テーマ解説

マイクロ波共振に基づく超伝導転移端検出器の周波数多重読出回路

神代 暁^{*,†}, 平山 文紀^{*}, 福田 大治^{*}, 山森 弘毅^{*}, 永沢 秀一^{*}, 日高 睦夫^{*}

Frequency Division Multiplexers for TES Readout Based on Microwave Resonators

Satoshi KOHJIRO^{*,†}, Fuminori HIRAYAMA^{*}, Daiji FUKUDA^{*},
Hirotake YAMAMORI^{*}, Shuichi NAGASAWA^{*} and Mutsuo HIDAKA^{*}

Synopsis: Dissipationless microwave radio frequency superconducting interference device (RF-SQUID) multiplexers are attractive for readouts of large format arrays of transition edge sensors (TES). This multiplexer has the potential for readout bandwidth of several GHz and power consumption of ≈ 0.1 pW per pixel, which are $\approx 10^3$ and $\approx 10^4$ times as large as those of DC-SQUID-based conventional multiplexers. To evaluate their readout performance for TES photon counters ranging from near infrared to gamma ray, white noise of this multiplexer was experimentally studied at 4 K. The reason for this was, firstly, to avoid the low-frequency fluctuation obvious at around 0.1 K but trivial for the energy resolution of photon counters, and secondly for a feasibility study of readout operation at 4 K for extended applications. To increase resonant Q at 4 K and maintain low-noise SQUID operation, multiplexer chips consisting of niobium nitride (NbN)-based coplanar-waveguide resonators and niobium (Nb)-based RF-SQUIDs have been developed. This hybrid multiplexer exhibited $1 \times 10^4 \leq Q_i \leq 2 \times 10^4$ and the square root of spectral density of current noise referred to the SQUID input $\sqrt{S_I} = 31$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, where Q_i is the internal Q of resonators. The former and the latter are factor-of-five and seven improvements from our previous results on Nb-based resonators, respectively. Systematic noise measurement with various microwave readout power P_{MR} and two-directional readout on the complex plane of transmission component of scattering matrix S_{21} makes the contribution of each noise source obvious. By decreasing these noises to the degree achievable by current technology, we predicted the microwave RF-SQUID multiplexer would exhibit $\sqrt{S_I} \leq 5$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$; i.e., close to $\sqrt{S_I}$ of state-of-the-art DC-SQUID-based multiplexers.

Keywords: transition edge sensor, frequency domain multiplexer, microwave SQUID, RF-SQUID

1. はじめに

抵抗の急峻な温度依存性を利用する超伝導転移端検出器 (Transition Edge Sensor; TES) は、① 半導体検出器に比べ一桁以上優れたエネルギー分解能 δE の X 線・ γ 線カロリメータ¹⁾ ② ほぼ 100% の量子効率の近赤外光子計数器²⁾ ③ 冷却半導体に比べ二桁以上小さな {等価雑音電力 (Noise Equivalent Power; NEP) $[\text{W}/\sqrt{\text{Hz}}]}$ ² $\times$ 応答時間 τ を持つボロメータ³⁾ として機能することが実証されて来た。TES 実用化には、受光面積増大やイメージング機能付与が望まれる。単体の TES の受光面積増大は δE , NEP, τ の増大をもたらすため、大面積化は多画素化を意味する。標記応用の多くは 0.3 K 未満の動作温度を必要とするため、

多画素化に伴う極低温-室温間の信号線数増大は、冷凍機負荷の増大を介して、システムの消費電力・体積・価格の増大をもたらす。

この問題解決のため、複数画素の極低温下での多重読出法が研究されて来た。周波数多重方式 (Frequency Domain Multiplexer; FDM)⁴⁾ は、多重化数の増大に伴い SN 比が低下しない⁵⁾ という、時間多重方式にはない特長を持つ。FDM において、超伝導力学的インダクタンス検出器 (Microwave Kinetic Inductance Detectors; MKIDs)^{6,7)} 同様の $Q > 10^4$ を持ち画素毎に共振周波数 f_R が異なる数 GHz 帯超伝導薄膜共振器群を、殆ど発熱のない RF-SQUID (TES 信号強度に応じた可変インダクタンスとして機能) で終端した読出回路が、米国標準研究所 (NIST) で提案⁸⁾ され、ガドリニウム (Gd) からの 100 keV の γ 線の二画素同時読出に用いられた⁹⁾。本方式において入出力一本ずつの信号読出同軸線上に多重化可能な原理的画素数 U は、

$$U = B / (\kappa f_S) \quad (1)$$

Received April 3, 2014

* (独) 産業技術総合研究所

〒305-8568 茨城県つくば市梅園 1-1-1

National Institute of Advanced Industrial Science and Technology,
1-1-1 Umezono, Tsukuba, Ibaraki 305-8568, Japan

† E-mail: s-kohjiro@aist.go.jp

DOI: 10.2221/jcsj.49.345

で与えられる。但し、 B はチップ出力端に接続する極低温の高移動度トランジスタ (High Electron Mobility Transistor; HEMT) 増幅器の帯域、 f_S は TES 単画素あたりの信号帯域 (通常 $f_S \approx f_R/Q$ が成立するように Q を設計)、 κ は隣接共振周波数間隔と f_S の比であり、画素間漏話 < -30 dB には $\kappa > 10$ が必要⁸⁾とされる。典型例 $B \approx 10$ GHz, $f_S \approx 0.1$ MHz, $\kappa \approx 10$ の基で $U \approx 1 \times 10^4$ を得る。すなわち、マイクロ波帯利用による大きな B が U 増大をもたらすことが期待される。

一方、本方式の実用化には、以下の課題解決が求められる。[1] f_R の設計値の実現、[2] 読出雑音の評価、主要雑音源の同定、読出雑音 $\ll$ 検出器雑音の実証、[3] $\approx 10^3$ 画素実現のためのシステム構成と室温信号処理回路の開発である。これらに関し、NIST は下記を実現した。[1] f_R の実現精度向上には、共振器単体の f_R と、共振器を終端する SQUID の自己インダクタンス L_S の双方に、高精度の設計指針を要する。Lehnert らは、4.6-5.7 GHz 帯で f_R の設計値と実測値のずれを定量評価し、 2σ (σ は標準偏差) で ± 2 MHz (f_R で規格化すると $\pm 0.04\%$) を得た¹⁰⁾が、この帯域幅は、冷却 HEMT 増幅器の典型的帯域幅の 30% 以下に過ぎない。また、 L_S は実測されていない。[2] Mates らは、0.1 K 以下の読出回路の 0.1-100 kHz 帯の雑音電流スペクトル密度 S_I の周波数 f 依存性が、 $S_I \approx k_1/f$ ($f < 0.7$ kHz) および $S_I \approx k_2/\sqrt{f}$ ($0.7 < f < 100$ kHz) に従う⁸⁾ことと、 $\sqrt{S_I} \approx 40$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ $f=100$ kHz を報告¹¹⁾した (k_1, k_2 は f に独立な係数)。しかし、主要雑音源の同定と寄与度は明らかにされていない。一方、Mates らは、DC-SQUID 磁力計や従来型 TES 読出回路の常套手段である帰還による零位法 (Flux-Locked Loop) の適用が困難な本方式のダイナミックレンジ拡大法を提案、基本動作を実証^{8,9,11)}した。この方法により、低周波雑音を抑制し、 $f > 30$ Hz での白色雑音化に成功したが、入力換算雑音は $\sqrt{S_I} \approx 70$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ にとどまった¹¹⁾。

Fig. 1 Top view (a) and cross-section (b) of a chip consisting of 16 single channel circuits. (c) Cross-section of a microstrip SQUID. (d) Single-channel equivalent circuit.

[3] MKIDs 用に開発された 256 画素読出用室温エレクトロニクス¹²⁾に、標記ダイナミックレンジ拡大法に必要な磁束変調機能を付加したシステム開発に着手した。

私達は、[1]、[2]に関し NIST の先行研究では不十分な点を克服し、本方式の有用性実証に貢献できる実験結果を得たので、本稿に紹介する。

2. チップ設計・作製

2.1 チップ設計

Fig. 1 に開発した多重回路チップ¹³⁾の構成を示す。チップは、結合キャパシタ C_C を介して一本の読出線に接続する 16 画素分の Coplanar Waveguide (CPW) 超伝導薄膜共振器から成る。各共振器は等間隔に設計された固有の f_R を持ち、TES 信号強度に伴い等価インダクタンスが変化する RF-SQUID で終端されるため、各 f_R が TES 信号の関数となる。本研究では、 $f_S \approx 1$ MHz, 画素間漏話 < 30 dB 実現のため f_R を 20 MHz 間隔とした。NIST の先行研究⁸⁻¹¹⁾に対する特徴は二つある。

(1) f_R を 0.02% の精度で予測可能な指針¹³⁾

設計通りの f_R の実現は、多重化画素数増大の鍵である。CPW 共振器は **Fig. 1(a)** に示すように複数の屈曲部を持つ。線路中央の幾何学的長さから見積もった f_R ではなく、屈曲部長に補正を加えた f_R により実測値と設計値の一致を得た。

(2) $L_S < 10$ pH を高精度で実現する SQUID 構造 (**Fig. 1(c)**)¹³⁾

TES 信号強度測定のためには、RF-SQUID リング内磁束が印加磁束の一価関数となる条件 $2\pi I_0 L_S / \Phi_0 < 1$ の満足が必要である。但し、 I_0 はジョセフソン接合の臨界電流、 Φ_0 は磁束量子である。同じ I_0 を仮定すると、生体磁界計測や TES の従来型読出用 DC-SQUID (最適条件 $2I_0 L_S / \Phi_0 \approx 1$) に比べ、 L_S を $1/\pi$ 以下に低減せねばならない。更に、低雑音化に資する読出マイクロ波パワー増大への対応には、 I_0 大、すなわち L_S 小が望ましい。信号結合に寄与しない浮遊インダクタンス成分の L_S に占める比率が大きな平面型リング構造を採った先行研究に対し、本研究では、この欠点を改善できるマイクロストリップ線路構造の SQUID リングとし、設計値と良い一致の L_S を実現した。また、環境磁束雑音の影響低減のため、一次微分グラディオメータ構造とした。

2.2 チップ作製

Fig. 1(b) にチップの断面構造を示す。CPW 電極を兼ねるグラウンド層 (Nb または NbN)、Nb/AlOx/Nb ジョセフソン接合素子 (寸法: $2 \mu\text{m} \times 2 \mu\text{m}$ 、臨界電流密度 $\approx 2.5 \times 10^6$ A/ m^2)、Nb 配線、SQUID 入力コイルをシャントするマイクロ波の TES への漏洩阻止フィルタ用 Pd 抵抗、層間絶縁 SiO_2 から成る。ジョセフソン電圧標準用 NbN 成膜技術¹⁴⁾と、Nb 集積回路作製技術¹⁵⁾の融合によりチップを作製した。

2.3 特性評価温度と NbN の役割

チップの特性評価は下記理由から 4 K で行った。マイクロ波共振器ベースの読出回路の主要雑音は、低周波では、誘電体表面に生じる二準位系 (Two Level Systems; TLS) の周波数依存性雑音¹⁶⁾、10 kHz 以上の高周波域では、HEMT 増幅器に起因する白色雑音¹⁷⁾との報告がある。比較的高速の光子計数器用 TES (第 1 節で記述した①, ②) の読出を想定すると、4-8 GHz 帯の TLS 雑音がエネルギー的に発生せず白色雑音が支配的な動作温度での評価が適する。しかし、Nb 共振器ベースの読出回路の雑音を 4 K で評価すると、SQUID 入力換算で $200 < \sqrt{S_1} < 270 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ¹³⁾と、従来型 DC-SQUID 読出の約 40 倍、本方式の先行研究^{8, 11)}に対して約 5 倍の高い値にとどまった。原因は共振器 Q 値が 3×10^3 と低いことにあった。理論的には、エネルギーギャップ Δ 、臨界温度 T_C の超伝導体が温度 T にある時励起される準粒子数は $\exp\{-\Delta/(k_B T)\}$ に比例¹⁸⁾する。但し、BCS 超伝導体では $\Delta=1.76k_B T_C$ の関係¹⁸⁾にある。NbN ($T_C=16 \text{ K}$) の $T=4 \text{ K}$ での励起準粒子数は、Nb ($T_C=9 \text{ K}$) の 5% である。これを利用して、NbN 共振器と低雑音動作実績が豊富な Nb-SQUID の組合せにより低雑音化を目指した。

3. 計測原理

市販の 4 K Gifford-McMahon 型冷凍機付属のクライオスタット試料ステージ上に、高透磁率材料による磁気遮蔽筒に収めたチップ収納モジュールを配置し測定を行った。チップのマイクロ波複素透過係数 S_{21} (Fig. 2(a)) の周波数依存性や、Fig. 2(a)で SQUID への入力電流 I_1 と出力電圧、

Fig. 2 (a) Trajectory of scattering parameter S_{21} for various input currents of SQUID I_1 . Arc length denotes the output voltage V_O . (b) V_O versus I_1 for five kinds of microwave readout power P_{MR} . (c) Measurement system. The cryostat denoted by the dotted rectangular was removed for the evaluation of the contribution of 300-K electronics.

すなわち S_{21} の軌跡となる円弧の長さ $V_O = \text{動径 } V_R \times \text{中心角 } \theta$ との関係 Fig. 2(b) は、Fig. 2(c) に示す系での測定結果である。すなわち、 f_R 群に周波数を合わせたマイクロ波コム (櫛) を、任意波形発生器で形成しベースバンドから 4-8 GHz 帯へアップコンバートしチップへ入力後、TES からの信号強度による振幅・位相変調を受けた出力を復調器でベースバンドへ落とし、複数画素分の情報を一度に読む。この時、SQUID 入力電流 I_1 の変化により、半径 V_R の共振円上に Φ_0 / M 周期の軌跡 (Fig. 2(a)) と、DC-SQUID の磁束電圧特性と同様な入出力 ($I_1 - V_O$) 特性が描かれる。

MKIDs とは異なり、RF-SQUID は損失が信号強度 I_1 に独立、つまり V_R は I_1 に依らず一定のため、 I_1 のゆらぎ (磁束性) に起因する θ 方向成分と I_1 のゆらぎに無関係 (増幅器起因等) な V_R 方向成分に系の雑音を大別できる。私達はこの特徴に着目し、主要雑音源の同定を行った。雑音評価時には、測定系の変換効率 $\partial V_O / \partial I_1$ 最大の点に I_1 を定めた。Fig. 2(b) で、チップへの入射マイクロ波電力 P_{MR} 増大に伴い $\partial V_O / \partial I_1$ が減少する理由は、RF-SQUID リングの左右の腕のインピーダンス非対称性により生じる自己磁束が $\Phi_0/4$ に比べ無視できない大きさになると、マイクロ波一周期中に $\partial V_O / \partial I_1$ 最大の動作点から逸脱する時間が長くなることに依る。後で述べるが、これにより P_{MR} の上限値が決まる。

4. 実験結果と考察

4.1 共振 Q 値

Fig. 3 に $P_{MR} = -93 \text{ dBm}$ 時の二種類 (Nb 製, NbN 製共振器) のチップの透過出力の周波数依存性を示す。Nb 共振器の無負荷 Q 値 Q_1 は、共振器上部のスパッタ SiO_2 膜の有無によらず $1.3 \times 10^3 < Q_1 < 3.5 \times 10^3$ であるのに対し、NbN 共振器では、 SiO_2 有の場合 $8.0 \times 10^3 < Q_1 < 1.3 \times 10^4$ 、 SiO_2 を

Fig. 3 Scattering parameter S_{21} versus frequency. Solid line: NbN resonators with $T_C=16 \text{ K}$; dashed line: Nb resonators with $T_C=9 \text{ K}$. See Fig. 1 for the place of SiO_2 removal.

除去した共振器は $1.0 \times 10^4 < Q_1 < 2.0 \times 10^4$ であった。これは二つのことを示す。① 4 K での励起準粒子数が少ないことを反映して NbN が Nb より Q_1 が高い。② Nb は電極損失が Q_1 を支配するが、NbN は電極損失が小さいため、誘電損失の Q_1 への影響が見えている。この結果から、NbN 共振器上部の表面の SiO_2 除去が高 Q_1 値を得る上で重要なことがわかった。

4.2 入力換算雑音

Fig. 4 に NbN 製共振器に対し、SQUID 入力端に換算した雑音電流スペクトル密度の周波数依存性を示す。(a) は二種類の HEMT 増幅器 (雑音温度 $T_N \approx 10$ K, 3 K) に対して、(b) は三種類の P_{MR} に対して示した。校正用に与えた 10 kHz または 100 kHz のトーンとその高調波以外は、0.6 kHz から 1 MHz までフラットな特性が得られている。Fig. 4(a) から、 $T_N \approx 10$ K に対し Nb 共振器チップの値¹³⁾の 33-44%, 66-86% である $\sqrt{S_I} = 90$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, 磁束換算で $\sqrt{S_\Phi} = 4.3$ $\mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$ を得た。なお、 $\sqrt{S_I}$ と $\sqrt{S_\Phi}$ の改善度の差は、SQUID リングの一部が、磁界侵入長の大きな NbN に置換された

Fig. 4 Spectral density of current noise referred to SQUID input. (a) Two variations of noise temperature of HEMT and (b) three variations of microwave readout power.

ことによる L_S 増大と、入力コイルのターン数 N 増大 (12 から 14 へ) に依り、SQUID リングと入力コイル間の相互インダクタンス M が 52 pH から 99 pH と増大したことに起因する。低雑音 ($T_N \approx 3$ K) 仕様の HEMT 増幅器への交換 ($\sqrt{(4 \text{ K} + 10 \text{ K}) / (4 \text{ K} + 3 \text{ K})} = \sqrt{2}$ の改善) と、AD 変換器の折返雑音対策 ($\sqrt{2}$ の改善) により、 $\sqrt{S_I} = 45$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $\sqrt{S_\Phi} = 2.2$ $\mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$ を得た。

Fig. 4 (b) より、 P_{MR} 増大は低雑音化に寄与する。 $P_{MR} = -76$ dBm において $\sqrt{S_I} = 31$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $\sqrt{S_\Phi} = 1.5$ $\mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$ を得た。NEP が $k_B T_N / P_{MR}$ に比例する MKIDs 理論⁶⁾ のアナロジーから、 $\sqrt{S_I}$ は $\sqrt{(k_B T_N / P_{MR})}$ に比例することが期待されるが、実験結果はこれと定量的にずれる。

4.3 主要雑音源の同定

両者不一致の原因を探るため、 P_{MR} を 2 dB ずつ変えながら、システム出力雑音電圧スペクトル密度 S_V [V^2/Hz] を調べた結果を Fig. 5 に示す。ここで、室温復調器の利得・雑音温度を一定とするため、復調器入力すなわち P_{MR} と減衰器透過率 η_{At} の積を一定とした。また、 θ 方向成分 S_{VP} (+印)、 V_R 方向成分 S_{VA} (○印) および、Fig. 2(c) に点線で示すクライオスタットのみをバイパスした系で測定される、室温エレクトロニクスの寄与 S_{VD} (●印) の三成分に分離した。三成分間には、以下の関係が成立する。

$$S_{VP} = S_{VSQ} + S_{VA} \quad (2)$$

$$S_{VA} = S_{VCR} + S_{VD} \quad (3)$$

但し、 S_{VSQ} は I_1 のゆらぎ起因、 S_{VCR} は冷却 HEMT 増幅器起因の電圧雑音スペクトル密度である。三本の点線は、これらの理論的依存性を示す。Fig. 5 より、 P_{MR} 増大とともに以下の傾向となる。① $P_{MR} < -90$ dBm では S_{VP} , S_{VA} は理

Fig. 5 Spectral density of output voltage noise versus transmission of the microwave attenuator. Since the $\eta_{At} P_{MR}$ product is constant, the horizontal axis is also plotted as a function of P_{MR} .

論通り減少する。② $-88 < P_{MR} < -76$ dBm では S_{VA} は理論通り減少するが、 S_{VP} は理論からはずれ一定値に漸近する。③ $P_{MR} > -76$ dBm で SQUID システムの変換効率 $\partial V_O / \partial I_I$ の低下に伴い S_{VP} は再び減少する。④ S_{VD} は、HEMT 後段に位置する室温マイクロ波増幅器の雑音 (P_{MR} 増大に反比例して減少) と、デジタルオシロスコプの分解能の制約による量子化雑音 (P_{MR} に依らず一定) から成る。②で記述した S_{VP} と S_{VA} の差は、SQUID 入力電流 I_I のゆらぎに起因する雑音の存在を意味する。第一候補は、SQUID 入力コイル側に配置した読出マイクロ波の TES への流入阻止フィルタ内の抵抗 $R_F \approx 0.24 \Omega$ (設計値) で発生する熱雑音電流 $\sqrt{4k_B T / R_F} \approx 31 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ である。この値は、(2)式にしたがい Fig. 4(b)に示す到達値から S_{VA} の寄与を差し引いた $\sqrt{S_I} = \sqrt{(31^2 - 15^2)} = 27 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ にほぼ一致する。チップ上の R_F の実測手段を設けておらず、実測値と設計値のずれが、両者の差の原因と考えられる。第二候補は、ジョセフソン接合素子の抵抗成分 R_N である。Nb/AlOx/Nb 接合の $I_0 R_N$ 積 $\approx 2 \text{ mV}$ と $I_0 \approx 10 \mu\text{A}$ より $R_N \approx 200 \Omega$ と R_F より3桁高く見積もられ、その熱雑音電流は、Fig. 1(d)に示すように、相互インダクタンス M より1桁以上小さな自己インダクタンス L_S を介して SQUID リング内の雑音磁束に変換される。よって、 R_N の熱雑音の寄与は R_F の寄与の $1/300$ ($\approx 1/\sqrt{1000} \times 1/10$) 以下である。以上から、Fig. 4(b)に示す到達値 $\sqrt{S_I} = 31 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ は、 R_F の熱雑音に支配されると考えられる。

4.4 先行研究との雑音の比較

米国 NIST の Mates らは、0.1 K 以下で動作するマイクロ波 SQUID の雑音スペクトルを 200 kHz 以下で測定している。文献 8) では、 $\sqrt{S_\Phi} = 0.17 \mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}} @ 100 \text{ kHz}$ と極めて低い磁束雑音を得たが、入力信号との結合が弱く ($M = 5 \text{ pH}$)、電流雑音に換算すると $\sqrt{S_I} = 70 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ であった。文献 11) では、 $M = 88 \text{ pH}$ の実用的結合構造に対し $\sqrt{S_I} = 40 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 、 $\sqrt{S_\Phi} = 1.7 \mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}} @ 100 \text{ kHz}$ を得た。私達の値 $\sqrt{S_I} = 31 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($\sqrt{S_\Phi} = 1.5 \mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$) は、これらより良い。

5. 更なる雑音低減に向けて

R_F の熱雑音は入力コイル経由で SQUID に直接結合し、 P_{MR} 大の領域で支配要因となるため、その低減がまず重要である。次に、HEMT 増幅器の雑音は、 M 増大と増幅器の低 T_N 化により低減できる。中程度の P_{MR} の領域では、 R_F の熱雑音に次ぎ AD 変換器の量子化雑音が支配要因となる。Fig. 6 に標記の改善により期待される雑音低減をまとめる。

(a) 0.1 K 動作 TES 用の読出回路チップを 0.1 K ステージに置けば、 R_F の熱雑音は $1/\sqrt{40}$ ゆえ白色雑音が支配的な周波数帯で $\sqrt{S_I} \approx 5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ を期待できる。低周波域で顕著になることが懸念される TLS 雑音は、1 節で述べた磁束変調法による低減^{8, 9, 11)} が実証されており、改善度は今後の研

Fig. 6 Spectral densities of current noise referred to SQUID input versus microwave readout power. S_{VP} : attributed to phase readout; S_{VA} : attributed to radius readout; S_{VD} : contribution of 300-K electronics. Further improvements in (a)-(d) (see text) can exhibit $\sqrt{S_I} \leq 5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ for region (g), i.e., close to that of conventional multiplexers.

究に委ねられる。4 K 動作 TES 用の場合、 R_F に直列容量 C_F を挿入し、遮断周波数 $f_{CF} \equiv 1/(2\pi C_F R_F)$ が $f_S \ll f_{CF} < f_R$ を満足すれば、フィルタ本来の目的と信号周波数帯の雑音遮断を両立する。 $f_R \approx 4 \text{ MHz}$ 、 $R_F \approx 0.2 \Omega$ の基で $C_F > 200 \text{ pF}$ が必要となる。プラズマ励起化学気相成長アモルファスシリコン (比誘電率 11, 厚み 25 nm) 膜を極低温チップ上の LC フィルタに適用する例¹⁹⁾が報告されており、この技術を用いれば、標記 C_F は一辺 $220 \mu\text{m}$ の正方形として実現できる。この寸法は、一画素あたりの CPW 共振器長 $\approx 5 \text{ mm}$ より遥かに短く、共振器終端 SQUID の長辺にほぼ等しい程度なので、 C_F 追加は画素毎の占有面積を増やさない。 C_F により SQUID と結合する雑音電流の減衰率 [dB] は $20 \times \log_{10}\{(f_S + f_{CF})/f_S\}$ すなわち、 $f_{CF} = 1 \text{ GHz}$ 、 $f_S = 1 \text{ MHz}$ の基で 60 dB となる。

(b) SQUID リング上のターン数 N のスパイラル状入力コイルは、SQUID から結合するマイクロ波に対しマイクロストリップ線路を構成するので、コイル全長が半波長となる周波数で共振し、系の損失がこの部分に支配される恐れがある。これが上限値 $N \approx 30$ 、 $M \approx 210 \text{ pH}$ を決める。 $\sqrt{S_I}$ は M に反比例するので、ファクタ 2 の改善が見込める。

(c) 研究段階の InP 製 4-8 GHz 帯冷却 HEMT 増幅器では $T_N \approx 1 \text{ K}$ と利得 $G_H \approx 44 \text{ dB}$ が報告²⁰⁾されており、現増幅器との置換により、読出回路 0.1 K 動作時で $\sqrt{\{(4 \text{ K} + 3 \text{ K})/(0.1 \text{ K} + 1 \text{ K})\}} = 2.5$ 、4 K 動作時に $\sqrt{\{(4 \text{ K} + 3 \text{ K})/(4 \text{ K} + 1 \text{ K})\}} = 1.2$ の改善度を期待できる。また、CPW 線路を使う進行波型超伝

導パラメトリック増幅器では約 30%の比帯域ながら $T_N \approx 1$ K と $G_H \approx 10$ dB が報告²¹⁾されており、これをチップと現増幅器の間に挿入する改善策も考えられる。

(d) 量子化雑音の低減は、AD 変換器の分解能を現ディジタルオシロの 8 ビット (仕様値) から、FPGA ベースの市販信号処理ボードの 12 ビットへの増加により、 $2^{(12-8)}=16$ の改善度を見込める。

Fig. 6 より、上記改善により $-77 \leq P_{MR} \leq -74$ dBm の領域(g) で $\sqrt{S_I} \leq 5$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ が期待できる。この $\sqrt{S_I}$ と $M=210$ pH の基での磁束換算値 $\sqrt{S_\Phi} \leq 0.51$ $\mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$ は、従来型 DC-SQUID による読出回路での報告値^{22,23)}に匹敵し、本方式が従来法に比べ白色雑音の低さでは劣らないことを意味する。

6. まとめ

TES アレイ用マイクロ波周波数多重読出回路の研究に関し、米国の先行研究に比べ共振周波数の高精度予測可能な設計指針を見出した産総研の取組を紹介した。産総研は、TES の光子計数動作時の読出雑音を支配する白色雑音の評価に適した 4 K 動作のため、高 Q 値 NbN 共振器と Nb-SQUID から成る独自チップを開発し、Nb 共振器によるチップに比べ $\sqrt{S_I}$ の 1/7 倍化に成功した。また、主要雑音源とその寄与度を明らかにし、各雑音源に既存技術導入による改善を施すことにより、従来型 DC-SQUID 多重読出回路で報告される $\sqrt{S_I}$ 以下への到達の見通しを示した。

本研究で用いたチップは、伊坂美千代氏、山田隆宏氏により、産総研の超伝導クリーンルーム CRAVITY において作製された。本研究は科研費 23360182 の支援を受けた。

参 考 文 献

- 1) D.A. Bennett, et al.: "A high resolution gamma-ray spectrometer based on superconducting microcalorimeters," Rev. Sci. Instrum. **83** (2012) 093113
- 2) D. Fukuda, et al.: "Titanium-based transition-edge photon number resolving detector with 98% detection efficiency with index-matched small-gap fiber coupling," Opt. Exp. **19** (2011) 870-875
- 3) D. Schwan, et al.: "Millimeter-wave bolometer array receiver for the Atacama pathfinder experiment Sunyaev-Zel'dovich (APEX-SZ) instrument," Rev. Sci. Instrum. **82** (2011) 091301
- 4) J. Yoon, et al.: "Single superconducting quantum interference device multiplexer for arrays of low-temperature sensors," Appl. Phys. Lett. **78** (2001) 371-373
- 5) M.F. Cunningham, et al.: "High-resolution operation of frequency-multiplexed transition-edge photon sensors," Appl. Phys. Lett. **81** (2002) 159-161
- 6) J. Zmuidzinas: "Superconducting microresonators: physics and applications," Annu. Rev. Cond. Matt. Phys. **3** (2012) 169-214
- 7) J. Baselmans: "Kinetic inductance detectors," J. Low Temp. Phys. **167** (2012) 292-304
- 8) J.A.B. Mates, et al.: "Demonstration of a multiplexer of dissipationless superconducting quantum interference devices," Appl. Phys. Lett. **92** (2008) 023514 1-3
- 9) O. Noroozian, et al.: "High-resolution gamma-ray spectroscopy with a microwave-multiplexed transition edge sensor array," Appl. Phys. Lett. **103** (2013) 202602 1-5
- 10) K.W. Lehnert, et al.: "Evaluation of a microwave SQUID multiplexer prototype," IEEE Trans. Appl. Supercond. **17** (2007) 705-709
- 11) J.A.B. Mates, et al.: "Flux-ramp modulation for SQUID multiplexer," J. Low Temp. Phys. **167** (2012) 707-712
- 12) S. McHugh, et al.: "A readout for large arrays of microwave kinetic inductance detectors," Rev. Sci. Instrum., **83** (2012), 044702.
- 13) F. Hirayama, et al.: "Microwave SQUID multiplexer for TES readout," IEEE Trans. Appl. Supercond. **23** (2013) 2500405
- 14) H. Yamamori, et al.: "NbN-based overdamped Josephson junctions for quantum voltage standards," IEICE Trans. Electro. **E95-C** (2012) 329-336
- 15) M. Hidaka, et al.: "Current status and future prospect of the Nb-based fabricaiton process for single flux quantum circuits," Supercond. Sci. Technol., **19** (2006), S138-S142.
- 16) J. Gao, et al.: "A semiempirical model for two-level system noise in superconducting microresonators," Appl. Phys. Lett. **92** (2008) 212504 1-3
- 17) J. Gao, et al.: "A titanium-nitride near-infrared kinetic inductance photon-counting detector and its anomalous electrodynamics," Appl. Phys. Lett. **101** (2012) 142602
- 18) M. Tinkham: "Introduction to Superconductivity," McGraw-Hill, New York (1975) Chapter 2
- 19) M.P. Brujin, et al.: "Superconducting LC filter circuits for frequency division multiplexed readout of TES detectors," IEEE Trans. Appl. Supercond. **21** (2011) 294-297
- 20) J. Schleeh, et al.: "Ultralow-power cryogenic InP HEMT with minimum noise temperature of 1 K at 6 GHz," IEEE Trans. Elect. Dev. Lett. **33** (2012) 664-666
- 21) B. Ho Eom, et al.: "A wideband, low-noise superconducting amplifier with high dynamic range," Nature Physics **8** (2012) 623-627
- 22) W.B. Doriese, et al.: "14-pixel, multiplexed array of gamma-ray microcalorimeters with 47 eV energy resolution at 103 keV," Appl. Phys. Lett. **90** (2007) 193508
- 23) H. Akamatsu, et al.: "Single pixel characterization of X-ray TES microcalorimeter under AC bias at MHz frequencies," IEEE Trans. Appl. Supercond. **23** (2013) 2100503

神 代 暁

1961 年 8 月 28 日生。1989 年九州大学大学院工学研究科博士後期課程 (電子工学専攻) 修了。同年通産省工業技術院電子技術総合研究所入所。超伝導アナログデバイスの研究に従事。2001 年 (独)産業技術総合研究所主任研究員、2009 年より研究グループ長。主にサブミリ波ミキサ、発振器、SQUID の研究開発に従事。応用物理学会員。工学博士。

平 山 文 紀

1967 年 2 月 24 日生。1991 年東京工業大学大学院理工学研究科修士課程（電気電子工学専攻）修了。同年通産省工業技術院電子技術総合研究所入所。超伝導エレクトロニクスの研究に従事。2001 年より（独）産業技術総合研究所主任研究員。SQUID 電流計、SFQ デジタル-アナログ変換器等の研究開発に従事。応用物理学会員。工学修士。

福 田 大 治

1970 年 12 月 23 日生。1999 年東京大学大学院工学研究科博士課程（システム量子工学専攻）中退。同年同研究科助手。超伝導転移端センサの研究に従事。2003 年（独）産業技術総合研究所入所。レーザ標準、超伝導転移端センサによる単一光子検出の研究に従事。2010 年より主任研究員。応用物理学会員。工学博士。

山 森 弘 毅

1968 年 4 月 16 日生。1996 年名古屋大学大学院工学研究科博士後期課程（量子工学専攻）修了。同年通産省工業技術院電子技術総合研究所入所。超伝導アナログデバイスの研究に従事。2001 年より（独）産業技術総合研究所主任研究員。主に超伝導集積回路、電圧標準素子の研究開発に従事。応用物理学会員。工学博士。

永 沢 秀 一

1956 年 11 月 22 日生。1981 年名古屋大学工学部応用物理学学科卒業。1983 年同大学院工学研究科博士前期課程（応用物理専攻）修了。1983 年日本電気（株）中央研究所勤務。超伝導メモリの開発に従事。1998 年より（財）国際超伝導産業技術研究センター勤務。SFQ メモリ及び超伝導集積回路の製造プロセス開発に従事。2013 年より（独）産業技術総合研究所勤務。超伝導集積回路の製造プロセス開発に従事。電子情報通信学会，応用物理学会会員。工学博士。

日 高 睦 夫

1956 年 8 月 30 日生。1980 年九州大学理学部物理学学科卒業。1982 年同大学院総合理工学研究科情報システム学専攻修士課程修了。1982 年（株）NEC 勤務。2002 年より（財）国際超伝導産業技術研究センター勤務。2013 年より（独）産業技術総合研究所勤務、一貫して超伝導デバイス研究に従事。低温工学・超伝導学会，日本応用物理学会，電子情報通信学会，電気学会会員。工学博士。