

論文96-33A-6-10

## 85 GHz-115 GHz대 우주전파 관측용 초전도체 믹서 설계

## (The Design of 85 GHz - 115 GHz Band SIS Mixer for the Observing Cosmic Radio Waves)

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

양자(quantum) 믹서 이론과 도파관형 믹서 마운트의 임베딩 임피던스 해석 방법을 이용하여 이론적인 믹서의 변환손실과 믹서 잡음온도를 계산하였다. 고정된 백쇼트 위치에서 계산된 85 GHz - 115 GHz 대역의 단측파대 믹서 변환손실은 약 5 dB이며, 믹서의 잡음온도는 약 10 K 정도로 우수한 성능을 보였다. 계산 결과를 바탕으로 우주 전파를 수신하기 위하여 초전도체 접합(superconductor insulator superconductor)을 이용한 믹서를 설계 제작하였다. 믹서에 사용된 초전도체 접합은 Nb/Al-AlOx/Nb이며 한개의 접합 면적이 약  $2.5 \mu\text{m}^2$ 로서 4개의 접합이 직렬로 연결되어 있다. 믹서의 동작 주파수인 85 GHz - 115 GHz에서 제작된 수신기의 평균 잡음온도는 약 30 K로서, 기계적 조정용 백쇼트를 갖는 믹서를 이용한 수신기의 잡음온도에 비해 우수한 성능을 보였다.

## Abstract

We have evaluated the theoretical conversion loss and noise temperature of mixer using the quantum mixer theory and the method to determine the embedding impedance of waveguide type mixer mount. At fixed backshort position of the mixer, the calculated SSB mixer conversion loss and mixer noise temperature are 5 dB and 10 K within frequency range from 85 GHz to 115 GHz, respectively. The SIS mixer has been developed by using through on the calculated results to observe cosmic radio waves. SIS junction of mixer is Nb/Al-AlOx/Nb and it consists of four series array. Area of each of junction is about  $2.5 \mu\text{m}^2$ . The average receiver noise temperature of manufactured receiver with this mixer is about 30 K(DSB). The receiver noise temperature is much lower than that of receiver with a mixer using mechanical tuning backshort.

\* 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

(Dept. of Radio Sciences and Engineering,

Chungnam National Univ.)

接受日字: 1996年3月28日, 수정완료일: 1996年5月30日

## 1. 서 론

1980년 중반 초전도체 접합이 개발된 이후 쇼트키(Schottky) 믹서를 이용한 우주전파 수신기는 점차 초전도체 접합을 이용한 믹서로 대체되어 밀리미터파 및 서브 밀리미터파 우주전파 수신기에 널리 사용되고 있다<sup>1)~4)</sup>.

초전도체 접합은 쇼트키 다이오드에 비해 적은 쇼트(shot) 잡음과 매우 우수한 비선형 특성을 지니며, 초

전도체 접합을 이용하여 믹서를 제작하면 믹서에서 요구되는 국부 발진 신호(local oscillator)의 전력은 쇼트키 믹서에서 요구되는 수백  $\mu W$  에 비해 수백 nW의 극히 적은 국부 발진 전력이 필요하게 된다. 따라서 제한된 출력의 밀리미터파 대역 국부 발진부 제작이 용이하고 매우 낮은 잡음온도 특성이 있어서 저잡음이 요구되는 밀리미터파 대역의 우주전파 수신기 시스템에 이용되고 있다. 그러나 초전도체 접합은 매우 큰 접합 캐패시턴스(20 - 80 fF)를 갖고 있어 국부 발진 신호와 신호의 고조파(harmonic frequency) 성분을 제거하는 장점도 있지만 신호 주파수 성분의 일부도 제거되는 단점이 있으므로 주어진 도파관 대역을 사용하는 광대역 믹서의 경우는 이 캐패시턴스를 조정할 장치가 요구된다<sup>[5,6]</sup>. 이러한 조정장치로는 백쇼트(backshort)와 E-면 튜너(E-plane tuner)가 사용되고 있으나 밀리미터파 대역에서는 매우 큰 전압정체파비를 갖는 조정장치를 제작하기가 어렵고 장시간 사용하면 성능이 저하되어 믹서의 특성이 나빠진다<sup>[7]</sup>. 특히 많은 믹서가 요구되는 다중 빔 배열 수신기(multi-beam array)에서는 여러 개의 믹서를 신호 주파수가 변경될 때마다 조정해야 하는 단점이 있다.

따라서 본 논문에서 주어진 도파관 형태의 믹서 마운트 및 초전도체 접합의 RF 양자(quantum) 어드미턴스 해석을 근거로 광대역(85 - 115 GHz)에서 동작하는 믹서의 변환손실과 잡음온도를 해석한다. 이론적인 해석을 통하여 광대역에서 믹서의 최적 성능이 보장되는 백쇼트 위치를 먼저 결정하고 믹서 마운트를 제작한다. 그리고 제작된 믹서를 우주전파 수신기에 사용하여 믹서 성능을 측정하고 계산된 결과와 비교한다.

II. 초전도체 믹서의 변환손실 및 잡음 해석

전형적인 헤테로다인 믹서의 모델은 상측파대(upper side-band)의 주파수( $\omega_1$ )와 하측파대(lower side-band)의 주파수( $\omega_2$ ), 중간 주파수(intermediate frequency) ( $\omega_0$ )의 3가지 주파수만을 고려한 3단자 어드미턴스형 믹서이므로 이들 주파수만을 고려하여 해석하고자 한다. 신호 주파수와 국부 발진 주파수( $\omega_p$ )의 모든 고조파 성분은 초전도체 접합 캐패시턴스에 의하여 단락되었고 중간 주파수는 국부 발진 신호와 신호 주파수에 비해 매우 낮아 중간 주파수에 의한 광자(photon) 에너지( $\hbar \omega_0/e$ )는 신호 주파수의 광자

에너지( $\hbar \omega_1/e$ )에 비해 매우 적다고 가정하자. 그리고 양자 믹서에 입력된 국부 발진 신호의 전력이  $V_{LO} \cos \omega_p t$ 로 변환되는 전압과 초전도체 접합에서 첫 번째 준입자 터널링 계단(first quasi particle tunneling step)이 생성되는 곳에 직류 바이어스 전압( $V_0$ )이 믹서에 인가되고 측파대 신호가 믹서에 입력된다고 하자. 그러면 초전도체 접합에서 주어지는 각 측파대의 초전도체 양자 어드미턴스( $Y_{mm'} = G_{mm'} + jB_{mm'}$ ,  $m, m' = -1, 0, 1$ ) 매트릭스 요소인 컨덕턴스와 서셉턴스 및 잡음 전류를 나타내는 전류 매트릭스( $H_{mm'}$ )의 요소는 Tucker의 이론으로부터 다음과 같이 주어진다<sup>[8]</sup>.

$$\begin{aligned}
 G_{00} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(a) \frac{d}{dV_0} I_{dc}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e}) \\
 G_{10} = G_{-10} &= \frac{1}{2} \sum_n J_n(a) [J_{n-1}(a) + J_{n+1}(a)] \frac{d}{dV_0} I_{dc}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e}) \\
 G_{01} = G_{-01} &= -\frac{e}{\hbar \omega_p} \sum_n J_n(a) [J_{n-1}(a) - J_{n+1}(a)] I_{dc}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e}) \\
 G_{11} = G_{-11} &= \frac{e}{2\hbar \omega_p} \sum_n [J_{n-1}^2(a) - J_{n+1}^2(a)] I_{dc}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e}) \\
 G_{1-1} = G_{-11} &= \frac{e}{2\hbar \omega_p} \sum_n J_n(a) [J_{n-2}(a) - J_{n+2}(a)] I_{dc}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e}) \\
 B_{00} = B_{0-1} = B_{0-1} &= 0 \\
 B_{10} = B_{-10} &= -\frac{1}{2} \sum_n J_n(a) [J_{n-1}(a) - J_{n+1}(a)] \frac{d}{dV_0} I_{K\kappa}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e}) \\
 B_{11} = -B_{-11} &= \frac{e}{2\hbar \omega_p} \sum_n [J_{n-1}^2(a) - 2J_n^2(a) + J_{n+1}^2(a)] \\
 &\quad I_{K\kappa}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e}) \\
 B_{1-1} = -B_{-11} &= \\
 &= \frac{e}{2\hbar \omega_p} \sum_n [J_{n-2}(a)J_n(a) - 2J_{n-1}(a)J_{n+1}(a) + J_n(a)J_{n+2}(a)] \\
 &\quad \times I_{K\kappa}(V_0 + \frac{n\hbar \omega_p}{e})
 \end{aligned}
 \tag{1a}$$

$$\begin{aligned}
 H_{00} &= 2e \sum_n J_n^2(a) \coth[(eV_0 + n\hbar \omega_p)/2kT] I_{dc}(V_0 + n\hbar \omega_p/e) \\
 H_{10} = H_{-10} = H_{01} = H_{-01} &= e \sum_n J_n(a) [J_{n-1}(a) + J_{n+1}(a)] \\
 &\quad \times \coth[(eV_0 + n\hbar \omega_p)/2kT] I_{dc}(V_0 + n\hbar \omega_p/e) \\
 H_{11} = H_{-1-1} &= e \sum_n [J_{n-1}^2(a) + J_{n+1}^2(a)] \\
 &\quad \times \coth[(eV_0 + n\hbar \omega_p)/2kT] I_{dc}(V_0 + n\hbar \omega_p/e) \\
 H_{1-1} = H_{-11} &= 2e \sum_n [J_{n-1}(a)J_{n+1}(a)] \\
 &\quad \times \coth[(eV_0 + n\hbar \omega_p)/2kT] I_{dc}(V_0 + n\hbar \omega_p/e)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

여기서  $a = eV_{LO}/\hbar \omega_p$ ,  $e$ 는 전하량,  $J_n$ 는 베셀함수(Bessel function),  $\hbar$ 는 플랑크 상수,  $I_{K\kappa}$ 는 Kramers-Kronig 변환,  $k$ 는 볼츠만 상수,  $T$ 는 믹서의 냉각온도이다. 상측파대 단자의 양자 어드미턴스는

$Y_{11} = G_{11} + jB_{11}$ , 하측파대는  $Y_{-1-1} = G_{-1-1} - jB_{-1-1}$ , 중간 주파수는  $Y_{00} = G_{00} + jB_{00}$ 이다. 여기에 믹서 마운트 구조로 주어지는 각 단자의 믹서 마운트의 임베딩 어드미턴스인 상측파대 어드미턴스 ( $Y_1$ ), 하측파대 어드미턴스 ( $Y_{-1}$ ) 및 중간 주파수 단자 어드미턴스 ( $Y_0$ )를 추가하면, 양자 어드미턴스와 믹서 마운트 임베딩 어드미턴스가 포함된 확대(augment) 어드미턴스 행렬은 다음과 같이 표현된다.<sup>18)</sup>

$$Y'_{mm'} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{10} & Y_{1-1} \\ Y_{01} & Y_{00} + Y_0 & Y_{0-1} \\ Y_{-11} & Y_{-10} & Y_{-1-1} + Y_{-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\|Z_{mm'}\| = \|Y'_{mm'}\|^{-1} \quad (m, m' = -1, 0, 1) \quad (4)$$

확대 어드미턴스 행렬에서 각 요소의 양자 컨덕턴스와 서셉턴스는 식 (1)로부터 주어진다. 믹서의 변환손실은 각 측파대의 신호 입력 단자의 가용 전력파와 믹서의 출력단인 중간 주파수 단자에서의 전달 전력의 비로 나타내며, 변환손실의 정의식으로부터 단측파대(single side band) 변환손실과 양측파대(double side band) 변환손실은 다음과 같다.<sup>19)</sup>

$$L_{mix}^{SSB} = 4G_0G_1|Z_{01}|^2 \quad (5)$$

$$L_{mix}^{DSB} = 2G_0[G_1|Z_{01}|^2 + G_{-1}|Z_{0-1}|^2] \quad (6)$$

여기서  $Z_{01}$ 과  $Z_{0-1}$ 는 식 (3)으로 주어지는 확대 어드미턴스 행렬을 역행렬 취한 식 (4)의 임피던스 행렬 요소로부터 주어지며, 믹서 마운트 구조에서 결정되는 각 단자의 어드미턴스  $G_1$ 는 상측파대의 어드미턴스의 실수부,  $G_{-1}$ 는 하측파대의 실수부,  $G_0$ 는 중간 주파수 단자의 부하 어드미턴스의 실수부를 나타낸다.

초전도체 믹서의 잡음원(noise source)은 극부 발전 신호와 마이어스 전압이 초전도체 접합에 인가될 때 접합에 흐르는 준입자 터널링(quasi-particle tunneling) 전류에 의하여 발생하는 쇼트(shot) 잡음, 각 측파대 단자의 임베딩 저항에 의하여 발생하는 열(thermal)잡음, 믹서의 입력 복사 전계로 인한 양자 섭동(quantum fluctuation)에 의하여 발생하는 양자 잡음으로 구분된다.<sup>18)</sup> 양자 잡음은  $\hbar\omega_p/k$ 으로 주어지며 주파수에 비례하여 증가된다. 이 잡음은 믹서 마운트 구조와는 별도로 순전히 접합 자체에서 발생되고 본 믹서의 최대 동작 주파수인 115 GHz에서의 양자 잡음은 약 5.5 K정도로 매우 적어 잡음 해석에서는 제외시켰다. 쇼트 잡음과 열 잡음은 Rayleigh-Jeans 흑체복

사(black-body radiation) 공식을 적용하면 각각 다음 식으로 주어진다.<sup>10)</sup>

$$T_{M(SSB)}^{shot} = \frac{1}{4k|\lambda_{01}|^2} [H_{00} + (|\lambda_{01}|^2 + |\lambda_{0-1}|^2)H_{11} + 2(\text{Re}\{\lambda_{01}\} + \text{Re}\{\lambda_{0-1}\})H_{10} + 2(\text{Re}\{\lambda_{01}\}\text{Re}\{\lambda_{0-1}\} - \text{Im}\{\lambda_{01}\}\text{Im}\{\lambda_{0-1}\})H_{-11}] \quad (7)$$

$$T_{M(SSB)}^{thermal} = \frac{|\lambda_{0-1}|^2 \times \hbar\omega_{-1}G_{-1}}{4k|\lambda_{01}|^2 \exp\left[\frac{\hbar\omega_{-1}}{kTB} - 1\right]} \quad (8)$$

여기서  $\lambda_{0m} = Z_{0m}/Z_{00}$ ,  $m = -1, 0, 1$ 로서 하측파대 (1), 중간주파수(0), 상측파대(1)의 3개의 주파수만을 고려한 경우이다. 여기서  $Z_{00}$ 과  $Z_{0m}$ 은 확대 어드미턴스 행렬을 역행렬 취한 식 (4)의 임피던스 행렬 요소로부터 주어지며,  $H_{mm}$ 의 성분도 식 (2)로부터 주어진다. 그러므로 전체의 믹서 잡음은 쇼트잡음과 열잡음의 합으로 표현되며,

$$T_M^{SSB} = T_{M(SSB)}^{shot} + T_{M(SSB)}^{thermal} \quad (9)$$

가 된다. 그리고 양측파대의 믹서의 잡음 온도는

$$T_M^{DSB} = \frac{T_M^{SSB}}{(1 + L_{01}/L_{0-1})} \quad (10)$$

가 된다. 여기서  $L_{01}$ 는 상측파대의 변환손실,  $L_{0-1}$ 는 하측파대의 변환손실이다. 각각의 단측파대의 변환손실이 동일하다면, 양측파대의 믹서 잡음온도는 단측파대의 믹서 잡음온도의 절반이 됨을 알 수 있다. 한편 수신기의 잡음온도는  $T_{RX} = T_M + L \times T_{IF}$ 로 주어지며, 여기서  $T_{IF}$ 는 초단 중간 주파수 증폭기의 잡음 온도,  $L$ 은 믹서의 변환 손실이다. 그러므로 수신기의 초단 증폭기의 잡음온도가 주어지면 양측파대 및 단측파대의 수신기 잡음온도를 계산할 수 있다. 믹서의 변환손실과 잡음온도를 계산하기 위하여 우선 믹서 마운트의 임베딩 임피던스와 초전도체 접합의 정상상태(normal state) 저항과 직류 전류 전압 특성을 알아야 한다. 설계하고자 하는 믹서 마운트는 그림 1에 제시하였다. 믹서의 변환 손실과 잡음온도 계산에 이용된 믹서 마운트의 부분별 임피던스 및 전체 임베딩 임피던스는 참고문헌<sup>11)</sup>에 제시되었다. 제작된 초전도체 접합은 Nb/Al-AlO<sub>x</sub>/Nb의 적층형태이며 한 개의 접합 면적이 약 2.5  $\mu\text{m}^2$ 인 접합이 직렬로 4개가 연결되어 있다. 이 접합의 정상상태 저항은 약 80  $\Omega$ , 접합 캐패시턴스는 약 37 fF이다.<sup>12)</sup> 이 접합을 4.2 K 온도로 냉각시킨 상태에서 직류 전압-전류 특성은 그림 2에 나타났다.

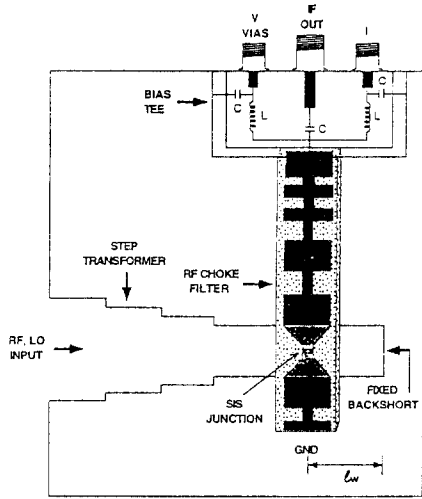


그림 1. 믹서 마운트의 구조도  
Fig. 1. Diagram of mixer mount.

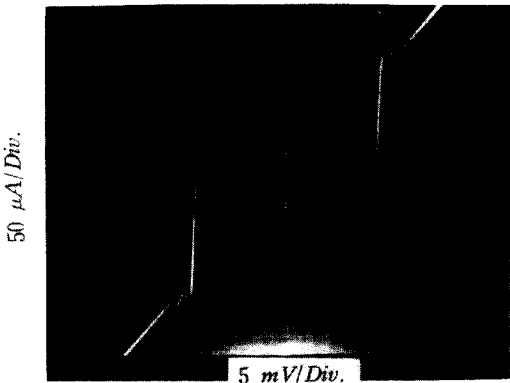


그림 2. 초전도체 접합의 직류 전류-전압 특성  
Fig. 2. DC I/V characteristic of SIS junction (Nb/Al-AIOx/Nb).

양자 어드미턴스와 전류 매트릭스 계산에 이용하기 위하여 실험에서 얻어진 직류 전류-전압 특성을 1024개로 양자화시켰다. 초단 증폭기의 임피던스 정합을 고려하여 중간 주파수 단자의 부하 임피던스는 50 Ω로 하였다. 또한 수신기 잡음온도 계산을 위하여 이용된 초단 중간 주파수 증폭기(1.4 GHz/400 MHz)의 잡음온도는 7 K로서, 실제로 사용하고자 하는 HEMT 증폭기의 사양을 이용하였다. 광대역으로 사용되는 밀리미터파 대역의 도파관형 초전도체 믹서 마운트의 임베딩 임피던스와 초전도체 접합 임피던스 사이의 정합을 위해서 일반적으로 비접촉 백쇼트(non-contacting backshort)를 사용하고 있다. 그러나 이러한 형태의

정합 방법은 믹서의 동작 주파수가 바뀌면 백쇼트를 조정해야 하는 불편한 점과 밀리미터파 대역에서 큰 전압 정재파비를 얻기가 어렵고, 장시간 백쇼트를 사용하면 백쇼트의 성능 불량으로 믹서의 성능이 저하된다. 따라서 본 논문에서는 이론적인 해석 결과를 바탕으로 동작 주파수 범위 내에서 믹서의 성능이 우수한 최적 백쇼트 위치를 결정한다. 믹서 마운트를 제작할 때 결정된 백쇼트 위치에 백쇼트 대신에 도파관 면을 단락시켜 믹서 마운트를 제작하면, 높은 전압정재파를 얻을 수 있음은 물론 동작 주파수가 바뀔 때 따라 백쇼트를 조정해야 하는 단점도 제거시킬 수 있다. 따라서 광대역(85 GHz ~115 GHz)에서 믹서의 변환손실과 수신기 잡음온도가 최소가 되는 최적 고정 백쇼트 위치를 결정하기 위하여 식 (5)와 식 (6), 식 (9)와 식 (10)으로 주어지는 믹서의 변환손실과 믹서 및 수신기 잡음온도를 주어진 백쇼트 위치를 변화시키면서 계산하였다. 우선 식 (5)로 주어지는 계산된 단측파대 믹서의 변환 손실을 그림 3에 제시하였다.

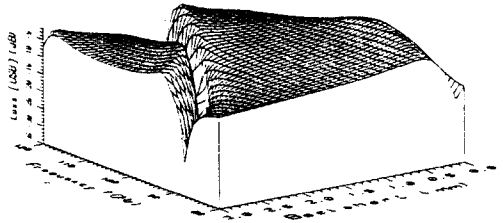


그림 3. 단측파대 믹서의 변환손실  
Fig. 3. SSB Conversion loss of SIS mixer.

백쇼트의 변화 범위는 0.1 mm 부터 3.0 mm, 주파수 범위는 80 GHz 에서 120 GHz까지 변화시켰다. 그림에 제시된 결과와 같이 백쇼트 위치가 1.0 mm 이하에서는 100 GHz를 중심으로 높은 주파수 범위에서 믹서 변환 손실 특성이 나빠지며, 1.4 mm 이상에서는 낮은 주파수 범위에서 특성이 저하됨을 알 수 있다. 이 결과는 참고문헌<sup>[11]</sup>에 제시된 믹서 마운트의 단자 임피던스와 믹서의 증분 임피던스 사이의 임피던스 정합효율의 결과와 일치된 결과를 얻었다. 그러므로 믹서의 변환 손실은 믹서 마운트와 초전도체 접합의 양자 임피던스와의 임피던스 정합에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 주어진 백쇼트 위치에서 광대역으로 동작하기 위한 최적 백쇼트 위치는 그림에서 보듯이 0.8 mm 에서 1.4 mm 사이가 됨을 알 수 있다. 이들 백쇼트의 범위

에서 믹서의 변환 손실은 그림 4에 나타났다. 백쇼트가 1.1 mm와 1.2 mm 사이에 위치할 때 80 GHz와 120 GHz 범위에서 최적 평균 믹서 변환 손실은 약 5 dB가 되었다. 여기서 하측파대의 변환손실은 식 (5)에서  $Z_{01}$  대신에  $Z_{0,-1}$ 를 대입시켜 계산되며, 그 결과는 상측파대의 변환 손실과 거의 일치함으로 상측파대의 변환 손실 결과만을 제시하였다.

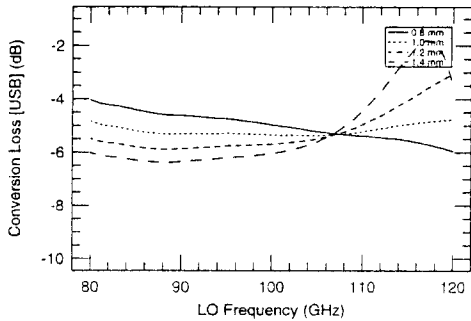


그림 4. 백쇼트 위치 0.8, 1.0, 1.2, 1.4 mm에서 단측파대 믹서의 변환손실

Fig. 4. SSB Conversion loss of SIS mixer at backshort position 0.8, 1.0, 1.2 and 1.4 mm, respectively.

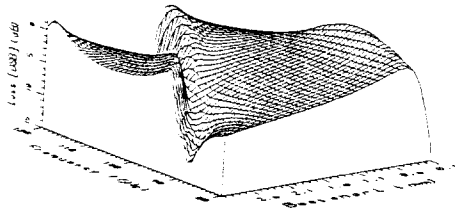


그림 5. 양측파대 믹서의 변환손실  
Fig. 5. DSB Conversion loss of SIS mixer.

식 (6)으로 주어지는 양측파대의 계산된 믹서의 변환손실은 그림 5에 제시하였다. 단측파대 변환손실보다 약 2배 정도 개선된 점 이외에는 백쇼트 변화에 따른 변환손실 특성도 단측파대와 거의 같은 특성을 보이고 있다. 그러나 쇼트키 믹서의 양측파대 변환손실은 0 dB보다 클 수는 없지만<sup>[13]</sup> 초전도체 믹서의 경우 변환손실이 0 dB보다 큰 변한 이득 특성을 보이고 있다. 이러한 특성은 '첫번째 양자 도움 터널링 전류'(first quantum assisted tunneling current)가 생성되는 곳에 국부 발진 신호에 의한 전압과 믹서 바이어스 전압이 초전도체 접합에 인가되었을 때 발생하는 양자 부정 컨덕턴스 (negative conductance) 특성에 기인된 결과이다<sup>[14,15]</sup>.

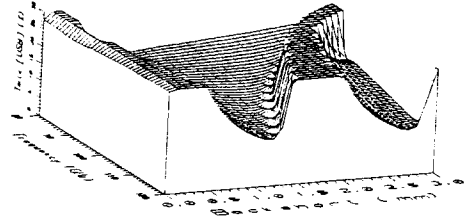


그림 6. 단측파대 믹서의 잡음온도  
Fig. 6. SSB noise temperature of SIS mixer.

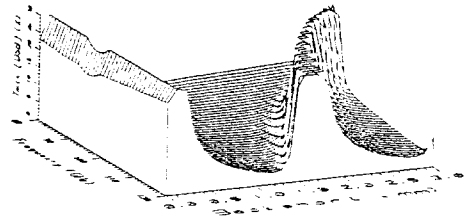


그림 7. 양측파대 믹서의 잡음온도  
Fig. 7. DSB noise temperature of SIS mixer.

식 (9)와 식 (10)으로 주어지는 계산된 믹서 잡음온도 특성은 그림 6과 그림 7에 각각 나타났다. 믹서의 잡음온도 특성도 백쇼트 위치가 0.8 mm와 1.4 mm 사이에서 가장 낮은 잡음온도 특성을 보였다. 일반적으로 상측파대와 하측파대의 변환손실이 동일하다면, 양측파대의 믹서의 잡음온도는 단측파대의 잡음온도에 비해 절반으로 줄어든다. 그림에 나타난 바와 같이 양측파대 믹서의 잡음온도가 단측파대 잡음온도에 비해 절반이 됨을 알 수 있다.

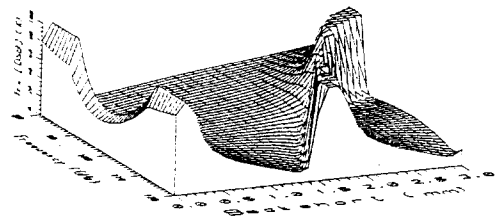


그림 8. 양측파대 수신기 잡음온도  
Fig. 8. DSB noise temperature of Receiver.

계산된 양측파대의 수신기 잡음온도는 그림 8에 제시하였다. 믹서의 변환손실 결과와 마찬가지로 수신기의 잡음온도도 백쇼트의 위치가 0.8 mm와 1.4 mm 사이에서 전 대역에 걸쳐 좋은 잡음온도 특성을 보였다. 그림 5에 제시한 믹서의 변환손실과 그림 8에 제시한 수신기 잡음온도 특성에서 나타난 바와 같이 주파

수와 백쇼트의 변화에 따라 일정한 경향으로 매우 적은 믹서 변환손실과 수신기 잡음온도가 매우 높은 결과를 보이고 있다.

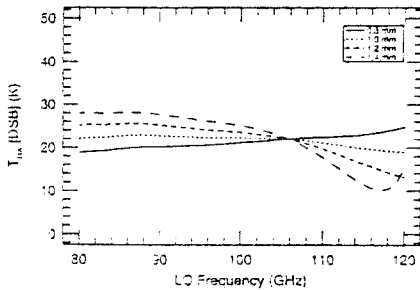


그림 9. 백쇼트 위치 0.8, 1.0, 1.2, 1.4 mm에서 수신기의 잡음온도

Fig. 9. Receiver noise temperature at backshort position 0.8, 1.0, 1.2 and 1.4 mm, respectively.

이 결과는 백쇼트의 위치가 1/4 파장과 일치된 곳으로서 백쇼트의 임피던스가 매우 큰 인덕턴스 성분을 갖게 되어 믹서 마운트와 초전도체 접합의 양자 임피던스와의 임피던스 정합이 나빠지기 때문이다. 이제 믹서 백쇼트의 최적 위치를 결정하기 위하여 0.8 mm 와 1.4 mm 사이에서의 수신기 잡음온도 특성을 검토하였다. 그 결과는 그림 9에 제시하였다. 최적 믹서 백쇼트의 위치는 1.0 mm 에서 1.2 mm 사이이므로 믹서를 설계하기 위하여 결정된 믹서 백쇼트의 위치는 초전도체 접합으로부터 약 1.1 mm로 결정되었다.

### III. 믹서 제작 및 측정

이론적인 해석 결과를 바탕으로 제작된 믹서 마운트는 그림 10에 제시하였다. 믹서 마운트의 재질은 초전도체 접합을 최대한 냉각시키기 위하여 열전도가 좋은 무산소동 (oxygen free high conductivity copper) 를 사용하였으며, 산화를 막기 위하여 표면은 금도금을 하였다. 입력 도파관(WR-8)과 초전도체 접합과의 최적 임피던스 정합을 위하여 도파관 임피던스 변환기를 이용하였다. 초전도체 접합은 두께가 0.3 mm, 폭이 0.4 mm, 길이가 7.5 mm 인 quartz 기판 위에 제작되었으며, 높이출입된 도파관의 중심에 설치되도록 하였다. 저역 통과 여파기(low-pass filter)는 1/4 파장 고저 임피던스 부분이 직렬로 연결된 마이크로 스트립 라인 여파기를 이용하였으며, 초전도체 접합을 제작할

때 접합과 함께 제작된다. 접합과 여파기는 4.5 mm × 4.5 mm 홈에 도파관의 E-면과 수평하도록 설치되었다. 여파기의 중간주파수 단자는 믹서의 바이어스 전압을 공급하고 전류를 감시할 수 있도록 바이어스 티(tee)를 이용하였다. 앞 장에서 결정된 최적 백쇼트 위치는 1.1 mm이므로 믹서 마운트를 제작할 때 이 위치에 백쇼트 대신에 도파관 면을 단락시켰다. 이렇게 제작하면 밀리미터파에서 요구되는 매우 큰 전압 정재파비를 얻기 위하여 매우 정교한 1/4 파장의 비접촉 백쇼트를 제작할 필요없이 쉽게 제작할 수 있는 장점이 있다.



그림 10. 제작된 믹서의 모습

Fig. 10. Photograph of mixer assembly.

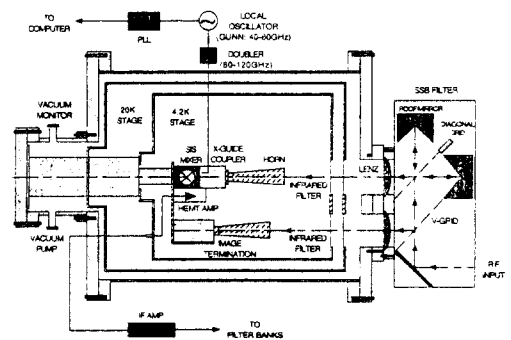


그림 11. 수신기의 계통도

Fig. 11. Schematic diagram of the receiver.

제작된 믹서를 사용하여 헤테로다인 우주전파 관측용 수신기를 개발하였고<sup>[17]</sup> 개발된 수신기의 계통도는 그림 11에 제시하였다. 수신기의 국부 발진 주파수 85 GHz - 115 GHz는 2개의 Gunn 발진기와 주파수 체배기(doubler)에 의하여 생성된다. 국부 발진 신호와 RF신호는 크로스가이드 결합기(cross-guide coupler)에 의하여 결합되어 믹서에 공급된다. 초단 중간 주파수 증폭기는 초저온(5 K) 상태에서 동작되는 HEMT 증폭기로서 이득은 약 30 dB, 잡음온도는 약 7 K이다.

우주전파 신호 처리를 위해 중간 주파수는 다시 이득이 약 70 dB인 상온용 저잡음 증폭기로 증폭되어 신호 처리부로 전송된다. 우주 전파 신호의 정확한 분석을 위해서 단측파대 수신이 요구되므로 Martin-Puplett 여파기를 제작하여 부착시켰다<sup>[16]</sup>. 초전도체 믹서의 동작온도인 약 4.2 K 상태의 극저온을 유지하기 위하여 GM&JT(Gifford-Mcmachon & Jue-Thomson) 방식인 폐회로(closed-cycle) 헬륨 냉각기를 사용하였다.

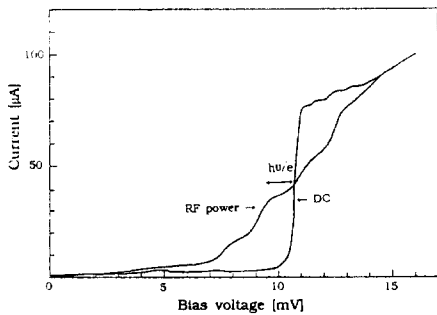


그림 12. 믹서에 직류 전압과 국부 발진 신호를 믹서에 인가했을 때의 특성  
 Fig. 12. Typical DC I-V curves with and without LO power applied to the mixer.

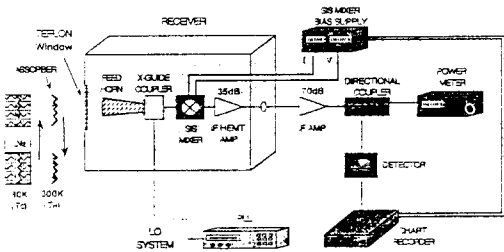


그림 13. 수신기 잡음온도 측정을 위한 시스템 구성도  
 Fig. 13. Block diagram for the test of mixer and receiver.

그림 12는 초전도체 믹서를 4.2 K 상태로 냉각시킨 상태에서 직류 전압-전류 특성과 국부 발진신호(100 GHz)를 인가한 경우 측정된 전압-전류 특성을 나타냈다. Nb/Al-AIOx/Nb 초전도체 접합의 갭(gap) 전압은 약 2.75 mV이므로, 4개의 접합이 직렬로 연결된 접합 전체의 갭 전압은 약 11.0 mV이다. 이 갭 전압에서 준입자 터널링(quasi-particle tunneling) 전류에 의하여 급격한 비선형 특성을 보여 주고 있다. 따라서 초전도체 접합은 매우 큰 접합 컨덕턴스로 인하여 믹서의 변환손실이 우수함을 예견할 수 있다. 국부 발

진 신호를 인가하고 바이어스 전압을 증가시키면 그림 12에 나타난 바와 같이 갭 전압 이하에서 몇개의 일정한 전압 폭과 전류 계단(step)이 생긴다. 전류 계단은 국부 발진 신호의 광자(photon) 에너지에 의하여 발생되며 광자 도움(photon assisted) 터널링 전류라 부른다. 갭 전압 이하에서 처음 발생하는 전압폭은  $Nh\omega_p/e$ 로 주어지며, 여기서  $N$ 은 접합의 갯수이다. 그러므로 100 GHz에서의 전압폭은 약 1.6 mV가 된다. 최적 믹서 바이어스 전압은 첫번째 발생하는 전압폭의 중간점인  $V_0 = N(V_g - h\omega_p/2)$ 가 되므로<sup>[18]</sup> 100 GHz에서의 믹서 바이어스 전압은 약 10.2 mV가 된다. 믹서의 직류 전류 전압 특성과 국부 발진 신호가 인가된 때 전류 전압 특성 및 수신기 잡음온도 측정을 위한 시스템을 그림 13에 제시하였다. 그림 14는 바이어스 전압에 따른 수신기의 중간 주파수 출력력을 나타낸다.

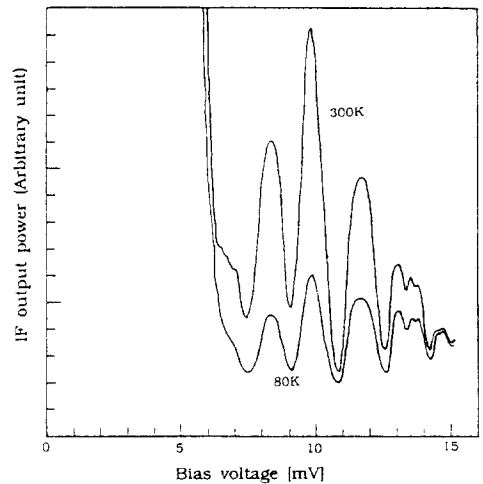


그림 14. 믹서 바이어스 전압의 변화와 상온(300 K) 및 액체 질소(80 K)의 수신기 입력에 대한 수신기의 출력

Fig. 14. A plot of IF power versus mixer bias voltage at 80 K(cold load) and 300 K (room temperature).

상측 곡선은 수신기의 입력에 상온( $T_H=300$  K)의 흑체 복사에 따른 수신기 출력을 나타내며, 하측 곡선은 액체 질소( $T_C=80$  K)의 흑체복사에 따른 수신기의 출력을 나타낸다. 바이어스 전압에 따라 수신기의 출력이 최대와 최소가 생기며, 바이어스 전압이 약 10.0 mV에서 최대의 수신기 출력이 생긴다. 이 바이어스 전압은 갭전압에서 광자 도움 전압폭을 뺀 전압

과 일치함을 알 수 있다. 따라서 수신기의 민감도를 결정하는 수신기의 잡음온도는 최적 바이어스 전압에서 상온과 액체 질소의 흑체복사에 대한 수신기 출력의 비( $Y = T_H / T_C$ )로 정의되며 수신기 잡음온도는

$$T_{RX} = \frac{(T_H - Y \times T_C)}{(Y - 1)} \quad (11)$$

가 된다. 이 측정 방법으로 85 GHz 에서 115 GHz의 범위에서 측정된 양측파대 수신기 잡음온도는 그림 15에 제시하였다. 믹서 마운트를 제작할 때 백쇼트 위치는 고정되도록 설계·제작되었으므로 신호 주파수가 변경되면 주파수에 따른 최적 수신기 잡음온도를 얻기 위하여 믹서 바이어스 전압과 국부 발진 신호의 크기만을 조정하였다. 수신기의 동작 주파수 범위에서 측정된 평균 수신기 잡음온도는 그림 15에 제시한 바와 같이 약 30 K이다. 광대역(85 - 115 GHz)에 걸쳐 약  $\pm 5$  K 정도의 비교적 균등한 수신기 잡음온도를 얻어 이론적으로 계산된 최적 백쇼트 위치가 타당했음이 확인되었다. 따라서 백쇼트를 조정하지 않고 광대역으로 수신기를 사용할 수 있다. 신호 주파수가 변경됨에 따라 최소의 수신기 잡음온도를 얻기 위하여 믹서의 백쇼트를 조정한 수신기 잡음온도<sup>[19]</sup> 보다 10 K 개선된 결과를 얻었다.

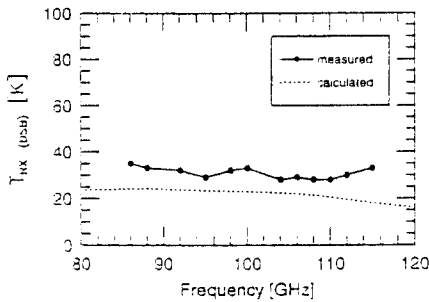


그림 15. 수신기 잡음온도의 이론치와 실험치의 결과  
Fig. 15. Overall theoretical and experimental receiver noise temperature as a function of LO frequency.

따라서 관측하고자 하는 우주전파 신호의 주파수가 변경되어도 국부 발진 출력과 믹서 바이어스 전압으로 간단하게 수신기를 조정할 수 있는 장점이 있다. 아울러 장기간 백쇼트를 사용함으로써 발생하는 백쇼트의 특성 저하로 인한 수신기의 성능저하를 방지할 수 있는 장점도 있다.

#### IV. 결론

광대역(85 GHz - 115 GHz)에서 동작하는 믹서의 고정된 최적 백쇼트 위치를 결정하기 위하여 양자 믹서 이론과 도파관형 믹서 마운트의 임베딩 임피던스 해석 방법을 이용하여 이론적인 믹서의 변환손실과 믹서 잡음온도를 계산하였다. 최적 백쇼트 위치인 1.1 mm에서 85 GHz - 115 GHz 대역의 계산된 단측파대 믹서 변환손실은 약 5 dB(SSB)이며, 수신기의 잡음온도 (DSB)는 약 20 K 정도로 우수한 성능을 보였다. 계산 결과를 바탕으로 우주 전파를 수신하기 위하여 초선도체 접합을 이용한 믹서를 설계, 제작하였다. 그리고 제작된 믹서를 사용하여 우주전파 관측용 수신기를 개발하였다. 광대역에 걸쳐 약  $\pm 5$  K 정도의 비교적 균등한 수신기 잡음온도를 얻어 이론적으로 계산된 최적 백쇼트 위치가 타당했음이 확인되었다. 믹서의 동작 주파수인 85 GHz - 115 GHz에서 개발된 수신기의 평균 잡음온도는 약 30 K로서, 기계적 조정용 백쇼트를 갖는 믹서를 이용한 수신기의 잡음온도에 비해 10 K 정도 개선된 성능을 보였다. 제작된 수신기는 현재 대덕 전파천문대의 14 m 전파 망원경에 설치하여 심도 깊은 우주전파 관측연구에 활용되고 있으며, 또한 이 믹서는 향후 간단한 수신기의 조정이 요구되는 다중 빔 수신기의 믹서로 활용될 예정이다.

#### 참고 문헌

- [1] E.C. Sutton, "A Superconducting Tunnel Junction Receiver for 230 GHz," *IEEE Trans. MTT.*, vol. MTT-31, no. 7, pp. 589-592, July 1983.
- [2] B.N. Ellison and P.L. Schaffer, "A 345 GHz SIS Receiver for Radio Astronomy," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 10, no. 8, 1989.
- [3] T.H. Buttgenbach and T.D. Groesbeck, "A Scale Mixer Model for SIS Waveguide Receiver," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 11, no. 1, 1990.
- [4] J. Zmuidzinas, "Quasi-Optical Slot Antenna SIS Mixers," *IEEE Trans. MTT.*, vol. 40, no. 9, Sept. 1992.
- [5] C.E. Honingh and G. de Lange, "Performance of Two-Junction Array



- SIS-Mixer Operating Around 345 GHz," *IEEE Trans. MTT.*, vol. 41, no. 4, April 1993.
- [6] E.C. Sutton, and W.C. Danchi, "A Superconducting Tunnel Junction Receiver for 345 GHz," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 11, no. 2, 1990.
- [7] S.R. Davies and L.T. Little, "The Effect of Mixer Mount Loss on the Performance of SIS Receiver," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 11, no. 2, 1990.
- [8] J.R. Tucker and M.J. Feldman, "Quantum Detection at Millimeter Wavelengths," *Reviews of Modern Physics*, vol. 57, no. 4, Oct. 1985.
- [9] G.D. Lange, "Quantum Limited Heterodyne Detection of 300-840 GHz Radiation with Superconducting Nb Tunnel Junctions," *Doctor Thesis*, University of Groningen, Netherlands, 1994.
- [10] S.K. Pan and A.R. Kerr, "A Superconducting Tunnel Junction Receiver for Millimeter-Wave Astronomy," *NASA Tech. Memo.*, no. 87792, 1986.
- [11] 한석태 외 7인, "서브-밀리미터 전파 수신기 개발 (I)," 과기처 특성연구 보고서, 1995년 4월
- [12] 한석태 외 3인, "밀리미터파 믹서용 초전도 터널 접합 설계와 제작에 관한 연구," 대한 전자공학회 지, 제 30권, A편, 제 10호, 1993년 10월
- [13] L.R. D'Addario, "An SIS Mixer for 90-120 GHz with Gain and Wide Bandwidth," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 5, No. 11, 1984.
- [14] M.J. Feldman, "Some Analytical and Intuitive Results in the Quantum Theory of Mixing," *J. Appl. Phys.*, vol. 53, pp. 584-592, Jan. 1982.
- [15] T.M. Shen, "Conversion Gain in Millimeter Wave Quasi-Particle Heterodyne Mixers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. QE-17, no. 7, July 1981.
- [16] 한석태 외 7인, "Martin-Puplett 간섭계를 이용한 밀리미터파 대역의 단측파대 여파기 설계," 대한 전자공학회지, 제 33권, A편, 제 4호 1996년 4월
- [17] S.T. Han, C.H. Lee, H.R. Kim and D.C. Park, "A 100 GHz-band Heterodyne Receiver for the TRAO Telescope," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 17, no. 1, 1996.
- [18] M.J. Wengler, "Submillimeter-Wave Detection with Superconducting Tunnel Diodes," *Proc. of IEEE*, vol. 80, no. 11, Nov. 1992.
- [19] H. Ogawa, and A. Mizuno, "A 110 GHz SIS Receiver for Radio Astronomy," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 11, no. 6, 1990.

## 저 자 소 개

- |          |   |          |  |
|----------|---|----------|--|
| 韓錫太(正會員) | 第 28券 A編 第 6號 參照<br>현재 충남대학교 대학원 전자공학과 박사과정, 대덕전파 천문대 선임연구원 | 金孝寧(正會員) | 第 33券 A編 第 4號 參照<br>현재 부산대학교 대학원 천문학과 박사과정, 대덕 전파천문대 선임연구원 |
| 李昌勳(正會員) | 第 28券 A編 第 6號 參照<br>현재 대덕 전파 천문대 책임 연구원                     | 朴鍾愛(正會員) | 第 33券 A編 第 4號 參照<br>현재 이화여자대학교 대학원 물리학과 박사과정               |
| 鄭玄洙(正會員) | 第 33券 A編 第 4號 參照<br>현재 대덕전파천문대 선임연구원                        | 金光東(正會員) | 第 33券 A編 第 4號 參照<br>현재 대덕 전파천문대 선임연구원                      |
| 金泰成(正會員) | 第 33券 A編 第 4號 參照<br>현재 대덕 전파천문대 기술기능원                       | 朴東撤(正會員) | 第 30券 A編 第 4號 參照<br>현재 충남대학교 전파공학과 교수                      |