研究論文

790–950 GHz 低雑音バランスド SIS ミキサ

小嶋 崇文^{*,†}, 藤井 泰範^{*}, 鶴澤 佳徳^{*}

A Low-noise Balanced SIS Mixer for the 790–950 GHz Band

Takafumi KOJIMA^{*,†}, Yasunori FUJII^{*} and Yoshinori UZAWA^{*}

Synopsis: We have developed a low-noise balanced superconductor-insulator-superconductor (SIS) mixer using a waveguide 3-dB 90-degree hybrid coupler over the radio frequency (RF) range of 790–950 GHz and intermediate frequency range of 4–12 GHz at an operating temperature of 4 K. The RF coupler was carefully designed in regards to machining errors so that the entire amplitude imbalance including the mixer gain became smaller. The fabricated coupler was characterized at both room and cryogenic temperature. The receiver noise temperature of the balanced SIS mixer was below 350 K over the entire frequency band and the local oscillator (LO) noise rejection ratio was estimated to be more than 15 dB. This result is equivalent to state-of-the-art mixer performance at this frequency range.

Keywords: SIS mixer, terahertz, waveguide, local oscillator

(Some figures in this article may appear in colour only in the electric version)

1. はじめに

ミリ波からテラヘルツ帯の天文観測において効率的な観測を実現するには、広帯域かつ低雑音な受信機が必要不可欠である。通常 100 GHz 以上ではヘテロダイン検波が用いられ、ミキサを使って Radio Frequency (RF) 信号を局部発振 (LO) 波によってマイクロ波帯の Intermediate Frequency (IF) 信号に変換した後に増幅している。ミキサ素子には Superconductor-Insulator-Superconductor (SIS) トンネル接合や Hot Electron Bolometer (HEB) などの超伝導材料を用いた非線形デバイスが用いられる。Atacama Large Millimeter/submillimeter Array (ALMA) プロジェクトでは厳しい受信機仕様のもと、量子雑音限界の 3–5 倍以下の性能を有する SIS 受信機の量産技術が確立され、66 台の各アンテナに 30–950 GHz の低雑音受信機が搭載される¹⁾。現在、本格稼働が始まっているが、500 GHz 以上では観測できる日数が限られることから、観測効率向上のために受信機の低雑音化は今後も重要な課題である。また、ALMA 望遠鏡の機能を拡張するために、現在はカバーしていない 1 THz を超える受信機を開発することも重要な

課題の一つである。これらテラヘルツ帯受信機の低雑音化および開発にはミキサだけでなく LO 電力の高出力化と利用効率の向上、LO 雑音の低減など、LO 系に着目した性能改善・開発も重要である。例えば、ALMA の最高周波数帯 Band 10 (RF: 787–950 GHz) では、一部の受信機で LO 雑音を要因として受信機雑音温度 50 K 程度 (4–12 GHz の IF 帯域積分値) の上昇が確認されており²⁾、性能改善が望まれる。

SIS や HEB ミキサをテラヘルツ帯で低雑音に動作させるためには数 μW 程度の LO 波をミキサ素子に入力する必要がある。ALMA 望遠鏡をはじめとする 100 GHz 以上の周波数帯の広帯域受信機では LO 周波数の制御を容易にするために電氣的制御が可能なマイクロ波帯のシンセサイザや Yttrium Iron Garnet (YIG) 発振器などの出力を逡倍することで LO 波を得ることが多い。500 GHz 以下のヘテロダイン受信機では LO 電力が十分得られるため RF 信号と LO 波を結合させるために 20 dB 程度の結合度を有する LO カプラが用いられる。しかしながら、それ以上の周波数では逡倍次数がさらに上がるため、逡倍器の変換効率が低くなり、大きな LO 電力を得ることが難しい。このため、高い周波数ではカプラの結合度を高くするなどの対処が必要になり、RF 信号の一部損失により受信機雑音温度が上昇する。さらに、LO カプラは LO 波のキャリア周波数の電力だけでなく付随するサイドバンド雑音も低減する効果を持つため、カプラの結合度を高くすると LO 系からのサイドバンド雑音が入力する懸念がある。

Received March 29, 2014

^{*} 国立天文台

〒181-8588 東京都三鷹市大沢 2-21-1

National Astronomical Observatory of Japan, 2-21-1 Osawa, Mitaka, Tokyo 181-8588, Japan

[†] E-mail: t.kojima@nao.ac.jp

DOI: 10.2221/jcsj.49.359

Fig. 1 Schematic of the waveguide balanced SIS mixer.

LO 系の AM 雑音は源振に付随するサイドバンド雑音電力と通倍器やアンプの個数などから決まり、通倍次数が高いほど大きくなる^{3,4)}。また、パワーアンプを得る線形領域や通倍器をアンダーパンプ状態で動作させると LO 雑音が増加することがあると報告されており^{5,6)}、パワーアンプの利用できない 500 GHz 以上では LO 系の適切な設計が必要である。LO 雑音の低減方法については LO カプラの結合度以外にも通倍器から出力されるテラヘルツ波を減衰させることで LO 雑音も低減可能であることが報告されている⁷⁾。しかしながら、いずれの方法も高い低減効果が得られるのは LO 電力が多く得られる場合であり、1 THz 付近からそれ以上の周波数では難しい。以上の背景から、通倍次数の高い 500 GHz 以上の周波数帯では LO 電力を効率的に利用し、かつ、LO サイドバンド雑音を低減できる方法が必要である。

バランスドミキサはこれら LO 系由来の問題を解決するのに有効なミキサ形態であり、シングルエンドミキサに対して LO 電力が 1 桁程度少なくよく、LO 雑音を抑圧できるなど有利な点を持つ。一方、性能の揃った 2 つのミキサ、RF 帯に低損失で広帯域な 90°あるいは 180°の位相遅延を持つ 3 dB ハイブリッドカプラ、IF 帯には 180°ハイブリッドカプラあるいは同相で電力合成が可能なパワーカプラが必要となりテラヘルツ帯では実現が困難であった。700 GHz 以上の周波数帯では 1.3 THz⁸⁾、2.7 THz⁹⁾で HEB ミキサを用いたバランスドミキサが報告されている。しかしながら、HEB ミキサは原理的に高い周波数の IF 出力を得ることが難しく、現状では 4 GHz 程度が実用上の帯域の限界である。一方、SIS ミキサは高い周波数まで IF を得ることができ、帯域幅の観点で有利である。750 GHz 以下の周波数帯では、500 GHz 帯で導波管型 SIS ミキサ¹⁰⁻¹²⁾、600 GHz でメンブレン^{13,14)}を用いた報告例がある。一方、750 GHz 以上の周波数帯では Nb のギャップ周波数を超えるために低雑音な SIS ミキサの実現が困難であったことや、高精度な導波管回路の実現とその評価が難しかったことからバランスド SIS ミキサは実現されていない。これまで、我々は高品質な NbTiN 膜を用いて回路を低損失化し、また、広帯域・低雑音を同時に満たす回路設計上の工夫により量子雑音の 5 倍以下で動作する ALMA band 10 用 (RF : 787–950 GHz, IF : 4–12 GHz) SIS ミキサの開発に

Fig. 2 Cross-sectional drawing of the branch-line-type RF 3-dB 90-degree hybrid coupler. The waveguide size is WR-1.2 (152 × 304 μm).

成功している¹⁵⁾。本研究ではこの SIS ミキサを用いた低雑音・広帯域バランスドミキサの実現と、それによる LO サイドバンド雑音低減効果の確認を目的とし、シングルエンド SIS ミキサと同等以上の性能を得ることを目標とした。すなわち、高い LO 雑音抑圧効果 (LO 雑音抑圧度 $LNR > 13$ dB) を示し、雑音温度が同等であることである。本論文では、バランスド SIS ミキサの要素回路の設計とその評価、雑音温度や LO 雑音の抑圧度の評価結果について報告し、ALMA Band 10 受信機や 1 THz 以上の周波数帯への応用や設計指針・課題などについて論ずる。

2. バランスド SIS ミキサの設計

2.1 バランスド SIS ミキサの構成

本実験でのバランスド SIS ミキサの構成を Fig. 1 に示す。本実験では特性付けを可能にするために、機能ごとのモジュールを組み合わせて構成している。2 つの SIS ミキサの回路は¹⁵⁾と同等であり、本実験では臨界電流密度 $J_c=13.5$ kA/cm²、サイズ 0.95 μmφ の Nb 接合を用いたミキサチップを使用し、ミキサブロック内に実装される¹⁶⁾。個々のミキサの性能については 4.2 節で結果を示した。

RF 3 dB ハイブリッドカプラの 2 つの出力ポートの位相差については、ミキサ素子で発生する RF 信号と LO 波の相互変調成分の抑圧効果が高いことから 90°よりも 180°の方が望ましいとされるが¹⁷⁾、180°の場合は一般に回路が大きく、狭帯域である。一方、当周波数帯では 90°を用いたとしてもミキサの帯域外の不要な信号は SIS トンネル接合の大きなキャパシタンスによってシャントされるため相互変調成分の影響は少ないと考えられる¹²⁾。そこで本実験では RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラを選択し、その回路方式は当周波数帯でも実現可能なブランチライン型を採用した。

IF 帯については、4–12 GHz という広い帯域を得るために、位相差の影響が少ないウィルキンソン型パワーカプラを使用した。SIS ミキサの電流–電圧特性は原点对称性を示すため、2 つのミキサを同極性のバイアスにした場合は IF 信号が同相でミキサから出力され、逆極性のバイアスにした場合は逆相で出力される。このため、同極性バイアス時は LO 雑音が出力されて RF 信号は内部回路の抵抗素

Fig. 3 Simulation results for the hybrid coupler without machining error and with errors of $\pm 5 \mu\text{m}$. (a) Magnitude of the s-parameter. (b) Phase difference between S_{21} and S_{31} . The port number refers to Fig. 2.

子で終端され、逆極性バイアス時は RF 信号が出力されて LO 雑音は終端される。

2.2 RF 3-dB 90° ハイブリッドカプラ

LO 雑音の抑圧度はバランストミキサを構成する個々のコンポーネントの利得・位相のアンバランスによって決まる。Fig. 1 で示す構成では、RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラと SIS ミキサの特性が重要である。SIS ミキサの利得は LO の入力電力に依存するため、RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラの電力分配にアンバランスがある場合、個々の SIS ミキサに入力される LO 電力にもアンバランスが生じる。この場合、SIS ミキサの利得にもアンバランスが生じ、LO 雑音の抑圧度が劣化する。したがって、RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラの分配特性に注意した設計が必要となる。

ブランチライン型 RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラは通常ブランチライン部の導波管幅を変えてインピーダンス整合を取るのが普通であるが、一定幅であっても溝の数を増

Fig. 4 Simulated mixer gain and receiver noise temperature as a function of LO power consumed in SIS junctions. The noise temperature does not include RF losses.

Table 1 Estimation of maximum amplitude imbalance of the components for machining errors of 0, +5 and $-5 \mu\text{m}$.

Machining error	$-5 \mu\text{m}$	$0 \mu\text{m}$	$+5 \mu\text{m}$
RF 3-dB 90-degree hybrid coupler [dB]	2.3	1.1	0.8
Mixer gain [dB]	0.9	0.4	0.3
Total [dB]	3.2	1.5	1.1

やすことでリターンロスが改善し、広帯域特性が得られることがよく知られている。そこで加工の容易さを優先して溝幅を一定とし、6つの $45 \mu\text{m}$ 幅の溝を持つブランチラインを設計し、3次元電磁界シミュレータ HFSS (ANSYS 社) を用いて S パラメータを計算して最適化した (Fig. 2)。この結果、 S_{21} と S_{31} に関して全帯域で最大の利得差 1.1 dB、位相差 $90^\circ \pm 0.5^\circ$ 、また、 S_{11} と S_{41} も -20 dB 以下の結果を得た。機械加工ではおよそ $\pm 5 \mu\text{m}$ 程度の加工精度で製作が可能であるが、ブランチライン部の溝には比較的一様な加工誤差がつきやすいと考えられる。そこで、ブランチラインの溝幅が全体的に $+5 \mu\text{m}$ あるいは $-5 \mu\text{m}$ の加工誤差がついた場合について検討した。ここで、溝幅が広くなる方を正にとった。Fig. 3 (a)と(b)より、溝幅が $5 \mu\text{m}$ 広くなる場合は、 S_{21} と S_{31} の比は最大 0.9 dB、位相差 $90^\circ \pm 0.7^\circ$ 、 $5 \mu\text{m}$ 狭くなる場合については最大 2.3 dB、位相差 $90^\circ \pm 0.4^\circ$ のアンバランスが生じることがわかった。また、 S_{41} と S_{11} については大きな変化がないことがわかった。

次に LO 波のミキサへの入力電力に対する受信機雑音温度とミキサ利得について計算し、RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラのアンバランスがある場合に受信機が最も低雑音動作する LO 入力電力を基準としてどの程度利得のアンバ

ランスが生じるかを見積もった。SIS ミキサは文献¹⁵⁾と2.1 節で説明したパラメータを使用して計算した。Fig. 4より、LO 電力が小さい場合は LO 電力に対してミキサの利得は線形に増加するが、最大の利得に近づくにつれて緩やかに増加することがわかる。Table I に RF 3-dB 90°ハイブリッドカップラの最大アンバランス値、また、それによるミキサ利得のアンバランスを加工誤差に対してまとめた。IF カプラのアンバランスについては無視した。本設計での全アンバランスは最大 3.2 dB であり、これは位相差を無視した場合に約 15 dB の LO 雑音抑圧比 (LNR) が得られることに相当する¹⁸⁾。したがって、本設計では加工誤差を許容しても高い LNR が得られるものと考えられる。

3. バランスド SIS ミキサの測定系

バランスド SIS ミキサの測定系を Fig. 5 に示す。測定系はコルゲートホーン、RF 3-dB 90°ハイブリッドカップラ、2つの SIS ミキサ、2つのアイソレータ、IF カプラ、そして、低雑音アンプからなる。IF 帯コンポーネントはすべて 4–12 GHz の帯域幅を持つ。バランスド SIS ミキサを構成するコンポーネントは 4 K ステージ上に置かれる。IF 出力は常温のアンプで増幅した後に 4–12 GHz の積分値を Agilent 社 E4419B パワーメータで、IF 出力の周波数特性は Agilent 社 E4445A スペクトラムアナライザを用いて測定した。LO 波は、100 GHz 帯の Gunn 発振器あるいは 25 GHz のシンセサイザ出力を 4 通倍して得た 100 GHz の出力を源振として用い、WR-10 導波管 (1.27 mm×2.54 mm) を用いてクライオスタットの 4 K ステージ上に置かれる 3×3 通倍器に入力して 9 通倍することによって 900 GHz の出力を得た。LO 波は WR-1.2 導波管を用いて RF 3-dB 90°ハイブリッドカップラを介して 2つの SIS ミキサに入力した。

Fig. 5 Experimental setup of the balanced SIS mixer.

4. 要素回路の評価

4.1 RF 3-dB 90° ハイブリッドカップラの評価

前述のとおり、RF 3-dB 90°ハイブリッドカップラの特性は挿入損失 $|S_{21}|^2$ と結合度 $|S_{31}|^2$ のアンバランスが重要であり、その特性を常温 (295 K) と低温 (4 K) 状態の両方で見積もった。RF 3-dB 90°ハイブリッドカップラ内の導波管長は同じであることから導波管での抵抗損失が同じ $L(>1)$ であると仮定し、ポート 1 から電力 P_S を入力してポート 2 と 3 でパワーセンサが受け取った電力値をそれぞれ P_2 , P_3 とすると、

$$P_2 = |S_{21}|^2 P_S / L \quad (1)$$

$$P_3 = |S_{31}|^2 P_S / L \quad (2)$$

となる。したがって、以下の式より P_2 と P_3 を測定することによって、 $|S_{21}|^2$ と $|S_{31}|^2$ の推定が可能である。すなわち、

$$|S_{21}|^2 = P_2 / (P_2 + P_3) \quad (3)$$

$$|S_{31}|^2 = P_3 / (P_2 + P_3) \quad (4)$$

ここで、 $|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$ と仮定した。

常温では Fig. 5 の LO 系と同様に、25 GHz を 4 通倍して 100 GHz を発生させ、さらに 9 通倍して得た 900 GHz の電力を信号源として用い、Erickson 社 PM4 パワーセンサを用いて P_2 と P_3 を計測した。一方、低温では SIS 接合をパワーセンサとして用いることで RF 3-dB 90°ハイブリッドカップラを評価した。SIS 接合はある角周波数 ω の電波が入力されると接合にかかる電圧 V_{LO} やバイアス電圧 V_{bias} に応じて、直流電流 I_{DC} として応答する¹⁹⁾。

Fig. 6 Measured result of $|S_{21}|^2$ and $|S_{31}|^2$ at (a) room temperature and (b) cryogenic temperature. The thick lines in (b) indicate moving averages of $|S_{21}|^2$ and $|S_{31}|^2$.

Fig. 7 Measurement results of receiver noise temperature and mixer gain for single-ended SIS mixers A and B.

$$I_{DC}(V_{bias}, V_{LO}, \omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2\left(\frac{eV_{LO}}{\hbar\omega}\right) I_{DC}^0(V_{bias} + \frac{n\hbar\omega}{e}) \quad (5)$$

ここで、 J_n は第一種ベッセル関数、 I_{DC}^0 は LO 電力を印加しない時の直流電流、 e は電気素量、 $\hbar$ はプランク定数である。測定では Fig. 5 の LO 系を信号源として用い、SIS ミキサ B (ポート 2) および A (ポート 3) の電流応答を計測することでそれぞれの V_{LO} を推定し、印加された LO 入力電力 P_2 および P_3 を見積もることができる。

Fig. 6 に常温および低温で測定した $|S_{21}|^2$ と $|S_{31}|^2$ 結果を示す。冷却時は測定結果に定在波によるリップルが生じていたため、測定結果からリップルに相当する周波数成分をフィルタリングにより除去したデータから $|S_{21}|^2$ と $|S_{31}|^2$ を計算した。常温と低温でほぼ同じ結果が得られており、両者でほとんど変化がないことがわかる。常温の結果を参照すると 790–950 GHz の帯域で最大 3.8 dB のアンバランスが生じているが、930 GHz まで 2.3 dB 以内であり、前述のとおりミキサの性能が揃っている場合は 15 dB 以上の LNR が得られると考えられる。設計値に対するずれについては、Fig. 3 (a)の+5 μm とよく似た特性であり、ブランチライン部の溝幅がやや広くなっているものと推測される。

4.2 シングルエンド SIS ミキサの評価

電流–電圧特性がほぼ同等の SIS ミキサを 2 つ選定し、Fig. 5 と同様の測定系を用いて評価した。バランスドミキサと雑音温度を比較するために Fig. 5 の RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラと同じ 30.6 mm の導波管長を持つ 10 dB カプラモジュールを置き¹⁶⁾、B の位置に導波管型終端器を、A の位置に SIS ミキサを接続した。また、IF 系は、IF カプラを取り除いて片側のアイソレータに接続し、低雑音アンプに接続する構成とした。また、LO 電力印加時のミキサの直流電流値がほぼ同じになるように調整し、両ミキサとも

Fig. 8 Current- and IF output power-voltage characteristics of the balanced SIS mixer for the use of Gunn-based and synthesizer-based LO oscillators at the LO frequency of 862 GHz. Bias voltage for mixer B was fixed at +2 mV, and for mixer A was swept from -5 mV to +5 mV.

Fig. 9 Measurement results of the receiver noise temperature for two LO sources as a function of IF at LO frequency of 862 GHz.

に同じ動作状態となるようにして測定した。**Fig. 7** に 2 つの SIS ミキサ A と B の IF 帯域 4–12 GHz を積分した受信機雑音温度およびミキサ利得の LO 周波数依存性を示す。両ミキサともに雑音温度は全帯域で 310 K を切り、利得の比は 0.6 dB 以内であり、ほぼ同等の性能が得られていると言える。この結果はクライオスタットの入力窓や導波管損失を含んでいる。

5. バランスド SIS ミキサの実験結果と考察

5.1 受信機雑音温度

同じ LO 電力に対してミキサ B の方がミキサ利得がやや高い傾向にあるため、RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラの結

果を考慮して、ポート 2 にミキサ B をポート 3 にミキサ A を配置した。実験ではミキサ B のバイアス電圧を+2 mV に固定し、ミキサ A を-5 mV から+5 mV まで掃引した。ミキサのバイアス極性が同じ場合は LO 雑音に対応する IF 信号が出力され (LO ポート)、逆の場合には RF 信号に対応する IF 信号 (RF ポート) が出力される。受信機雑音温度は Y-factor 法を用いて測定した。\$T_h=295\$ K と \$T_c=77\$ K の黒体輻射を入力したときの受信機出力を \$P_{Sh}\$ と \$P_{Sc}\$ とすると RF ポートで測定される Y ファクタは下記のようになり、

$$Y_S = \frac{P_{Sh}}{P_{Sc}} \quad (6)$$

RF ポートで測定される受信機雑音温度 \$T_{RX-RF}\$ は、

$$T_{RX-RF} = \frac{T_h - Y_S T_c}{Y_S - 1} \quad (7)$$

である。

本測定では、LO 雑音に対する効果を確認するために、シンセサイザおよび Gunn 発振器を源振とする LO 系を用いてバランスド SIS ミキサを評価した。Fig. 8 に LO 周波数 862 GHz におけるシンセサイザ系および Gunn 系の LO 印加時の電流-電圧特性と 295 K および 77 K の黒体輻射を入力したときの IF 出力特性を示す。RF ポートはシンセサイザ系と Gunn 系ともにほぼ同様の出力値であるのに対して、LO ポートの出力は Gunn 系に比べてシンセサイザ系の方が 5 dB 以上高いことがわかる。これは、シンセサイザ系を用いた LO 系から大きな雑音が LO ポートに流入しているということと、RF ポートへの LO 雑音の漏れこみが抑圧できているということを示している。また、Fig. 9 に LO 周波数 862 GHz における IF 特性を示すが、Gunn 系・シンセサイザ系の雑音温度はほぼ同様の周波数特性が得られた。

Fig. 10 はシンセサイザ系と Gunn 系を使用した場合の受信機雑音温度の LO 周波数特性を示している。まず、Gunn 系は最小雑音温度 240 K、全帯域で 350 K を切る非常に低雑音な性能が得られた。帯域の端でやや雑音温度が高くなっているが、シングルエンドミキサとほぼ同等の結果が得られている。次に、クライオスタットの真空窓や RF 3-dB 90° ハイブリッドカップラの導波管損失、LO 雑音の影響がない場合のバランスド SIS ミキサの受信機雑音温度 \$T'_{RX}\$ を以下のように見積もった。LO 雑音の入力電力に対して RF ポートに出力される LO 雑音電力の割合を \$\tau\$ とおくと、RF ポートおよび LO ポートから出力される電力 \$P_S\$, \$P_{LN}\$ は以下のように表すことができる²⁰⁾。

$$P_S = G_{IF} G_{avg} k [G_{WG} T_{LO} \tau + G_{RF} G_{WG} (1 - \tau) T_S + T'_{RX}] \quad (8)$$

$$P_{LN} = G_{IF} G_{avg} k [G_{WG} T_{LO} (1 - \tau) + G_{RF} G_{WG} \tau T_S + T'_{RX}] \quad (9)$$

ここで \$G_{IF}\$, \$G_{avg}\$, \$G_{WG}\$, \$G_{RF}\$ は、それぞれ IF 系の利得、ミキサ A と B の平均の利得、導波管、真空窓の利得を表す。\$T_{LO}\$, \$T_S\$, \$k\$ は、LO 雑音温度、RF ポートから入力する信号の温度、ボルツマン定数を示す。上式から \$T'_{RX}\$ は以下のようになる。

Fig. 10 Receiver noise temperature of the balanced SIS mixer for two LO sources as a function of LO frequency. Solid and open symbols indicate \$T_{RX-RF}\$ and \$T'_{RX}\$, which are calculated using Eqs. (7) and (10), respectively.

$$T'_{RX} = G_{RF} G_{WG} (1 - \tau) T_{RX-RF} - G_{WG} T_{LO} \tau \quad (10)$$

\$G_{RF}\$ に真空窓に用いた厚さ 12.5 \$\mu\$m のポリイミドフィルムの透過特性 (92-94%)、金メッキされた導波管の損失 1.2 dB/25 mm¹⁶⁾より 30.6 mm 長の損失 \$G_{WG}\$ を 1.5 dB と仮定し、次節で計算した \$\tau\$ および \$T_{LO}\$ を用いると、RF 損失および LO 雑音の影響がない場合の受信機雑音温度 \$T'_{RX}\$ は Fig. 10 のようになる。この補正した結果からバランスド SIS ミキサはほぼ全帯域で 200 K 以下で動作していることがわかる。これは、ALMA Band 10 で使用しているシングルエンドミキサと同等の雑音温度である。一方、上式は RF 部や導波管の損失が RF ポートで測定される LO 雑音を含めた受信機雑音温度を上昇させるということを意味しており、RF 3-dB 90° ハイブリッドカップラをミキサユニットと一体化するなどしてできるだけ導波管を短くする設計が今後必要である。一方、これらの結果は当周波数帯のバランスド SIS ミキサとして最高の性能であり、それぞれのコンポーネントが高い性能を発揮し、バランスド SIS ミキサとして適切に機能しているということを示している。

5.2 LO 雑音と LO Noise rejection ratio (LNR)

Fig. 10 の結果から、Gunn とシンセサイザを用いた LO 系での受信機雑音温度を比較すると後者の方が全体的に高い雑音特性を示している。この結果について考察するために、測定結果から LNR と LO 雑音を見積もった。LNR は LO 雑音電力が RF ポートに漏れこむ度合いを表し、次式で定義されている。

$$LNR = \frac{\text{LO ポートに出力される LO 雑音電力}}{\text{RF ポートに出力される LO 雑音電力}} \quad (11)$$

\$P_{inLN}\$ を LO 系から入力されるサイドバンド雑音電力とすると、

$$LNR = \frac{P_{inLN}(1-\tau)}{P_{inLN}\tau} = \frac{1-\tau}{\tau} \quad (12)$$

である。RF 信号と LO 波が通る導波管の長さは同じであることから導波管損失は等しいと仮定した。Y-factor 法と同様に T_S に対して $T_h = 295$ K, $T_c = 77$ K を用い、そのときの各ポートの出力をそれぞれ P_{Sh} , P_{Sc} , P_{LNh} , P_{LNC} とおくと、それぞれの差の比をとることによって、

$$\frac{P_{Sh} - P_{Sc}}{P_{LNh} - P_{LNC}} = \frac{1-\tau}{\tau} = LNR \quad (13)$$

LNR を推定することができる²⁰⁾。一方、LO 雑音に関して、

$$\frac{P_{Sh} - P_{LNh}}{P_{Sc} - P_{LNC}} = \chi \quad (14)$$

とおくと、

$$T_{LO} = \frac{T_h - \chi T_c}{1 - \chi} G_{RF} \quad (15)$$

によって求めることができる。

Fig. 11 に測定値から求めた LNR 、Gunn 系とシンセサイザ系の LO 雑音温度を示す。シンセサイザ系を用いた場合は LO 雑音が非常に高く LO ポートの出力 P_{LNh} と P_{LNC} がほぼ等しくなって LNR を正確に求めることが難しいため、Gunn 系の結果から求めた LNR のみを示した。ただし、SIS ミキサを動作させるための LO 電力は Gunn 系とシンセサイザ系で同じにしており、バランスド SIS ミキサとしてはほぼ同じ特性で動作をしていると考えられる。Fig. 11 より、 LNR は広い帯域に渡って約 20 dB の値が得られていることがわかる。高い周波数で LNR がやや劣化しているが RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラの $|S_{21}|^2$ と $|S_{31}|^2$ のアンバランスが大きい周波数と対応しており、それによるミキサへの入力 LO 電力が利得のアンバランスを生じさせて高い周波数で急激に低下したと考えられる。また、通倍次数の高いシンセサイザ系の方が全体的に雑音温度が高い。特に局所的に雑音温度が高くなっている 820 GHz 周辺、850 GHz 周辺、882 GHz、920 GHz 周辺は、LO 電力が小さくなる周波数と対応しており、900 GHz を出力する通倍器への入力電力が弱いためにアンダーパンプとなり LO 雑音上昇していると考えられる。逆に、LO 電力が十分得られる周波数では LO 雑音は 500 K を下回っており、高い LNR によって受信機雑音にはほとんど寄与していない。

以上の結果より、当周波数帯においてもシングルエンドミキサよりも十分高い 15 dB 以上の LNR でバランスドミキサを動作させることが可能である。一方、15 dB 以上の LNR を持つバランスドミキサを用いたとしても、LO 雑音の受信機雑音への寄与を 5% 程度に抑えるためには LO 雑音を最低限 500 K 程度に抑えておく必要がある。

6. まとめと結論

790–950 GHz 広帯域低雑音バランスド SIS ミキサを開発

Fig. 11 Estimation of LNR and LO noise by the Gunn- and synthesizer-based LOs.

した。設計では導波管型 RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラの通過損失と結合度のアンバランスとそれに伴うミキサ利得のアンバランスを考慮して 15 dB 以上の LNR が得られるように設計した。RF 3-dB 90°ハイブリッドカプラを常温と低温で評価し、双方とも設計と矛盾のない結果であることを確認した。当 RF カプラと 2 つの SIS ミキサ、IF カプラを組み合わせてバランスドミキサ実験を実施したところ、全帯域で 350 K 以下、RF 光学損失と導波管損失を補正した雑音温度はほぼ 200 K を切る性能を得た。これは当周波数帯のバランスド SIS ミキサとして初めての結果であり、ALMA Band 10 で使用されているシングルエンドミキサと同等の低雑音性能である。また、 LNR は 15 dB 以上が得られており、シングルエンドミキサと比べて LO 雑音の高い抑圧効果を有し、バランスドミキサとして各要素回路が適切に機能していることがわかった。したがって、当バランスド SIS ミキサは ALMA Band 10 において十分使用可能な性能を有しており、冒頭で述べた LO 雑音によって劣化している受信機の特性を改善できる見通しを得ることができた。一方 LO 雑音は局所的に高くなる周波数があることがわかった。このような周波数では 1000 K 以上の LO 雑音温度となることもあり、バランスド SIS ミキサを用いたとしても LO 雑音による影響が無視できない可能性がある。したがって LO 雑音のさらなる増加が想定される 1 THz 以上の受信機を低雑音動作させるには LNR を高く維持するとともに LO 系の適切な設計を要すると考えられる。

参考文献

- 1) ALMA observatory. <<http://www.almaobservatory.org/>>
- 2) Y. Fujii, A. Gonzalez, M. Kroug, K. Kaneko, A. Miyachi, T. Yokoshima, K. Kuroiwa, H. Ogawa, K. Makise, Z. Wang and Y. Uzawa: "The first six ALMA band 10 receivers," IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 3 (2013) 39-49

- 3) S.A. Maas: "Noise in linear and nonlinear circuits," Artech House, Inc. (2005) 262-267
- 4) S.A. Maas: "Microwave mixers," Artech House, Inc. (1986) 145-151
- 5) E.W. Bryerton, M.A. Morgan, D.L. Thacker and K.S. Saini: "Maximizing SNR in LO chains for ALMA single-ended mixers," Proceedings of 18th International Symposium on Space Terahertz Technology (2007)
- 6) E.W. Bryerton and J. Hesler: "Sideband noise screening of multiplier-based sub-millimeter LO chains using a WR-10 schottky mixer," Proceedings of 19th International Symposium on Space Terahertz Technology (2008)
- 7) A. Gonzalez, Y. Fujii, K. Kaneko, Y. Uzawa: "Quasi-optical attenuators for ALMA band 10 receiver," Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference (2011)
- 8) D. Meledin, A. Pavolotsky, V. Desmaris, I. Lapkin, C. Risacher, V. Perez, D. Henke, O. Nystrom, E. Sundin, D. Dochev, M. Pantaleev, M. Fredrixon, M. Strandberg, B. Voronov, G. Goltsman, and V. Belitsky: "A 1.3-THz balanced waveguide HEB mixer for the APEX telescope," IEEE Trans. MTT-57 (2009) 89-98
- 9) F. Boussaha, J. Kawamura, J. Stern, A. Skalare, V. White, C. Jung and I. Mehdi: "Development of waveguide balanced HEB receivers beyond 2 THz," Proceedings of 36th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (2011)
- 10) Y. Serizawa, Y. Sekimoto, M. Kamikura, W. Shan and T. Ito: "A 400–500 GHz balanced SIS mixer with a waveguide quadrature hybrid coupler," Int. J. Infrared Milli. Waves **29** (2008) 846–861
- 11) Y. Serizawa, Y. Sekimoto, M. Kamikura, W. Shan, T. Ito, T. Tamura and T. Noguchi: "Development of a 385–500 GHz sideband-separating balanced SIS mixer," Int. J. Infrared Milli. Waves **33** (2012) 999–1017
- 12) J.W. Kooi, R.A. Chamberlin, R. Monje, B. Force, D. Miller and T. G. Phillips: "Balanced receiver technology development for the Caltech submillimeter observatory," IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. **2** (2012) 71-82
- 13) M.P. Westig, K. Jacobs, J. Stutzki, M. Schultz, M. Justen and C.E. Honingh: "Balanced superconductor-insulator-superconductor mixer on a 9 μm silicon membrane," Supercond. Sci. Technol. **24** (2011) 085012
- 14) M.P. Westig, M. Justen, K. Jacobs, J. Stutzki, M. Schultz, F. Schomacker, and N. Honingh: "A 490GHz planar circuit balanced Nb-Al₂O₃-Nb quasiparticle mixer for radio astronomy: Application to quantitative local oscillator noise determination," J. Appl. Phys. **112** (2012) 093919
- 15) T. Kojima, M. Kroug, M. Takeda, Y. Uzawa, W. Shan, Y. Fujii, Z. Wang and H. Ogawa: "Three quanta sensitivity superconductor–insulator–superconductor mixer for the 0.78–0.95 THz band," Appl. Phys. Express **2** (2009) 102201
- 16) T. Kojima, K. Kuroiwa, Y. Uzawa, M. Kroug, M. Takeda, Y. Fujii, K. Kaneko, A. Miyachi, Z. Wang and H. Ogawa: "A low-noise terahertz SIS mixer incorporating a waveguide directional coupler for LO injection," Int. J. Infrared Milli. Waves **31** (2010) 1321-1330
- 17) J.W. Kooi, A. Kovács, B. Bumble, G. Chattopadhyay, M.L. Edgar, S. Kaye, R. LeDuc, J. Zmuidzinas and T.G. Phillips: "Heterodyne instrumentation upgrade at the Caltech submillimeter observatory," Proceeding of Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series (2004)
- 18) S.M.X. Claude and C.T. Cunningham, A.R. Kerr and S.-K. Pan: "Design of a sideband-separating balanced SIS mixer based on waveguide hybrids," ALMA Memo 316 (2010) https://science.nrao.edu/facilities/alma/aboutALMA/Technology/ALMA_Memo_Series
- 19) P.K. Tien and J.P. Gordon: "Multiphoton process observed in the interaction of microwave fields with the tunneling between superconductor films," Phys. Rev. **129** (1963) 647–651
- 20) Y. Serizawa: "Development of a submillimeter sideband-separating balanced SIS mixer," Doctoral thesis, 2010

小嶋 崇文

2005 年大阪府立大学総合科学部自然環境科卒業。2007 年同大学院理学系研究科博士前期課程（物理科学専攻）修了。2010 年同大学院理学系研究科博士後期課程（物理科学専攻）修了。2010 年日本電信電話(株)マイクロシステムインテグレーション研究所勤務。2012 年より自然科学研究機構国立天文台先端技術センター勤務。主にミリ波-テラヘルツ波帯の高感度受信機の開発に従事。博士(理学)。

藤井 泰範

1994 年名古屋大学物理学科卒業。1996 年同大学院天体物理学科博士前期課程修了。1996 年より日本通信機株式会社勤務。極低温増幅器等の開発に従事。2008 年より自然科学研究機構国立天文台勤務。主に天文観測用高感度受信機の開発・製造に従事。

鵜澤 佳徳

1991 年東工大大学院修士課程修了。同年通総研入所。2005 年国立天文台入台。専門は超伝導エレクトロニクス。第 4 回応物理学会講演奨励賞(1998)，日本学術振興会第 146 委員会賞(1999)，第 14 回超伝導科学技術賞(2010)，平成 23 年度文部科学大臣表彰科学技術賞(2011)。博士(工学)。