

論文96-33A-4-12

Martin-Puplett 간섭계를 이용한 밀리미터파 대역의 단측파대 여파기 설계

(A Design of Single Side-band Filter for Millimeter Wave using Martin-Puplett Interferometer)

韓錫太*, 金孝寧*, 李昌勳*, 朴鍾愛**, 鄭玄洙*, 金光東*,
金泰成*, 朴東徹***

(Seog Tae Han, Hyo Ryung Kim, Chang Hoon Lee, Jong Ae Park,
Hyun Soo Jung, Gwang Dong Kim, Tae Sung Kim, and Dong Chul Park)

요 약

본 논문에서는 Martin-Puplett 간섭계의 원리를 이용한 85 GHz -115 GHz대의 단측파대 여파기의 설계 기법을 제시하고 이 기법을 이용하여 설계, 제작 및 실험을 하였다. 제작된 여파기를 측정한 결과 영상신호가 약 19 dB 정도 제거되었으며 통과대역과 제거대역의 주파수가 이론치와 측정치가 일치함을 알 수 있었다. 제작된 여파기를 초전도체 믹서를 이용한 헤테로다인 밀리미터파 우주 전파 수신기에 사용하여 측정한 결과 단측파대는 물론 양측파대 여파기로 사용될 수 있음을 확인하였다. 본 논문에서 제시된 단측파대 여파기의 설계 기법은 서브 밀리미터파의 헤테로다인 수신기용 단측파대 여파기에도 활용될 수 있다.

Abstract

The design method of 85 GHz - 115 GHz band Single side-band filter using the principle of Martin-Puplett interferometer is described. It has been designed by this method and also manufactured and tested. From the test results, not only the ratio of image signal rejection of 19 dB is obtained, but also the theoretical and experimental results of center frequency of pass-band and rejection-band show the validity of the theory. This manufactured filter was installed on 100 GHz band SIS (Superconductor Insulator Superconductor) receiver for observing cosmic radio waves and tested. We found that this filter can be used a single side-band as well as double side-band mode. The design method which is presented in this paper can be used a single side-band filter for a heterodyne type sub millimeter wave receiver.

* 正會員, 天文臺 大德電波天文臺

(TRAO, Korea Astronomy Observatory)

** 正會員, 梨花女子大學校 物理學科

(Department of Physics, Ehwa Women Univ.)

*** 正會員, 忠南大學校 電波工學科

(Department of Radio Sciences and Engineering,
Chungnam National Univ.)

接受日字: 1996年2月5日, 수정완료일:1996年3月23日

I. 서 론

밀리미터파 및 서브 밀리미터파 영역의 우주전파 수신기는 수퍼 헤테로다인 방식을 택하고 있으므로 우주전파 신호가 믹서에서 중간주파수로 변환될 때 국부발전 신호(Local oscillator)를 중심으로 상측파대(Upper side-band)와 하측파대(Lower side-band)의 우주전파 신호가 동시에 중간주파수로 변환된다. 고유의 주파수 성분을 갖는 우주전파 신호를 관측하고자

할때는 상측파대 신호 또는 하측파대 신호중 한가지 성분을 제거시켜 우주전파 신호에 대한 불확실성의 배제와 관측하고자 하는 순수한 신호의 스펙트럼이 보장되어야 한다. 이러한 목적으로 단측파대 여파기(Single side band filter)가 우주 전파 수신기에 이용된다. 밀리미터파 및 서브 밀리미터파에 이용되는 Fabry-Perot 여파기는 여파기 자체에서 진행되는 신호의 경로가 매우 길어 간단하다는 장점은 있지만 긴 신호경로를 갖으므로 여파기의 통과대역 내의 손실이 크고 여파기의 통과대역폭이 좁다는 단점이 있다.^[1-3] 최근에 개발된 또하나의 여파기는 유전체 슬랩(Dielectric slab)상에 컨덕터 격자(Conductor wire grid)를 부착시킨 여파기가 개발되어 매우 작은 크기의 여파기가 요구되는 초점면 배열 수신기(Focal plane array receiver)에 사용되고 있다.^[4-5] 그러나 이 여파기는 유전체를 사용하므로 신호가 유전체를 통과할 때 발생하는 전송 손실이 매우 크다는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 단점들이 보완된 관측 주파수가 85 GHz ~ 115 GHz인 광대역 우주 전파 관측용 수신기에 이용될 Martin-Puplett 간섭계(Interferometer) 원리^[6-7]를 이용한 여파기를 제작하고자 한다. 제2장에서는 단측파대 여파기의 이론과 단측파대의 통과대역폭 및 중간 주파수 결정 방법에 관하여 기술하고 제3장에서는 설계 제작된 여파기의 특성 실험 결과에 관하여 기술하고자 한다.

II. 단측파대 여파기의 설계 이론

그림 1은 전형적인 Martin-Puplett 간섭계를 나타낸다. 두개의 알루미늄 직각면경 (Roof mirrors), 수직 격자 (Vertical grid)와 사선격자(Diagonal grid)로 구성되어 있다. 카세그레인 안테나형인 전파 망원경의 카세그레인 초점에 집속된 밀리미터파 신호의 수평 편파(Horizontal polarization)와 수직편파(Vertical polarization) 성분이 준광학적 부품 (Quasi-optical System)에 의해 전송되어 수직 격자에 도달하면 수직 편파는 수직 격자에의하여 반사되어 안테나로 다시 전송된다. 수평편파 성분만이 이 격자를 통과하여 사선격자에 의하여 두 성분으로 나누어져 사선격자 방향(45°)과 일치된 성분은 반사되어 Q 방향으로 전송되고 사선격자의 방향과 직각인 성분은 사선격자를 통과하여 P 방향으로 전송된다. 직각면경은 입사편파를 90° 회

전시키는 특성을 가지고 있으므로^[6] 사선격자에 의해 반사된 성분(Q 방향)이 직각면경을 경유하여 다시 사선격자에 도달하면 사선격자 방향과 직각이 되어 R 방향으로 통과하게 된다.

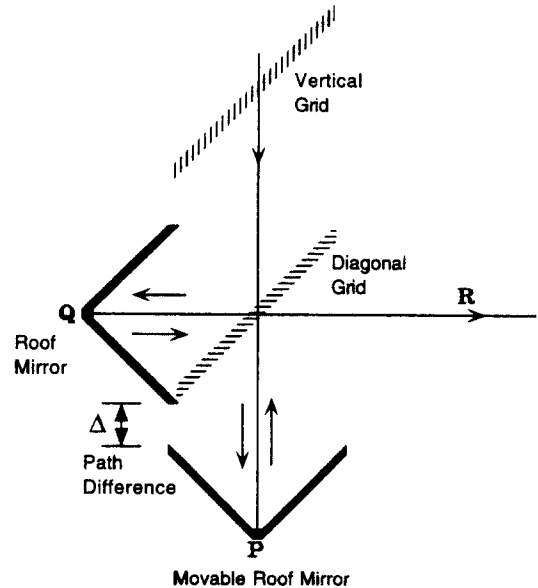


그림 1. Martin-Puplett 간섭계를 이용한 단측파대 여파기의 형태

Fig. 1. Configuration of single side band filter using Martin-Puplett interferometer.

한편 사선격자를 통과한 성분 (P 방향)도 직각면경을 경유하여 사선격자에 다시 도달하면 사선격자 방향과 수평이 되어 반사되어 R 방향으로 전송된다. 그러므로 하나의 직각면경을 이동시켜 사선격자에 의해 나누어진 P 방향과 Q 방향의 성분이 적절한 전송 경로차 (Path difference)를 갖는다면 입사된 수평편파 성분은 자체의 수평편파 또는 수직 편파 성분으로 편파가 변환될 수 있다. 따라서 이 간섭계의 입사파와 출력파에 대한 전송 전력 특성은 다음과 같이 쓸 수 있다.^[8]

$$P_{H \rightarrow H} = \frac{1}{2} P_0 \left\{ 1 + \cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\right) \right\} \quad (1a)$$

$$P_{H \rightarrow V} = \frac{1}{2} P_0 \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\right) \right\} \quad (1b)$$

여기서 P_0 는 입사 편파 성분의 크기, λ 는 파장, Δ 는 두 직각면경 간의 경로차이며 $H \rightarrow H$ 는 수평편파 성분이 간섭계를 통과해도 수평 편파를 유지함을 나타내며 $H \rightarrow V$ 는 수평편파가 수직편파로 변환됨을 나타낸다.

일반적으로 우주전파 관측용 수신기에 이용되는 믹서는 믹서 구조상 수직편파 성분만 유도되어 중간 주파수로 변환되므로 여기서는 식 (1b)에 표현된 대로 수평 편파가 입사될 때 수직편파로 변환된 전송 특성을 고려하기로 한다.

여파기에 대한 양측과대(Double side-band)의 전력 전송 특성은 상측과대와 하측과대의 신호가 동시에 전송되어야 하므로 식 (1b)로부터 다음과 같은 식으로 표현되며

$$P_{(DSB)} = \frac{1}{4} P_0 \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda_s}\right) \right\} + \frac{1}{4} P_0 \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda_i}\right) \right\} \quad (2)$$

상하측과대가 동시에 전송되는 경로차는 국부발전 주파수에 의하여 다음과 같이 결정된다.

$$\Delta_{(DSB)} = \frac{\lambda_{LO}}{2} \quad (3)$$

여기서 λ_{LO} 는 국부 발전 주파수의 파장이다.

한편 이 여파기가 단측과대 여파기로 이용되기 위해서는 하나의 측과대 성분을 제거하여야 한다. 상측과대 주파수를 신호 주파수 f_s 로 하고 하측과대 주파수를 제거하고자하는 영상 주파수 (Image frequency)를 f_i 라 하면 신호 주파수의 전송특성은 최대가 되고 영상 주파수의 전송특성은 최소가 되어야 한다. 이러한 조건은 식 (1b)로부터 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} \cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda_s}\right) = -1 \\ \cos\left(\frac{2\pi\Delta}{\lambda_i}\right) = 1 \end{cases}, \quad \begin{cases} \frac{2\pi\Delta}{\lambda_s} = (2n \pm 1)\pi \\ \frac{2\pi\Delta}{\lambda_i} = 2n\pi \end{cases} \quad (4)$$

여기서 n 은 정수이다. 중간주파수는 $f_M = \frac{1}{2}(f_s - f_i)$ 이므로 식 (4)로부터 한쪽 측과대를 제거하는 조건을 만족하는 경로차는 다음과 같이 된다.

$$\Delta = \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda_s = \frac{1}{4}\lambda_M \quad (5)$$

중간주파수가 결정되면 한쪽 측과대를 제거하는 경로차 Δ 가 결정되지만 광대역(85 GHz - 115 GHz)에서의 신호주파수에 대한 경로차는 파장에 따라 변화되므로 정수 n 을 증가시켜 식 (5)를 만족하도록 하면

$$\Delta = \begin{cases} \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda_s, & f_s > f_i \\ \left(n - \frac{1}{2}\right)\lambda_s, & f_s < f_i \end{cases} \quad (6)$$

가 된다. 단측과대 여파기의 통과 신호 대역이 우주전파 신호처리용 분광계에서 요구되는 대역폭(600 MHz 이상)을 만족하여야 하므로 통과대역 내의 대역폭에 대한 검토가 요구된다. 우선 관측 주파수 대역의 임의의 주파수에 대한 경로차(Δ)가 주어진다면 대역폭 Δf 내에서의 손실은 식 (1)로부터

$$L = \frac{P_0}{P_H \cdot v} = \frac{2}{1 - \cos\left(2\pi n \frac{\Delta f}{f_s}\right)} \quad (7)$$

가 된다. 여파기의 신호 통과대역 범위는 통과대역 손실이 $L < 0.46$ dB라는 조건으로부터 대역폭을 결정하며 0.46 dB의 손실은 약 33 K 정도의 수신기 잡음은도 상승를 초래하므로 그 이상의 손실은 대역폭으로 생각할 수 없다. 한편 영상신호 제거비 (Image rejection ratio)는 $IRR > 10$ dB라는 조건으로 대역제거폭을 결정한다면 식 (7)로 부터 다음과 조건을 얻을 수 있다.

$$\left| \frac{\Delta f}{f_s} \right| < \frac{0.1}{n+1/2} \quad (8)$$

수신기의 관측 주파수 범위인 85 GHz - 115 GHz에서 n 에 따른 대역폭의 변화를 표 1에 나타냈다.

표 1. 정수 n 에 따른 필터의 신호대역폭의 변화

Table 1. Signal bandwidth as function of integer number.

n	$\frac{0.1}{n+1/2}$	$ \Delta f $ (GHz)		
		$f_s=85$	$f_s=103$	$f_s=115$
10	0.0095	0.810	0.981	1.095
11	0.0087	0.739	0.896	1.000
12	0.0080	0.680	0.824	0.920
13	0.0074	0.630	0.763	0.852
14	0.0069	0.586	0.710	0.793
15	0.0065	0.548	0.665	0.742
16	0.0061	0.515	0.624	0.697
17	0.0057	0.486	0.589	0.657
18	0.0054	0.460	0.557	0.622
19	0.0051	0.436	0.528	0.590
20	0.0049	0.415	0.502	0.561
21	0.0047	0.395	0.479	0.535
22	0.0044	0.378	0.458	0.511
23	0.0043	0.362	0.438	0.489
24	0.0041	0.347	0.420	0.469
25	0.0039	0.333	0.404	0.451

정수 n 과 신호주파수에 따른 중간주파수의 변화는 신호 주파수를 단측파대 주파수로 가정하면 식 (7)과 중간 주파수 정의식으로부터 다음과 같이 된다.

$$f_{if} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{f_s}{2n+1} \right\} \quad (9)$$

계산된 결과를 표 2에 제시하였다.

적절한 중간 주파수를 결정하기 전에 몇가지 검토되어야 할 사항이 있다. 우선 표 1에 제시된 결과에서 보듯이 정수 n 이 적으면 적을수록 신호 통과 대역폭은 증가하여 광대역 신호 처리에 유리한 점이 있다. 그러나 표 2에 제시된 결과에서 보면 정수 n 이 적을수록 중간 주파수가 높아져서 신호처리에 유리한 중간 주파수를 얻기 위해서 별도의 믹서를 두어야 하는 단점이 있다. 그러므로 중간 주파수를 결정하는데는 이러한 점들이 고려되어야 한다. 우선 통과 대역폭은 85 GHz ~ 115 GHz사이에서 약 800 MHz~1200 MHz로 하고 중간 주파수는 1 GHz에서 2 GHz 사이의 주파수를 원한다면 정수 n 은 15에서 20 사이가 된다. 위에서 언급한 조건을 고려하여 정수 n 을 18로 택하면 중간 주파수는 103 GHz 일 때 1.39 GHz가 되며 신호대역폭은 1000 MHz가 된다. 보다 넓은 통과대역폭을 원하고자할 때는 중간주파수가 높아져야 하며 정수 n 도 작은 수로 택하면 된다.

표 2. 정수 n 에 따른 중간주파수의 변화
Table 2. Intermediate frequency as function of integer number.

n	1 2n+1	$ f_s - f_{if} /2$		
		$f_s = 85$	$f_s = 103$	$f_s = 115$
10	0.0476	2.024	2.452	2.738
11	0.0435	1.848	2.239	2.500
12	0.0400	1.700	2.060	2.300
13	0.0370	1.574	1.907	2.130
14	0.0345	1.466	1.776	1.983
15	0.0323	1.371	1.661	1.855
16	0.0303	1.288	1.561	1.742
17	0.0286	1.214	1.471	1.643
18	0.0270	1.149	1.392	1.554
19	0.0256	1.090	1.321	1.474
20	0.0244	1.037	1.256	1.402
21	0.0233	0.988	1.198	1.337
22	0.0222	0.944	1.144	1.278
23	0.0213	0.904	1.096	1.224
24	0.0204	0.867	1.051	1.174
25	0.0196	0.833	1.010	1.128

우주전파 수신기의 관측 주파수 범위인 85 GHz~115 GHz 내에서 관측하고자 하는 주파수가 결정되면 그에 따른 단측파대 여파기의 경로차만큼 직각면경을 이동시키면 하나의 측파대 성분을 제거시킬 수 있다. 일반적으로 헤테로다인 방식에서의 중간 주파수는 최종적으로 신호 처리가 용이한 주파수로 결정되며 신호 주파수가 변경되더라도 국부 발진신호를 변경하여 일정한 중간 주파수가 유지되도록 한다. 그러나 식 (5)로부터 중간 주파수가 결정되면 단측파대를 얻기위한 경로차 (Δ)는 고정된 값이 된다. 그러므로 신호 주파수가 변경되면 정수 n 을 변화시켜 중간주파수에 의하여 결정된 경로차와 최대한 일치시켜야 한다. 결정된 중간 주파수가 1.39 GHz 이므로 식 (5)에 의하여 결정된 단측파대를 얻기 위한 경로차(Δ)는 53.848 mm이므로 신호 주파수에 따른 최적 경로차는 표 3에 제시하였다. 표 3에 제시된 바와같이 신호주파수 변화에 따른 최적 단측파대 여파기의 경로차(53.848 mm)와 중간주파수의 파장으로 결정되는 경로차(53.956 mm) 사이에 약간의 차이가 있는 것은 정확히 정수배로 계산되지 않기 때문이다. 중간주파수에 의하여 결정된 단측파대 여파기의 경로차를 유지하기 위한 신호주파수에 따른 정수 n 은 15에서 20으로 결정되었다.

표 3. 신호주파수에 따른 단측파대 여파기의 최적 경로차

Table 3. The optimal path difference of single side band filter to signal frequency.

[GHz]	n	Δ [mm]	$\frac{1}{2} \Delta$ [mm]	f_s [GHz]	n	Δ [mm]	$\frac{1}{2} \Delta$ [mm]
85	15	54.669	27.335	101	15	54.914	27.457
86	15	54.034	27.017	102	15	54.375	27.188
87	15	53.413	26.706	103	15	53.848	26.924
88	15	52.806	26.403	104	15	53.330	26.665
89	15	52.212	26.106	105	15	52.822	26.411
90	15	51.633	25.817	106	15	52.326	26.163
91	15	51.066	25.533	107	15	51.841	25.921
92	15	50.511	25.256	108	15	51.366	25.683
93	15	49.966	24.983	109	15	50.901	25.451
94	15	49.431	24.716	110	15	50.446	25.223
95	15	48.906	24.453	111	15	49.991	24.996
96	15	48.391	24.196	112	15	49.546	24.773
97	15	47.886	23.943	113	15	49.101	24.553
98	15	47.391	23.696	114	15	48.666	24.333
99	15	46.906	23.453	115	15	48.241	24.121
100	15	46.431	23.216				

양측파대로 관측하고자할 때는 중간 주파수를 얻기 위한 국부 발진 주파수가 결정되면 식 (3)에 의하여 양측파대 관측을 위한 경로차가 결정된다.

그림 2는 신호 주파수가 103 GHz일 때 이 신호를 단측파대로 관측하기 위한 경로차 53.848 mm로 주었을 때의 계산된 전송 특성을 나타내고 있다. 중간 주파수는 1.39 GHz이므로 상측파대에 해당하는 103 GHz는 전송손실 없이 전송되고 하측파대 즉 영상신호인 100.2 GHz에 대해서는 최소의 전송 특성을 보여 정확히 단측파대로 동작함을 볼 수 있다. 또한 계산된 통과대역 내의 특성은 그림 3에 나타났다. 중심 주파수가 103

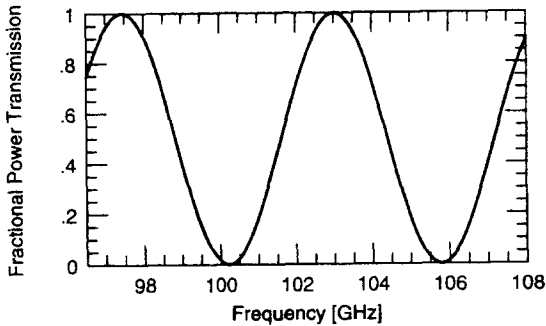


그림 2. 단측파대 여파기의 이론적 전송 특성
Fig. 2. Theoretical responses of power transmission of single side-band filter.

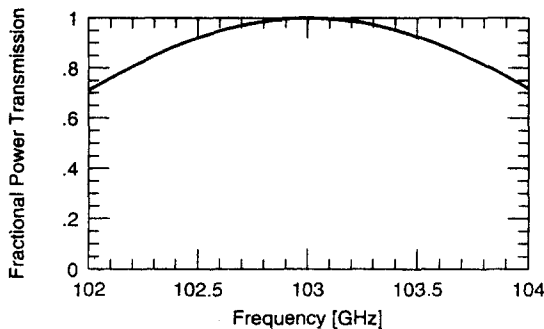


그림 3. 주어진 경로차에 대한 신호주파수의 대역폭
Fig. 3. Bandwidth of signal frequency as function of frequency for path difference.

GHz인 경우 통과대역폭은 전송율 0.9(0.46 dB)내에서 약 1000 MHz의 대역폭 특성을 보여 표 1에 제시한 결과와 일치함을 알 수 있다. 그림 4는 중간 주파수 1.39 GHz 국부 발진주파수 101.61 GHz로 결정하고 양측파대에서부터 단측파대를 얻기 위한 경로차를 변

경시켰을 때 식 (2)로부터 얻어지는 전송 특성을 나타냈다. 양측파대의 경로차($\Delta_{ALO}=0.728$ mm)에서는 상측파대 성분(실선)과 하측파대 성분(점선)이 중간 주파수로 변환됨을 보여준다. 그러나 단측파대의 경로차(26.924 mm)에서는 하측파대가 제거되고 상측파대만 중간 주파수로 변환되는 특성을 나타낸다. 여기서의 경로차는 빔의 왕복경로로 나타내는 이론적 경로차의 절반에 해당하는 실제 직각면경의 위치를 나타낸다. 그러므로 여파기의 경로차에 따라 양측파대와 단측파대의 여파기로 사용될 수 있다.

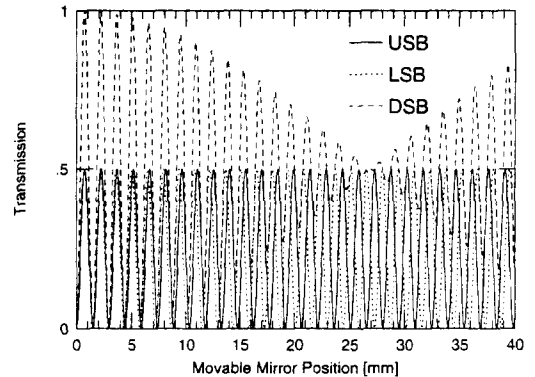


그림 4. 주어진 단측파대 및 양측파대의 경로차 변화에 따른 전송 특성

Fig. 4. Responses of power transmission of single side-band and double side-band versus a path difference.

Ⅲ. 설계 및 측정

14m 카세그레인 안테나의 카세그레인 초점에 집속된 전파 빔(Beam)이 타원면경에서 다시 집속되어 단측파대 여파기를 거쳐 최종 수신기의 휘드혼(Fed horn)에 전송된다. 따라서 전파 빔의 진행 거리에 따라 빔의 크기가 변화되므로 이를 고려하여 단측파대 여파기의 부품인 사선격자, 수직격자와 직각거울의 크기는 이들 부품이 설치될 위치에서의 빔(Beam)의 크기를 고려하여 결정하여야 한다. 수신기의 휘드혼과 카세그레인 안테나와 edge taper를 감안한 준광학계 설계에 의하여 단측파대 여파기의 부품의 크기가 결정되었다.¹⁾

¹⁾ 넘침손실(Spillover loss)을 최소화시키기 위하여 여파기 부품의 크기는 30 dB의 빔 반경을 택하여 수직격자는 90 mm x 90 mm, 사선격자는 90 mm x 100 mm, 직각면경은 100 mm x 100 mm로 결정되

었다. 수직격자와 사선격자 사이의 간격은 유전체 렌즈가 설치될 수 있도록 하였다.

격자의 직경과 격자간격 사이는 편파의 성분을 통과 또는 반사시키는데 매우 중요한 요소이다. 즉 격자의 직경과 간격 사이는 주파수의 함수로 주어지며 최대 통과 전송함수는 다음과 같은 관계가 있다. ¹⁰⁾

$$T = \left\{ \frac{2g}{\lambda} \ln \left(\frac{g}{2\pi a} \right) \right\}^2 \quad (10)$$

여기서 g 는 격자사이의 간격, a 는 격자의 반경이고 λ 는 파장이다.

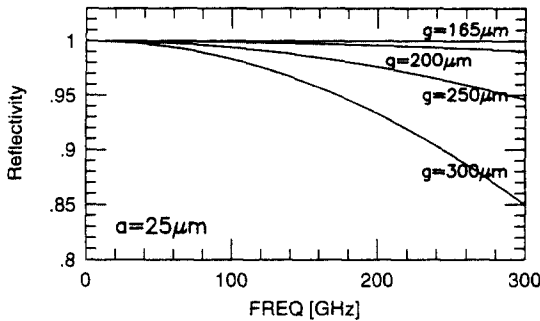


그림 5. 격자의 직경과 간격에 따른 반사특성
Fig. 5. Characteristic of reflectivity of grid as a function of grid of radius and period.

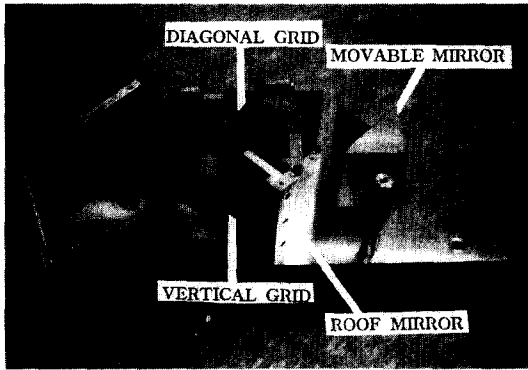


사진 1. 제작된 단측파대 여파기의 모습
Pic. 1. The picture of manufactured single side-band filter.

그림 5에 나타낸바와 같이 격자의 반경을 25 µm으로 하였을 때 격자의 간격이 165 µm와 200 µm사이에서 200 GHz 이하에서는 반사특성이 약 99%이상이 되므로 제작상의 문제를 고려하여 간격은 180 µm로 제작하였다. 격자의 재질은 구리선에 금을 도금시킨 것을 사용하였으며 유전체에 의한 반사손실을 적게하기 위

하여 공간적으로 격자를 구성하는 free standing wire를 사용하였다. 신호 주파수에 따른 경로차를 얻기 위하여 한개의 직각면경은 모터로 구동시킬 수 있도록 설계하였으며 1 µm 정확도로 경로차를 모니터할 수 있도록 하였다. 설계 제작된 단측파대 여파기의 모습은 사진 1에 나타냈다. 단측파대 여파기의 측정도는 그림 6에 제시하였다. 휘드혼에서 복사된 전파 빔을 집중시켜 수신단의 휘드혼에 최적 결합시키기 위하여 유전체(테프론) 렌즈를 사용하였으며 WR-10 (75-110 GHz) 모듈이 부착된 네트워크 분석기 (HP85107A)를 이용하였다. 측정된 단측파대 여파기의 특성은 그림 7에 나타냈다. 103 GHz의 단측파대 특성을 얻기 위한 이론적 경로차는 26.924 mm이나 실체는 26.882 mm에서 그림에 제시된 결과를 얻었다. 이론치와 실험치의 경로차가 약간 다른 이유는 사선격자가 임사빔에 대하여 정확히 45°를 유지하지 않고 있다고 생각된다.

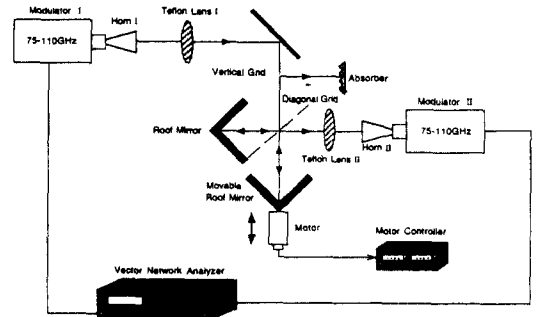


그림 6. 단측파대 여파기의 측정 장치
Fig. 6. Measurement system of single side-band filter.

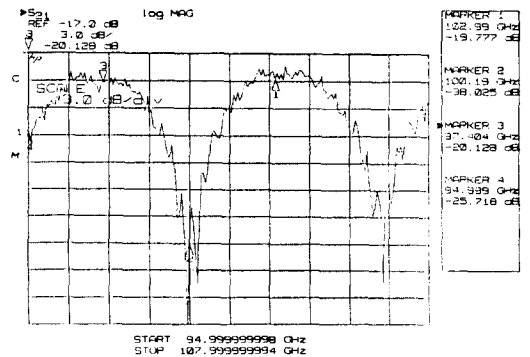


그림 7. 측정된 단측파대 여파기의 전송 특성
Fig. 7. Measured power response of single side-band filter as a function of frequency.

그러나 이론적 특성인 그림 2와 비교해 보면 중간 주파수를 1.39 GHz로 택하고 상측파대 주파수 (103 GHz)를 신호 주파수로 가정한다면 하측파대 주파수 (100.2 GHz)인 영상 주파수가 약 19 dB 정도로 제거되는 만족할 만한 특성을 얻었다. 제작된 단측파대 여파기를 초전도체 믹서를 이용한 우주전파 수신기^[11]에 부착시켜 중간주파수는 1.39 GHz가 되도록 국부 발진 주파수 101.61 GHz를 믹서에 인가한 후 경로차에 따른 양측파대와 단측파대의 특성을 얻은 측정 결과를 그림 8에 나타냈다.

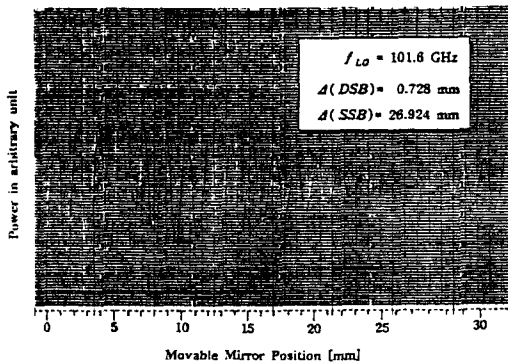


그림 8. 우주전파수신기에 부착시켜 측정한 양측파대와 단측파대 여파기의 전송 특성

Fig. 8. Measured power response of double and single side band filter installed at SIS receiver.

이론적 특성인 그림 4와 비교해 보면 양측파대의 경로차(0.728 mm)에서는 상측파대와 하측파대가 중간주파수로 변환된 특성을 보이고 단측파대의 경로차(26.924 mm)에서는 측파대가 제거된 이론적 특성과 일치함을 알 수 있다. 정확한 통과 손실을 측정하기 위해서는 이 측정에만 필요한 준광학계의 설계와 준광학계 파라미터인 빔 반경과 곡률 반경에 의하여 휘드혼과 테프론 렌즈를 별도로 제작하면 되지만 이 측정에 사용된 렌즈와 혼은 카세그레인 안테나와 수신기 시스템을 위한 준광학계를 위해 제작된 것을 사용하였다. 따라서 통과 손실이 약 20 dB 정도가 되는 것은 준광학계를 형성하는 휘드혼과 테프론 렌즈 사이의 빔결합 손실과 모듈과 모듈의 휘드혼 비결합 손실에 기인된 것이다. 그러나 실제로 이 여파기를 카세그레인 안테나와 수신기 휘드혼 사이의 최적 결합을 위한 준광학계 시스템^[1]에 의하여 설계된 수신기 시스템에 이용하여 순수한

여파기 잡음온도를 측정해 본 결과 60 K의 수신기 잡음온도가 상승되어 환산된 실제 여파기의 통과 손실은 약 1 dB가 되었다.

85 GHz 115 GHz 대역내에서 관측하고자 하는 주파수를 결정한 후 그 주파수에 따라 양측파대로 관측하고자 할 때는 식 (3)에 의하여 계산된 여파기의 경로차를 주고 또한 단측파대로 관측하고자 할 때는 표 3에 제시한 여파기의 경로차를 준다면 우주 전파 수신기는 양측파대와 단측파대 모두로 이용될 수 있다.

IV. 결 론

Martin-Puplett 간섭계의 원리를 이용한 85 GHz-115 GHz대의 단측파대 여파기의 설계 이론을 제시하였다. 이 이론을 바탕으로 헤테로다인 방식의 단측파대와 양측파대 여파기로 활용하기 위한 경로차의 결정방법과 중간주파수와 대역폭의 결정 방법도 제시하였다. 제시된 단측파대 여파기의 설계 기법을 이용하여 설계, 제작 및 실험을 하였다. 제작된 단측파대 여파기를 측정한 결과 영상신호가 약 19 dB 정도 제거되었으며 통과대역과 제거대역의 주파수가 이론치와 측정치가 일치함을 알 수 있었다. 제작된 여파기를 초전도체 믹서를 이용한 헤테로다인 방식의 밀리미터파 우주 전파 수신기에 사용하여 측정하였다. 얻어진 측정결과로부터 단측파대와 양측파대 여파기로 활용하기 위한 경로차를 주었을 때 각각의 경로차에서 단측파 및 양측파대 여파기의 특성을 보여 이론치의 경로차와 일치함을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 제시된 단측파대 여파기의 설계 기법은 밀리미터파 영역은 물론 서브 밀리미터파의 헤테로다인 수신기용 단측파대 여파기에도 활용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] G. A. Eidss, P. R. Lawson, "Fabry Perot resonator diplexer at 230 GHz", IEE Proceedings, vol.136, no.5, pp.411-415, Oct. 1989.
- [2] P. F. Goldsmith, "Diffraction loss in dielectric-filled Fabry-Perot Interferometers", IEEE Trans., vol.MTT 30, no.5, pp.820-823, May 1982.
- [3] J. A. Arnaud, A. M. Saleh, and J. T. Ruscio,

"Walk-off effects in Fabry-Perot diplxer", IEEE Trans., vol.MTT-22, no.5, pp.486-493, May 1974.

[4] N. R. Erickson, "A new quasi-optical filter: the reflective polarizing interferometer", Infrared and Millimeter waves, vol.8, no.9, pp.1015-1025, 1987.

[5] J. Howard, W. A. Peebles, and N. C. Luhmann, Jr. "The use of polarization transforming reflectors for far-infrared and millimeter waves", International Journal of Infrared and Millimeter waves, vol.7, no.10, pp.1591-1603, 1986.

[6] D. K. Lambert and P. L. Richards, "Martin-Puplett Interferometers: An analysis", Appl. Opt., vol.17, no.10, pp.1595-1602, 1978.

[7] D. H. Martin, "Polarizing(Martin-Puplett) interferometric spectrometers for the near- and submillimeter spectra", Infrared and Millimeter waves, vol.6, pp.65-148.

[8] P. F. Goldmith, "Quasi-optical techniques at millimeter and submillimeter wavelengths", Infrared and Millimeter waves., vol.6, pp.277-342, 1982.

[9] 한석태외 7인 "서브-밀리미터 전파 수신기 개발 (I)" 과기처 특정연구 보고서 1995년 4월.

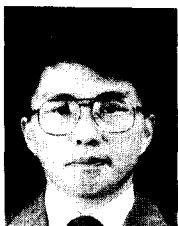
[10] K. J. Button, "Reviews of Infrared and Millimeter waves ", Plenum Press, vol.1, pp.155-161, 1983.

[11] S. T. Han et al, "100 GHz and Heterodyne SIS Receiver for the TRAO Telescope", International Journal of Infrared and Millimeter waves, vol.17, No.1, Jan. 1996.

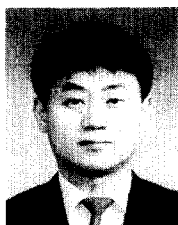
— 저 자 소 개 —

韓 錫 太(正會員) 第 28 卷 A編 第 6 號 參照
현재 충남대학교 대학원 전자공학과 박사과정, 대덕전과 천문대 선임연구원

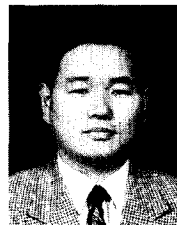
李 昌 勳(正會員) 第 28 卷 A編 第 6 號 參照
현재 대덕 전과 천문대 책임연구원



鄭 玄 洙(正會員)
1958年 2月 8日生. 1989年 9月 일본 동경대학교 천문학과 이학박사. 1989年 10月 ~ 1991年 4月 일본국립천문대 노베야마우주전파관측소 연구원. 1991年 5月 ~ 현재까지 대덕전과천문대 선임연구원. 주관심분야는 별탄생영역분야 및 수신기분야.



金 泰 成(正會員)
1965年 7月 10日生. 1991年 2月 충남전문대학 전자통신과. 1994. 年 2月 대전산업대학교 전자공학과 공학사. 1991年 3月 1日 ~ 현재 천문대 기술기능원. 주관심분야는 M/W 부품 및 전파분광기분야.



金 孝 寧(正會員)
1964年 6月 5日生. 1996年 2月 부산대학교 천문학과 석사. 1990年 6月 ~ 현재까지 대덕전과천문대 연구원. 주관심분야는 별탄생 영역분야, 수신기 분야, 기기 제어 S/W 및 시뮬레이션 S/W.



朴 鍾 愛(正會員)
1965年 8月 14日生. 1987年 2月 이화여자대학교 물리학과 학사. 1993年 2月 이화여자대학교 물리학과 석사. 1994年 3月 ~ 현재 이화여자대학교 박사과정.

金 光 東(正會員)
1951年 5月23日生. 1973年 2月 영남대학교 전기공학과 공학사. ROTC 11기. 1975年 7月 ~ 1982年 8月 고미반도체(주) 전기검사과장. 1982年 9月 ~ 1986年 7月 대한통운(주) 안부지점 전산부장. 1986年 8月 1993年 3月 제성전자(주) 기술부장. 1993年 4月 ~ 현재까지 천문대 선임연구원. 주관심분야는 M/W 부품 및 전파분광기분야.

朴 東 撤(正會員) 第 30 卷 A編 第 4 號 參照
현재 충남대학교 전자공학과 교수