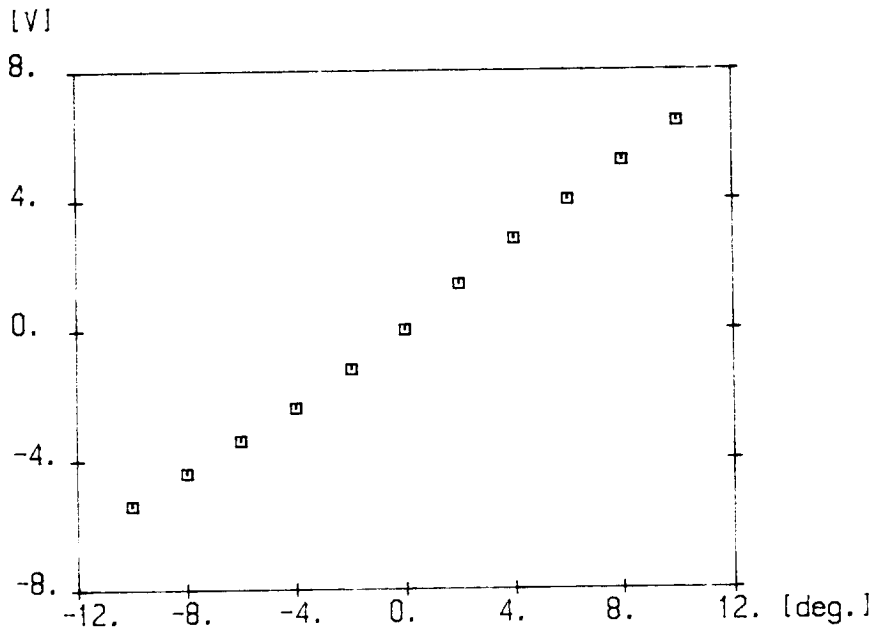


그림 25. 고도각 오차에 따른 역단일 주사 변환기의 출력

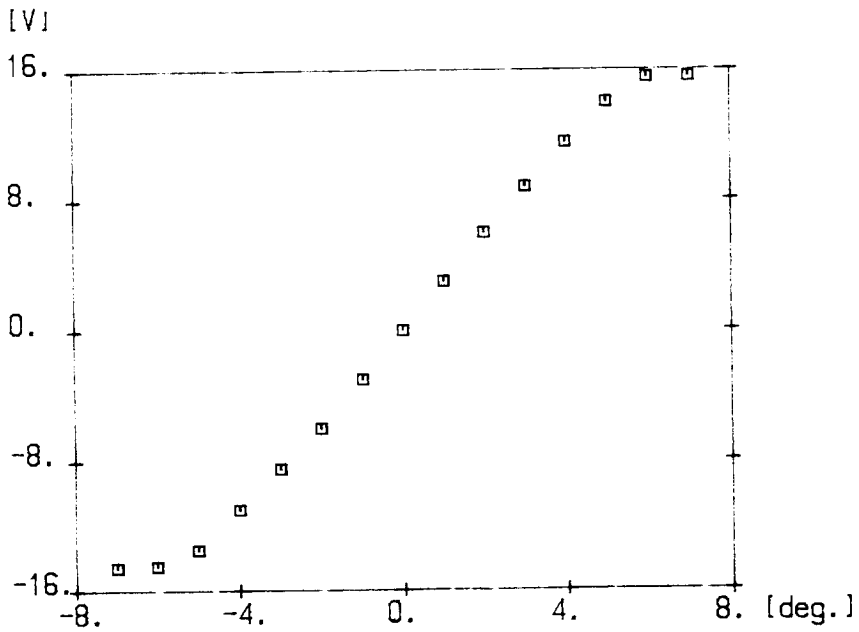


그림 26. 방위각 오차에 따른 역단일 주사 변환기의 출력

다. 이 실험을 통하여 수신시스템의 전파감시 성능 및 문제점을 알아보았다. 접시형 반사체 (Reflector) 안테나에 부착되는 Feed의 특성은 1.7GHz대에서 70dB 이상의 이득과 2.4 dB 이하의 잡음지수를 나타내었다. 이 정도의 특성은 NOAA 위성을 감시하는데는 별문제가 없으리라 여겨진다. 위성의 위치와 감시안테나의 위치가 서로 벗어나 있을 경우 중간 주파수를 측정한 결과 수신 신호와 위치오차 신호가 서로 진폭 변조된 파형을 볼수가 있었다. 이 변조된 신호를 복조하여 방위각과 고도각을 변화하면서 오차신호를 측정한 결과 방위각, 고도각의 오차에 따라 비교적 linear한 직류전압이 나타나는 것을 볼수 있었다.

제 4 장 위성추적 안테나 구동시스템

제 1 절 서 론

위성 추적 안테나 구동 시스템은 안테나가 추적하고자 하는 위성을 고도의 정밀성을 갖고 추적할 수 있도록 해야 한다. 이러한 위성 추적 안테나 구동 시스템은 다음과 같은 조건을 만족시켜야 한다.

- 1) 우수한 추적 성능을 가져야 한다. 즉, 움직이는 위성을 추적할 때 추적 오차가 매우 작아야 되며, 이는 경사 입력 (Ramp Input)에 대한 정상 상태 오차가 매우 작아야 된다는 것을 뜻한다.
- 2) 외란에 둔감해야 한다. 즉, 바람과 같은 외란에 대하여 시스템의 성능이 크게 저하 되지 않고 추적의 정밀성을 유지해야 한다.
- 3) 시스템의 변수 변화에 대해 건실성 (Robustness)을 가져야 한다. 다시 말하면, 구동 전동기나 부하의 변수가 변화여도 그 성능이 크게 저하되지 않아야 한다.
- 4) 오우버슈트 (Overshoot)가 작아야 한다. 안테나와 같은 대형 구조물은 관성 (Inertia)이 크기 때문에 오우버슈트가 크면 시스템이 진동 (Oscillation)할 가능성이 크다.

일반적으로 사용되고 있는 제어기 중에서 비례-미분-적분

제어기는 다른 제어기에 비해 위의 성능 요건에 부합되는 제어기로 알려져 있으며, 실제로 많이 쓰이고 있다. 그러나 비례-미분-적분 제어기는 큰 전류를 유발시킬 수 있으므로 이러한 전류를 공급하는 PWM 전력 증폭기의 용량이 커져야 하는 단점이 있다. 본 연구에서는 위의 단점을 극복하기 위하여 비례-미분-적분 제어기 출력에 전류 제어기를 연결하여 구동 모터에 흐르는 전류의 최대치를 제한하였으며, 따라서 과도한 PWM 전력 증폭기가 불필요하게 되었다.

제 2 절에서 안테나 구동 시스템의 전반적인 구성에 대해 기술하였고, 제 3 절에서는 본 연구에서 제안한 전류 제어기에 그 이론적 배경을 설명하였으며, 제 4 절에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안된 제어기의 우수성을 입증하였고, 제 5 절에서는 이의 실험 결과를 설명하고, 마지막으로 제 6 절에서 결론을 맺는다.

제 2 절 안테나 구동시스템의 구성

1. 구동 시스템

위성 추적 안테나 구동 시스템의 구성도는 그림 27 과 같다. 안테나 구동기는 수평축 (Azimuth Axis) 으로 되어 있으며, 각 축의 구동 모터는 PWM(pulse Width Modulation) 전력 증폭기로 구동되며, 전류를 전류검출기 (Hall sensor) 로 이 전력 증폭기는 전류 제어기에 의하여 제어된다. 전류 제어기는 마이크로-프로세서 (VME Module) 의 출력명령을 속도지령 명령으로 받으며, 동시에 각 구동모터에 흐르는 전류를 전류검출기 (Hall Sensor)로

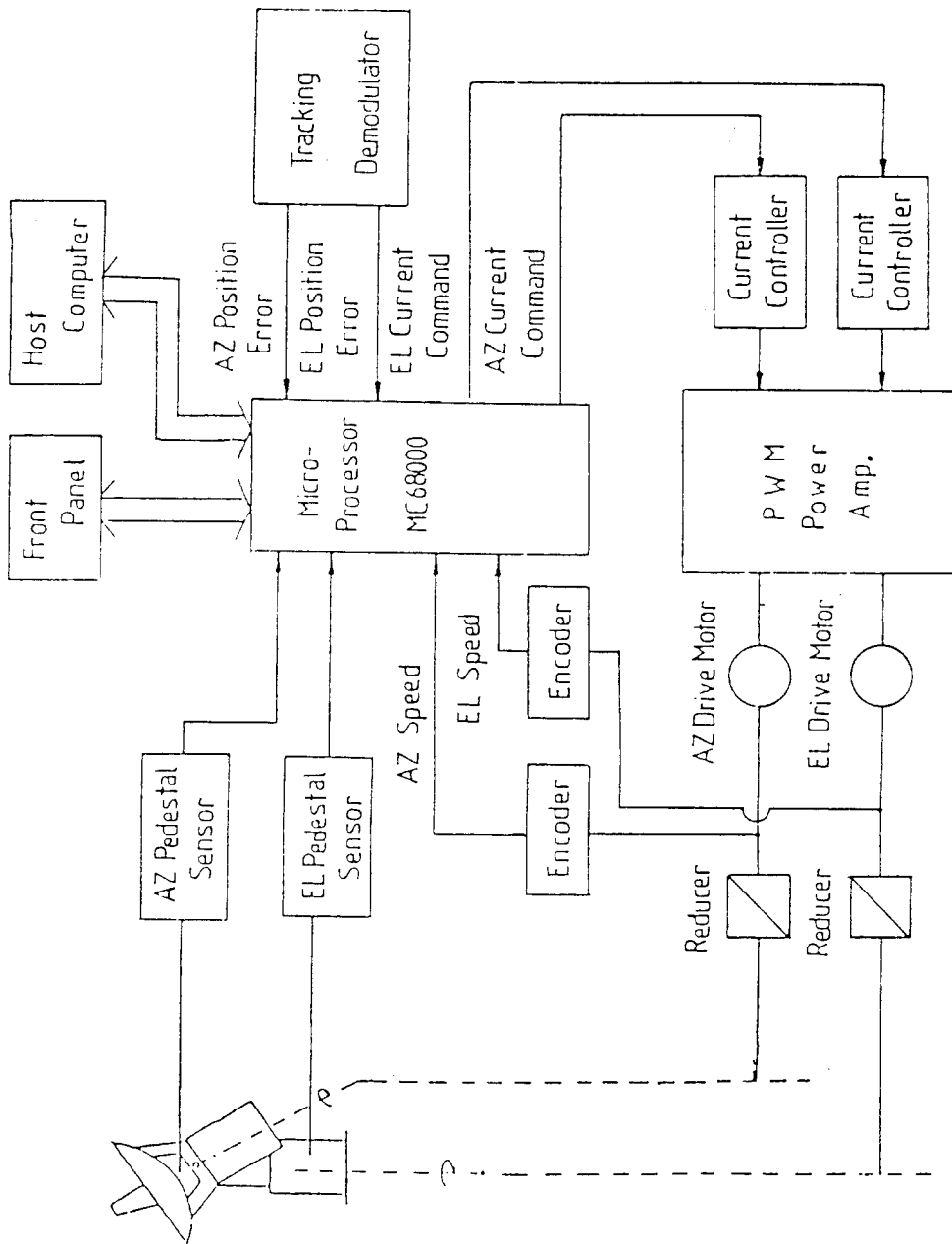


그림 27. 위성 추적 안테나 구동 시스템의 구성도

검출하여 구동모타가 전류지령에 따라 구동되게 된다.

마이크로 - 프로세서는 제어반 (Front Panel) 의 명령에 따라 주어진 명령을 수행하며, 구동기의 최종단에 달려있는 인코더로부터 각 축의 위치정보를 받고, 구동모타 축에 연결되어 있는 인코더로부터 속도 정보를 받는다.

주 컴퓨터 (Host Computer) 는 제어반에서 원격 (Remote) 운전이 선택되었을 때 미리 계산된 위성의 궤도 정보를 마이크로 - 프로세서에 보내어 프로그램 운전을 할 수 있게 한다. 추적 복조기 (Tracking Demodulator) 는 안테나와 추적하고자 하는 위성의 각 축에 대한 위치오차 (각도오차) 를 검출하여 그 정보를 마이크로 - 프로세서에 전달하여 자동운전이 가능하게 한다.

2. 구동기 제어반

위성추적 방법에는 수동운전, 프로그램 운전, 자동운전의 세 가지 운전형태가 있다. 수동운전은 운전원 (Operator) 의 수동운전에 의해 안테나가 구동되는 형태이고, 프로그램 운전은 위성의 궤도를 미리 주 컴퓨터에서 계산하여 시간에 따른 위성의 위치 정보를 마이크로 - 프로세서로 보내어 안테나가 위성을 추적하도록 한 운전 형태이다.

자동운전은 안테나에서 위성과 안테나와의 각 축에 대한 위치오차를 검출하고, 이 오차를 영 (Zero) 으로 하도록 안테나를 구동시켜 안테나가 위성을 자동으로 추적하게 하는 운전 형태이다.

이러한 운전형태를 선택하고, 또한 구동기의 운전에 필요한 여러 가지의 운전종류를 선택할 수 있는 구동 제어반의 구성도는 그림

28 에 나타내었다. 제어반에서는 AZ, EL, CNTR PWR 스위치는 각 축의 PWM 전력 증폭기에 전원을 공급하거나 차단하는 명령을 주는 스위치이며, 표시기에서는 각 축의 위치 명령과 실제 구동기의 위치를 표시해 준다.

AZ, EL SLEW 볼륨 (Volume) 저항은 SLEW 스위치가 선택되었을 때 각 축의 구동모타의 속도를 제어하는 조절기이며, AZ, EL 위치 볼륨 저항은 수동 위치 조절 스위치가 선택되었을 때 각 축에 대한 위치 명령을 조절하는 저항이다.

표 32 에서 각 운전 종류에 따라 그 운전에 대한 설명을 나타내었다.

표 32. 구동기 제어 형태

운 전 종 류	용 도
STANDBY	구동기 (Pedestal) 에 전원이 공급되고 있지만 구동모타에는 전기적, 기계적 브레이크가 동작하고 구동모타가 기계적 브레이크 상태에 있으면 PWM 전력증폭기의 스윗칭 소자가 모두 OFF 되어 구동모타에 전압이 인가되지 않는다. STANBY 운전은 모든 운전중에서 우선 순위가 가장 높다.

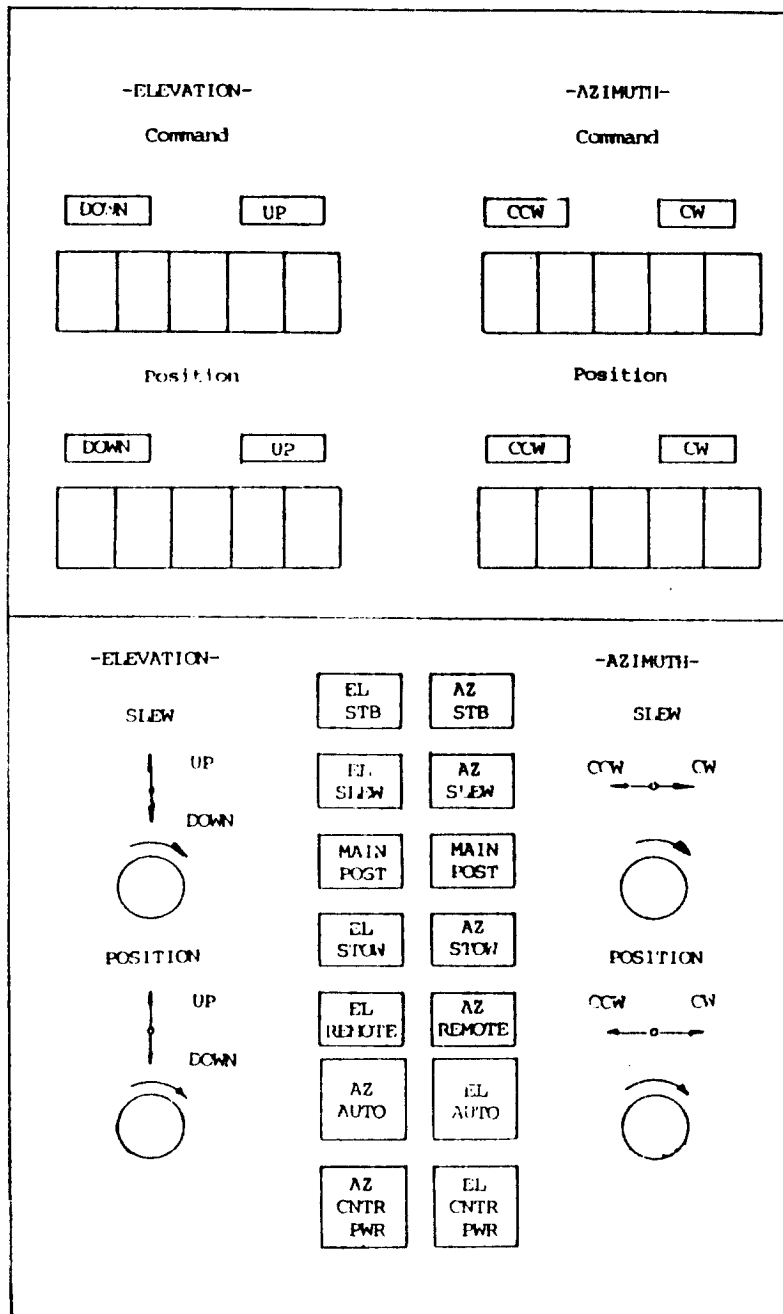


그림 28. Front Panel의 구성도

운 전 종 류	용 도
SLEW	직류 서보 모터의 속도 명령이 제어반의 slew 조절기로 부터 주어지며 이에따라 구동 모터의 속도가 운전자에 의해 조절된다. 이 운전은 마이크로 프로세서내의 소프트웨어 (software) 제어 알고리즘을 거치지 않고 구동 모터의 속도
수동 위치조절	제어가 운전자에 의해 직접 조정된다. 제어반의 MAN POSN 스위치를 누름으로써 선택되는 운전이다. 운전자가 위치 조절기를 조절하므로써 위치 명령이 조절되며 이에따라 마이크로 프로세서의 제어 알고리즘을 통하여 구동모터가 제어된다. 이때 위치명령과 실제 안테나의 위치가 표시기에 나타내어 진다.
STOW	안테나의 위치가 수평축 0° 가, 수직축 0° 가 되도록 하여 안테나가 위성을 추적하지 않을 경우 항상 이 위치를 유지한다. 안테나는 이 위치에서 외란 (바람) 의 영향을 가장 적게 받기 때문에 구동기가 가장 안정된 상태이다.
원격조정 (Remote)	외부의 컴퓨터로부터 위치 명령을 받아 이에 따라 안테나가 구동된다.
자동 운전 (Auto)	추적 복조기에서 위성과 안테나의 각 축의 위치 오차를 검출하여 이 오차가 영이 되도록 안테나가 자동으로 움직인다.

제 3 절 제 어 시 스템

1. 제 어 시 스템의 구 성

위성추적 안테나 시스템은 수평축과 수직축을 갖는 2자유도 시스템이며, 각각의 축에 같은 구조의 위치제어 시스템을 부착한다. 이때의 위치 제어 시스템에 대한 전체 블록선도는 그림 29와 같다.

안테나 위치 제어시 마이크로 - 프로세서는 디지털 (Digital) 제어기로서 동작하며, 각축에 대한 위치명령을 인터페이스 (Interface) 회로를 통하여 각각 θ_{i1} , θ_{i2} 로 받는다. 이 위치명령은 수동운전시에는 제어반의 각 축의 위치조절 저항으로부터 받으며, 프로그램 운전시에는 주 컴퓨터에서, 자동 운전시에는 추적 복조기에서 받는다.

인터페이스 회로는 각 축의 구동기 최종단의 위치와 위치명령을 마이크로 - 프로세서가 이용할 수 있는 정보로 바꾸어 주며, 마이크로 - 프로세서에서 보내주는 각 축에 대한 전류명령을 전류제어기가 이용할 수 있도록 아날로그 형태로 바꾸어 전류 제어기에 전달하여 준다. 각 축에 대한 전류명령은 위치명령과 안테나의 위치 정보, 구동 모터의 속도 정보를 이용하여 마이크로 - 프로세서에 내장된 디지털 위치 제어기를 통해 얻어 진다.

전류 제어기는 히스테리시스 (Hysteresis) 형태의 전류 제어기이며 구동모타의 전류가 전류명령과 같도록 제어한다. PWM 전력증폭기는 H-Type으로서 구동모타를 양 방향으로 제어시킬 수 있다.

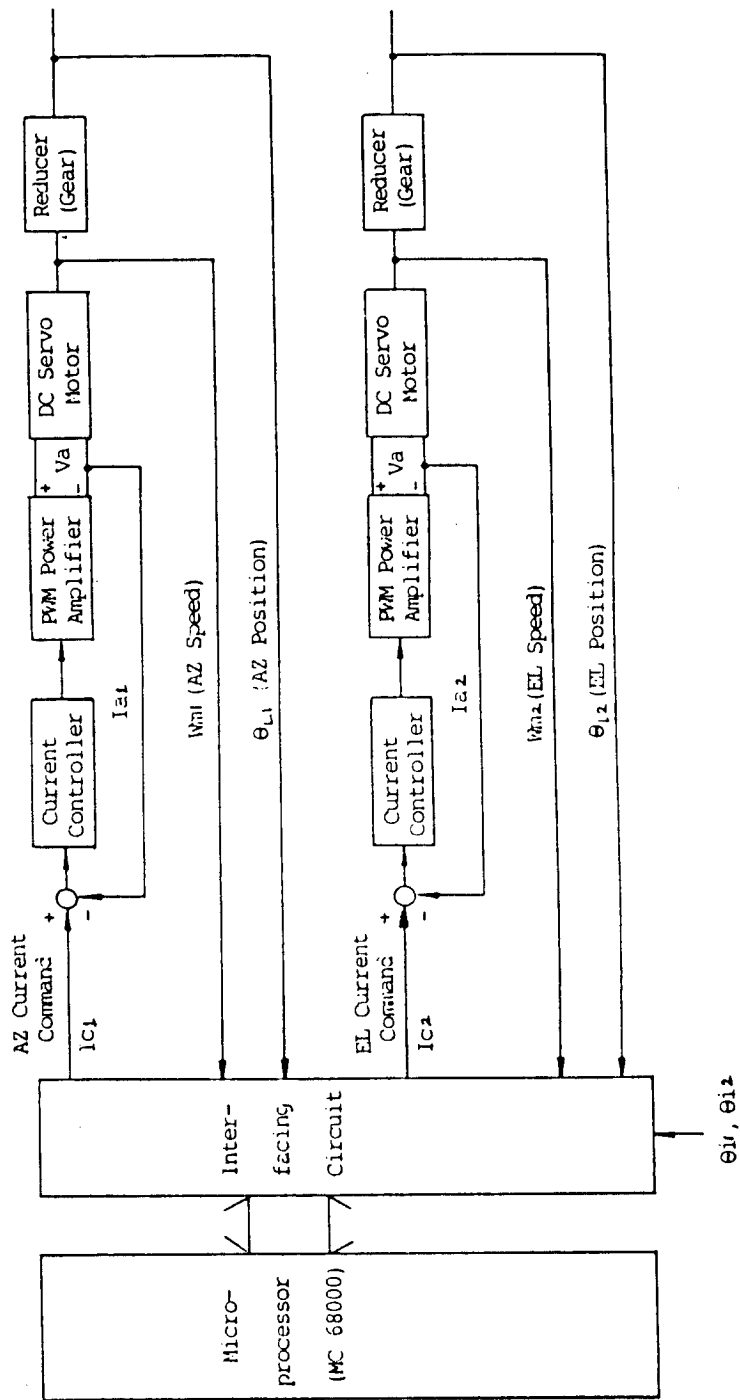


그림 29. 위치 제어 시스템의 블럭 선도

2. 구동시스템의 모델링

그림 30 은 모타와 부하간의 관계를 나타내며 그의 관계식은 다음과 같다.

$$V_a = R_m I_a + L_m (dI_a/dt) + E_b + \Delta e_b \dots\dots\dots (17a)$$

$$E_b = K_b W_m \dots\dots\dots (17b)$$

$$T_a = K_t I_a \dots\dots\dots (17c)$$

$$T_m = J_m (dW_m/dt) + B_m W_m + F_m [\text{sgn}(W_m)] + T_L \dots\dots\dots (17d)$$

$$T_L = J_L (dW_m/dt) + B_L W_m + F_L [\text{sgn}(W_m)] \dots\dots\dots (17e)$$

여기서,

V_a : 모타입력 전압

I

I_a : 모타입력 전류

E_d : 역기 전력

K_b : 전압 상수

T_a : 모타의 전기적 토크

J_m : 모타의 Moment of Inertia

B_m : 모타의 점성마찰

T_L : 부하 토크

B_L : 부하의 점성마찰

R_m : 아마튜어 저항

L_m : 아마튜어 인덕턴스

Δe_b : 브러쉬 전압차

K_t : 토크 상수

T_m : 모터의 기계적 토오크
 W_m : 모터의 회전 각속도
 F_m : 모터의 쿨롱마찰
 J_L : 부하의 Moment of Inertia
 F_L : 부하의 쿨롱마찰
 N : 기어비

위 식으로부터 모터의 전기적 토오크와 기계적 토오크가 같아야 하므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_a = R_m I_a + L_m (dI_a/dt) + K_b W_m \dots\dots\dots (18a)$$

$$K_t I_a = J (dW_m/dt) + B W_m + F [\text{sgn}(W_m)] \dots\dots\dots (18b)$$

여기서,

$$J = J_m + J_L / N^2 \dots\dots\dots (19a)$$

$$B = B_m + B_L / N^2 \dots\dots\dots (19b)$$

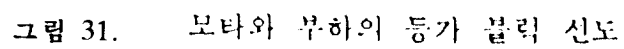
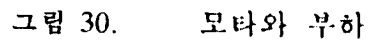
$$F = F_m + F_L / N \dots\dots\dots (19c)$$

이식을 라플라스 변환하여 블록선도로 도시하면 그림 31 과 같고 그때의 상태 방정식은 $X_1 = \theta_m$, $X_2 = W_m$, $X_3 = I_a$ 로 정의하면 다음과 같다.

$$\dot{X}_1 = X_2 \dots\dots\dots (20a)$$

$$\dot{X}_2 = -(B/J) X_2 + (K_t/J) X_3 - (F/J) \text{sgn}(X_2) \dots\dots\dots (20b)$$

$$\dot{X}_3 = -(K_b/L_m) X_2 - (R_m/L_m) X_3 + (1/L_m) V_a \dots\dots\dots (20c)$$



3. 속도 제어기

안테나의 운전형태중에 SLEW 운전시에는 안테나가 속도명령에 따라 구동되게 되며, 이때 속도제어기가 필요하다. 속도제어기는 구동모타의 속도가 속도명령과 같도록 제어하는 역할을 하며, 본 연구에서는 비례 - 적분 제어기를 이용하였다. 미분제어기는 가속도 정보의 잡음현상으로 오히려 속도제어에 악영향을 끼칠 수 있다. 속도제어에서도 위치제어시와 같은 이유로 전류제어기를 사용한다. 이러한 비례 - 적분 제어기는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\omega_e = \omega_c - \omega_m \dots\dots\dots (21)$$

$$u_1 = K_p * \omega_e + K_t \int_0^{\infty} \omega_e dt \dots\dots\dots (22)$$

여기서,

ω_c : 속도 명령

ω_m : 실제 구동모타의 속도

ω_e : 속도 오차

k_p : 비례 이득

k_i : 적분 이득

u_1 : P-I 제어기의 출력, 구동모타의 전류명령

P-I 제어기 출력 u_1 은 구동모타의 전류명령이며 상, 하한값을 갖고 있고 이의 형태는 다음과 같다.

$$u_1 = \begin{cases} u_{1max}, & \text{for } u_{1max} < u_1 \\ u_1, & \text{for } -u_{1max} < u_1 < u_{1max} \\ -u_{1max}, & \text{for } u_1 < -u_{1max} \end{cases} \dots\dots\dots (23)$$

전류제어기는 P-I 제어기의 출력 u_1 과 구동모타에 흐르는 전류 i_a 가 같도록 제어한다. 전류제어기의 출력 u_2 는 실제 구동모타에 인가되는 전압으로 PWM 형태의 전압이다. 즉, 전류제어기 출력 u_2 는 다음과 같이 나타난다.

$$u_2 = \begin{cases} V_{\max}, & \text{for } u_1 \geq i_a \\ -V_{\max}, & \text{for } u_1 < i_a \end{cases} \dots\dots\dots (24)$$

여기서 $V_{\max}$ 는 PWM 전력 증폭기의 양단 전압이다. 이러한 속도 제어기의 블록선도는 그림 32 와 같다.

4. 위치 제어기

안테나 추적 성능 면에 적합한 제어기로서 일반적으로 비례-미분-적분 제어기가 가장 많이 사용되고 있다. 비례-미분-적분 제어기는 변수 변화나 외란에 특히 강한 제어기로서 알려져 있으며, 이러한 특성때문에 안테나와 같은 대형 구조물의 제어기로서 가장 많이 쓰이고 있다. 이 제어기는 각각의 이득상수(비례, 적분, 미분 이득상수)에 따라 성능이 결정되며, 따라서 구동 시스템에 가장 알맞는 이득상수의 결정이 매우 중요하다.

그러나 제어기는 큰 입력명령(위치 오차)이나 큰 외란, 또는 변수의 변동이 큰 경우 구동모타에 흐르는 전류가 매우 클 수 있고 따라서 구동모타에 손상을 입히거나 PWM 전력 증폭기에 무리를 줄 수가 있다.

본 연구에서는 비례-적분-미분 제어기의 이러한 단점을 보완하기 위해 이 제어기의 출력에 전류제어기를 연결시켜 변수의

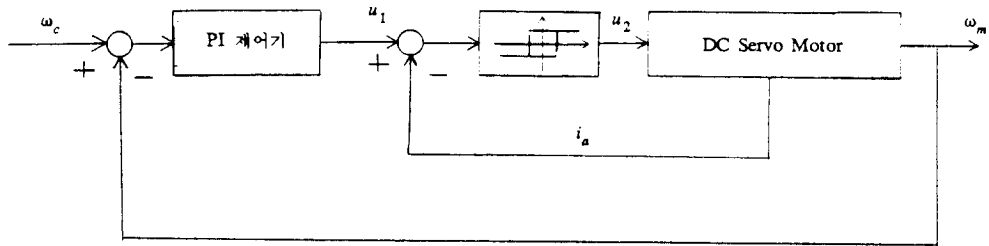


그림 32. 속도 제어기의 블록 선도

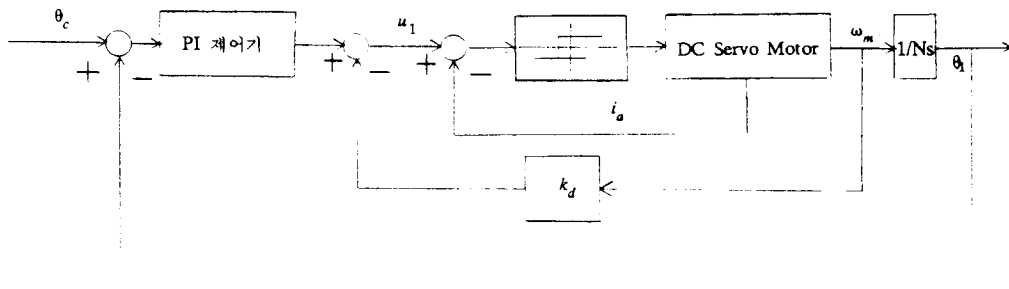


그림 33. 위치 제어기의 블록 선도

변동이나 외란이 인가되어도 구동모타에 흐르는 전류를 원하는 형태로 제어할 수 있도록 하였다.

이러한 제어기의 블록 선도는 그림 33 과 같으며, 다음 식과 같이 표시된다.

$$\theta_e = \theta_i - \theta_1 \quad \dots\dots\dots (25)$$

$$u_1 = k_p \times \theta_e + k_i \int_0^\infty \theta_e dt - k_d \omega_m \quad \dots\dots\dots (26)$$

여기서,

θ_i : 위치 명령

θ_1 : 실제 안테나의 위치

θ_e : 위치 오차

k_p, k_i, k_d : 비례, 적분, 미분 이득

ω_m : 구동모타의 속도

u_1 : 제어기 출력

이 제어기의 출력 u_1 은 전류제어기의 전류명령이고, 전류제어기에 대한 설명은 4-3 절의 전류제어기와 같이 된다.

제 4 절 컴퓨터 시뮬레이션

본 연구에서 사용한 안테나 구동 전동기의 변수값은 다음과 같다.

$$R = 0.78 \Omega$$

$$L = 3.7 \text{ mH}$$

$$J = 0.091 \text{ kg} \cdot \text{cm} - \text{sec}^2$$

$$B = 5.2 \text{ g} \cdot \text{cm} / \text{rpm}$$

$$K_t = 9.2 \text{ kg} \cdot \text{cm} / \text{A}$$

$$K_b = 0.095 \text{ V} / \text{rpm}$$

이러한 전동기에 대하여 앞 절에서 설명한 각 제어기의 성능을 비교, 분석한다.

1. 속도제어기의 성능 분석

속도제어기의 시뮬레이션 결과는 그림 34-1 ~ 그림 34-12에 나타내었다. 그림 34-1 ~ 그림 34-3은 외란이 인가되지 않은 경우, 10 [rad/sec]의 계단속도 명령에 대한 응답 특성이다. 그림 34-1은 속도 응답 특성을, 그림 34-2는 전류 특성을, 그림 34-3은 속도오차를 나타내었다. 이의 결과를 분석하면, 정착시간 (Settling time)은 30[msec]이고, 정상상태의 속도오차는 거의 없음을 알 수 있다.

그림 34-4 ~ 그림 34-6은 구동모타축에 10[kg · cm]의 외란이 인가된 경우의 응답 특성으로 외란이 없는 경우보다 정착시간이 약 10[msec] 늦어진 반면, 정상상태 오차는 마찬가지로 무시할 수 있다. 그림 34-7 ~ 그림 34-9는 외란이 인가되지 않은 경우 경사입력 (Ramp Input)이 100[rad/sec]인 경우 ($\omega_r = 100 \times t$; t 는 시간)의 응답 특성으로 정상상태 오차가 약 0.04[rad/sec]로 무시될 수 있음을 보여 준다. 그림 34-10 ~ 그림 34-12는 외란이 10[kg · cm]로 인가되고 경사입력이 100[rad/sec]인 경우의 응답 특

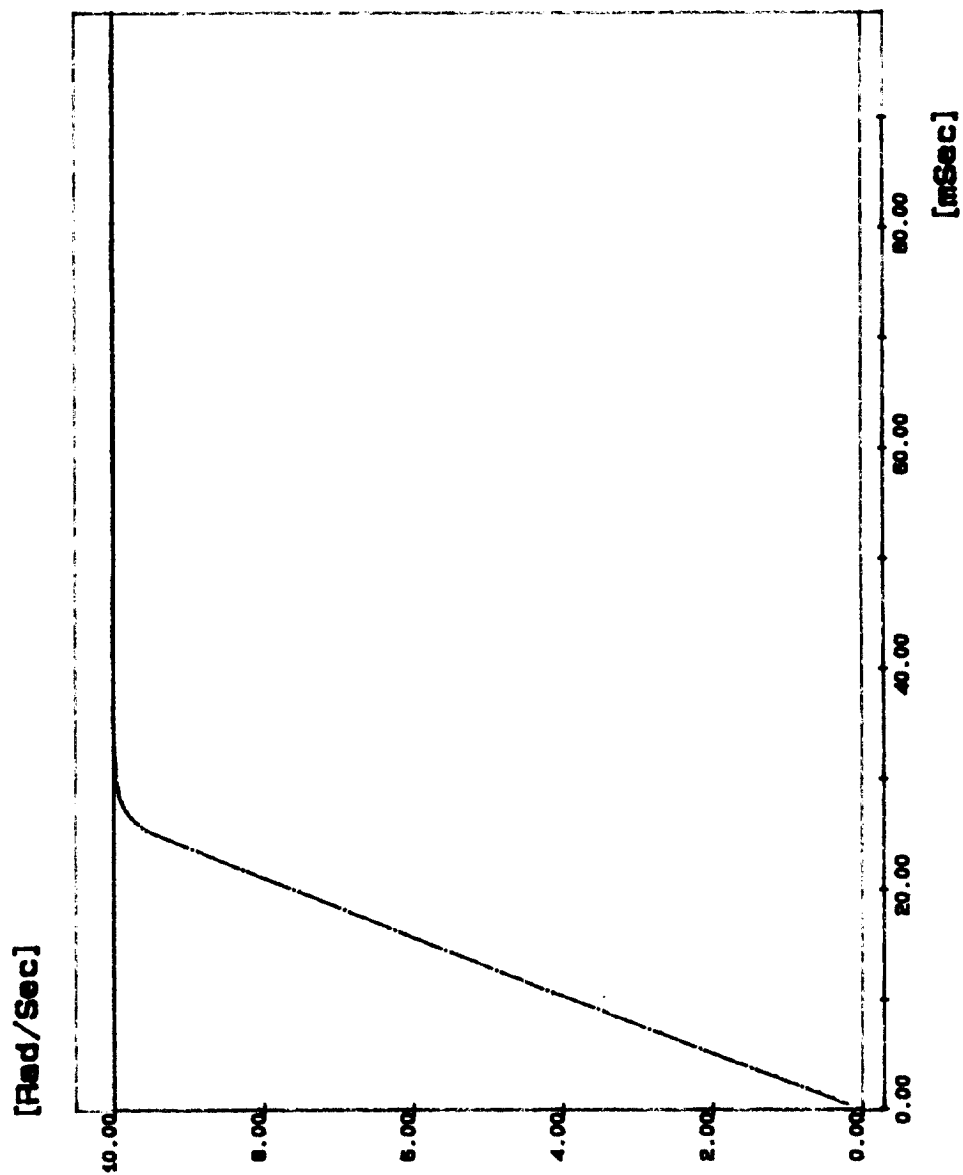


그림 34-1. Speed

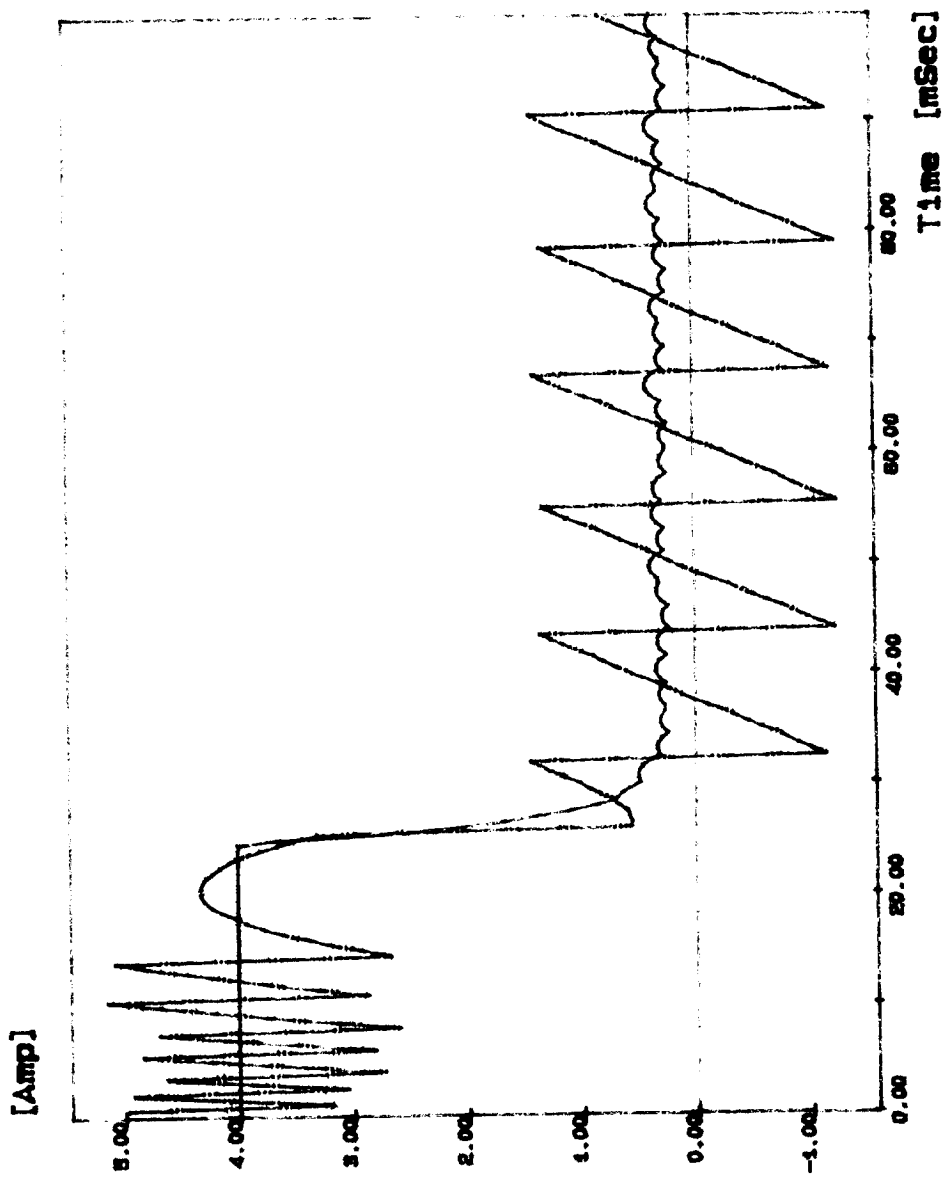


그림 34-2. Current

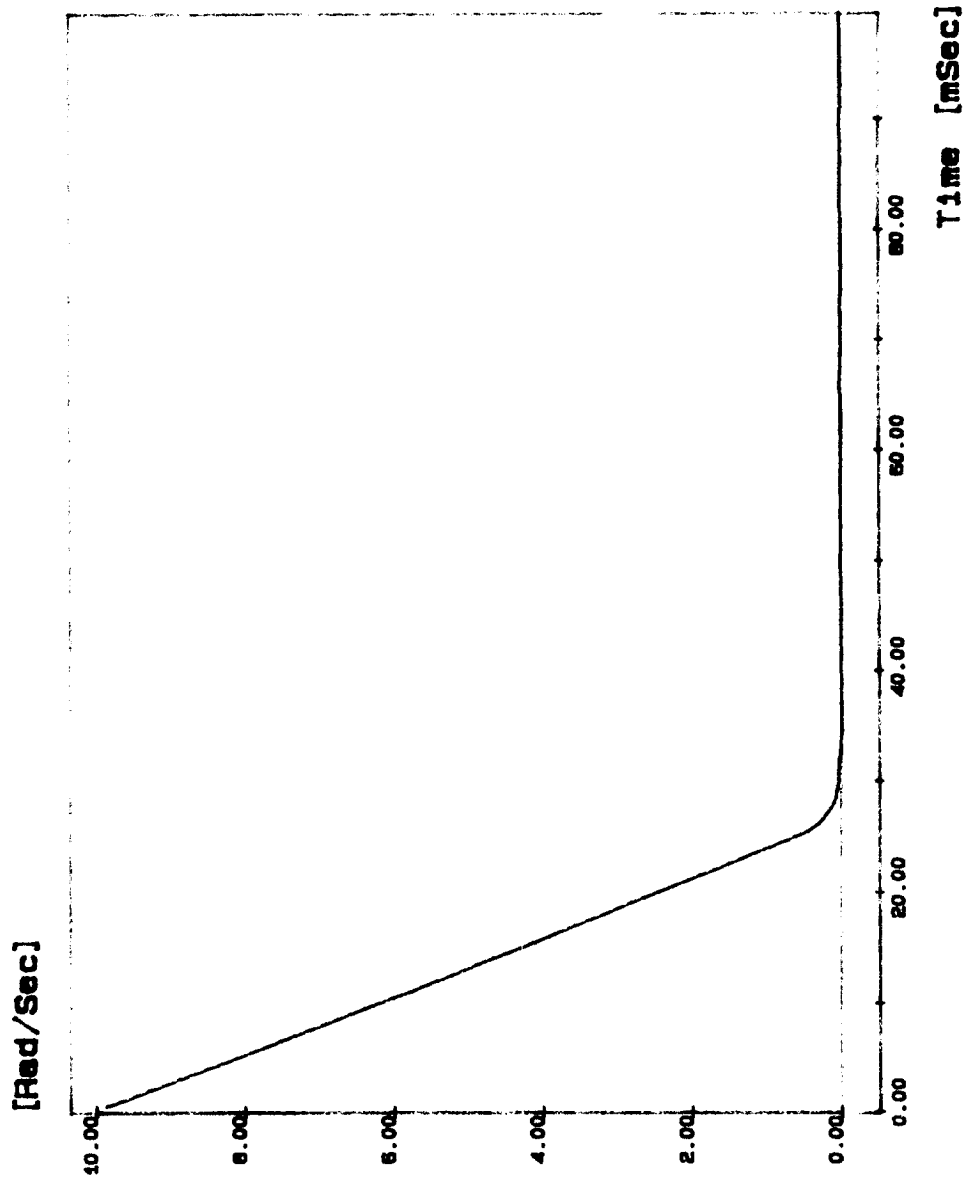


그림 34-3. Speed Error

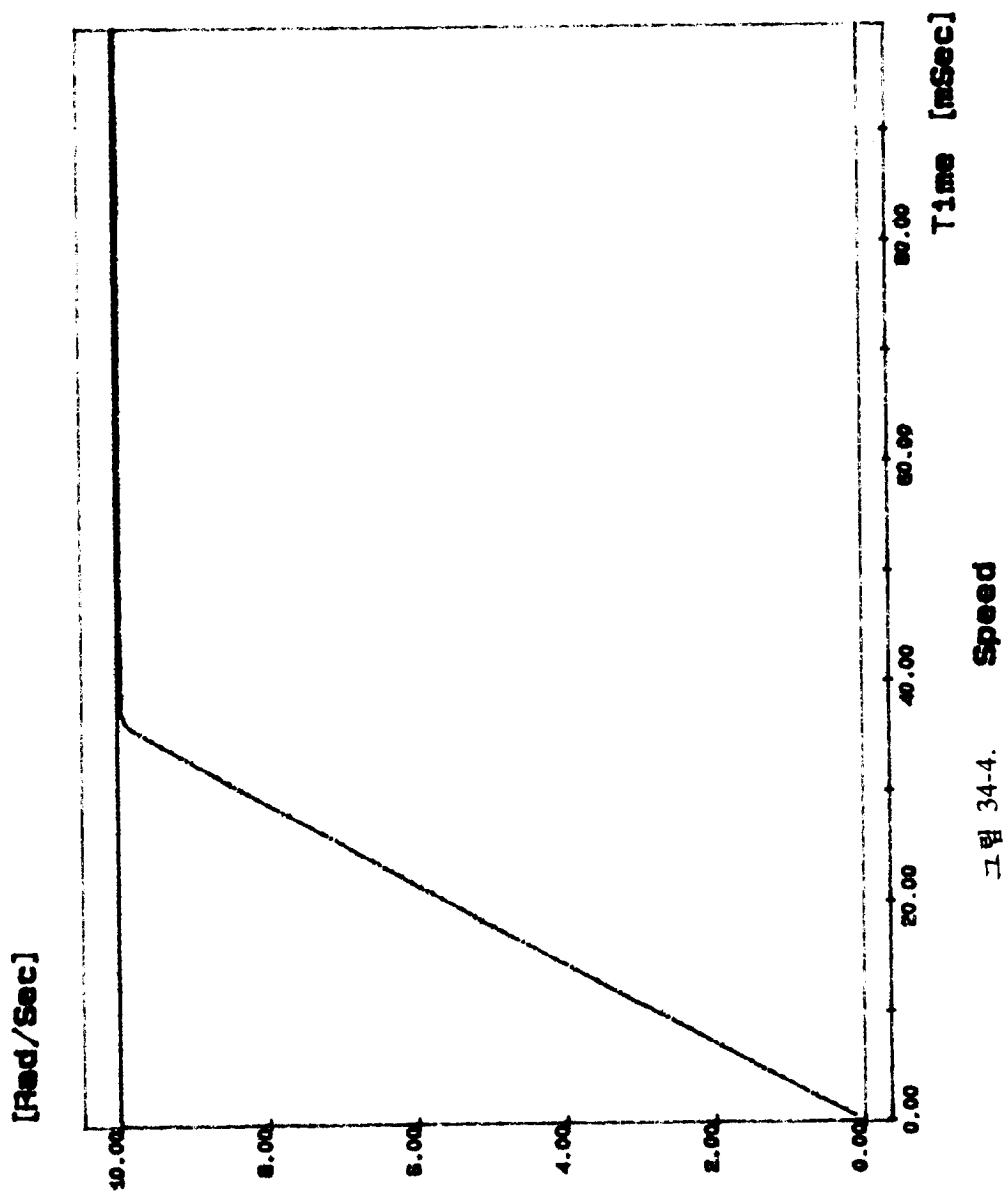


그림 34-4. Speed

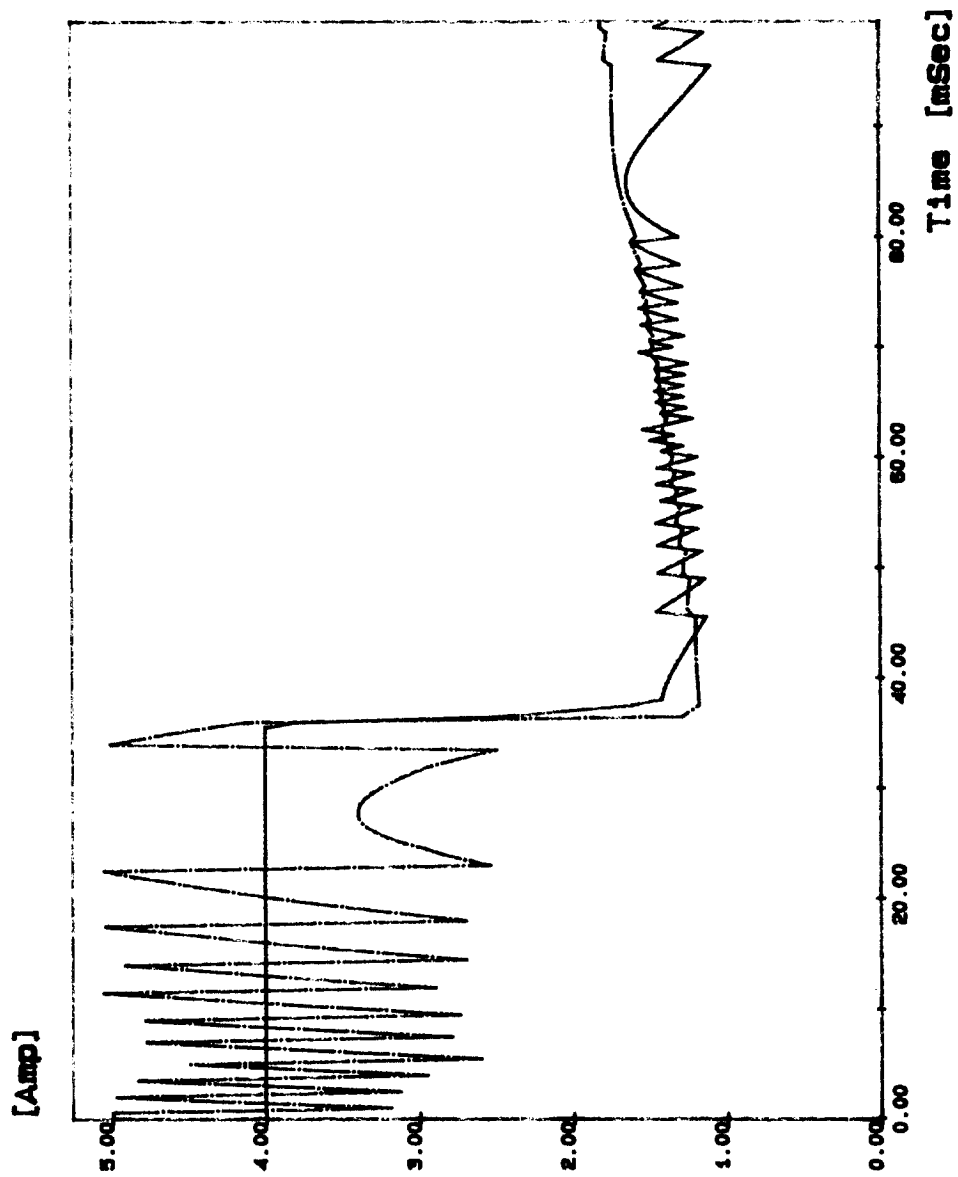


그림 34-5. Current

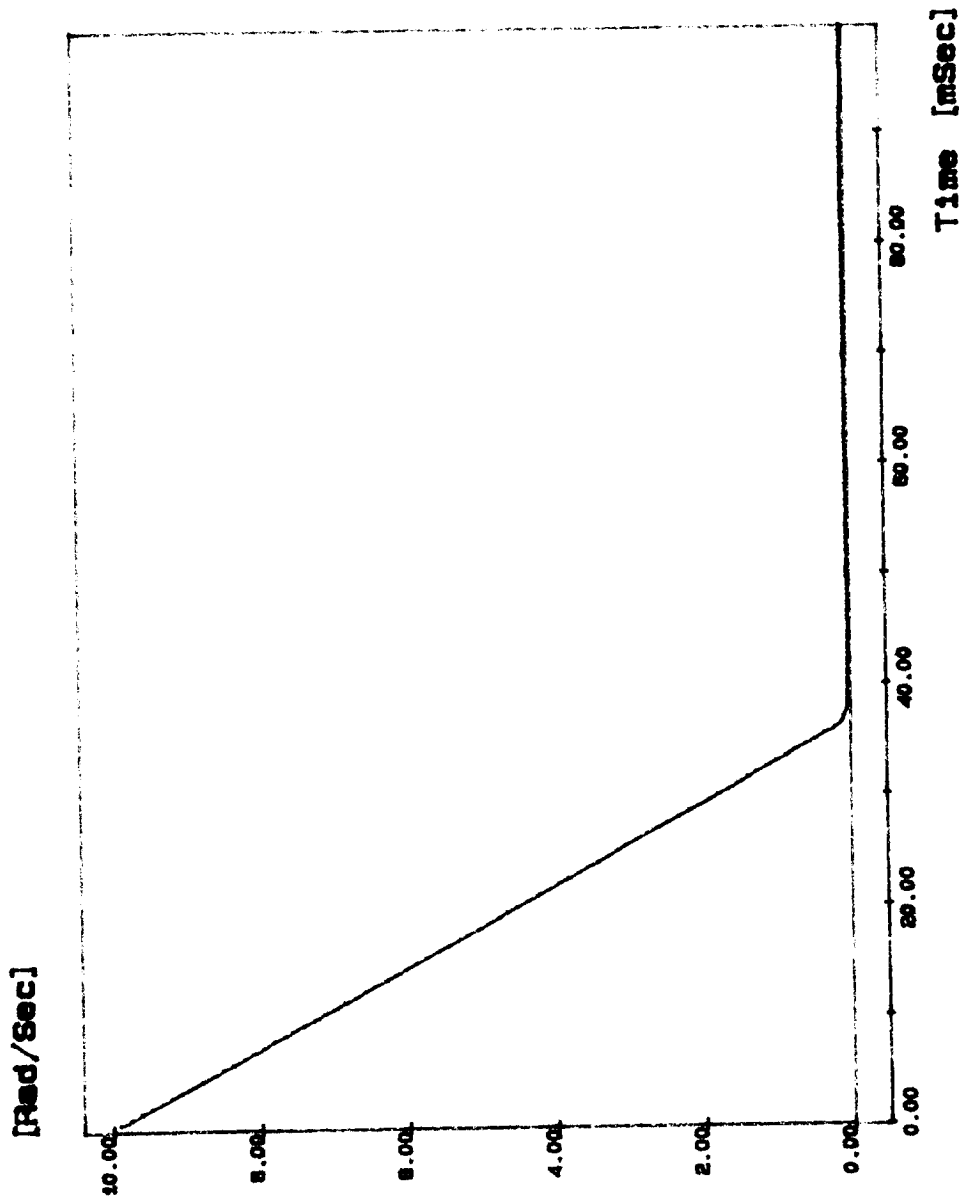


그림 34-6. Speed Error

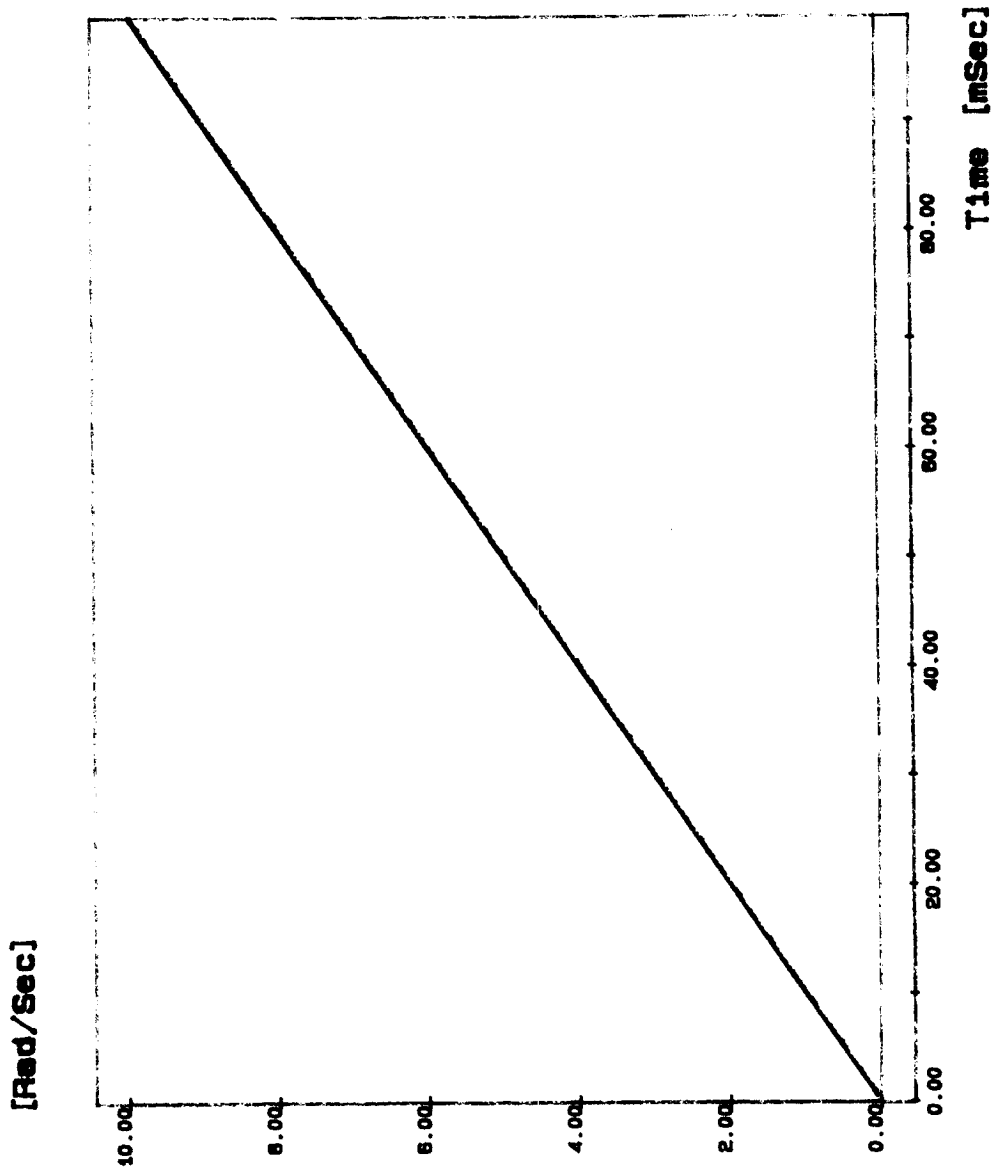


그림 34-7. Speed

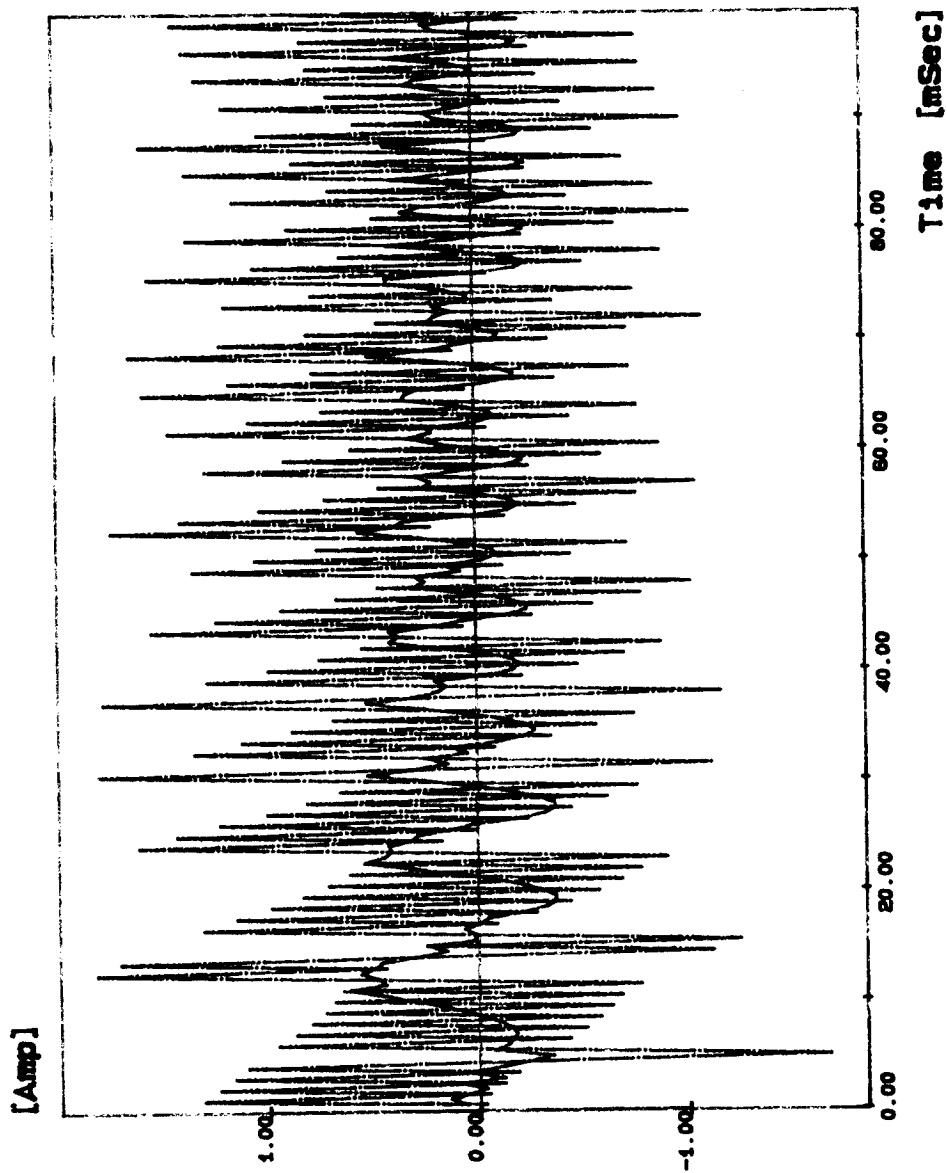


그림 34-8. Current

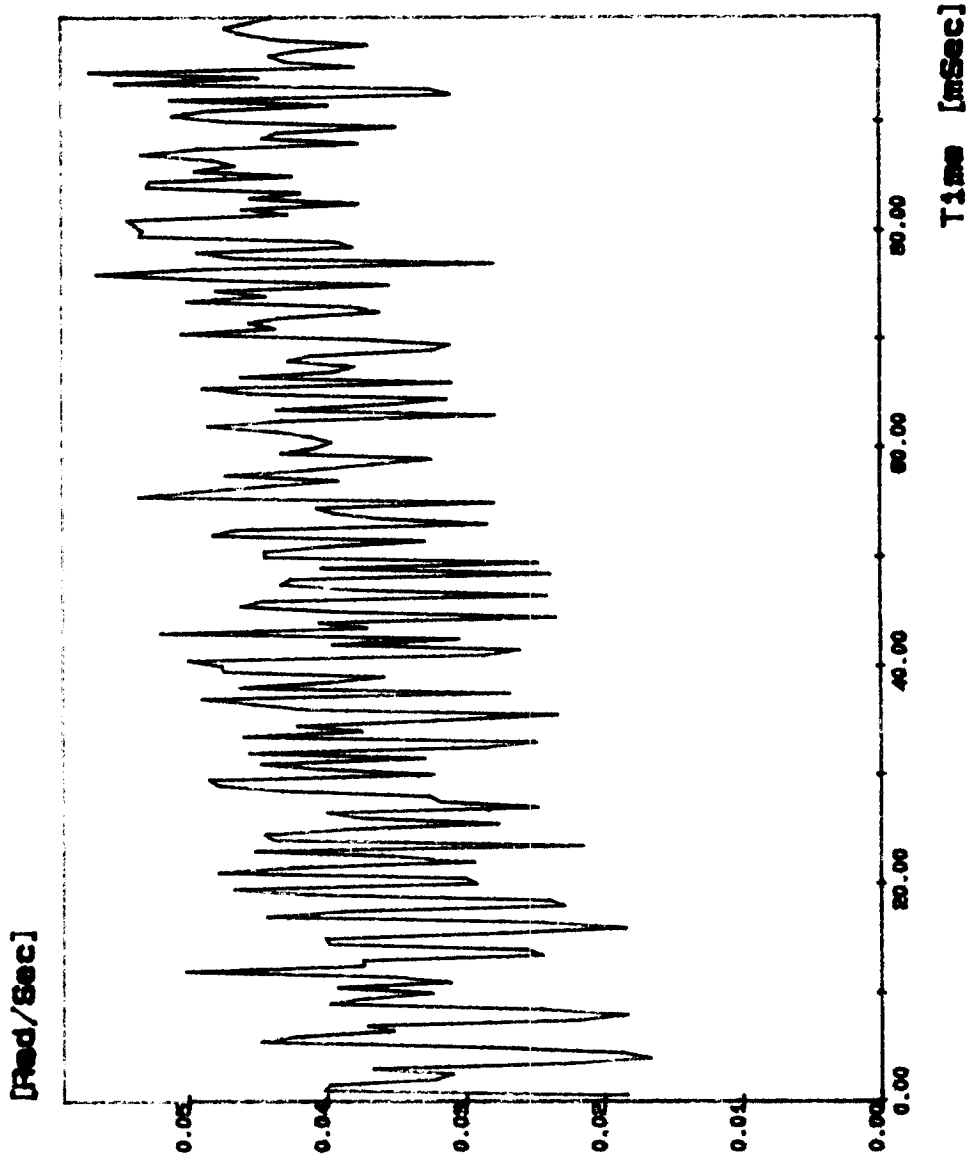


그림 34-9. Speed Error

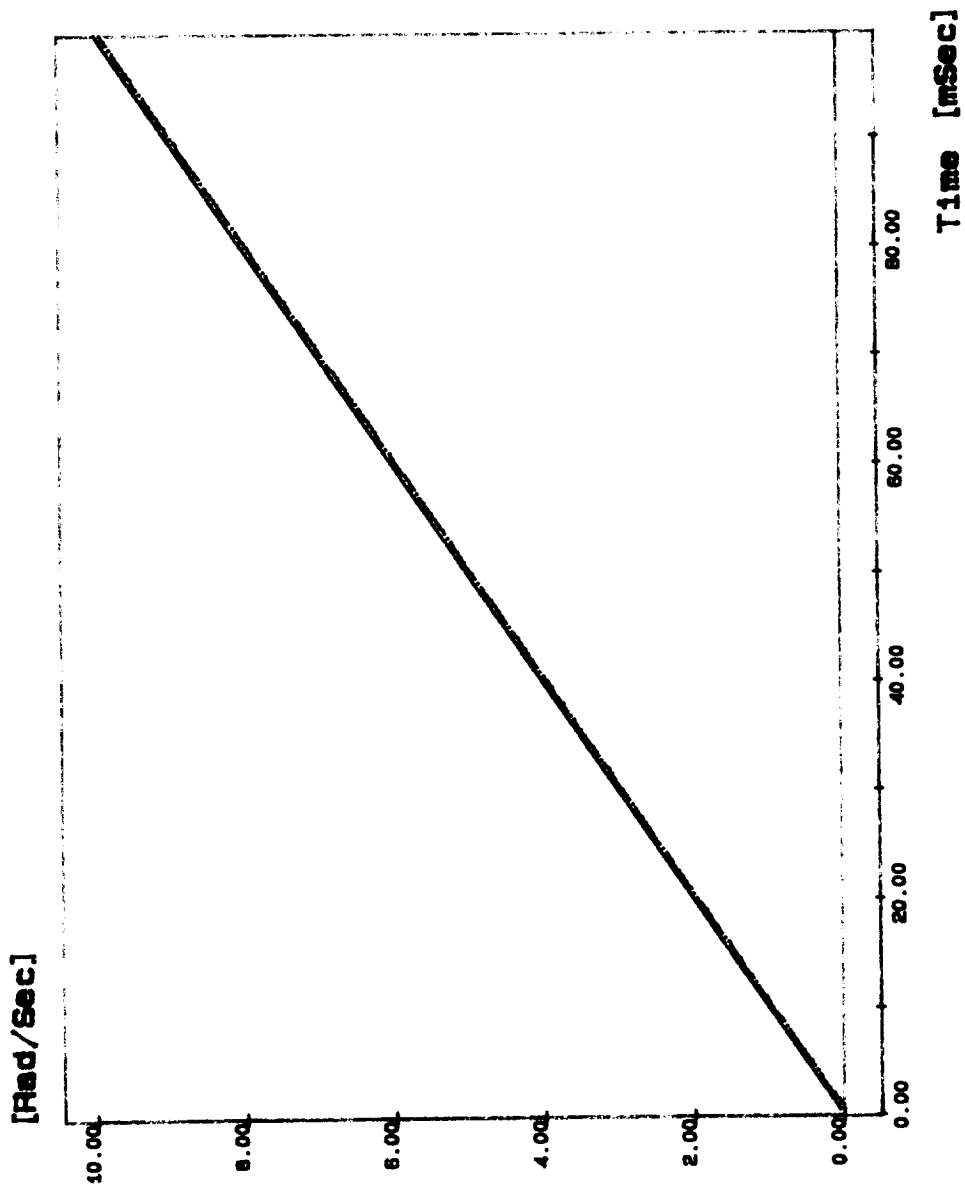


그림 34-10. Speed

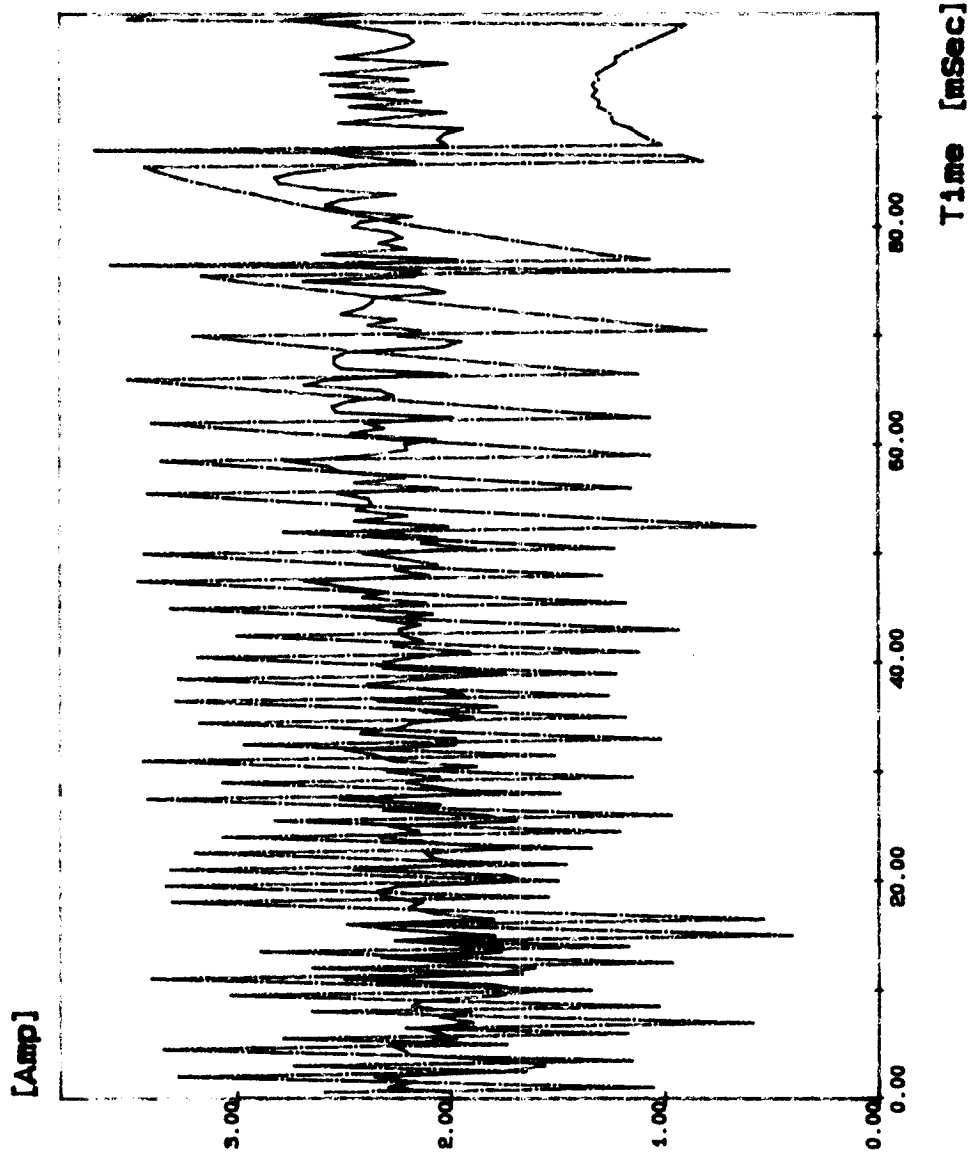


그림 34-11. Current

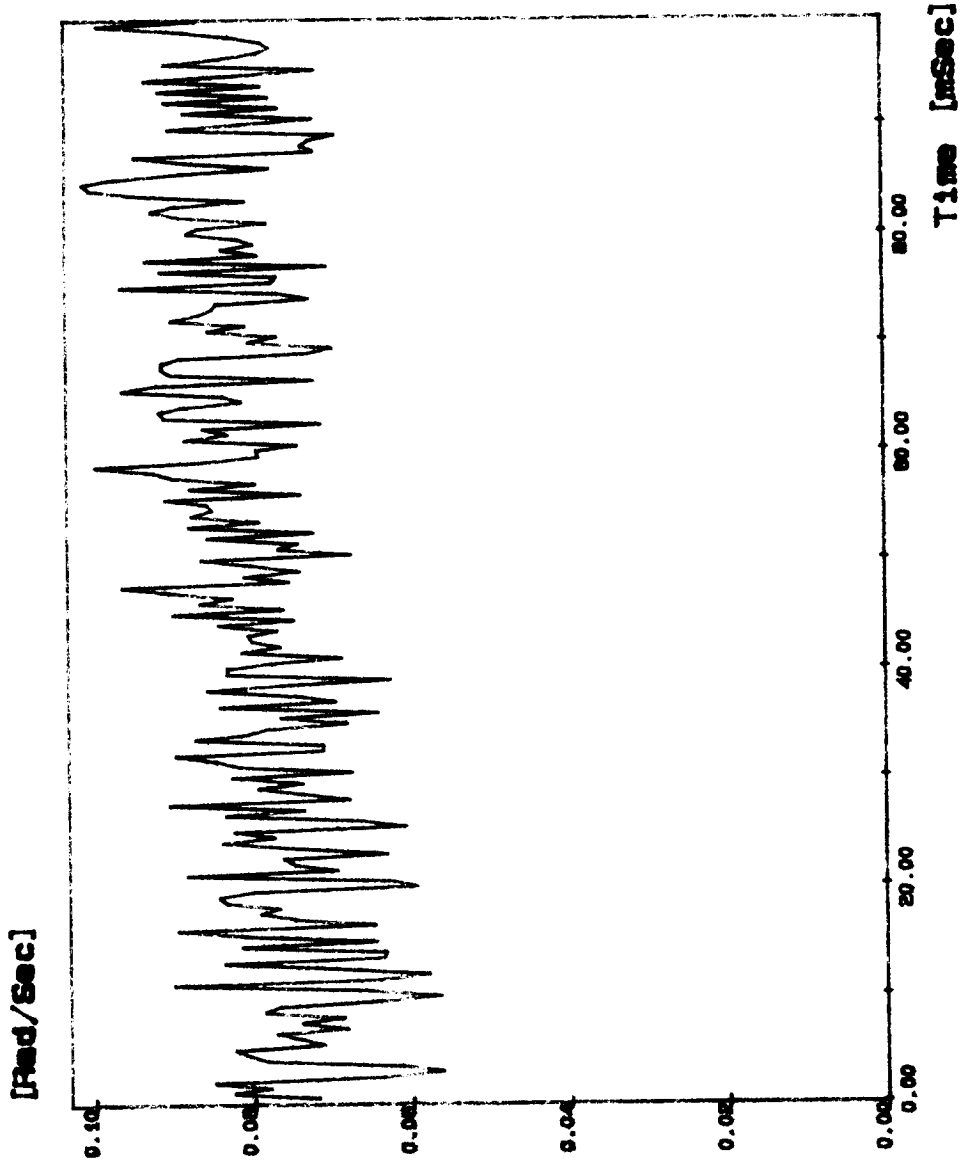


그림 34-12 Speed Error

성으로 앞의 경우보다 정상상태 오차가 약 $0.04[\text{rad/sec}]$ 더 많으나, 이는 극히 작은 양으로 무시될 수 있다.

위의 시뮬레이션 결과들은 비례, 적분 이득이 각각 1000, 100인 경우이며, 이들 결과로부터 속도제어기의 성능이 매우 우수함을 알 수 있다.

2. 비례 - 적분 - 미분 제어기

시뮬레이션 결과는 그림 35-1 ~ 그림 35-7에 나타내었으며, 이 제어기는 전류 제어기가 없는 단순한 비례 - 적분 - 미분 제어기이다.

그림 35-1 ~ 그림 35-4는 외란이 인가되지 않았을 때 $0.05[\text{rad}]$ 의 계단명령에 대한 응답 특성이다. 이의 결과에서 정착시간은 약 $300[\text{msec}]$ 이며, 정상상태 오차는 거의 없다. 전류응답 특성에서 전류가 큰 폭으로 변동하는 것을 알 수 있다. 이 결과의 비례, 적분, 미분 이득은 각각 100, 1, 2인 경우이다.

그림 35-5 ~ 그림 35-7은 외란이 없는 경우 $0.05[\text{rad/sec}]$ 의 경사입력(Ramp Input)에 대한 응답 특성으로 정상상태 오차는 거의 없으며, 전류가 큰 폭으로 변화함을 알 수 있다. 이는 구동모터나 PWM 전력 증폭기에 손상을 입힐 수 있으며, 이러한 문제는 변수의 변동이 있거나 외란이 인가될 경우 더 심각하게 된다. 따라서 구동모터에 흐르는 전류의 값을 일정치 이하로 제어할 필요가 있으며, 따라서 전류 제어기가 필요하게 된다. 경사입력에 대한 시뮬레이션에서 비례, 적분, 미분 이득은 각각 100, 500, 1이다.

위의 결과들에서 구동모터의 제어입력은 연속이라 가정한 경우인데, 실제로는 펄스형태이므로 이를 고찰하면 전류파형이 평활

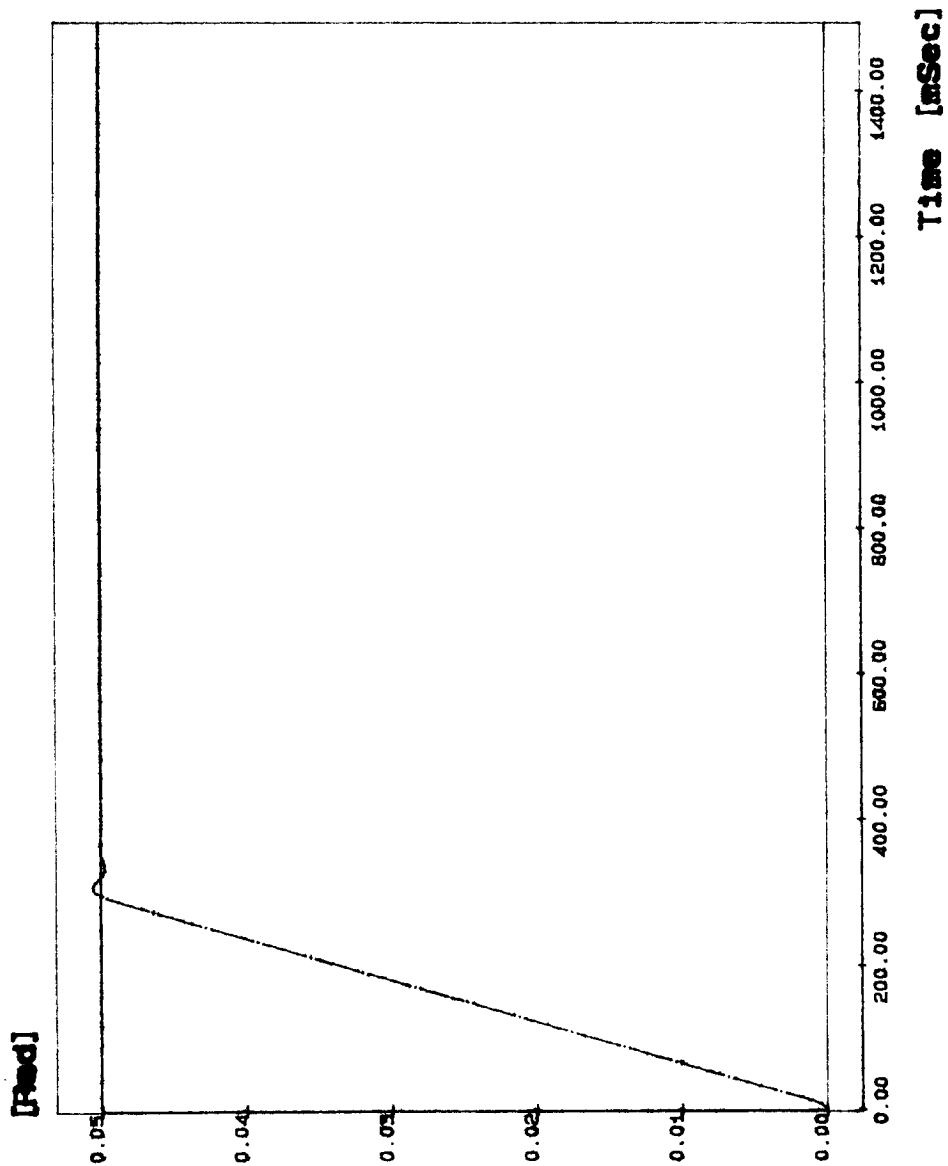


그림 35-1. Position

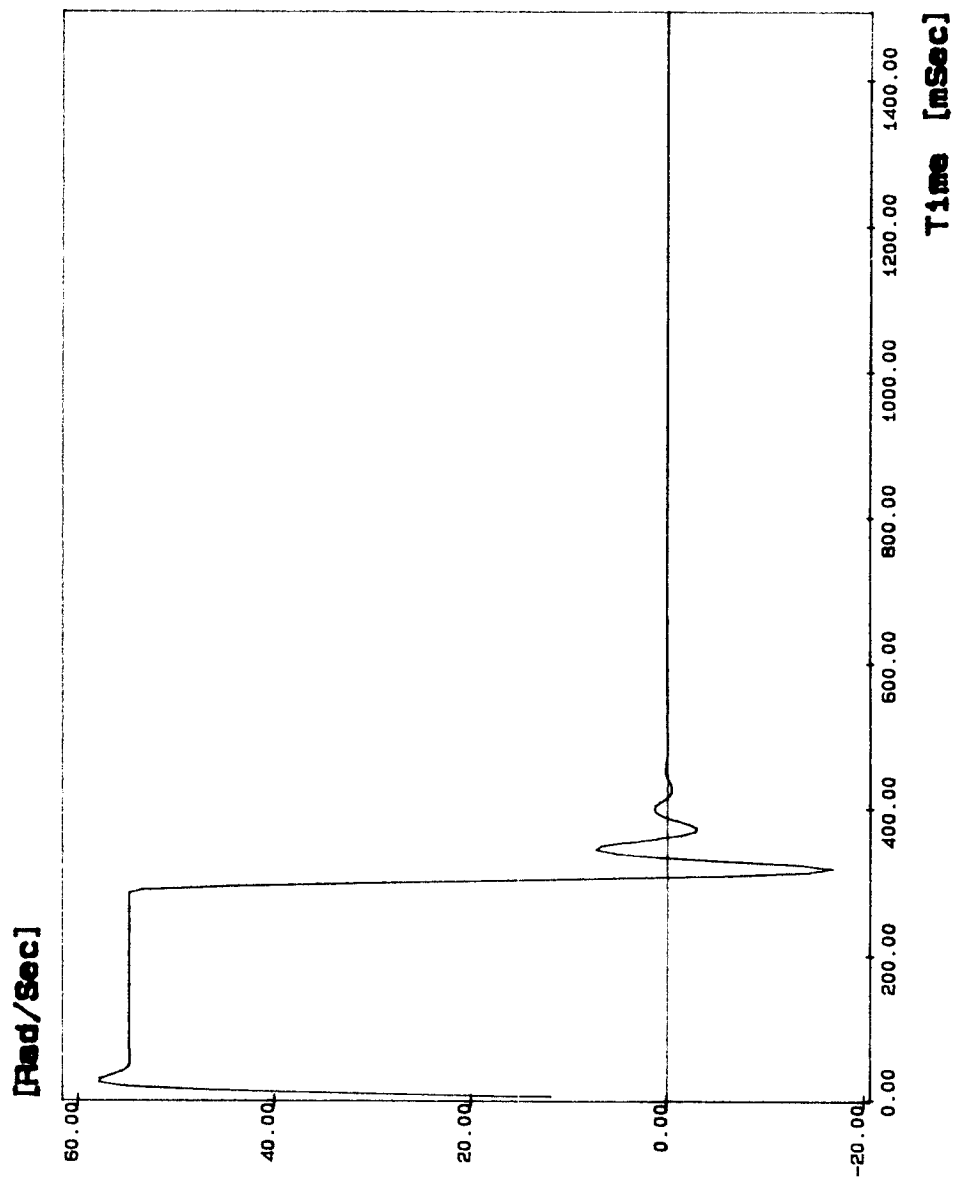


그림 35-2. Speed

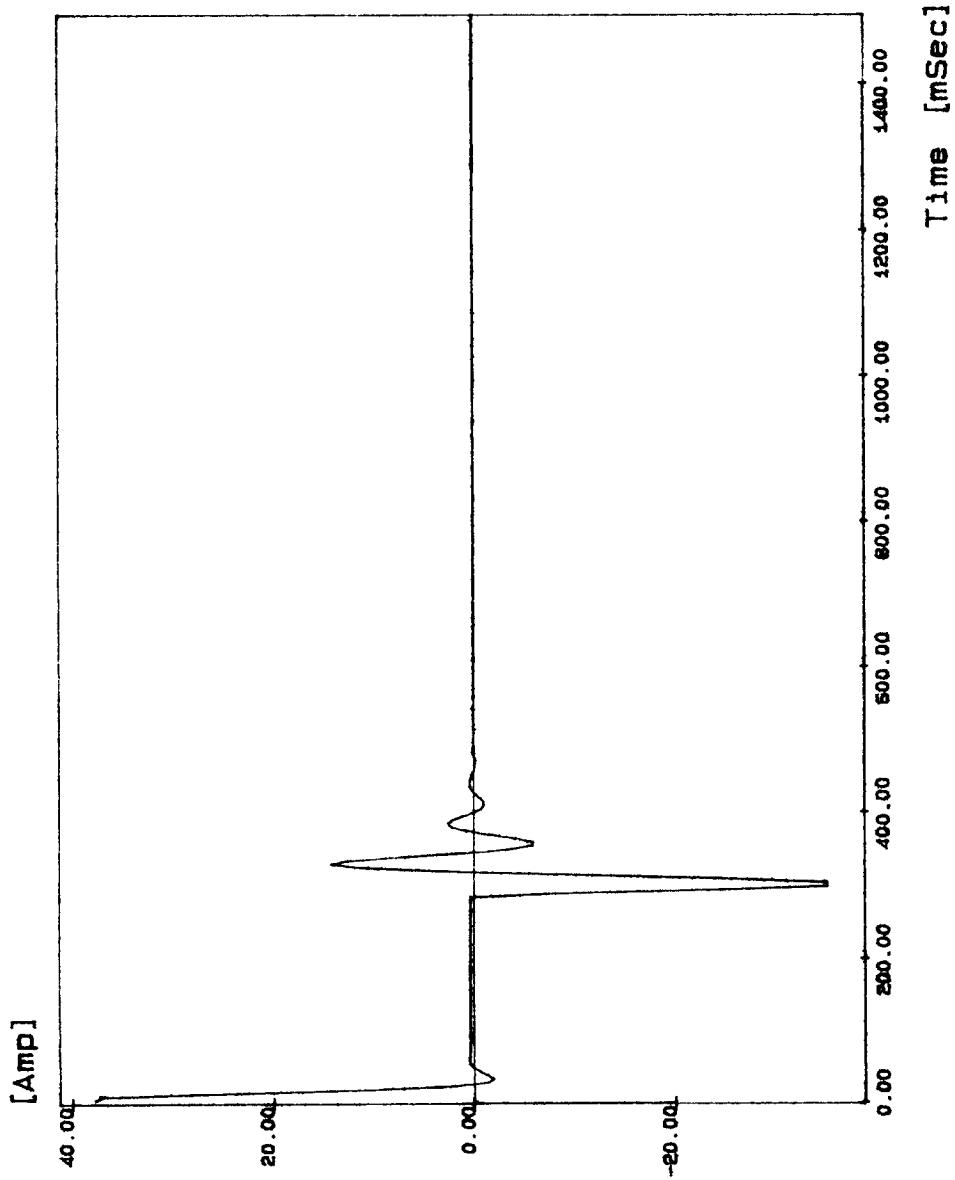


그림 35-3. Current

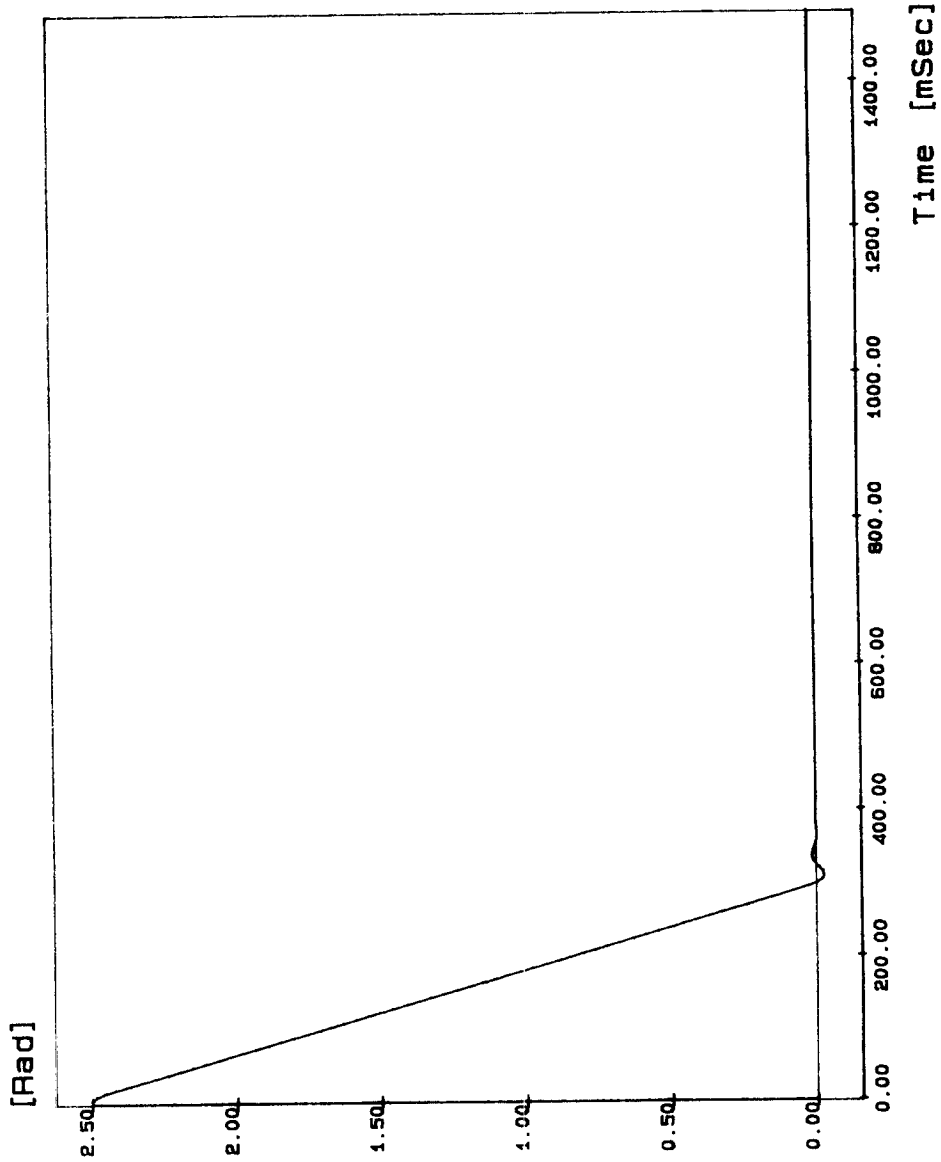


그림 35-4. Position Error

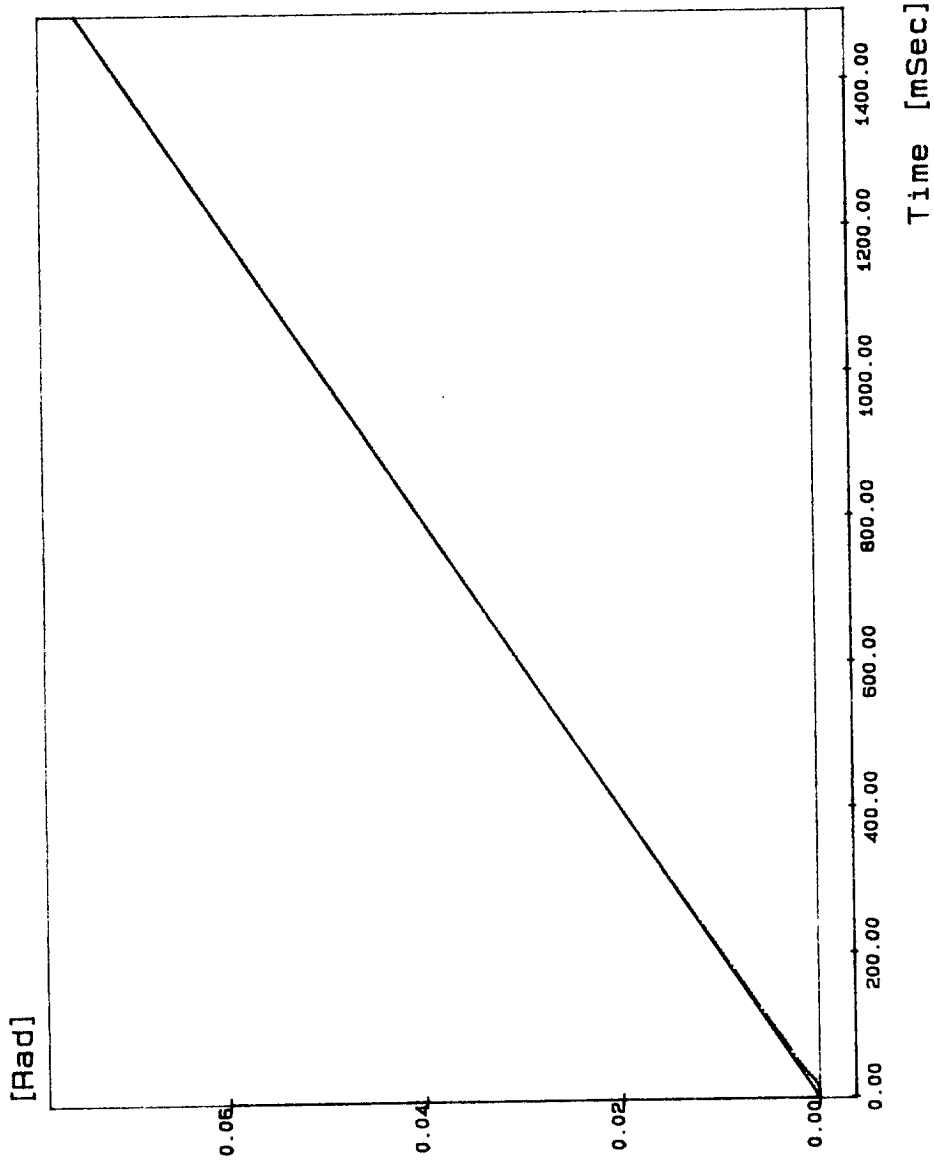


그림 35-5. Position

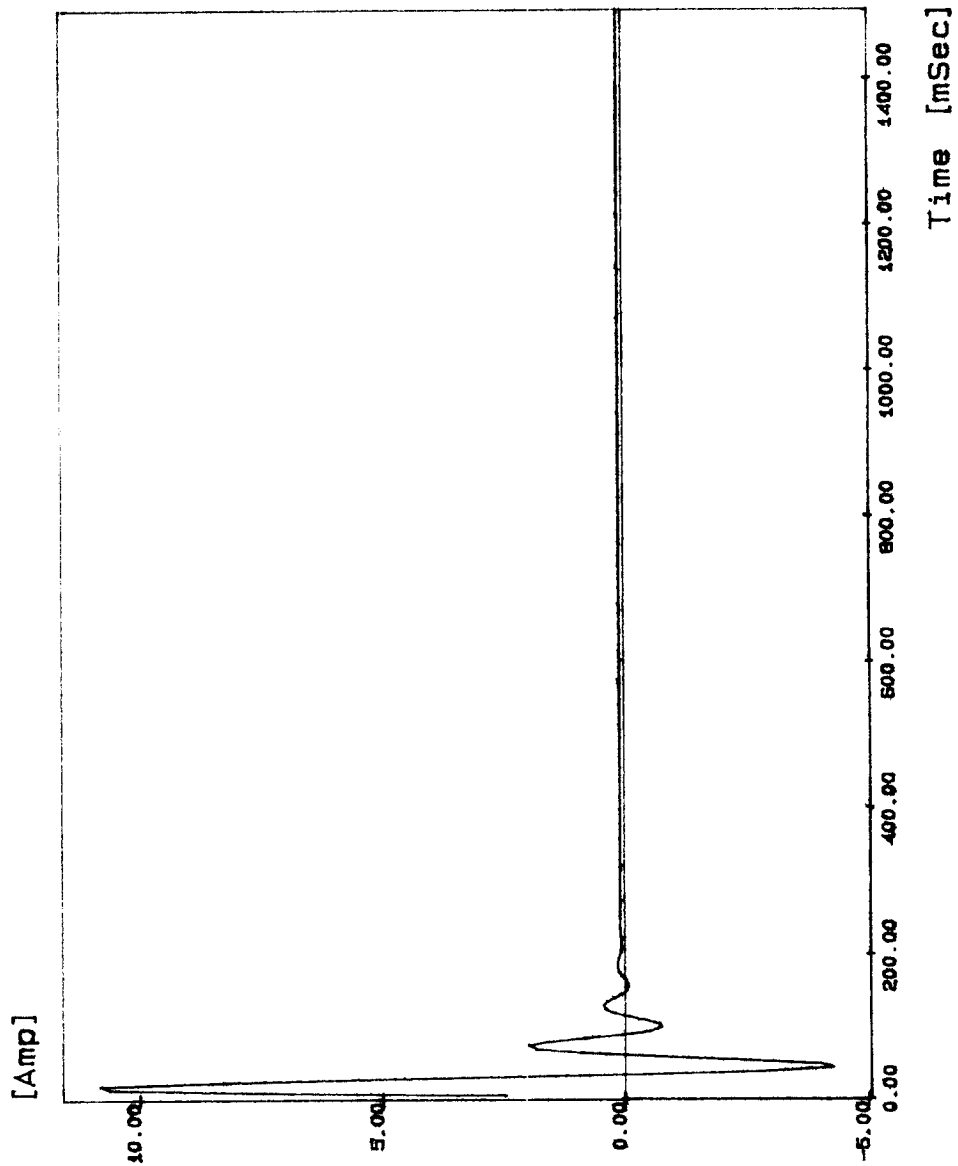


그림 35-6. Current

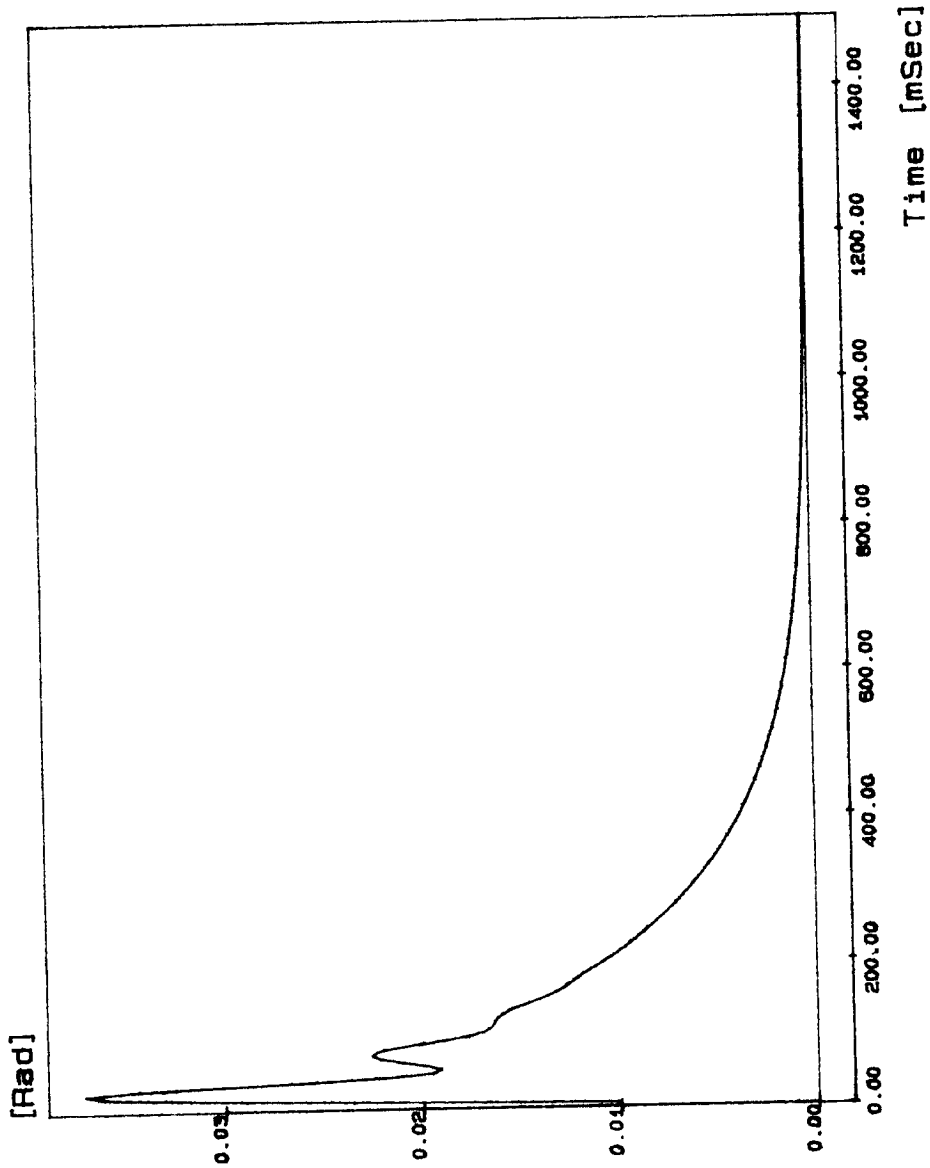


그림 35-7. Position Error

(Smooth) 하지 못하고 계속 체터링 (Chattering) 한다.

3. 전류제어기를 포함한 비례 - 적분 - 미분 제어기

이 절에서는 본 보고서에서 제안한 제어기에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 36-1 ...그림 36-4 는 외란이 없는 경우에 $0.05[\text{rad}]$ 의 계단입력에 대한 응답 특성으로 정착시간이 약 $500[\text{msec}]$ 이며, 정상상태 오차는 거의 없다. 전류 특성에서 전류명령은 최대 $5[\text{A}]$ 로 제한되며 이에 따라 구동모타에 흐르는 전류가 제어된다. 이때의 비례 - 적분 - 미분 이득은 각각 $100, 1, 1.5$ 이다.

그림 36-5 ...그림 36-7 은 외란이 없는 경우에 경사입력 $0.05[\text{red/sec}]$ 에 대한 응답 특성이며, 최대 위치 오차는 약 $0.14[\text{degree}]$ 이고 정상상태 오차는 거의 없다. 이때의 비례 - 적분 - 미분 이득은 각각 $100, 500, 1$ 이다. $10[\text{kg.cm}]$ 의 외란이 인가된 경우의 결과는 전류 특성에서 약간의 차이가 있을뿐 위의 결과들과 거의 일치하므로 생략한다.

위의 결과에서 제안된 제어기는 추적 안테나가 갖추어야할 요건들을 충분히 만족시킴을 알 수 있다.

안테나 운전 종류에서 프로그램 운전시에는 안테나의 위치명령을 주 컴퓨터에서 일정주기마다 받는다. 즉, 계단명령은 연속이라 할 수 있는데 그림 36-8 ...그림 36-13 은 이에 대한 응답 특성이다. 그림 36-8 ...그림 36-10 은 $100[\text{msec}]$ 마다 위치명령을 받는 경우이고 그림 36-11 ...그림 36-13 은 $50[\text{msec}]$ 마다 받는 경우이다. 그림 36-1 과 그림 36-13 은 각각의 경우의 위치 오차로서 실선은 위치명령에 대한 오차이고 점선은 실제 연속적인 위성의 궤도와 오차

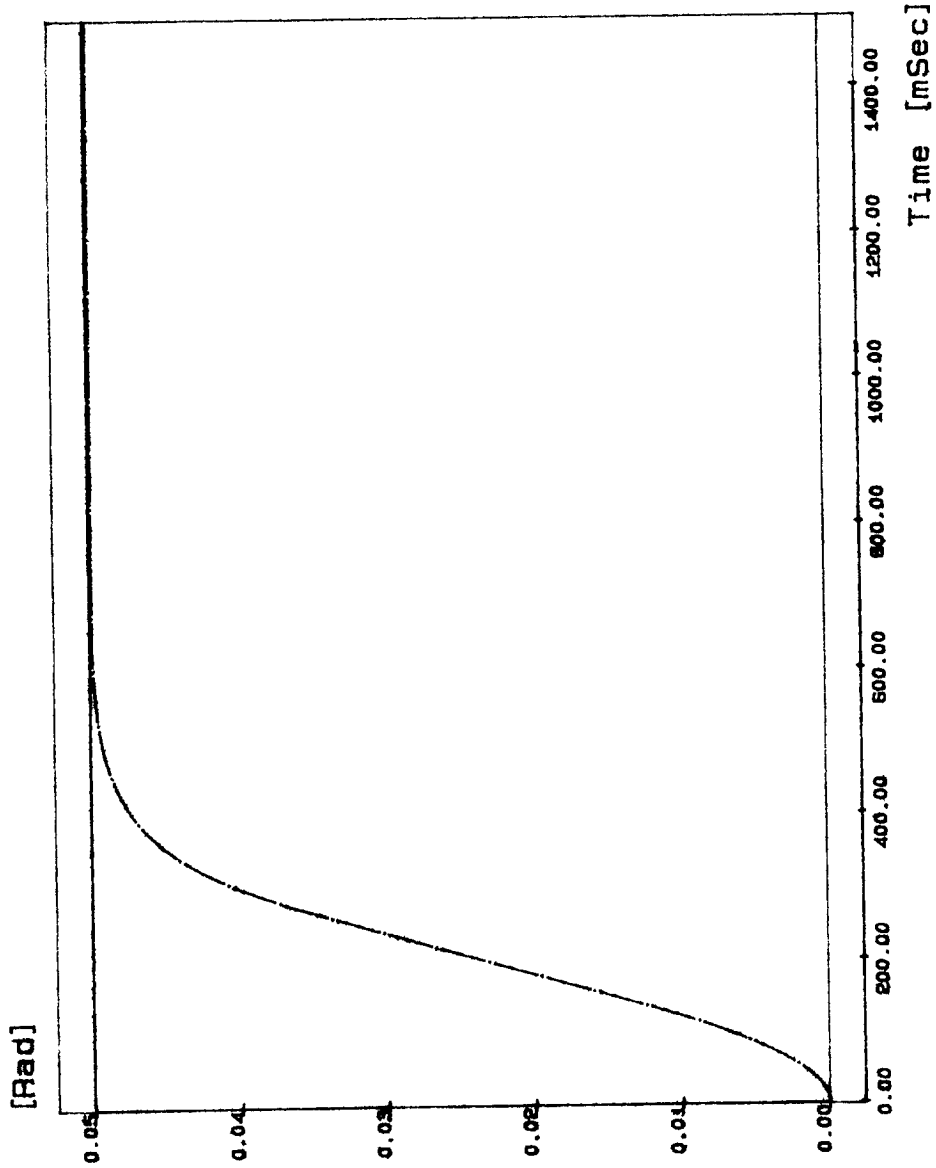


그림 36-1. Position

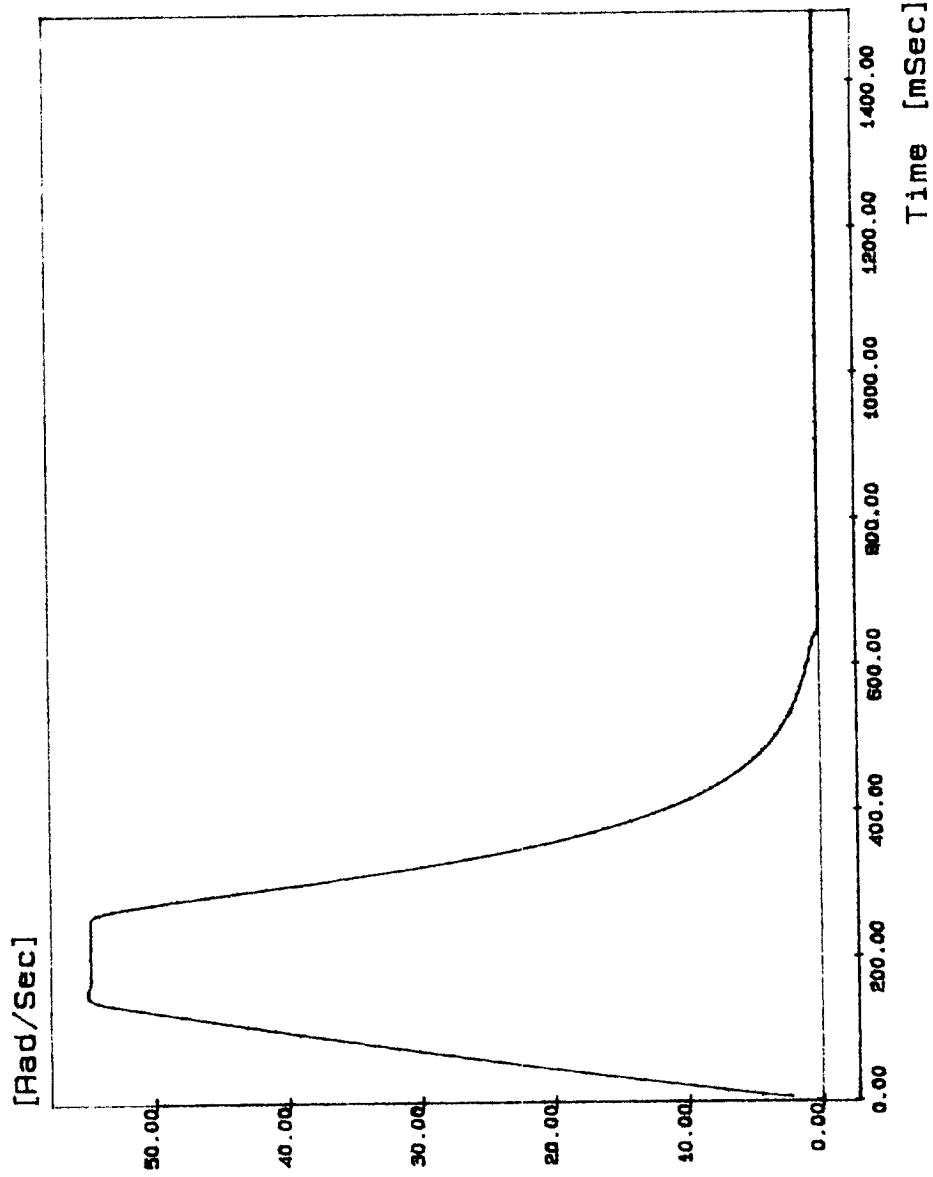


그림 36-2. Speed

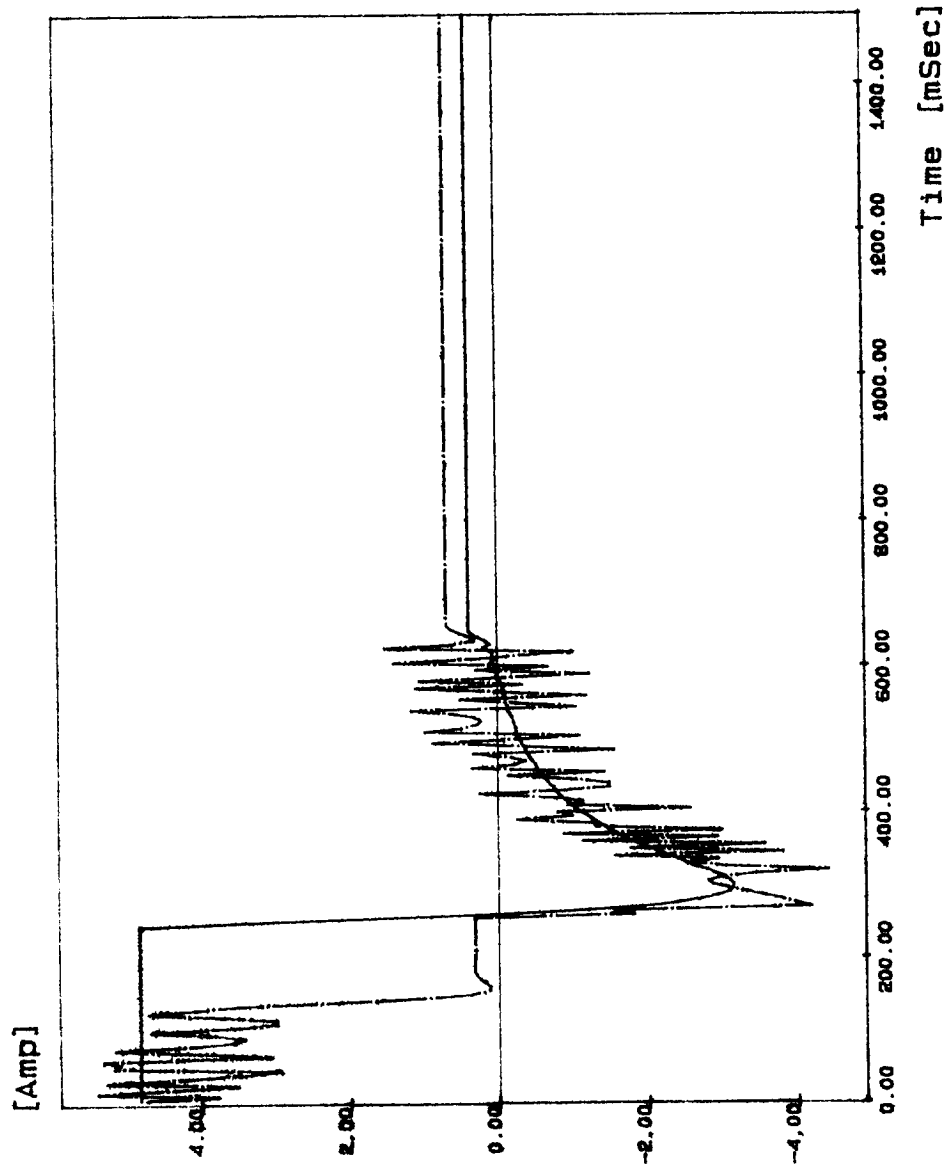


그림 36-3. Current

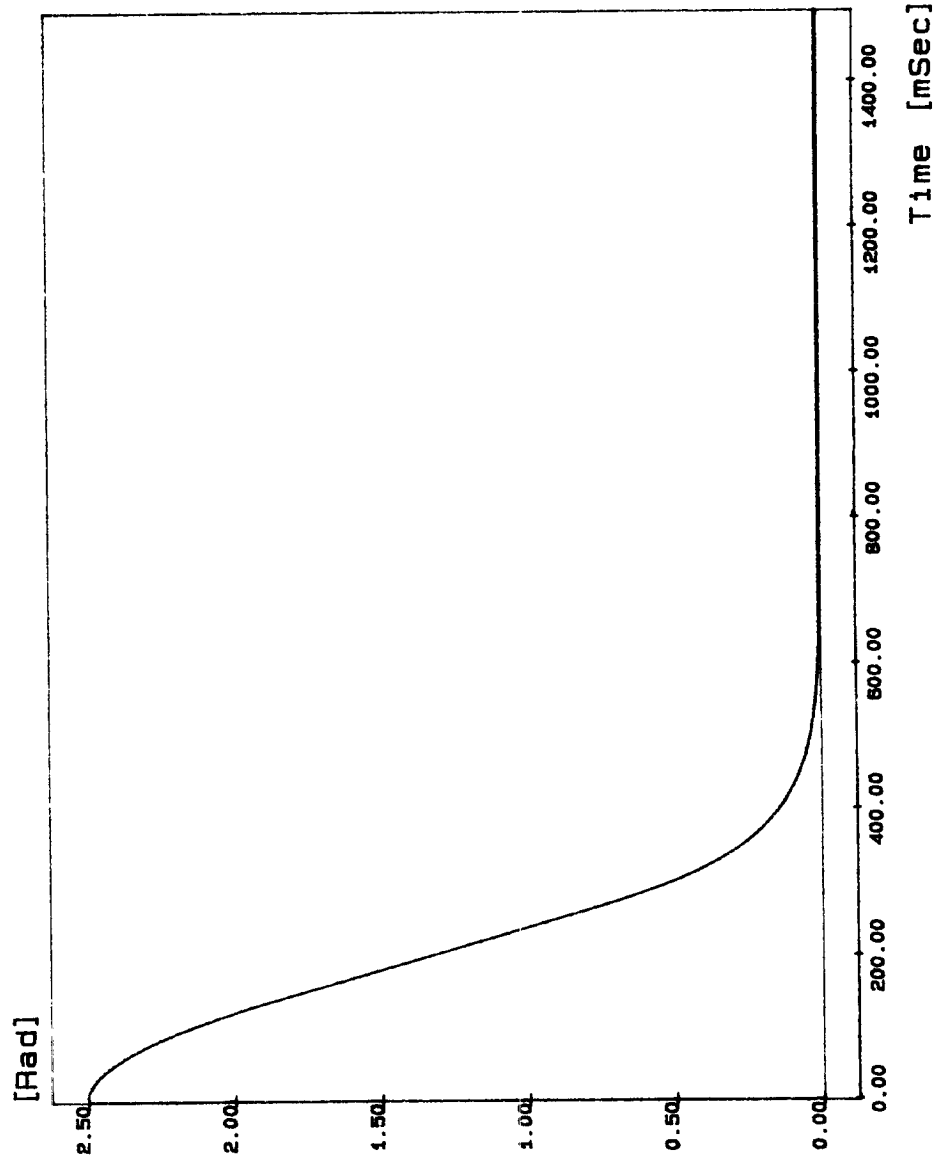


그림 36-4. Position Error

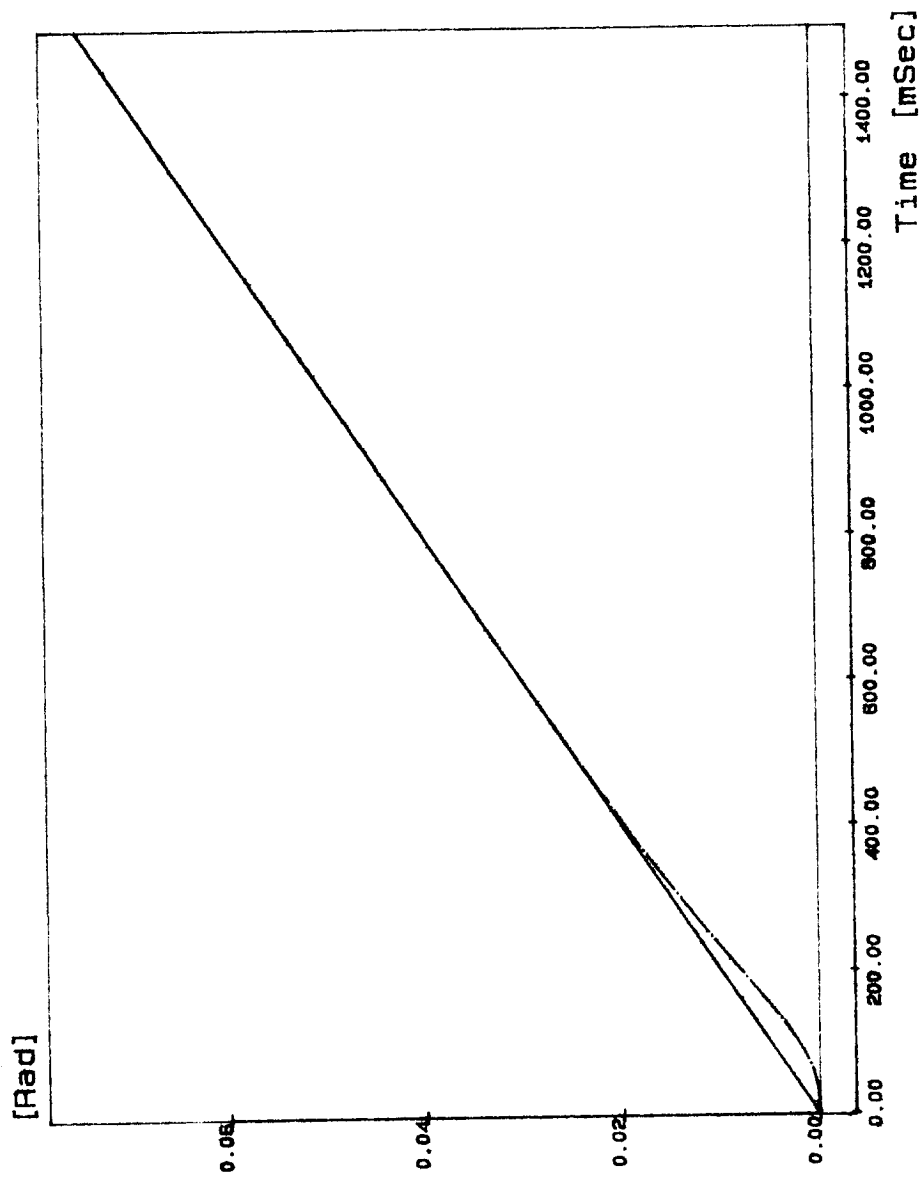


그림 36-5. Position

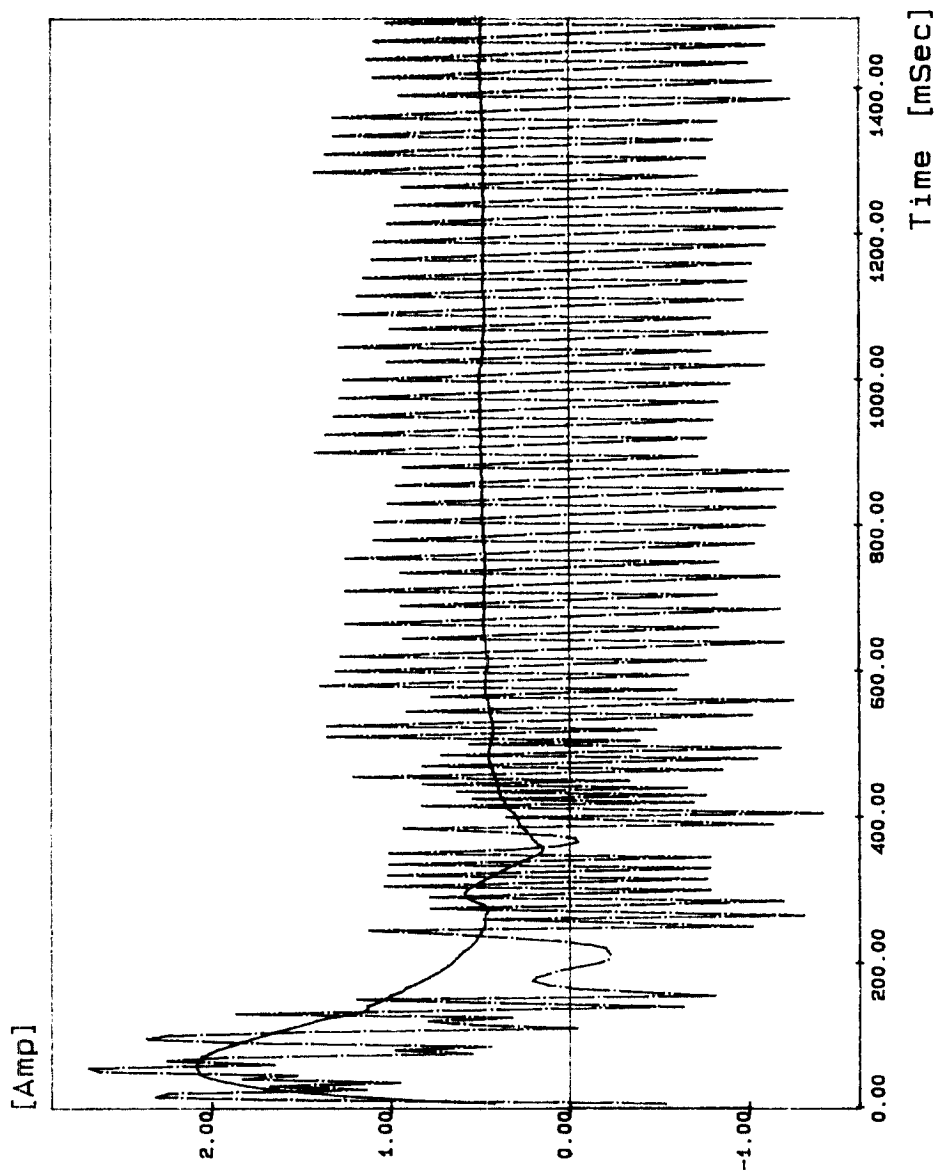


그림 36-6. Current

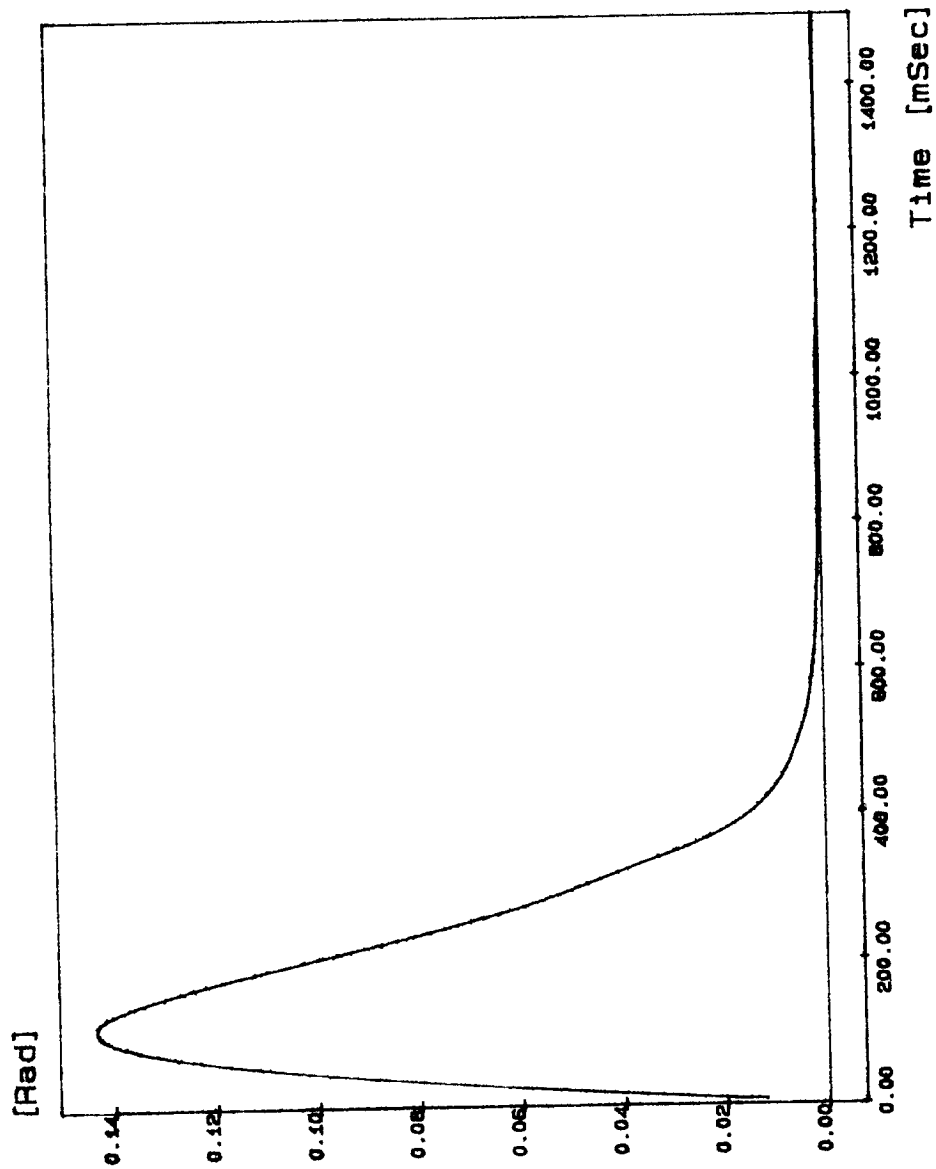


그림 36-7. Position Error

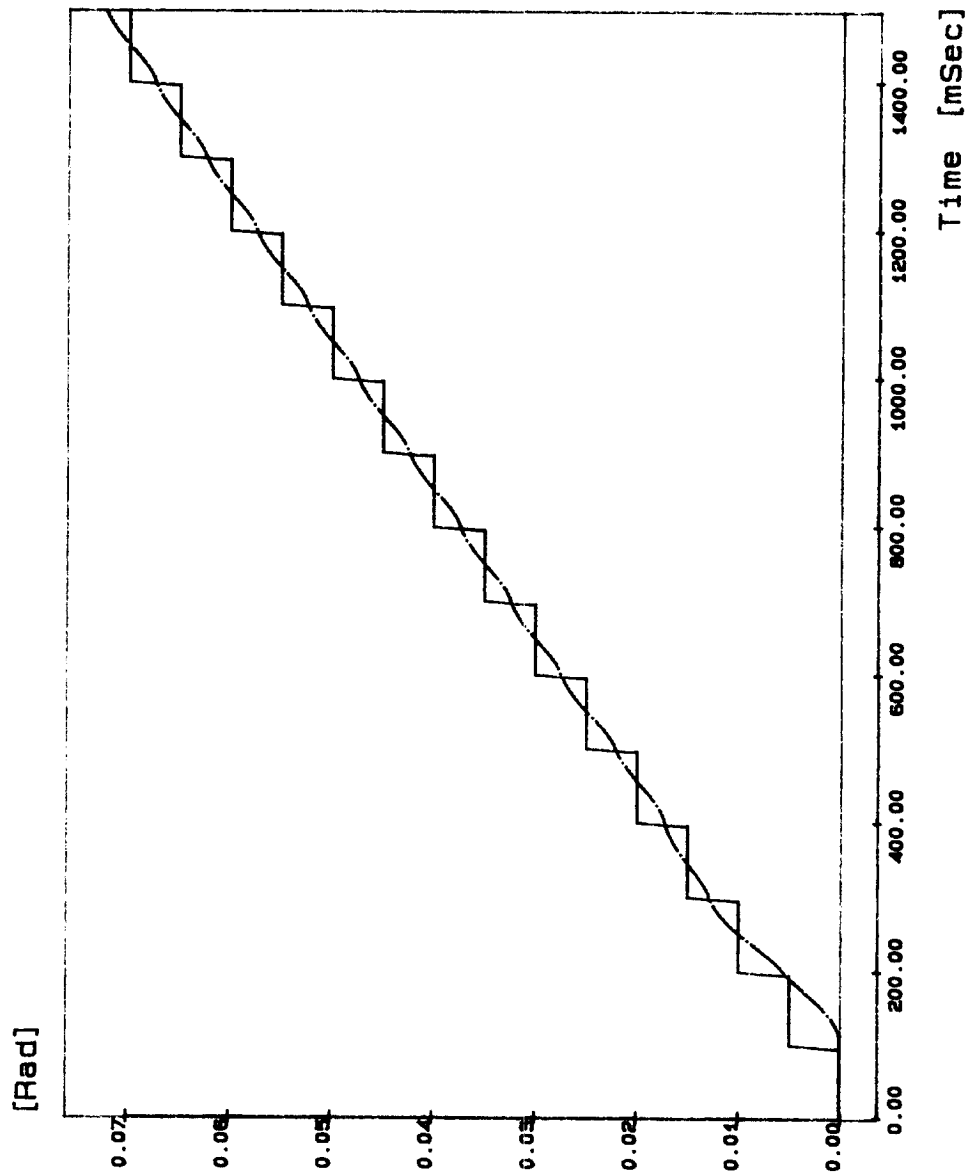


그림 36-8. Position

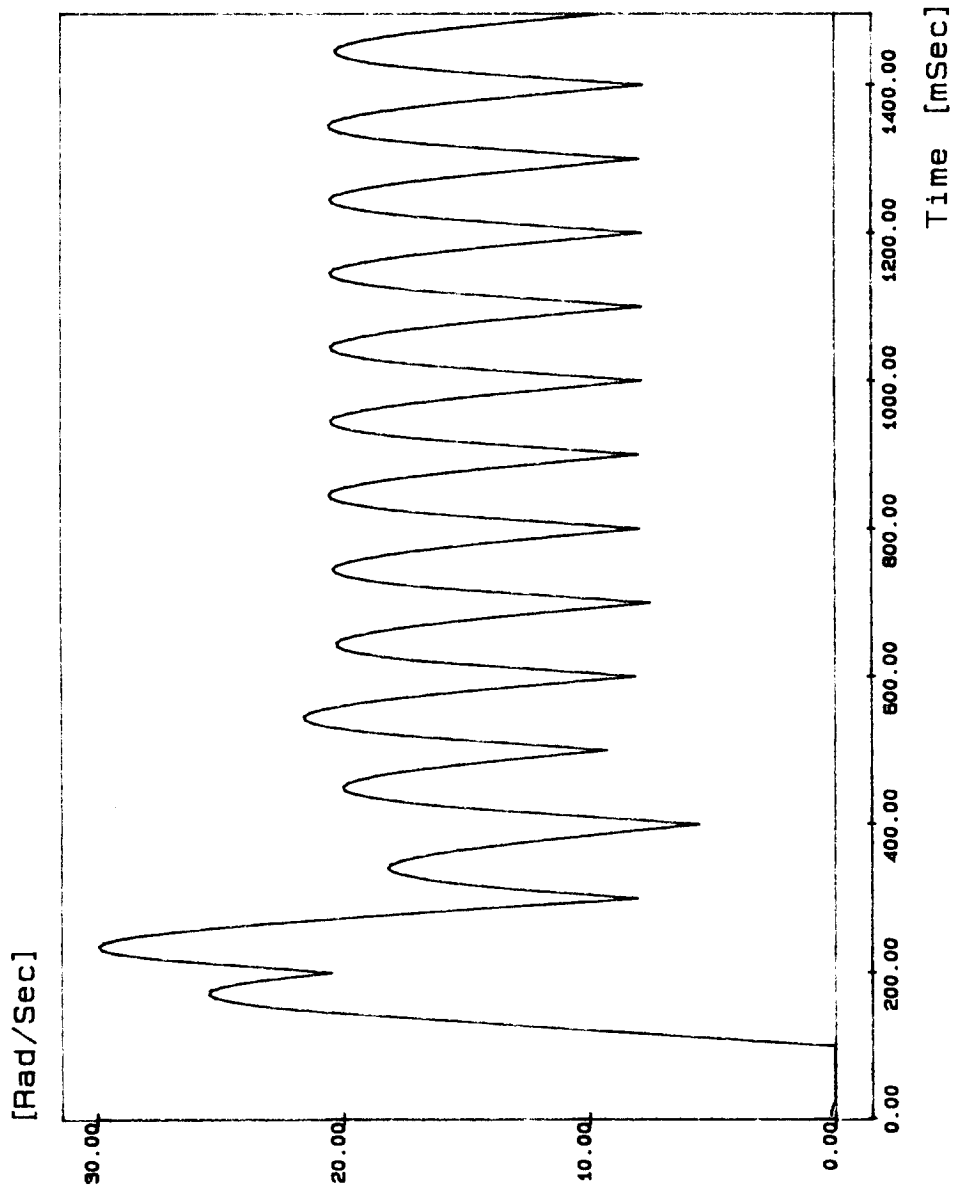


그림 36-9. Speed

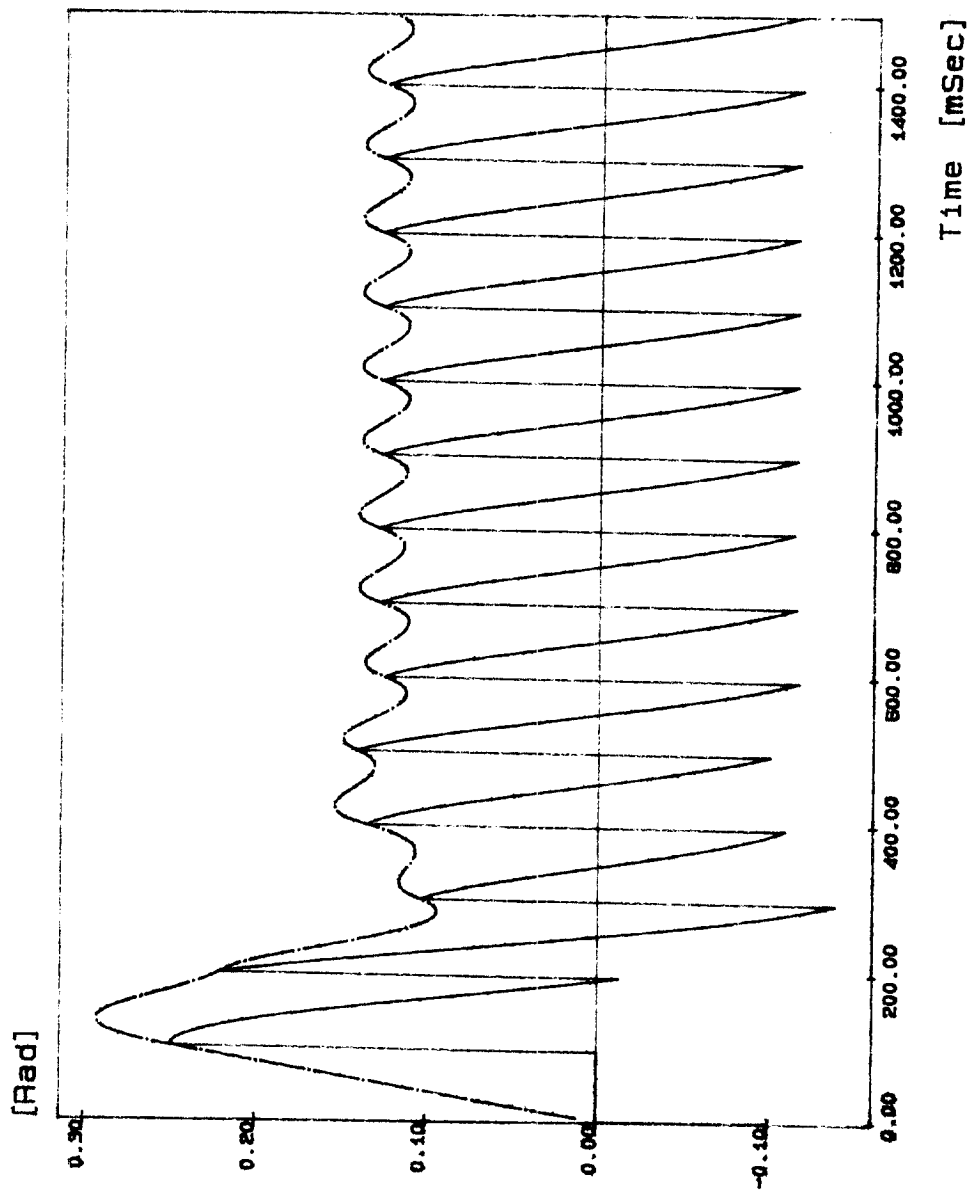


그림 36-10. Position Error

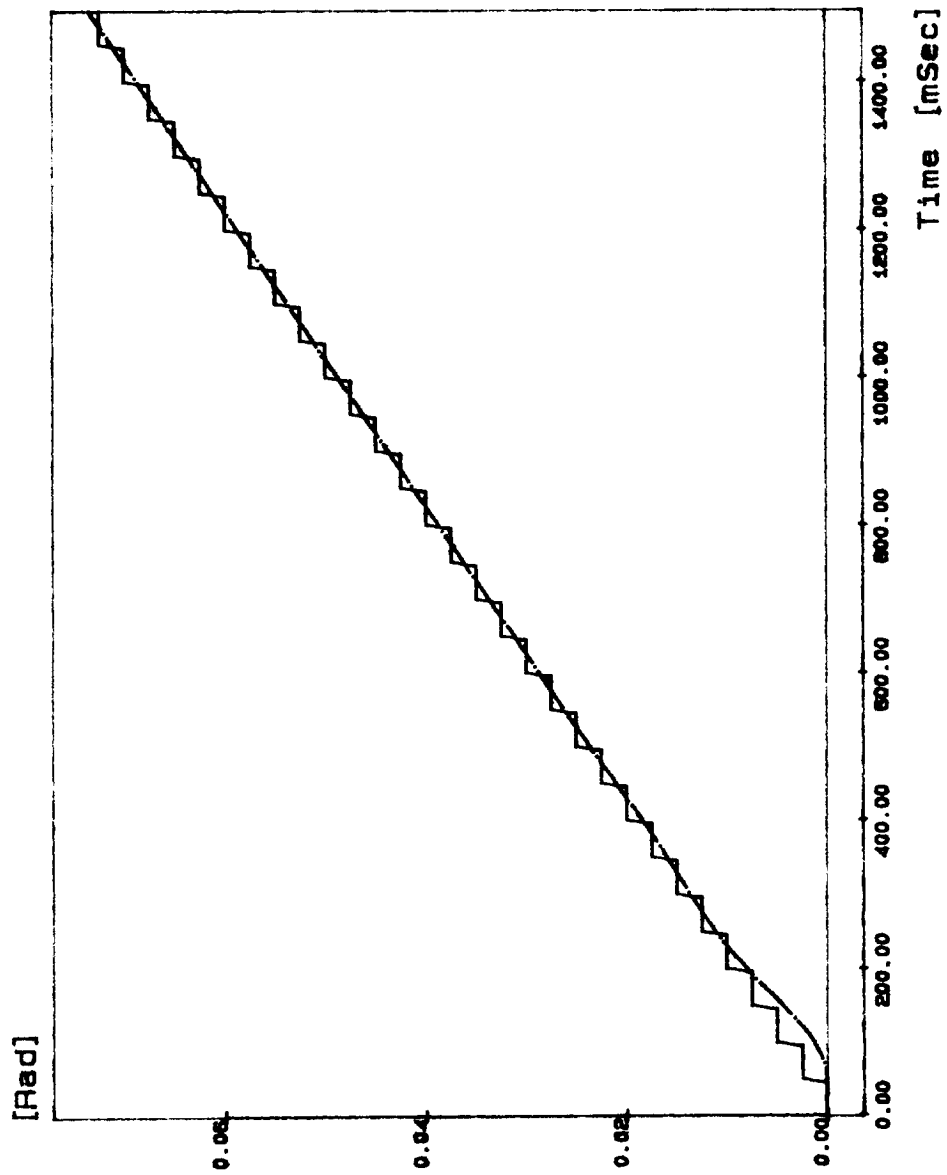


그림 36-11. Position

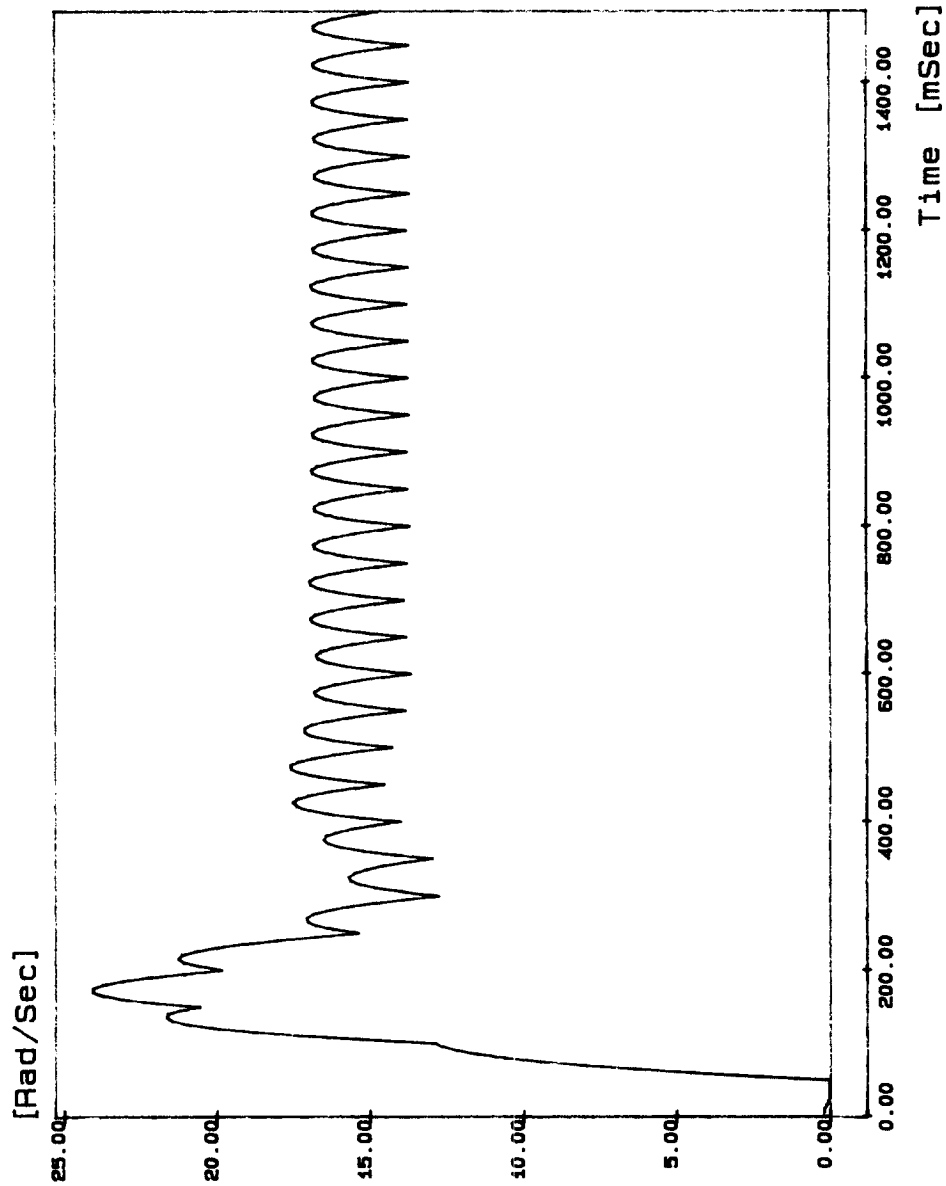


그림 36-12. Speed

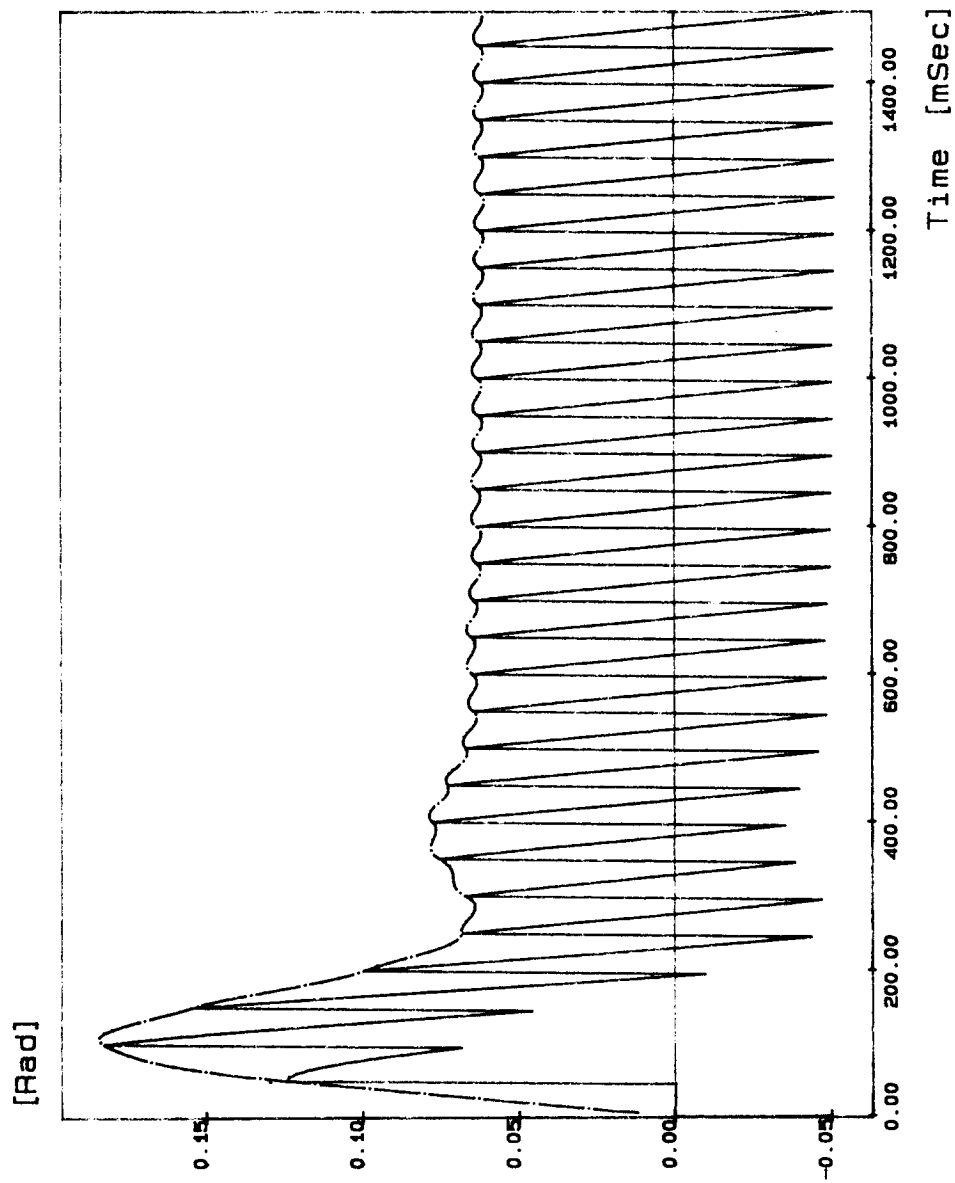


그림 36-13. Position Error

이다. 명령주기가 $100[\text{msec}]$ 인 경우에는 정상상태 오차가 약 $0.13[\text{degree}]$ 이고 $50[\text{msec}]$ 인 경우에는 약 $0.07[\text{degree}]$ 이다.

위의 결과에서 명령주기가 짧을수록 정상상태 위치 오차가 작음을 알 수 있고 앞의 시뮬레이션 결과에 근접해감을 알 수 있다.

제 5 절 실험 결과

본 연구에서는 앞에서 제안한 제어기를 실제 안테나에 부착하여 실험하였다. 안테나는 수동 운전, 프로그램 운전, 자동 운전이 가능해야 한다. 이를 위하여 구동기는 계단명령에 대한 우수한 응답 특성을 가져야 한다. 그림 37은 계단명령에 대한 응답 특성으로 계단명령이 $4.5[\text{degree}]$ 로 가해진 경우이다. 결과에서 정착 시간은 약 $1.2[\text{sec}]$ 이고 정상상태 오차는 거의 없음을 알 수 있다.

실제 구동기에 달려있는 위치 센서에 해상도 (Resolution)는 약 $0.18[\text{degree}]$ 로 이 해상도 이하로 위치오차를 줄이는 것은 불가능하다.

그림 38은 $0.032[\text{rad/sec}]$ 의 경사명령에 대한 응답 특성이며, 이때 경사명령은 $50[\text{msec}]$ 에 한번씩 주어진 경우이다. 이 결과에서 약 $3[\text{sec}]$ 후 부터는 안테나의 위치가 경사명령에 거의 일치되어 추적하는 것을 알 수 있다.

Y 축 데이터는 $360/2048[\text{degree}]$ 를 곱하면 실제 각도 정보와 일치한다. 경사 응답에서는 최대 1° 의 위치 오차가 약 $200[\text{m}]$

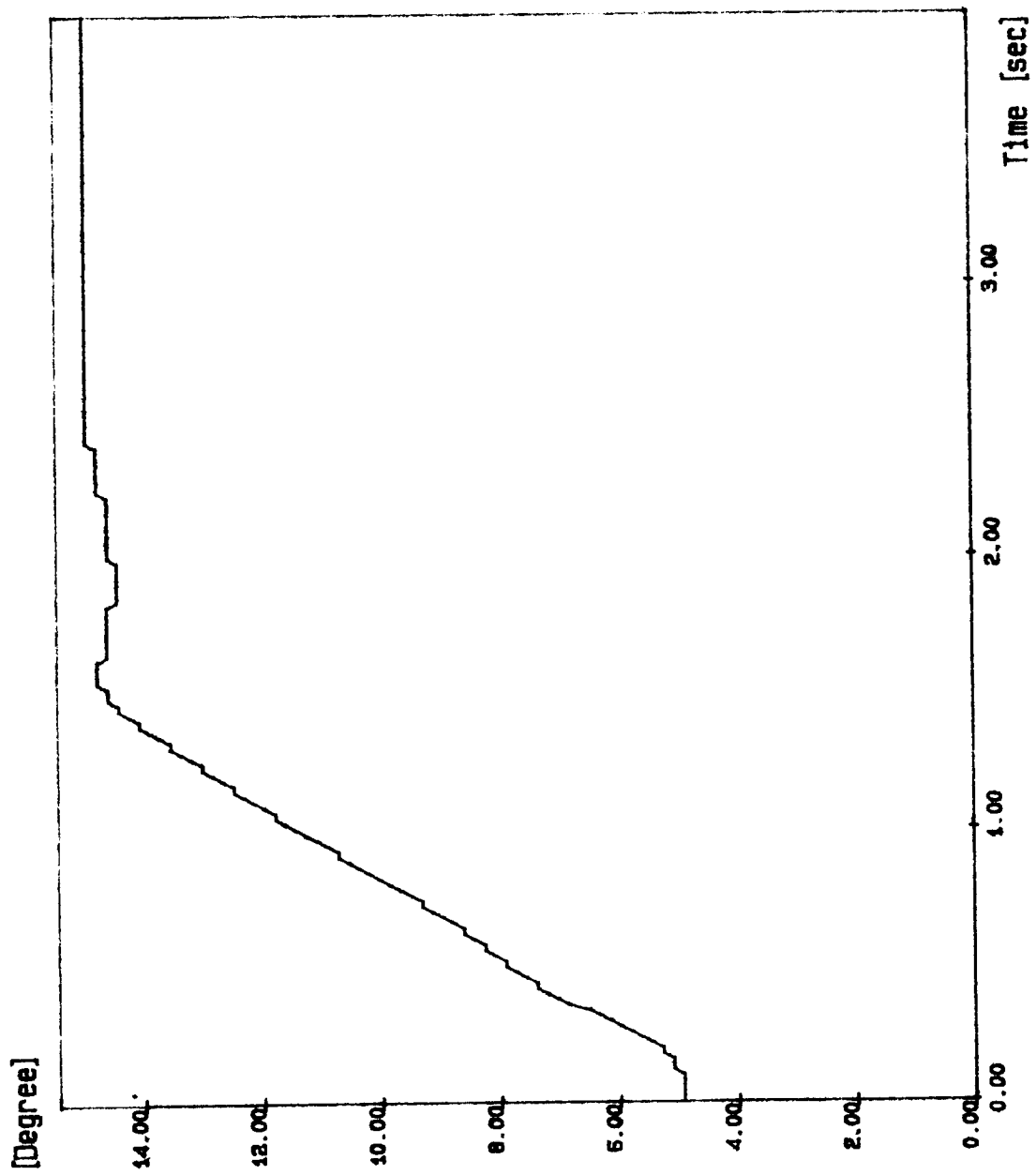


그림 37. Step Response

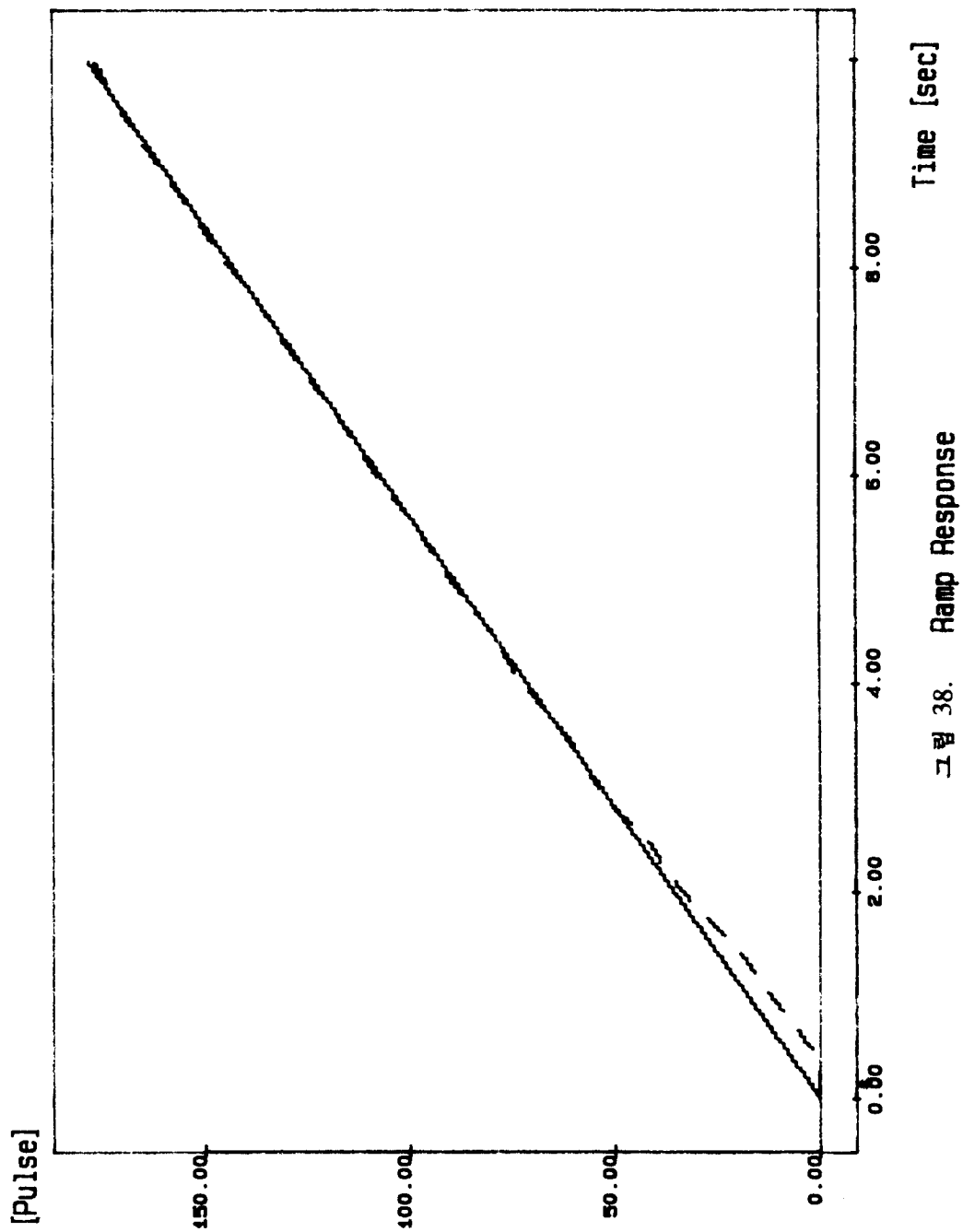


그림 38. Ramp Response

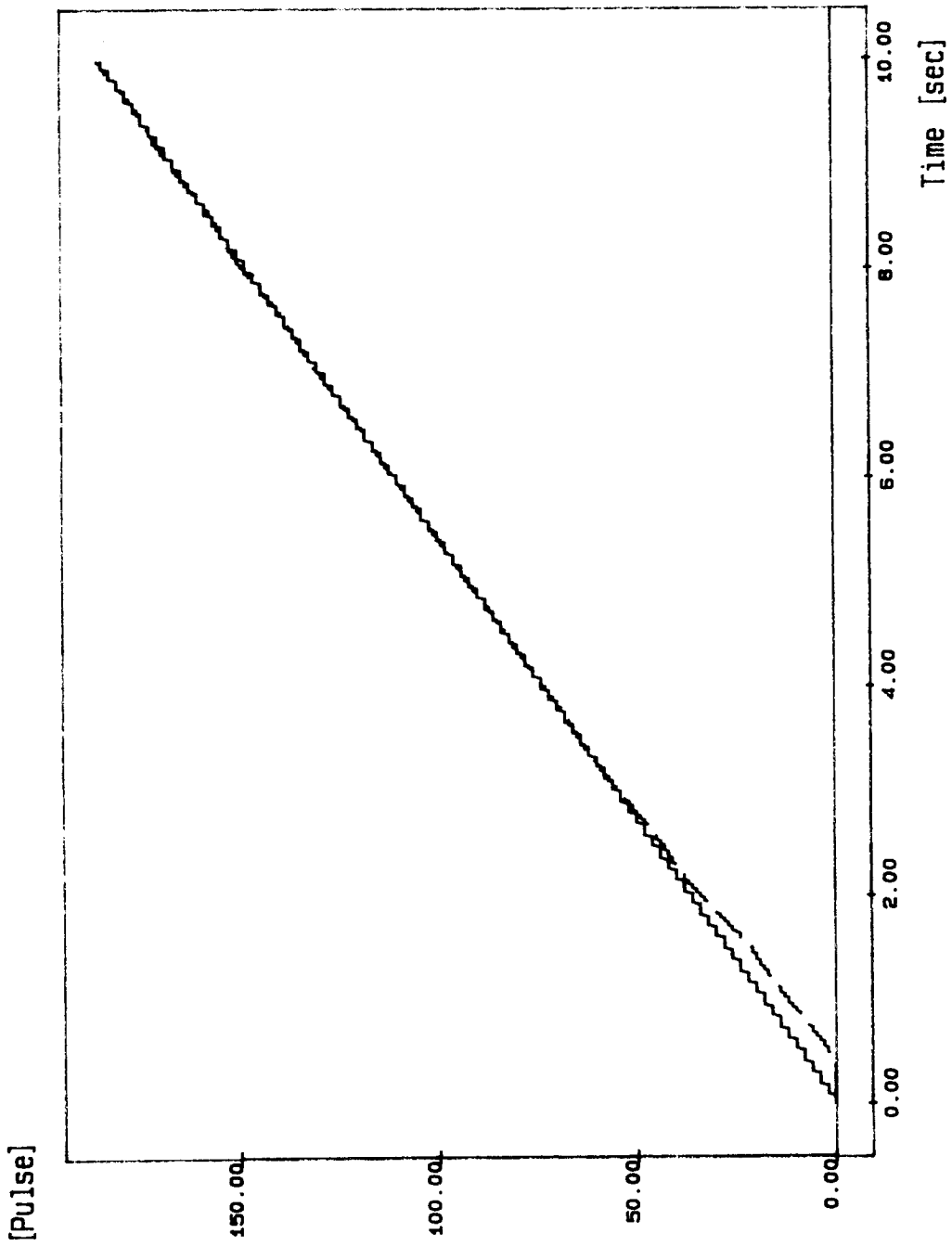


그림 39. Ramp Response

sec]에서 발생한다.

그림 39는 그림 38과 같은 이득으로 역시 $0.032[\text{rad/sec}]$ 의 경사명령에 대한 응답 특성이다. 명령의 주기는 $100[\text{msec}]$ 에 한번씩이다. 특성을 그림 38과 비교하면 Sampling Rate에 상관없이 거의 같다는 것을 볼 수 있었다.

이러한 실험결과는 앞 절의 컴퓨터 시뮬레이션 결과보다는 성능이 약간 떨어지는 데 이는 각 정보의 부정확성(해상도, 잡음등)과 구동기에서 동력 전달을 하는 백러시(Backlash)현상 등에 기인한다. 그러나 전체적으로 안테나가 위성을 추적하는 데 적합한 제어기임을 알 수 있다.

제 6 절 결 론

본 연구에서는 위성 추적에 가장 적합한 안테나 구동기의 제어기로서 전류 제어기를 포함한 비례-미분-적분 제어기를 개발하였다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이 제어기의 성능을 분석하였고 실제 안테나의 구동기에 이 제어기를 부착하여 계단 응답과 경사 응답을 얻었다.

이 결과 본 연구에서 제안한 제어기가 매우 우수한 추적 성능을 갖고 있을 뿐더러 외란 및 변수 변화에 둔감한 제어기로서 안테나 구동기가 갖추어야 할 성능 요건을 충분히 만족시킴을 알 수 있었다. 본 연구의 결과는 더 큰 용량의 안테나 구동기 설계의 기초가 될 것이며 여타 대용량 구조물의 설계기술의 기반이 될 것이다.

제 5 장 위성감시 프로그램 개발

제 1 절 서 론

전파연구소의 추적안테나로 위성을 추적 감시하기 위해서는 다음과 같은 방법으로 위성을 감시해야 한다. 예를들면 극 궤도 위성을 감시하기 위해서 북쪽 ↔ 북동쪽 혹은 남쪽 ↔ 남동쪽 하늘을 sector scanning 혹은 Zig-zag scanning 하면서, 아울러 전파의 여러 주파수별로 channel를 바꾸면서 계속 scanning하다가, 만약에 위성으로 부터의 신호를 검출하게 된다면, 바로 자동 추적으로 위성추적 안테나를 위성쪽으로 따라가게 한다. 이때 자동 추적으로 위성을 따라 갈때, 안테나의 지향 방향인 방위각과 고도각을 계속 측정하게 한다. 이러한 방위각과 고도각의 관측자료를 “미분보정”이라는 궤도 결정법으로 풀게 되면, 미지의 위성의 궤도가 결정되고, 또 다음에 나타날 위성의 위치를 예보하게 된다.

제 2 절 Sector scan

Sector scanning은 위성 추적 안테나의 지향방향 주위를 반경 β 의 원호를 그리면서 하늘을 감시하는 추적 방식이다. sector scanning의 S/W을 얻기 위해서는 먼저 구면천문학적인 천구의 개념을 수평 좌표계의 관점에서 보아야 한다.

그림 40에서 구면천문학의 cos 법칙을 적용하면 [2]

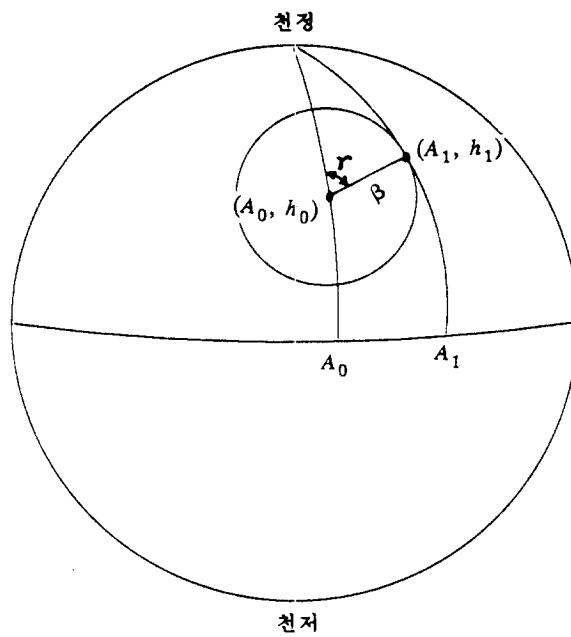


그림 40. Sector scanning.

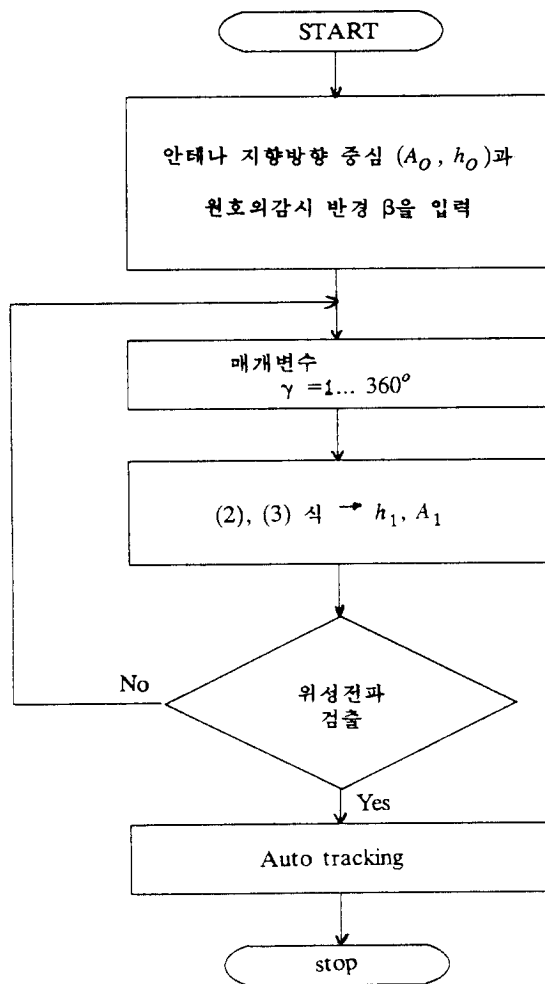


그림 41. Sector scanning.

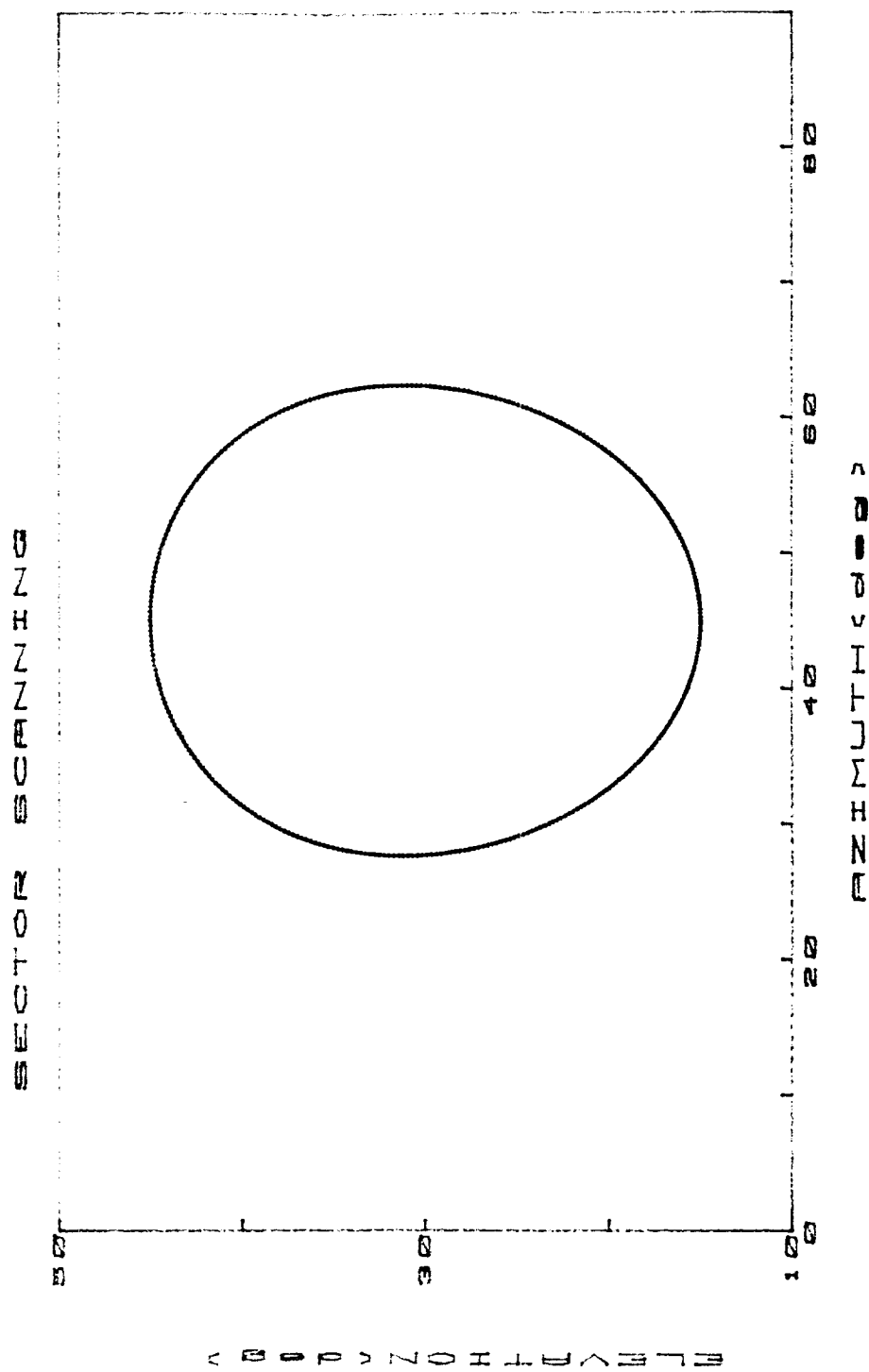


그림 42. Sector scanning. 원호의 중심을 $A_0 = 45^\circ$, $h_0 = 30^\circ$, 원호의 반경은 $\beta = 15^\circ$ 이다.

SECTOR SCANNING

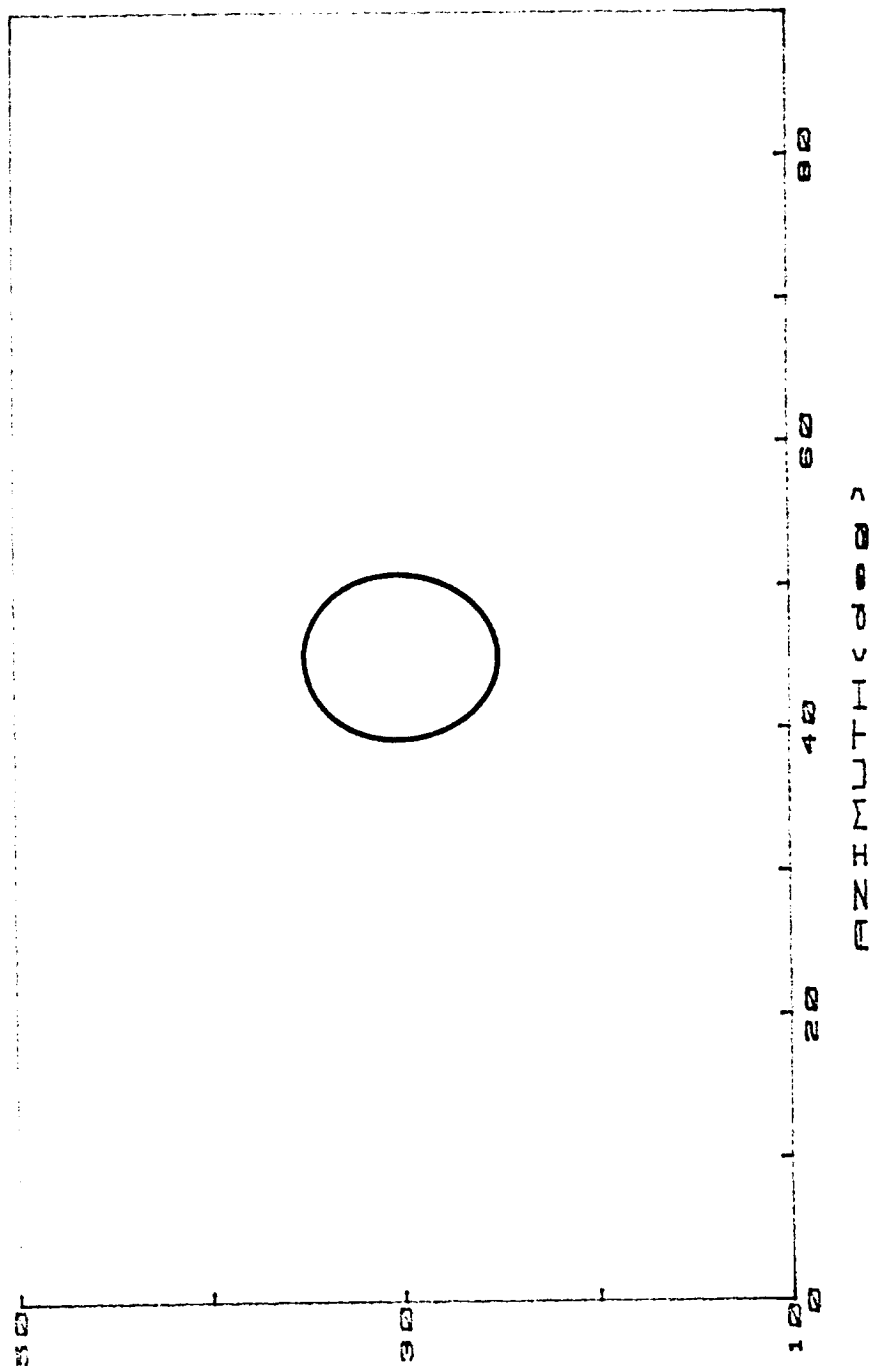


그림 43. Sector scanning. 원의 중심을 $A_0 = 45^\circ$, $h_0 = 30^\circ$, 원의 반경은 5° 이다.

$$\sin h_1 = \sin h_0 \cos \beta + \cos h_0 \sin \beta \cos r \dots\dots\dots (27)$$

구면천문학의 sin법칙을 적용하면

$$\sin (A_1 - A_0) = \frac{\sin \beta \sin r}{\cos h_1} \dots\dots\dots (28)$$

여기서 방위각 A_0 , 고도각 h_0 는 원호의 중심(기준점)이고, 원호의 감시 반경은 β 이다. 매개변수 r 를 시간에 따라 변화시키면 식(27)에서 고도각 h_1 이 계산된다. 식(28)에서 방위각 A_1 를 얻게된다. 매개변수 r 는 위성 추적안테나의 회전 각 속도 $n = \frac{r}{t}$ 에 의해 결정된다. sector scanning S/W의 흐름도는 그림 41에 있다.

그림 42은 위성 지향 방향의 원호의 중심이 $A_0 = 45^\circ$, $h_0 = 30^\circ$ 이고 원호반경 $\beta = 15^\circ$ 일때의 sector scanning으로 위성을 감시할 때의 천구상에서 안테나 지향 방향의 궤적이다.

그림 43는 그림 42과 같은 sector scanning인데, 단지 원호의 반경 $\beta = 5^\circ$ 일때의 경우이다.

그림 42과 그림 43를 비교하여 볼때 그림 42의 경우가 하늘을 감시하기 쉽다.

제 3 절 Zig-Zag Scan

Zig-zag scanning은 감시를 하기 원하는 방위각과 고도각 사이로 위성 추적 안테나를 zig-zag로 움직이면서 하늘을 감시하는 추적 방식이다. Zig-zag scanning이 앞에서 설명한 sector scanning보다 위성을 감시하는데 유용하게 쓰인다.

그림 44에서 방위각 $A_1 \leq A \leq A_2$, 고도각 $h_1 \leq h \leq h_2$ 사이로 추적 안테나를 zig-zag 기울기 r 로 천구상을 선형속도 $\frac{\beta}{t}$ 로 하늘을 감시하게 된다. 기울기 r 를 일정하게 하고, β 를 증가시키면서, 식 (27)로부터 고도각 h_1 과 식 (28)로부터 방위각 A_1 를 얻게 된다.

Zig-zag scanning S/W의 흐름도는 그림 45에 있다.

그림 46은 위성감시 범위 $0^\circ \leq A \leq 90^\circ$, $10^\circ \leq h \leq 50^\circ$ 이고 기울기 $r = 70^\circ$ 일때의 Zig-zag scanning으로 위성을 감시할 때의 천구상에서 안테나 지향 방향의 궤적이다.

그림 47은 그림 46와 같은 Zig-zag scanning인데 단지 기울기 $r = 85^\circ$ 일때의 경우이다.

그림 46와 그림 47을 비교하여 볼때 그림 12는 천천히 그리고 자세하게 하늘을 감시하는 경우이고, 그림 13은 빠르게 하늘을 감시하는 경우에 사용하게 된다.

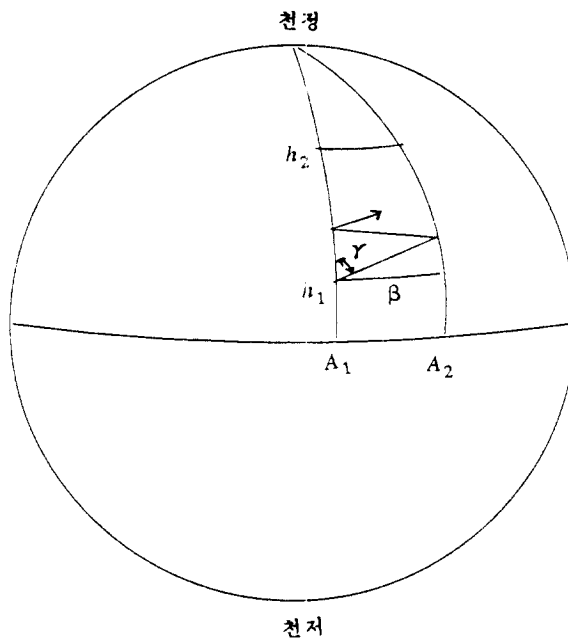


그림 44. Zig-zag scanning.

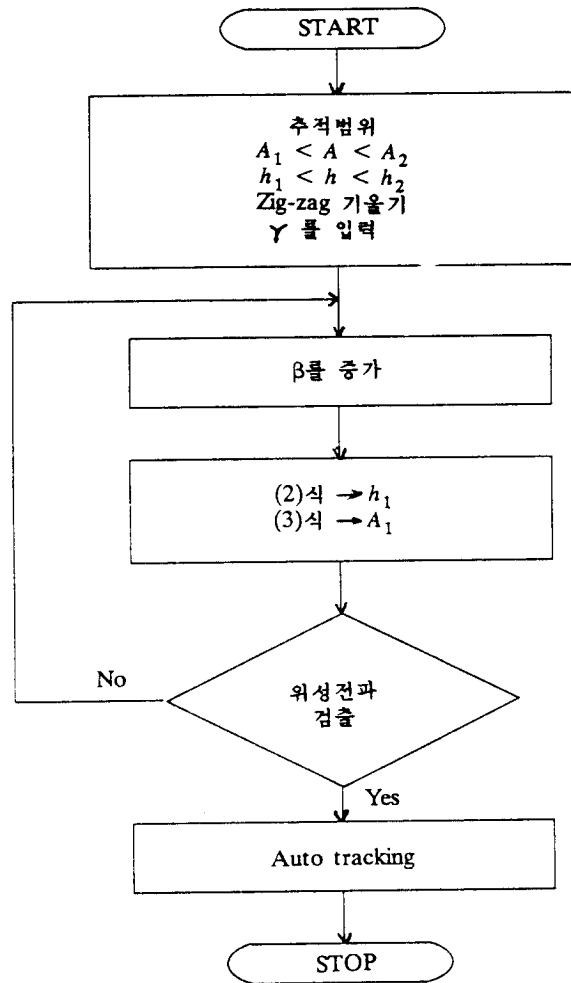


그림 45. Zig-zag scanning.

ZIG-ZAG SCANNING

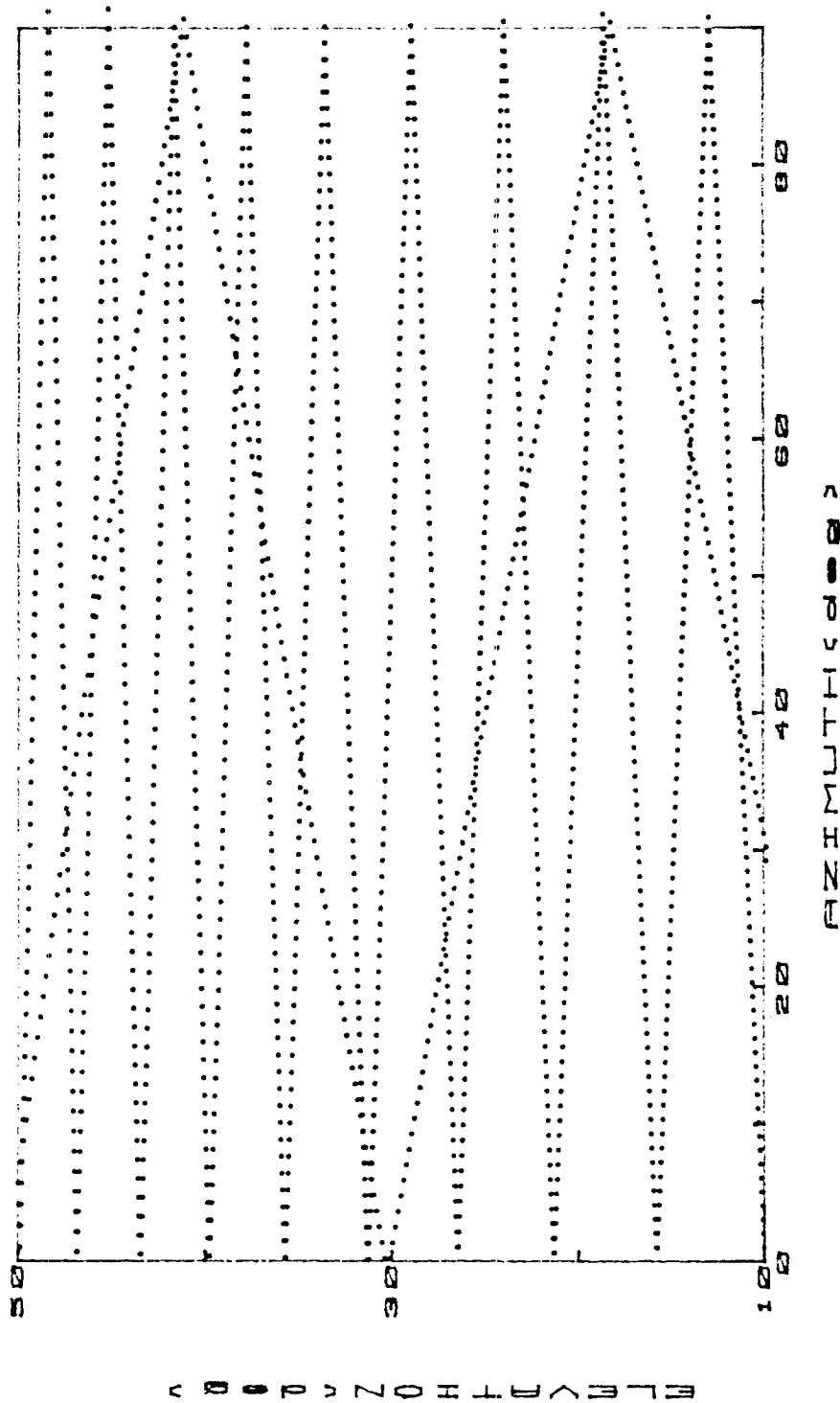


그림 46. Zig-zag-scanning. 감시범위 $0^\circ \leq A \leq 90^\circ$, $10^\circ \leq h \leq 50^\circ$, 기울기 $\gamma = 70^\circ$.

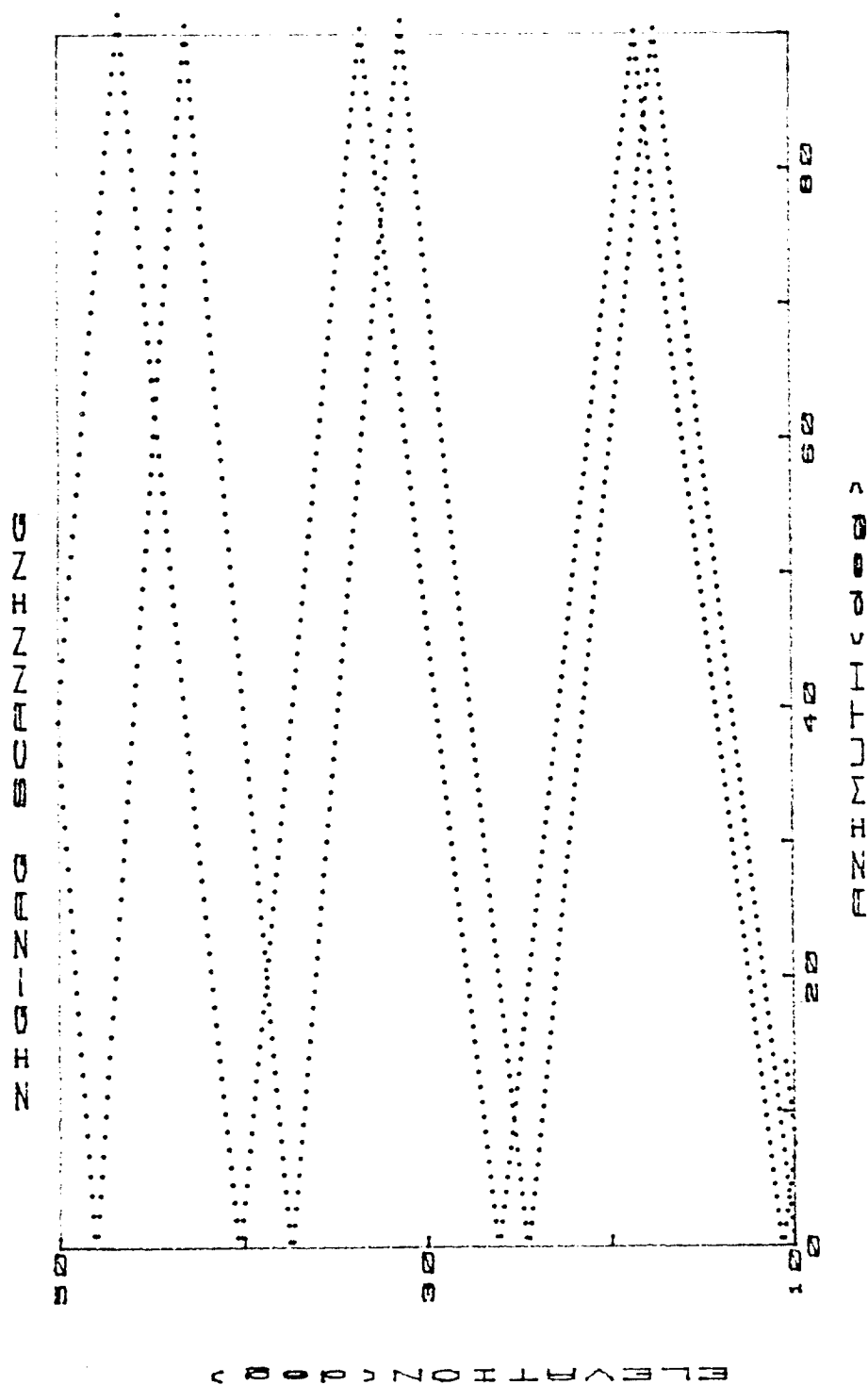


그림 47. Zig-zag-scanning. 감시범위 $0^\circ \leq A \leq 90^\circ$, $10^\circ \leq h \leq 50^\circ$, 기울기 85° .

Sector scanning 위성감시 컴퓨터 프로그램.

```

10  !-----
20  ! SECTOR SCANNING
30  !-----
40  DEG
50  H1=10 ! degree  ELEVATION LIMIT
60  H2=50 ! degree  ELEVATION LIMIT
70  A1=0 ! degree  AZIMUTH LIMIT
80  A2=20 ! degree  AZIMUTH LIMIT
90  Reta=15 ! degree PATH
100  A0=45
110  H0=30
120  GCLEAR
130  CLNIT
140  PLOTTER IS 705,"HPGL"
150  PLOTTER IS 3,"INTERNAL"
160  X_gdu_max=100*MAX(1,PATIO)
170  Y_gdu_max=100*MAX(1,1/RATIO)
180  PEN +1
190  CSIZE 2,2
200  MOVE X_gdu_max/5,Y_gdu_max*.95
210  LABEL "SECTOR SCANNING"
220  PEN -1
230  PEN +1
240  LORC 6
250  LDIR 90
260  CSIZE 2,2
270  MOVE 0,Y_gdu_max*.5
280  LABEL "ELEVATION(deg)"
290  LORC 4
300  LDIR 0
310  MOVE X_gdu_max*.5,.07*Y_gdu_max
320  LABEL "AZIMUTH(deg)"

```

```

330 VIEWPORT .1*X_gdu_max,.98*X_gdu_max,.15*Y_gdu_max,.92*Y_gdu_max
340 FRAME
350 WINDOW A1,A2,H1,H2
360 AXES 10,10,0,10
370 CLIP OFF
380 CSIZE 2.,1.5
390 LORG 6
400 FOR Ijk=0 TO 90 STEP 20
410 MOVE Ijk,9.5
420 LABEL USING "#,K";Ijk
430 NEXT Ijk
440 LORG 8
450 FOR Ijk=10 TO 50 STEP 20
460 MOVE -.01,Ijk
470 LABEL USING "#,K";Ijk
480 NEXT Ijk
490 FOR I=1 TO 360
500   Gama=I
510   Sinh=SIN(H0)*COS(Beta)+COS(H0)*SIN(Beta)*COS(Gama)
520   H=ASN(Sinh)
530   Cosh=SQRT(1-Sinh*Sinh)
540   Sina=SIN(Keta)*SIN(Gama)/Cosh
550   A=ASN(Sina)+A0
560   A=A-INT(A/360.)*360
570   PRINT A,H
580   PEN +2
590   MOVE A,H
600   DRAW A,H
610   MOVE A,H
620   PEN -1
630   NEXT I
640   END

```

Zig-zag scanning 위성감시 컴퓨터 프로그램

```

10  !-----
20  ! ZIG-ZAG SCANNING
30  !-----
40  DEC
50  H1=10 ! degree  ELEVATION LIMIT
60  H2=50 ! degree  ELEVATION LIMIT
70  A1=0 ! degree  AZIMUTH LIMIT
80  A2=90 ! degree  AZIMUTH LIMIT
90  Gamma=85 ! degree SLOPE
100 Beta=1 ! degree PATH
110 CLEAR
120 GOTO
130 PLOTTER IS 705,"HPGL"
140 PLOTTER IS 3,"INTERIML"
150 X_gdu_max=100*MAX(1,EAT10)
160 Y_gdu_max=100*MAX(1,1/RAT10)
170 PEN #1
180 CSIZE 2,2
190 MOVE X_gdu_max/5,Y_gdu_max*.95
200 LABEL "ZIG-ZAG SCANNING"
210 PEN #1
220 PEN #1
230 LORG 6
240 LDIR 90
250 CSIZE 2,2
260 MOVE 0,Y_gdu_max*.5
270 LABEL "ELEVATION(deg)"
280 LORG 4
290 LDIR 0
300 MOVE X_gdu_max*.5,.07*Y_gdu_max
310 LABEL "AZIMUTH(deg)"
320 VIEWPORT .1*X_gdu_max,.98*X_gdu_max,.15*Y_gdu_max,.92*Y_gdu_max

```

```

330 FRAME
340 WINDOW A1,A2,H1,H2
350 AXES 10,10,0,10
360 CLIP OFF
370 CSIZE 2.,1.5
380 LOG 6
390 FOR Ijk=0 TO 90 STEP 20
400 MOVE Ijk,9.5
410 LABEL USING "I,K";Ijk
420 NEXT Ijk
430 LOG 8
440 FOR Ijk=10 TO 50 STEP 20
450 MOVE -.01,Ijk
460 LABEL USING "I,K";Ijk
470 NEXT Ijk
480 H=H1
490 A0=A1
500 Gama=Gama0
510 Beta=Beta0
520 ASign=+1
530 IF A<A1 THEN GOTO 590
540 IF A>A1+330 THEN GOTO 590
550 IF A>A2 THEN GOTO 610
560 IF H<H1 THEN GOTO 630
570 IF H>H2 THEN GOTO 650
580 GOTO 660
590 ASign=-1
600 GOTO 660
610 ASign=-1
620 GOTO 660
630 Gama=Gama0
640 GOTO 660
650 Gama=Gama0+10
660 Sinh=SIN(H)*COS(Beta)+COS(H)*SIN(Beta)*COS(Gama)
670 H=ASN(Sinh)

```

```

680 Cosh=SQR(1-SinhxSinh)
690 Sina=5IN(Beta)*SIN(Cama)/Cosh
700 A=AsignxASN(Sina)+A0
710 A=A-INT(A/360.)*360
720 PRINT A,H
730 PEN +2
740 MOVE A,H
750 DRAW A,H
760 MOVE A,H
770 PEN -1
780 A0=A
790 GOTO 530
800 END

```

제 6 장 결 론

전자파를 발사하는 인공위성을 찾아내고 그들의 궤도 및 운행특성 그리고 그들이 사용하는 전파를 감시할 수 있는 지상감시소에 관한 기술적인 가능성과 그 운영에 필요한 소프트웨어의 개발을 시도하였다.

NOAA 기상위성을 추적하고 그 신호를 수신할 수 있는 지상수신 시스템을 개발하고, 이를 이용한 미지위성의 포착 및 위성의 특성파악에 필요한 기술적인 가능성을 살펴 보았다.

참 고 문 헌

- [1] Stephen J. Erst 1984, "Receiving Systems Design",
Artech Wouse, Inc.
- [2] Smart, W. M. 1962, "Spherical Astronomy", 5th ed.
(Cambridge Univ. Press : Cambridge).
- [3] NASA 1988, "Satellite Situation Report", Vol. 28, No.1.