

論文 96-33A-6-9

# 100 GHz 대역 도파관형 SIS 믹서의 임피던스 정합 효율에 관한 해석

## (A Study on an Analysis of the Impedance Matching Efficiency of 100 GHz Band Waveguide-type SIS Mixer)

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 Tucker 양자 믹서 이론을 바탕으로 80 GHz - 120 GHz 대역의 초전도체 접합 (Superconductor Insulator Superconductor)의 양자 RF 임피던스 해석과 도파관형 믹서 마운트 등가회로의 모델링과 임베딩 임피던스를 해석하는 방법에 대하여 기술한다. 이 방법을 이용하여 주어진 백쇼트 위치에서 믹서의 입출력 단자인 상측파대 주파수와 중간 주파수 단자에서의 초전도체 믹서의 확대 임피던스 매트릭스와 믹서 마운트의 임베딩 임피던스와의 임피던스 정합에 관하여 검토하였다. 고정된 백쇼트 위치에서 믹서의 동작 주파수 범위인 85 GHz - 115 GHz 대역의 믹서 단자 임피던스와 믹서 마운트 임피던스와의 임피던스 정합 효율이 약 80% 정도로 양호한 특성을 얻어 믹서의 변환손실이 우수함을 예견할 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 방법으로 믹서 마운트를 설계하면 주파수에 따른 백쇼트나 E-면 조정장치를 조정할 필요없이 광대역 믹서로 사용할 수 있음을 확인하였다.

### Abstract

Quantum RF impedance of SIS (Superconductor Insulator Superconductor) junction has been analyzed by using through on Tucker's quantum mixer theory in the frequency range from 80 GHz to 120 GHz. The embedding impedance of waveguide-type mixer mount and its equivalent circuit have been evaluated. From these evaluated results, the impedance matching efficiency between mixer mount embedding impedance and mixer port impedance of upper-side band and IF which were determined by augmented admittance matrix with given backshort position has been discussed in detail. It is found that the mixer with fixed backshort mount has a impedance matching efficiency about 80% at each port of mixer within 85 GHz to 115 GHz, which implies a conversion loss of mixer would be good enough to be operated such a wide band frequency range. Therefore, the theoretical evaluated results show that our method can be used to design the mixer mount without any mechanical tuning elements such a backshort or an E-plane tunners for wide band operation.

\* 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

## I. 서 론

최근에 개발된 초전도체 접합(Superconductor Insulator Superconductor)을 이용한 밀리미터파대 영역의 믹서는 쇼트키 다이오드를 이용한 믹서보다 잡음온도가 낮아 초고감도가 요구되는 우주 전파 수신기에 널리 이용되고 있다<sup>[1-3]</sup>.

그러나 초전도체 접합은 접합의 구조상 매우 큰 접합 캐패시턴스(junction capacitance)를 가지고 있으므로 국부 발진(local oscillator) 신호의 고차 고조파(higher harmonic frequency)와 주파수 혼합 과정에서 생성되는 고차 고조파를 션트(shunt)시키는 장점은 있지만 원하는 신호 주파수에도 션트 효과를 초래한다<sup>[4]</sup>. 따라서 초전도체 접합을 믹서에 사용하기 위해서는 신호 주파수에 대해서 접합 캐패시턴스를 동조시키는 조정 회로가 요구된다. 특히 광대역 수신에 요구되는 수신기에 이용될 믹서는 접합 캐패시턴스를 동조시킬 수 있는 보다 정밀한 조정회로가 필수적이다. 도파관형 믹서에서 이러한 동조회로는 기계적 구동 장치로 구현된 E 면 스텐브(E plane stub)와 백쇼트(backshort)가 사용되고 있다<sup>[5-7]</sup>. 이러한 기계적 조정 장치로 비접촉(non-contacting) 백쇼트를 사용하고 있으나 장시간 사용하게 되면 도파관 면과의 접촉이 나빠져 신호의 손실이 증가하여 믹서의 특성이 저하된다. 또한 밀리미터파 대역에서는 큰 전압정재파비(VSWR) 특성을 갖는 백쇼트를 제작하기가 매우 어렵다<sup>[8]</sup>. 또한 신호 주파수가 바뀔 때마다 그에 상응하는 백쇼트를 조정해야 하는 번거로움이 있으므로 기계적 구동장치가 없는 믹서 마운트(mount)가 요구된다.

그러므로 본 논문에서는 믹서 마운트의 임피던스를 계산하여 광대역(85 GHz - 115 GHz)에서 최적 임피던스 정합을 얻기 위하여 백쇼트를 이용하되 고정된 백쇼트 위치에서 광대역 임피던스 정합을 결정하는 방법을 제시하고자 한다. 먼저 양자 믹서 이론으로부터 초전도체 접합의 RF 양자 어드미턴스와 도파관형 믹서 마운트의 등가회로 모델을 구현하고 이 모델로부터 믹서 마운트의 임베딩(embedding) 임피던스와 믹서의 확대(augmented) 어드미턴스를 해석한다. 그리고 이 해석을 바탕으로 주어진 백쇼트 위치에서 초전도체 믹서의 단자 임피던스와 믹서 마운트의 임베딩 임피던스의 임피던스 정합 효율을 계산한다. 아울러 광대역(85 GHz - 115 GHz) 주파수 영역에서 초전도체 믹서의

단자 임피던스 사이의 믹서 마운트의 임베딩 임피던스의 정합을 위한 최적 백쇼트 위치를 결정하는 방법도 제시한다.

## II. SIS 믹서의 등가회로 모델

## 1. 초전도체 접합의 RF 등가회로 모델

전형적인 헤테로다인 믹서의 모델은 상측파대(upper side-band) 주파수( $\omega_1$ ), 하측파대(lower side-band) 주파수( $\omega_{-1}$ ) 및 중간(intermediate frequency) 주파수( $\omega_0$ )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 낮은 중간 주파수에 의한 광자(photon) 에너지( $\hbar\omega_0/e$ )는 신호 주파수의 광자 에너지( $\hbar\omega_1/e$ )에 비해 매우 적다고 가정한다. 그리고 양자 믹서에 입력된 국부 발진 신호의 전력이  $V_{LO} \cos \omega_p t$ 로 변화되는 전압과 초전도체 접합에서 첫번째 준입자 터널링 계단(first quasiparticle tunneling step)이 생성되는 곳에 직류 바이어스 전압( $V_0$ )이 믹서에 인가되고 상측파와 하측파 신호가 믹서에 입력되면, 초전도체의 양자 어드미턴스인 컨덕턴스와 서셉턴스는 Tucker의 이론으로부터 다음과 같이 주어진다<sup>[9]</sup>.

$$G_{110} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(a) \frac{d}{dV_0} I_{nk}(V_0 + \frac{n\hbar\omega_p}{e})$$

$$G_{11\omega} = G_{-11\omega} = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(a) [J_{n-1}(a) + J_{n+1}(a)] \frac{d}{dV_0} I_{nk}(V_0 + \frac{n\hbar\omega_p}{e})$$

$$G_{01} = G_{0-1} = -\frac{e}{\hbar\omega_p} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(a) [J_{n-1}(a) - J_{n+1}(a)] I_{nk}(V_0 + \frac{n\hbar\omega_p}{e}) \quad (1a)$$

$$G_{11} = G_{-11} = \frac{e}{2\hbar\omega_p} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [J_n^2(a) - J_{n+1}^2(a)] I_{nk}(V_0 + \frac{n\hbar\omega_p}{e})$$

$$G_{1-1} = G_{-11} = \frac{e}{2\hbar\omega_p} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(a) [J_{n-2}(a) - J_{n+2}(a)] I_{nk}(V_0 + \frac{n\hbar\omega_p}{e})$$

$$B_{10} = B_{01} = B_{0-1} = 0$$

$$B_{10} = B_{-10} = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(a) [J_{n-1}(a) - J_{n+1}(a)] \frac{d}{dV_0} I_{nk}(V_0 + \frac{n\hbar\omega_p}{e})$$

$$B_{11} = -B_{-11} = \frac{e}{2\hbar\omega_p} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [J_{n-1}^2(a) - 2J_n^2(a) + J_{n+1}^2(a)] \times I_{nk}(V_0 + \frac{n\hbar\omega_p}{e}) \quad (1b)$$

$$B_{1-1} = -B_{-11} = \frac{e}{2\hbar\omega_p} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [J_{n-2}(a)J_n(a) - 2J_{n-1}(a)J_{n+1}(a) + J_n(a)J_{n+2}(a)] \times I_{KK}(V_0 + \frac{n\hbar\omega}{e})$$

여기서  $a = eV_{LO}/\hbar\omega_p$ ,  $e$ 는 전하량,  $J_n$ 는 베셀함수 (Bessel function),  $\hbar$ 는 프랑크 상수,  $I_{KK}$ 는 Kramers-Kronig 변환이다. 초전도체 접합에 바이어스 전압과 국부 발진 신호 및 각 측파대 신호가 인가된 경우 접합에서 발생하는 양자 어드미턴스를 해석하였다.믹서 마운트 구조에서 주어지는 각 측파대 신호와 중간 주파수 단자의 임베딩 어드미턴스에 초전도체 접합 캐패시턴스가 포함된 어드미턴스를 각각  $Y_1, Y_{-1}, Y_0$ 라고 하자. 그러면 양자 어드미턴스와 믹서 마운트 임베딩 어드미턴스가 포함된 확대 어드미턴스 행렬과 임피던스 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$Y'_{mm'} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{10} & Y_{1-1} \\ Y_{01} & Y_{00} + Y_0 & Y_{0-1} \\ Y_{-11} & Y_{-10} & Y_{-1-1} + Y_{-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\|Z'_{mm'}\| = \|Y'_{mm'}\|^{-1}, (m, m' = -1, 0, 1) \quad (3)$$

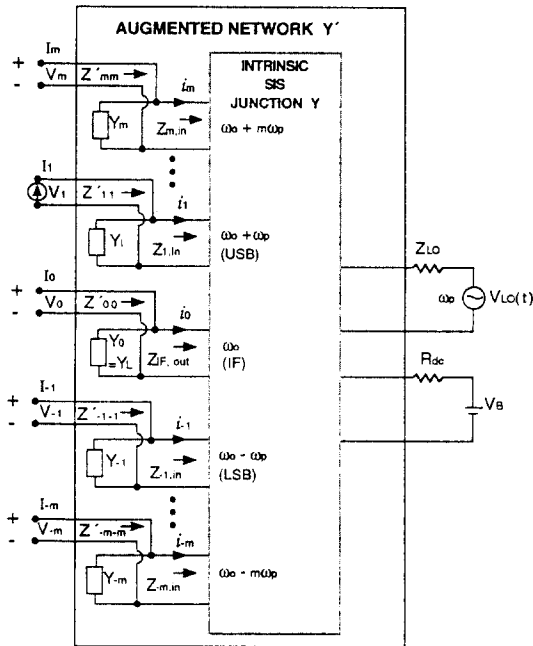


그림 1. 초전도체 믹서의 소신호 등가회로  
Fig. 1. Small signal equivalent circuit of SIS mixer.

확대 어드미턴스 행렬의 각 요소의 양자 컨덕턴스와 서셉턴스는 식 (1)로부터 주어진다. 식 (2)로 표현된 믹서의 등가회로는 그림 1에 제시하였으며, 그림 1에 나타난 바와 같이  $Z_{m, in}$ 으로 정의되는 믹서의 각 단자

의 입력 임피던스는 각 단자의 부하 어드미턴스인  $Y_m$ 을 개방 ( $Y_m = 0$ )시키고 측정하면 된다. 그러므로 각 단자의 입력 임피던스는 식 (3)과 같이 확대 어드미턴스 행렬을 역행렬 취한 임피던스의 행렬 요소에서 주어지며, 믹서의 상측파대 단자 입력 임피던스는  $Z_{11}$ , 하측파대 단자 입력 임피던스는  $Z_{-1-1}$ , 중간 주파수 단자 임피던스는  $Z_{00}$ 가 된다. 따라서 각 단자의 믹서 마운트 임피던스와 확대 임피던스간의 임피던스 정합 효율은 다음과 같다.

$$\eta_{USB} = \frac{4R_{11}R_1}{|Z_{11} + Z_1|^2} \quad (4a)$$

$$\eta_{LSB} = \frac{4R_{-1-1}R_{-1}}{|Z_{-1-1} + Z_{-1}|^2} \quad (4b)$$

$$\eta_{IF} = \frac{4R_{00}R_0}{|Z_{00} + Z_0|^2} \quad (4c)$$

여기서  $R_{mm}$ 은  $Z_{mm}$ 의 실수,  $R_m$ 는 단자 믹서 마운트 임피던스의 실수를 나타낸다. 식 (1)에서 보면 상측파대 단자 어드미턴스( $Y_{11}$ )와 하측파대 단자 어드미턴스( $Y_{-1-1}$ )는 서로 공액(conjugate) 관계가 있음을 알 수 있다. 또한 믹서 마운트에서 결정되는 믹서 마운트의 상, 하측파대 단자 어드미턴스  $Y_1$ 과  $Y_{-1}$ 는 동작 주파수 범위 내에서는 서로 같기 때문에 두 측파대의 정합 효율은 동일하다고 가정하고, 상측파대와 중간 주파수 단자의 정합 손실만을 해석하고자 한다. 그러므로 각 주파수에 따른 믹서 마운트의 임베딩 어드미턴스가 결정되면 초전도체 믹서의 각 단자 입력 임피던스와 믹서 마운트의 임베딩 임피던스 사이의 임피던스 정합 효율을 결정할 수 있다. 이 정합 효율이 좋을수록 믹서의 변환 손실(conversion loss)이 개선되므로<sup>110)</sup> 믹서의 성능을 결정하는 매우 중요한 요소가 된다. 따라서 이 정합 효율을 결정하기 위하여 주어진 믹서 마운트의 임베딩 임피던스를 계산하고자 한다.

## 2. 믹서 마운트의 RF 등가회로 모델

80 GHz에서 120 GHz까지 동작되는 초전도체 접합을 포함한 믹서의 마운트는 그림 2에 제시하였다. 믹서 마운트의 임베딩 임피던스는 도파관 임피던스 변환기, 저역통과 여파기 (low-pass filter), 초전도체 접합을 지지하는 포스트(post) 마운트 임피던스와 도파관 백쇼트 임피던스로 구성되어 있다. 각 부분의 설계 방법 및 그들의 성능 특성은 참고 문헌<sup>111)</sup>에 제시되어 있으므로 본 논문에서는 각 부분의 임피던스를 계산한 후 믹

서 마운트의 임베딩 임피던스만을 계산하고자 한다.

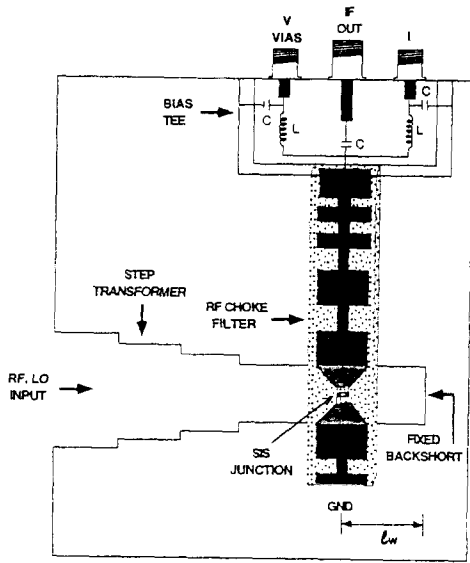


그림 2. 초전도체 믹서 마운트  
Fig. 2. SIS mixer mount.

1) 도파관 임피던스 변환기

도파관형 믹서, 주파수 체배기와 발진기는 비선형 소자를 이용하므로 도파관 임피던스와 비선형 소자 마운트 사이의 임피던스 정합과 광대역 특성을 얻기 위하여 도파관 변환기가 이용되며, 이러한 변환기는 규격 도파관 높이와 높이줄임(reduce height) 도파관 사이의 임피던스 변화에 따른 임피던스 비정합에 의하여 발생하는 높은 정재파비를 개선하기 위하여 1/4 파장 Tchebysheff 변환기가 사용된다<sup>[12]</sup>. 일반적으로 초전도체 믹서에 이용되는 도파관 임피던스 변환기의 도파관 높이줄임은 초전도체 접합의 정상상태(normal state) 저항과 최종 높이줄임된 도파관의 임피던스가 동일하게 될 때 믹서의 성능이 우수하므로<sup>[13]</sup> 높이줄임된 도파관의 높이는 약 0.14 mm가 되도록 하였으며 동작 주파수인 85 GHz - 115 GHz 대역내에서 전압 정재파가 1.05이하가 되도록 설계하였다. 믹서 마운트의 입력 도파관(WR-8 : 2.03 mm × 1.02 mm)과 최종 높이줄임된 도파관의 임피던스는 다음 식으로부터 계산된다<sup>[14]</sup>.

$$Z_{\text{mix}} = 2\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \frac{b}{a} \quad (5)$$

여기서  $\lambda_g$ 는 관내파장,  $\lambda_0$ 는 자유공간의 파장,  $a$ 와  $b$

는 도파관의 폭과 높이이다. 무손실 전송선로인 경우 특성 임피던스가  $Z_0$ 인 전송선로에 임피던스가  $Z_1$ 인 부하를 연결하였을 때 전송 선로의 입력 임피던스는 다음 식으로 주어진다.

$$Z_W = Z_0 \frac{Z_1 + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_1 \tan \beta l} \quad (6)$$

그러므로 규격 도파관 임피던스는 부하 임피던스( $Z_1$ )로 하고 최종 높이줄임된 도파관의 임피던스( $Z_0$ )와 초전도체 접합까지 거리가 5.6 mm인 전송선로로 가정하면 초전도체 접합에서 본 도파관 임피던스는 식 (6)으로부터 계산된다. 설계된 도파관의 규격은 그림 3에 나타났다.

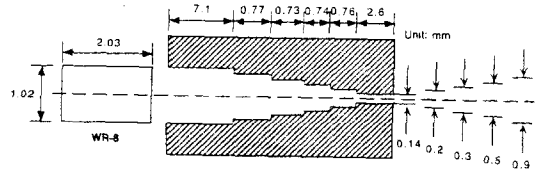


그림 3. 높이줄임된 믹서의 도파관  
Fig. 3. Reduced-height waveguide for mixer.

2) 저역통과 여파기의 임피던스

설계된 RF 쇼크 필터는 그림 4에 나타냈으며 전형적인 1/4 파장의 고저임피던스로 구성된 마이크로 스트립 여파기이다. 필터의 채널은 0.45 mm × 0.45 mm이고 유전체는 두께가 0.3 mm인 quartz이다. 필터의 고임피던스는 122 Ω, 저임피던스는 34.5 Ω이며 초

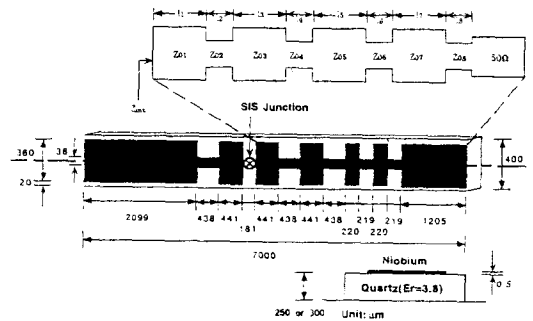


그림 4. 믹서의 저역통과 여파기와 등가회로  
Fig. 4. Low-pass filter for mixer and its equivalent circuit.

전도체 접합이 제작될 때 여파기의 컨덕터 패턴도 동일 quartz 기판 위에 함께 제작된다. 신호 주파수 대역과 제 2 고조파 대역에서의 계산된 입력 반사계수

(S11)는 약 0.1 dB 정도로 믹서의 입력 신호와 고조파 성분이 중간 주파수 단자로 유입될 수 없도록 하였다. 저역 통과 여파기의 종단은 초단 중간 주파수 증폭기가 연결되므로 부하 임피던스를  $50 \Omega$ 으로 하고 그림 4에 제시된 바와 같이 길이가  $l_8$ 이고 임피던스가  $Z_{08}$ 인 전송선로로 가정하여 계산하면 계산된 임피던스는 일곱번째 부분의 부하 임피던스가 된다. 이와같은 방법으로 순차적으로 계산하면 최종적으로 초전도체 접합에서 본 입력 임피던스인 저역 통과 여파기의 임피던스를 구할 수 있다. 같은 방법으로 직류 블럭(DC block) 부분의 저역 통과 여파기의 전체 임피던스도 계산할 수 있다.

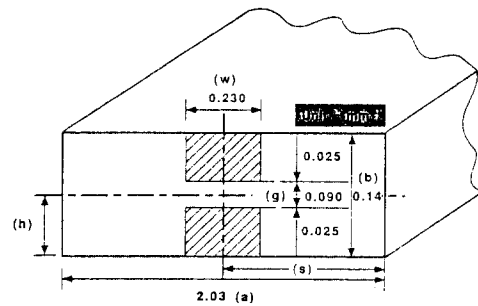


그림 5. 초전도체 접합의 포스트 마운트 구조  
Fig. 5. Post mount structure of SIS junction.

3) 포스트 마운트의 급전점 임피던스

도파관 내부에 2개의 도체 포스트를 장치하고 포스트 사이에 반도체 소자를 장착시켜서 Gunn 발진기 및 주파수 체배기를 제작하는데 이용하고 있으며 반도체 소자가 장착될 두 개의 포스트 사이 간극(gap)의 급전점(driving point) 임피던스를 구하는 방법이 제시되었다<sup>114, 151</sup>. 초전도체 접합을 지지하는 포스트 마운트의 구조는 이와같은 방법과 동일하므로 포스트 마운트의 급전점 임피던스는 이 방법을 이용하여 해석하고자 한다. 초전도체 접합이 장착될 포스트 마운트의 구조는 그림 5에 나타냈으며, 초전도체 접합에서 본 급전점 임피던스는 다음 식으로 주어진다.

$$Z_p = \frac{jnb(k^2 - k_y^2)}{ak(2 - \delta_0)\cos^2 k_y h \left(\frac{\sin \phi_n}{\psi_n}\right)} \times \sum \frac{\sin^2 k_x s}{jk_z} \left(\frac{\sin \theta_m}{\theta_m}\right)^2 \quad (7)$$

여기서  $\theta_m = m\pi w/2a$ ,  $\phi_n = n\pi g/b$  이며 각 파라미터는 일반적인 도파관의 임피던스 해석의 표현에 따르며, 구조에 관한 규격은 그림 5에 제시되었다.

4) 백 쇼트 임피던스

높이줄임된 도파관의 임피던스를  $Z_0$ 라고 하면 도파관의 한 쪽이 쇼트되어 있으므로 한쪽 편이 단락된 전송선의 임피던스로 대체시켜 단락된 반대편에서, 즉 초전도체 접합에서 본 임피던스는 일반적인 전송선의 임피던스 정의식으로부터 다음과 같이 된다.

$$Z_{RS} = jZ_{0g} \tan(2\pi l_w / \lambda_g) \quad (8)$$

여기서  $l_w$ 는 초전도체 접합에서 백쇼트까지의 거리이다.

III. SIS 믹서의 임베딩 임피던스 해석

초전도체 접합의 양자 어드미턴스와 믹서 마운트의 어드미턴스를 계산하는데 필요한 초전도체 접합에 관한 파라미터는 실제로 초전도체 믹서에 사용하기 위하여 제작된 초전도체 접합의 사양을 이용하였다<sup>1161</sup>. 초전도체 접합은 Nb/Al-AlOx/Nb의 적층형태이며 한 개의 면적이 약  $2.25 \mu m^2$ 인 접합이 4개로 직렬 연결되어 있다. 접합 캐패시턴스는 약 38 fF, 정상상태 저항은 약  $80 \Omega$ 이다. 냉각온도가 4.2 K 상태일 때 직류 특성은 그림 6에 나타냈으며 양자 어드미턴스 계산에 이용하기 위하여 실험된 직류 전압-전류 특성을 1024개로 양자화시켰다. 최적 믹서 바이어스 전압은 첫번째 준입자 계단이 생성되는 전압  $V_0 = N[\ V_g - (\hbar \omega_p / 2e)]$  이므로<sup>191</sup> 이 조건에 만족하는 직류 바이어스 전압과 국부 발진 신호에 의한 바이어스 전압을 인가하여 해석하였다. 여기서  $V_g$ 는 초전도체 접합의 갭(gap) 전압으로 약 2.75 mV이며  $N$ 은 접합의 갯수이다. 중간 주파수(1.4 GHz)

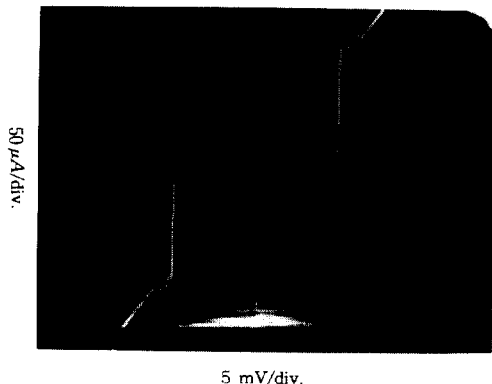


그림 6. 초전도체 접합의 직류 전류 전압 특성  
Fig. 6. Characteristic of DC I/V of SIS junction.

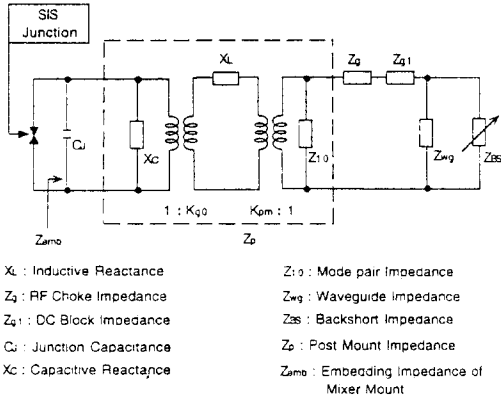
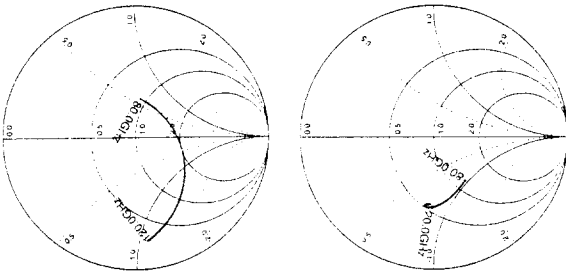


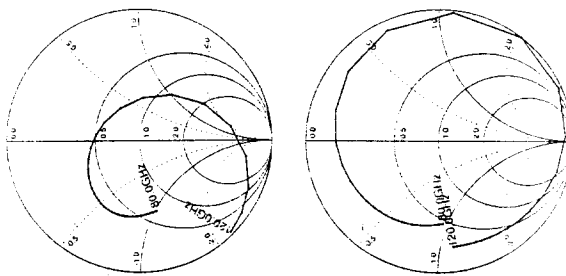
그림 7. 믹서 마운트의 등가회로  
 Fig. 7. Equivalent circuit of mixer mount.

출력 단자의 부하 임피던스는 초단 중간 주파수 증폭기가 연결되므로 부하 임피던스는  $50 \Omega$ 으로 하였다. 믹서 마운트를 구성하는 각 부분의 임피던스는 앞 장에서 해석되었으며 그림 2에 제시한 실제의 믹서 마운트를 등가회로로 나타내면 그림 7과 같이 된다.

이 등가 회로로부터 초전도체 접합에서 백쇼트까지의 거리( $l_k$ ) 변화( 0.5, 1.0, 1.5, 2.0 mm)에 따른 믹서 마운트 상측파대의 임베딩 임피던스는 그림 8에 제시하였다. 여기서 스미스 차트 위에 그려진 모든 임피던스 궤적의 주파수는 시계 방향으로 처음 시작점이  $80 \text{ GHz}$  종료점이  $120 \text{ GHz}$ 를 나타낸다. 믹서의 중간 주파수 단자 부하 임피던스는 초단 증폭기와 임피던스 정합을 고려하여  $50 \Omega$ 으로 결정하였다. 그림에 나타난 바와 같이 백쇼트의 위치에 따라 믹서의 동작 주파수인  $80 \text{ GHz} - 120 \text{ GHz}$  범위에서 믹서 마운트의 임베딩 임피던스 변화는 백쇼트 위치가  $0.5 \text{ mm}$ 와  $1.5 \text{ mm}$  이상인 경우는 주파수에 따라 임피던스가 매우 급격히 변화되어 주어진 백쇼트 위치에서 광대역 임피던스 정합이 어렵다는 것을 알 수 있다. 그러나  $1.0 \text{ mm}$  부근에서는 가장 적은 범위로 변화되므로 이 백쇼트 위치에서 초전도체 믹서의 확대 임피던스와 광대역 임피던스 정합이 용이함을 알 수 있다.

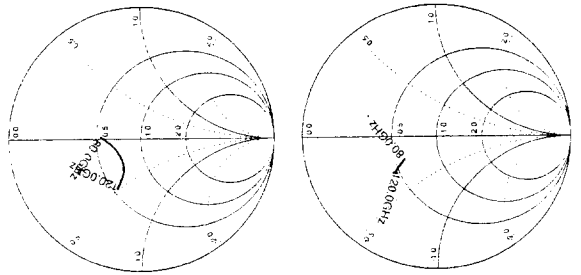


backshort position : 0.5 mm    backshort position : 1.0 mm

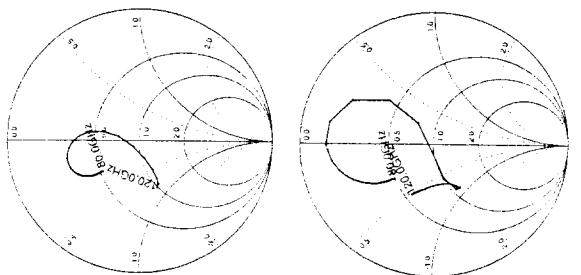


backshort position : 1.5 mm    backshort position : 2.0 mm

그림 8. 주어진 여러가지 백쇼트 위치의 믹서 마운트 임베딩 임피던스  
 Fig. 8. Embedding impedance of mixer mount as a function of given backshort positions.



backshort position : 0.5 mm    backshort position : 1.0 mm

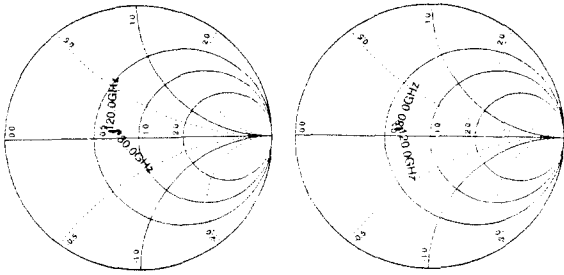


backshort position : 1.5 mm    backshort position : 2.0 mm

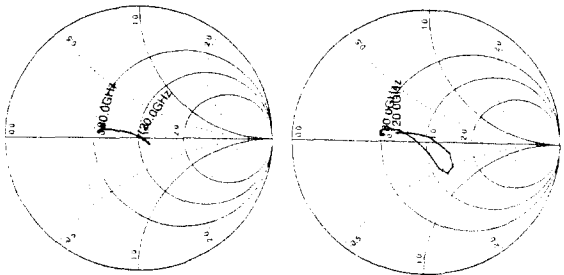
그림 9. SIS 믹서의 상측파대 입력 확대 임피던스  
 Fig. 9. Input port augmented impedance at upper-side band of SIS mixer as a function of given backshort positions.

그림 9와 그림 10은 식 (3)으로부터 계산된 초전도체 믹서의 각 단자 확대 임피던스인 상측파대 입력 단자

임피던스 ( $Z_{11}$ )와 중간 주파수 단자 임피던스 ( $Z_{00}$ )에 대한 백쇼트 위치 변화에 따른 각 임피던스의 변화를 나타냈다. 상측파대 단자 임피던스도 백쇼트 위치가 1.0 mm 부근에서 임피던스 변화가 적어 광대역 임피던스 정합이 용이함을 알 수 있다.



backshort position : 0.5 mm    backshort position : 1.0 mm



backshort position : 1.5 mm    backshort position : 2.0 mm

그림 10. SIS 믹서의 중간 주파수 출력단자 확대 임피던스

Fig. 10. Output port augmented impedance at IF of SIS mixer as a function of given backshort positions.

출력단자인 중간 주파수 단자 임피던스는 백쇼트 거리 변화에 거의 변화가 없으므로 백쇼트 거리와 무관하게 높은 임피던스 정합 효율을 예견할 수 있다. 믹서 마운트로 주어지는 믹서 마운트 임베딩 임피던스와 식 (3)으로 주어지는 초전도체 믹서의 확대 임피던스 행렬로부터 각 단자 입력 임피던스가 계산되었으므로 각 단자의 임피던스 정합 효율은 식 (4)로부터 계산할 수 있다. 백쇼트 위치 변화에 따라 계산된 각 단자의 임피던스 정합 효율은 각각 그림 11과 그림 12에 제시하였다. 그림에 제시한 바와 같이 백쇼트 위치가 1.0 mm 부근에서 각 단자의 임피던스 정합 효율이 가장 좋은 결과를 얻었다. 이것은 앞서 해석한 믹서 마운트의 임베딩 임피던스와 믹서 각 단자의 입력 임피던스도 백쇼트 위치가 1.0 mm 부근에서 주파수에 따른 임피던스

변화가 적어 임피던스 정합이 용이하다는 결과와 일치하고 있다. 0.5 mm와 1.5 mm 이상에서 정합 효율이 나쁜 이유는 앞서 계산된 결과에서 보듯이 믹서 마운트의 임피던스가 주파수에 따라 급격히 변화되기 때문이다. 예견한 바와 같이 중간 주파수 단자의 정합 효율은 백쇼트 거리와는 거의 무관하게 높은 값을 보이고 있다.

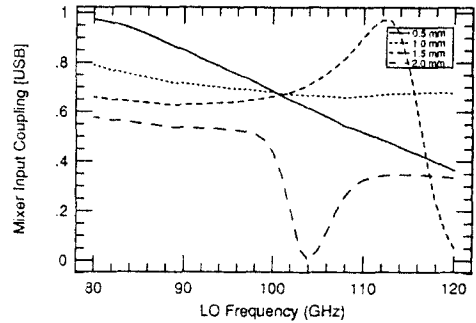


그림 11. 백쇼트 위치에 따른 믹서 마운트 임피던스와 확대 임피던스와의 믹서 입력 임피던스 정합 효율

Fig. 11. Input port impedance matching efficiency between mixer mount and augmented impedance of SIS mixer as a function of given backshort positions.

보다 정밀한 백쇼트 위치를 결정하기 위하여 백쇼트 위치를 0.8 mm 부터 1.4 mm 까지 세분하여 정합 효율을 검토한 결과는 그림 13에 제시하였다. 계산된 결과를 보면 믹서 마운트의 임베딩 임피던스와 믹서 단자의 입력 임피던스의 변화가 백쇼트 위치에 따라 크게 변화되지 않으므로 믹서 마운트를 제작할 때 백쇼트 위치를 약 1.0 mm 근처로 고정시켜 제작하면 되므로 마운트 제작에도 용이함을 알 수 있다. 이상과 같이 검토된 결과로부터 믹서가 광대역 (80 GHz - 120 GHz)에서 최적 정합 효율을 갖기 위한 고정 백쇼트 위치는 1.1 mm로 결정되었다. 그러므로 믹서 마운트를 제작할 때 초전도체 접합으로부터 약 1.1 mm에 도파관 면을 단락시키면 밀리미터파 대역에서 요구되는 매우 큰 전압정재파 비를 갖는 별도의 비접촉 백쇼트를 제작할 필요없이 쉽게 제작할 수 있다. 또한 장시간 백쇼트를 사용함으로써 발생하는 백쇼트의 기능 장애, 즉 백쇼트의 마모로 인한 전압 정재파비의 특성 저하로 인한 믹서의 성능 저하를 방지할 수 있다. 또한 우주 전파 수신을 위한 다중 빔 수신기에 이 믹서를 이

용하면 수신기의 조정이 간편하다는 장점도 있어 다중 빔 수신기의 믹서로도 적합하다는 것을 알 수 있다. 본 논문에 제시한 도파관형 믹서의 등가회로 모델과 구성 부품의 임피던스 해석 방법은 비슷한 구조를 갖는 도파관형 Gunn 발진기 또는 주파수 체배기의 등가회로 모델 해석과 설계에도 응용될 수 있다.

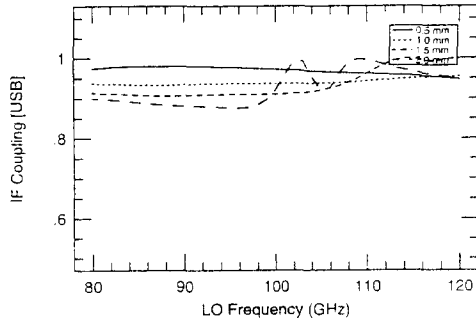


그림 12. 백쇼트 위치에 따른 믹서 마운트 임피던스와 확대 임피던스와의 믹서 출력 임피던스 정합 효율

Fig. 12. Output port impedance matching efficiency between mixer mount and augmented impedance of SIS mixer as a function of given backshort positions.

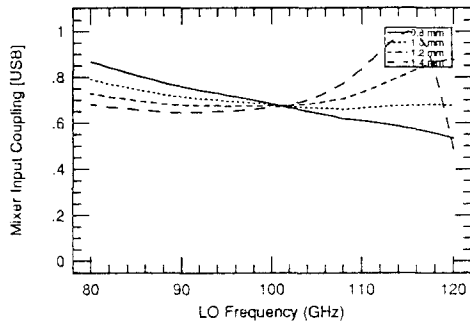


그림 13. 백쇼트 위치에 따른 믹서 마운트 임피던스와 확대 임피던스와의 믹서 입력 임피던스 정합 효율

Fig. 13. Input port impedance matching efficiency between mixer mount and augmented impedance of SIS mixer as a function of given backshort positions.

#### IV. 결 론

80 GHz ~ 120 GHz대의 광대역 도파관형 초전도체 믹서의 양자 RF 임피던스 해석과 도파관형 믹서 마운트 등가회로의 모델링 및 임베딩 임피던스를 해석하는

방법에 대하여 기술하였다. 믹서의 동조 장치인 기계적 백쇼트를 사용하지 않고 고정된 백쇼트 위치에서 믹서의 입출력 단자인 상측과대 주파수와 중간 주파수 단자에서의 초전도체 믹서의 확대 임피던스 매트릭스와 믹서 마운트의 임베딩 임피던스와의 임피던스 정합에 관하여 검토하였다. 고정된 백쇼트 위치에서 믹서의 동작 주파수 범위인 85 GHz ~ 115 GHz 대역의 믹서 입력 단자 임피던스와 믹서 마운트 임피던스와의 임피던스 정합 효율이 약 80% 정도로 양호한 특성을 얻어 본 논문에 제시한 방법으로 믹서 마운트를 설계하면 주파수에 따른 백쇼트나 E-면 조정장치를 조정할 필요 없이 광대역 믹서로 사용할 수 있음을 확인하였다. 이 방법은 도파관 형태의 Gunn 발진기 및 주파수 체배기 설계에도 활용될 수 있다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 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, pp.1419-1442, 1984.
- [2] S. K. Pan et al., "An 85-116 GHz SIS Receiver Using Inductively Shunted Edge Junctions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 3, pp.580-592, March 1989.
- [3] T. H. Buttgenbach et al., "A Broad Band Low-Noise SIS Receiver for Submillimeter Astronomy", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, no. 12, pp.1720-1725, Dec. 1988.
- [4] S. R. Davies and L. T. Little, "The Effect of Mixer Mount Loss on the Performance of SIS Receivers", *International Journal of Infrared and Millimeter waves*, vol. 11, no. 2, pp.89-100, 1990.
- [5] D. Winkler and T. Claeson, "High Frequency Limits of Superconducting Tunnel Junction Mixers", *J. Appl. Phys.* 62(11), pp.4482-4498, Dec. 1987.
- [6] E. C. Sutton, W. C. Danchi, P. A. Jaminet, and R. H. Ono, "A Superconducting Tunnel Junction Receiver for 345 GHz",



- International Journal of Infrared and Millimeter waves*, vol. 11, no. 2, pp.133-149, 1990.
- [7] H. Ogawa, A. Mizuno, H. Hoko, H. Ishikawa, and Y. Fukui, "A 110 GHz SIS Receiver Radio Astronomy", *International Journal of Infrared and Millimeter waves*, vol. 11, no. 6, pp.717-726, 1990.
- [8] M. K. Brewer and A. V. Räisänen, "Dual Harmonic Noncontacting Millimeter Waveguide Backshorts: Theory, Design, Test", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, no. 5, pp.708-714, May 1982.
- [9] J. R. Tucker and M. J. Feldman, "Quantum Detection at Millimeter Wavelengths", *Reviews of Modern Physics*, vol. 57, no. 4, pp.1055-1113, Oct. 1985.
- [10] J. W. Kooi et al., "180-425 GHz Low Noise SIS Waveguide Receivers Employing Tuned Nb/AlOx/Nb Tunnel Junctions", Caltech Submillimeter Observatory Astrophysics preprint.
- [11] 한석태 외 7인, "서브-밀리미터 전파 수신기 개발 (I)", 과기처 특정연구 보고서, 1995년 4월
- [12] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures.*, Artech House, Inc., pp.255-354. 1980.
- [13] T. Noguchi, S. Shi, and J. Inatani, "Parallel Connected Twin SIS Junctions for Millimeter and Submillimeter Wave Mixers: Analysis and Experimental Verification", *IEICE Trans. Electron.*, vol. E78 C, no. 5, pp.481-489, May 1995.
- [14] R. L. Eisenhart and P. J. Khan, "Theoretical and Experimental Analysis of a Waveguide Mounting Structure", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, no. 8, pp.706-719, Aug. 1971.
- [15] C. Hagstrom and S. Lidholm, "On MM-Wave Frequency Downconverters", Research Laboratory of Electronics and Onsala Space Observatory Research Report, no. 130, 1977.
- [16] 한석태 외 3인, "밀리미터파 믹서용 초전도 터널 집합 설계와 제작에 관한 연구", *電子工學會誌* 第30卷 第10號, pp.13-19, 1993年 10月

---

 저 자 소 개
 

---

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