

HTS-SQUID を用いたレーザーアシスト磁気ナノ粒子イメージングの基礎検討

Basic study of laser assisted magnetic nanoparticle imaging using HTS-SQUID

竹内 駿, 平田 哲朗, 一色 良太, 中村 勇太, 堺 健司, 紀和 利彦, 塚田 啓二(岡山大学)

TAKEUCHI Shun, HIRATA Tetsuro, ISSHIKI Ryota, NAKAMURA Yuta, SAKAI Kenji, KIWA Toshihiko, TSUKADA Keiji (Okayama Univ.)

E-mail: pa3w6btj@s.okayama-u.ac.jp

1. 研究背景・目的

物質の磁気特性の評価は様々な分野で重要な役割を果たしており、最も高感度な磁気センサである超伝導量子干渉素子(SQUID:Superconducting Quantum Interference Device)では非常に微小な磁気も検出することが可能である。これは生体から発生する磁気の検出も可能であり、非侵襲計測技術として大いに期待されている。このような非侵襲計測技術の1つとして、患部へ磁気ナノ粒子(MNP:Magnetic Nano-Particle)とよばれる磁気マーカーを導入し、MNP の位置を高精度に検出し、正確に患部を把握することが求められている。本研究ではシステムが簡易となる高温超伝導体を用いた HTS-SQUID とレーザーを組み合わせた新しい MNP のイメージングシステムを構築した。

2. レーザーアシスト MPI

ナノサイズの超常磁性体を磁気ナノ粒子(MNP)と呼ぶ。MNP の磁化特性は式(2.1)にしたがう。

$$M(H) = \int \mu\rho(\mu)L\left(\frac{\mu H}{k_B T}\right) \quad (2.1)$$

L はランジュバン関数であり $L(x) = \coth(x) - 1/x$, μ :粒子一個の磁気モーメントの大きさ, $\rho(\mu)$:磁気モーメントの分布, T :磁気ナノ粒子の温度, k_B :ボルツマン係数である。式(2.1)から分かる通り、温度上昇に伴い磁気応答が低下する^[1]。生体に深く浸透する近赤外レーザーパルスを走査すると、レーザーパルスが MNP に照射された時のみ、温度上昇を起こし磁気特性が変化する。従って、信号が変化した時のレーザーパルス照射位置を検出することで、生体内の MNP の位置を検出することができる。

3. MPI システム

本研究で開発したレーザーアシスト MPI(LAMP imaging: Laser-Assisted Magnetic Particle Imaging)システムを Fig.1 に示す。磁場印加用電磁石の間にピックアップコイルを配置し、その上にサンプルを固定する。印加磁場によりサンプルから発生する二次的な磁場をピックアップコイルで検出後 SQUID, FLL 回路, ロックインアンプを通して信号を取得する。近赤外レーザーはミラーで反射された後、レンズで集光されてサンプルに照射される。レーザースポットは一軸マイクロメータによりレンズやミラーの位置関係を保ったまま移動させている。

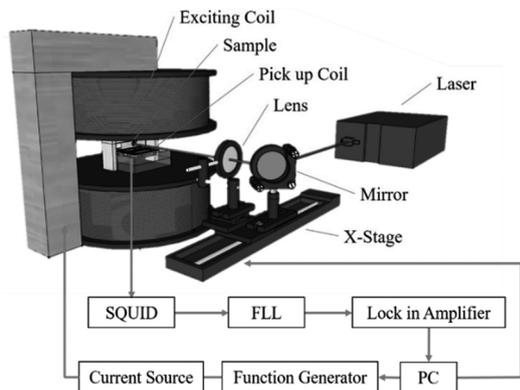


Fig.1 Laser assisted MPI system

4. 磁気ナノ粒子測定

MNP として nanomag®-D-spio(粒径:100 nm, 粒子濃度:25 mg/ml, 表面修飾無)を用いた。模擬生体組織として厚さ1.5 mmの豚バラ肉を使用した。MNP のサンプル写真を Fig.2 に示す。液相 MNP を封入したコンテナをサンプル台に固定し、サンプルのレーザー照射面に生体組織を1~3枚まで挟み測定した。レーザーを走査しライン測定した第二高調波の信号強度変化を Fig.3 に示す。MNP の存在する場所にレーザーが照射されたときに、信号強度が減少していた。このことから、生体組織に覆われた MNP であっても本技術で位置検出が出来ることが示された。信号強度の減少量は、生体組織厚さが増加するとともに減少した。本研究では、生体組織下 3 mm に存在する MNP の検出に成功した。

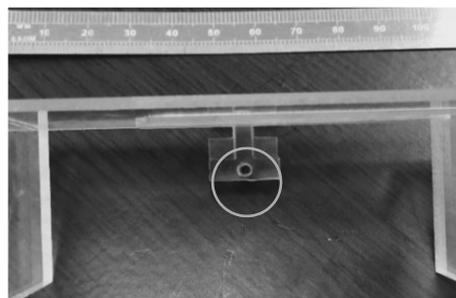


Fig.2 MNP sample

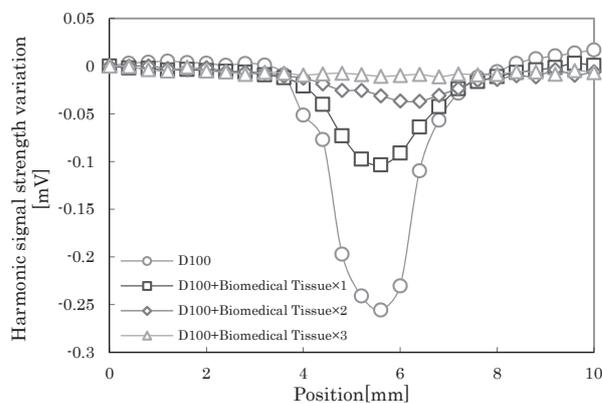


Fig.3 Scan results with biomedical tissue

5. まとめ

本研究では生体を透過しやすい近赤外レーザーと高温超伝導体を用いた HTS-SQUID 組み合わせたレーザーアシスト MPI システムを開発し、生体組織下に存在する MNP の位置検出を行った。その結果、生体組織下 3mm に存在する MNP の位置を MNP の位置検出ができる事が分かった。今後、検出感度を向上させることで、更に深部に位置する MNP の検出を行う。

参考文献

[1] T.Kiwa, et al., IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 27, 1601804 (2017)

超伝導薄膜フォーカス板を用いた磁気抵抗素子の応答特性

Magnetic response characteristics of magneto-resistive sensor with superconducting magnetic focusing thin film

平田 哲朗, 中村 喜浩, 馬島 八世, 天野 薫, 堺 健司, 紀和 利彦, 塚田 啓二(岡山大学)
 TETSURO Hirata, YOSHIHIRO Nakamura, YATSUSE Majima, KAORU Amano, KENJI Sakai, TOSHIHIKO Kiwa,
 KEIJI Tsukada (Okayama University)
 E-mail: p1ok3h10@s.okayama-u.ac.jp

1. 研究背景・概要

磁気計測分野で広く民生用として用いられている磁気センサとして、磁気抵抗効果(MR)を用いたMRセンサがある。しかし、MRセンサは使い勝手よいが、感度は超伝導量子干渉素子(SQUID)と比較して非常に低い。本研究では、超伝導薄膜による磁束フォーカス板をMRセンサと組み合わせ、SQUIDとMRセンサの中間領域の感度を得られる磁気センサの実現を目指した。超伝導薄膜のスリットの中にMRセンサを配置し、低温下で動作させることで磁束をフォーカスさせ、MRセンサの感度の向上を図った。また、超伝導薄膜の大きさやMRセンサとの相対位置の最適化をおこなった。

2. 実験内容

本研究では、MRセンサの中でもAMR(異方性磁気抵抗効果)センサを用いることとした。まず初めに、AMRセンサ自身を低温動作させたときの感度の変化を確認するため、AMRセンサを室温中と液体窒素中でそれぞれ動作させて、センサ出力を測定した。ここで環境磁気雑音の影響を取り除くため、パーマロイ3層構造の磁気シールドの中で磁気応答特性を評価した。液体窒素用のデュワにまた印加コイルに約 $-400\mu\text{T}$ ~ $400\mu\text{T}$ の直流磁場を印加し、それぞれの温度下での直流磁場特性を測定した。AMRセンサはデュワの底面中心になるように配置した。また、磁場を印加せずにAMRセンサのノイズスペクトルをスペクトラムアナライザにより測定した。

次に、同じ大きさの2枚の超伝導薄膜を用いて超伝導薄膜スリットを作成し、そのスリットの中に磁束が集中されるようにした。この超伝導磁束フォーカス板の間にAMRセンサを配置し、同じように室温と液体窒素温度における、直流磁場特性とノイズスペクトルを同様に測定した。

3. 実験結果

AMRセンサの動作温度の違いや磁束フォーカス板の有無による直流磁場特性の測定結果を図1に示す。

AMRセンサのみ場合の室温と液体窒素温度での直流磁場特性を比較すると、どちらも線形性を示しているが、液体窒素温度での特性の方が、傾きが小さくなっており、センサとしての感度が下がっていることがわかる。これはAMRセンサが抵抗値に変化により出力電圧が変化する素子であり、低温状態では抵抗値が低くなり出力電圧も小さくなるためである。

液体窒素温度でのAMRセンサのみ場合と磁束フォーカス板をつけた場合の特性を比較すると、磁束フォーカス板を取り付けたAMRの方が傾きが大きくなっており、磁束フォーカス板と組み合わせることによってAMRセンサの感度が上がっていた。また、室温での特性と磁束フォーカス板がある場合の液体窒素温度での特性を比較しても、磁束フォーカス板がある

AMRの特性の方が傾きが少し大きくなっており、AMRセンサの感度が上がっていることがわかる。これらは、超伝導薄膜のスリットの中心は、超伝導薄膜を避けて通ろうとする磁束が集中され、中心に配置されたAMRセンサで検出できる磁束が増加したためである。

次に、磁束フォーカス板がない場合とある場合について液体窒素温度でAMRセンサを動作させたときのノイズスペクトルの測定結果を図2に示す。図2より液体窒素温度において、磁束フォーカス板がある場合とない場合のノイズスペクトルを比較すると磁束フォーカス板がある方が、ノイズレベルが下がっていることが確認できる。よって、磁束フォーカス板を付けることにより感度とともにノイズが低い、つまり磁場分解能が良くなったことが確認できた。

本結果より、AMRセンサは低温下では感度が下がるが、超伝導薄膜による磁束フォーカス板の中心にAMRセンサを配置し、磁束を集中させることで感度を上げ、磁場分解能を向上させることができることが確認できた。

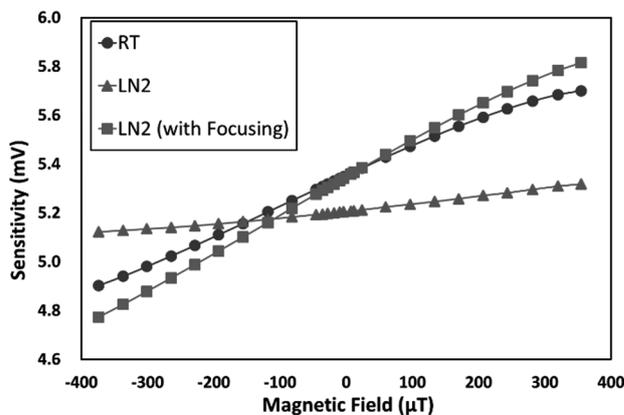


図1:AMRセンサ出力の直流磁場特性

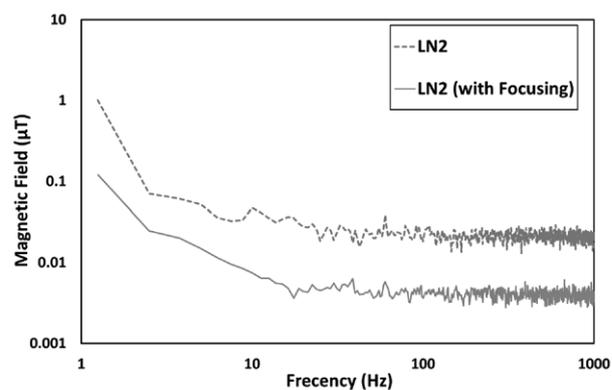


図2:AMRセンサのノイズスペクトル

高温超伝導 SQUID を用いた金属管のリモート非破壊検査手法の開発 -その4-

Development of remote NDE method for metallic pipes using HTS-SQUID -No. 4-

増谷 夏輝, 寺西 祥汰, 政本 健, 兼永 翔矢, 廿日出 好 (近畿大学)

MASUTANI N., TERANISHI S., MASAMOTO K., KANENAGA S., HATSUKADE Y. (Kindai Univ.)

E-mail: hatsukade@hiro.kindai.ac.jp

1. 緒言

原子力発電所の配管や格納庫のように、容易にアクセスできない構造物に発生した欠陥の早期検出のため、我々は、高温超伝導 (HTS) SQUID 磁気センサと超音波ガイド波を組み合わせた配管の非破壊検査技術の開発を行っている[1]。これまでに、上記検査技術により、金属管に発生させた T(0, 1) モードガイド波を、磁歪効果を用いることで磁氣的に検出可能であること、ガイド波の入射波、管端での反射波を検出できることを示した[2]。今回、上記手法を用いて管に人工的に設けた欠陥の反射波を計測することができたので報告する。

2. サンプル配管と配管用 SQUID 式非破壊検査装置

本研究では、外径 60 mm、厚さ 4 mm、長さ 2 m のアルミ管を用意した。以下に示す実験では、まず Fig.1 に示す SQUID 式非破壊検査装置を用いて欠陥作製以前の健全サンプルについてガイド波計測を行い、その後、管の左端から 1030 mm の場所に、幅 2 mm、長さ 50 mm の周方向貫通欠陥を設け、同様のガイド波計測を行った。T(0, 1)モードガイド波を発生させるため、磁化した幅 20 mm、厚さ 0.2 mm のニッケル薄板を、管を一周するように管の三カ所に貼り付けた。管の左端から 200 mm に貼り付けたニッケルには励磁用コイルを巻きつけ、磁歪式送信器として用いた。送信器から 550 mm 離れた別のニッケルの上に HTS-SQUID グラジオメータを配置し、受信部とした。計測に使用した HTS-SQUID グラジオメータは、1 mm × 1 mm の平面 1 次微分型ピックアップコイルを有する。HTS-SQUID は冷凍機で約 63 K に冷却し、商用の SQUID 駆動回路で DC バイアス駆動した。SQUID のホワイトノイズレベルは約 20~30 $\mu\Phi_0/\text{Hz}^{1/2}$ であった。SQUID 出力電圧は、ハイパスフィルタで低周波数を除去したのち、低雑音アンプで 10 倍増幅し、オシロスコープで加算平均処理を行い、記録した。SQUID グラジオメータとニッケル薄板間の距離 (リフトオフ) は約 3 mm に設定した。なお、アルミ管を伝達する横波速度約 3130 mm/ms、および管の形状、貼り付けたニッケル薄板の位置、設ける欠陥の位置などより、管で発生・伝達するガイド波の予想経路とガイド波発生・伝達の予想タイミングを Fig.1 に示している。なお、貼り付けたニッケルの両端の向かい合う部分を管円周における 180° と定義すると、SQUID は 90° に配置し、欠陥は 0° の位置に作製した。

3. ガイド波計測実験

上記装置を用いて、送信器コイルに 30 kHz、1 周期の正弦波バースト波電流 1 A_{pp} を印加し、超音波ガイド波を発生させた。このガイド波由来の磁気信号を、SQUID グラジオメータで計測した。欠陥作製以前、および欠陥作製後のガイド波測定結果を Fig.2 に示す。欠陥作製以前のサンプル管では、予想した時間に、入射波、管の左端、およびニッケル薄板で反射した反射波が、a, b, c, d の順に計測された。一方、欠陥を設けた後のサンプル管では、管端での反射波、およびニッケル薄板での反射波信号と一部が重畳しているが、予想した約 320 μs と、約 465 μs 付近に欠陥の反射波による磁気信号 a', および b' を計測することができた。

参考文献

- [1] 廿日出好, 他, 2016 年度春季低温工学・超電導学会 講演概要集, 1D-p03, p.55, 2016.
 [2] 廿日出好, 他, 2016 年度春季低温工学・超電導学会 講演概要集, 1D-p04, p.56, 2016.

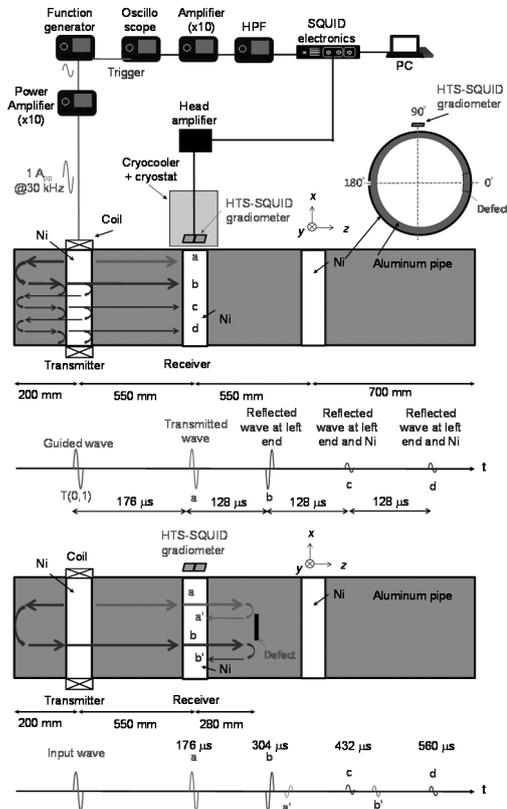


Fig.1 Schematic diagram of HTS-SQUID NDE system for pipe, and estimated wave traces of T(0, 1) mode guided waves without (upper) and with circumference defect (lower).

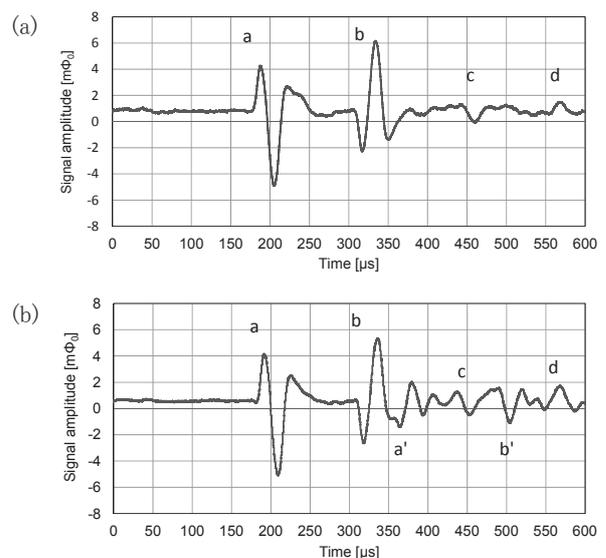


Fig.2 Waveforms of magnetic signals due to T(0, 1) mode guided waves measured by HTS-SQUID gradiometer. (a) Before making defect. (b) After making through slit.

高感度磁気センサとドローンを用いた磁気探査装置と信号源推定技術の開発

Magnetic survey system using high-sensitive magnetometers integrated on drone and source localization method

廿日出 好, 高橋 宙巳, 國武 千輝, 増谷 夏輝 (近畿大学)

HATSUKADE Y., TAKAHASHI H., KUNITAKE K., MASUTANI N. (Kindai Univ.)

E-mail: hatsukade@hiro.kindai.ac.jp

1. 緒言

我々は、高温超伝導 SQUID やフラックスゲート磁束計などの高感度磁気センサをドローンに搭載した磁気探査装置と、これを用いて計測したデータから信号源位置を推定する手法を開発している[1]。今回、3 軸フラックスゲート磁束計を 2 個搭載し、これらの出力差分を電子的に求めることで軸型グラジオメータを構成し、比較的狭い範囲を対象として空中で磁気分布を計測する磁気探査装置を開発した。測定範囲に磁石を磁気ターゲットとして配置し、上記装置を用いて磁場分布を計測し、測定データに関して順問題解析を行うことで、実験データに対する検証を行った。また、Matlab を用いて測定データから磁場信号源の位置を推定する逆問題解析ソフトを開発し、順問題解析により得られた磁場分布、および実験により計測した磁場分布に対して逆問題解析による信号源推定を行い、装置および手法の評価を行った。

2. 磁気探査装置

周波数帯域 DC~約 1 kHz, 磁場感度 10~100 pT/Hz^{1/2} の特性を有する 3 軸フラックスゲート磁束計 FLC3-70 を本研究では 2 個用いた[2]。偏在する地磁気成分を除去して信号源推定を行うため、2 個の磁束計により軸型電子差分グラジオメータを構成した。両センサ間距離(ベースライン)は約 300~500 mm で可変とした。磁束計の駆動, 出力電圧の測定には Arduino Uno を用い, 15 ビット ADC を通じて 2 個の 3 軸磁束計出力を 6ch, さらに参照電圧 2ch の計 8ch を計測した。出力電圧はそれぞれの測定成分 (B_x, B_y, B_z) に変換し, 各成分の差分を計算で求めた。これらのデータは, Arduino により駆動する XBee を通じて, 無線通信により手元の PC に送信した。装置群は, 3D プリンタで自作した冶具により固定し, Phantom4 (ドローン) に搭載した。装置外観を Fig.1 に示す。下側のフラックスゲート磁束計を測定センサ, 上側を参照センサとして用いた。

3. 磁気ターゲットと順問題・逆問題解析ソフト

上記装置で行う磁気探査の対象は, 不発弾や地雷のように地表近くの磁性体を仮定した。そこで約 250 mT の表面磁束密度を有する 5 mm 厚さの円盤型ネオジム磁石を上下に張り付けた長さ 20 mm, 直径 25 mm の鉄鋼柱を 9 個配列し, 磁気ターゲットとした。磁気ターゲットのサイズは約 100 mm³ の範囲に収まっており, 数 m² の測定範囲を設定した場合, ターゲットを磁気双極子で近似可能と考えた。そこで, 磁気双極子が十分に自身から離れた場所につくる磁場を表す式

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \left(\frac{3(\mathbf{m}\cdot\mathbf{r})\mathbf{r}}{r^5} - \frac{\mathbf{m}}{r^3} \right) \quad (1)$$

を用いて, 磁気ターゲットの作る磁場を計算する順問題解析ソフトを開発した。ここで, $\mathbf{B}(\mathbf{r})$ は求める位置 \mathbf{r} での磁場, \mathbf{m} は磁気双極子の磁気モーメントである。ターゲットと測定センサ間距離(リフトオフ)は 500 mm, 測定範囲を 1.5 m×1.5 m の xy 水平平面, 磁気ターゲットを測定平面中央真下の地面に設置したと仮定し, ターゲット位置を直行座標の原点として, 式(1)から測定平面内における磁場分布を求めるソフトを Matlab を用いて作成した。また, 測定した平面内の磁場分布, もしくは順問題解析で求めた磁場分布から, 磁場源の位置と磁気モーメントの 6 成分を推定する逆問題解析ソフトも Matlab を用いて作成した。測定で得られた磁場分布を y_j とし, 式(1)を用いた順問題解析で求めた磁場分布を $f(x_i)$ とすると, 測定

点 16 点における両者の差の二乗和 $(y_j - f(x_i))^2$ の総和を最小とするような磁気双極子の位置 $\mathbf{r} = (x, y, z)$ と磁気モーメント $\mathbf{m} = (m_x, m_y, m_z)$ を求めるプログラムを作成した。

4. 磁気ターゲットの作る磁場の分布計測と順・逆問題解析

Fig.1 に示す装置を用いて, 地面に設置した磁気ターゲットから垂直 z 方向に約 500 mm 離れた 1.5 m×1.5 m の xy 水平平面に測定センサが位置するようにドローンを飛行させて, x, y ともに 0.5 m 間隔の 16 点において, B_x, B_y, B_z の 3 成分の磁場分布について, 400 mm のベースラインに設定した軸型電子差分型グラジオメータでリモート計測した。測定結果の一例として, 磁気ターゲットの N・S 極を上下 z 方向に向けて測定範囲中央(原点)に配置した際の, B_z 磁場分布の測定結果を Fig.2(a) に示す。原点から少し離れた場所に, 磁気ターゲットによる磁場ピークが計測された。同図(b)に, 順問題解析により得られた同成分の磁場分布を示す。これら両方の磁場分布に関しては, 逆問題解析を行った結果, 順問題解析結果に対しては, B_x, B_y, B_z のどの磁場分布を用いても, 磁気双極子を設定した原点に, 設定した磁気モーメントの強度を持つ磁気双極子が推定された。一方, 実測の磁場分布に関しては, B_x, B_y の磁場分布を用いた場合, 原点より約 395~485 mm 離れた場所に, z 成分が他成分より大きい磁気モーメントが推定された。

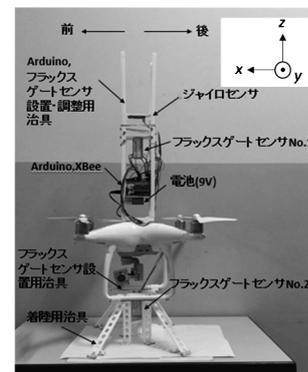


Fig.1 Magnetic survey system using fluxgate sensors and drone (Phantom4). Sensors are operated with Arduino Uno.

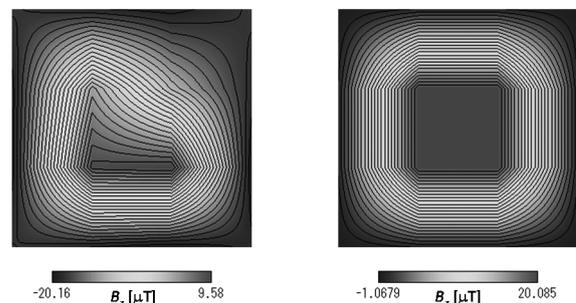


Fig.2 Measured magnetic field distribution (left) and calculated magnetic field distribution (right).

参考文献

- [1] 藤田裕二他, 第 63 回応用物理学会春季学術講演会, 20a-P3-22, 2016.
- [2] <http://www.stefan-mayer.com/en/products/magnetometers-and-sensors/magnetic-field-sensor-flc3-70.html/>

TES 型 X 線マイクロカロリメータアレイを用いた STEM-EDS システムの開発

Developments of STEM-EDS system with TES X-ray microcalorimeter

林 佐, 村松 はるか, 前久 景星, 満田 和久, 山崎 典子 (ISAS/JAXA); 前畑 京介 (九大); 日高 睦夫 (産総研); 原 徹 (NIMS)
 T. HAYASHI, H. MURAMATSU, K. MAEHISA, K. MITSUDA, N.Y. YAMASAKI (ISAS/JAXA);
 K. MAEHATA (Kyushu Univ.); M. HIDAKA (AIST); T. HARA (NIMS)

E-mail:tasuku@astro.isas.jaxa.jp

1 学術的研究背景

走査透過型電子顕微鏡 (STEM) とエネルギー分散型 X 線分光分析 (EDS) を組み合わせたシステムは、ナノスケールでの元素マッピングを可能とし、地球外物質や材料工学、バイオテクノロジーといった研究分野で使われる重要な基盤ツールである。STEM-EDS の検出器への要求値は、幅広いエネルギー帯域 (0.5–15 keV) と高計数率 (> 5 kcps)、高いエネルギー分解能 (< 10 eV) である。従来の EDS で使われる半導体検出器 (SSD) では、エネルギー分解能が $\Delta E \sim 130$ eV と近接する特性 X 線を分離することが出来なかった。我々はこの状況を打破するため、SSD より 50 倍以上も良いエネルギー分解能を達成可能な超伝導遷移端 (Transition Edge Sensor: TES) 型 X 線マイクロカロリメータの開発を行っている。

TES カロリメータは熱雑音の低い極低温 (~ 100 mK) で動作し、入射 X 線光子 1 つ 1 つによる素子の温度上昇を超伝導遷移端の急峻な抵抗変化として捉え、原理的には $\Delta E = 1$ eV を達成可能な X 線分光検出器である。我々はこれまでに、1 素子の TES カロリメータを STEM に搭載し、 $\Delta E_{FWHM} = 9.7$ eV@1.7 keV のエネルギー分解能を達成した [1]。しかし、1 素子では計数率 (300 cps) に限界があり元素マッピングには不十分である。計数率向上のために 8×8 アレイの TES カロリメータを開発した [2]。TES カロリメータの読み出しには SQUID array amplifier (SAA) を用いており、それを TES カロリメータと共に極低温領域に置く必要がある。限られたスペースに TES チップと SAA を搭載するためには、極低温ステージと実装方法の確立が重要な開発課題となる。

2 極低温ステージの開発

STEM-EDS では試料からくる X 線を効率良く検出することが求められる。そのため、TES カロリメータを出来る限り試料の近くに置く必要がある。搭載するステージには特殊な構造をした銅ロッドを用いて、銅ロッドの先端に TES カロリメータを搭載する (Figure1(左))。また 8×8 アレイの TES カロリメータを読み出す SAA の数は 8 チップであり、銅ロッドの根元 (3 cm 角) の 4 側面に搭載する。SAA と超伝導配線を電氣的に繋ぐ方法には、Al ワイヤボンディングが使われるが 64 素子を読み出すには 500 本以上のワイヤーボンディングが必要となる。そこで、我々はワイヤーボンディングの数を 50 % 以上減らすことが可能な半田ボールを用いたフリップチップボンディングを採用した。半田ボールを用いたフリップチップボンディングでは熱を掛けるリフロープロセスが必要であり、SAA チップ

を同時に 4 側面に実装するには重力の影響があり難しい。そこで我々は銅ロッドとは別の基板を用意し、そこに超伝導配線を施して SAA チップをフリップチップボンディングにより実装した (Figure1(左上))。これにより、リフロープロセスを気にすることなく、歩留まりの高いものを選択して実装可能とした。これら全てのコンポーネントを統合し、STEM に搭載して動作試験を行った。

3 動作実証と今後

動作試験を行った結果、フリップチップボンディングが低温で断線してしまい、駆動可能な SAA は 30 素子、TES カロリメータは 10 素子であった。そのうちの 1 素子を用いて TiIrPt の試料から、計数率 20, 80, 150 cps/pixel の 3 つで X 線信号を取得し各計数率で 7 eV@4.5 keV 以下のエネルギー分解能を達成した。また 2–12 keV のエネルギーバンドでエネルギースペクトル (Figure1(右)) の取得に成功し、2-10 keV までのエネルギー帯域で STEM-EDS の要求を満たすことを確認した。

今回の試験により、10 素子の動作実証に成功し、150 cps/pixel (1.5 kcps/array 相当) の環境下で STEM-EDS のエネルギー帯域と分解能の要求を達成した。現状のカウントレートを制限しているのはフリップチップボンディングの歩留まりであり、これはドーターボードに用いている FR4 基板の線膨張係数が低温で SAA チップの材質である Si と大きく違うことによるものである。今後は低温で線膨張計数がより Si に近い材質を用いたドーターボードの製作が求められる。本発表では STEM-TES-EDS の動作実証の詳細と今後の実装技術の改善方針について報告する。

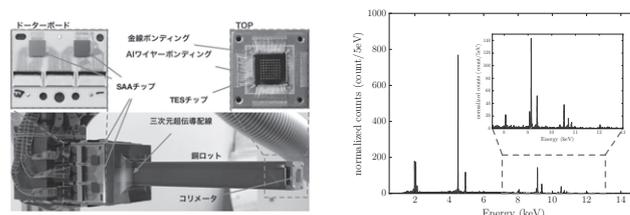


Figure 1: (左) TES チップとドーターボードおよび銅ロッドの詳細；(右) TiIrPt 試料を用いて 20 cps で取得した 0.5 ~ 15 keV のエネルギースペクトル

References

- [1] K. Maehata, T. Hara, K. Mitsuda, M. Hidaka, K. Tanaka, Y. Yamanaka, Journal of Low Temperature Physics, 184, 510, 2015
- [2] H. Muramatsu, K. Nagayoshi, T. Hayashi, K. Sakai, R. Yamamoto, K. Mitsuda, N.Y. Yamasaki, K. Maehata, and T. Hara, Journal of Low Temperature Physics, 184, 9196, 2016

サブ磁束量子フィードバックを用いたデジタル SQUID の設計

Design of Digital SQUID using sub-SFQ Feedback

岡部 公亮, 明連 広昭, 田井野 徹, 成瀬 雅人(埼玉大)

OKABE Kosuke, MYOREN Hiroaki, TAINO Toru, Naruse Masato (Saitama Univ.)

E-mail: k_okabe@super.ees.saitama-u.ac.jp

1. はじめに

超伝導量子干渉デバイス (SQUID: Superconducting Quantum Interference Device) を応用した磁束計は、微小な磁束を検出することができ、生体磁気の計測が可能など高感度である。しかし、都市雑音環境下の簡便な磁気シールドルーム中で計測を行うには広いダイナミックレンジが必要となる。従来の SQUID 磁束計では、FLL (Flux Locked Loop) により、室温からフィードバックをかける方式が用いられていた。この方式では、磁束検出を行う際、入力磁束に比例したフィードバック電流を流すことになる。そのため、多チャンネルアレイには不向きであり、ダイナミックレンジに制限があった。そこで FLL を SFQ (Single Flux Quantum) 論理回路で構成した広いダイナミックレンジを持つデジタル SQUID 磁束計 [1] が提案されている。本研究では、仮想的に無限大なダイナミックレンジを実現できる直接フィードバックと、磁気カップリングを用いてサブ磁束量子分解能を実現できる間接フィードバックの 2 つを組み合わせ、仮想的にダイナミックレンジが無制限で、かつサブ磁束量子分解能を持つ磁気検出システムの実現に向け、デジタル SQUID の設計を行った。

2. デジタル SQUID 磁束計の構成と動作

提案するデジタル SQUID 磁束計の構成を Fig. 1 に示す。Main loop に入力された磁束は磁気カップリングを通し QOS コンパレータに入力される。コンパレータの閾値を超えた場合には DFF、超えていない場合には JNOT から SFQ パルスが出力され Feedback loop に蓄えられ、磁気カップリングにより間接的に磁場フィードバックを行う。この相互インダクタンスを低くしてサブ磁束量子化することでデジタル信号処理に伴う分解能を高めている。また、アップダウンカウンタへの入力が入力一定数溜まると SFQ を出力し、Main loop へと直接フィードバックされ、Main loop の電流が一定に保たれるように動作する。

この方式では、一定のバイアス電流をかければ磁束の検出が可能であり、大電流を流す必要がないため広いダイナミックレンジを期待できる。

しかし、直接フィードバックを行った直後、間接と直接のフィードバックが二重にかかってしまい、定常状態に復帰するのに時間がかかるという問題がある。そこでアップダウンカウンタの出力と同時にパルスジェネレータから Feedback loop に溜まった入力を打ち消すように SFQ パルス列を出力する回路が追加してある。

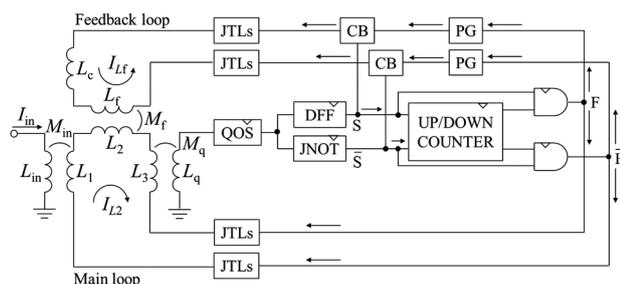


Fig.1 Schematic of a digital SQUID based on a QOS comparator with two types of SFQ feedback loops.

3. シミュレーション結果

提案した回路はジョセフソン回路シミュレーションソフト jsim [2] を用いて動作確認を行った。Fig. 2 はシミュレーションによって求められた入力電流 I_{in} の時間変化に対する Feedback loop と SQUID Main loop の周回電流 I_{Lf} および I_{L2} の時間変化を示している。Main loop に一定の電流を流すようにフィードバックを行っているため、正常に動作していることが確認できた。

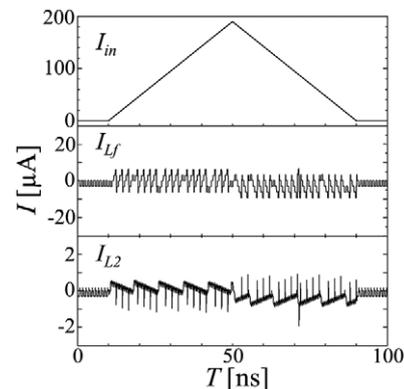


Fig.2 Simulation results for a digital SQUID with a clock frequency of 3 GHz and a feedback resolution of $\Phi_0/4$.

4. まとめ

SFQ 論理を用いたデジタル SQUID 磁束計の実現を目指し、構成要素である SFQ FLL の設計を行った。またシミュレーションにおいて正常動作を確認することができた。以上の結果より広いダイナミックレンジとサブ磁束量子分解能を持つデジタル SQUID 磁束計の実現に向けた指針を得ることができた。

謝辞

研究の一部は、東京大学 VDEC を通して日本ケイデンス株式会社の協力で行われました。本研究に使用された回路は、産業技術総合研究所 (AIST) の超伝導クリーンルーム (GRAVITY) において、AIST-STP2 プロセスを用いて作製されました。AIST-STP2 は、(公財) 国際超伝導産業技術センター (ISTEC) のニオブ集積回路プロセスを AIST にて発展させたものです。

参考文献

1. H. Myoren, et al.: "Design and Magnetic Field Noise of Magnetometer Using Digital SQUID With Subflux Quantum Feedback," IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol.26 (2016) p.1-5
2. E. S. Fang and T. van Duzer: "A Josephson integrated circuit simulator (JSIM) for superconductive electronics application," Extended Abstracts of 1989 International Superconductivity Electronics Conference, Tokyo, (1989) p.407-410

NbTiN 薄膜によるナノ構造熱援用デバイスの作製 Fabrication of thermally-assisted nanostructured devices using NbTiN thin films

田中 雅光, 鈴木 雅斗, 丸山 晃平, 佐野 京佑, 赤池 宏之, 藤巻 朗 (名大)

TANAKA Masamitsu, SUZUKI Masato, MARUYAMA Kohei, SANO Kyosuke, AKAIKE Hiroyuki, FUJIMAKI Akira (Nagoya Univ.)

E-mail: masami_t@ieec.org

1. はじめに

ナノ構造を用いた熱援用超伝導デバイスであるナノクライオトロン (nTron) [1] は, ジョセフソン接合と比べサブボルトオーダに及ぶ高い出力電圧が得られ, 半導体デバイスとのハイブリッド集積回路への応用 [2] が期待されている 3 端子素子である。

今回, 下地基板によらず優れた超伝導性が得られる NbTiN を用いて, 膜厚 50 nm, 最小線幅 200 nm 程度の nTron を作製した。半導体デバイスを駆動するために十分な特性が得られるかを評価することを目的とし, 静特性の測定を行ったので報告する。

2. デバイスの作製

Si 基板上に DC マグネトロンスパッタ法により NbTiN 薄膜を堆積させ, 光リソグラフィと電子線リソグラフィを併用してレジスト上にパターンを形成し, 反応性イオンエッチング装置により加工を行った。膜厚は 50 nm とした。電子線露光の条件は, 加速電圧 50 kV, ドーズ時間 0.15–0.25 $\mu\text{s}/\text{cm}^2$, ビーム電流 5.0×10^{-11} A である。

Fig. 1 に作製した nTron の顕微鏡写真を示す。ドレイン - ソース間に幅 280–370 nm の超伝導チャンネルを形成し, ゲート電極の最細部 (チョークと呼ぶ) がチャンネルに接する構造としている。チョークの幅は 220 nm で, ゲート電流を流すことでここにジュール熱が発生し, 熱がチャンネルに伝わると, ドレイン電流による正帰還がかかることで常伝導状態に転移した領域が広がり, nTron は ON 状態へと遷移してドレイン - ソース間に電圧が生じる。

3. 特性評価

作製した nTron の評価は, 液体ヘリウム容器内のヘリウム中及び蒸発ガス雰囲気中で行った。加工した NbTiN 膜の臨界温度は 12.7 K だった。4.2 K においては, チャンネルの臨界電流値が大きく, ゲート電流の印加による熱遷移は観察できなかった。

11 K においてドレイン - ソース間の電流電圧特性を, ゲート電流 I_G を変えて測定した結果を Fig. 2 に示す。 I_G を流さない場合, 臨界電流値は約 150 μA であり, スイッチした後は 0.1 V 以上の出力電圧が得られた。この臨界電流値は, 温度を上げるにつれて減少が観察されたことから, 動作は熱に基づくと考えられる。 I_G を印可すると, 臨界電流値は徐々に低下する。 Fig. 2 から, 負荷抵抗を 10 k Ω とした場合, ドレイン電流 I_{DS} を 100 μA に設定すると 100 μA の入力ゲート電流により約 0.1 V の出力が得られる。 I_{DS} を 200 μA に設定すると, 50 mV 程度のオフセット電圧が生じるが, 出力振幅は 0.2 V となる。まだ CMOS 回路の閾値には及ばないが, nTron 単独で MOSFET の出力変化を得るには十分なポテンシャルがある。

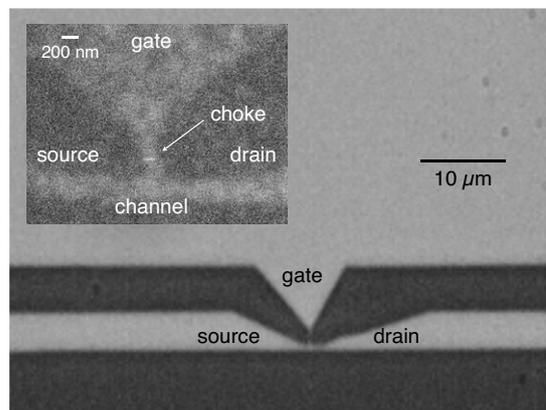


Fig. 1 Optical and scanning electron microscope (inset) images of nTrons fabricated of 50-nm-thick NbTiN film

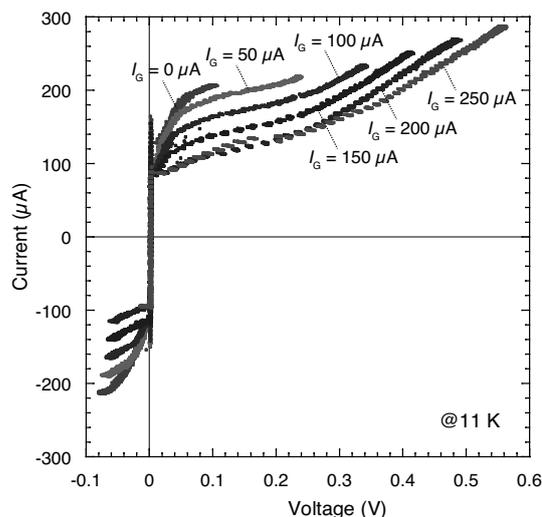


Fig. 2 Current-voltage characteristics of NbTiN nTron between drain and source electrodes for different gate currents.

十分な駆動能力とスイッチング時間を得るには, 露光やエッチング条件を最適化するとともに, NbTiN 薄膜を薄くし, より精密にデバイスを加工する必要がある。

参考文献

1. A. N. McCaughan and K. K. Berggren, "A Superconducting-Nanowire Three-Terminal Electrothermal Device," *Nano Lett.*, vol. 14, no. 10, pp. 5748–5753, 2014.
2. M. Tanaka, et al., "Josephson-CMOS Hybrid Memory with Nanocryotrons," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 27, no. 4, art. no. 1800904, 2017.

謝辞

本研究の一部は JST ALCA, 科研費 (26220904, 16H02340, 16H02796) の助成を受けて実施したものである。

3 電極間に滴下法で作製した金ナノ粒子ランダム配列における単一電子帯電効果 Single-electron charging effects in random arrays of Au nanoparticles dropped on three electrodes

森林 誠, 松本 和彦, Tran Huong, 守屋 雅隆, 島田 宏, 水柿 義直(電通大); 木村康男(東京工科大); 平野 愛弓(東北大)
MORIBAYASHI Makoto, MATSUMOTO Kazuhiko, TRAN Huong, MORIYA Masataka, SHIMADA Hiroshi,
MIZUGAKI Yoshinao (UEC Tokyo); KIMURA Yasuo (Tokyo Univ. of Technology); HIRANO-IWATA Ayumi (Tohoku University)
E-mail : moribayashi@w8-7f.ee.uec.ac.jp

1. はじめに

単一電子トランジスタ(SET)の島電極としては金ナノ粒子(AuNPs)が広く用いられているが、その多くでは配線電極とAuNPsの位置関係を精密に制御する必要がある[1]。

我々は、サブミクロンオーダーのギャップを有する金電極間に金コロイド溶液を複数回滴下し、ギャップ間にAuNPsのランダム配列を作製する方法で単一電子帯電素子を作製してきた[2][3]。本研究では、複数の温度でランダム配列の電気的特性を測定し、単一電子帯電効果の観測を試みた。

2. 実験方法

表面酸化処理をしたSi基板上にEBリソグラフィと斜め蒸着を利用して100 nm~300 nmのギャップで隔てられた金電極を12組作製した。同時に、ギャップから1 μm 離してゲート電極を配置した。

次に、電極ギャップ周囲に粒径30 nmのAuNPsを含む金コロイド溶液、又は粒径30 nmと粒径5 nmのAuNPsを含む金コロイド溶液を複数回滴下し、静置乾燥させることで、電極間にAuNPsをランダム配列させた。1チップ当たり12組の配列(12個の素子)の電気的特性を低温化で測定し、その後、電子顕微鏡(SEM)を用いてAuNPsの配列状態を確認した。

3. 測定結果

5チップの電流電圧測定を行い、測定可能であった55素子中12素子で電流抑制領域が生じた。電流抑制領域を示した素子のSEM像の一例(Sample A)をFig.1に示す。粒径30 nmのAuNPs 3個で85 nmのギャップが接続されている。

粒径30 nm AuNPsのみの素子では、電流抑制領域が確認された最高温度は200 Kであった。粒径30 nm AuNPの自己容量のみを考慮した帯電エネルギーに対応する温度が223 Kと計算できることから、この結果はクーロン閉塞とみなしてよいといえる。また、粒径30 nmと粒径5 nmのAuNPsを含む金コロイド溶液を滴下した素子(Sample B)における4.2 K及び138 Kでのドレイン-ソース間電圧 V_{DS} 対ドレイン電流 I_D 特性をFig.2に示す。この素子では測定を行った4.2 K~138 Kの温度範囲でクーロン閉塞を確認した(素子破損の為、より高温での測定は未実施)。クーロン閉塞幅 ΔV_{CB} はFig.3のように温度に対して負の相関があった。この負の相関は電流抑制が帯電効果由来であることを示す。また、線形近似線を外挿した場合、室温で ΔV_{CB} が有限となることから、室温動作の可能性もある。更に、ゲート応答に関しては、ゲート電圧に対するドレイン電流の変調がみられた素子があった。

4. 結論

サブミクロンオーダーのギャップを有する金電極間に作製したAuNPsランダム配列の複数温度で測定した電流電圧特性においてクーロン閉塞を確認した。

謝辞

本研究の一部は、JSPS 科研費 15K13999 および JST-CREST JPMJCR14F3 の支援を受けたものです。

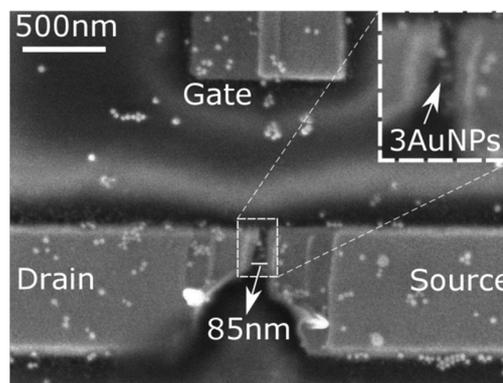


Fig.1 SEM image of Sample A. The drain and source electrodes connected by three 30 nm Au nanoparticles.

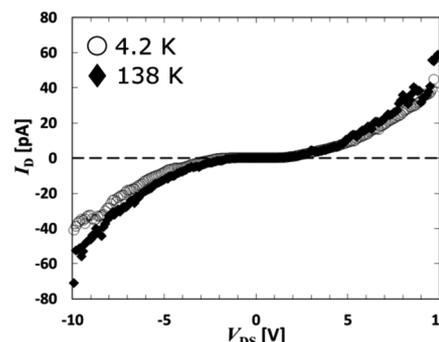


Fig.2 I_D - V_{DS} characteristics of Sample B at 4.2 K and 138 K

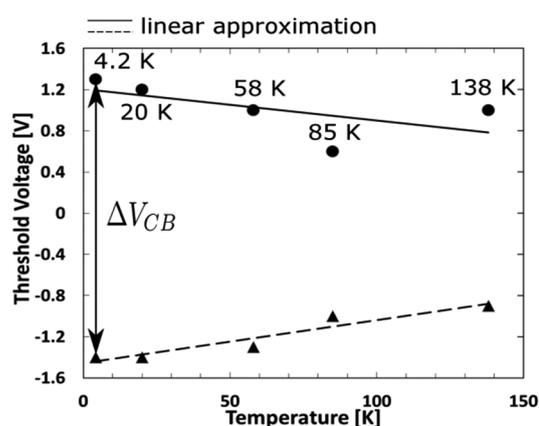


Fig.3 Temperature dependence of threshold voltages (Sample B)

参考文献

1. Y. Majima, et al.: Appl. Phys. Lett, **100** (2012) 033101
2. M. Moriya, et al.: Appl. Phys. A, **122** (2016) 756
3. H.T.T. Tran, et al.: Proc. IEEE NANO 2016, Sendai, Japan, 2016, pp.131-134.

DFQ アンプの誤動作時における磁束量子ダイナミクス

Dynamics of SFQ pulses transferred in a DFQ amplifier

樋口 孔明, 荒井 祐真, 水柿 義直 (電通大)
 HIGUCHI Komei, ARAI Yuma, MIZUGAKI Yoshinao (UEC Tokyo)
 E-mail: higuchi@w8-7f.ee.uec.ac.jp

1 背景及び目的

ジョセフソン効果に基づく量子精度の電圧生成は直流電流標準に実用化されており、次世代交流電圧標準への応用に向けた研究が行われている。我々はその一方式として周波数変調型 SFQ-D/A 変換器 [2] について取り組んでおり、その中の電圧増倍回路として、DFQ アンプ [1] を採用している。本研究では、これまで未調査であった DFQ アンプの誤動作時の SFQ ダイナミクスについて解析した。

2 研究手法

本研究では、まず AIST Nb STP2 プロセスで試作された 100 倍 DFQ アンプの入出力特性を液体ヘリウム浴中で測定し、入力電圧が正常動作可能な範囲を越えた場合の特性を調べた。次に、実験条件を反映させたパラメータを用いて数値計算を行い、誤動作時の SFQ ダイナミクスを可視化した。

3 結果と考察

Fig. 1 は 100 倍 DFQ アンプ回路の入出力特性を示している。図中の赤色のグラフが測定結果、青色のグラフが数値計算で得られた結果である。両方のグラフの概形は概ね似ているため、計算結果と測定結果で近い結果が得られたことが分かる。測定結果では、入力電圧が $70\mu\text{V}$ 付近で増倍率が 100 倍からずれ始めた。その後緩やかに減少し、 $90\mu\text{V}$ 付近で急激に減少し始めた。数値計算結果でも同様に、 $80\mu\text{V}$ までは増倍率は理想的に増倍し、その後急激に減少している。減少後、 $90\mu\text{V}$ 付近で減少が止まり、その後上下にぶれた。

数値計算結果から入力電圧が正常動作可能な範囲を越えた際の DFQ アンプ中での SFQ の誤作動には主に 3 種類あることが分かった。その中で、入力電圧が正常動作可能な範囲を越えた直後 (Fig.1 の丸) に最も多く見られた誤作動について、その SFQ ダイナミクスを Fig. 2 に示す。

正常動作の場合、SFQ は 1 段目から後段側に順々に伝搬する。これは Fig. 2 にて右斜め方向に伸びる点群として表される。しかし、Fig. 2 の矢印で示している箇所では、SFQ 同士の干渉によって後方の SFQ が先方の SFQ に追い付き、対消滅している。追い付いたのは SFQ パルスの入力間隔が狭くなることで回路中の電流

密度が想定よりも大きくなり、DFQ の生成に影響を与えたのが原因と考えられる。以上の理由より、電圧増倍率が理想的な場合よりも減少することになる。

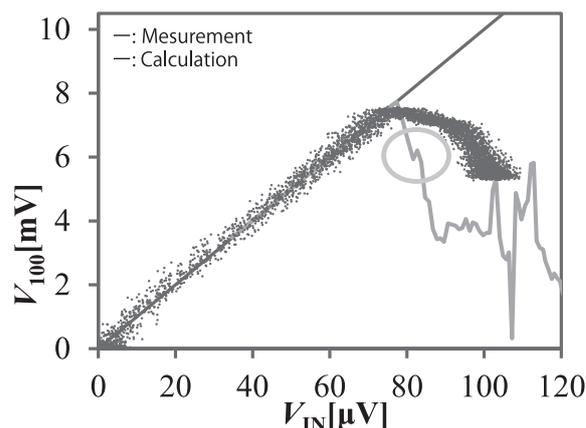


Fig. 1 IO characteristics of DFQ amplifier obtained by means of measurement and calculation

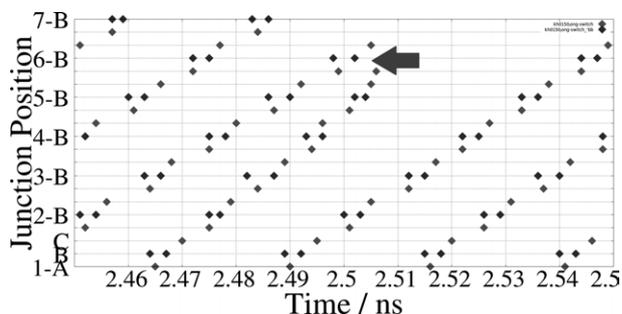


Fig. 2 Numerical switching sequence in a DFQ amplifier which includes an error operation.

謝辞

本研究の一部は、JSPS 科研費 15K13999 の助成と、東京大学 VDEC を通じた日本ケイデンス株式会社の協力で行われた。本研究に使用された回路は、産業技術総合研究所 (AIST) の超伝導クリーンルーム (CRAVITY) において、AIST-STP2 プロセスを用いて作製された。

参考文献

- [1] Q. P. Herr, IEEE Trans. Appl. Supercond. **15**(2005)259
- [2] Y. Mizugaki, et. al, ISS2016, **ED2-4**, Tokyo, Dec., 2016

単一磁束量子論理によるデジタル信号処理回路用 高速 up/down カウンタ回路の設計

Design of High-speed SFQ Up/Down Counter for Digital Signal Processing

神谷 遼太郎, 明連 広昭, 田井野 徹, 成瀬 雅人(埼玉大学)

KAMIYA Ryotaro, MYOREN Hiroaki, TAINO Tohru, NARUSE Masato(Saitama University)

E-mail: r_kamiya@super.ees.saitama-u.ac.jp

1. はじめに

超伝導ナノワイヤ単一光子検出器(Superconducting Nanowire Single Photon Detector : SNSPD)は、高計数率、低暗計数率、低ジッタ、高量子効率などの優れた特徴をもつ。SNSPD はアレイ化することにより、光子数検出が可能であることが報告されている[1]。我々はこれまでに単一磁束量子(Single Flux Quantum : SFQ)論理回路を用いた光子数識別回路の信号処理回路を提案し、報告した[2]。また、提案された光子数識別回路は、SNSPD、フィードバック回路、電流比較器、up/down カウンタで構成された SFQ 論理回路である。up/down カウンタは光子数識別回路を構成する回路の中で動作速度が最も高速に動作する必要があり、up/down カウンタの動作速度によって回路全体の動作速度が制限される。本研究では up/down カウンタに注目し、動作速度の高速化を目指した。

2. up/down カウンタ

本研究における up/down カウンタは、T フリップフロップ、AND ゲートにて構成されている。入力端子は、加算信号、減算信号、リセット信号の 3 つからなる。構成した up/down カウンタの回路を Fig.1 に示す[3]。0-bit 目は下位 bit からの信号がないため、加算信号、減算信号の論理和をとる。また、各論理ゲートにおけるクロックは加算信号、減算信号の論理和をとった。T フリップフロップにリセット信号を入力すると内部状態が"0"となり、up/down カウンタのカウントを 0 に戻す。

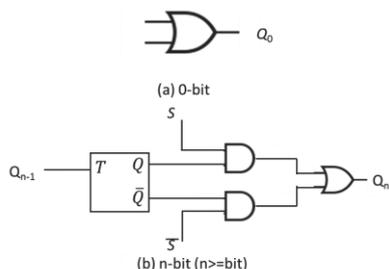


Fig.1 Schematic of an up/down counter configurations for (a) 0-bit and (b) n-bit part.

3. 論理シミュレーション

CONNECT セラライブラリを用いて 3-bit 分の up/down カウンタの設計を行い、論理シミュレータ Verilog-XL を用いてシミュレーションを行った。その結果を Fig.2 に示す。加算信号、減算信号の両方の入力を行い、その際の動作を示す。論理動作の視認性のためクロック周波数 0.1GHz とし、バイアス電圧は通常の 2.5mV とした。また、設計した回路のバイアスマージンを Fig.3 に示す。バイアスマージンは設計された up/down カウンタが正常に動作する上限と下限を示したものである。タイミング調整前はクロック周波数 33 GHz において上部マージンは 25 %、下部マージンは 15 %となった。そのため、up/down カウンタのバイアスマージンを改善するために、配線に用いる JTL の種類を変更することにより、タイミング調整を行った。タイミング調整後のバイアスマージンは、クロック周波数 40 GHz

において上部バイアスマージンは 30 %、下部マージンは 15 %となり、改善された。

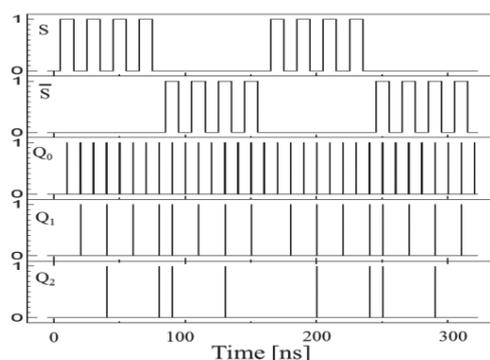


Fig.2 Logical simulation result of the 3-bit up/down counter at clock frequency of 0.1 GHz.

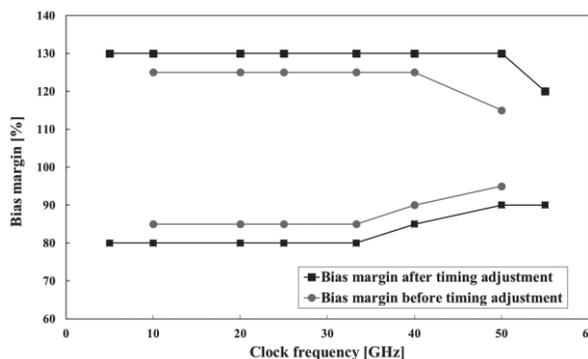


Fig.3 Clock frequency dependence of Bias margin for the 3-bit up/down counter.

4. まとめ

本研究では光子数識別回路に用いる up/down カウンタ回路の設計を行った。高速動作のために、NDRO を削減するとともにタイミング調整を行い、クロック周波数 40 GHz において上部バイアスマージンは 30 %、下部マージンは 15 %を得た。

謝辞

研究の一部は、東京大学 VDEC を通じて日本ケイデンス株式会社との協力で行われました。本研究に使用された回路は、産業技術研究所(AIST)の超伝導クリーンルーム(CRAVITY)において、AIST-STP2 は、(公財)国際超電導産業技術センター(ISTEC)のニオブ集積回路プロセスを AIST にて発展させたものです。

参考文献

- [1] F.Marsil et al., IEEE Trans. Appl. Phys. Lett., Vol. 100, 112601, 2012.
- [2] H.Myoren et al., IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 25, no.3, 2200204, 2015.
- [3] V.Kaplinenko et al., IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 27, no.2, pp2264-2467, 1991.

単一磁束量子回路を用いた FPGA の実現に向けた 2-input Look-up table の設計及び評価

Design and evaluation of a 2-input look-up table for realization of FPGA using SFQ circuits

荒木 美佳, 山梨 裕希, 吉川 信行(横浜国大)

ARAKI mika, YAMANASHI Yuki, YOSHIKAWA Nobuyuki (Yokohama Nat. Univ.)

E-mail: araki-mika-my@ynu.jp

1. はじめに

現代の情報処理において FPGA (Field Programmable Gate Array) が製品開発のキーデバイスとして注目されており、さまざまな電子機器で使用されている。FPGA とは現場(Field)で、書き換え可能 (programmable) な論理ゲート (Gate) が格子 (Array) 状に並んでいる LSI である。製品として作製後でも再設計が可能であるため、コストや開発時間など様々な面におけるメリットがある。

現在では FPGA には、半導体集積回路が広く用いられているが、微細化技術の限界や発熱量、消費電力の増大等の問題がある。ここで半導体集積回路に代わる新たなデバイスとして、単一磁束量子 (Single Flux Quantum: SFQ) 回路が注目されている。SFQ 回路は消費電力が半導体回路に比べ 3 桁低く、高速性においても数十 GHz での高速動作が可能であることが特徴である[1]。本研究では高速動作性をもつ SFQ 回路で FPGA を実現することを目指している。

本研究において SFQ 回路での FPGA の完全実装に向けて、まず Logic Block の実装を行った。Logic Block では内部の Look-up table によって論理関数を決定できる。今回、2 入力 Look-up table を実現する回路の設計を行い、動作実証を行った。

2. Look-up table の構成

Fig.1 に FPGA の構造を示す。入力は I/O Block によって行われ、クロスポイントスイッチ (Interconnection switches) によってどの Logic Block で演算が行われるか配線を決定する。Logic Block においては LUT (Look-up table) に書き込まれたデータによって論理ゲートの機能が決定され演算が行われる [2]。LUT の内部構造を Fig.2 に示した。LUT の論理関数を定義するデータは外部信号 (set 信号) を用いて memory セルに保持される。LUT は、memory セルに書き込まれたデータを入力信号によりデコーダを用いて選択する。図に示すようにデータはツリー形状の MUX で構成した。in から入力される論理値の組み合わせに応じて、対応するメモリセルをデコーダで選択し、値を読み出す。実現させたい出力を set 信号としてあらかじめ書き込むことで、入力に応じて任意のパターンの出力を得ることができる。

3. 測定結果

高速動作が可能なる 2-input LUT の設計を行い、シミュレーションにより 60.5GHz での高速性を確認することができた。しかし、実際に論理状態 1 つを実現する回路であることを考えると面積が大きいという問題点が生じた。ここで SFQ 回路の潜在的な高速性に注目し、低面積化 2-input LUT の設計を行い、面積を 60%、接合数を 36% と大幅に削減することができた。シミュレーションによりこの回路では 10GHz での動作が可能であり、動作余裕度は 80~125% を持つことを確認した。実際にこの回路の試作を行い、測定結果を Fig.3 に示す。92~127% の動作余裕度を確認した。これにより十分な動作余裕度を持つ、2-input LUT の動作実証ができた。

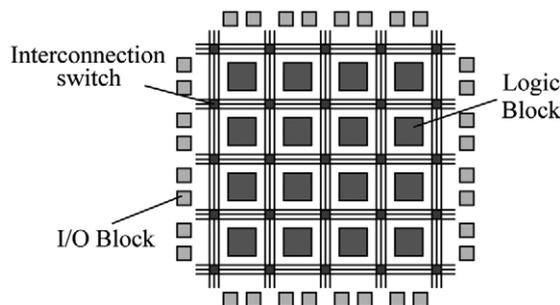


Fig.1 Architecture of FPGA

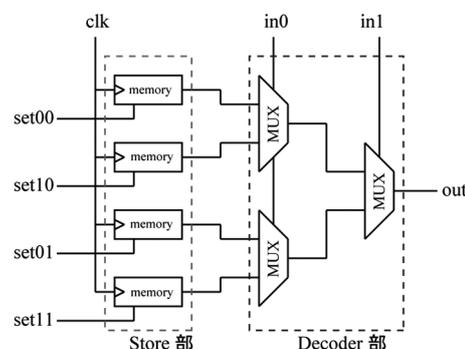


Fig.2 Block diagram of an SFQ 2-input look-up table

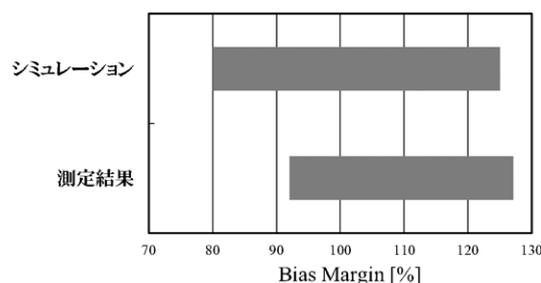


Fig.3 Measured and simulated DC bias margins of the SFQ 2-input look-up table

謝辞

本研究に使用された回路は、(独)産業技術総合研究所 (AIST) の超伝導クリーンルーム (CRAVITY) において、AIST-ADP2 プロセスを用いて作製された。

参考文献

1. K. K. Likharev and V. K. Semenov, "RSFQ logic/memory family: A new Josephson-junction technology for subterahertz-clock frequency digital systems", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol.1, pp.1-28, 1991.
2. C. J. Fourie and H. V. Heerden, "An RSFQ Superconductive Programmable Gate Array", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol.17, pp.538-541, 2007.

単一磁束量子論理に基づく整数型高速除算器の研究

Study on Integer-Number Divider Based on Single Flux Quantum Logic

真田 耀嘉, 山梨 裕希, 吉川 信行(横浜国大)
 SANADA Akiyoshi, YAMANASHI Yuki, YOSHIKAWA Nobuyuki (YNU)
 E-mail: sanada-akiyoshi-sk@ynu.jp

1. はじめに

近年は半導体集積回路の性能向上は、消費電力の増大と言った点から限界が近づいている。これに対して、半導体集積回路と比較し 1/100 程度の消費電力、数十 GHz の高速動作性といった特徴を持った単一磁束量子論理(SFQ)論理回路が注目されている[1]。SFQ 論理回路を用いた研究の1つにマイクロプロセッサの研究があげられ、これまで半導体汎用マイクロプロセッサに劣らない性能を持つ SFQ 汎用マイクロプロセッサの実現を目指し数多く研究が行われてきた[2]。

コンピュータシステムにおける四則演算において除算は最も複雑かつ遅い演算である。汎用 SFQ マイクロプロセッサを用いて除算を演算することを考えると、加減算命令、シフト命令、条件分岐命令を繰り返し実行する必要があり長い演算時間が必要となる。汎用 SFQ マイクロプロセッサを用いて演算した際の除算に占める演算時間を短縮するためには、除算専用ハードウェアである除算回路が必要であると考えられる。本研究では、整数型の除算器をビット直列型及びビット並列型において設計を行い、それぞれの除算器について、除算器を用いなかった場合との演算速度の比較を行う。

2. 除算器の設計

除算を実行するアルゴリズムは複数存在し、回復法、非回復法など複数存在する。非回復法は、回復法に比べ高速に動作が可能で、引数を符号付きで扱えること、比較的単純に回路実装できるといった特徴があげられる。本研究では、こうした特徴をいかす非回復法に基づき設計を行った。非回復法による除算器の構成の概要図を Fig.1 に示す。データの処理方法には、データを直列に処理するビット直列型と並列に処理するビット並列型の2通りの方法がある。それぞれについて Fig.1 に従い除算器の設計を行い、それらと除算専用回路を搭載していない SFQ マイクロプロセッサ: CORE e4[2] により除算を実行した場合と演算時間を比較する。

3. 除算器の評価

ビット直列型及びビット並列型それぞれの、ビット数に対する接合数を Fig.2 に示す。また、Fig.3 に汎用 SFQ マイクロプロセッサ、ビット直列型除算器、ビット並列型除算器それぞれによって除算を実行した際のビット数に対する演算時間を示す。ビット並列型除算器における接合数、演算時間は、ビット並列型除算器を構成した際に必要となる論理素子をもとに見積もった数値である。ビット数を n とすると、Fig.2 のようにビット直列型除算器では n に比例して接合数が増加するのに対して、ビット並列型除算器では、 $n \log_2 n$ のオーダーでビット数が増加し、接合数の面で不利となることがわかる。一方で演算時間は Fig.3 に示すように、ビット直列型除算器では n^2 のオーダーで増加するのに対して、ビット並列型除算器では $\log_2 n$ のオーダーの増加に抑えられ演算時間の面では有利となることがわかる。ビット数が 32 の時、汎用 SFQ マイクロプロセッサにより除算実行したときと比較して、ビット直列型除算器では 5.1 倍、ビット並列型除算器では、18 倍速く演算を実行できることが確認できる。

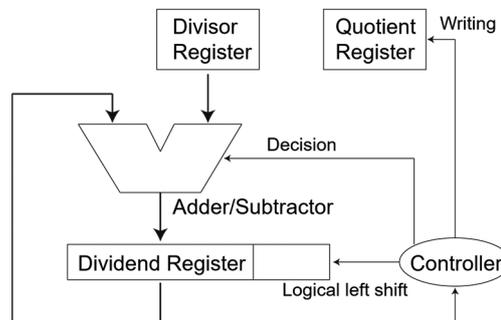


Fig.1 Overview of designed divider

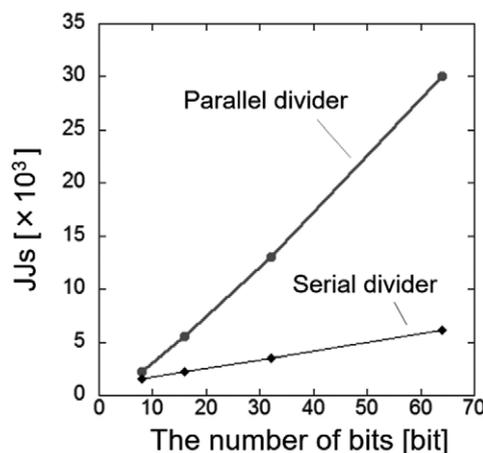


Fig.2 The number of Josephson Junctions vs the number of bits

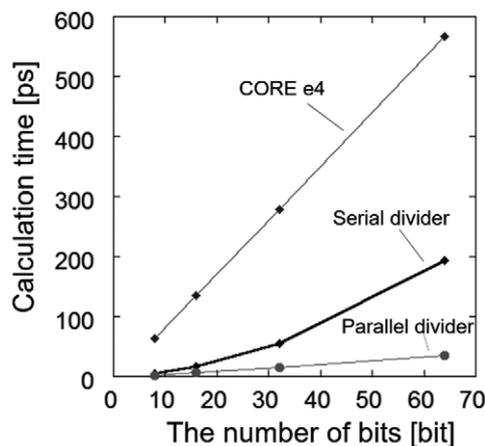


Fig.3 Calculation time vs the number of bits

参考文献

1. K. K. Likharev, et al.: IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 1 (1991) pp. 1-28
2. Y. Ando, et al.: IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 26 (2016) p.1301205

断熱型量子磁束パラメトロンを用いたレジスタファイルの設計と試作

Design and implementation of register files using adiabatic quantum flux parametron logic

吉川信行, 辻直樹, 竹内尚輝, AYALA Christopher, 山梨裕希(横浜国大)

YOSHIKAWA Nobuyuki, TSUJI Naoki, TAKEUCHI Naoki, AYALA Christopher, YAMANASHI Yuki (Yokohama Nat. Univ.)

E-mail: nyoshi@ynu.ac.jp

1. はじめに

断熱型量子磁束パラメトロン(AQFP)論理回路は、極めて低消費エネルギーで動作する論理回路として知られている[1]。我々は AQFP 論理回路を用いたマイクロプロセッサの開発を行なっているが、その重要な回路コンポーネントにレジスタファイルがある。我々は、これまでの研究で 16 ワード×1ビットのレジスタファイルを試作し、その動作実証を行ってきた[2]。しかしながら以前の設計ではクロック供給ラインのクロックスキューが大きく、理論上の最大動作周波数は 650MHz であった。本研究では、回路をブロックに分割することでクロックスキューを低減し回路動作の高速化を図った。今回、5GHz での動作を目標に 16 ワード×1ビットのレジスタファイルを設計し、その動作機能の検証を行った。

2. 高速化レジスタファイルの設計

Fig.1 に高速化された 8 ワード×1 ビットレジスタファイルの顕微鏡写真を示す。設計したレジスタファイルは、同時に2つのアドレスにデータを書き込みながら1つのアドレスからデータを読み出すことが可能である。回路を2つの回路ブロックに分割し励起電流を供給することで、励起配線におけるクロックスキューを 5 GHz に対するタイミングマージン内に収まるように設計した。また、アドレス“0”と“1”のレジスタはそれぞれ“0”定数レジスタ及び“1”定数レジスタとした。接合数は 942 であり、回路面積は 3.2×2.2mm² であった。5 GHz 動作時における消費エネルギーの見積もりは 1 クロックサイクル当たり 13aJ であり、読み出し動作に対するレイテンシは 800 ps (4 クロックサイクル) であった。

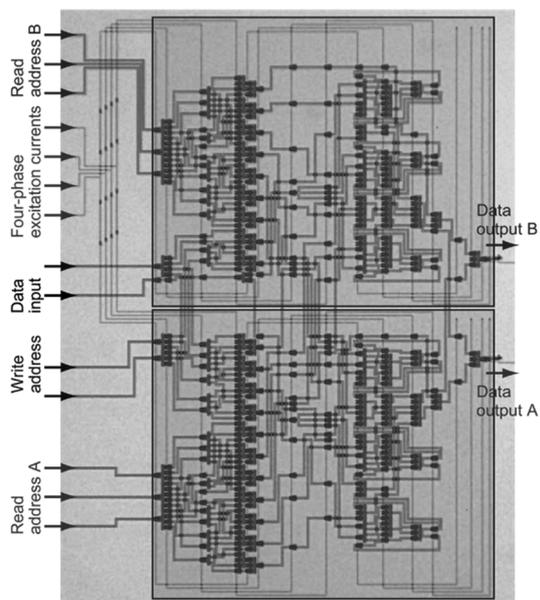


Fig.1 Micrograph of the 8-word by 1-bit register file adopting the multi-block power distribution.

3. 測定結果

Fig.2 に高速化 8 ワード×1 ビットレジスタファイルの 100 kHz での測定波形を示す。 I_D , I_w , I_{ra} , V_{out} は、それぞれ、データ信

号、書き込みアドレス信号、読み出しアドレス信号、出力信号であり、出力検出には dc-SQUID を用いた。励起電流には 4 相の正弦波を用いている。測定では、まず全てのアドレスに“0”を書き込み、次に全てのアドレスの読み出しを行ないながら、同時に全てのアドレスに“1”を書き込んでいる。図より、低速測定において全アドレスの正常動作を確認した。

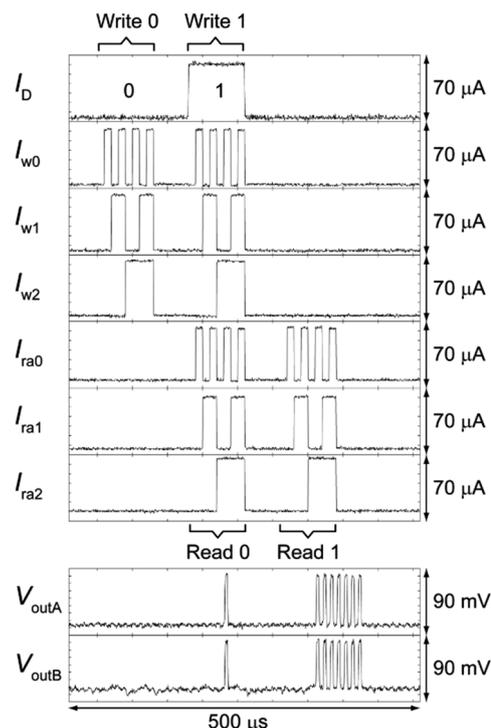


Fig.2 Measurement results of the 8-word by 1-bit register file at 100 kHz. (I_D : input data, I_w : input address, I_{ra} : readout address, V_{out} : output data)

4. まとめ

AQFP 論理回路を用いた 8 ワード×1 ビットレジスタファイルの設計と試作を行った。ブロック化によるクロックスキューの改善により最高動作周波数 5GHz で動作可能なレジスタファイルを設計した。また低速測定においてレジスタファイルの正常動作を確認した。

謝辞

本研究に使用されたデバイスは、産業技術総合研究所 (AIST) 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 JSPS 科研費基盤研究(S) (26220904) の助成を受けたものである。

参考文献

1. N. Takeuchi, *et al.*, Supercond. Sci. Technol., vol. 26, no. 3, p. 35010, Mar. 2013.
2. N. Tsuji, *et al.*, IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 27, no. 4, p. 1300904, Jun. 2017.