

## 2.8 GHz 태양전파 관측 및 분석 연구

연구책임자

김영규

연구원

한진욱

홍순학

유석원

## 제 출 문

본 보고서를 「2.8 GHz 태양전파 관측 및 분석 연구」  
과제의 최종보고서로 제출합니다.

2007. 12. 31.

연구책임자 : 김 영 규 (전파연구소)

연 구 원 : 한 진 욱 (전파연구소)

홍 순 학 (전파연구소)

유 석 원 (전파연구소)

## 요 약 문

1. 과 제 명 : 2.8 GHz 태양전파 관측 및 분석 연구

2. 연구 기 간 : 2007. 1. 1. ~ 2007. 12. 31.

3. 연구책임자 : 공업연구관 김 영 규

4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

세부내용	연구자	월별 추진계획												비 고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
○ 연구 관리	김영규													
○ 국내외 태양폭발 관련 정보 수집 및 동향분석	한진욱 홍순학 유석원													
○ 혼 안테나를 이용한 Calibration 방법 분석	한진욱 홍순학													
○ 2.8GHz절대 플럭스 변환 방법 분석	한진욱 홍순학													
○ 2.8GHz플럭스와 다양한 태양활동 지수와의 비교	한진욱 홍순학													
○ 국외 2.8GHz태양절대 프럭스 값과 관측데이터 비교	한진욱 홍순학													
○ 2.8GHz태양전파 수신시설 개선요소 파악	한진욱 홍순학 유석원													
○보고서 작성	한진욱													
분기별 수행진도(%)		30			20			30			20			

#### 나. 세부 과제별 추진사항

- 1) 국내외 우주전파환경 연구기관의 태양전파 수신방법 분석
  - 최신자료 수집분석
  - 기본이론 분석
- 2) 태양전파 수신시설의 안정적 운용
  - 2.8 GHz 태양전파 절대 플럭스 관련 국외 연구 동향 분석
  - 2.8 GHz 절대 플럭스 변환 연구
  - 혼 안테나를 통한 2.8 GHz 수신시설 Calibration
- 3) 2.8 GHz 플럭스와 다양한 태양활동 지수와의 비교 분석
  - 2.8 GHz 플럭스와 태양 X-ray와의 비교 분석
  - 2.8 GHz 플럭스와 태양 흑점과의 관계 분석
  - 2.8 GHz 플럭스와 전리층 임계 주파수와의 관계 분석

#### 5. 연구 결과

- 1) 2.8 GHz 태양전파 관측시설의 안정적 운용
- 2) 2.8 GHz 태양전파 수신 자료의 신뢰성 확보
- 3) 우주전파환경 관측 능력 향상
- 4) 연구결과 대외 학술 발표
  - 한국우주과학회 주최 종합학술발표회 발표(2007.10.26.)

#### 6. 기대효과

- 1) 국내 태양활동 연구 활성화 주도
- 2) 우리소 우주전파환경 예보 능력 제고

#### 7. 기자재 사용 내역

해당 사항 없음

#### 8. 기타사항

해당 사항 없음

## SUMMARY

The sun emits the radio wave of 2.8 GHz with a slowly varying intensity. The flux of 2.8 GHz radio wave changes gradually day-to-day in response to the number of the sunspots on the sun surface.

The sunspot number is widely used for many solar activities, but it is not easy to count accurately in quantity. However, many experimental studies over more than one solar activity cycle showed that there was indeed a linear correlation between the 2.8 GHz solar radio flux and the sunspot number. Since the measurement of 2.8 GHz solar radio is much more quantitative than the sunspot number, its radio flux can be use as the proxy for the sunspot number. These days, one uses the daily 2.8 GHz radio flux as the daily sunspot number. The 2.8 GHz solar radio flux which measure at DRAO (Dominion Radio Astrophysical Observatory) in Canada has been used to stand for the sun spot number world widely.

Because of the importance of the 2.8 GHz solar radio, Radio Research Laboratory built up its measuring system first time in Korea in 2006. We can measure the 2.8 GHz solar radio in the day time with the system while Canada can not in the night time, so that we get 24 hours data of 2.8 GHz solar radio by unifying the data from two countries. After building up the system, we had to perform research on the reliability calibration, measurement perturbation by temperature and humidity, comparison of its flux to solar x-ray, ionospheric critical frequency, sunspot number, etc. In this study, we introduce our 2.8 GHz solar radio measuring system and its calibration method, and show the validity of our measured data by comparing with Japanese data.

# 목 차

목 차 .....	505
그림목차 .....	506
제 1 장 서 론 .....	507
제 2 장 2.8GHz 태양전파 수신시스템 .....	508
제 1 절 개 요 .....	508
제 2 절 태양전파 관측 안테나 .....	508
제 3 절 태양전파 수신기 하드웨어 .....	510
제 4 절 피라미드 혼 안테나 .....	514
제 5 절 전파연구소(이천) 전파환경시험결과 .....	515
제 3 장 2.8GHz 태양절대플럭스 측정을 위한 Calibration .....	518
제 1 절 개 요 .....	518
제 2 절 안테나의 유효개구면적 측정 .....	520
제 3 절 태양이 없는 빈 하늘에서 오는 잡음을 제거하기위한 Reference 보기 .....	531
제 4 절 지구대기 영향 보정 .....	531
제 5 절 LNA 앞단 Isolator삽입 .....	532
제 6 절 LNA 앞단 케이블 손실보정 .....	532
제 4 장 2.8GHz 태양절대플럭스 관측자료 분석 .....	534
제 1 절 개 요 .....	534

제 2 절 관측자료 분석 결과.....	535
제 5 장 결론 및 향후 개선방향.....	541
참 고 문 헌.....	542

## 표 목 차

표 2-1 태양전파 관측안테나 성능 및 특성 .....	510
표 2-2 단계별 Power Budget .....	512



## 그 립 목 차

그림 2-1 2.8GHz 태양전파 수신시스템 .....	508
그림 2-2 2.8GHz 태양전파 관측 안테나 구성도 .....	509
그림 2-3 태양전파 수신기 내부구조 .....	511
그림 2-4 태양전파 절대 플럭스 모니터 블록 다이어그램 .....	511
그림 2-5 수신기 1번과 2번의 대역통과 특성 .....	512
그림 2-6 피라미드 혼 안테나 .....	514
그림 2-7 2.749GHz전파유입 상황 .....	516
그림 2-8 2.800GHz전파유입 상황 .....	516
그림 2-9 2.849GHz전파유입 상황 .....	517
그림 3-1 호이겐스의 원리 .....	521
그림 3-2 혼 안테나의 구조 .....	524
그림 3-3 빔패턴 이론값과 실제값의 비교 그래프 .....	530
그림 3-4 2007년 8월 측정 데이터 .....	531
그림 4-1 태양흑점수와 2.8GHz(10cm flux)태양절대플럭스와의 관례 .....	534
그림 4-2 2.8GHz(10.7cm)태양절대플럭스와 전리층 임계주파수와의 관계 .....	535
그림 4-3 배경값을 제거하지 않은 관측결과(2007년 10월 8일~10일) .....	536
그림 4-4 태양에서 배경값을 제거한 태양절대 플럭스 관측결과 .....	537
그림 4-5 일본 HIRAISO 관측결과(2007년 10월 8일~10일) .....	538
그림 4-6 2007년 11월 12월 관측 데이터 .....	539
그림 4-7 전파연구소 자료와 일본 HIRAISO관측결과 비교 .....	540

# 제 1 장 서 론

태양은 가시 영역에서 모양이 변화하지 않고, 일정한 에너지를 내는 것 같지만, 흑점이 광구면에 나타나고 없어짐에 따라 밝기가 약간씩 변한다. 이러한 태양의 밝기 변화는 X선이나 전파영역에서 더욱 두드러져 이러한 파장대역에서 태양활동을 모니터하여 지구에 어떠한 영향을 미치는지를 연구하고 있다. 태양활동은 지상의 기후뿐만 아니라, 통신, 위성의 궤도 등에도 영향을 미쳐 소위 Space Weather라는 연구 분야가 일찍이 확립된 계기가 되었다.

주파수 2.8 GHz(파장 10.7cm)는 태양활동을 지상에서 모니터하는 가장 유용한 주파수대로 알려져 있다. 이 주파수 대에서 태양활동이 수십 년 동안 모니터 되어 이제는 전 세계적으로 태양활동을 나타내는 지수로 쓰이고 있다. 이러한 모니터링은 캐나다의 DRAO(Dominion radio astrophysical observatory)에서 독보적으로 이루어지고 있고, 일본에서도 부분적인 연구가 진행되고 있다.

2.8 GHz주파수에서 태양 플럭스를 모니터 하는 것이 중요성을 가지고 있음에도 불구하고, 우리나라에서는 관련 연구가 미진한 편이었다. 캐나다에서의 측정이 하루의 약 1/3동안만 이루어지고 있는 점을 감안한다면, 관측이 되고 있지 않은 나머지 시간대를 한국에서 채우는 것이 중요하고도 의미 있는 일일 것이다.

전파연구소는 2.8 GHz에서 나오는 태양전파 플럭스를 모니터하기 위해 수신기와 수신안테나 그리고 Calibration을 위한 피라미드 혼 안테나를 제작하였다.

본 연구에서는 전파연구소에서 설치 운영하고 있는 2.8 GHz 태양전파 관측장비의 하드웨어의 특성과 플럭스의 절대량을 측정하는 일련의 Calibration 방법 및 관측자료의 분석에 대하여 살펴보고, 이 관측값을 일본의 관측값과 비교하여 그 특성을 논의하였다.

## 제 2 장 2.8 GHz 태양전파 수신시스템

### 제 1 절 개 요

2.8 GHz 태양전파 관측은 태양 X-ray 등 지상에서 관측할 수 없는 다양한 태양활동 현상의 간접 관측 효과를 나타낸다. 또한 태양흑점, 전리층 및 지자기의 변화와 상관관계가 매우 높아 우주전파환경 연구에 필수적인 관측시설이다. 본 장에서는 2.8 GHz 태양전파 수신시스템을 구성하고 있는 태양전파 관측 안테나, 수신기 하드웨어, 피라미드 혼 안테나의 성능 및 특성과 전파연구소 이천분소의 전파환경 시험결과에 대하여 기술하였다.

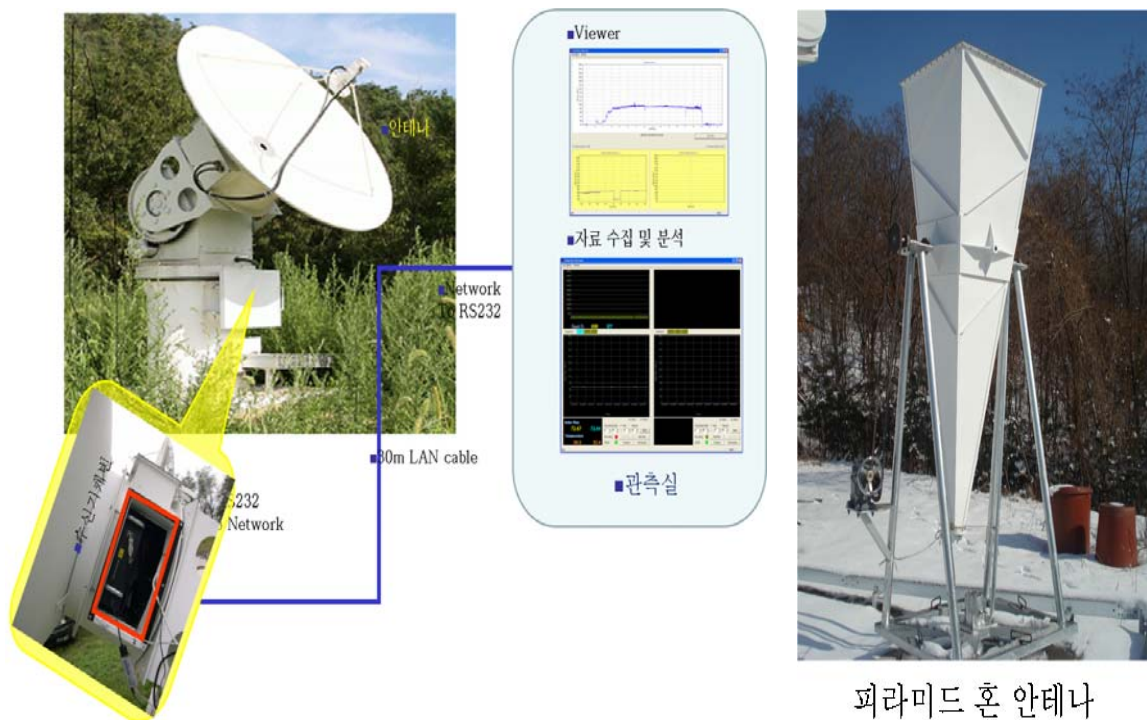


그림 2-1 2.8 GHz 태양전파 수신시스템

### 제 2 절 태양전파 관측 안테나

2.8 GHz 태양전파를 수신하는 관측안테나는 자동 추적 방식으로 반사판(파라볼라식)과 두 방향의 구동부로 구성되며 태양을 추적하는 방식으로 지지대와 기초대가 하부로 구성된다. 수신기는 2.8 GHz 태양전파를 수신할 수 있도록 하며, 주변의 온도 변화에 의한 잡음을 최소화

하여 태양 전파의 변동 상황을 안정적이고 지속적으로 수신할 수 있도록 하였다. 태양전파 수신안테나의 구성은 아래 그림과 같다.

#### 그림 2-2 2.8 GHz 태양전파 관측 안테나 구성도

위 안테나를 구성하고 있는 주요 품목은 안테나 반사판, 안테나 피드혼, 안테나 포스트, 방위각 구동장치, 양각 구동 장치로 구성되어 있다. 안테나 포스트는 수평 및 수직 이동시 자체 하중 및 허용 풍속내의 태풍으로 인하여 곡면 오차가 운용상 지장이 없도록 설계하였다. 하부는 철강재로 제작하였으며 상부는 중량을 최소화하기 위해 알루미늄 재질로 제작하였다. 방위각 구동장치는 안테나를 좌,우로 구동 시킬 수 있는 장치로 SLEWING RING Special Bearing Gear, 2 Units Reducer, Miter Gear Box 및 1 Unit Motor의 Anti-Backlash System을 채택 하였으며, 양각 구동장치는 안테나를 상,하로 구동 시킬 수 있는 장치로서 Bull Gear , 2 Units Reducer, Miter Gear Box 및 1 Unit Motor의 Anti-Backlash System을 채택 하여 장비 본 목적에 부합할 수 있도록 하였다. 아래 표는 태양전파 관측안테나의 성능 및 특성을 보여준다. 주파수는 안테나 주변 환경을 고려하여 2.827 GHz로 채택하였다. 자세한 사항은 전파환경 시험결과를 설명하는 장에서 기술하겠다

표 2-1 태양전파 관측안테나 성능 및 특성

항 목	성능 및 특성
주파수 범위	2.827 GHz
안테나 직경	1.8M
이득	31.4 dB
빔폭	4°
정재파비	≤1.5 : 1
안테나 지향정밀도	50 arcsec(No wind)
방위각 운용범위	-170 ~ +170
양각 운용범위	-5 ~ +90
최대 방위각 이동 속도	3 deg/sec
최대 고도각 이동 속도	3 deg/sec
적경 / 적위 직교성	3 arc min.
운용 온도	-20℃ ~ +40℃
생존 풍속	60 m/s

### 제 3 절 태양전파 수신기 하드웨어

2.8 GHz 주파수에서 나오는 태양전파는 태양활동의 지표로 쓰인다. 캐나다의 DRAO에서 발표되는 측정값이 표준이다. 이번 연구를 통해 캐나다나 일본 시스템의 측정정밀도에 견줄 수 있는 모니터링시스템을 만들고자 한다. 관측 시스템의 블록다이어그램은 아래 그림 2-4 와 같다. 주파수 변환을 하지 않고 직접 증폭하고, 검출을 한 후 V/F를 거쳐 펄스로 변환된다. Microprocessor는 이 신호를 받아 읽고, 정밀 calibration을 위해서 잡음생성기와 termination의 온도를 읽어 RS-232 케이블로 관측실의 PC로 신호를 보낸다. Microprocessor는 동시에 PC로부터 명령을 받아 PIN 스위치와 잡음발생기를 제어한다.

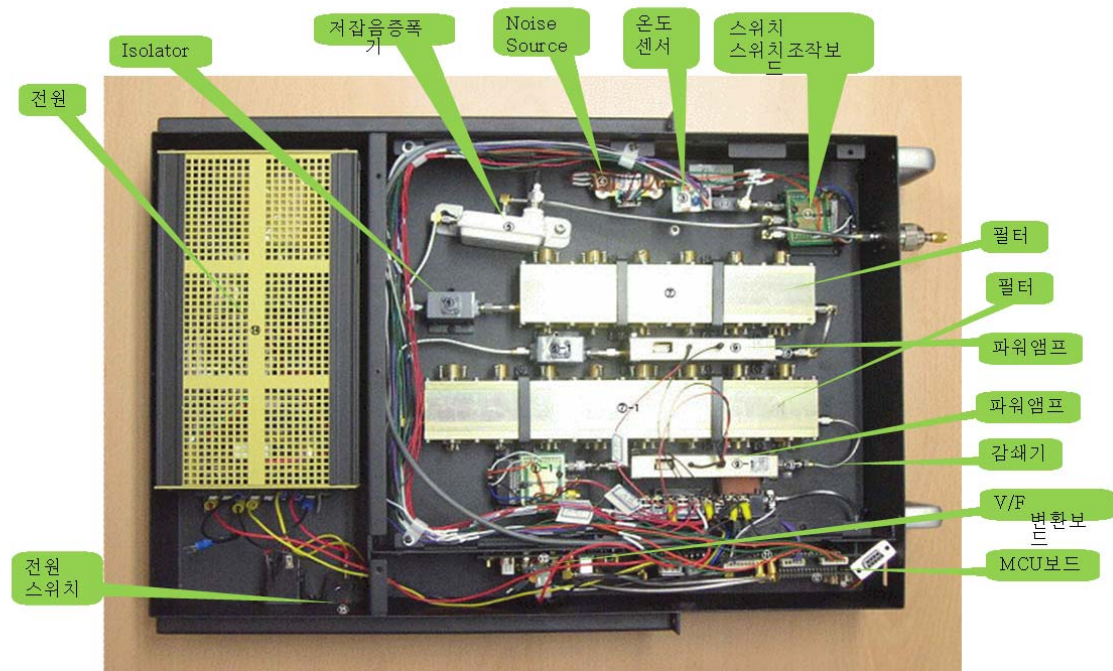


그림 2-3 태양전파 수신기 내부구조

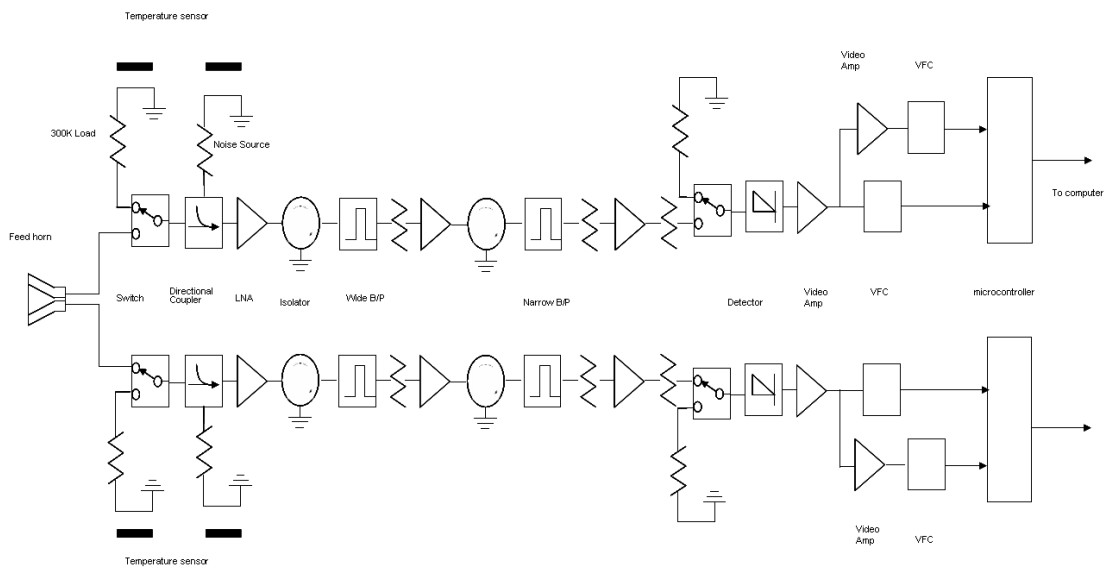


그림 2-4 태양전파 절대 플럭스 모니터 블록 다이어그램

## 1. RF 부분

전파연구소 이천분소 태양관측기 설치 위치근처의 RFI (radio frequency interference) 를 측정하여 중심주파수 2.827 GHz, 대역폭 10 MHz를 수신하도록 하였다. 신호가 들어오지 않을 때 검출기 앞단에서 -40dBm 이 되도록 이득을 조절하였다. 시스템의 총 이득은 70dB 이고, 시스템의 잡음온도는 100K로 예상된다. 초단 LNA의 잡음지수 0.4dB와 안테나에서 수신기까지의 손실을 고려하면 타당한 값이다. 표 2-2에 Power Budget을, 그림 2-5에 대역통과특성을 보였다. 그림은 -90dBm의 전력을 인가했을 때의 스펙트럼이다. 신호가 예상대로 70dB 정도 증폭되었고, 잡음역시 증폭되어 전체적인 대역 통과 특성을 보여준다.

표 2-2 단계별 Power Budget

단 계	power [dBm]
입력단	-110
초단증폭기후단	-70
1차필터후단	-75
감쇄기후단	-85
1차전력증폭기후단	-55
2차필터후단	-60
감쇄기후단	-70
2차전력증폭기후단	-40
검출기앞단	-40



그림 2-5 수신기 1번과 2번의 대역통과 특성

## 2. DC 증폭기

OP 앰프 OPA177 2개를 사용하여 검출된 신호를 증폭한다. 온도변화에 의한 이득의 변화가 작고, 자체잡음이 적은 모델을 사용하였다. 총 이득은 100정도가 되도록 하고, 전압 offset을 조절할 수 있도록 회로를 구성하였다. VFC(전압 주파수 컨버터)의 최대 동작전압이 5V이어서 출력전압이 이 값을 넘지 않도록 clapping 회로를 추가하였다. 넓은 범위에서 선형적으로 동작하도록 이러한 모듈 두개를 직렬로 배치하였다. 태양활동이 활발할 때는 후단은 포화되고 앞단만이 동작하게 된다.

## 3. V/F 변환기

신호를 적분하기위하여 Analog Devices 사의 evaluation 보드 AD7741/7742를 사용하였다. 최대 동작전압은 2.5V이고, 이때 최대 동작주파수는 2.75 Mhz (AD7742), 1.35 Mhz (AD7741)이다.

## 4. 온도 모니터

Calibration noise source 와 ambient load의 온도 측정을 위해 Analog Devices 사의 온도 센서 ADT7301을 사용하였다. 온도 측정 범위는 섭씨 -40도에서 +150도이고, 정밀도는 섭씨 0.5도 정도로 정밀도는 문제가 없다.

## 5. MCU (Micro Controller Unit) 및 인터페이스

Atmel 사의 모델 ATmega128을 사용하였다. ATmega128을 하드웨어의 일부분으로 내장하여 이것을 통해서 빠르고 정확하게 하드웨어를 제어하였다. ATmega128의 많은 입출력 포트를 통해서 하드웨어에 포함된 여러 가지 스위치를 제어하고 데이터를 획득하였다. 구체적으로는 VFC의 제어, PIN 스위치의 제어, 온도 측정을 포함한다. 이것들을 조합하여 아래와 같은 calibration 과정과 태양 관측 과정을 수행하여 RS-232로 PC로 보낸다. ATmega128은 하드웨어에 내장되어 독립적으로 여러 가지 역할을 반복 하여 수행해야 하므로 MCU에 실행프로그램을 심어야 한다. 이후에 사용자는 RS-232를 통해서 MCU에 간단한 명령을 전달하면 미리 심어진 함수가 호출되어 하드웨어를 제어하게 된다. MCU에서 빠르게 실행되고 있는 함수의 프로세스를 방해하지 않기 위해서 RS-232를 통한 PC와 MCU사이의 통신은 최소화했다.



## 제 4 절 피라미드 혼 안테나

피라미드 혼 안테나는 Calibration을 위해 필요한 것으로 파라볼라 안테나처럼 피드 혼이 개구면(Aperature)을 가진다든가 하는 것이 없어서 이론적으로 게인(Gain)이나, 빔패턴(Beam Pattern)등을 정확하게 알아낼 수 있다. 캐나다에서는 개구면의 크기가  $1\text{m} \times 1\text{m}$  이고 길이가 4m 가량되는 것을 사용한다. 그러면 파라볼라 안테나를 만들 필요없이 이 피라미드 혼 안테나를 그대로 관측에 사용하면 되지 않을까? 하는 의문이 들 수도 있다. 그렇게 할 수도 없는 이유는  $1\text{m} \times 1\text{m}$ 의 구경이면 빔이 크므로 측정이 가능한 고도나 방위각의 범위가 크지 않다는 문제가 생긴다. 예를 들어 고도가 낮아지면 쉽게 지표면의 300K 복사가 사이드로브로 들어오고 이것을 보정하는 것이 어렵게 된다. 또한 길이가 4m가 되는 혼은 다루기에도 매우 불편한 것이다. 빔을 작게 하기 위해서는 개구면을 키워야 하는데, 그렇게 되면 길이는 더 길어질 것이다. 이것이 피라미드 혼을 곧바로 사용할 수 없는 이유이다.

캐나다에서는 이 혼은 정남 방향으로 두고 고도 방향으로만 움직이도록 했다. 일년에 서너번 1.8m 태양전과 관측안테나와 이 혼 안테나를 이용해 동시에 태양을 관측하면서 1.8m 태양전과 관측안테나의 특성을 Calibration하는데 사용한다. 우리소에서는 피라미드 혼 안테나를 아래 그림 2-6과 같이 제작 하였다.

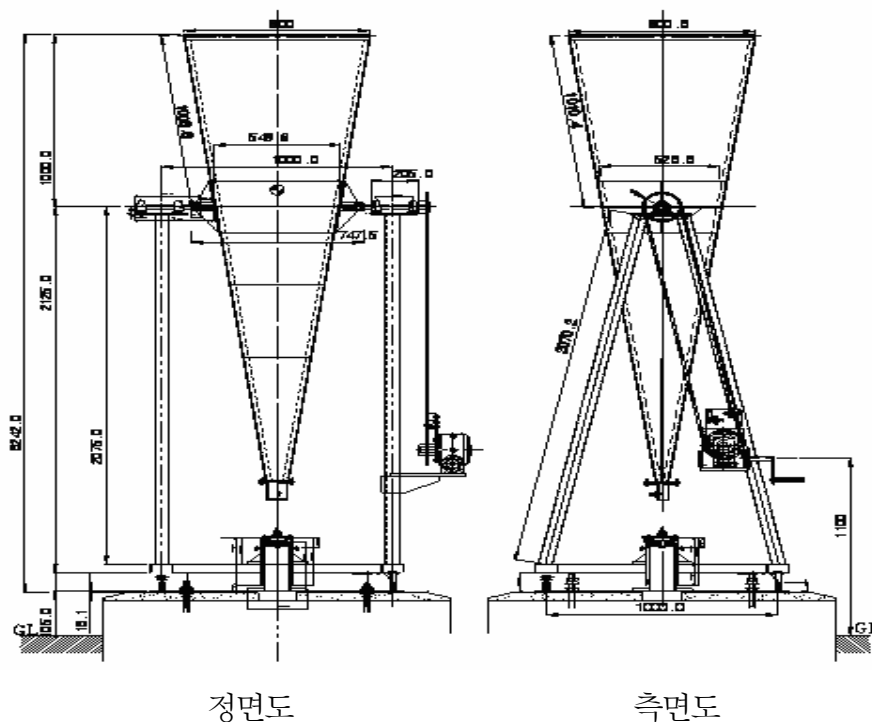


그림 2-6 피라미드 혼 안테나

## 제 5 절 전파연구소(이천) 전파환경시험결과

전파연구소 이천분소의 태양전파 수신 시스템 설치를 위하여 전파유입 상황 등을 파악하기 위하여 전파환경시험을 수행하였다. 캐나다에서는 2.8 GHz 대역폭은 100 MHz를 사용하고 있으나 안테나가 설치될 사이트가 인근 부대에서 2.8 GHz대역을 사용하고 있어 태양절대플럭스 측정을 위한 수신기의 수신주파수 대역필터 예상기본설계 중심주파수를 2.827 GHz로 정하고 이에 대한 전파환경 시험을 하였다.

구분	레벨	비고
스펙트럼 수신레벨	-70dB	RBW:300Hz VBW: 300Hz
안테나 이득	16dB	
LNA 이득	64dB	
케이블손실	-8dB	
안테나입력	-142dBm	

2.827 GHz 부근에서의 1 MHz 대역폭의 태양전파 기본 수신잡음레벨은 약 -142dBm 으로 측정되었으며 이측정수치는 시험시간인 14:00 부터 17:30분까지 거의 동일하였으며 주변의 전파 유입주파수는 측정결과 2749.795 MHz 와 2800.378 MHz 와 2849.629 MHz 로 측정되었으며, 이주파수는 14:00 부터 15:30 분까지는 계속 측정되었으나 16:00 이후부터 시험 종료시간인 17:30 까지는 전혀 나타나지 않았고 또 이주파수들이 나타날 때는 안테나 혼을 어느 방향으로 돌려봐도 거의 같은 레벨로 측정되었다. 따라서 이주파수들은 주변 공항등에서 일과시간에 운용되는 주파수들로 추정되며 수신되는 레벨도 평균잡음레벨 보다 약 5~6dB정도밖에 높지 않은 것으로 생각되어 운용하려는 주파수대역에 영향을 줄 것으로 보이지 않을것으로 보이고 태양플레어 발생시 생성되는 수백배 수천배의 입력 레벨과 비교하면 큰 영향을 주지않을 정도의 레벨로 생각된다. 또한 이주파수들은 낮은쪽으로 26 MHz 와 높은쪽으로 22 MHz 가 떨어져 있어 GUARD BAND 를 감안하더라도 2827 MHz 중심으로 30 MHz 정도의 대역폭여유가 있는것으로 보인다. 전파환경 시험결과 태양절대 플럭스 측정을 위한

중심주파수는 2.827 GHz, 대역폭은 10 MHz으로 결정하였다. 아래 그림은 전파환경 측정 시험 결과를 보여준다. 그림 2-7은 2.749 GHz의 전파유입상황을, 그림 2-8은 2.800 GHz의 전파유입 상황을 그림 2-9은 2.849 GHz의 전파유입 상황을 차례대로 보여주고 있다.

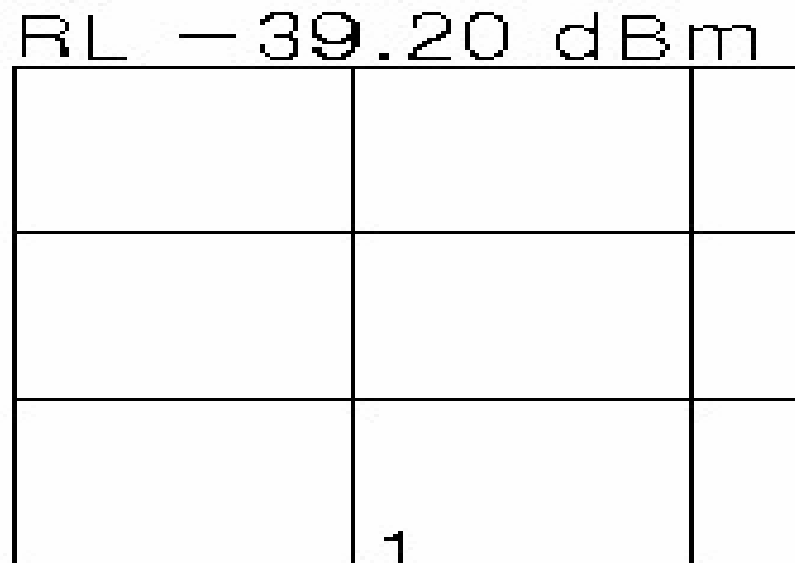


그림 2-7 2.749 GHz전파유입 상황

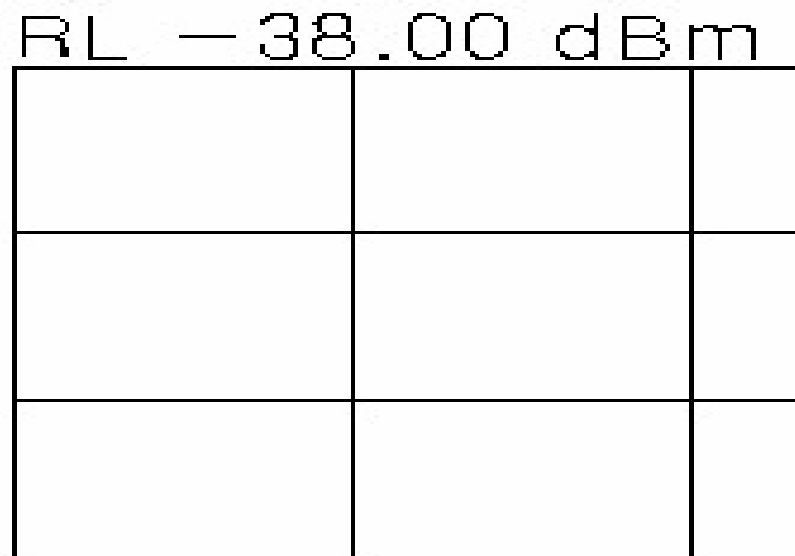


그림 2-8 2.800 GHz전파유입 상황

RL — 38.00 dBm


그림 2-9 2.849 GHz전파유입 상황

## 제 3 장 2.8 GHz 태양절대플럭스 측정을 위한 Calibration

### 제 1 절 개 요

Calibration의 핵심은 수신기의 이득과 잡음온도를 구하는 것이라 할 수 있다. 이 이득과 잡음온도를 알기 위해서는 시스템이 선형적으로 반응한다는 전제하에 입사전력을 아는 두 가지 입력에 대해 출력을 측정하면 구할 수 있다. 이렇게 되면 임의의 입력에 대해 출력을 재면 입력이 얼마인지를 알게 되는 것이다. 시스템이 선형적으로 반응하는가가 전제인데, 각 단계별로 saturation이 되지 않는 범위에서 동작하도록 시스템 요소를 구성하면 된다. Calibration용 입력으로, 하나는 제작사에서 출력이 정확히 측정된 잡noise source이고, 다른 하나는 주변온도에 상응하는 잡음을 내는 termination을 사용한다.

위와 같은 과정을 통해서 태양의 플럭스를 안테나 온도 단위로 얻게 되는데 이것으로부터 태양의 절대 플럭스를 알기 위해서는 calibration이 한 단계 더 필요한데, 이를 위해서는 (1) 피드혼에서 이득과 잡음온도가 측정되는 수신기의 앞부분까지의 손실과 (2) 안테나의 구경효율을 알아야 한다. 이러한 calibration 원리에 따라 아래에 calibration의 순서를 좀 더 자세히 기술한다.

Hot-cold load를 이용해서 수신기 입력단에 달린 noise source와 termination을 이용한다. 수신기의 잡음온도를  $T_{RX}$ , 이득을  $G_R$ 이라고 하면, 스위치를 이용하여 수신기 입력단에 noise source를 연결시키면

$$P_{noise} = G_R(T_N + T_{RX})$$

가 되고, termination이 연결되었을 때는

$$P_{amb} = G_R(T_{amb} + T_{RX})$$

가 된다.  $T_N$ 은 noise source의 출력전력을 온도로 환산한 것으로 noise source의 ENR (Excess noise ratio)로부터 구할 수 있다. 즉,

$$ENR = 10\log(1 + T_N/290).$$

사용되는 noise source의 ENR 값은 섭씨 23도에서 각각 31.22, 31.25dB이고, 20dB 감쇄되므로 최종적인 잡음온도는 4410K이다.  $T_{amb}$ 는 termination에 온도 센서를 달아 측정 한 온도를 사용한다. 그러므로

$$T_{RX} = \frac{T_N - YT_{amb}}{Y - 1}, \quad Y = P_N/P_{amb}$$

이고,

$$G_R = \frac{P_N - P_{amb}}{T_N - T_{amb}}$$

가 된다. 이렇게 해서 태양전과 수신기의 이득과 잡음온도를 구했다. 이 방법은 흔히 Y-factor 방법으로 알려져 있다.

이 수신기로 태양을 관측하는 경우에 최종단에서 측정하는 전력 P는 아래와 같이 모델링 할 수 있다.

$$P_{sun} = G_R [L_{cab} \{e^{-\tau_{atm}} (T_{sun} + T_{noise}) + (1 - e^{-\tau_{atm}}) T_{atm}\} + (1 - L_{cab}) T_{amb} + T_{RX}]$$

여기서  $T_{sun}, T_{noise}$  는 각각 태양전과 플럭스를 온도로 환산한 양, 태양전과와 관련이 없는 여러 종류의 잡음, 즉, 우주 배경복사, 은하 배경 복사 등에 의한 잡음을 의미한다.  $L_{cab}$  는 안테나 피드혼에서 수신기까지의 손실,  $\tau_{atm}$  은 지구대기의 광학적 깊이로 고도의 함수다.  $T_{atm}, T_{amb}$  는 각각 지구대기 및 지표면의 온도다. 이중 우리가 구하고자 하는 양인 태양 전과 플럭스,  $F_{sun}$  은 아래와 같이 정의되고,

$$F_{sun} = \int P(n) B(n) d\Omega,$$

$T_{sun}$  과의 관계는 아래와 같다.

$$kT_{sun} = \frac{1}{2} A_e F_{sun}$$

여기서 P는 안테나의 빔패턴, B는 태양의 밝기(specific intensity),  $A_e$ 는 안테나의 유효단면적이다.  $A_e$ 는 다음과 같이 표현되므로 궁극적으로 안테나의 빔패턴을 알아야 구할 수 있는 양이다.

$$A_e = \frac{\lambda^2}{\int P(n) d\Omega}.$$

그러나 파라볼라 안테나의 빔패턴을 정확히 알기는 쉽지 않다. 이 값을 구하기 위해서는 좀 복잡한 방법이 필요하다. 이것은 다음 절에서 설명하기로 한다.

위 식에서 보듯이 안테나가 태양을 향할 때, 태양과 상관없는 잡음들이 많이 기여하는 것을 알 수 있다. 이 태양신호와 상관없는 잡음을 제거해주는 방법으로는 (1) 그 값을 이론적으로 예측해서 빼주거나, (2) 안테나를 태양이 없는 방향으로 옮기거나 안테나를 그대로

둔 채 태양이 많이 벗어난 후에 측정한 값을 빼는 방법이 있다. 당분간은 (2)의 방법을 사용할 것이나, 시스템의 특성을 파악한 후에는 (1)의 방법을 쓸 수 있을 것이다. (2)의 방법은 1.8미터 안테나가 구경이 작아서 태양이 없는 방향으로 안테나를 움직이다 보면, 산이나 땅 등을 보게 되어(특히 태양 고도가 낮은 겨울에) 태양만 빠진 상태의 값을 구하기가 어렵다는 문제점이 있다. 이것은 추후에 논의하겠다.

태양이 없을 때 측정한 값을  $P_{sky}$  라고 하면,

$$P_{sky} = G_R [L_{cab} \{ e^{-\tau_{atm}} (0 + T_{noise}) + (1 - e^{-\tau_{atm}}) T_{atm} \} + (1 - L_{cab}) T_{amb} + T_{RX}]$$
가 되고, 두 값을 빼주면,

$$P_{sun} - P_{sky} = G_R L_{cab} e^{-\tau_{atm}} T_{sun} = G_R L_{cab} e^{-\tau_{atm}} A_e F_{sun} / 2k \quad (1)$$

이 된다. 위에서 구한  $G_R$  값을 넣으면,  $F_{sun}$  은

$$F_{sun} = \frac{2k e^{\tau_{atm}}}{A_e L_{cab}} \frac{P_{sun} - P_{sky}}{P_N - P_{amb}} (T_N - T_{amb}) \quad (1')$$

이 된다. 지구대기 효과도 보정해야 하는데, 지구대기의 광학적 깊이가 0에 가까워서(캐나다의 경우 0.014) 보정이 필요하기는 하지만 그렇게 중요한 요소는 아니다.  $A_e$  와  $L_{cab}$  이 남는데 이들을 정확하게 구하는 것이 calibration의 정밀도를 높이는데 중요하다.

## 제 2 절 안테나의 유효개구면적 측정

### 1. 방법

일반적으로 파라볼라 형의 안테나의 유효 개구면적은 구하기 어렵다. 반면에 피라미드 혼 안테나는 이론적으로 개구면적을 구할 수 있고 실험치와도 잘 맞는 것으로 알려져 있다. 따라서 파라볼라 안테나로 태양을 관측하는 것과 거의 같은 시간에 같은 수신기로 피라미드 안테나로 태양을 측정하면 파라볼라 안테나의 유효 개구면적을 구할 수 있다. 이러한 목적으로 파라볼라 안테나 옆에 피라미드 혼 안테나를 만들어 설치하였다. 피라미드 혼 안테나의 규격은 다음과 같다: 개구면의 크기는 79.5cm x 79.5cm, 도파관 크기 8.7cm x 4.35cm, slant length : 264cm.

이러한 규격의 피라미드 혼 안테나로 태양을 관측하면, 식 (1)과 비슷하게 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{sun} - P_{sky} = G_R L_{cab} e^{-\tau_{atm}} T_{sun} = G_R L_{cab} e^{-\tau_{atm}} A'_e F_{sun} / 2k \quad (2)$$

식 (1), (2)를 결합하면,

$$\frac{P_{sun} - P_{sky}}{P_{sun} - P_{sky}} = \frac{A_e}{A'_e}. \quad (3)$$

## 2. 일반론

피라미드 혼 안테나의 유효 개구면적  $A'_e$ 을 구하는 과정은 교과서에 나와 있을 정도로 잘 알려져 있다.

전자기파의 진행은 맥스웰 방정식을 이용해서 일반적으로 표현할 수 있고 슬릿을 통과하는 평행광의 경우에 호이겐스 원리를 이용해서 표현할 수 있다. 어떤 부피  $V$ 를 갖는 소스에 대해서 다음과 같이 기술된다.

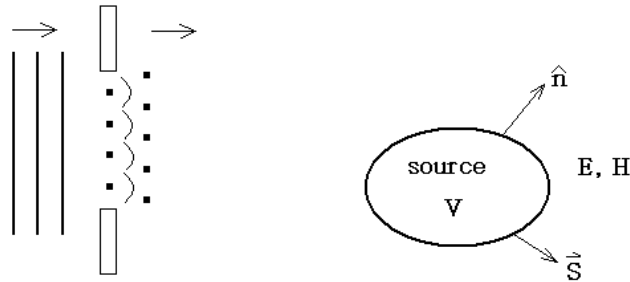


그림 3-1 호이겐스의 원리

Electric surface current density :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}(s) \text{ on surface}$$

Magnetic surface current density :

$$\vec{M}_s = \vec{E}(s) \times \hat{n} \text{ on surface}$$

Magnetic vector potential :

$$\vec{A} = \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \int_s \vec{J}_s(\vec{r}') e^{i\beta \hat{r} \cdot \vec{r}'} d\vec{s}', \quad \vec{E}_A = -i\omega\mu \vec{A}$$



Electric vector potential :

$$\vec{F} = \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \int_s \vec{M}_s(\vec{r}') e^{i\beta \hat{r} \cdot \vec{r}'} ds', \quad \vec{H}_F = -i\omega\epsilon \vec{F}$$

where  $\epsilon$  : electric permittivity

$\mu$  : magnetic permeability

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$  : phase constant for a plane wave

$\vec{P}$ ,  $\vec{Q}$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\vec{A} = \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \hat{n} \times \int_s \vec{H} e^{i\beta \hat{r} \cdot \vec{r}'} ds' \equiv \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \hat{n} \times \vec{Q}$$

$$\vec{F} = \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \hat{n} \times \int_s \vec{E} e^{i\beta \hat{r} \cdot \vec{r}'} ds' \equiv \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \hat{n} \times \vec{P}$$

aperture surface  $S$  가 x-y plane에 있다고 생각하면,

$$\vec{r}' = x' \hat{x} + y' \hat{y}$$

구면좌표계에서는

$$\hat{r} = \hat{x} \sin\theta \cos\phi + \hat{y} \sin\theta \sin\phi$$

이므로  $\vec{P}$ ,  $\vec{Q}$ 를 각각 다시 쓰면

$$P_x = \int_s E_x(x', y') e^{i\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi)} dx' dy'$$

$$P_y = \int_s E_y(x', y') e^{i\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi)} dx' dy'$$

$$Q_x = \int_s H_x(x', y') e^{i\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi)} dx' dy'$$

$$Q_y = \int_s H_y(x', y') e^{i\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi)} dx' dy'$$

또,  $\hat{n} = \hat{z}$ 이니까

$$\begin{aligned}
\vec{A} &= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \hat{z} \times (Q_x \hat{x} + Q_y \hat{y} + Q_z \hat{z}) \\
&= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \{Q_x (\hat{z} \times \hat{x}) + Q_y (\hat{z} \times \hat{y})\} \\
&= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (Q_x \hat{y} - Q_y \hat{x}) \\
\vec{F} &= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \hat{z} \times (P_x \hat{x} + P_y \hat{y} + P_z \hat{z}) \\
&= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \{P_x (\hat{z} \times \hat{x}) + P_y (\hat{z} \times \hat{y})\} \\
&= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (P_x \hat{y} - P_y \hat{x})
\end{aligned}$$

이것을 다시 구면좌표계에서 쓰면

$$\begin{aligned}
\vec{A} &= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [\hat{\theta} \cos \theta (Q_x \sin \phi - Q_y \cos \phi) + \hat{\phi} (Q_x \cos \phi + Q_y \sin \phi)] \\
\vec{F} &= \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [\hat{\theta} \cos \theta (P_x \sin \phi - P_y \cos \phi) + \hat{\phi} (P_x \cos \phi + P_y \sin \phi)]
\end{aligned}$$

$$\vec{E} = \vec{E}_A + \vec{E}_F = -i\omega\mu \vec{A} - i\omega\epsilon\eta \vec{F} \times \hat{r}$$

$$\because \vec{E}_F = \eta \vec{H}_F \times \hat{r}, \text{ from plane wave relation } \vec{H} = \frac{1}{\eta} \hat{r} \times \vec{E}$$

$$\text{where } \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

그러므로  $\vec{E}$ 를 다시 정리하면

$$\begin{aligned}
\vec{E} &= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [-\hat{\theta} \cos \theta (Q_x \sin \phi - Q_y \cos \phi)\eta - \hat{\phi} (Q_x \cos \phi + Q_y \sin \phi)\eta] \\
&\quad + i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [-\hat{\phi} \cos \theta (P_x \sin \phi - P_y \cos \phi) + \hat{\theta} (P_x \cos \phi + P_y \sin \phi)]
\end{aligned}$$

이것으로부터

$$\begin{aligned}
E_\theta &= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [P_x \cos \phi + P_y \sin \phi + \eta \cos \theta (Q_y \cos \phi - Q_x \sin \phi)] \\
E_\phi &= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [\cos \theta (P_y \cos \phi - P_x \sin \phi) - \eta (Q_y \sin \phi + Q_x \cos \phi)]
\end{aligned}$$

### 3. 피라미드 혼 안테나에의 적용

이제 이것을 피라미드 혼안테나에 적용을 하면

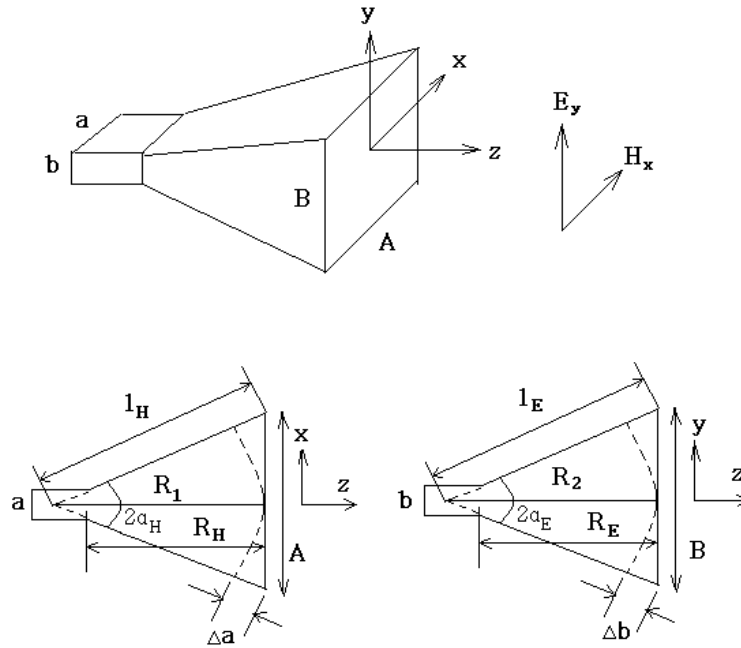


그림 3-2 혼 안테나의 구조

$$l_H^2 = R_1^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2, \quad \alpha_H = \tan^{-1}\left(\frac{A}{2R_1}\right), \quad R_H = (A-a)\sqrt{\left(\frac{l_H}{A}\right)^2 - \frac{1}{4}}$$

$$\begin{aligned} \Delta a &= l_H - R_1 = \sqrt{R_1^2 + \frac{A^2}{4}} - R_1 \\ &= R_1 \sqrt{1 + \frac{A^2}{4R_1^2}} - R_1 \\ &\simeq R_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{A^2}{4R_1^2}\right) - R_1 \\ &= \frac{A^2}{8R_1} \end{aligned}$$

같은 방법으로

$$\Delta b = \frac{B^2}{8R_2}$$

피라미드 혼 안테나는  $TE_{10}$  rectangular waveguide mode에 해당하고 이때의 electric field는 다음과 같이 표현된다(TE : Transverse Electric).

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{-i\beta z}$$

이 식은 다시 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
E_y &= E_0 \cos \frac{\pi x}{A} e^{-i\beta(R-R_1)} e^{-i\beta(R-R_2)} \\
&= E_0 \cos \frac{\pi x}{A} e^{-i\beta \frac{x^2}{2R_1}} e^{-i\beta \frac{y^2}{2R_2}} \\
&\left( \begin{array}{l} \because R = \sqrt{R_1^2 + x^2} \\ \quad = R_1 \sqrt{1 + \left(\frac{x}{R_1}\right)^2} \\ \quad \simeq R_1 \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{x}{R_1}\right)^2\right) \\ R - R_1 \simeq \frac{1}{2} \frac{x^2}{R_1} \\ \text{for } x \ll R_1 \end{array} \right)
\end{aligned}$$

앞 절의 결과를 이용하면,

$$H_x = -\frac{1}{\eta} E_y, \quad H_y = \frac{1}{\eta} E_x \Rightarrow Q_x = -\frac{1}{\eta} P_y, \quad Q_y = \frac{1}{\eta} P_x$$

$$\begin{aligned}
E_\theta &= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \left[ \eta Q_y \cos \phi + P_y \sin \phi + \eta \cos \theta \left( Q_y \cos \phi + \frac{1}{\eta} P_y \sin \phi \right) \right] \\
&= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [\eta Q_y \cos \phi (1 + \cos \theta) + P_y \sin \phi (1 + \cos \theta)] \\
&= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (1 + \cos \theta) \sin \phi P_y
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_\phi &= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} \left[ \cos \theta (P_y \cos \phi - \eta Q_y \sin \phi) - \eta (Q_y \sin \phi - \frac{1}{\eta} P_y \cos \phi) \right] \\
&= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} [-\eta Q_y \sin \phi (1 + \cos \theta) + P_y \cos \phi (1 + \cos \theta)] \\
&= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (1 + \cos \theta) \cos \phi P_y
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_y &= \int_s E_y(x', y') e^{i\beta(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)} dx' dy' \\
&= E_0 \int_{-A/2}^{A/2} \cos \frac{\pi x'}{A} e^{-i\beta \frac{x'^2}{2R_1}} e^{i\beta u x'} dx' \int_{-B/2}^{B/2} e^{-i\beta \frac{y'^2}{2R_2}} e^{i\beta v y'} dy'
\end{aligned}$$

where  $u = \sin \theta \cos \phi$ ,  $v = \sin \theta \sin \phi$

이 되고  $\vec{E}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
\vec{E} &= E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi} \\
&= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (1 + \cos \theta) \sin \phi P_y \hat{\theta} + i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (1 + \cos \theta) \cos \phi P_y \hat{\phi} \\
&= i\beta \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (1 + \cos \theta) P_y [\sin \phi \hat{\theta} + \cos \phi \hat{\phi}]
\end{aligned}$$

이것을 바로 수치적분하여 계산하는 것은 시간이 많이 걸리므로 이미 알려진 Fresnel integral 알고리즘을 이용하기 위하여 다음과 같이 변수를 치환한다.

Fresnel integral은

$$\begin{aligned}
F_0(\nu, \sigma) &\equiv \int_{-1}^1 e^{i\nu\xi} e^{-i(\pi/2)\sigma^2\xi^2} d\xi \\
F_1(\nu, \sigma) &\equiv \int_{-1}^1 \cos\left(\frac{\pi\xi}{2}\right) e^{i\nu\xi} e^{-i(\pi/2)\sigma^2\xi^2} d\xi
\end{aligned}$$

으로 알려져 있고, 다시 정리하여 Fresnel integral로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
E_y &= E_0 \cos \frac{\pi x}{A} e^{-i\beta \frac{x^2}{2R_1}} e^{-i\beta \frac{y^2}{2R_2}} \\
&= E_0 \cos \frac{\pi x}{A} e^{-i\frac{2\pi}{\lambda} \frac{x^2}{2R_1}} e^{-i\frac{2\pi}{\lambda} \frac{y^2}{2R_2}} \\
&= E_0 \cos \frac{\pi x}{A} e^{-i\frac{\pi}{2} \sigma_a^2 \left(\frac{2x}{A}\right)^2} e^{-i\frac{\pi}{2} \sigma_b^2 \left(\frac{2y}{B}\right)^2} \\
P_y(\theta, \phi) &= E_0 \int_{-A/2}^{A/2} \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) e^{-i\frac{\pi}{2} \sigma_a^2 \left(\frac{2x}{A}\right)^2} e^{i\beta u x} dx \int_{-B/2}^{B/2} e^{-i\frac{\pi}{2} \sigma_b^2 \left(\frac{2y}{B}\right)^2} e^{i\beta v y} dy \\
\text{where } \sigma_a^2 &\equiv \frac{A^2}{2\lambda R_1}, \quad \sigma_b^2 \equiv \frac{B^2}{2\lambda R_2}.
\end{aligned}$$

$P_y(\theta, \phi)$ 의 첫 번째 적분

$$\begin{aligned}
\xi &= \frac{2x}{A}, \quad dx = \frac{A}{2} d\xi, \quad x = \left[-\frac{A}{2}, \frac{A}{2}\right] \rightarrow \xi = [-1, 1] \\
\int_{-A/2}^{A/2} \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) e^{-i\frac{\pi}{2} \sigma_a^2 \left(\frac{2x}{A}\right)^2} e^{i\beta u x} dx &= \frac{A}{2} \int_{-1}^1 \cos\left(\frac{\pi\xi}{2}\right) e^{-i\frac{\pi}{2} \sigma_a^2 \xi^2} e^{i\frac{\pi}{\lambda} u A \xi} d\xi \\
&= \frac{A}{2} \int_{-1}^1 \cos\left(\frac{\pi\xi}{2}\right) e^{-i\frac{\pi}{2} \sigma_a^2 \xi^2} e^{i\pi \nu_x \xi} d\xi \\
&= \frac{A}{2} F_1(\nu_x, \sigma_a)
\end{aligned}$$

$P_y(\theta, \phi)$ 의 두 번째 적분

$$\xi = \frac{2y}{B}, \quad dy = \frac{B}{2} d\xi, \quad y = \left[-\frac{B}{2}, \frac{B}{2}\right] \rightarrow \xi = [-1, 1]$$

$$\begin{aligned}
\int_{-B/2}^{B/2} e^{-i\frac{\pi}{2}\sigma_b^2\left(\frac{2y}{A}\right)^2} e^{i\beta vy} dy &= \frac{B}{2} \int_{-1}^1 e^{-i\frac{\pi}{2}\sigma_b^2\xi^2} e^{i\frac{\pi}{\lambda}vB\xi} d\xi \\
&= \frac{B}{2} \int_{-1}^1 e^{-i\frac{\pi}{2}\sigma_b^2\xi^2} e^{i\pi\nu_y\xi} d\xi \\
&= \frac{A}{2} F_0(\nu_y, \sigma_b)
\end{aligned}$$

$$\text{각각에} \quad \nu_x = \frac{A}{\lambda} u, \quad \nu_y = \frac{B}{\lambda} v$$

$$\begin{aligned}
E_\theta &= i\frac{2\pi}{\lambda} \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (1 + \cos\theta) \sin\phi E_0 \frac{AB}{4} F_1(\nu_x, \sigma_a) F_0(\nu_x, \sigma_b) \\
&= i\frac{e^{-i\beta r}}{\lambda r} E_0 \frac{AB}{4} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2}\right) \sin\phi F_1(\nu_x, \sigma_a) F_0(\nu_x, \sigma_b) \\
E_\phi &= i\frac{2\pi}{\lambda} \frac{e^{-i\beta r}}{4\pi r} (1 + \cos\theta) \cos\phi E_0 \frac{AB}{4} F_1(\nu_x, \sigma_a) F_0(\nu_x, \sigma_b) \\
&= i\frac{e^{-i\beta r}}{\lambda r} E_0 \frac{AB}{4} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2}\right) \cos\phi F_1(\nu_x, \sigma_a) F_0(\nu_x, \sigma_b)
\end{aligned}$$

모두 Fresnel integral로 표현했으므로 radiation intensity를 생각하면,

Radiation intensity

$$u(\theta, \phi) = \frac{r^2(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2)}{2\eta}$$

$$\begin{aligned}
|E_\theta|^2 &= -1 \cdot \left(\frac{e^{-i\beta r}}{\lambda r}\right)^2 |E_0|^2 \frac{A^2 B^2}{16} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2}\right)^2 \sin^2\phi F_1^2(\nu_x, \sigma_a) F_0^2(\nu_x, \sigma_b) \\
&= -e^{-2i\beta r} \frac{1}{\lambda^2 r^2} |E_0|^2 \frac{A^2 B^2}{16} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2}\right)^2 \sin^2\phi F_1^2(\nu_x, \sigma_a) F_0^2(\nu_x, \sigma_b)
\end{aligned}$$

$$|E_\phi|^2 = -e^{-2i\beta r} \frac{1}{\lambda^2 r^2} |E_0|^2 \frac{A^2 B^2}{16} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2}\right)^2 \cos^2\phi F_1^2(\nu_x, \sigma_a) F_0^2(\nu_x, \sigma_b)$$

$$|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 = -e^{-2i\beta r} \frac{1}{\lambda^2 r^2} |E_0|^2 \frac{A^2 B^2}{16} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2}\right)^2 F_1^2(\nu_x, \sigma_a) F_0^2(\nu_x, \sigma_b)$$

$$\begin{aligned}
\therefore u(\theta, \phi) &= \frac{r^2(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2)}{2\eta} \\
&= \frac{1}{32\eta\lambda^2} |E_0|^2 (AB)^2 \left(\frac{1 + \cos\theta}{2}\right)^2 |F_1(\nu_x, \sigma_a) F_0(\nu_x, \sigma_b)|^2
\end{aligned}$$

$\nu_x = \nu_y = 0$  일 때 maximum intensity

$$u_{\max}(\theta, \phi) = \frac{1}{32\eta\lambda^2} |E_0|^2 (AB)^2 |F_1(0, \sigma_a) F_0(0, \sigma_b)|^2$$

이것으로 정규화하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

Normalized gain

$$g(\theta, \phi) = \frac{u(\theta, \phi)}{u_{\max}(\theta, \phi)} = \left( \frac{1 + \cos \theta}{2} \right)^2 \left( \frac{F_1(\nu_x, \sigma_a) F_0(\nu_y, \sigma_b)}{F_1(0, \sigma_a) F_0(0, \sigma_b)} \right)^2$$

$\phi = 0^\circ$  : H-plane gain,  $\phi = 90^\circ$  : E-plane gain

$$g_H(\theta) = \left( \frac{1 + \cos \theta}{2} \right)^2 \left( \frac{F_1(\nu_x, \sigma_a)}{F_1(0, \sigma_a)} \right)^2, \quad \nu_x = \frac{A}{\lambda} \sin \theta, \quad \nu_y = 0$$

$$g_E(\theta) = \left( \frac{1 + \cos \theta}{2} \right)^2 \left( \frac{F_0(\nu_y, \sigma_b)}{F_0(0, \sigma_b)} \right)^2, \quad \nu_y = \frac{B}{\lambda} \sin \theta, \quad \nu_x = 0$$

Total power transmitted through the aperture

$$P_{rad} = \frac{1}{4\eta_{TE}} |E_0|^2 AB \quad (\text{in TE}_{10} \text{ mode, aperture size } A, B)$$

The horn gain/directivity

$$\begin{aligned} G = 4\pi \frac{u_{\max}}{P_{rad}} &= \frac{4\pi \left[ \frac{1}{32\eta\lambda^2} |E_0|^2 (AB)^2 |F_1(0, \sigma_a) F_0(0, \sigma_b)|^2 \right]}{\frac{1}{4\eta} |E_0|^2 AB} \\ &= \frac{4\pi}{\lambda^2} AB \frac{1}{8} |F_1(0, \sigma_a) F_0(0, \sigma_b)|^2 \\ &= e \frac{4\pi}{\lambda^2} AB \end{aligned}$$

where  $e \equiv \frac{1}{8} |F_1(0, \sigma_a) F_0(0, \sigma_b)|^2$  : aperture efficiency

#### 4. 피라미드 혼 안테나의 유효개구면적

전파연구소에 설치된 혼안테나의 각 부분의 길이는

$$\begin{aligned} A &= B = 79.5 \text{ cm} \\ a &= 8.7 \text{ cm}, \quad b = 4.3 \text{ cm} \end{aligned}$$

이고 관측파장은  $\lambda = 10.8 \text{ cm}$  이므로, 그림 3-2에서

$$R_1 = 296.41 \text{ cm}$$

$$R_2 = 279.10 \text{ cm}$$

이 되고, 이 수치를 앞 절의 식에 대입하여 얻은 이론적인 안테나 파라미터들은 다음과 같아 유효 개구면적은 실제 개구면적의 58%가 된다.

Aperture efficiency

$$\begin{aligned} e &\equiv \frac{1}{8} |F_1(0, \sigma_a) F_0(0, \sigma_b)|^2 \\ &\simeq \frac{1}{8} \times 1.4661 \times 3.1420 = 0.5758 \simeq 0.58 \end{aligned}$$

H-plane FWHM

$$\begin{aligned} \nu_x &= \frac{A}{\lambda} \sin \theta \simeq 0.63 \text{ at } 3 \text{ dB} \\ \theta &\simeq 4.9^\circ \Rightarrow \theta_H \simeq 9.8^\circ \end{aligned}$$

E-plane FWHM

$$\begin{aligned} \nu_y &= \frac{B}{\lambda} \sin \theta \simeq 0.47 \text{ at } 3 \text{ dB} \\ \theta &\simeq 3.7^\circ \Rightarrow \theta_E \simeq 7.4^\circ \end{aligned}$$

또한 이론적인 빔패턴을 그림 3-3에 보였다. 여기에 측정된 피라미드 혼 안테나의 빔패턴을 함께 그렸다(x축은  $\nu_x$ ,  $\nu_y$ 이고 y축은  $g_H(\theta)$ ,  $g_E(\theta)$ 이다). 비교적 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. 이것으로부터 제작된 피라미드 혼 안테나의 구경효율은 58% 정도로 확인되었다.

## 5. 측정

이제 파라볼라 안테나의 유효 개구면적을 구해보기로 하자. 이것은 앞에서 언급한대로 같은 시간대에 같은 수신기로 태양을 측정하면 식 (3)을 이용해서 쉽게 구할 수 있다. 피라미드 혼 안테나로 태양과 빈 하늘을 측정한 값은 각각 34, 14였고, 파라볼라 안테나로 측정한 값은 각각 115, 25였다. 이로부터 파라볼라 안테나의 구경효율은 64%, 유효 개구면적은  $1.63\text{m}^2$ 로 계산되었다. 식 (1)의  $A_e$ 를 구했다.

그러나 측정의 정밀도는 그리 높지 않을 것으로 예상되는데, 그 이유는 피라미드 혼 안테나로



빈 하늘을 보는 것이 쉽지 않기 때문이다. 빔이 커서 어디를 향하더라도 태양이나 산 또는 땅으로부터의 복사가 들어오기 쉽다.

파라볼라 안테나 대신 지속적으로 피라미드 혼 안테나를 사용하면 되지 않는가하는 의문이 들 수도 있겠다. 피라미드 혼 안테나를 주 안테나로 사용할 수 없는 이유는 이 안테나를 크게 만들 수 없기 때문이다. 피라미드 안테나는 calibration 용도로 만들게 되므로 원래 용도의 파라볼라 안테나보다는 큰 예산을 들일 수 없어서 대개 작게 만들 수밖에 없고, 따라서 배경 잡음을 적게 하면서 태양을 볼 수 있는 때는 태양이 남중했을 때 근처로 제한된다. 또한 피라미드 혼 안테나는 개구면에 비해 길이가 길어 사용하기 매우 불편하다. 실제로 이번에 제작된 피라미드 안테나의 개구면적은 79cm x 79cm 에 불과하지만 길이는 약 3미터에 가까워 매우 길다.

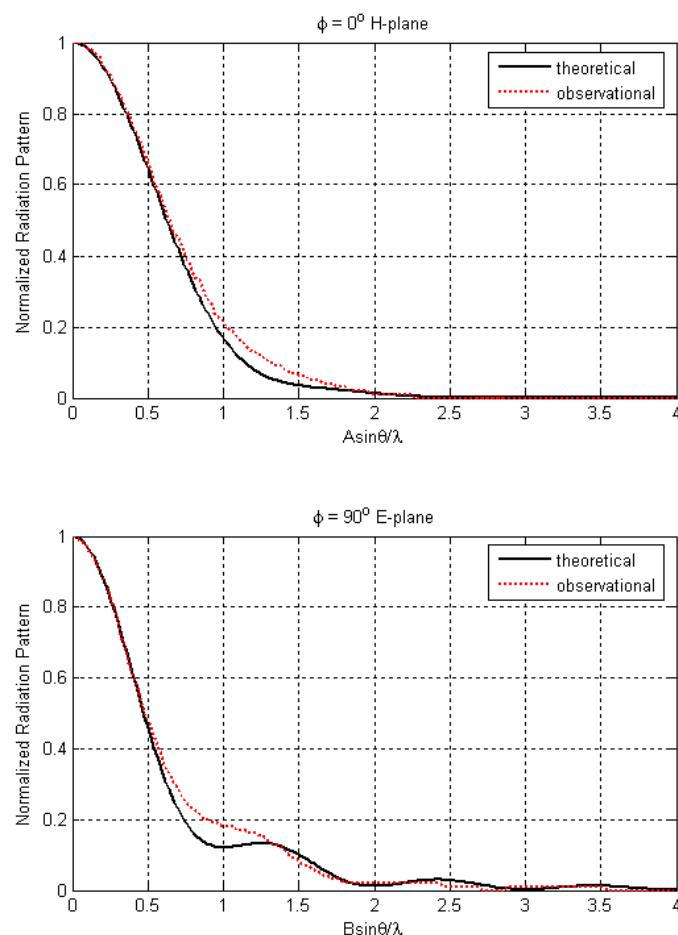


그림 3-3 빔패턴 이론값과 실제값의 비교 그래프

### 제 3 절 태양이 없는 빈 하늘에서 오는 잡음을 제거하기위한 Reference 보기

캐나다 시스템의 경우 태양이 없는 빈 하늘에서 오는 잡음 성분을 제거하기 위해 다소 복잡한 calibration 방법을 쓰고 있다. 우리는 일단은 간단한 방법을 쓰기로 한다. 추후 문제가 발생하면 그때 다른 방법을 생각해보기로 한다. 우리가 택한 방법은 간단히 한 시간마다 태양에서 동서남북으로 10도 떨어진 곳을 각각 약 1분간 관측해서 이들의 평균값을 태양 측정값에서 빼는 것이다. 10도 어긋난 곳을 보기는 하지만, 안테나의 빔 크기가 4도정도 되므로 태양의 기여분이 완전히 사라진다고 보기는 어렵다. 이 방법이 심각하게 문제가 있는 것으로 드러난다면 다른 방법을 찾아보아야 할 것이다. 현재 본 연구에서는 두 번에 걸쳐 추적 프로그램에 구현하였다. 7월 프로그램에서는 십자(+)형으로 안테나를 움직이게 하였는데, 이렇게 하다보니 reference를 보는 도중에 태양면을 지나는 문제점이 있어서 9월에 마름모꼴로 안테나를 움직이도록 수정하였다.

### 제 4 절 지구대기 영향 보정

이렇게 해서 얻은 데이터의 예를 그림 3-4에 보였다. 2007년 8월 25일경 얻은 데이터이다.

그림 3-4 2007년 8월 측정 데이터

태양활동이 없는 조용한 날의 데이터임을 알 수 있으나, 전체적으로 아침, 저녁으로 값이 낮아지고 한 낮에 값이 증가하는 것을 볼 수 있다. Noise source가 발생하는 잡음량이 약하게 온도의 함수인데 이것을 잘 보정하지 못했거나, 지구대기 투과율을 보정하지 않은 두 가지 가능성을 생각해 볼 수 있다. Noise source가 만드는 잡음은 제작사에서 제공하는 데이터에 의해 보정하였으므로 이것에 의한 영향은 그다지 크지 않다고 보고 지구 대기 감쇄의 고도 의존성을 보정하기로 하였다. 캐나다 자료에 의하면 DRAO가 있는 곳에서 파장 10.7cm에서 천정 방향으로 지구대기의 광학적 두께는 0.014로 알려져 있다. 전파연구소 이천분소의 해수면으로부터의 고도가 별로 높지 않은 것을 감안해서 우리의 경우는  $\tau = 0.025$ 로 설정하였다. 고도  $z$ 에 대한 의존성은  $\tau_{atm}(z) = \tau_0 / \sin(z)$ 로 주어진다. 이 값은 관측된 값들의 시간에 따른 변화를 비교적 잘 맞추는 값이기도 하다. 나중에 제시될 결과로부터 이 값이 타당한 값을 알게 될 것이다. 식 (1)의  $\tau_{atm}$ 을 구했다.

## 제 5 절 LNA 앞단 Isolator삽입

중요한 진전은 11월 중순 LNA 앞단에 isolator를 삽입하면서 이루어 졌다. 이전까지는 비록 대략적인 값이나 나중에 정확히 얻어진 값에서 크게 다르지 않은 유효개구면적(실면적의 60%)과 케이블 손실(1/1.43)을 사용하였음에도 불구하고 일본이나 캐나다에서 측정한 값의 80%밖에 되지 않았었다.

11월 중순에 LNA 앞단에 isolator를 삽입하자 일본 값에 근접하는 값으로 올라갔다. 보통 광대역으로 쓰이는 LNA는 입력단의 임피던스 정합이 어려워 통상 isolator를 삽입하는 한다. 이 태양전파 수신기는 협대역 신호만을 받아들이므로 임피던스 정합을 쉽게 할 수 있을 것으로 기대되었으나 실제 사용해보니 그렇지 않았다. 그림 3-2는 이러한 회로상의 수정을 반영한 것이다.

## 제 6 절 LNA 앞단 케이블 손실보정

식 (1)에서 아직까지 결정되지 않은 양이  $L_{cab}$ 이다. 이 값은 피드 혼 손실, 피드 혼에서 수신기까지 오는 케이블 손실, 이후 수신기 안에서 스위치까지의 손실을 합한 양이다. 이중 피드 혼 이후의 손실을 재는 것은 원리적으로 어렵지 않다. 부분별 손실을 다 더하고 여기에 포함되지 않는 약간의 연결부의 손실을 추가해주면 된다.

이렇게 추정된 손실이 1/1.43이다. (피드 혼에서 수신기까지 가는 케이블이 두개가 있는데 1번 수신기에 연결된 케이블을 편의상 RH 케이블로 부르기로 하고 앞으로 언급되는 케이블 손실은 따로 말하지 않더라도 이 케이블의 손실을 의미한다.) 사실 추정 손실은 1/1.28정도이나 계산되는 태양 플럭스 값을 약간 늘이기 위해 임의로 0.2dB를 추가한 값이다. 그러므로 어느 정도 과대평가된 값이다. 여전히 잘 알 수 없는 것이 피드 혼에서의 손실이다. 이것을 독립적으로 재기 위해서는 무반향실과 복잡한 계산을 필요로 하므로 보류하고, 대신 피드 혼부터 스위치 앞단까지의 손실을 한꺼번에 재는 방법을 고안하였다. 전파 분야에서 많이 하듯이 absorber와 액체질소를 이용해서 상온(대략 300K에 해당하는)과 77K의 흑체 전파 복사원을 만들어 피드혼 후단 전체를 calibration하는 것이다. 이렇게 하면 피드 혼 후단 시스템 전체의 이득(과 잡음온도)을 알게 되므로 앞에서 noise source와 상온 전파 복사를 이용해 스위치 후단 시스템의 이득(과 잡음온도)을 비교하면 피드 혼 후단부터 스위치까지의 이득을 알 수 있는 것이다. 결과적으로 세기를 정확히 아는 잡음원들 - 상온(대략 300K에 해당하는) 흑체복사, 77K 흑체복사, noise source - 을 수신기의 앞단과 중간에 삽입해서 그 사이의 이득(또는 손실)을 알아낼 수 있는 것이다.

이 측정은 12월 초에 이루어 졌다. 피드 혼 앞단에 300K, 77K absorber를 사용해서 측정한 시스템의 이득은,

$$G_1 = (4860 - 3590) / (280 - 80) = 6.35.$$

온도는 정확히 측정하여 주변부의 온도를 280K로 두었고, 액체질소에 적신 absorber의 온도도 완벽히 77K가 되기는 힘들므로 보통 하듯이 80K로 두었다.

같은 방법으로 수신기 스위치 앞단에 noise source와 상온 전파복사를 이용하면,

$$G_2 = (44550 - 4970) / (4415 - 284) = 39580 / 4131 = 9.58.$$

이  $G_1$ ,  $G_2$ 의 비가 바로 피드 혼부터 스위치까지의 손실이 된다. 그 값은 1/1.51 또는 1.79dB이다. 케이블 자체 손실이 약 0.9dB인 것을 고려하면 피드 혼에서 손실이 큼을 알 수 있다. 이렇게 해서  $L_{cab} = 1/1.51$ 을 얻었다.

원칙적으로 이 측정으로 잡음온도도 알 수 있고, 그렇게 되면, noise source의 ENR의 정확성도 추정할 수 있다. 그러기 위해서는 DC 앰프 앞에서 blanking을 해야 하는데, 현재로는 스위치가 없어서 이것을 할 수 없다. 나중에 스위치를 구입을 하면 시도할 예정이다.

## 제 4 장 2.8 GHz 태양절대플럭스 관측자료 분석

### 제 1 절 개 요

2.8 GHz 태양전파 관측은 태양 X-ray 등 지상에서 관측할 수 없는 다양한 태양활동 현상의 간접 관측 효과를 나타낸다. 또한 태양흑점, 전리층 및 지자기의 변화와 상관관계가 매우 높아 우주전파환경 연구에 필수적이다. 아래 그림 4-1은 2.8 GHz 태양절대 플럭스와 태양 흑점수와의 관계를 보여준다. 가로축은 태양흑점수를 나타내며 세로축은 2.8 GHz 태양절대 플럭스로 잘 일치하고 있다. 그림에서 보여주듯이 흑점관측기를 이용한 흑점 수 결정은 흑점의 크기나 모양 등이 관측자의 주관에 의해 판단되고 관측기와 관측기술에 따라 변할 수 있다. 그러나 2.8 GHz 태양절대 플럭스는 상대적으로 쉽고 빠르게 결정될 수 있으며 다양한 목적으로 태양활동수 지수로서 사용될 수 있다.

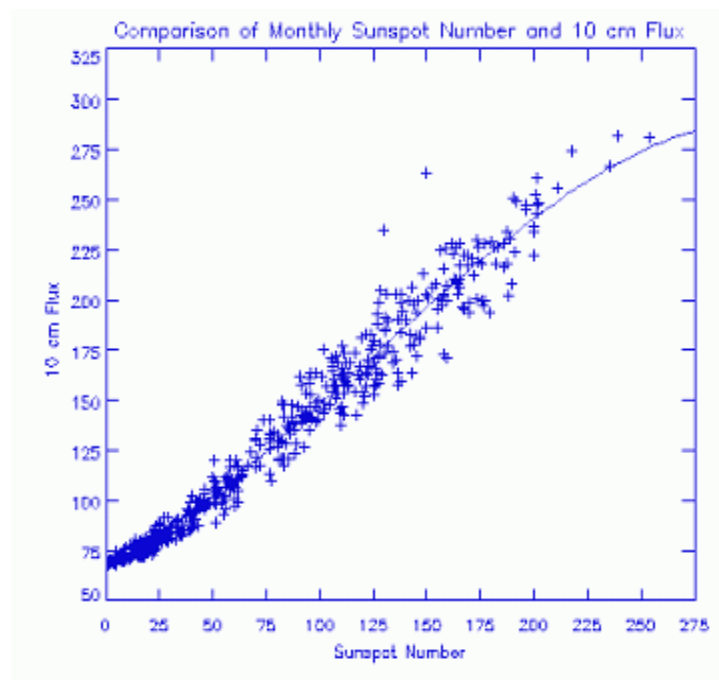


그림 4-1 태양흑점수와 2.8 GHz(10 cm flux)태양절대플럭스와의 관계

흑점수와 플럭스 세기와의 관계는 아래와 같다.

$$F(\text{플럭스의 세기}) = 67.0 + 0.572R + (0.5757R^2) - (0.0209R)^3$$

$$R(\text{흑점수}) = 1.61FD - (0.0733FD)^2 + (0.0240FD)^3$$

여기서  $FD = F(\text{플럭스의 세기}) - 67.0$  이다.

아래 그림은 2.8 GHz(10.7cm)태양절대 플럭스와 전리층 임계주파수와의 관계이다. 그림에서 A,B,C~L까지는 각 전리층 관측기 Site가 위치한 곳에서 측정한 데이터다. 그림에서 보여주듯이 전리층 임계주파수 그리고 흑점수 태양절대 플럭스의 그래프 유형이 일치하고 있음을 보여준다.

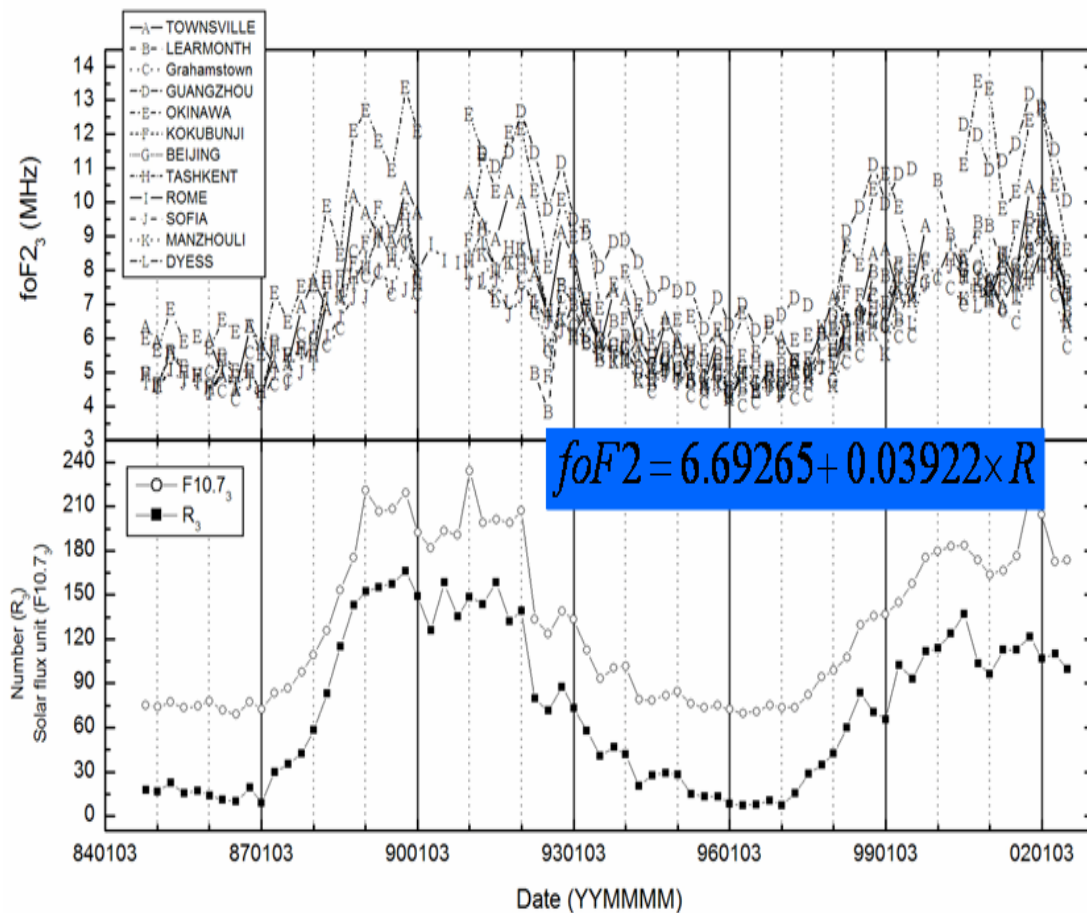


그림 4-2 2.8GHz(10.7cm)태양절대플럭스와 전리층 임계주파수와의 관계

## 제 2 절 관측자료 분석 결과

태양관측은 태양이 고도 10도 이상에서 관측을 시작하였으며 정확한 Calibration을 위하여 매 시간 약 5분 간격으로 배경하늘을 관측하였다. 그림 4-3은 2007년 10월 8일~10일 사이에 관측된 태양에서 배경값을 제거하지 않은 원시 데이터를 보여준다.

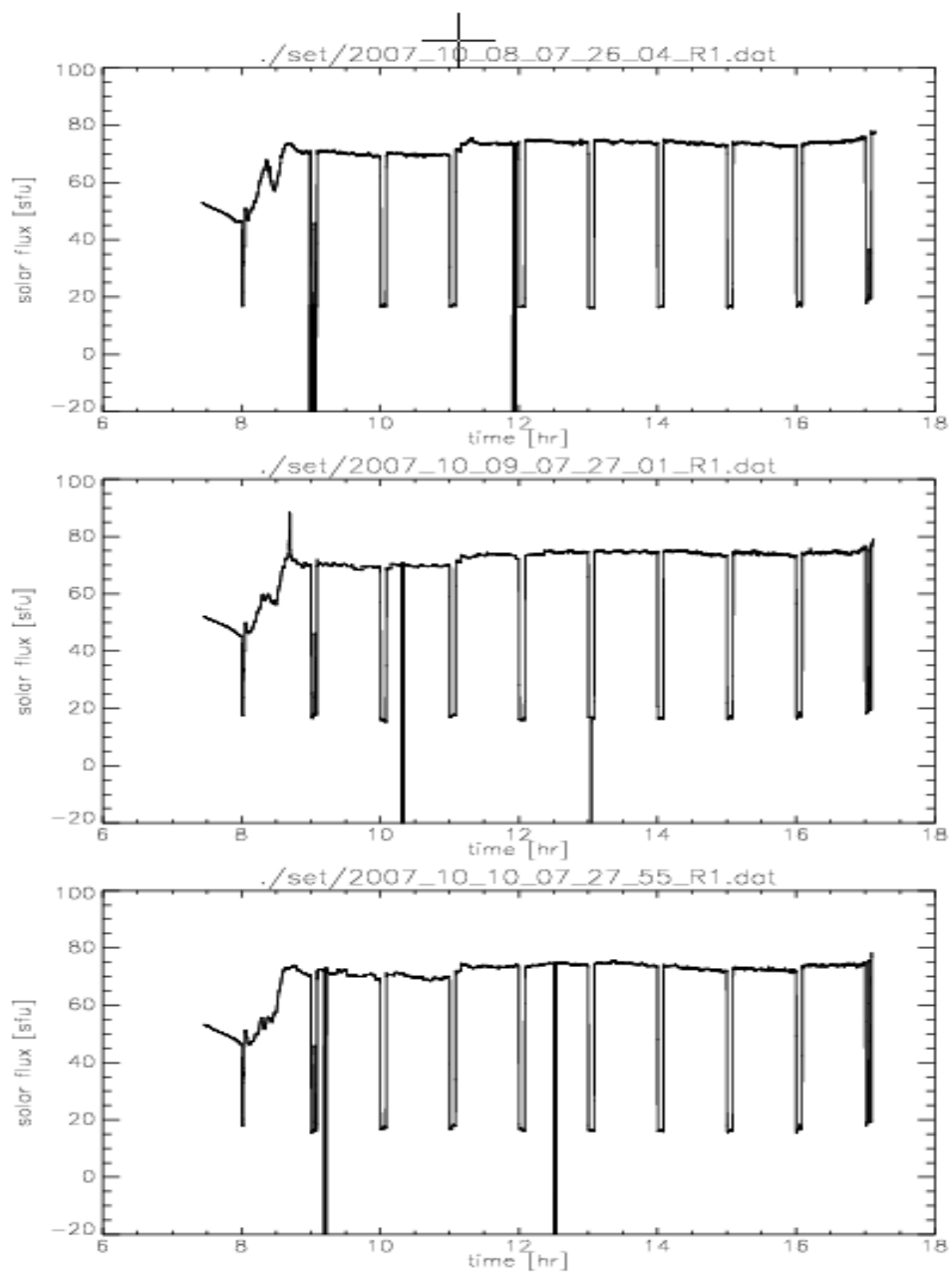


그림 4-3 배경값을 제거하지 않은 관측결과(2007년 10월 8일~10일)

그림 4-4는 태양에서 배경값을 제거한 태양절대 플럭스를 나타낸다.

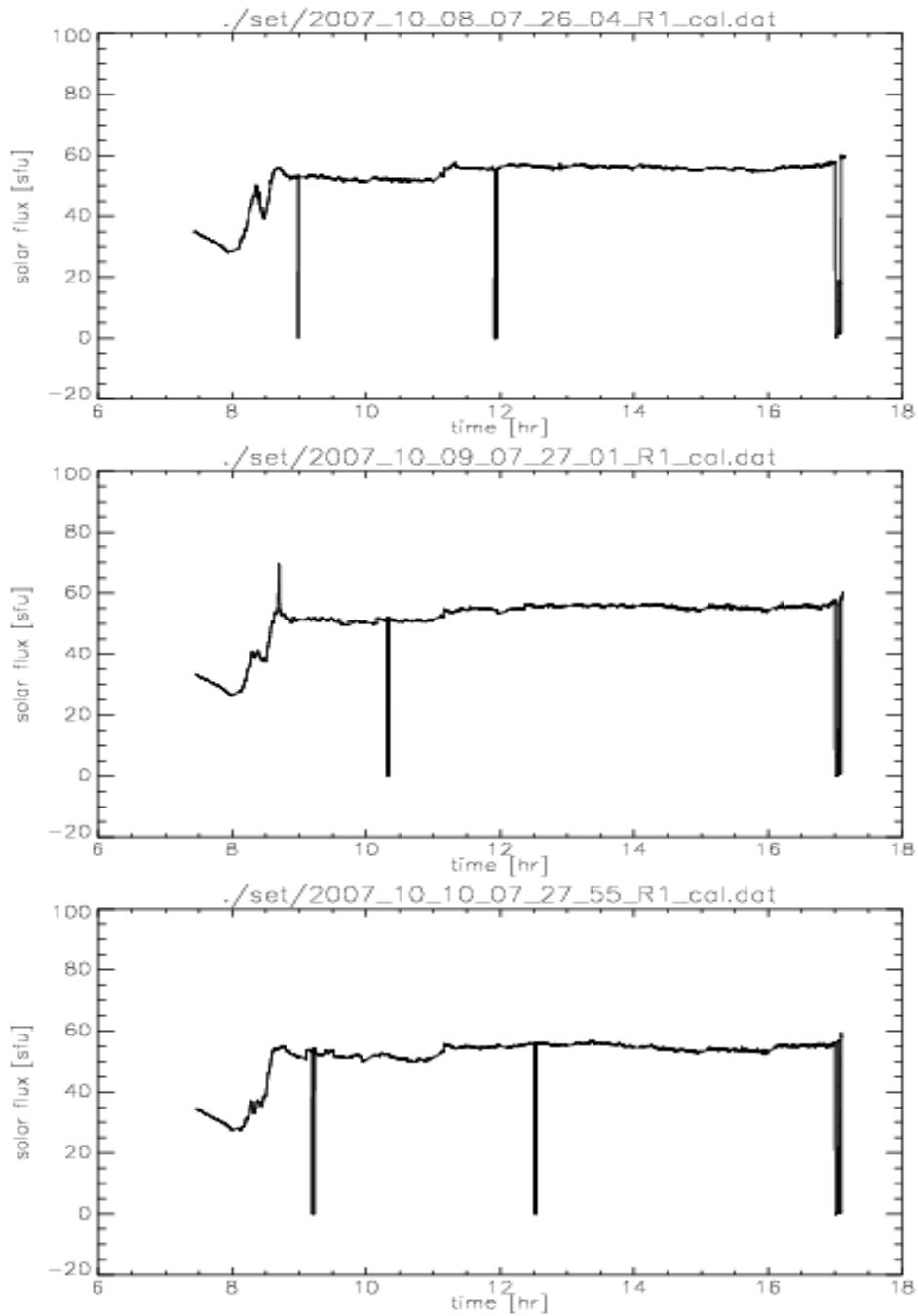


그림 4-4 태양에서 배경값을 제거한 태양절대 플럭스 관측결과  
(2007년 10월 8일~10일)

아래 그림 4-5에 보여주듯이 동일한 날짜에 일본 HIRAISO관측소에서 측정한 관측결과와 비교하여 볼 때, 유사한 형태를 보여주고 있다. 그러나 우리소 관측자료가 일본보다 대체적으로 작은값을 보여주고 있다.



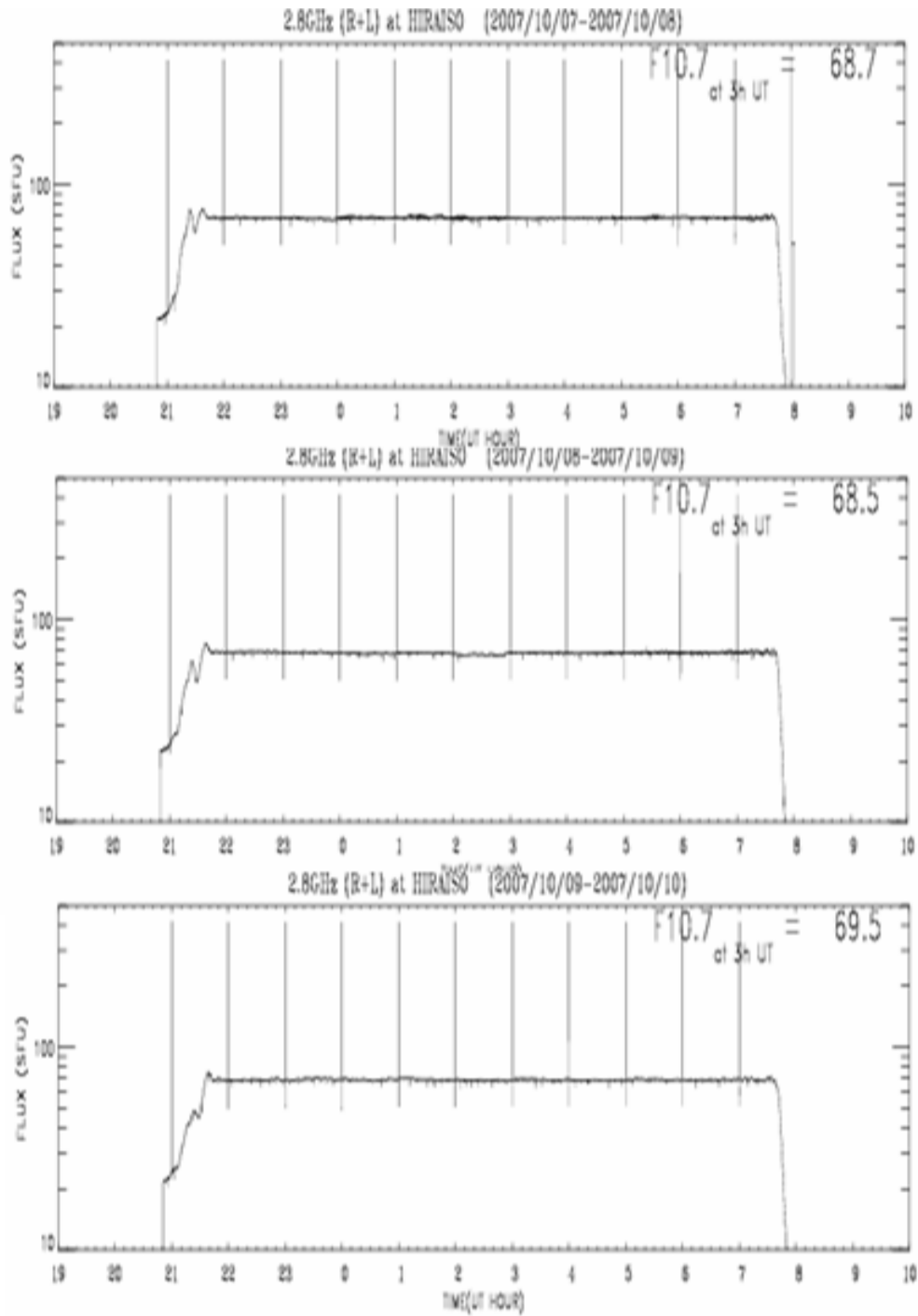


그림 4-5 일본 HIRAISO 관측결과(2007년 10월 8일~10일)

위의 결과를 구하기 위해서는 스위칭을 해서 순차적으로 태양, noise source, ambient를 보면서 출력을 재고, 따로 구한 지구대기에 의한 손실, 케이블 손실 등을 적용해서 태양 플럭스를 구하여야 한다. 처음에는 이 과정들을 매 12초마다 한번씩 수행하도록 하였다. 이는

일별, 계절별 온도 변화를 겪게 되므로 이것을 정확히 보정하기 위한 것이었다. 그러나 그 결과 수개월이 지나자 스위치가 고장이 나게 되었다. 이는 스위치의 규격잉 백만회임을 고려할 때 당연한 결과이었다. 따라서 현재는 약 4분에 한번씩 스위칭을 하도록 하였다. 이렇게 해서 11월~12월에 얻은 결과를 그림 4-6에 보였다.

그림 4-6 2007년 11월 12월 관측 데이터

11월 23일, 26일, 27일, 28일, 12월 6일, 8일, 9일 데이터는 좋은데, 그 밖의 데이터는 빈 하늘(reference)을 본 후 다시 빈 하늘을 볼 때까지 값이 체계적으로 감소하는 것처럼 보인다. 그림을 보면 문제의 이 시기는 매시 정각을 조금 지난 후에 reference를 보기 시작하는 반면에, 그 밖의 시기는 매시 정각이 되기 전에 빈 하늘(reference)을 보기 시작하는 것으로 나타나는 것으로 보아, 추적 프로그램에 들어가는 시각 정보가 부정확해 태양을 제대로 추적하지 못하기 때문인 것 같다. 보고서를 작성하는 현재 시간정보에 대한 부정확성은 해결해 놓은 상태이다.

정상적으로 보이는 데이터를 보면, 12시경 값이 가장 작고 오전 일출, 오후 일몰로 갈수록 작은 양이기는 하지만 완만하게 값이 증가하는 것을 볼 수 있다. 증가율은 오후가 더 큰 것 같다. 아마도 지구대기의 광학적 두께 값을 좀 크게 평가한 것 같고, noise source의 온도 보정도 충분하지 않은 것 같다. 이런 것들을 수정하기 위해서는 데이터가 좀더 누적되어야 할 것이다.

그림 4-7은 일본의 HIRAS 데이터와 비교한 것이다. 이 시기에 다행스럽게 태양 플럭스가 크게 변해 상호 비교를 할 수 있었다. 그림에서 추적이 정상적으로 이루어진다고 생각되는 시기의 데이터를 보면 전파연구소의 태양 플럭스 모니터 값과 일본의 값이 좋은 상관관계를 보이는 것을 알 수 있다. 다이아몬드에 십자선이 있는 것이 태양 추적이 잘 이루어진 때의 자료이다. 기울기는 1이고 offset이 1.5sfu이다. 전파연구소 관측결과가 대체적으로 작은 값을 가진다. 현재로는 원인을 찾기는 쉽지 않으나, 데이터가 축적이 된 후에 보다 자세한 분석이 이루어질 것이라 판단된다.

그림 4-7 전파연구소 자료와 일본 HIRAS 관측결과 비교

## 제 5 장 결론 및 향후 개선방향

2.8 GHz 태양 플럭스는 태양 면에 존재하는 모든 전파원으로부터 방출되는 2.8 GHz 주파수에서의 복사의 합을 측정한 것이다. 이 주파수대는 모두 열적 복사에 해당하기 때문에, 태양 활동 영역의 자기장에 속박되어 있는 플라즈마의 양과 집적적인 연관성을 가지고 있으며, 태양 표면 활동 영역의 총 자기 플럭스 값과 비례관계를 보인다. 따라서 2.8 GHz 태양 플럭스는 태양활동 현상을 지상에서 관측하여 수치화할 수 있는 중요한 지표 중의 하나라고 할 수 있다.

전파연구소 이천분소에서는 2007년 2.8 GHz 주파수대에서의 절대플럭스 관측장비를 신규로 설치하였다. 따라서 본 연구에서는 신규 관측장비의 안정적 운용과 신뢰성 확보하는데 그 목적이 있다. 이를 위하여 2장에서는 2.8 GHz 태양전파 수신시스템을 구성하고 있는 태양전파 관측 안테나, 수신기 하드웨어, 피라미드 혼 안테나의 성능 및 특성과 전파연구소 이천분소의 전파환경 시험결과에 대하여 기술하였으며, 3장에서는 태양절대플럭스 측정을 위한 Calibration방법과 안테나 유효개구면적 등을 측정하였다. 그리고 4장에서는 태양절대플럭스와 태양흑점수 전리층 임계주파수 등에 상관관계를 보였으며, 관측자료 분석을 통하여 일본 관측값과 비교하여 좋은 상관관계를 보이고 있음을 증명하였다.

향후 시스템을 완비해서 신뢰성있는 관측이 가능하도록 하기 위해서는 태양절대 플럭스 계산시 지구대기 투과율 조정과 Noise Source의 온도의존성에 대한 조사가 필요하다고 판단이 되며 앞으로 1년 이상의 데이터를 모으고 일본, 캐나다의 데이터를 비교해 보면 우리의 시스템이 어떤 특성(선형성, offset, 기울기)을 가지고 있는지 확인 할 수 있을 것이다. 이러한 작업이 이루어지기 위해서는 태양 플럭스가 크게 변해야 하는데, 앞으로 태양활동이 활발해 지면서 이럴 기회는 점점 많아질 것으로 기대된다.

## 참 고 문 헌

1. Ken Tapping, "Antenna Calibration Using the 10.7cm Solar Flux"
2. Kenneth Davies, Ionospheric Radio, Peter Peregrinus Ltd., 1990
3. George Lane, Review of the High Frequency Ionospheric Communications Enhanced Profile Analysis & Circuit(ICEPAC) Prediction Program, Ionospheric Effects Symposium, 2005
4. Physics of the Solar System, Bruno Berotti Ltd, 2003
5. 宇宙環境科學, 恩藤忠典, 丸橋克英, Ohmsha, 2000
6. 우주환경 물리학, 시그마프레스, 안병호, 2005