

論文99-36D-2-3

# 편파 회전을 이용한 100/150GHz 대역용 단측파대 여파기의 제작 및 성능측정

(The Design and Measurements of 100/150GHz Band Single Side Band Filters by Using Rotated Polarization)

朴鍾愛\*, 韓錫太\*\*, 金泰成\*\*, 金光東\*\*, 金熇寧\*\*,  
鄭玄洙\*\*, 趙世衡\*\*, 梁鍾萬\*

(Jong Ae Park, Seog Tae Han, Tai Seong Kim, Kwang Dong Kim,  
Hyo Ryong Kim, Hyun Soo Chung, Se Hyung Cho, and Jongmann Yang)

## 요 약

85-115GHz 주파수 범위의 100GHz 대역과 125-175GHz 주파수 범위를 갖는 150GHz 대역을 동시에 관측하기 위한 헤테로다인 방식의 이중채널 수신기에 사용될 단측파대 여파기의 이론을 제시하고 이를 근거로 설계, 제작한 후 성능을 측정하였다. 여파기의 이론은 편파 회전 특성을 갖는 Martin-Puplett 간섭계의 원리를 도입하여 전개하였다. 설계와 제작은 빔의 전송손실을 최소화하고 중간주파수와 관련된 경로차를 고려하여 두 빔의 결합 손실을 최소화하는데 주안점을 두었다. 두 주파수 대역을 동시에 관측하기 위해서는 우주전파가 각각 다른 빔의 경로로 전송되어야 하므로 두 개의 단측파대 여파기가 각각 제작되었다. 주파수에 따른 여파기의 이론적인 최적 경로차와 중간주파수 및 대역폭을 계산하였다. 네트워크 분석기와 자체에서 제작한 빔 측정장치를 이용하여 여파기의 성능을 측정하고 이론치와 비교하였다. 주파수에 따른 최적 경로차에 대한 이론치와 측정치를 비교해 본 결과 거의 일치하는 특성을 보여 제시된 설계 이론의 타당성과 정밀한 제작이 검증되었고, 두 대역 여파기의 이미지 제거비는 약 22dB 이상을 갖는 우수한 성능을 보였다. 제작된 여파기는 이중채널 수신기에 설치되어 우주전파를 성공적으로 관측함으로써 그 성능이 입증되었다.

## Abstract

We have made the single side band filter for the dual channel receiver which is a heterodyne receiver to observe the cosmic radio waves with 100GHz band ranged from 85GHz to 115GHz and 150GHz band ranged from 125GHz to 175GHz simultaneously. We have introduced the filter theory using the principle of the Martin-Puplett interferometer, which has the characteristics of rotated polarization. To reduce the loss of the transmission and beam coupling which are caused from the path difference associated with the intermediate frequency, the design and the implementation have been intensely considered. The receiver needs two filters with different characteristics each other. Because each of them has the different beam path and the different polarization at input, respectively. We calculated the optimum positions as a function frequency at which the signal frequency is fed to mixer and the image frequency is rejected to the image termination load. The intermediate frequency and its band width have been also evaluated. We have measured the property of two filters using the vector network analyser and the beam measurement system which is made by us. The responses of the filter as a function of the position and the frequency are compared with the theory. It is shown that not only the measured values are very close to the theoretical values, but also the image rejection ratios are better than 22dB for both filters. Through successful observation using a dual channel receiver with two manufactured filters, the performance of the filters has finally verified.

\* 正會員, 梨花女子大學校 物理學科  
(Dept. of Physics, Ewha Womens Univ.)

\*\* 正會員, 天文臺 大德電波天文臺  
(Taeduk Radio Astronomy Observatory, Korea  
Astronomy Observatory)

\* 본 연구는 천문대의 "광학 및 전파망원경을 활용한  
천체분광관측연구"의 일환으로 일부는 학술진흥재단  
(기초과학연구소) 1998-015-D00129 지원에 의해 수  
행되었음.

接受日字: 1998年12月29日, 수정완료일: 1999年2月4日

I. 서론

100GHz와 150GHz의 두 전파 대역을 동시에 관측하기 위해서 제작된 이중채널 수신기는 믹서를 이용하여 RF(Radio frequency)신호를 L-밴드의 IF(Intermediate frequency) 신호로 낮추는 헤테로다인 수신기이다. 따라서 우주전파는 LO(Local oscillator)주파수를 중심으로 두 개의 신호가 수신된다. 한 개의 신호를 우리가 관측하고자하는 신호(Signal)로 본다면 나머지 하나는 원치 않는 이미지(Image)로 간주될 수 있고, 따라서 원래 신호의 성분과 특성을 보존하기 위하여 이미지를 제거하는 것이 단측파대(Single side band) 여파기이다. 이러한 목적으로 사용되는 여파기<sup>[1]</sup>로는 Martin-Puplett 간섭계의 원리를 이용한 여파기<sup>[2, 3]</sup>, Fabry-Perot 여파기<sup>[4, 5]</sup>, 유전체를 이용한 RPI(Reflective polarizing interferometer)<sup>[6]</sup> 등이 있으나 본 시스템에서는 손실이 적고 제작이 용이한 Martin-Puplett 간섭계의 원리를 이용한 여파기를 선택하였다. 여파기가 사용될 이중채널 수신기는 두 대역의 전자파를 동시에 관측하기 위해서 편파형 빔분리기(Polarization beam splitter)를 이용한다. 따라서 100GHz 대역에는 수평편파, 150GHz 대역에는 수직 편파를 수신하게 된다. 그러나 두 대역에 사용되는 믹서는 모두 수직편파만 검출하므로 100GHz 대역의 여파기는 관측하고자 하는 신호의 수평편파를 수직편파로, 제거하고자하는 이미지는 수평편파로 유지되는 특성을 지녀야 한다. 한편 150GHz 대역의 여파기는 신호의 수직편파를 그대로 수직편파로, 제거하고자하는 이미지는 수평편파로 변형시킬 수 있는 특성을 가져야 한다. 따라서 본문에서는 편파를 변형시킬 수 있는 기능을 가지는 여파기의 기본 이론을 제시하고 이러한 이론을 근거로 여파기를 설계하고 제작하였다. 그리고 이론치와 측정치를 비교함으로써 제시된 이론의 타당성을 검증하고, 제작된 여파기의 성능을 제시하였다.

II. 여파기의 원리

1. 도체표면과 그리드(grid)에서 반사와 투과

입사면이 전자파가 진행되는 방향과 경계면에 수직 한 방향에 의해서 정의 될 때, 완전도체로 입사되는 전자파의 전장(Electric field) 성분만을 고려해보자. 입사면에 수평한  $E_H$ 성분을 수평편파(Horizontal polar-

ization), 수직한  $E_V$ 성분을 수직편파(Vertical polarization)라고 하면, 입사파(E)가 완전도체에 의하여 반사되는 반사파( $E'$ )는 도체표면의 경계조건에 의해서 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$E_H' = E_H, \quad E_V' = -E_V. \quad (1)$$

이는 입사파와 반사파의 위상특성을 나타내는 행렬을 이용하여 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{pmatrix} E_H' \\ E_V' \end{pmatrix} = M^R \begin{pmatrix} E_H \\ E_V \end{pmatrix}, \quad M^R \equiv \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

마찬가지로, 도체 그리드(conductor grid)의 직경과 간격이 파장에 비해 작다면, 입사면에 수평하게 놓여진 수평그리드는 수평편파를 반사시키고 수직편파는 투과시킨다. 또한 입사면에 수직하게 놓여진 수직그리드는 수직편파를 반사시키고 수평편파는 투과시킨다. 이 현상은 식(1)과 (2)를 이용하여 입사파에 대한 반사파와 투과파( $E''$ )로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} E_H'' \\ E_V'' \end{pmatrix} = G_{H,V}^R \begin{pmatrix} E_H \\ E_V \end{pmatrix}, \quad G_H^R \equiv \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad G_V^R \equiv \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} E_H'' \\ E_V'' \end{pmatrix} = G_{H,V}^T \begin{pmatrix} E_H \\ E_V \end{pmatrix}, \quad G_H^T \equiv \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad G_V^T \equiv \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

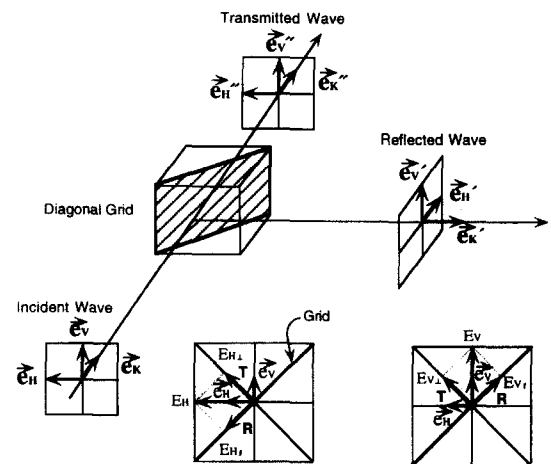


그림 1. +45° 그리드에서 반사와 투과  
Fig. 1. Transmission and reflection on +45° diagonal grid.

그림 1과 같이 그리드가 입사파와 반사(투과)파가

진행하는 방향으로 이루어진 면에 대해서  $+45^\circ$ 를 이루는 사선(Diagonal) 그리드인 경우를 고려해 보자. 사선 그리드는 입사편파의 수직 또는 수평편파 성분에 관계없이 입사편파의 전력(Power)이 1/2로 배분된 반사파와 투과파를 형성시킨다. 이와 같은 특성은 위의 식들을 이용함으로써 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{pmatrix} E_H' \\ E_V' \end{pmatrix} = G_{+45}^R \begin{pmatrix} E_H \\ E_V \end{pmatrix}, \quad G_{+45}^R \equiv \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix}, \quad (5a)$$

$$\begin{pmatrix} E_H'' \\ E_V'' \end{pmatrix} = G_{+45}^T \begin{pmatrix} E_H \\ E_V \end{pmatrix}, \quad G_{+45}^T \equiv \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}. \quad (5b)$$

마찬가지로, 사선그리드가  $-45^\circ$  방향인 경우는 다음과 같다.

$$G_{-45}^R \equiv \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix}, \quad (6a)$$

$$G_{-45}^T \equiv \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}. \quad (6b)$$

이러한 사선 그리드로부터 반사되거나 투과된 전자파를 다시 돌려보낼 수 있는 것이 직각면경이다. 직각면경은 도체면에 반사된 전자파가 다시 반사되는 경우이므로 다음과 같이 기술된다.

$$\begin{pmatrix} E_H^c \\ E_V^c \end{pmatrix} = M^R \cdot M^R \begin{pmatrix} E_H \\ E_V \end{pmatrix} = C^R \begin{pmatrix} E_H \\ E_V \end{pmatrix}, \quad C^R \equiv \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

## 2. Martin-Puplett 간섭계 원리를 이용한 여파기 이론

Martin-Puplett 간섭계<sup>[2,3]</sup>를 이용한 밀리미터파 대역의 여파기를 설계하기 위하여 여파기의 원리를 고찰해 보자. 그림 2와 같이 입사파( $E_1$ )가 ①의 방향으로 입사되어  $+45^\circ$  그리드를 만나면, 식(5)와 같이 입사편파의 전력(Power)이 1/2로 배분된 반사파와 투과파로 형성된다. 투과된 성분이 ②의 경로를 통해 P라는 직각면경을 통해 반사되면 편파 성분이  $90^\circ$  바뀌어 ②'의 경로로 되돌아온다. 이렇게 되돌아온 파는 다시 그리드( $-45^\circ$ )에 의해서 반사되어 ④의 경로에 들어선다. 한편 입사파가 사선그리드에서 전력(Power)이 1/2로 배분된 반사파도 Q라는 직각면경에서 편파성분이  $90^\circ$  바뀌어지므로 ③과 ③'의 경로를 통해서 사선

그리드를 투과하여 ④의 경로로 들어선다. 이를 정리하면 다음과 같이 된다.

① 입사파:  $E_1$

② P로 진행:  $E_2 = G_{+45}^T \cdot E_1$

②' P로부터 반사:  $E_2' = C^R \cdot G_{+45}^T \cdot E_1 e^{-i\varphi_P}$

③ Q로 진행:  $E_3 = G_{+45}^R \cdot E_1$

③' Q로부터 반사:  $E_3' = C^R \cdot G_{+45}^R \cdot E_1 e^{-i\varphi_Q}$

④ 출력파:  $E_4 = G_{-45}^R \cdot E_2' + G_{+45}^T \cdot E_3'$

여기서  $\varphi_P = \frac{2\pi}{\lambda} \times 2L_P$ ,  $\varphi_Q = \frac{2\pi}{\lambda} \times 2L_Q$  이다.

이들을 식(5), (6), 그리고 (7)을 이용하여 정리하면 사선그리드의 입력파와 출력파의 관계는 결국,

$$E_4 = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot E_1 e^{-i\varphi_P} + \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot E_1 e^{-i\varphi_Q} \quad (8)$$

가 된다.

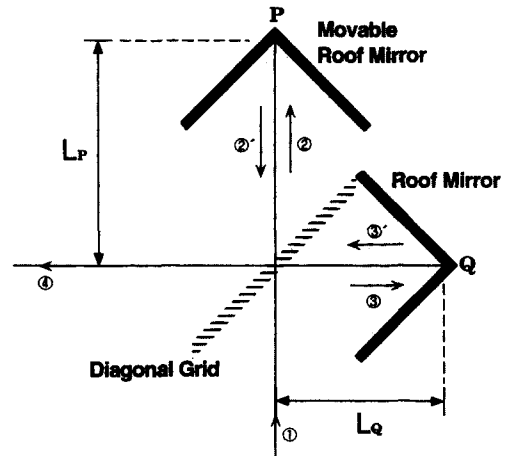


그림 2. Martin-Puplett 간섭계의 원리  
Fig. 2. Principle of Martin-Puplett interferometer.

여기서

$$\Delta \equiv \varphi_P - \varphi_Q = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2(L_P - L_Q) \quad (9)$$

로 정의하면, 식 (8)은

$$E_4 = \frac{1}{2} e^{-i\varphi_Q} \begin{pmatrix} e^{-i\Delta} + 1 & e^{-i\Delta} - 1 \\ -e^{-i\Delta} + 1 & -e^{-i\Delta} - 1 \end{pmatrix} \cdot E_1 \quad (10)$$

로 기술되어 입사파에 대한 출력파의 비를 구하고자할

때 유용한 형태가 된다. 예를 들어 입사파( $E_1$ )가 수평 성분만을 갖고 있다면, 출력파의 수평성분과 수직성분은 각각

$$E_{4H} = \frac{1}{2} e^{-i\varphi_0} (1 + e^{-i\Delta}) E_{1H}, \quad (11a)$$

$$E_{4V} = \frac{1}{2} e^{-i\varphi_0} (1 - e^{-i\Delta}) E_{1H} \quad (11b)$$

이 된다. 따라서 입사파에 대한 출력파의 비는 각각 다음과 같이 된다.

$$P_{1H \rightarrow 4H} = \frac{|E_{4H}|^2}{|E_{1H}|^2} = \frac{1}{2} (1 + \cos \Delta), \quad (12a)$$

$$P_{1H \rightarrow 4V} = \frac{|E_{4V}|^2}{|E_{1H}|^2} = \frac{1}{2} (1 - \cos \Delta). \quad (12b)$$

이러한 출력파를 검출하는 우주전파 수신기의 믹서는 일반적으로 수직성분에만 반응하므로, 출력파 성분이 수직편파로 표현되는 식(12b)만이 유용해진다.

우주전파 수신기는 헤테로다인(Heterodyne) 방식을 채택하므로 반드시 두 개의 측파대(Side band)가 존재하게 되어 한 개의 측파대 성분을 제거하여야 한다. 관측하고자 하는 신호의 파장을  $\lambda_s$ , 제거하고자 하는 이미지 파장을  $\lambda_i$ 로 정의한다면, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{1H \rightarrow 4V} = \frac{1}{2} (1 - \cos \Delta_i) = 1, \quad (13a)$$

$$P_{1H \rightarrow 4V} = \frac{1}{2} (1 - \cos \Delta_s) = 0. \quad (13b)$$

여기서  $\Delta_s \equiv \frac{2\pi}{\lambda_s} 2(L_P - L_Q)$ ,  $\Delta_i \equiv \frac{2\pi}{\lambda_i} 2(L_P - L_Q)$ 이므로, 다시  $\Delta \equiv \frac{2\pi}{\lambda_s} \delta$ 로 정의하면,  $\delta$ 는 사선그리드로부터 반사파와 투과파가 갖는 실제 거리차가 된다. 결국 신호 성분은 검출되고 이미지 성분이 제거되어야 하는 여파기의 특성이 만족되기 위해서, 식(13)은 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$\delta = (n + \frac{1}{2}) \lambda_s, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

만일  $f_s, f_i$ 로서 상측파대(USB, upper side band)를 선택한다면 중간주파수는

$$f_{IF} = \frac{1}{2} (f_s - f_i), \quad f_{IF} = \frac{1}{4} \frac{c}{\delta} \quad (15)$$

가 되며, 여기서  $c$ 는 광속이다. 식(14)와 식(15)로부터 경로차는

$$\delta = (n + \frac{1}{2}) \lambda_s = \frac{\lambda_{IF}}{4} \quad (16)$$

가 된다. 따라서 중간 주파수가 정해지면 경로차가 결정되지만, 여파기가 광대역의 주파수 범위에서 사용될 경우 신호파장에 따라서 경로차가 변하기 때문에  $n$ 을 변화시켜 신호파장에 대한 경로차가 식(16)을 만족하도록 해야한다. 최적 중간주파수를 결정하기 위해서 신호와 이미지에 대한 대역폭, 그리고  $n$ 에 대해서 알아보자.

주어진 경로차에서 임의의 주파수  $f$ 인 수평편파가 여파기를 통과하여 수직편파로 변형되어 전송된 전송 특성은 입력파에 대한 수직편파 성분의 출력파의 비로써 정의하며 식(12)와 식(16)을 이용하여 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$L \equiv \frac{P_V}{P_O} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \left\{ (2n - 1) \pi \frac{f}{f_s} \right\} \right]. \quad (17)$$

따라서 신호 주파수에서  $L(f=f_s) = 1$ 이 되고, 이미지 주파수에서  $L(f=f_i) = 0$ 이 되어야 한다. 이는 다음과 같은 조건에서 만족될 수 있다.

$$\frac{f_i}{f_s} = \frac{2n}{2n + 1}. \quad (18)$$

따라서 이미지 제거비(Image rejection ratio)를 10dB이상으로 할 경우, 주파수 대역폭  $\Delta f$ 와 중간주파수  $f_{IF}$ 는 식(17)과 (18)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$\left| \frac{\Delta f}{f_s} \right| < \frac{0.1}{n + \frac{1}{2}}, \quad (19)$$

$$f_{IF} = \frac{1}{2} \cdot \frac{f_s}{2n + 1}. \quad (20)$$

여파기를 통과하는 신호의 대역폭은 신호처리용 분광기(Spectrometer)에서 요구하는 대역폭을 만족하여야 한다. 위의 식에서 알 수 있는 바와 같이 임의의 신호 주파수에 대해서  $n$ 이 작을수록 대역폭은 넓어지지만, 반면에 중간주파수는 높아지게 된다. 그러므로 사용되는 시스템에서 요구되는 적절한 중간주파수를 결정하여야 한다. 본 시스템 설계에서 요구되는 신호처리용 분광기의 대역폭은 600MHz 이상, 100GHz 대역은 85-115GHz, 150GHz 대역은 125-175GHz의

광대역 주파수 범위를 요구하므로 이러한 조건에 적당한 중간 주파수를 결정하여야 한다. 따라서 식(19)와 (20)을 이용하여  $n$ 에 따른 대역폭과 중간주파수를 계산한다. 위의 주파수 범위에서 이들을 만족하고 시스템에서 적당한 중간주파수는 1.391GHz로 결정되었다.

3. 이중채널 수신기용 여파기

이중채널 수신기는 100GHz 대역과 150GHz 대역을 동시에 관측하는데 이용되는 수신기이므로 두 개의 대역용 여파기가 필요하게 된다. 편파형 빔 분리기를 이용하여 100GHz 대역용 여파기에는 수평편파가 입사되고, 150GHz 대역용 여파기에는 수직편파가 입사된다. 따라서 100GHz 대역용 여파기는 식(12)를 이용하여 해석하고, 150GHz 대역용 여파기는 입사파가 수직편파이므로 식(10)에서  $E_1$ 에 수직편파 성분을 대입하여 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$P_{1V \rightarrow 4H} = \frac{|E_{4H}|^2}{|E_{1V}|^2} = \frac{1}{2}(1 - \cos \Delta), \quad (21a)$$

$$P_{1V \rightarrow 4V} = \frac{|E_{4V}|^2}{|E_{1V}|^2} = \frac{1}{2}(1 + \cos \Delta). \quad (21b)$$

따라서 믹서는 수직편파 성분만 검출되므로 식(21b)가 여파기의 특성을 해석하는데 유용하게 된다. 이 경우의 경로차는 신호성분은 검출되고 이미지 성분이 제거되는 여파기의 특성이 만족되기 위해서 식(21b)는 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다.

$$\delta = n\lambda_s = \frac{\lambda_{IF}}{4}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (22)$$

두 여파기에 대한 중간주파수는 모두 1.391GHz로 결정되었으므로, 100GHz대 여파기의 상측파대와 하측파대(Lower side band) 신호 주파수에 대한  $n$ 은 다음 식에 의하여 결정된다<sup>[7]</sup>.

$$n = \left[ \frac{f_s}{4f_{IF}} \right], \quad f_s > f_i \text{ (USB)} \quad (23a)$$

$$\left[ \frac{f_s}{4f_{IF}} \right] + 1, \quad f_s < f_i \text{ (LSB)} \quad (23b)$$

한편 150GHz대 여파기의 상하측파대 신호주파수에 대한  $n$ 도 다음 식으로 결정된다.

$$n = \left[ \frac{f_s}{4f_{IF}} + 0.5 \right], \quad f_s > f_i \text{ (USB)} \quad (24a)$$

$$\left[ \frac{f_s}{4f_{IF}} + 0.5 \right] + 1, \quad f_s < f_i \text{ (LSB)} \quad (24b)$$

여기서  $[x]$ 는  $x$ 를 넘지 않는 최대정수이다.

중간주파수를 결정하여 해당 신호 주파수에 대한 정수  $n$ 이 식(23)과 식(24)로부터 얻어지고 이 정수 값을 식(14)와 식(22)에 대입하여 최적 경로차를 구한다. 이렇게 계산된 두 대역의 여파기에 대한 상측파대 주파수의 최적 경로차를 표 1에 제시하였다.

표 1. a. 100GHz 대역 주파수에 대한 최적 경로차

Table 1. a. The optimal path differences of frequencies for 100GHz band.

주파수(GHz)	$n$	$\delta/2(\text{mm})$
85	15	27.33
90	16	27.48
95	17	27.61
100	17	26.23
105	18	26.41
110	19	26.57
115	20	26.72

표 1. b. 150GHz 대역 주파수에 대한 최적 경로차

Table 1. b. The optimal path differences of frequencies for 150GHz band.

주파수(GHz)	$n$	$\delta/2(\text{mm})$
125	22	26.38
130	23	26.52
135	24	26.65
140	25	26.77
145	26	26.88
150	27	26.98
155	28	27.08
160	29	27.17
165	30	27.25
170	31	27.33
175	31	26.55

III. 설계 및 제작

준광학계에서 여파기는 타원면경(Ellipsoidal mirror)과 유전체 렌즈(Dielectric lens)라는 두 초점소자 사이에 놓인다. 따라서 전자파가 여파기 내에서 전파되는 동안 각 경로에 따라서 빔의 크기가 변화한다.

이러한 빔의 크기는 준광학계에서 기술되는 가우시안 빔으로부터 정의되어 전파가 진행되는 각 지점에서의 빔 반경을 구할 수 있다<sup>[8]</sup>. 따라서 본 시스템에서는 30dB의 빔이 손실 없이 통과할 수 있도록 여파기 소자들의 크기를 결정하였다<sup>[9]</sup>.

100GHz 대역 여파기는 그림 2와 같은 구조를 기본으로 하여 기존에 제작된 것과 같은 형태를 갖는다<sup>[10]</sup>. 여파기로부터 전파가 급전되는 혼의 방향을 고려하여 하나의 평면경을 두고, 다시 수평성분만을 통과시키고 이미지 신호를 터미네이션(Termination)할 목적으로 수직 그리드(Vertical grid)를 두었다. 이러한 수직 그리드를 통과한 전파는 45°로 놓인 사선 그리드를 만나서 일부는 반사되고, 일부는 투과한다. 이렇게 사선 그리드로부터 반사되거나 투과된 전파를 되돌려보내는 두 개의 직각면경 중에서 하나는 고정시키고, 나머지 하나는 움직일 수 있도록 하여 반사파와 투과파 사이의 전송 경로차를 두어 여파기 특성을 갖도록 하였다. 이러한 이동 직각면경(Movable roof mirror)은 정밀한 슬라이더(Slider) 위에 설치하여 직각면경이 이동할 때 이동오차가 최소가 되도록 제작하였다. 또한 이동직각면경에 직류 모터와 정밀 스케일러(Scaler)를 연결하여, 각 신호주파수에 대한 경로차는 컴퓨터에 의하여 자동적으로 수행될 수 있도록 프로그램 하였다. 여파기에 사용된 사선그리드와 수평과 수직 그리드의 프레임에 대한 직각도 유지는 여파기의 성능에 커다란 영향을 미치므로 그리드를 설치할 때 특히 주의가 요구된다. 150GHz 대역 여파기도 이것과 유사한 구조를 갖는다. 다만, 100GHz 대역 여파기에서 방향 때문에 두었던 평면경은 쓰지 않고, 수직편파가 입사되므로 수직그리드 대신에 수평그리드를 두었다.

여파기에 사용된 각종 그리드의 직경(2a)과 간격(g)은 반사와 투과 특성을 결정하는 중요한 요소로서 투과계수(T)와는 다음과 같은 관계를 갖는다<sup>[11]</sup>.

$$T = \left\{ \frac{2g}{\lambda} \ln \left( \frac{g}{2\pi a} \right) \right\}^2 \quad (25)$$

그리드의 반경을 25μm으로 하였을 때, 160-200μm 사이의 간격을 갖는 그리드는 200GHz 이하에서 반사 특성이 약 99% 이상이 된다. 따라서 이 사이의 간격을 유지하면서 제작에 어려움이 없도록 180μm의 간격을 택하고, 재질은 구리에 금도금한 것을 사용하였다. 사진 1은 Martin-Puplett 간섭계를 이용하여 제작된

150GHz대역 여파기의 모습이고, 100GHz 대역과 150GHz 대역용으로 각각 제작된 여파기는 사진 2에서 볼 수 있는 바와 같이 이중채널 수신기의 앞면과 옆면에 설치된다.

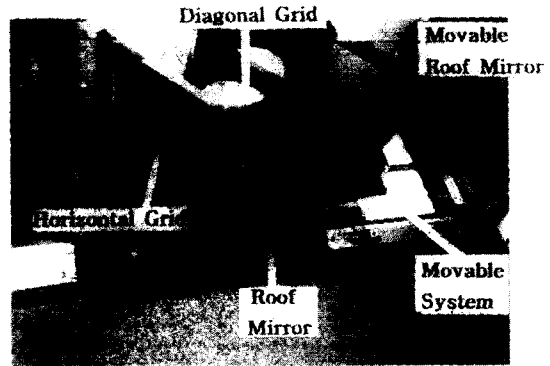


사진 1. 제작된 150GHz 대역 여파기  
Pic. 1. Single side band filter of 150GHz band.

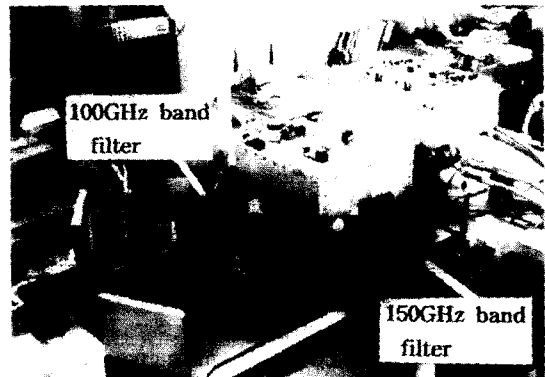


사진 2. 이중채널 수신기에 설치된 100GHz 와 150GHz 대역 여파기들  
Pic. 2. Single side band filters of 100GHz and 150GHz band installed on the dual channel receiver.

#### IV. 측 정

##### 1. 측정 장치

그림 3은 자체에서 제작한 빔 측정장치를 이용하여 여파기 측정을 수행하기 위한 개략도 이다. 측정에서는 여파기의 출력단에 급전용 컷러게이트 혼을 두어 전파를 송신하고, 여파기의 입력단에 빔 측정 장치를 두어 수신하도록 하였다. 측정에서 원래 시스템과 빔의 진행 방향이 반대가 된 것은 여파기의 출력단에 있는 급전 혼을 이용하여 실제 시스템에서 적용되는 빔의 크기와 경로를 그대로 적용하기 위한 것으로 전파

의 상보성(Reciprocity)을 이용하였다. 측정용 송신부의 시스템 역시 그림 3에 나타내었으며, 100GHz 대역은 85-115GHz의 Gunn 발진기를 이용하고, 감쇄기를 두어 일정한 출력을 유지하도록 하였다. 이러한 일정 출력은 방향성 결합기를 이용하여 파워 미터(Power meter)와 동시에 모니터 할 수 있도록 하였다. 그리고 150GHz 대역은 주파수 체배기를 이용하여 125-175GHz의 전파를 송신하였다. 이렇게 송신된 전파는 여파기를 통해서 입력단에 놓인 빔 측정장치에 도달한다. 여파기를 통과한 출력 빔을 검출하기 위하여 유전체 봉 안테나를 제작하여 활용하였다<sup>[12]</sup>. 100GHz 대역 측정을 위한 W-밴드 검출기(Detector)와 150GHz 대역 측정을 위한 D-밴드 검출기가 사용되었다.

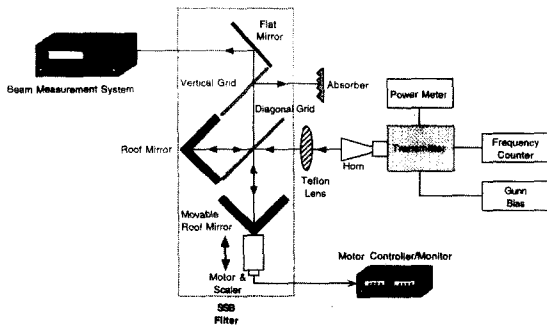


그림 3. 빔 측정장치를 이용한 여파기의 측정에 대한 개략도  
Fig. 3. Block diagram of the measurement system for single side band filter.

2. 보정(Calibration)

여파기는 두 빔의 경로차를 이용한 간섭계이기 때문에 무엇보다도 두 빔의 정확한 경로가 확보되어야 한다. 두 빔의 경로차가 0인 지점은 사선 그리드의 중심으로부터 같은 거리 놓인 두 직각면경의 위치를 말하고 이는 모든 주파수에 대해서 동일한 지점을 갖는다. 따라서 설계 값으로부터 예상되는 지점을 중심으로 -5mm부터 5mm까지의 구간에 걸쳐 전송특성을 측정한다. 그림 4는 100GHz 대역 여파기에 대한 측정 결과로서, 이 대역의 중심 주파수와 각 끝단 주파수인 85GHz, 100GHz, 그리고 115GHz에서 이루어졌다. 그림에서 선은 식(12)를 이용하여 해당 주파수에 대해 계산된 이론적인 전송특성을 나타내고, 심벌은 해당 주파수에서 측정된 최대, 최소치의 위치를 보여준다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 이론치와 잘 일치할

뿐만 아니라, 이 주파수들에 대한 0점의 위치는 0.02mm이상 벗어나지 않았다. 마찬가지로 그림 5는 150GHz 대역 여파기에 대한 측정결과로서 이론적 특성은 식(21)을 이용하여 계산되었고, 125-175GHz의 주파수 범위에 대해서 125GHz, 150GHz, 그리고 165GHz에서 이루어 졌다. 150GHz 대역의 최종주파수인 175GHz에서는 주파수 체배기의 전력이 부족하여 165GHz로 대신하였다.

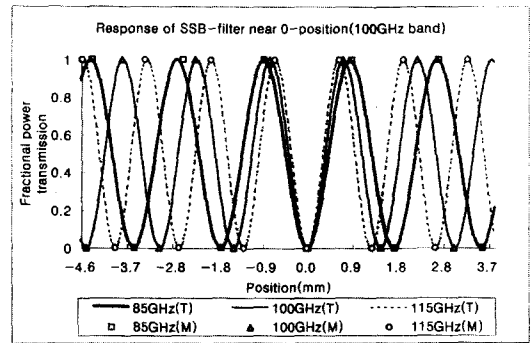


그림 4. 100GHz 대역의 각 주파수에 따른 영점 측정 결과  
Fig. 4. The result of calibration for 100GHz band.

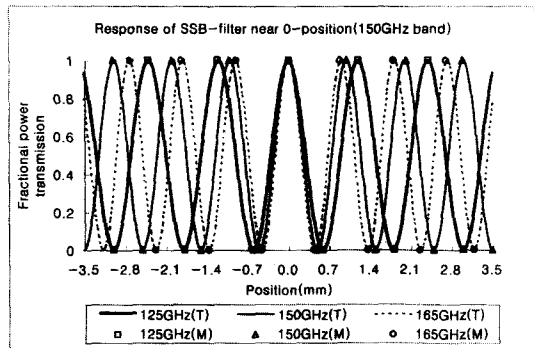


그림 5. 150GHz 대역의 각 주파수에 따른 영점 측정 결과  
Fig. 5. The result of calibration for 150GHz band.

100GHz 대역 여파기가 영점에서 최소치를 갖는 반면에, 150GHz 대역 여파기는 최대치를 나타낸다. 이것은 앞에서 검토된 여파기의 전송특성을 나타내는 식(12)와 같이 100GHz 대역의 여파기는 수평편파가 수직편파로 변환되어 전송되는 반면에, 150GHz 대역의 여파기는 식(21)과 같이 수직편파가 편파의 변환이 없이 그대로 수직편파로 전송되는 이론적 특성과 같은 특성을 보여준다. 여파기의 성능측정은 이 영점을 기준점으로 하여 각 주파수에 대한 여파기의 특성을 측

정한 값과 계산된 이론값을 비교하여 평가하게 된다.

3. 여파기의 DSB(Double side band) 모드 성능측정  
수신기 시스템에서 상, 하측파대가 동시에 전송되는 DSB 모드의 100GHz대역 여파기에 대한 경로차는 식(12b)로부터 얻을 수 있고,  $\delta_{DSB} = \frac{\lambda_s}{2}$  가 된다. 마찬가지로 150GHz 대역의 여파기에 대해서는 식(21b)가 적용되어  $\delta_{DSB} = \lambda_s$ 가 됨을 알 수 있다. 따라서 사선격자로부터 두 직각면경에 이르는 거리차이 즉, 이동면경의 영점으로부터의 위치는  $\delta_{DSB}/2$ 가 된다. 이렇게 계산된 DSB 모드의 주파수에 따른 위치와 측정된 위치는 표 2에 제시하였다. 계산치와 측정치 사이는 약 0.01mm로 매우 정확히 일치한다.

표 2. 여파기의 주파수에 따른 DSB 모드의 위치  
Table 2. The positions of DSB mode as a function of frequency

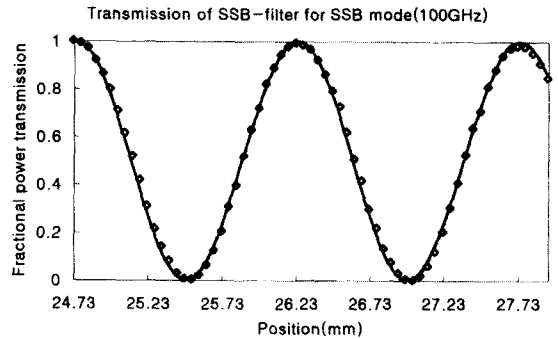
unit : mm

100GHz 대역			150GHz 대역		
주파수(GHz)	이론치	측정치	주파수(GHz)	이론치	측정치
85	0.88	0.89	125	1.20	1.21
100	0.75	0.76	150	1.00	1.01
115	0.65	0.65	165	0.91	0.91

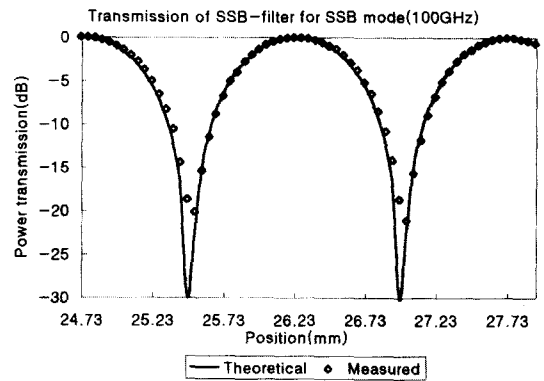
4. 여파기의 SSB 모드 성능측정

여파기의 SSB 모드는 관측하고자 하는 주파수, 즉 신호주파수는 여파기를 통해 전송될 때 최저의 손실로 전송되고, 제거하고자하는 이미지 신호 주파수 성분은 가능한 크게 제거되는 특성을 가져야 한다. 제작된 여파기의 이러한 특성을 측정하고자 해당 주파수에 따른 여파기의 경로차를 주고 전송특성을 각각 측정하였다. 우선 100GHz에 대해 계산된 여파기의 경로차 26.23mm을 중심으로 -1.5 ~ +1.5mm(0.05mm 간격)까지 이동직각면경 위치를 변화시키면서 전송특성을 측정하였다. 이동직각면경의 위치에 따른 전송특성의 측정 결과와 이론치를 그림 6에 제시하였다. 그림 6a는 이동 직각면경의 위치에 따른 변화를 최대치에 대한 최소치의 비율로, 그림 6b는 dB크기로 표현하여 각각 나타냈다. 같은 방법으로 85GHz와 115GHz에 대한 측정 결과는 그림 7에 나타내었다. 표 1에 제시된 주파수에 따른 경로차의 이론치와 측정치에 대해

비교해보면 거의 일치하는 우수한 특성을 보였다. 이러한 결과는 이론에 대한 검증과 더불어 정밀한 제작, 그리고 앞서 측정된 정확한 영점보정이 수행된 것으로 생각된다. 일반적으로 단측파대 여파기의 이미지 제거비는 약 20dB 이상이면 우수한 성능을 갖는 여파기로 평가된다<sup>[5, 6]</sup>. 따라서 그림 6과 7에서 나타난 바와 같이 제작된 여파기의 이미지 제거비는 22dB 이상의 매우 우수한 성능을 보였다.



(a)



(b)

그림 6. 100GHz 대역 여파기의 전송특성 (a) normalized fractional power ratio (b) in dB  
Fig. 6. The Response of 100GHz band filter (a) normalized fractional power ratio (b) in dB.

같은 측정방법으로 150GHz 대역 여파기의 125GHz, 150GHz, 및 165GHz에 대한 측정 결과는 그림 8에 제시하였다. 표 2에 제시된 주파수에 따른 계산된 최적 경로차와 실제로 측정된 경로차와 비교해 본 결과 100GHz 대역 여파기와 마찬가지로 거의 일치하는 우수한 특성을 보였으며, 이 여파기에 대한 각 주파수에 따른 이미지 제거비도 22dB이상 되는 우수한 성능을 나타냈다.



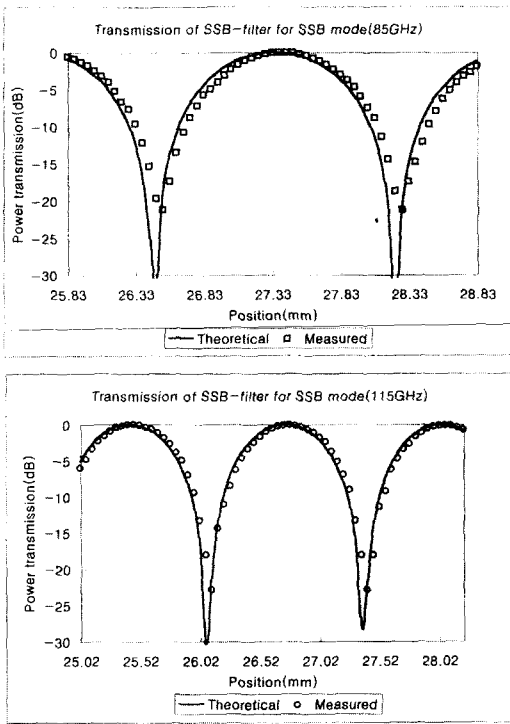


그림 7. 100GHz 대역 여파기의 85GHz와 115GHz에서 전송특성  
 Fig. 7. The responses of 100GHz band filter for 85GHz and 115GHz.

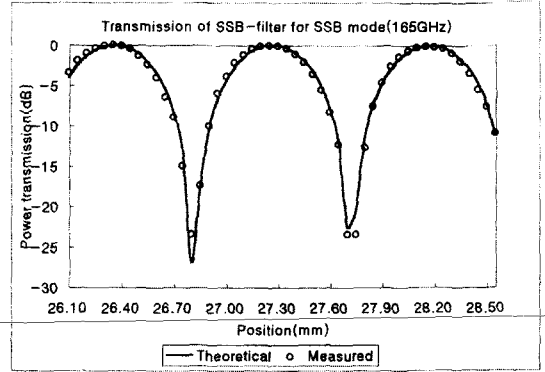
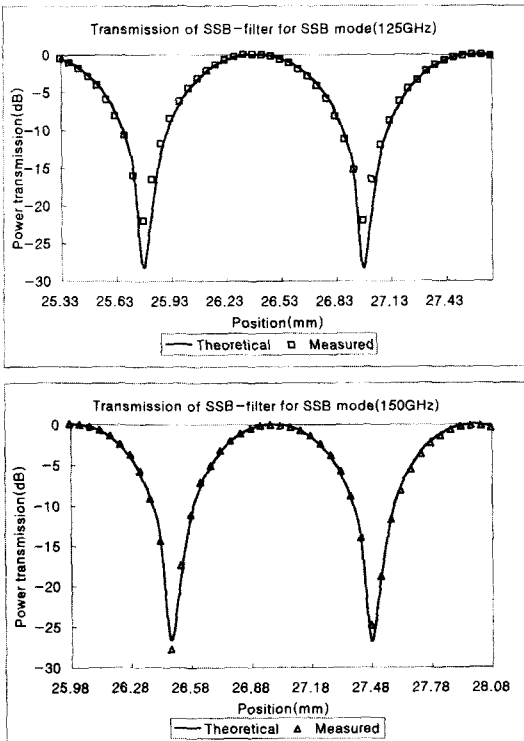


그림 8. 150GHz 대역 여파기의 125GHz, 150GHz, 그리고 165GHz에서 전송특성  
 Fig. 8. The responses of 150GHz band filter for 125GHz, 150GHz, and 165GHz.

신호주파수를 100GHz로 결정하고 이에 대한 경로차를 준 다음, 주파수를 95GHz에서 104GHz까지 변화시키면서 여파기의 주파수에 대한 특성을 측정하여 그림 9에 제시하였다.

중간 주파수가 1.39GHz이므로 이미지의 주파수는 97.2GHz와 102.8GHz가 된다. 그림 9에 나타난 바와 같이 이들 이미지 주파수가 제거되는 특성을 보여주는 반면에 신호 주파수인 100GHz는 여파기를 통해 잘 전송되는 특성을 나타내고 있다. 따라서 주파수에 따른 경로차 및 중간 주파수 결정이 적절했다는 것을 보여 주었다. 그러나 이전의 위치에 따른 여파기의 특성이 이론치와 일치하는데 반해, 주파수에 따른 특성이 이론치와 비교해 잘 일치하지 않는 것은 여파기 자체의 주파수 특성이라기보다는 송신 신호로 이용되는 Gunn 발진기의 주파수 대 출력 특성이 일정하지 않다는 점과 송신신호를 검출하는 검출기의 주파수 특성이 전 주파수에 대해서 같지 않은 것에 그 원인을 둘 수 있다. 이러한 원인을 규명하고자 여파기를 벡터 네트워크(Vector network) 분석기를 이용하여 측정하였으며 측정 결과는 그림 10에 나타났다. 이 측정결과 신호에 대한 이미지 제거비는 약 24dB이고 주파수에 따른 전송특성이 매우 원만한 특성을 보였다. 따라서 여파기의 주파수에 대한 특성도 양호한 것을 알 수 있다. 신호 대역에서 전송(S21)손실이 22.5dB인 것은 네트워크 분석기의 입출력 단자 사이에 여파기를 놓음으로서 공간 손실이 그대로 적용되었기 때문이다. 이 측정에서는 신호에 대한 이미지 제거비와 주파수 특성을 분석하고자 했기 때문에 공간손실에 대한 보정은 하지

않았다.

여파기의 SSB 모드에서 신호에 대한 이미지 제거 비는 20dB 이상의 우수한 성능을 얻었으며, 최적 경로차 및 중간주파수 설정 등이 이론치와 일치하여 우수한 성능을 갖는 우주전파 수신용 단측파대 여파기가 제작되었다는 것을 확인하였다.

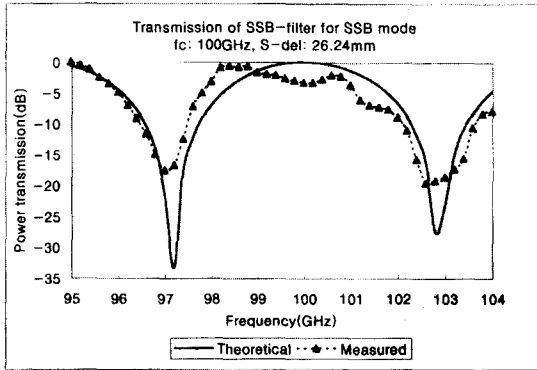


그림 9. 100GHz 대역 여파기의 주파수에 따른 전송특성

Fig. 9. The responses of 100GHz band filter as a function of frequency.

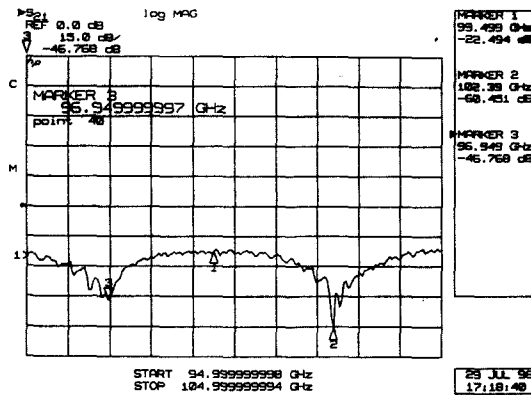


그림 10. Vector network analyser를 이용한 측정결과  
Fig. 10. The responses of 100GHz band filter as a function of frequency using the vector network analyser.

## V. 결 론

간섭계의 원리를 이용하여 밀리미터파 대역의 헤테로다인 수신기에서 발생하는 이미지 신호를 제거하는 여파기를 설계, 제작하여 그 성능을 측정하였다. 여파기를 DSB 모드와 SSB 모드로 활용하기 위한 최적 경로차를 결정하는 방법을 제시하고 계산된 최적 경로

차와 측정치를 비교하였다. 또한 최적 중간주파수 및 대역폭을 결정하는 방법도 제시하였다. 제작된 필터들의 각각 편파성분의 주파수에 따른 최적 경로차를 갖는 위치는 이론치와 측정치를 비교해 본 결과 거의 일치하는 우수한 특성을 보였다. 또한 SSB 모드의 경우 100GHz와 150GHz 대역 여파기의 이미지 신호 제거 비가 약 20dB 이상 되는 우수한 성능을 보였다. 제작된 두 대역의 여파기를 실제로 이중채널 우주전파 수신기에 설치하여 우주전파 관측에 활용해 본 결과 두 가지 편파성분에 대해 모두 성공리에 관측이 수행되어 그 성능을 입증하였다. 제시된 여파기의 이론 및 설계 방법은 향후 서브 밀리미터파 대역의 여파기 제작에 활용할 수 있으며, 밀리미터파 대역의 신호를 합성하고 분리하는 쌍방향 결합기 제작에도 응용될 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] P. F. Goldsmith, "Quasi-optical techniques", Proceed. IEEE, vol. 80, no. 11, pp. 1729-1747, Nov 1992.
- [2] D. H. Martin, "Polarizing(Martin-Puplett) interferometric spectrometers for the near-and submillimeter spectra", Infrared and Millimeter waves, vol. 6, pp. 65-148, 1985.
- [3] D. K. Lambert and P. L. Richards, "Martin-Puplett Interferometers: An analysis", Appl. Opt., vol. 17, no. 10, pp. 1595-1602, 1978.
- [4] G. A. Eidss, P. R. Lawson, "Fabry-Perot resonator diplexer at 230GHz", IEE Proceedings, vol. 136, no. 5, pp. 411-415, Oct. 1989.
- [5] P. F. Goldsmith, "Diffraction loss in dielectric-filled Fabry-Perot Interferometers", IEEE Trans., vol. MTT-30, no. 5, pp. 820-823, May 1982.
- [6] N. R. Erickson, "A new quasi-optical filter: the reflective polarizing interferometer", Infrared and Millimeter waves, vol. 8, no. 9, pp. 1015-1025, 1987.
- [7] J. Inatani private communication.
- [8] P. F. Goldsmith, "Quasi optical techniques at millimeter and sub-millimeter

wavelength”, Infrared and Millimeter waves, vol. 6, pp. 277-342, 1985.

[ 9 ] 박종애외 8인, “100/150GHz 대역용 이중채널 SIS수신기의 준광학계 설계”, J. Astron. Space Sci. 14(1), pp. 67-79, 1997

[ 10 ] 한석태외 7인, “Martin-Puplett 간섭계를 이용한 밀리미터파 대역의 단축파대 여파기 설계”, 대한전자공학회, 제 33 권, A편, 제 4호, pp. 98-105, 1996년 4월

[ 11 ] K. J. Button, “Review of infrared and millimeter waves”, Plenum Press, vol. 1, pp. 155-161, 1983.

[ 12 ] J. Tuovinen, T. M. Hirvonen, A. V. Raisanen, “Near-field analysis of thick lens and horn combination: theory and measurement”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 40, no. 6, pp. 613-619, June, 1992.

저 자 소 개

朴 鍾 愛(正會員) 第 33卷 A編 第 4號 參照



韓 錫 太(正會員)

1957년 6월 18일생, 1979년 2월 한양대학교 무선통신공학과 졸업(공학사). 1986년 8월 광운대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학석사). 1996년 8월 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사 취득). 1987년 3월 ~ 1989년 3월 미국 Massachusettes 주립대학 천문학과 객원연구원. 현재 천문대, 대덕전파천문대, 책임연구원. 주관심분야는 마이크로파 및 밀리미터파 부품 및 시스템 개발, 초전도체 믹서 설계 및 제작, 밀리미터파 대역의 우주전파 관측용 수신기 설계 및 개발

金 泰 成(正會員) 第 33卷 A編 第 4號 參照

金 光 東(正會員) 第 33卷 A編 第 4號 參照

金 焯 寧(正會員) 第 33卷 A編 第 4號 參照

鄭 玄 洙(正會員) 第 33卷 A編 第 4號 參照

趙 世 衡(正會員) 현재 대덕전파천문대 부장

梁 鍾 萬(正會員) 1981. 10. Univ. of Chicago 천체물리학 박사. 현재 이화여자대학교 물리학과 교수