

修士論文

TES 型 X 線マイクロカロリメータ 大規模アレイの読み出し実現を目指した マイクロ波 SQUID マルチプレクサ高速化の研究

東京大学大学院 理学系研究科 物理学専攻
宇宙航空研究開発機構 宇宙科学研究所
宇宙物理学研究系 山崎研究室

中島 裕貴

指導教官：山崎 典子 准教授

副査：福山 寛 教授、 勝本 信吾 教授

平成 29 年 1 月

概要

精密分光性能 (6 keV に対して数 eV)、メガピクセルの撮像性能を併せ持った X 線検出器は現存しない。そのような検出器が開発されれば、銀河間に分布する $10^5 \sim 10^7$ K の温度を持ったバリオンの三次元マッピング、銀河団の乱流構造の解明等ができるようになる。また、X 線天文学のみならず物質分析や放射線計測などの分野においてもその要望は強い。その両方の性能を満たす検出器として、我々は TES 型 X 線マイクロカロリメータの開発を行っている。現在の開発ステージは、分光性能の向上から、多ピクセル化へと移行しており、我々はメガピクセルの撮像性能達成に向けて、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの開発を開始した。マイクロ波 SQUID マルチプレクサの開発は現在までに TES 型 γ 線マイクロカロリメータの読み出しに対して行われているが、信号速度が比較的速い TES 型 X 線マイクロカロリメータの研究は世界的に見ても始まったばかりである。

本修士論文では、比較的信号速度の遅い TES 型 γ 線マイクロカロリメータ用のマイクロ波 SQUID マルチプレクサを TES 型 X 線マイクロカロリメータに応用することを目的として、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの高速化の要求値の検討・設計・作製・評価を行った。作製は産業技術総合研究所 CRAVITY に依頼した。

要求値の検討では、TES 型 X 線マイクロカロリメータのエネルギー分解能を 10 eV 以上に劣化させないためには 480 kS/s 以上のサンプリング周波数が必要であることを数値シミュレーションにより確かめた。また、マイクロ波 SQUID マルチプレクサは入出力線形化、ダイナミックレンジ拡大のために、SQUID を Ramp 波磁束で変調する読み出し方法を用いる。この手法では、Ramp 波磁束の周波数が測定系のサンプリング周波数となる。一方、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度は共振器のタンク回路の考え方から、共振器の帯域幅 (BW) で決まっており、 BW を広くすることによって高速化を実現する。したがって、共振器としては、480 kHz 以上の Ramp 波磁束に応答できる BW が必要であり、これを SPICE シミュレーションにより見積もった。その結果、 $BW \geq 3$ MHz という共振器の要求値を得た。

設計では、 $BW \geq 3$ MHz の達成に向けて、それに必要な実際の寸法を電磁界シミュレーションにより見積もった。 BW の制御は共振器とフィードライン (マイクロ波の入力線) とを結ぶカップリングキャパシタンス C_C を変化させることにより行った。カップリングキャパシタはインターディジタル型を採用し、要求される C_C を実現する指の長さ D_C を求めた。実際に $BW = 3, 6, 9$ MHz の高速化マイクロ波 SQUID マルチプレクサを設計した。

評価では、高速化の対照として作製した $BW = 1$ MHz と高速化した $BW = 3$ MHz のマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度の見積もりを行った。結果として、480 kHz 以上の Ramp 波磁束に応答できるという要求を満たすことができ、高速化が達成された。また、共振器内部での損失が想定よりも大きく、 BW が制御できていない、SQUID ループのインダクタンス L_S が設計よりも小さく、 S/N が良くない等といった今後の課題も確認した。さらに、今回高速化に伴い BW を広げたことから、共振周波数 f_r に依存する共振周波数変化幅 Δf_r をチャンネル毎に最適化する必要があった。その場合、SQUID ループインダクタンスを非対称に分けている割合 a を変化させる必要があったが、今回、SQUID の構造・寸法上で a を簡便に変化させる手法を開発した。

目次

第 1 章	X 線天文と分光観測	7
1.1	X 線分光による宇宙の進化の解明	7
1.2	次世代の X 線分光器に要求される性能	8
1.3	TES 型 X 線マイクロカロリメータの信号多重化読み出し方式	9
1.4	本修士論文の目的	10
第 2 章	マイクロ波 SQUID マルチプレクサ	11
2.1	TES 型 X 線マイクロカロリメータ	11
2.2	マイクロ波 SQUID マルチプレクサ	13
2.3	マイクロ波 SQUID マルチプレクサのパラメータまとめ	18
第 3 章	高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサへの要求の検討	23
3.1	目的	23
3.2	TES 型 X 線マイクロカロリメータに必要とされるサンプリング周波数の見積もり	24
3.3	SPICE シミュレーションによるマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度の見積もり	27
3.4	まとめ	33
第 4 章	高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計	35
4.1	設計指針	35
4.2	電磁界シミュレーションによるフィードライン、共振器及びカップリングキャパシタの構造・寸法の設計	38
4.3	SQUID の構造・寸法の設計	43
4.4	高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計	45
4.5	設計のまとめ	52
第 5 章	作製素子の評価	57
5.1	評価の概要	57
5.2	産総研 CRAVITY での試作結果	57
5.3	測定方法	57
5.4	iMSQ01-B3L3 の測定結果	64
5.5	iMSQ01-sq1、sq2 の測定結果	65
5.6	考察	65
5.7	まとめと今後	69
第 6 章	まとめと今後	71
6.1	要求値の検討	71

6.2	設計	71
6.3	評価	72
付録 A	超伝導マイクロストリップ線路のインダクタンス (Chang の式)	75
参考文献		77

第 1 章

X 線天文と分光観測

1.1 X 線分光による宇宙の進化の解明

宇宙物理学は素粒子や生命の起源、宇宙全体の構造やその起源等を物理法則を使って明らかにする学問である。20 世紀に入って人類は、宇宙は決して定常的なものではなく、およそ 138 億年前にビッグバン (big bang) と呼ばれる大爆発によって始まったこと、その後も進化を続け、現在の複雑な階層構造を持った宇宙に至っていることを知ることになった。それでは宇宙が生まれた後、いつ、どのようにして星が生まれ、銀河が形成され、銀河団・銀河群のような巨大な構造が作られたのだろうか。宇宙は今後どのような進化を遂げていくのだろうか。

恒星は人の一生と同じように、生死を持っている。すなわち星間物質の重力収縮によって原始星が生まれ、あるものはさらに重力収縮を続けることでやがて中心部で核融合反応が起こり、主系列星となる。主系列星が核融合反応に用いる燃料を使い果たすと、あるものは周辺部を惑星状星雲として星間空間に還元し白色矮星となり、あるいは超新星爆発を起こして、中性子星やブラックホールとなる。銀河とは恒星の集まりであり、無数の恒星が、あるいは独立に、あるいは影響し合ってサイクルを繰り返している。長期的に見ると、恒星によって作られた重元素を含んだ星間物質 (ISM; Interstellar medium) が、銀河風 (galactic wind) という形で銀河系外に放出される。銀河はさらに銀河団という集団を形成している。銀河団の重力ポテンシャルは電磁波では見ることのできない暗黒物質 (dark matter) によって作られており、銀河はその重力ポテンシャルに束縛され、銀河団を形成している。また、銀河団内の空間は銀河団の重力ポテンシャルに束縛された 1 億度程度の高温ガスで満たされており、その質量は個々の銀河の質量の和よりも大きい。このような高温ガス内にも重元素が存在しており、個々の恒星で作られ、銀河風として放出された星間物質が大きく寄与している。銀河団同士もまた衝突合体を繰り返しており、より大きな銀河団へと成長している。ビッグバン直後の宇宙は極めて一様であり、現在の宇宙に見られるような構造は、その後の進化の過程で互いに密接に関係しながら作られたものである。従って、宇宙の進化を理解するためには、各種の天体の進化と相互の関連を観測的に見極めていくことが重要である。

近年になって観測技術が飛躍的に進歩し、光・赤外線では、地球大気の影響を受けないハッブル宇宙望遠鏡 (Hubble Space Telescope) や、すばる望遠鏡をはじめとする 8 ~ 10 m クラスの望遠鏡が、電波では「はるか」衛星を使ったスペース VLBI が実現され、人類はこれらの諸問題に対して観測的な回答を得はじめようとしている。X 線においても、1999 年に NASA の Chandra 衛星、2000 年には ESA の XMM-Newton 衛星が軌道に投入、さらに 2005 年にはすざく衛星が投入され、結像性能や有効面積において過去の衛星をはるかに上回る性能を達成している。

X 線は高エネルギー電子によるシンクロトロン放射や逆コンプトン散乱によって、あるいは高温物質からの熱制動放射や黒体放射によって生み出される。従って、宇宙における高エネルギー現象をとらえるのにもっとも適した電磁波である。また、エネルギー 100 eV から 10 keV の間には、炭素、窒素、酸素、ネオン、マグネシウム、シリコン、イオウ、アルゴン、カルシウム、鉄等の、宇宙に存在する主要な重元素の K 輝線、K 吸収端が存在することから、これらの重元素の量や物理状態を知る上でも X 線による観測は有効である。さらに、これらの輝線のエネルギーシフト、あるいは

幅は、これらの元素を含むガスの運動状態を知る上で有効である。従って、X 線による分光観測は宇宙の進化を解明する上での重要な手段となっている。

1.2 次世代の X 線分光器に要求される性能

ここでは、次世代検出器に要求されるエネルギー分解能と撮像能力について考える。例えば銀河団の高温ガスの熱運動の速度は数 100 km/s から 1000 km/s である。乱流や銀河団の合体による高温ガスの内部運動の速度も同程度であると考えられ、これらの内部構造を知るためには 100 km/s の速度が分離できるエネルギー分解能が必要十分である。

また、精密なプラズマ診断を行うためには、各輝線の微細構造を十分に分離できる分解能が必要である。微細構造が分離できない場合、プラズマの状態によって輝線構造の中心エネルギーが変わってしまうため、統計に関わらずエネルギーの決定精度が制限されてしまう。従って微細構造の分離は不可欠である。

例えば、宇宙に最も多く存在する元素の 1 つで X 線分光で最も興味のある鉄の $K\alpha$ 線について考える。ヘリウム様に電離された鉄の $K\alpha$ 線のエネルギーは 6.7 keV であるが、この鉄イオンが一階励起された状態は LS カップリングによって、 $1s2s\ ^1S_0$ 、 $1s2s\ ^3S_1$ 、 $1s2p\ ^1P_1$ 、 $1s2p\ ^3P$ の 4 つの状態に分裂する。このうち $1s2p\ ^1P_1 \rightarrow 1s^2\ ^1S_0$ は双極子遷移によって 6698 eV の共鳴 X 線を放射する [13]。一方、 $1s2s\ ^3S_1 \rightarrow 1s^2\ ^1S_0$ と $1s2p\ ^3P \rightarrow 1s^2\ ^1S_0$ は双極子遷移が禁止されており、プラズマの物理状態によって 6637 eV の禁制線と 6673 eV の intercombination 線として観測される。さらに、これらの輝線の近くにはリチウム様イオンやベリリウム様イオンから出る衛星線が現れる。したがってこれらの微細構造を分離するためには、 $\Delta E < 10\text{ eV}$ のエネルギー分解能が必要である。X 線 CCD カメラなどの半導体検出器では原理的にこれよりも 1 桁以上悪く、この条件を満たせない。

100 km/s の運動によって起こるドップラーシフトは、6.7 keV の鉄輝線に対して 2.2 eV である。これは運動の状態によって、エネルギーのシフトもしくは輝線の広がりとして検出される。したがって、天体の運動を正確に知るためには、数 eV のエネルギー分解能が必要となる。

撮像性能としては、例えば、現存する最高の角度分解能を有する NASA の Chandra 衛星の望遠鏡の角度分解能 0.5''、視野 30'、焦点距離 10 m を考えると、必要となる検出器のピクセル数は 3600×3600 となる。また、1 ピクセルの大きさは $24\ \mu\text{m}$ 角となり、検出器全体では 87 mm 角となる。

以上から、次世代 X 線検出器は、例えば、6 keV の X 線に対して 1 ~ 2 eV (FWHM) のエネルギー分解能を有し、 3600×3600 ピクセルで 9 cm 角程度の面積をカバーすることが要求される。このような、精密分光性能と撮像性能を併せ持つ検出器は現存しない。

1.2.1 X 線マイクロカロリメータ

次世代 X 線検出器として、半導体検出器はエネルギー分解能の点で性能不足である。また、分散型分光器は検出効率が悪く、広がった天体の観測には向かず、また低いエネルギー領域でしか十分なエネルギー分解能を達成できない。現時点では、鉄の $K\alpha$ 線領域に対して十分なエネルギー分解能を持つ検出器は、X 線マイクロカロリメータにおいて他に存在しない。X 線マイクロカロリメータは、入射エネルギーを素子の温度変化として測る光子検出器であり、極低温 ($\sim 100\text{ mK}$) において高いエネルギー分解能を達成できる。

半導体温度計から、エネルギー分解能のさらなる改善と多素子化に向けて、超伝導遷移型温度計 (TES) を用いたマイクロカロリメータの開発が進められている。TES 型 X 線マイクロカロリメータは、X 線のエネルギーを吸収する吸収体と素子の温度上昇を測定する温度計の TES、熱の流れを調整するメンブレン構造から成り立っており (図 1.1 左参照)、低インピーダンス故に読み出し系としては高感度な電流計である超伝導量子干渉素子 (SQUID) を用いることができる。

すでに我々のグループ (宇宙科学研究所と首都大学東京のグループ) でも開発した TES 型 X 線マイクロカロリメー

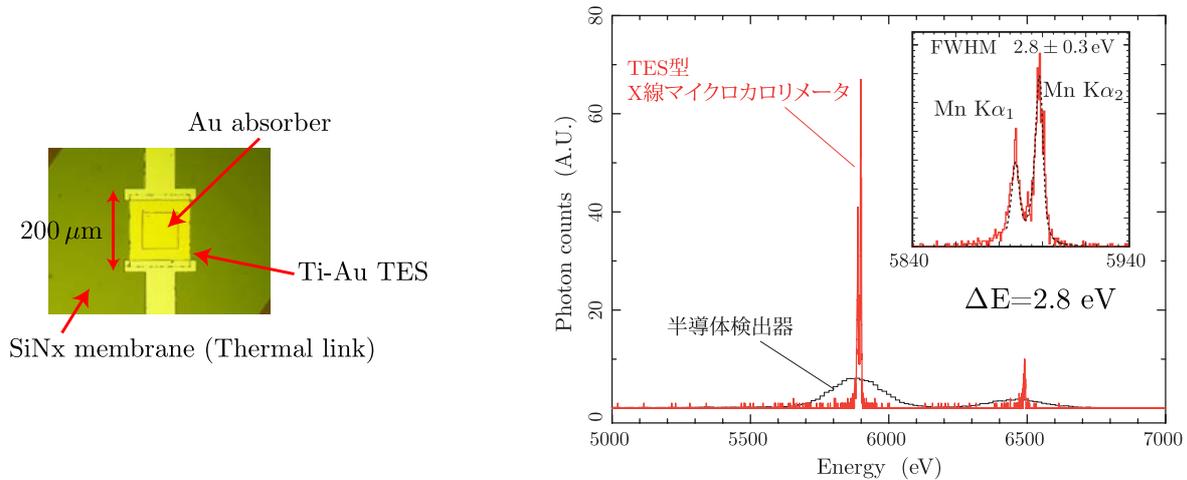


図 1.1 我々の研究グループが開発した TES 型 X 線マイクロカロリメータ (左) とそのエネルギー分解能 (右)[1]

タの単素子読み出しで、5.9 keV の X 線に対して 2.8 eV のエネルギー分解能が得られている (図 1.1)[1]。また、NASA の素子では 1.6 eV の分解能が報告されている。

1.3 TES 型 X 線マイクロカロリメータの信号多重化読み出し方式

1.3.1 従来の方式

以上のように、エネルギー分解能については要求される性能をほぼ達成している。一方で、多ピクセルの読み出し系はまだ開発段階である。ひとみ衛星に搭載された半導体カロリメータ SXS では 36 ピクセルを JFET(接合型電界効果トランジスタ)で独立に読み出していた。しかし、これと同じ方法でメガピクセルを独立に読み出すことは室温から冷凍機への配線の熱流入の影響などを考えると現実的ではない。したがって、多ピクセルの読み出しとしては TES 型 X 線マイクロカロリメータの信号を多重化する。多重化の方法として、時分割方式 (TDM)、符号分割方式 (CDM)、周波数分割方式 (MHz 帯 FDM) の研究が行われてきた、我々の研究グループでも、MHz 帯 FDM の研究に取り組んできた [14, 18, 7, 10, 4]。2028 年に欧州宇宙機関 (ESA) によって打ち上げが予定されている X 線天文衛星 Athena では、MHz 帯 FDM 方式を用いてエネルギー分解能 2.5 eV@5.9 keV、3840 画素の X 線 TES の開発を目指している。しかし、MHz 帯 FDM 方式では原理的読み出し帯域が MHz に制限されており、TES の帯域 (~50 kHz) から、1 チャンネル (ch) で読み出せる素子数 (ppch) は数十 ppch 以下である。一方、冷凍機の冷却能力から、MHz 帯 FDM では数千ピクセルが限界であり次世代 X 線検出器が要求するメガピクセルの達成には全く新たな信号多重化方式の開発が必要である。

1.3.2 マイクロ波 SQUID マルチプレクサ

米国標準研究所 (NIST) によって、TES 型マイクロカロリメータの信号多重化方式のブレイクスルーとも言うべき GHz 帯マイクロ波共振器を用いる信号多重化方式が提案・実証された [11]。以下、この方式をマイクロ波 SQUID マルチプレクサと呼ぶ。マイクロ波 SQUID マルチプレクサはピクセル毎に異なる GHz 帯共振周波数を持つ超伝導金属の共振器群により構成されている。帯域は低温で信号を増幅する HEMT アンプによって数 GHz に制限されており、周波数間隔を数 MHz~十数 MHz とすると数百 ppch~数千 ppch と、MHz 帯 FDM と比べて原理的に 1~2 桁優れた多重化が可能であり、これによりメガピクセルへの道が開けつつある。

マイクロ波 SQUID マルチプレクサはこれまでに、比較的信号速度の遅い TES 型 γ 線マイクロカロリメータに対し

て行われており、我々の研究グループ (産業技術総合研究所と東京大学工学系研究科) でも TES 型 γ 線マイクロカロリメータの信号多重化を目指してマイクロ波 SQUID マルチプレクサの研究開発を行ってきた [6, 9, 5, 8]。一方で、TES 型 X 線マイクロカロリメータ読み出しへの応用研究は、世界的に見ても始まったばかりである [3]。

1.4 本修士論文の目的

我々は、次世代 X 線検出器が要求する精密分光性能 (6 keV の X 線に対して 1 ~ 2 eV (FWHM) のエネルギー分解能)、メガピクセルの撮像性能を有する X 線検出器の実現を目指し、TES 型 X 線マイクロカロリメータ用マイクロ波 SQUID マルチプレクサの研究を開始した。本修士論文では、TES 型 γ 線マイクロカロリメータよりも信号速度が 1 桁程度速い TES 型 X 線マイクロカロリメータにマイクロ波 SQUID マルチプレクサを応用するにあたり、その高速化を試み、設計・作製・評価を行った。尚、作製は産業技術総合研究所 CRAVITY に依頼した。

はじめに、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの高速化の設計に要求される性能値の検討を行う (第 3 章)。本方式では信号の入出力線形化のために SQUID に予め一定速度で大きさが変化する磁束を印加する。実験的にはこれは、一定周波数を持った Ramp 波で実現される。したがって、マイクロ波 SQUID マルチプレクサはこの周波数に応答できる必要があり、これが高速化の目安となる。

次に、見積もった要求値を実現するマイクロ波 SQUID マルチプレクサの高速化の設計を行う (第 4 章)。基本的な構造・寸法は我々の研究グループ (産業技術総合研究所と東京大学工学系研究科) の TES 型 γ 線マイクロカロリメータ用の先行研究 [6] を参考とし、主に高速化に関してのみ行う。

最後に、作製した高速応答マイクロ波 SQUID マルチプレクサの性能を測定し評価と考察を行う (第 5 章)。

第 2 章

マイクロ波 SQUID マルチプレクサ

2.1 TES 型 X 線マイクロカロリメータ

この章ではマイクロ波 SQUID マルチプレクサについて説明する。マイクロ波 SQUID マルチプレクサの説明に行く前に、まずはじめに信号多重化の対象である TES 型 X 線マイクロカロリメータについて簡単にまとめる。詳細は例えば [15] を参照されたい。

2.1.1 TES 型 X 線マイクロカロリメータの基本原則とエネルギー分解能

X 線マイクロカロリメータとは X 線光子 1 個のエネルギーを素子の温度変化として測定する光子検出器である。図 2.1 に X 線マイクロカロリメータの模式図を示す。X 線マイクロカロリメータの主な構成要素は、X 線光子を吸収する吸収体、熱浴、それらを繋ぐ熱リンク、吸収した光子のエネルギーによる温度変化を測定する温度計である。TES 型 X 線マイクロカロリメータは温度計として超伝導の転移端 (図 2.2) を用いたものである。

吸収体がエネルギー E の光子を吸収すると $\Delta T = E/C$ だけ温度が上昇し、 $\tau = C/G$ の時定数で元の温度に戻る。ただし、 C : 温度計を含めたカロリメータ素子の熱容量、 G : 熱リンクの熱伝導度である。したがって、素子の温度上昇量 ΔT を測ることによって光子のエネルギーを測定できる。温度測定の精度 (エネルギー分解能 ΔE) は原理的に熱リンクを通して熱浴からの熱が素子にランダムに出入りすることによる温度揺らぎによって決まり、

$$\Delta E \approx 2.35\sqrt{k_B T^2 C} \quad (2.1)$$

となる。ここで、 k_B : ボルツマン定数、 T : 素子の温度である。したがって、 ΔE は温度に強く依存し、極低温 (~ 0.1 K) で非常に高いエネルギー分解能が達成される。例えば、動作温度を 100 mK とし、 1 mm^2 角で膜厚 $10 \mu\text{m}$ のシリコン片を考えると $C \sim 1 \text{ pJ/K}$ となる。従ってこの場合、エネルギー分解能は

$$\Delta E = 4 \text{ eV} \left(\frac{T}{100 \text{ mK}} \right) \left(\frac{C}{1 \text{ pJ/K}} \right)^{0.5} \quad (2.2)$$

となる。

2.1.2 最適フィルタ処理とエネルギー分解能

X 線光子が吸収されると定電圧でバイアスした TES 型 X 線マイクロカロリメータの抵抗変化により、電流変化のパルスが生じる。これを、一つ一つ検出し、その高さから X 線光子のエネルギーを推定する。しかし、実際にはパルス波形がノイズによって変形されるため単にパルスのピーク値 (パルスハイト) を取っただけでは良い分解能が得られない。そこで、TES 型 X 線マイクロカロリメータではパルスに適切な周波数フィルターを適応することによって、より良い

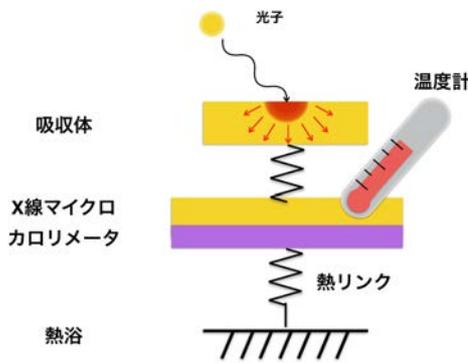


図 2.1 マイクロカロリメータの模式図。

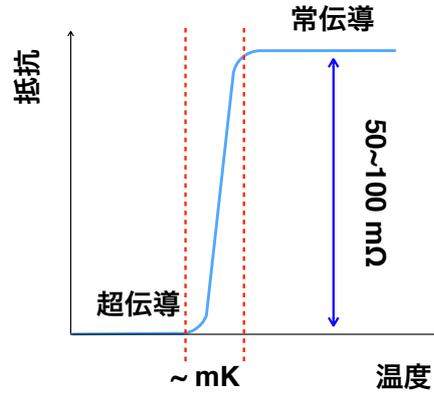


図 2.2 超伝導転移端

エネルギー分解能を得ている。最適なフィルタ処理とは、パルスの S/N 比が大きな周波数帯域のみを取り出し、ノイズによる誤差を小さくするものである。最適フィルタ処理ではすべての X 線パルスが相似系であることを仮定して以下のようにエネルギーを決定する。

測定により得られたパルスを $D(t)$ とし、周波数空間では

$$D(f) = A \times M(f) + N(f) \quad (2.3)$$

のように表されるとする。ただし、 $M(f)$ と $N(f)$ はそれぞれ理想的なパルス (電流応答性 S_I と同等のもので、ここではモデルパルスと呼ぶ) とノイズのスペクトルであり、 A は振幅を表す。相似系を仮定しているので、パルスは $A \times M(f)$ と書ける。実際に得られたパルスとモデルパルスの差が小さくなるように、振幅 A の値を最小自乗法によって決定する。実際に得られたパルスとモデルパルスの差を、

$$\chi^2 \equiv \int \frac{|D(f) - A \times M(f)|^2}{|N(f)|^2} \quad (2.4)$$

と定義すると、 χ^2 を最小にする A は、

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{DM^* + D^*M}{2|N|^2} df}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|M|^2}{|N|^2} df} \quad (2.5)$$

で与えられる。 $D(f)$ と $M(f)$ は実関数のフーリエ成分であるから、 $D(-f) = D(f)^*$ 、 $M(-f) = M(f)^*$ を満たす。したがって、

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{D(f)M(f)^*}{2|N|^2} df = - \int_{-\infty}^{-\infty} \frac{D(-f)M(-f)^*}{2|N|^2} df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{M(f)D(f)^*}{2|N|^2} df \quad (2.6)$$

が成り立つので、 A は

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{DM^*}{|N|^2} df}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|M|^2}{|N|^2} df} \quad (2.7)$$

あるいは

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{D}{M} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df} \quad (2.8)$$

となる。(2.8) 式から、 A は S/N 比 $[M(f)/N(f)]^2$ を重みとした場合の $D(f)/M(f)$ の平均値になっていることがわかる。(2.8) 式はさらに

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} D(t) \mathcal{F}^{-1} \left(\frac{M(f)}{|N(f)|^2} \right) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df} \quad (2.9)$$

と変形できる。ただし、 \mathcal{F}^{-1} は逆フーリエ変換を表し、 $T(t) \equiv \mathcal{F}^{-1} \left(\frac{M(f)}{|N(f)|^2} \right)$ を最適フィルタのテンプレートと呼ぶことにする。したがって、テンプレートを用いるとパルスハイト H は

$$H = N \int_{-\infty}^{\infty} D(t) T(t) dt \quad (2.10)$$

あるいは離散的なデータ点に対して

$$H = N \sum_i D_i(t) T_i(t) \quad (2.11)$$

となる。ただし、 N は最適な規格化定数、 $D_i(t)$ と $T_i(t)$ はそれぞれデジタイズされたパルスデータとテンプレートである。最適フィルターテンプレートを作成するためのモデルパルスとしては、実際に得られた X 線パルスの平均 (平均パルスと呼ぶ) を用いればよい。

2.2 マイクロ波 SQUID マルチプレクサ

2.2.1 原理

図 2.3 にマイクロ波 SQUID マルチプレクサの原理図を示す。マイクロ波 SQUID マルチプレクサは画素毎に異なる共振周波数 (f_r) を持つ超伝導金属の共振器群により構成されている。共振器は各々発熱のない rf-SQUID (磁束の入力下では可変インダクタと等価) で終端されており、TES と 1 対 1 で磁氣的に結合している。TES の信号変化により rf-SQUID のインダクタンスが変化し、 f_r が変化する。よって、周波数軸上における各共振器の f_r の変化を、対応する TES の信号として読み出すことができる。尚、入力磁束に対する SQUID のインダクタンスの変化は Φ_0 (量子磁束: 2×10^{-15} Wb) 周期である。図 2.4 にマイクロ波 SQUID マルチプレクサの信号伝搬を示す。また、図 2.5 に最終的な出力 θ の定義を示す。以下の議論の詳細は [12] を参照されたい。

2.2.2 rf-SQUID

ジョセフソン-インダクタンス

マイクロ波 SQUID マルチプレクサでは SQUID への信号の入力磁束をインダクタンス変化として読み出すためにジョセフソン接合を 1 つ持った rf-SQUID を用いる。ジョセフソン接合に流れる電流 I は接合の臨界電流を I_C 、接合を挟んだ超伝導体の間での波動関数の位相のズレを ϕ とすると、

$$I = I_C \sin \phi \quad (2.12)$$

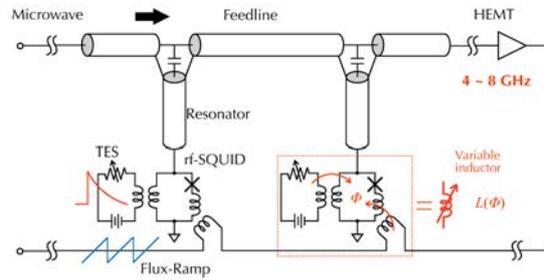


図 2.3 マイクロ波 SQUID マルチプレクサの原理図。各共振器は rf-SQUID で終端されており、各々が TES 型 X 線マイクロカロリメータ (TES) 回路と変調コイル (モジュレーションコイル) と磁氣的に結合している。SQUID は磁束の入力に対する可変インダクタンス $L(\Phi)$ としてはたらく。TES は定電圧でバイアスされ、光子のエネルギー吸収による温度変化によって抵抗値が変化し、TES 回路を流れる電流が変化する。この電流変化による SQUID への磁束変化が、SQUID のインダクタンスを変化させ、マイクロ波の透過特性 S_{21} の共振周波数が変化する。また、モジュレーションコイルからは入出力を線形化するための変調磁束として Ramp 波磁束が SQUID に予め印加される。多重化数の制限は HEMT アンプ (4 ~ 8 GHz) で決まっており、各チャンネルの共振周波数間隔を数 MHz とすると、1 本の配線で 1000 チャンネルの多重化が可能。

と表せる。また、接合にかかる電圧は電位が小さい方の波動関数の位相に対して電位が大きい方の波動関数の位相を進め、位相 ϕ の時間変化は

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{2eV}{\hbar} \quad (2.13)$$

と表せる。ここで、 e は素電荷、 \hbar はディラック定数である。

上の 2 式はジョセフソンの関係式と呼ばれている。ジョセフソンの関係式を用いると、ジョセフソン接合は実効的に自己インダクタンスを持っていることが示せる。式 2.12 と 2.13 から、接合を流れる電流の時間変化は

$$\frac{dI}{dt} = I_C \cos \phi \frac{d\phi}{dt} \quad (2.14)$$

$$= I_C \cos \phi \frac{2eV}{\hbar} \quad (2.15)$$

となり、これより

$$V = \frac{\hbar}{2eI_C \cos \phi} \frac{dI}{dt} \quad (2.16)$$

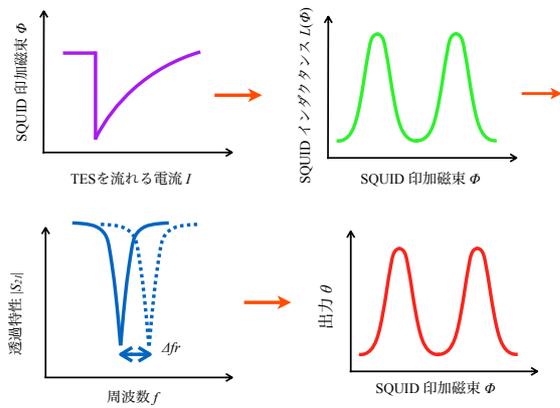


図 2.4 TES の電流変化が SQUID への入力磁束の変化となり、それが SQUID のインダクタンス変化となる。さらに、それがマイクロ波の透過特性 S_{21} の共振周波数変化となり、出力 θ が変化する。出力 θ の定義は図 2.5 参照のこと。出力 θ は入力磁束に対する SQUID のインダクタンス変化が Φ_0 (量子磁束) 周期であることから、同じく Φ_0 (量子磁束) 周期となる。

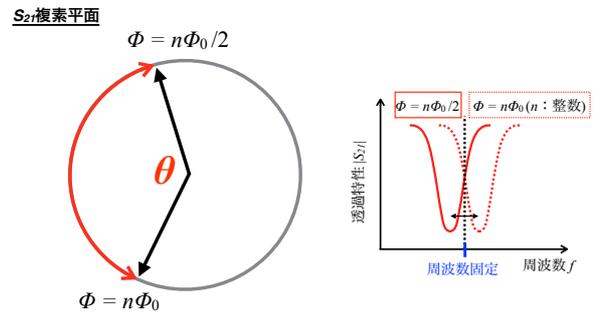


図 2.5 図 2.4 の θ の定義。右図のように観測する周波数を固定し、左図のように透過特性 S_{21} の複素平面での挙動を観測する。出力 θ は Φ_0 周期で変化する。

この接合に流れる電流の時間変化と接合にかかる電圧の関係はジョセフソン接合が実効的な自己インダクタンスを持っていることを表しており、これをジョセフソン-インダクタンスといい

$$L(\phi) = L_J \sec \phi \tag{2.17}$$

と表される。ここで、

$$L_J \equiv \frac{\hbar}{2eI_C} = \frac{\Phi_0}{2\pi I_C} \tag{2.18}$$

と定義した。ただし、 $\Phi_0 = \frac{h}{2e} \approx 2 \times 10^{-15}$ (Wb) は磁束量子である。

ヒステリシスを持たない条件

図 2.6 に rf-SQUID の模式図を示す。SQUID が磁束 Φ を感じている場合、 ϕ は

$$\phi = \frac{2e}{\hbar} \int \frac{d\Phi}{dt} dt \tag{2.19}$$

$$= \frac{2e\Phi}{\hbar} \tag{2.20}$$

$$= 2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0} \tag{2.21}$$

となる。接合に流れる電流は L_S にも流れ、それによって磁束が生じる。従って、外部から印加する磁束を Φ_e は、SQUID が実効的に感じる磁束を Φ とすると

$$\Phi_e = \Phi + I_C L_S \sin \left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0} \right) \tag{2.22}$$

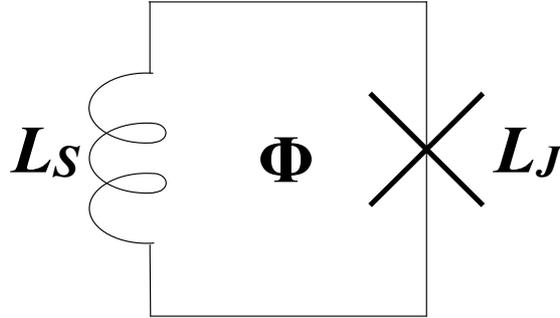


図 2.6 rf-SQUID の模式図。\$L_S\$ が SQUID ループインダクタンス、\$L_J\$ が式 2.18、\$\Phi\$ が SQUID が感じる実効的な磁束。

となる。SQUID の応答がヒステリシスを持たない、つまり \$\Phi_e\$ が \$\Phi\$ に対して一価関数となる時、すべての \$\Phi\$ に対して \$\Phi_e\$ は単調増加である必要がある。\$d\Phi_e/d\Phi\$ の最小値が正となれば良いので、ヒステリシスを持たない条件は

$$\lambda < 1 \quad (2.23)$$

である。ただし、\$\lambda \equiv L_S/L_J\$ であり、以後ヒステリシスパラメータと呼ぶことにする。

SQUID の等価インダクタンス

図 2.7 に本研究で設計した SQUID の模式図を示す。図中の \$a\$ は SQUID ループインダクタンス \$L_S\$ を左右に分配している割合であり、SQUID ループインダクタンスの左右での非対称性を表しているものである。以後、\$a\$ を SQUID ループインダクタンスの非対称性と呼ぶ。図の矢印方向からみた SQUID の入力インピーダンス \$Z_{in}\$ は

$$Z_{in} = j\omega \frac{(1-a)L_S \left(1 + a\lambda \cos\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right)\right)}{1 + \lambda \cos\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right)}$$

とかける。ただし、\$j\$ は虚数単位で、\$\omega\$ は角周波数である。従って、SQUID の等価インダクタンス \$L(\Phi)\$ は

$$L(\Phi) = \frac{(1-a)L_S \left(1 + a\lambda \cos\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right)\right)}{1 + \lambda \cos\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right)} \quad (2.24)$$

となる。これより、SQUID の等価インダクタンス \$L(\Phi)\$ は SQUID が感じる磁束 \$\Phi\$ の周期 \$\Phi_0\$ の周期関数であり、\$\Phi\$ に関しての変調インダクタンスであることがわかる。

したがって、\$L(\Phi)\$ の変化幅 \$L_{pp}\$ は

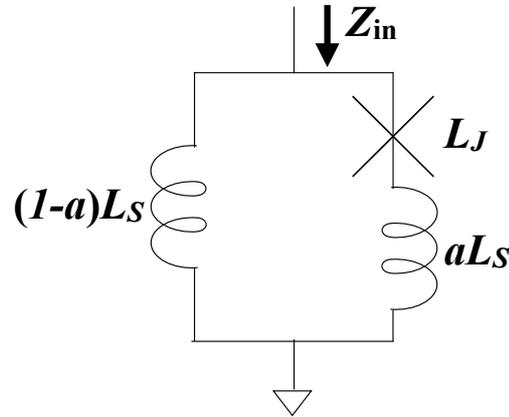


図 2.7 本研究で設計した SQUID の模式図。

$$L_{pp} = L \left(\frac{\Phi_0}{2} \right) - L(0) \quad (2.25)$$

$$= L_S (1-a)^2 \frac{2\lambda}{1-\lambda^2} \quad (2.26)$$

となる。

2.2.3 マイクロ波 SQUID マルチプレクサの共振周波数

一般的な伝送線路理論よりマイクロ波 SQUID マルチプレクサの共振周波数 f_r は以下ようになる [12]。

$$f_r = \frac{f_0}{1 + 4f_0 C_C Z_1 + 4f_0 L(\Phi) / Z_1} \quad (2.27)$$

ここで、 f_0 は共振器の $\lambda/4$ 共振周波数であり、 C_C はフィードラインと共振器を繋いでいるカップリングキャパシタであり、 Z_1 は共振器の特性インピーダンスである。

また、上式 2.27 を $L(\Phi)$ で微分することで、共振周波数の Φ の変化に対する変化は

$$\frac{\partial f_r}{\partial L(\Phi)} = -\frac{4f_r^2}{Z_1} \quad (2.28)$$

となる。したがって、式 2.25 と 2.28 から共振周波数の Φ に対する変化の振幅 (変化幅) Δf_r は

$$\Delta f_r = \frac{8f_r^2 \lambda L_S (1-a)^2}{Z_1 (1-\lambda^2)}$$

となる。

2.2.4 マイクロ波 SQUID マルチプレクサの共振周波数 BW

図 2.8 に共振器の入力インピーダンスを Z_R とおいた、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの模式図を示す。伝送線路理論より、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの 1 チャンネルの透過特性 S_{21} は

$$S_{21} = \frac{2Z_R}{2Z_R + 1} \quad (2.29)$$

となり、 $|S_{21}|^2$ は

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \frac{4Z_0 \operatorname{Re}(Z_R) + Z_0^2}{4 \left(\operatorname{Re}(Z_R) + \frac{\partial |Z_R|}{\partial \omega} \Delta \omega \right)^2}} \quad (2.30)$$

となる。線路での損失がないとすると

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{\left(2 \frac{\partial |Z_R|}{\partial \omega} \Delta \omega \right)^2}} \quad (2.31)$$

となる。これはローレンツ関数より、 BW と Q 値 (Quality-factor) は以下となる。

$$BW = \frac{Z_0}{\frac{\partial |Z_R|}{\partial \omega}} \quad (2.32)$$

$$Q = \frac{\partial \left(\frac{Z_R}{Z_0} \right)}{\partial \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (2.33)$$

今、 Z_R は

$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_C} + Z_1 \frac{j\omega L(\Phi) \cot \left(\omega \frac{L}{v_p} \right) + jZ_1}{Z_1 \cot \left(\omega \frac{L}{v_p} \right) - \omega L(\Phi)} \quad (2.34)$$

より、上の2つの式を使って、外部 Q (Q_c) は

$$Q_c = \frac{\pi}{2\omega_r^2 C_C^2 Z_0 Z_1} \quad (2.35)$$

となる。

2.2.5 Flux-Ramp-Modulation

本方式では信号の入出力線形化、ダイナミックレンジ拡大のために、SQUID に予め一定速度で大きさが無限に増加する磁束を印加する。しかし、現実には無限に大きな磁束は実現できないので、実験的には一定周波数を持った Ramp 波で実現される。図 2.9、2.10、2.11 に Flux-Ramp-Modulation の模式図と線形化の例を示す。図に示すように、Ramp 波の周波数 f_{ramp} はマイクロ波 SQUID マルチプレクサの測定系のサンプリング周波数となる。したがって、マイクロ波 SQUID マルチプレクサは f_{ramp} の速度に応答できる必要があり、これが高速化の目安となる。

2.3 マイクロ波 SQUID マルチプレクサのパラメータまとめ

高速対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサの開発にあたり、設計パラメータを図 2.12 と表 2.1 にまとめる。

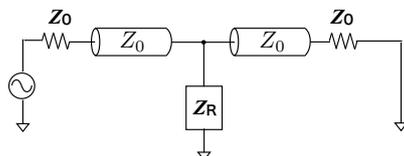


図 2.8 マイクロ波 SQUID マルチプレクサの模式図。共振器の入力インピーダンスを Z_R とおいた。

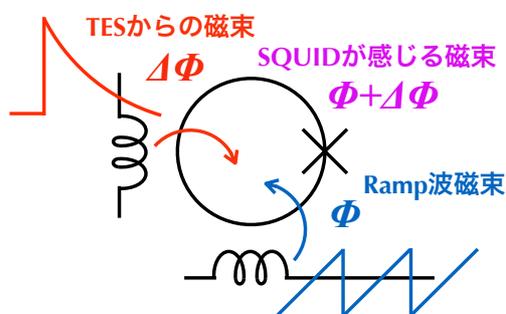


図 2.9 Flux-Ramp-Modulation の模式図。SQUID に予め、TES 型 X 線マイクロカロリメータからの信号磁束 $\Delta\Phi$ とは別に変調波として Ramp 波磁束 Φ を印加する。したがって、SQUID が感じる磁束は $\Phi + \Delta\Phi$ となる。

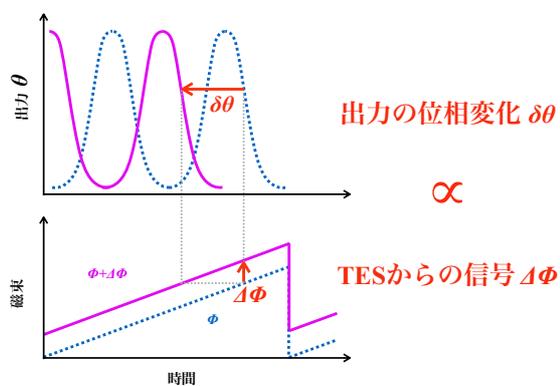


図 2.10 Flux-Ramp-Modulation による入出力線形化の模式図。下図が SQUID が感じる磁束の時間変化で、上図が出力 θ の時間変化。TES からの信号磁束よりも十分速い Ramp 波磁束 Φ (下図青) があらかじめ SQUID に印加され、その出力 (上図青) を時々刻々測定する。そこに TES からの信号磁束 $\Delta\Phi$ (下図赤) が重畳すると、SQUID が感じる磁束がその分だけ変化する $\Phi + \Delta\Phi$ (下図マゼンダ)。この変化により出力 θ の位相は $\delta\theta$ だけズれる (上図マゼンダ)。出力 θ は Φ_0 周期の周期関数なので、 $\delta\theta$ は $\Delta\Phi$ に比例する。これにより、入出力が線形化される。

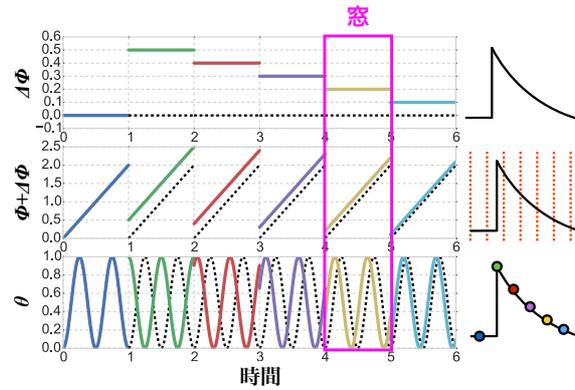


図 2.11 Flux-Ramp-Modulation による入出力線形化の例。上図が入力磁束 $\Delta\Phi$ 、中央図が SQUID が感じる磁束 $\Phi + \Delta\Phi$ 、下図が出力 θ の時間変化。黒点線は入力がない場合 (Ramp 波のみの場合) である。入力磁束 $\Delta\Phi$ が SQUID に印加されるとその大きさに応じて出力 θ の位相が変化する。この位相変化量を測定することで、入力磁束 $\Delta\Phi$ を推定する。推定には、図で窓と定義した Ramp 波の 1 周期内での位相変化の平均を取り、1 サンプル点としている。従って、Ramp 波の周波数 f_{ramp} はマイクロ波 SQUID マルチプレクサの測定系のサンプリング周波数となる。また、出力 θ の周波数をキャリア周波数 f_C と定義する。 f_C は Ramp 波の振幅 A_{ramp} と Ramp 波の周波数 f_{ramp} の積 ($f_C = A_{ramp}f_{ramp}$) である。従ってキャリア周波数の単位は (Φ_0/s) である。図では、 $f_C = 2\Phi_0f_{ramp}$ (Φ_0/s) となる。

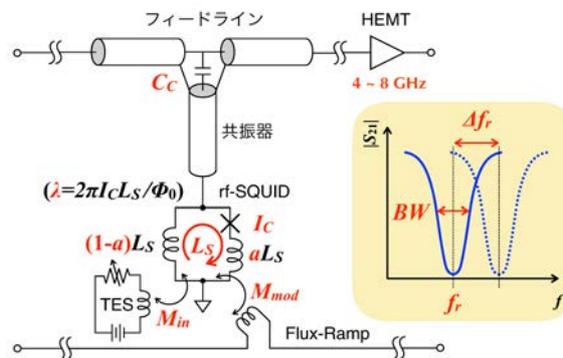


図 2.12 設計パラメータのまとめ。各パラメータの定義は表 2.1 を参照のこと。

表 2.1 設計パラメータのまとめ

パラメータ名	記号	(例)
共振器帯域幅	BW	3 MHz
ヒステリシス定数	λ	0.3
共振周波数	f_r	5 GHz
SQUID ループインダクタンス	L_S	10 pH
カップリングキャパシタンス	C_C	20 fF
臨界電流	I_C	10 μ A
共振周波数変化幅	Δf_r	40 MHz
SQUID ループインダクタンスの非対称性の割合	a	0.5
相互インダクタンス (TES 入力)	M_{in}	100 pH
相互インダクタンス (Ramp 波入力)	M_{mod}	10 pH

第 3 章

高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサへの要求の検討

3.1 目的

マイクロ波 SQUID マルチプレクサの研究はこれまでに、比較的信号速度の遅い TES 型 γ 線マイクロカロリメータに対して行われており、我々の研究グループ (産業技術総合研究所と東京大学工学系研究科) でも TES 型 γ 線マイクロカロリメータの信号多重化を目指したマイクロ波 SQUID マルチプレクサの研究開発を行ってきた。図 3.1 に TES 型 X 線マイクロカロリメータの波形と TES 型 γ 線マイクロカロリメータの波形の比較を示す。マイクロ波 SQUID マルチプレクサの TES 型 X 線マイクロカロリメータ読み出しへの応用研究は、世界的に見ても緒に付いたばかりである [3]。

マイクロ波 SQUID マルチプレクサを TES 型 X 線マイクロカロリメータに応用するには共振器を高速対応させる必要があり、これは共振器の帯域を広げる、すなわち共振器の Q 値 (quality-factor) を小さくすることにより実現される。TES 型マイクロカロリメータは、単なる波高ではなく、信号の立ち上がりも含めた波形全体をテンプレートと比較する、最適フィルタ処理を行うことによって良いエネルギー分解能を得ている [15]。したがって、エネルギー分解能を劣化させないためには、TES 型 X 線マイクロカロリメータの立ち上がり速度を十分追えるサンプリングを行う必要があり、この速度が高速化の目安となる。

本章では、TES 型 X 線マイクロカロリメータ用に高速対応させたマイクロ波 SQUID マルチプレクサを開発するにあたり、その設計目標を決定するために行った以下の 2 点に関してまとめる。

1. TES 型 X 線マイクロカロリメータに必要なサンプリング周波数の見積もり
2. 1 で見積もったサンプリング周波数に追従できるマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度の見積もり

1 は我々が開発している典型的な TES 型 X 線マイクロカロリメータの信号に関して、サンプリング周波数とエネルギー分解能の関係を数値シミュレーションにより求めた。2 は SPICE シミュレーションにより、1 を達成するために必要なマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度の λ 依存性と BW 依存性を調べた。

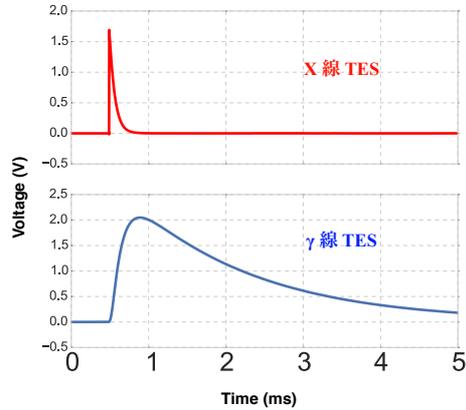


図 3.1 実験で取得した、TES 型 X 線マイクロカロリメータの波形と TES 型 γ マイクロカロリメータの波形の比較。

表 3.1 パルスとノイズデータ作成時のパラメータのまとめ

パルスの振幅 A (V)	パルスの立ち上がり時定数 τ_{rise} (μ s)	パルスの立ち下がり時定数 τ_{fall} (μ s)	ノイズの揺らぎ σ (V)	垂直分解能 (bit)	パルス数 (個)
2.01	1 ~ 60	60	0.003	14	1000

3.2 TES 型 X 線マイクロカロリメータに必要とされるサンプリング周波数の見積もり

3.2.1 パルスとノイズデータの作成

まずはじめに、我々が開発している典型的な TES 型 X 線マイクロカロリメータのパルスとノイズを模擬し、パルスデータとノイズデータを作成した。実験で取得したパルスの典型例を図 3.2 に、ノイズのヒストグラムを図 3.3 に示す。パルスデータとノイズデータの作成に当たっては、以下の 2 点を仮定した。

1. パルス波形は

$$Pulse(t) = A \exp(-t/\tau_{fall}) \{1 - \exp(-t/\tau_{rise})\} \quad (3.1)$$

で表される。ただし、 A : 振幅、 τ_{rise} : 立ち上がり時定数、 τ_{fall} : 立ち下がり時定数である。

2. ノイズはホワイトノイズであり、 $\sigma = 0.003$ V の揺らぎを持つ。

立ち下がり時定数を典型的な 60μ s に固定し、立ち上がり時定数を 1μ s から 60μ s まで変化させた ($\tau_{rise} \simeq \tau_{fall}$ の時にパルスの積分値が $\tau_{rise} \ll \tau_{fall}$ 時の半分となる)。パルスの立ち上がり開始時間を振るために、サンプリング間隔を 1000 等分し、その中でランダムな点を立ち上がりとした。サンプリング周波数 f_S は 240, 400, 480, 1000 kS/s と変化させた。また、垂直分解能は 14 bit とした。立ち上がり時間を振った波形の例を図 3.4 に、作成したパルスの平均パルスとノイズの例を図 3.5 と 3.6 に示す。また、パルスとノイズデータ作成時のパラメータを表 3.1 に示す。

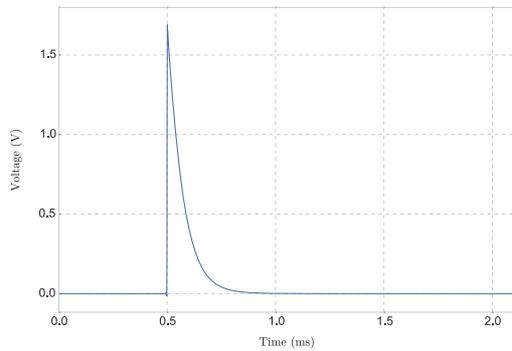


図 3.2 実験で取得した、我々が開発している TES 型 X 線マイクロカロリメータのパルスの典型例

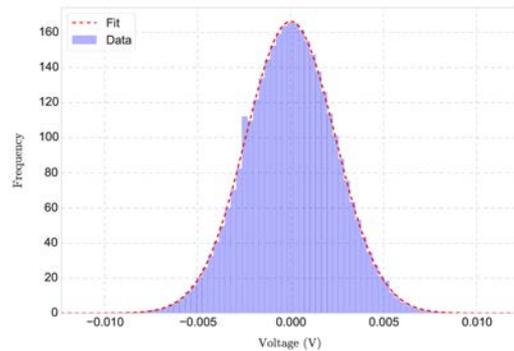


図 3.3 実験で取得した、我々が開発している TES 型 X 線マイクロカロリメータの典型的なノイズのヒストグラム。

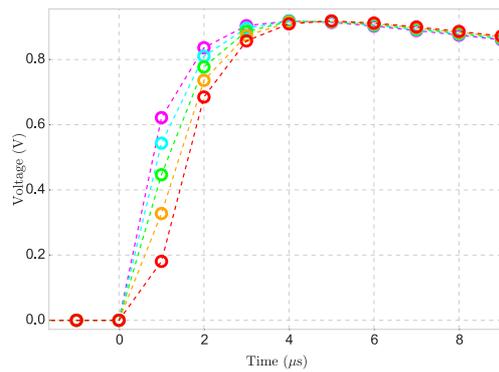


図 3.4 立ち上がりを振ったパルスの例 (5 回振ったもの)。色の違いは立ち上がり開始時間の違い。立ち上がり時定数 $1 \mu\text{s}$ 、サンプリング周波数 1MS/s としたもの。立ち上がり開始時間は、サンプリング間隔を 1000 等分し、その中からランダムに選んだ時刻とした。

3.2.2 テンプレートの作成

次に、最適フィルタ処理に用いるテンプレートを作成した。テンプレートの作成方法は [15] を参照のこと。テンプレート作成にあたり、平均パルスとノイズのスペクトル、それらの比である S/N (Signal-to-noise-ratio) スペクトルを作成した。作成したスペクトルの例を図 3.7 に示す。

作成した平均パルスとノイズのスペクトルから、テンプレートを作成した。テンプレートは S/N 比の劣化を防ぐため、 S/N が 1 となる周波数でローパスフィルタをかけた。作成したローパスフィルタの例を図 3.8 に示す。また、作成したテンプレートの例を図 3.9 に示す。

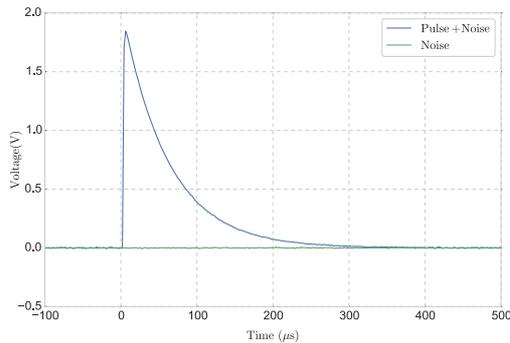


図 3.5 作成した立ち上がり時定数 $1 \mu\text{s}$ のパルス 1000 個の平均パルスとノイズ。サンプリング周波数 480 kS/s 。

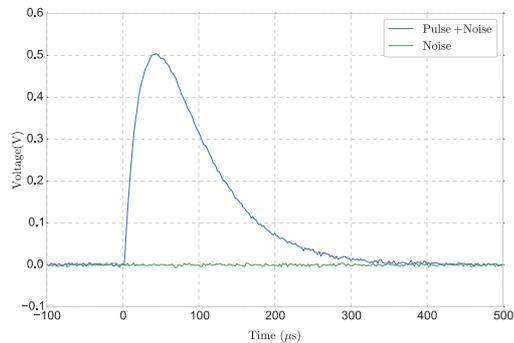


図 3.6 作成した立ち上がり時定数 $60 \mu\text{s}$ のパルス 1000 個の平均パルスとノイズ。サンプリング周波数 480 kS/s 。

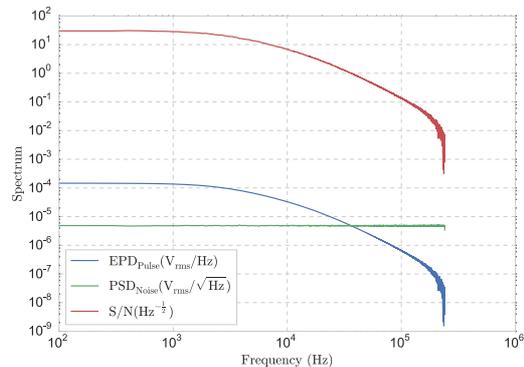


図 3.7 平均パルス、ノイズ、 S/N スペクトルの例。立ち上がり時定数 $10 \mu\text{s}$ 、サンプリング周波数 480 kS/s 。横軸は周波数、縦軸はスペクトル。縦軸は各々で単位が異なる。それぞれの単位は凡例に記載。青色が平均パルスのエネルギースペクトル密度、緑色がノイズのパワースペクトル密度、赤色が S/N スペクトルである。

3.2.3 サンプリング周波数とエネルギー分解能の関係

最後に、3.2.2 節で作成したテンプレートをフィルタとして用い、作成した全パルス (1000 個) について最適フィルタ処理を施し、パルス高を求めエネルギー分解能を算出した。分解能の算出は例えば [15] を参照のこと。最適フィルタ処理を行う際には、テンプレートと各パルスの相関関数を取り、それが最大となるところをゼロ点とした。テンプレートと 1 パルスの相関関数の例を図 3.10 に示す。実際のシミュレーションでは、相関関数をとる際の各パルスのシフト量は 4 点とした。

エネルギー分解能を求める際には、以下の仮定を用いた。

- 仮定：最適フィルタ処理によって作成したパルス高 PHA (平均値 PHA_0) はエネルギー E と以下の線形関係が

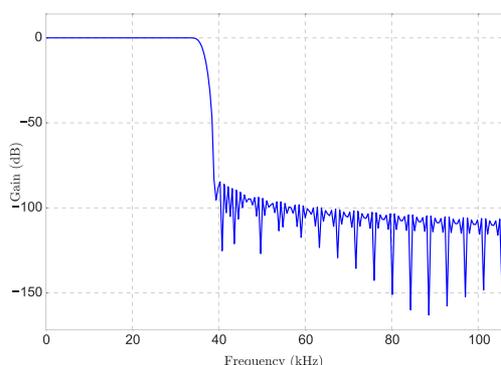


図 3.8 作成したデジタルフィルタの例、立ち上がり時定数 $10 \mu\text{s}$ 、サンプリング周波数 480 kS/s の場合。タップ数 455、カイザー窓使用。

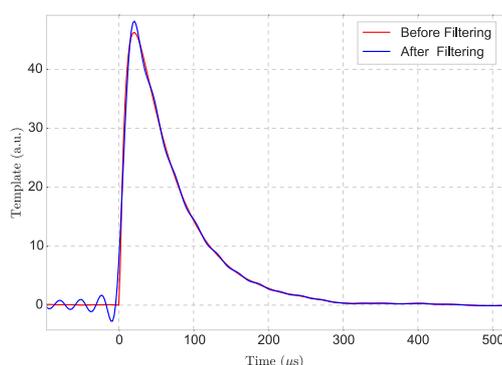


図 3.9 立ち上がり時定数 $10 \mu\text{s}$ の 1000 パルスに対して、サンプリング周波数 480 kS/s とした時の作成したテンプレートの例。赤色がローパスフィルタをかけていない場合で、青色が図 3.8 のデジタルフィルタをかけた場合のテンプレート。

ある。

$$E = \frac{E_0}{PHA_0} PHA \quad (3.2)$$

ただし、 E_0 は $\text{Mn K}\alpha$ の中心エネルギー： 5893.98 eV とする。

以上の仮定のもと、最適フィルタ処理によって作成したパルス高から変換したエネルギーのヒストグラムを図 3.11 に示す。また、ノイズデータに対して最適フィルタを適用しノイズデータのエネルギー分布を求めたものを図 3.12 に示す。

エネルギー分解能はこれら分布に対して、Gauss 型関数でフィットを行い、その半値全幅 (FWHM) で定義した。今後は、パルスデータに対するエネルギー分解能 ΔE をエネルギー分解能、ノイズデータに対するエネルギー分解能 $\Delta E_{\text{baseline}}$ をベースライン分解能と呼ぶことにする。

本シミュレーションの最終的な結果として得られた、各サンプリング周波数におけるパルスの立ち上がり時定数に対するエネルギー分解能の関係を図 3.13 (図 3.14 は拡大図) に示す。以上の結果から、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの高速化の初期目標として、 10 eV を閾値とした場合、立ち上がり時定数 $10 \sim 20 \mu\text{s}$ のパルスに対して、 480 kS/s 以上のサンプリング周波数が必要であると結論付けた。

3.3 SPICE シミュレーションによるマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度の見積もり

3.3.1 概要

3.2 節で決定した 480 kS/s 以上のサンプリング周波数 f_s (つまり、 480 kHz 以上の Ramp 波周波数 f_{ramp}) に対応できるマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度を見積もった。本シミュレーションでは、実際の実験における Flux-Ramp-Modulation の復調時の誤差を考慮し Ramp 波の振幅を $3\Phi_0$ (Φ_0 : 磁束量子) とした。したがって、マイクロ波 SQUID マルチプレクサが対応すべきキャリア周波数 f_C は $1440 \text{ k}\Phi_0/\text{s}$ 以上となる。

マイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度を決定している要因としては、 λ と共振器 BW の 2 つが考えられる。前者は図 3.15 と 3.16 に示すように、SQUID インダクタンス L (Φ) の入力磁束応答が λ の大きさに依存して異なる帯

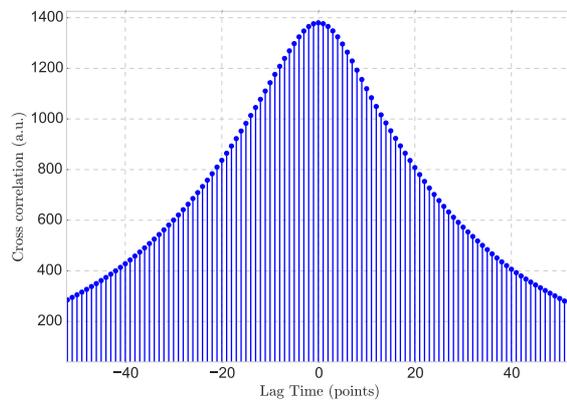


図 3.10 テンプレートとひとつのパルスの相関関数の例。横軸は元のパルスからのシフト量で単位は点、縦軸は相関関数。

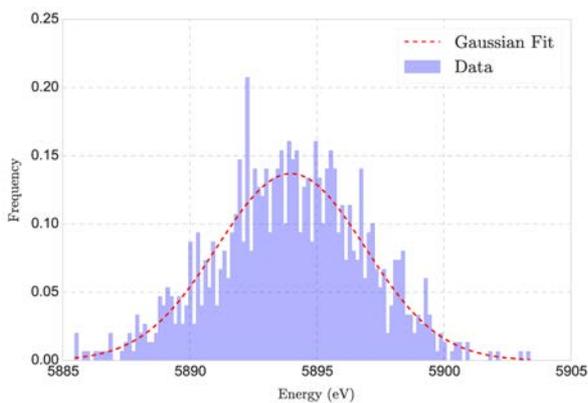


図 3.11 パルスデータのエネルギー分布。青色がシミュレーション結果で、赤色が Gauss 型関数によるフィット結果。横軸はエネルギーで縦軸は頻度、縦軸は規格化している。

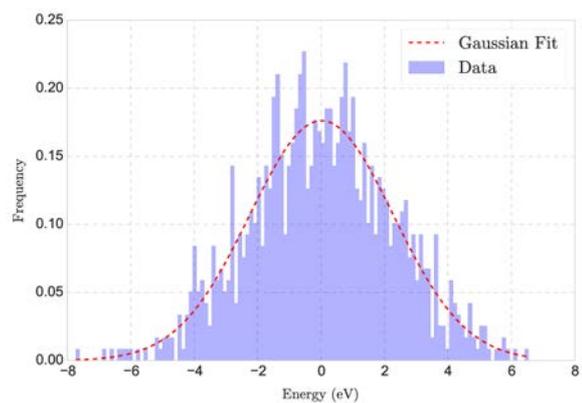


図 3.12 ノイズデータのエネルギー分布。青色がシミュレーション結果で、赤色が Gauss 型関数によるフィット結果。横軸はエネルギーで縦軸は頻度、縦軸は規格化している。

域を持ち、その高周波成分が後者の共振器の BW で制限されると考えられる。また、後者はタンク回路の考えから、共振器はその BW よりも速い信号には応答できないことに起因する。

本節では、これら応答速度を決定している 2 つのパラメータに関して、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度を見積もった。図 3.17 にシミュレーションを行った回路図を示す。応答速度の指標としては、 S_{21} 解析解の共振円の中心を原点とした時の実軸からの偏角 θ の振れ幅 $\Delta\theta$ を用いた (図 3.18 と 3.20 を参照のこと)。尚、SPICE は回路にジョセフソン接合を組み込める Jspice3 (Version 2.5) を使用した。

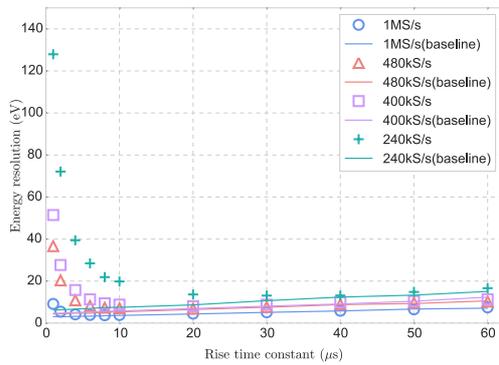


図 3.13 各サンプリング周波数におけるパルスの立ち上がり時定数に対するエネルギー分解能の関係。点がエネルギー分解能で、線がベースライン分解能。

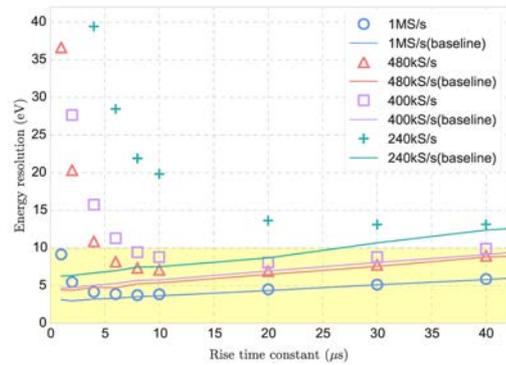


図 3.14 図 3.13 の拡大図。黄色で塗りつぶした範囲はエネルギー分解能が 10 eV 以下の範囲。

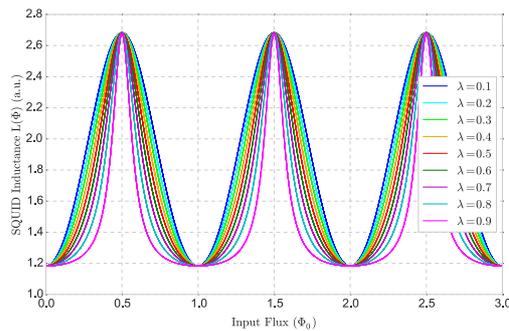


図 3.15 キャリア周波数 $1440 \text{ k}\Phi_0/\text{s}$ の Ramp 波を SQUID に印加した時の SQUID インダクタンス $L(\Phi)$ の λ 依存性。横軸は SQUID への入力磁束 (単位は磁束量子 Φ_0) で、縦軸は $L(\Phi)$ 。 λ が大きいほど高周波成分が見られる。

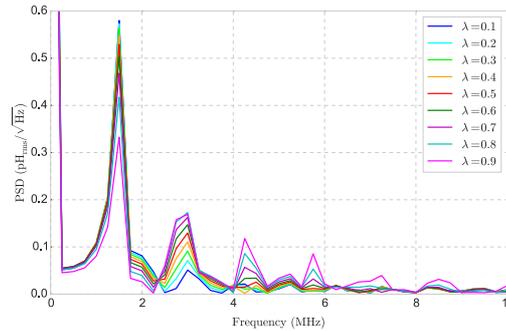


図 3.16 SQUID インダクタンス $L(\Phi)$ のパワースペクトル密度の λ 依存性 (図 3.15 のパワースペクトル密度を求めたもの)。1.44 MHz 付近の基本波成分は λ が小さいほどパワースペクトル密度が大きいが、それ以降の高調波成分は λ が大きいほど大きくなっている。

3.3.2 マイクロ波 SQUID マルチプレクサ応答の λ 依存性

まずはじめに、マイクロ波 SQUID マルチプレクサ応答の λ 依存性についてまとめる。シミュレーションに際しては、応答速度の BW 依存性とこの要因を切り分けるために、 BW を固定した。また、 λ の変化に応じて共振周波数の変化幅 Δf_r が BW と等しくなるように SQUID ループインダクタンスの非対称性 a を調整した。本シミュレーションで用いたパラメータとその値のまとめを表 3.2 に示す。また、シミュレーション結果を図 3.18 と 3.19 に示す。図 3.18 はキャリア周波数 $1440 \text{ k}\Phi_0/\text{s}$ の Ramp 波磁束を SQUID に印加した時の複素平面上での S_{21} の挙動の λ 依存性であり、図 3.19 は θ の時間変化である。図より λ が大きくなるに従って θ の振幅が小さくなっていることがわかる。これは、 λ が大きくなるに従って本来の θ の振幅の変化速度にマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答が追いついていないことを表している。

本シミュレーションの結果、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度を λ によって制限させないためには、 λ

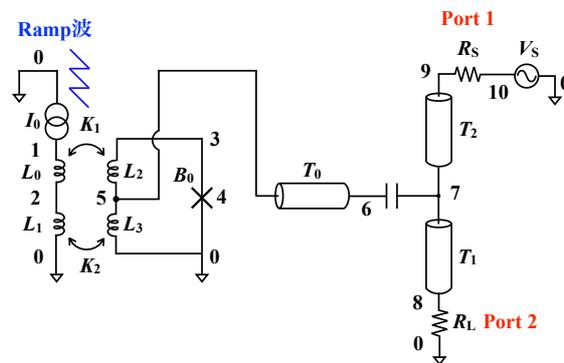


図 3.17 SPICE でシミュレーションした回路図。数字は回路のノード番号で、アルファベットは回路素子名 (I : 電流源、 V : 電圧源、 R : 抵抗、 L : インダクタ、 T : 伝送線路、 K : 結合定数、 B : ジョセフソン接合を表している。) である。 S_{21} は Port 1 から Port 2 への透過で定義し、ノード 10 と 8 の電圧から求めた。シミュレーションは外部から周波数を掃引した Ramp 波磁束 (Flux-Ramp) を SQUID に印加し、 S_{21} の応答を調べることにより行った。

表 3.2 λ 依存性シミュレーションのパラメータまとめ

λ	BW (MHz)	f_r (GHz)	L_S (pH)	Δf_r (MHz)	f_{ramp} (kHz)*	$\Phi_{pp} (\Phi_0)^{**}$	C_C (fF)	a	I_C (μA)
0.1	3	5	10	3	480	3	19.5	0.138	3.29
0.2								0.400	6.58
0.3								0.523	9.87
0.4								0.603	13.2
0.5								0.665	16.5
0.6								0.717	19.7
0.7								0.766	23.0
0.8								0.816	26.3
0.9								0.874	29.6

*Ramp 波の周波数 **Ramp 波の振幅

を小さくする必要があることがわかった。

3.3.3 マイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答 BW 依存性

次に、マイクロ波 SQUID マルチプレクサ応答の BW 依存性についてまとめる。シミュレーションに際しては、応答速度の λ 依存性とこの要因を切り分けるために、 λ を固定した。3.3.2 節の結果から λ はできるだけ小さい方が良いが、一方で BW を広げると λ が小さい場合 $a < 0$ になってしまう。今回はこのトレードオフから λ は 0.3 とした*1。ま

*1 本研究ではマイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計はすべての BW で $\lambda = 0.3$ としたが、図 3.16 から BW を広げることによってマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度の λ による制限も緩和されることが予測される。したがって、 BW の広がりに応じて λ も大きく

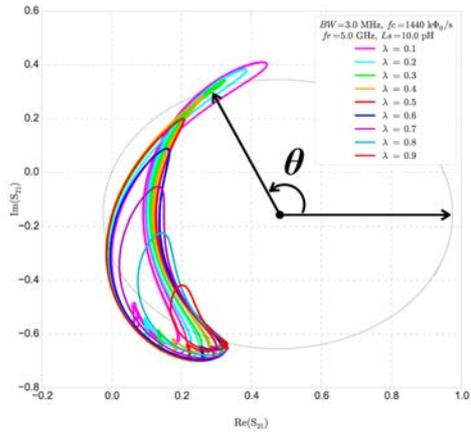


図 3.18 複素平面上での S_{21} の挙動の λ 依存性と θ の定義。 θ は S_{21} 解析解の共振円 (図中の灰色の円) の中心を原点とした時の実軸からの偏角で定義した。

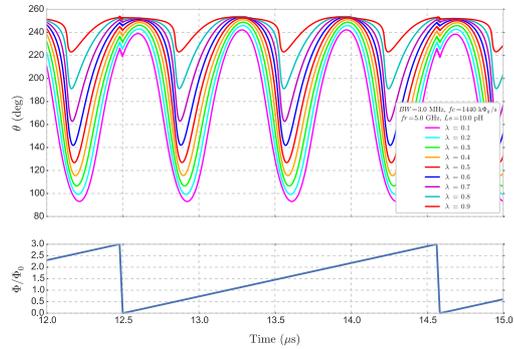


図 3.19 図 3.18 で定義した θ の各 λ における Ramp 波入力に対する時間変化。上図が θ の時間変化で横軸が時間 (μs)、縦軸が θ (deg)。下図が SQUID に印加した Ramp 波で、横軸は上図と同じで縦軸が磁束の大きさ (Φ_0) である。

表 3.3 BW 依存性シミュレーションのパラメータまとめ

BW (MHz)	f_{ramp} (kHz)*	Φ_{pp} (Φ_0)**	λ	f_r (GHz)	L_S (pH)	Δf_r (MHz)	I_C (μA)	C_C (fF)	a
1	60 – 7200	3	0.3	5	10	3	9.87	11.3	0.725
3								19.5	0.523
5								25.2	0.384
7								29.9	0.271
9								33.9	0.174

*Ramp 波の周波数 **Ramp 波の振幅

た、 BW はカップリングキャパシタンス C_C によって変化させた。さらに、共振周波数の変化幅 Δf_r が BW と等しくなるように BW の変化に応じて SQUID ループインダクタンスの非対称性 a を調整した。本シミュレーションで用いたパラメータとその値のまとめを表 3.3 に示す。また、シミュレーション結果の例を図 3.20 と 3.21 に示す。図 3.20 は BW を 3 MHz に固定した時の複素平面上での S_{21} 挙動のキャリア周波数依存性である。図より、入力 Ramp 波のキャリア周波数の増加に伴って θ の振れ幅 ($\Delta\theta$) がマイクロ波 SQUID マルチプレクサ本来の $\Delta\theta$ である DC 入力時の $\Delta\theta$ ($\Delta\theta_{DC}$) から小さくなるのがわかる。 $\Delta\theta_{DC}$ を基準とした $\Delta\theta$ ($-20 \log(\Delta\theta/\Delta\theta_{DC})$) のキャリア周波数変化を図 3.22 に示す。

本シミュレーションにおいては、応答速度の指標として $\Delta\theta_{DC}$ を基準とした $\Delta\theta$ が -3dB となる時のキャリア周波数 (カットオフキャリア周波数 (f_{cut})) を用いた。したがって、各 BW においてマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答はカットオフキャリア周波数までは対応できているとする。 BW と f_{cut} の関係を図 3.23 に示す。本シミュレーションより、 f_{cut} が $1440 \text{ k}\Phi_0/\text{s}$ を達成するためには、3 MHz 以上の BW が必要となるのがわかった。

できるが、今回は BW に応じた λ の最適化は行っていない。

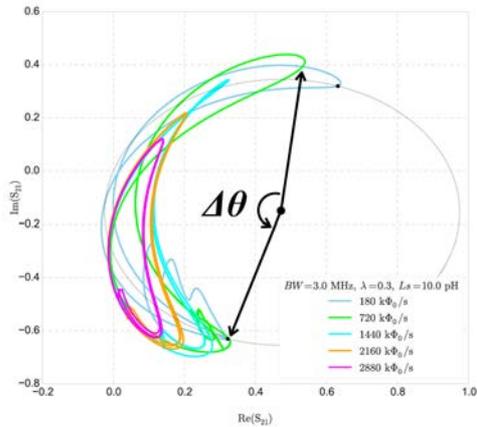


図 3.20 複素平面上での S_{21} の挙動のキャリア周波数に対する変化と $\Delta\theta$ の定義。 $\Delta\theta$ は S_{21} 解析解の共振円 (図中の灰色の円) の中心を原点とした時の実軸からの偏角の最大振幅で定義した。図は $f_C = 720\text{k}\Phi_0/\text{s}$ での $\Delta\theta$ を表している。2 つの黒点は DC 入力 (入力磁束 $\Phi = 0, \frac{\Phi_0}{2}$) に対する S_{21} をプロットしたもの。

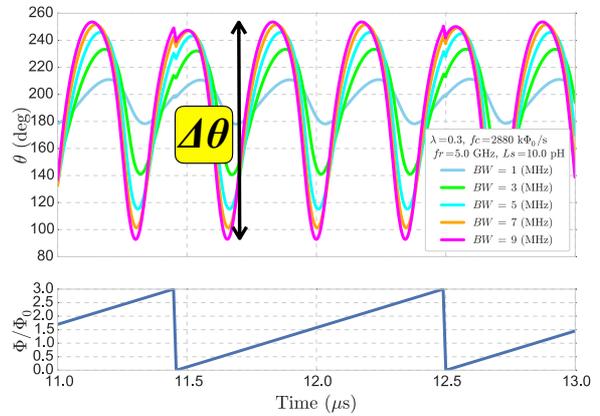


図 3.21 図 3.18 で定義した θ の各 BW における Ramp 波入力に対する時間変化。上図が θ の時間変化で横軸が時間 (μs)、縦軸が $\theta(\text{deg})$ 。下図が SQUID に印加した Ramp 波で、横軸は上図と同じで縦軸が磁束の大きさ (Φ_0) である。 BW が大きくなるに従って θ の振れ幅の最大値が大きくなっていることがわかる。

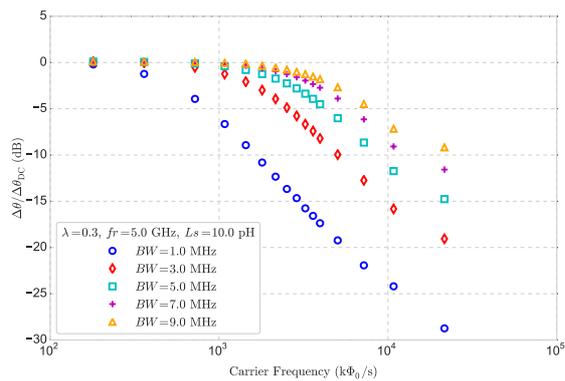


図 3.22 各 BW における、 $\Delta\theta$ の Ramp 波周波数変化。横軸は SQUID に印加した Ramp 波のキャリア周波数 ($\text{k}\Phi_0/\text{s}$) で、縦軸は DC 入力時の $\Delta\theta$ ($\Delta\theta_{\text{DC}}$) を基準とした $\Delta\theta$ (dB) である。

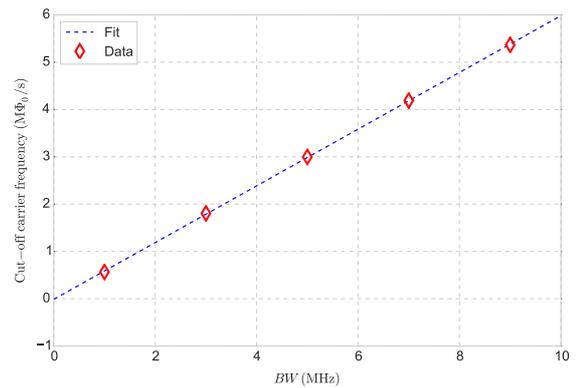


図 3.23 カットオフキャリア周波数の BW 変化。横軸は BW (MHz) で、縦軸はカットオフキャリア周波数 ($\text{M}\Phi_0/\text{s}$)。カットオフキャリア周波数は図 3.22 において、 $\Delta\theta$ が -3dB となる時の Ramp 波のキャリア周波数で定義。

表 3.4 高速対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計目標

λ	BW (MHz)
0.3	≥ 3

3.4 まとめ

高速対応させたマイクロ波 SQUID マルチプレクサの開発にあたり、その設計目標を数値シミュレーションと SPICE シミュレーションにより決定した。数値シミュレーションの結果、TES 型 X 線マイクロカロリメータに必要なサンプリング周波数は 480 kHz 以上であると結論付けた。これを実現するマイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計目標は SPICE シミュレーションにより、 $\lambda = 0.3$ に対して $BW \geq 3$ MHz と決定した。決定した設計目標を表 3.4 に示す。第 4 章ではこれら为目标として、マイクロ波 SQUID マルチプレクサを設計した。

第 4 章

高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計

4.1 設計指針

この章では、第 3 章で決定した設計目標を達成する高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計についてまとめる。設計目標は、 $\lambda = 0.3$ に対して、 $BW = 3, 6, 9$ MHz の 3 種類を設定した。設計に際しては、設計パラメータを性能パラメータと構造・寸法パラメータの 2 つに分け、まず設計目標を満たす性能パラメータを設計し、それを達成する構造・寸法パラメータを設計した。2 つのパラメータの関係は電磁界シミュレーションと RLC parasitic extraction ツールを用いて算出した。

本修士研究では、構造・寸法の設計に関しては実績のある信号速度の遅い TES 型 γ 線マイクロカロリメータ用マイクロ波 SQUID マルチプレクサの先行研究を基本とした [6]。したがって、本研究では構造・寸法の設計は主に高速化に関して行い、チャンネル数、物理的なチャンネル間隔、インターデジタル型カップリングキャパシタの指の本数及び指間隔、SQUID の形状及び超伝導ループの基本的な構造・寸法、ジョセフソン接合の臨界電流密度、等に関しては実績のある先行研究を模範とした。以降、先行研究を参考にした箇所に関してはその都度記載する。

本修士研究では、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの各パラメータの設計とマスクレイアウトの作成を行い、試作は産業技術総合研究所 CRAVITY に依頼した。尚、マスクレイアウト作成用の CAD には米 Whiteley Research 社の Xic (Version 3.2.31)、電磁界シミュレーションには、SONNET Suites professional (Version 12.56.3)、RLC parasitic extraction ツールとしては Whiteley Research 版 FastHenry を使用した。

4.1.1 HSTP プロセス

ここで本修士研究で用いた HSTP プロセスの設計仕様について説明する。HSTP プロセスは、超伝導工学研究所の 2.5 kA/cm^2 の Nb 標準プロセス (STP2) と 10 kA/cm^2 の Nb 標準プロセス (STP3) に、アドバンストプロセス (ADP) の成果を取り入れて作成されたものである [16]。従って、デバイス構造は基本的に Nb 4 層構造の標準プロセス (STP2) であるが、アライメントマージン等のデザインルールは ADP に準拠している。図 4.1 に HSTP プロセスのデバイス構造を、表 4.1 に層構成を示す。また、表 4.2、4.3、4.4 に HSTP プロセスのレイヤ間の包含関係とその制約、レイヤ間の最小距離 (スペース)、レイヤの最小幅をまとめる。尚、HSTP プロセスの基本設計ルールは以下に示す通りである。

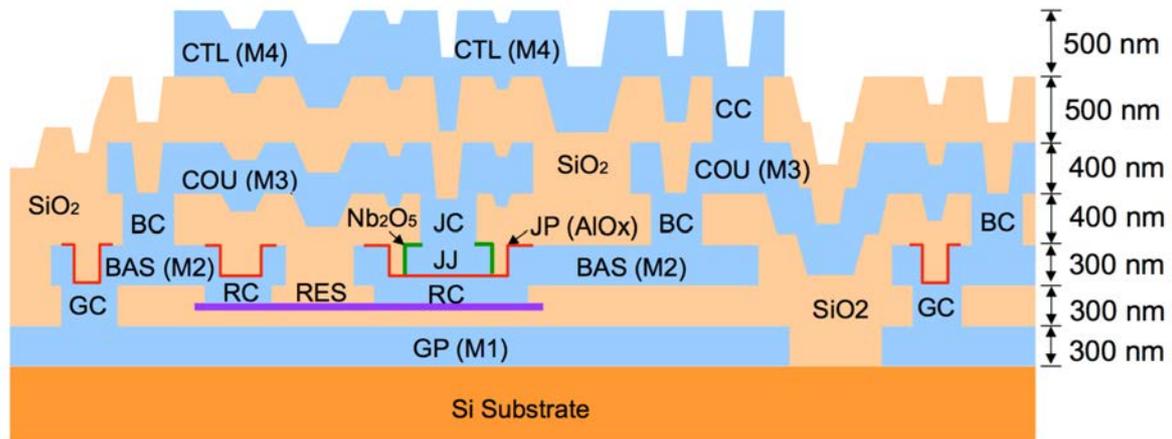


図 4.1 HSTP プロセスのデバイス構造 [16]

(基本設計ルール)

- ・最小線幅 $1.0 \mu\text{m}$
- ・最小スペース $1.0 \mu\text{m}$
- ・最小接合サイズ $1.2 \mu\text{m}$ 角 (実サイズ $1.0 \mu\text{m}$ 角)
- ・接合の縮小値 $0.2 \mu\text{m}$
- ・接合の臨界電流密度 $10 \text{ kA}/\text{cm}^2$
- ・シート抵抗 2.4Ω
- ・最小コンタクトサイズ $0.8 \mu\text{m}$ 角 (但し、JC のみ $0.7 \mu\text{m}$ 角)
- ・アライメントマージン $0.25 \mu\text{m}$ (一部 $0.5 \mu\text{m}$)
- ・BAS の縮小値 $0.2 \mu\text{m}$
- ・COU、CTL の縮小値 $0.1 \mu\text{m}$
- ・RES の縮小値 0
- ・データの最小きざみ $0.001 \mu\text{m}$

4.1.2 本設計における HSTP プロセスからの変更点

本修士研究では、4.1.1 節で説明した HSTP プロセスから、以下の点を変更した設計仕様でマイクロ波 SQUID マルチプレクサを設計した。図 4.2 に本研究で設計したチップのデバイス構造を示す。本プロセスでは、導電層は GP 層から COU 層までを用いた。ただし、ボンディングパッドはリフトオフにより 5000 \AA の Au で形成されている。伝送線路の誘電損失や TLS(Two-Level-System-Noise) を避けるために GP 層上 (共振器上) の SiO_2 を除去した。また、SQUID ループインダクタンス L_S との兼ね合いから接合の臨界電流密度はできるだけ小さくすることと、これまでの先行研究の実績から $250 \text{ A}/\text{cm}^2$ とした。抵抗は極低温 ($\sim 0.1 \text{ K}$) でも超伝導転移をしない Pd を用いた。

表 4.1 HSTP プロセスの層構成 [16]

レイヤ名	機能	材料	膜厚 (nm)
GP	グランド面	Nb	300
	層間絶縁膜	SiO ₂	150
RES	抵抗	Mo	35
	層間絶縁膜	SiO ₂	150
RC	RES/BAS 間コンタクト		
GC	GP/BAS 間コンタクト		
BAS	接合の下部電極及び下部配線	Nb	300
JP	接合のプロテクション	Al, AlO _x	
JJ	接合	Nb	150
	JJ のプロテクション (陽極酸化)	Nb ₂ O ₅	(20)
	層間絶縁膜	SiO ₂	400
BC	BAS/COU 間コンタクト		
JC	JJ/COU 間コンタクト		
COU	接合の上部電極及び上部配線	Nb	400
	層間絶縁膜	SiO ₂	500
CC	COU/CTL 間コンタクト		
CTL	最上部の配線又はシールド層	Nb	500

表 4.2 HSTP プロセスのレイヤ間の包含関係とその制約：単位は μm [16]

	GP	RES	GC	RC	JJ	JP	BAS	JC	BC	COU	CC	CTL
GP	—	×	×	×	×	×	×	×				
RES	×	—	×	0.25	0.75							
GC	×	×	—	×	×	0.25	0.25	×				
RC	×	0.25	×	—	0.50	0.25	0.25					
JJ	×	0.75	×	0.50	—	0.25		0.25				
JP	×		0.25	0.25		—						
BAS	×		0.25	0.25			—		0.25			
JC	×		×					—	×	0.25		
BC							0.25	×	—	0.25		
COU								0.25	0.25	—		
CC										0.25	—	0.25
CTL											0.25	—

×：重なることはない

表 4.3 HSTP プロセスのレイヤ間の最小距離 (スペース) : 単位は μm [16]

	GP	RES	GC	RC	JJ	JP	BAS	JC	BC	COU	CC	CTL
GP	1.0	0.5			1.0		0.45					
RES	0.5	1.0	0.5									
GC		0.5	1.0		1.0							
RC				1.0								
JJ	1.0		1.0		1.0							
JP						1.0						
BAS	0.45						1.0					
JC								1.0				
BC									1.0			
COU										1.0		
CC											1.0	
CTL												1.0

表 4.4 HSTP プロセスのレイヤの最小幅 (基本ルール : メタル幅は $1.0 \mu\text{m}$ 、コンタクトは $0.8 \mu\text{m}$) : 単位は μm [16]

	GP	RES	GC	RC	JJ	JP	BAS	JC	BC	COU	CC	CTL
最小幅	1.0	1.0	0.8	0.8	1.2	1.3	1.0	0.7	0.8	1.0	0.8	1.0

注) JJ の最小幅は、縮小値 $0.2 \mu\text{m}$ (片側で $0.1 \mu\text{m}$) を含めて $1.2 \mu\text{m}$ 。

(HSTP プロセスからの変更点)

- ・導電層は GP 層から COU 層まで、ただしボンディングパッドに Au 有り
- ・COU 層形成後に REM エッチングによって、GP 層上の SiO_2 除去
- ・接合の臨界電流密度 : 250 A/cm^2
- ・RES 層は Pd で形成し、シート抵抗は $2.4 \Omega/\square$
- ・リフトオフにより 5000 \AA の Au ボンディングパッドを形成

4.2 電磁界シミュレーションによるフィードライン、共振器及びカップリングキャパシタの構造・寸法の設計

4.2.1 概要

まずはじめに、フィードライン、共振器及びカップリングキャパシタの構造・寸法を決定するために、電磁界シミュレーションを行った。伝送線路としては、マイクロストリップラインに対して誘電損失や TLS(Two-Level-System-Noise) が比較的少ないと考えられるコプレーナ伝送線路を採用した。行ったシミュレーションとしては、

1. 特性インピーダンスの整合

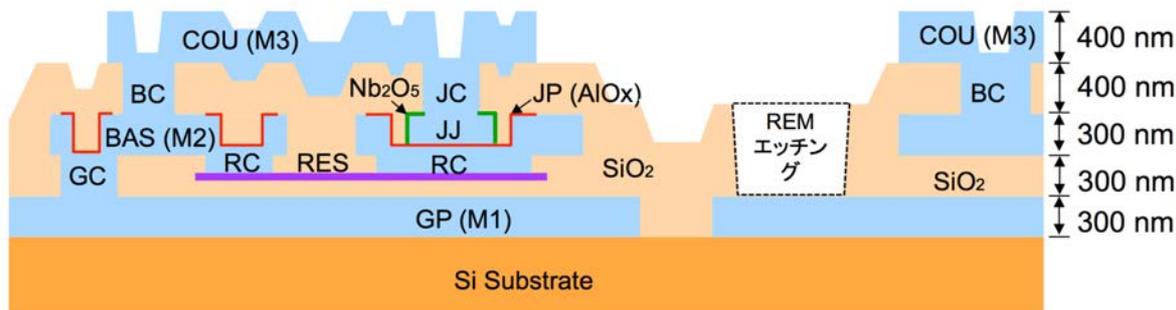


図 4.2 本修士論文で設計したチップのデバイス構造

表 4.5 電磁界シミュレーションで仮定した誘電体層の比誘電率

誘電体	空気	Si	SiO ₂
比誘電率	1.0	11.9	3.9

表 4.6 決定した芯線幅及び GND 間スロットの寸法

	芯線幅 (μm)	芯線-GND 間スロット幅 (μm)
フィードライン	20	11
共振器	10	4.5

2. 位相速度の算出
3. メアンダー構造における曲線部分の実効長の検討
4. カップリングキャパシタの構造決定

の主に 4 つである。1 は伝送線路の基本構造である芯線幅、GND 間スロット幅を決めるものであり、2 と 3 は共振周波数を設計する際に必要となる線路の長さを決めるものである。また、4 は共振器の帯域幅 (BW) を制御する際に必要となるカップリングキャパシタンスの値を決定するものである。SONNET が算出する値は S パラメータであり、各々のシミュレーション結果から必要となるパラメータはその都度回路モデルを考え、 S パラメータのフィッティングから抽出した。尚、本シミュレーションでは、超伝導金属 (Nb) を無損失金属で仮定し、膜厚はゼロとした。各誘電体の比誘電率は表 4.5 に示す値を仮定した。

4.2.2 フィードライン及び共振器の特性インピーダンス

まずはじめにフィードラインと共振器のコプレーナ線路の芯線幅及び GND 間スロット幅を決定するために、線路の特性インピーダンスの $50\ \Omega$ 整合 (実験で使用する装置は基準インピーダンスを $50\ \Omega$ としている) を行った*1。芯線幅は線路によるエネルギー損失と共振器間隔との兼ね合いから、フィードラインで $20\ \mu\text{m}$ 、共振器で $10\ \mu\text{m}$ とした。

図 4.3、4.4 に本シミュレーションで作成した構造の模式図を示す。シミュレーションは周波数を $5\ \text{GHz}$ に固定し、芯線-GND 間スロットを変化させて行った。線路の特性インピーダンスは S_{11} から求めた。シミュレーション結果を図 4.5 に示す。この結果から、芯線幅及び GND 間スロット幅は表 4.6 のように決定した。

*1 共振器は必ずしも $50\ \Omega$ に整合する必要はない。 $50\ \Omega$ でない場合は共振周波数が変化するだけである。

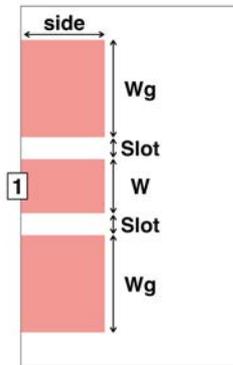


図 4.3 特性インピーダンス Z_0 をシミュレーションしたコプレーナ線路の構造模式図。Side は $50 \mu\text{m}$, GND 幅 W_g は値の安定性から $100 \mu\text{m}$ 以上とした。芯線幅 W はフィードラインで $20 \mu\text{m}$, 共振器では $10 \mu\text{m}$ とした。芯線-GND 間スロット (Slot) を振っていき Z_0 が 50Ω となるようにした。図中の数字はポート番号を示している。

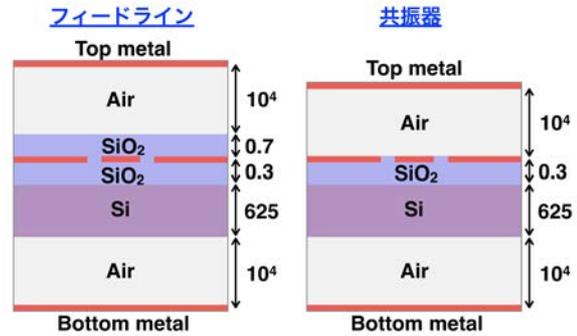


図 4.4 コプレーナ線路の誘電体層の構成図。図中の数値は層の厚みで単位は μm 。厚みは実際のプロセスに準拠している。共振器では線路上の SiO_2 は剥いである。尚、線路の厚みは考慮していない。また、各誘電体の比誘電率は各々、Air : 1.0, Si : 11.9, SiO_2 : 3.9 である。

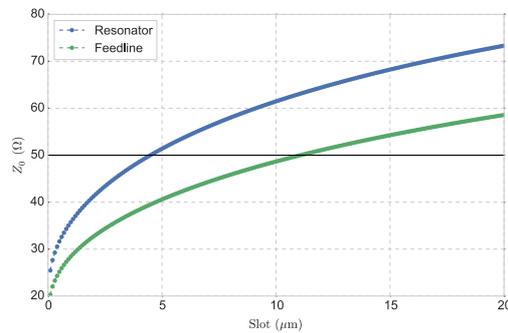


図 4.5 芯線-GND 間スロット (Slot) と特性インピーダンス Z_0 の関係 (シミュレーション結果)。青が共振器、緑がフィードラインの結果で、黒線は $Z_0 = 50 \Omega$ を表している。

4.2.3 共振器の位相速度

次に共振器の共振周波数を決定する上で重要な線路の位相速度 v_p をシミュレーションにより求めた。図 4.6 に作成した構造の模式図を示す。また、誘電体層は図 4.4 右と同じものを用いた。共振器長 L_{res} を変化させ、各 L_{res} について S_{21} を以下の式 4.1 でフィットし位相遅延 t_d を抽出した。式 4.1 は図 4.6 右のモデルから算出したものである。

$$S_{21} = \frac{2Z_0 (Z_d + jZ_0 \tan(\omega t_d))}{2Z_d Z_0 + j(Z_d^2 + Z_0^2) \tan(\omega t_d)} e^{-j\omega t_d} \quad (4.1)$$

ここで、 Z_0 : 基準インピーダンス、 Z_d : 線路の特性インピーダンス、 t_d : 線路の位相遅延、 ω : 角周波数を表している。

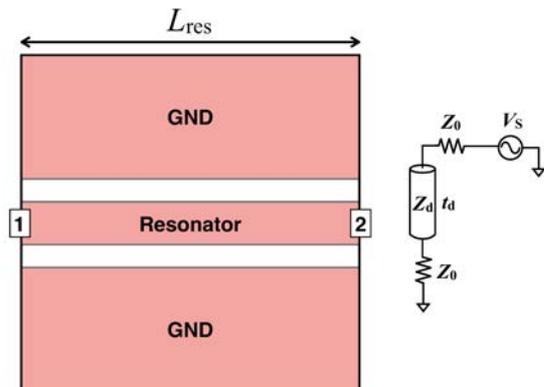


図 4.6 位相速度 v_p をシミュレーションしたコプレーナ線路の構造図とそのモデル回路図。芯線幅及び GND 間スロットは 4.2.2 節で決定した $10\mu\text{m}$ と $4.5\mu\text{m}$ を使用した。図中の数字はポート番号を示している。共振器長 L_{res} を変化させていき各 L_{res} で位相遅延を S_{21} から求め、それらの関係から位相速度 v_p を算出した。右図のモデルは線路の位相遅延を t_d 、特性インピーダンスを Z_d としている。

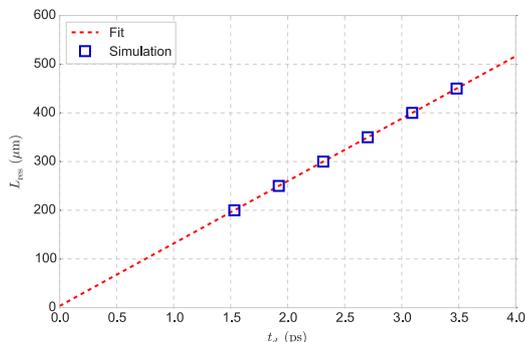


図 4.7 共振器長 L_{res} と位相遅延 t_d の関係 (シミュレーション結果)。青がシミュレーションで得たデータで、赤がその線形フィット結果。この傾きが位相速度 v_p である。

図 4.7 にシミュレーション結果を示す。これを線形フィットし位相速度 v_p と共振器長 L_{res} 、位相遅延 t_d の関係 ($v_p = L_{\text{res}}/t_d$) から位相速度 v_p を求めたところ、

$$v_p = 0.428c \tag{4.2}$$

と求まった。ここで、 c : 真空中の光速である。また、線形フィットの結果は以下のようなになった。切片は線路のエッジでの実効長の効果を表していると考えられるが、この効果は小さく設計の際には無視した。

$$L_{\text{res}} (\mu\text{m}) = 128.3t_d (\text{ps}) + 3.5 \tag{4.3}$$

4.2.4 共振器の曲線部分の実効長

作製する共振器はチップ上のスペース確保のため、メアンダー構造を採用した。メアンダー構造の場合、共振周波数の設計の際に共振器の曲線部分の実効長を考慮する必要があると考えられる。従って、その効果を検証した。

今、共振器の直線部分と曲線部分で位相速度 v_p は一定だとし、位相遅延のみ変化すると仮定する。図 4.8 右のモデルから、共振器の入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{\text{in}} = jZ_{\text{lin}} \frac{Z_{\text{cir}} \tan(\omega t_{\text{cir}}) + Z_{\text{lin}} \tan(\omega t_{\text{lin}})}{Z_{\text{lin}} - Z_{\text{cir}} \tan(\omega t_{\text{lin}}) \tan(\omega t_{\text{cir}})} \tag{4.4}$$

$$= jZ_{\text{lin}} \tan \omega (t_{\text{lin}} + t_{\text{cir}}) \tag{4.5}$$

$$= jZ_{\text{lin}} \tan \omega t_{\text{total}} \tag{4.6}$$

となる。ただし、 $Z_{\text{lin}} \approx Z_{\text{cir}}$ とした。ここで、 Z_{lin} : 直線部分の特性インピーダンス、 Z_{cir} : 曲線部分の特性インピー

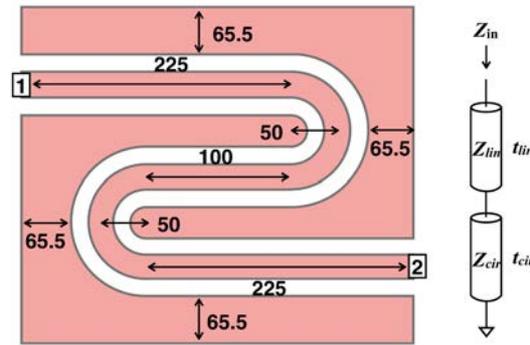


図 4.8 共振器の線形部分と曲線部分で位相速度が一定とした時の曲線部分の実効長を求める際に作成した構造の模式図と回路モデル。左図が構造の模式図で、図中の数値は線路の長さや幅を μm 単位で表したものである。四角で囲った数字はポート番号を表している。曲線部分は中心半径 $50\ \mu\text{m}$ の半正六十角形とした。右図は回路モデルで、直線部分と曲線部分の特性インピーダンスを各々 Z_{lin} , Z_{cir} とし、位相遅延を各々 t_{lin} , t_{cir} とした。 Z_{in} は線路をポート 1 から見たときの入力インピーダンスである。

ダンス、 t_{lin} : 直線部分の位相遅延、 t_{cir} : 曲線部分の位相遅延である。以上より、直線部分と曲線部分を考慮した全体の位相遅延 t_{total} は各々の位相遅延 t_{lin} , t_{cir} の和となる。

図 4.8 に本シミュレーションで作成した構造の模式図を示す。曲線部分は電場分布の関係から、スロット間隔がスロット幅の 5 倍以上となること、また、なるべく円形になることの 2 点を考慮し、中心半径が $50\ \mu\text{m}$ の半正六十角形とした。誘電体層は図 4.4 右と同じものを用いた。周波数を 1 GHz から 10 GHz まで掃引し、得られた各周波数での S_{21} を式 4.1 でフィットし、全体の位相遅延 t_{total} を抽出した。この結果と 4.2.3 節の結果を用いて、曲線部分の実効長を求めたところ、半径にして $R_{cir} = 49.9\ \mu\text{m}$ という値が求まった。この値は図 4.8 の曲線部分の中心半径とほぼ一致しているが、設計に際してはこの実効長も考慮した。

4.2.5 カップリングキャパシタ

最後に、共振器を高速化させるために必要な共振器の帯域幅 (BW) を制御するためのカップリングキャパシタ C_C を決定するシミュレーションを行った。共振器の Q 値 (Quality-factor) として、共振器の損失による無負荷 $Q(Q_i)$ と共振器が接続している外部回路の損失による外部 $Q(Q_c)$ を考えた場合、全体の負荷 $Q(Q_r)$ はその並列和となる。

$$\frac{1}{Q_r} = \frac{1}{Q_i} + \frac{1}{Q_c} \quad (4.7)$$

共振器のエネルギー損失が共振器内部に比べて、外部回路で大きい場合 (すなわち、 $Q_i \gg Q_c$)、 BW はフィードラインと共振器を結合しているカップリングキャパシタ C_C によって決定される。

図 4.9 にシミュレーションを行った構造の模式図を示す。本研究では、対象とするキャパシタンスが小さいことからインターデジタル型のキャパシタを採用した。また、キャパシタの指の本数と間隔は先行研究で実績があるものを採用し、本シミュレーションでは、指の長さ D_C のみをパラメータとした。

図 4.10 に誘電体層の構成図とモデル回路図を示す。 C_C を抽出する際には、入力側から共振器側への透過 S_{31} を用いた。図 4.10 右のモデル回路図より、

$$S_{31} = \frac{2Z_0 Z_{in12}}{Z_{in2}(Z_0 + Z_{in})} e^{-j\omega(t_{d1} + t_{d2})} \quad (4.8)$$

ただし、

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{Z_0 + jZ_1 \tan(\omega t_{d1})}{Z_1 + jZ_0 \tan(\omega t_{d1})} \quad (4.9)$$

$$Z_{in2} = \frac{1}{j\omega C_C} + Z_2 \frac{Z_0 + jZ_2 \tan(\omega t_{d2})}{Z_2 + jZ_0 \tan(\omega t_{d2})} \quad (4.10)$$

$$Z_{in12} = \frac{Z_{in1} Z_{in2}}{Z_{in1} + Z_{in2}} \quad (4.11)$$

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_{in12} + jZ_1 \tan(\omega t_{d1})}{Z_1 + jZ_{in12} \tan(\omega t_{d1})} \quad (4.12)$$

である。各パラメータの定義は図 4.10 のキャプション参照のこと。

D_C を $22 \mu\text{m}$ から $154 \mu\text{m}$ まで $22 \mu\text{m}$ 間隔で変化させていき、 D_C と C_C の関係を求めた。結果を図 4.11 に示す。設計予定である最大 C_C の 37 fF ($BW9 \text{ MHz}$, 共振周波数 5 GHz に相当) 程度でも直線性が成り立っていることが確認できた。線形フィットの結果から D_C と C_C の関係として、

$$C_C (\text{fF}) = 0.23 D_C (\mu\text{m}) + 0.91 \quad (4.13)$$

が得られた。実際の設計ではこの関係を用いて性能パラメータ C_C を実現する構造・寸法パラメータ D_C を決定した。また、シミュレーションを行った D_C の最大長 $154 \mu\text{m}$ において設計目標の周波数帯域 ($4 \sim 8 \text{ GHz}$) で予期せぬ共振がないことも確認した (図 4.12)。

4.3 SQUID の構造・寸法の設計

次に SQUID の設計に関してまとめる。SQUID の構造に関する設計の詳細は非公開に付き本修士論文では省略する。SQUID の設計に関する性能パラメータとしては、SQUID ループインダクタンス L_S 、SQUID ループインダクタンスの非対称性 a 、ジョセフソン接合の臨界電流 I_C 、インプットコイルとの相互インダクタンス M_{in} がある。

設計の流れとしては、まず TES 型 X 線マイクロカロリメータの信号に対して必要となる M_{in} を決定する。 M_{in} は L_S 及びインプットコイルの巻き数で決まり、巻き数は SQUID ループインダクタの構造 (主に長さ) で決定する。 M_{in} としては基本的に大きいほど良いが、設定する λ の目標値、臨界電流密度 J_C 、設計仕様の接合最小幅、多重化チャンネル数による物理的スペースから L_S の上限が決まり、それにより巻き数の上限も決まり M_{in} が決定される。今回、ジョセフソン接合の臨界電流密度 J_C は実績のある先行研究と同じ 250 A/cm^2 とした。また、SQUID の形状及び超伝導ループの基本的な寸法は取り敢えずは先行研究を参考とした。詳細は非公開に付き本修士論文では省略するが、作成した SQUID の L_S を FastHenry により求めたところ $L_S = 10.0 \pm 0.2 \text{ pH}$ となった。これにより設計上のインプットコイルとの相互インダクタンス M_{in} は SQUID 上にコイルを 7 周巻く (スペース的にこれが上限) ことで $M_{in} \sim 140 \text{ pH}$ となり、 10 eV 以下のエネルギー分解能 ΔE が見込めることから、SQUID の形状及び超伝導ループの基本的な寸法は先行研究を参考とし、以降ではこの値を用いて設計を行った。尚、これにより Ramp 波と SQUID を

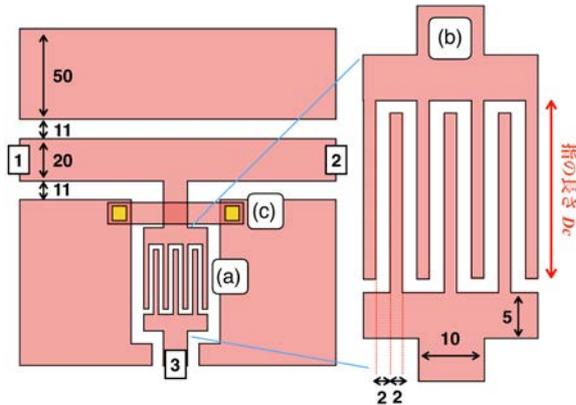


図 4.9 シミュレーションを行った構造の模式図。(a) フィードラインと共振器をつなぐインターデジタル型カップリングキャパシタ (C_C)。 (b) カップリングキャパシタの拡大図。 D_C は指の長さ。(c) GND ブリッジ。四角で囲った数字はポート番号。数値は長さで単位は μm 。

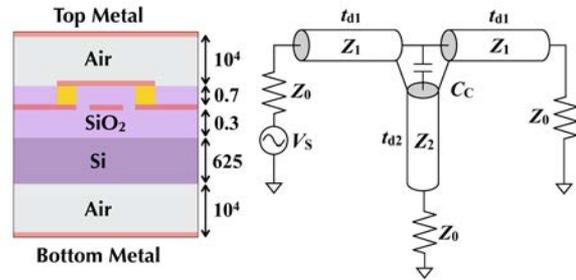


図 4.10 誘電体層の構成図とモデル回路図。左図中の数値は層の厚みで単位は μm 。右図で、 Z_0 ：基準インピーダンス、 Z_1 ：フィードラインの特性インピーダンス、 t_{d1} ：フィードラインの位相遅延、 C_C ：カップリングキャパシタンス、 Z_2 ：カップリングキャパシタを含めた共振器の特性インピーダンス、 t_{d2} ：カップリングキャパシタを含めた共振器の位相遅延。

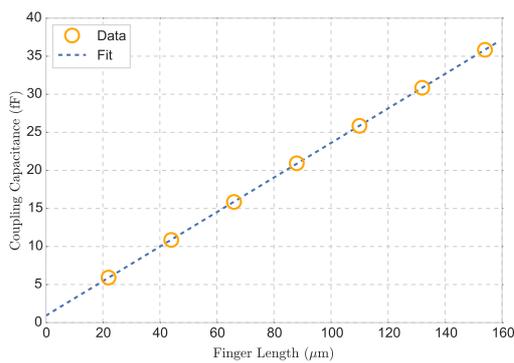


図 4.11 指の長さ D_C とカップリングキャパシタンス C_C の関係 (シミュレーション結果)。横軸が指の長さ D_C で、縦軸がカップリングキャパシタンス C_C 。橙色がシミュレーション結果から抽出したデータ点であり、青色が線形フィット結果である。

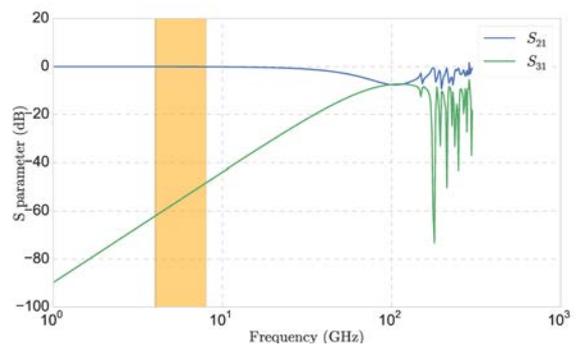


図 4.12 最長 D_C ($154 \mu\text{m}$) での共振の確認。横軸が周波数で、縦軸が S パラメータ。青色が S_{21} で緑色が S_{31} 。橙色は共振周波数の設計目標の帯域。150 GHz 程度までは共振は見られない。

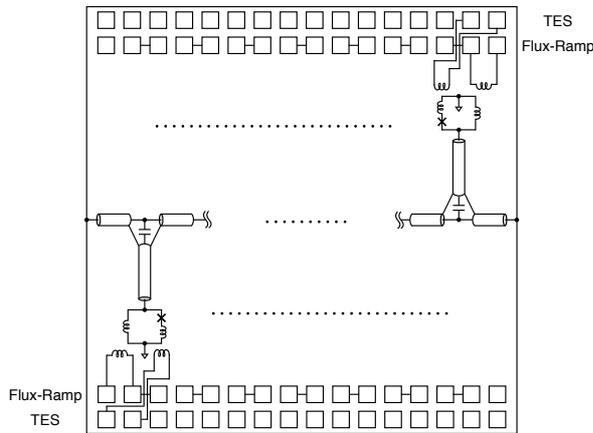


図 4.13 設計したマイクロ波 SQUID マルチプレクサの等価回路図。フィードラインを挟んで上下に 8 チャンネルずつ。

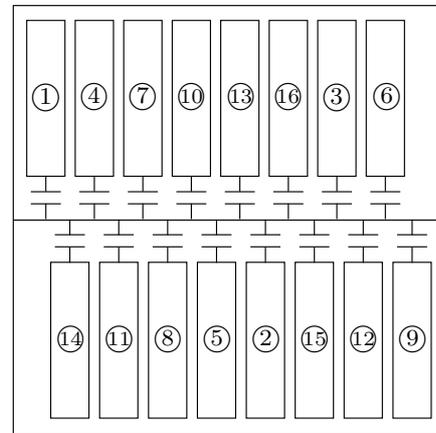


図 4.14 共振器の配置図。数字は共振周波数の低い順。

結合させるモジュレーションコイルと SQUID との相互インダクタンス M_{mod} は設計上、 $M_{\text{mod}} \sim 20 \text{ pH}$ (スペース的に 1 回巻) となる。

次に、 a はマイクロ波 SQUID マルチプレクサの出力の S/N 比を最適化するために共振周波数の変化幅 Δf_r を、設定する BW と等しくすることから決定される。 Δf_r は共振周波数 f_r に依存しており、先行研究では BW が狭いことからチャンネル間での Δf_r の違いは無視できたが、今回高速化に伴い BW を広げたためにチャンネル毎に Δf_r を最適化する必要があった。 a に関する SQUID の構造・寸法は非公開に付き本修士論文では省略する。

4.4 高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計

第 3 章で決定した高速化の設計目標 ($\lambda = 0.3$ に対して $BW \geq 3 \text{ MHz}$) を達成するために、高速信号対応マイクロ波 SQUID マルチプレクサを 3 種類設計した。設計目標は、 $\lambda = 0.3$ とし、 $BW = 3, 6, 9 \text{ MHz}$ とした。また、高速化の対照として $BW = 1 \text{ MHz}$ 、さらに、SQUID ループインダクタンス L_S 及びその非対称性 a を測定する用、共振器のみの計 7 種類の設計を行った。本節ではそれらの設計について説明する。本研究で作製したチップは先行研究を参考に 5 mm 角とし、多重化数はフィードラインを挟んで片側で 8 チャンネルの計 16 チャンネルとした。図 4.13 に作製したチップの等価回路を示す。また、各共振器の配置は先行研究の共振器間クロストークの物理的距離と周波数空間での距離の関係に関する報告 [5] から図 4.14 のようにした。

本研究で作製した TES 型 X 線マイクロカロリメータ用マイクロ波 SQUID マルチプレクサは、宇宙科学研究所マイクロ波 SQUID (ISAS Micro-wave SQUID ; iMSQ) と命名した。マスクの世代ごとに順番に番号を付け、 BW と λ の下一桁を記載した。例えば、今回は初めてのマスクなので世代番号は 01 であり、 BW が 3 MHz 、 λ が 0.3 の場合は iMSQ01-B3L3 となる。

4.4.1 iMSQ01-B3L3 の設計

設計目標 $\lambda = 0.3$ 、 $BW = 3 \text{ MHz}$ の iMSQ01-B3L3 の設計についてまとめる。

性能パラメータの設計

設計に際しては、先ず共振周波数 f_r を決定した。 f_r の制約としては HEMT アンプの帯域 4 ~ 8 GHz に収まること、クロストークを 1/1000 以下にするために *Spacing* を *BW* の 10 倍以上とすることである。*BW* の設計に最も影響のある C_C が設計から 10% ずれた場合、*BW* は 3.6 MHz となるので、*Spacing* を 40 MHz とした。これより、 f_r は 4.930 GHz ~ 5.530 GHz に決定した。

次に、カップリングキャパシタンス C_C は、 $Q_i \gg Q_c$ という仮定の元、 f_r と *BW* から以下の式 4.14 で決定される。

$$C_C = \sqrt{\frac{\pi^2 (BW)}{Z_0 Z_1 \omega_r^3}} \quad (4.14)$$

ただし、 Z_0 : 基準インピーダンス (50 Ω)、 Z_1 : 共振器の特性インピーダンス、 $\omega_r = 2\pi f_r$ である。上記の仮定が成り立っていない場合は C_C による *BW* の制御は一般的に難しい。しかし、*BW* の下限は Q_c によって決まるためその制御はできなくとも高速化は達成できることが予想される。 C_C は f_r に依存しており、高速化に伴いチャンネル間での差が大きくなることから、本修士研究ではチャンネル毎 (共振周波数毎) に値を変更した。

ジョセフソン接合の臨界電流 I_C は λ と L_S が決定すれば以下の式 4.15 で決定される。

$$I_C = \frac{\lambda \Phi_0}{2\pi L_S} \quad (4.15)$$

本修士研究では λ 一定の元 a を変化させることによってチャンネル間で L_S を一定にしているため、すべての設計において I_C は一定である。

最後に、SQUID ループインダクタンスの非対称性の割合 a は共振周波数の変化幅 Δf_r を *BW* と等しくすることから以下の式 4.16 によって決定される。

$$a = 1 - \sqrt{\frac{Z_0 (1 - \lambda^2) (BW)}{8\lambda L_S f_r^2}} \quad (4.16)$$

a も高速化に伴いチャンネル間での差が大きくなることから、チャンネル毎 (共振周波数毎) に値を変更した。

以上が性能パラメータの設計であり、ここからは構造・寸法パラメータの設計にまとめてみる。

構造・寸法パラメータ

構造・寸法パラメータは主に、ジョセフソン接合 (方形型) の一辺の長さ D_{I_C} 、カップリングキャパシタの指の長さ D_C 、共振器の長さ D_{res} 、 a を決定する D_{JJ} がある。 D_{I_C} は臨界電流密度 J_C と臨界電流 I_C から一意に決まる。 D_C は 4.2 節で求めた C_C との関係 (式 4.13) を用いて、 C_C から決定される。共振器の長さ D_{res} は先ず、以下の式 4.17 により共振器の $\lambda/4$ 共振周波数 f_0 を求め、4.2 節で求めた位相速度 v_p (式 4.2) との関係 ($D_{\text{res}} = \frac{v_p}{4f_0}$) から求めた。尚、 f_0 を求める際に式 4.17 の L としては SQUID の等価インダクタンス $L(\Phi)$ は用いずに、先行研究の実験結果のフィードバックとして寄生インダクタンスも含めた 26 pH を用いた。

$$f_0 = \frac{f_r}{1 - 4f_r C_C Z_1 - \frac{4f_r L}{Z_1}} \quad (4.17)$$

ただし、 L : 共振器から見た SQUID 側のインダクタンス。

D_{JJ} と a の関係に関しては非公開に付き今回は省略する。また、インプットコイルとモジュレーションコイルは SQUID の形状から各々を 7 回、1 回巻とした。これにより、 M_{in} と M_{mod} の設計値は各々 $M_{\text{in}} \sim 140$ pH、 $M_{\text{mod}} \sim 20$ pH となる。最後に設計した性能パラメータと構造・寸法パラメータのまとめを表 4.7 に、作成したマスクレイアウトを図 4.15 に示す。

表 4.7 設計した iMSQ01-B3L3 の性能パラメータと構造・寸法パラメータ

設計	λ						BW (MHz)			
目標	0.3						3			
性能パラメータ						構造・寸法パラメータ				
f_r (GHz)	$Spacing$ (MHz)	C_C (fF)	Δf_r (MHz)	a	M_{in} (pH)	M_{mod} (pH)	D_{res} (μm)	D_C (μm)	D_{I_C} (μm)	D_{JJ} (μm)
4.930		19.96		0.516			6308.86	83.97		318.17
4.970		19.72		0.520			6258.05	82.91		320.70
5.010		19.49		0.524			6208.06	81.87		323.19
5.050		19.25		0.528			6158.15	80.86		325.64
5.090		19.03		0.531			6110.41	79.86		328.05
5.130		18.81		0.535			6062.72	78.88		330.43
5.170		18.59		0.539			6015.76	77.92		332.77
5.210	40	18.37	3	0.542	140	20	5969.52	76.98	1.99	335.07
5.250		18.16		0.546			5923.97	76.05		337.34
5.290		17.96		0.549			5879.11	75.15		339.57
5.330		17.76		0.553			5834.92	74.26		341.77
5.370		17.56		0.556			5791.38	73.38		343.93
5.410		17.37		0.559			5748.48	72.53		346.07
5.450		17.17		0.562			5706.21	71.69		348.17
5.490		16.99		0.566			5664.55	70.86		350.24
5.530		16.80		0.569			5623.48	70.05		352.29

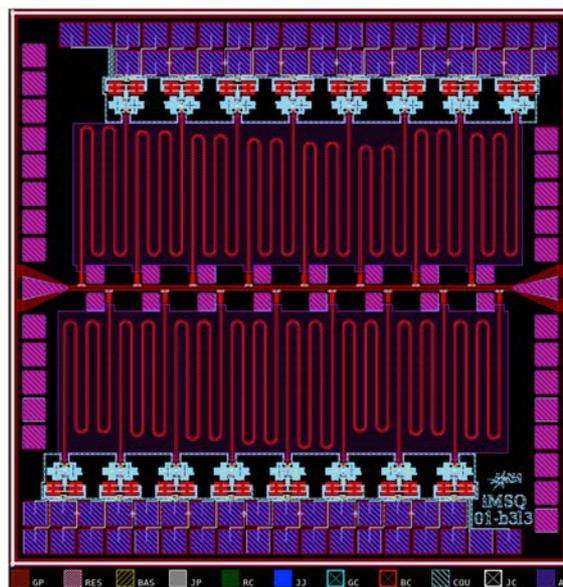


図 4.15 iMSQ01-B3L3 のマスクレイアウト

表 4.8 設計した iMSQ01-B6L3 の性能パラメータと構造・寸法パラメータ

設計		λ					BW (MHz)			
目標		0.3					6			
性能パラメータ							構造・寸法パラメータ			
f_r	$Spacing$	C_C	Δf_r	a	M_{in}	M_{mod}	D_{res}	D_C	D_{IC}	D_{JJ}
(GHz)	(MHz)	(fF)	(MHz)		(pH)	(pH)	(μm)	(μm)	(μm)	(μm)
4.690		30.42		0.281			6574.57	130.08		165.17
4.770		29.66		0.293			6464.80	126.73		173.01
4.850		28.93		0.305			6358.61	123.50		180.59
4.930		28.23		0.316			6255.83	120.41		187.92
5.010		27.56		0.327			6156.30	117.45		195.02
5.090		26.91		0.337			6059.87	114.59		201.90
5.170		26.29		0.348			5966.39	111.85		208.57
5.250	80	25.69	6	0.358	140	20	5875.72	109.21	1.99	215.03
5.330		25.11		0.367			5787.75	106.67		221.30
5.410		24.56		0.377			5702.36	104.23		227.38
5.490		24.02		0.386			5619.43	101.87		233.28
5.570		23.51		0.394			5538.85	99.60		239.02
5.650		23.01		0.403			5460.54	97.41		244.59
5.730		22.53		0.411			5384.39	95.29		250.01
5.810		22.07		0.420			5310.32	93.25		255.28
5.890		21.62		0.427			5238.23	91.27		260.40

4.4.2 iMSQ01-B6L3 の設計

iMSQ01-B6L3 は設計目標 $\lambda = 0.3$ 、 $BW = 6$ MHz である。4.4.1 と同様の設計により各パラメータを算出した、設計した性能パラメータと構造・寸法パラメータのまとめを表

4.8 に示す。また、作成したマスクレイアウトを図 4.16 に示す。

4.4.3 iMSQ01-B9L3 の設計

iMSQ01-B9L3 は設計目標 $\lambda = 0.3$ 、 $BW = 9$ MHz である。4.4.1 と同様の設計により各パラメータを算出した、設計した性能パラメータと構造・寸法パラメータのまとめを表

4.9 に示す。また、作成したマスクレイアウトを図 4.17 に示す。

4.4.4 iMSQ01-B1L3 の設計

iMSQ01-B1L3 は高速化の対照として設計した。設計目標は $\lambda = 0.3$ 、 $BW = 1$ MHz である。4.4.1 と同様の設計により各パラメータを算出した、設計した性能パラメータと構造・寸法パラメータのまとめを表

4.10 に示す。また、作成したマスクレイアウトを図 4.18 に示す。

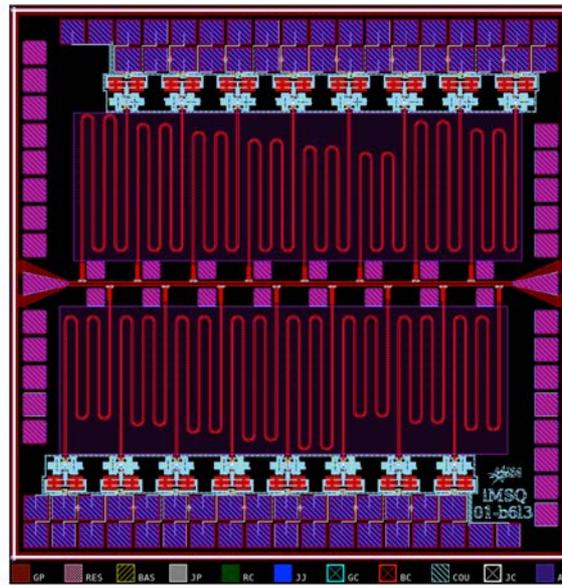


図 4.16 iMSQ01-B6L3 のマスクレイアウト

表 4.9 設計した iMSQ01-B9L3 の性能パラメータと構造・寸法パラメータ

設計		λ					BW (MHz)			
目標		0.3					9			
性能パラメータ							構造・寸法パラメータ			
f_r (GHz)	$Spacing$ (MHz)	C_C (fF)	Δf_r (MHz)	a	M_{in} (pH)	M_{mod} (pH)	D_{res} (μm)	D_C (μm)	D_{I_C} (μm)	D_{JJ} (μm)
4.700		37.14		0.121			6516.94	159.70		61.33
4.810		35.88		0.141			6369.05	154.11		74.40
4.920		34.68		0.160			6227.69	148.84		86.88
5.030		33.55		0.179			6092.43	143.85		98.81
5.140		32.48		0.196			5962.89	139.13		110.23
5.250		31.46		0.213			5838.70	134.66		121.18
5.360		30.50		0.229			5719.55	130.41		131.68
5.470	110	29.58	9	0.245	140	20	5605.12	126.38	1.99	141.75
5.580		28.71		5495.16			122.54	151.43		
5.690		27.88		5389.39			118.89	160.73		
5.800		27.10		5287.58			115.41	169.68		
5.910		26.34		5189.52			112.09	178.29		
6.020		25.62		5095.00			108.92	186.59		
6.130		24.94		5003.83			105.90	194.60		
6.240		24.28		4915.83			103.00	202.32		
6.350		23.65		4830.85			100.24	209.77		

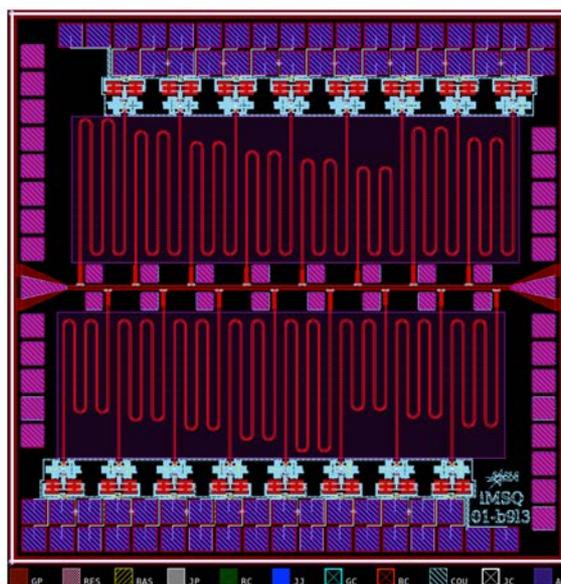


図 4.17 iMSQ01-B9L3 のマスクレイアウト

表 4.10 設計した iMSQ01-B1L3 の性能パラメータと構造・寸法パラメータ

設計 目標	λ						BW (MHz)			
	0.3						1			
性能パラメータ							構造・寸法パラメータ			
f_r (GHz)	$Spacing$ (MHz)	C_C (fF)	Δf_r (MHz)	a	M_{in} (pH)	M_{mod} (pH)	D_{res} (μm)	D_C (μm)	D_{I_C} (μm)	D_{JJ} (μm)
5.145		10.81		0.732			6095.77	43.64		458.65
5.160		10.76		0.733			6077.96	43.43		459.16
5.175		10.72		0.734			6060.24	43.23		459.66
5.190		10.67		0.735			6042.64	43.02		460.16
5.205		10.62		0.735			6025.13	42.82		460.66
5.220		10.58		0.736			6007.72	42.62		461.15
5.235		10.53		0.737			5990.41	42.42		461.65
5.250	15	10.49	1	0.738	140	20	5973.20	42.22	1.99	462.13
5.265		10.44		0.738			5956.09	42.02		462.62
5.280		10.40		0.739			5939.08	41.82		463.10
5.295		10.35		0.740			5922.16	41.63		463.58
5.310		10.31		0.741			5905.33	41.44		464.06
5.325		10.27		0.741			5888.60	41.24		464.53
5.340		10.22		0.742			5871.97	41.05		465.01
5.355		10.18		0.743			5855.42	40.86		465.48
5.370		10.14		0.744			5838.97	40.68		465.94

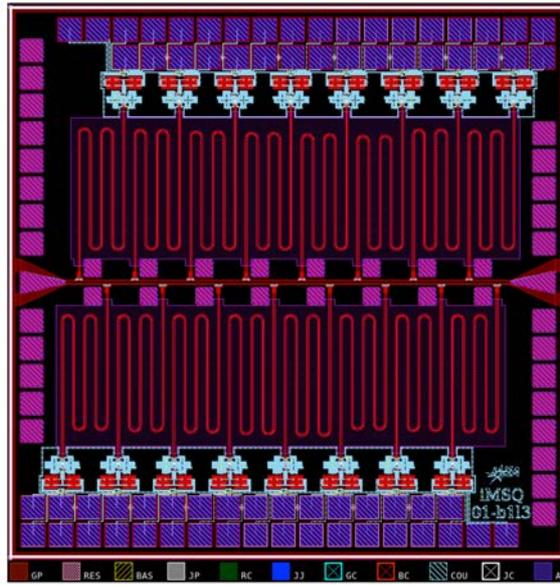


図 4.18 iMSQ01-B1L3 のマスクレイアウト

4.4.5 iMSQ01-sq1, iMSQ01-sq2 の設計

今後マイクロ波 SQUID マルチプレクサの研究を進展させる上で SQUID ループインダクタンス L_S とその非対称性 a を実測することはとても重要である。したがって、本修士研究ではそれらを直接測るための設計も行った。設計では SQUID に直接電流を流せる構造を作成した。設計の詳細及び作成したマスクレイアウトは非公開のため今回は省略し、ここでは測定原理を示すだけに止める。図 4.19 に L_S と a を測定する原理の模式図を示す。以下で図 4.19 の L_1 を測定する原理を説明する (L_2 を測定する場合も同様)。

外部から SQUID に電流 $I (= I_1 + I_2)$ を直接流した時に SQUID が感じる磁束 Φ は

$$\Phi = L_1 I_1 - L_2 I_2 \quad (4.18)$$

$$= L_1 I_1 - L_2 I_C \sin\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right) \quad (4.19)$$

である。ただし、ジョセフソンの関係式を用いて $I_2 = I_C \sin\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right)$ とした。今、SQUID に流す電流を変化させていき I' の時に SQUID が感じる磁束が Φ_0 だけ変化するとすると SQUID が感じる磁束 $\Phi + \Phi_0$ は

$$\Phi + \Phi_0 = L_1 I'_1 - L_2 I'_2 \quad (4.20)$$

$$= L_1 I'_1 - L_2 I_C \sin\left(2\pi \frac{\Phi + \Phi_0}{\Phi_0}\right) \quad (4.21)$$

$$= L_1 I'_1 - L_2 I_C \sin\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right) \quad (4.22)$$

となる。式 4.19 と 4.22 の差をとると、SQUID ループインダクタンスの片腕 L_1 は

$$L_1 = \frac{\Phi_0}{\Delta I} \quad (4.23)$$

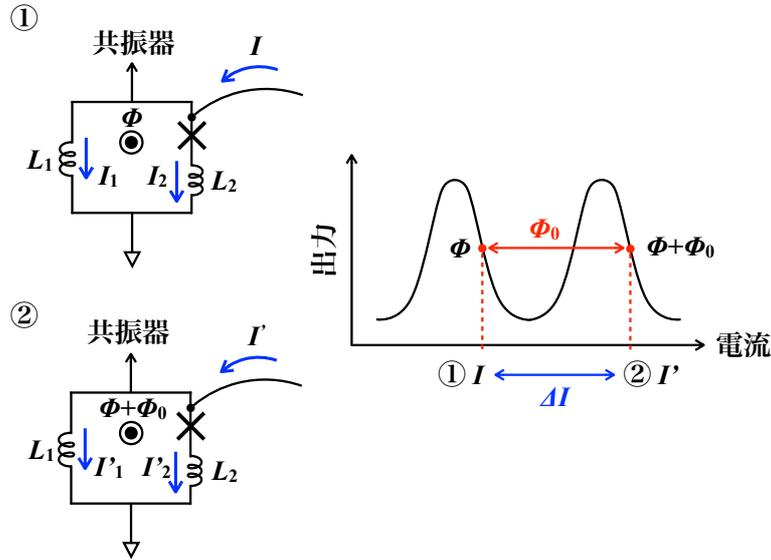


図 4.19 L_S 、 a の測定原理図。 I 、 I' : 外部回路からの入力電流。 L_1 、 L_2 : SQUID ループの片腕のインダクタンス ($L_S = L_1 + L_2$)。 I_1 、 I'_1 、 I_2 、 I'_2 : L_1 、 L_2 に流れる電流、下付き数字は対応している。 Φ : SQUID が感じる磁束。外部から印加する既知の電流が ΔI だけ増加したときに、SQUID が感じる磁束が Φ_0 増加すれば、出力 (θ) は 1 周期分だけ変化する。したがって、入力電流に対する出力変化を測定すれば磁束と電流の関係 (式 4.23) からインダクタンスを求めることができる。

と求まる。ただし、 $\Delta I = I' - I$ とした。

設計では iMSQ01-sq1 は iMSQ01-B9L3 に、また、iMSQ01-sq2 は iMSQB1L3、B3L3、B6L3 から選んだチャンネルに、SQUID に直接電流を流せる構造を作成した。 L_S と a を測定する上ではインプットコイル及びモジュレーションコイルは必要ないことから、これらは取り除いている。図 4.20 に L_S と a を測定する iMSQ01-sq1、sq2 の共振周波数と各々がカバーしている a の範囲を示す。今回はこれらのチップにより、 $a \approx 0.1$ から $a \approx 0.7$ までの測定を可能とした。

4.4.6 iMSQ01-Cc の設計

最後に 4.2 節で求めた D_C と C_C の関係を確認するチップの設計を行った。図 4.21 に作成したマスクレイアウトを示す。

iMSQ01-Cc は SQUID が付いていない共振器のみのチップで、カップリングキャパシタの指の長さ D_C を $10 \mu\text{m}$ 刻みで $10 \mu\text{m} \sim 160 \mu\text{m}$ まで変化させたものである。 C_C は直接測定することはできないが、 S_{21} のフィットから算出できる Q_c から推定することができる。表 4.11 に設計パラメータを示す。

4.5 設計のまとめ

本章では、第 3 章で決定した設計要求を達成するマイクロ波 SQUID マルチプレクサの設計を行った。高速対応のチップとして $BW = 3, 6, 9 \text{ MHz}$ の設計を行った。設計に際しては、性能パラメータの要求を達成する構造・寸法パラメータを電磁界シミュレーション及び RLC parasitic extraction ツールを用いて求めた。さらに、高速化の対照として $BW = 1 \text{ MHz}$ のチップを設計し、 L_S 、 a 、 C_C を測定できるチップの設計を行った。図 4.22 に設計したチップと産総研に作成していただいたプロセス評価用チップの最終的なマスクレイアウトを示す。次章ではこれらのチップの評

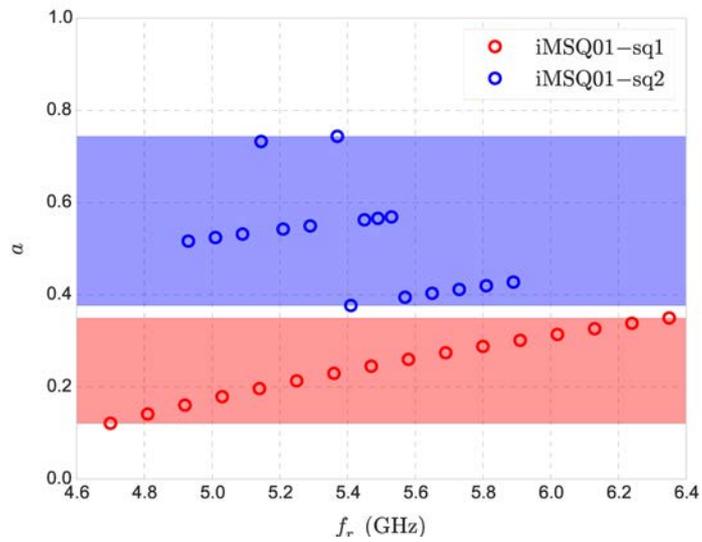


図 4.20 L_S と a を測定する iMSQ01-sq1、sq2 の共振周波数と各々がカバーしている a の範囲。横軸は各チップのチャンネルの共振周波数で縦軸は各チャンネルの a 。赤点が iMSQ01-sq1 で、青が sq2。赤帯、青帯は各々のチップがカバーしている a の範囲を示したものの。

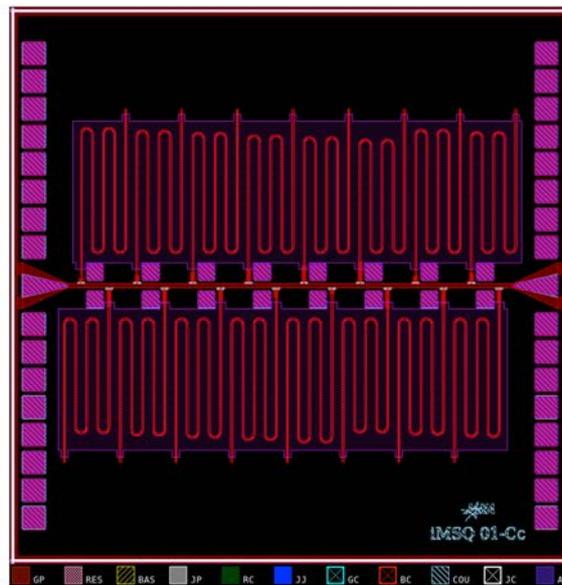


図 4.21 iMSQ01-Cc のマスクレイアウト

価実験についてまとめる。

表 4.11 設計した iMSQ01-Cc の性能パラメータと構造・寸法パラメータ

設計目標			D_C と C_C の関係を確認する	
性能パラメータ			構造・寸法パラメータ	
f_r	$Spacing$	C_C	D_{res}	D_C
(GHz)	(MHz)	(fF)	(μm)	(μm)
5.110	20	3.18	6254.09	10.0
5.130		5.45	6215.08	20.0
5.150		7.72	6176.25	30.0
5.170		9.98	6137.62	40.0
5.190		12.25	6099.17	50.0
5.210		14.52	6060.91	60.0
5.230		16.79	6022.82	70.0
5.250		19.06	5984.92	80.0
5.270		21.33	5947.19	90.0
5.290		23.60	5909.64	100.0
5.310		25.87	5872.26	110.0
5.330		28.14	5835.05	120.0
5.350		30.41	5798.02	130.0
5.370		32.67	5761.15	140.0
5.390		34.94	5724.44	150.0
5.410		37.21	5687.90	160.0



図 4.22 iMSQ01 のマスクレイアウト (トップセル)。設計した iMSQ01 に加えて、産総研に作成していただいたプロセス評価用チップのマスクレイアウトがある。

第 5 章

作製素子の評価

5.1 評価の概要

第 3 と 4 章で設計し、産総研 CRAVITY に試作を依頼したマイクロ波 SQUID マルチプレクサに関して、産総研のギフォード・マクマホン冷凍機 (GM 冷凍機) を用いて 4K で性能評価を行った。今回、性能評価は iMSQ01-B3L3、sq1、sq2 に対して行った。

5.2 産総研 CRAVITY での試作結果

本研究で開発したマイクロ波 SQUID マルチプレクサは産総研 CRAVITY に試作を依頼した。作製して頂いた iMSQ01 チップの例を図に示す。菱光産業の酸化膜付き 3 インチウェハを使用して 2 枚を試作した。ウェハにはプロセス評価用チップがあり、試作中に都度評価が行われる。また、一部のプロセス評価チップに関しては液体ヘリウム温度で接合特性の評価が行われ、それによりジョセフソン接合の臨界電流密度 J_C 、接合の縮小値が測定される。図 5.2 にウェハ内のチップアドレスの定義とプロセス評価用チップの低温評価箇所を示す。C1 ~ C7 が設計したチップで、順番に iMSQ01-sq1、sq2、B1L3、B3L3、B6L3、B9L3、Cc である。IV はプロセス評価用チップである。

表 5.1 に産総研 CRAVITY での試作結果をまとめる。臨界電流密度 J_C は設計よりもロット 1 で 25% 程度、ロット 2 で 16% 程度大きくなっており、縮小値はどちらのロットでも想定よりも 50% 程度大きく縮小した。今回の測定では、より設計値に近いロット 2 のウェハ内チップを使用した。

5.3 測定方法

すべての測定は産総研のギフォード・マクマホン冷凍機 (GM 冷凍機) を用いて 4K の温度環境下で行った。表 5.2 に今回測定を行った各チップのチップアドレスを示す。また、5.3 に冷凍機内部のセットアップを示す。冷凍機は室温からの配線として、マイクロ波の入出力線路として 1 本の SMA 同軸ケーブルと、バイアス線として 8 組の 2-twisted-pair 線を備えており、2-twisted-pair 線は室温部に置かれた 15 ピン D-sub コネクタと接続している。マイクロ波 SQUID マルチプレクサは、SMA コネクタと 32 ピンコネクタ基板を備えた銅製の冷凍機組み込みモジュールに装填する。アピエゾングリースを塗った約 2 cm 角、数 mm 厚のサファイヤ基板を冷凍機組み込みモジュール上に 32 ピンコネクタ基板と共に四つ角でネジ止めし、その上に Nb 製の wave-guide チップとマイクロ波 SQUID マルチプレクサをワニスで接着する。SMA コネクタから wave-guide チップまでは SMA ケーブルが通っており、SMA ケーブルは先端で外被を取り除き wave-guide チップとアルミのボンディングワイヤで接続する。同様にマイクロ波 SQUID マルチプレクサと 32 ピンコネクタ、wave-guide チップもボンディングワイヤで接続する。測定の際は外部磁場を侵入を防ぐために冷凍機組み込みモジュールを磁気シールドで囲う。

表 5.1 産総研 CRAVITY での試作結果まとめ [17]

ロット No. チップアドレス	1		2		
	G3	G7	G3	G7	
接合特性					
4.2 μm 角 (1000 個)					
臨界電流値 (mA)	0.044	0.044	0.041	0.040	
設計値に対する割合 (%)	110	111	102	101	
標準偏差 (%)	1.43	1.22	1.53	1.49	
6.2 μm 角 (1000 個)					
臨界電流値 (mA)	0.104	0.105	0.097	0.096	
設計値に対する割合 (%)	115	116	107	107	
標準偏差 (%)	0.72	0.61	0.79	0.84	
8.2 μm 角 (1000 個)					
臨界電流値 (mA)	0.187	0.188	0.175	0.174	
設計値に対する割合 (%)	117	118	109	109	
標準偏差 (%)	0.52	0.51	0.59	0.58	
縮小値 (μm)	0.15	0.14	0.14	0.15	
臨界電流密度 (A/cm^2)	310	312	290	290	
Pd 抵抗					
測定値 (Ω)	2.58	2.24	2.41	2.13	
設計値 (2.4 Ω /□) に対する割合 (%)	108	93	101	89	
単層コンタクトの臨界電流 (200 個)					
GC(1.0 μm 角) (mA)	28.7	32.2	33.3	40.5	
BC(1.0 μm 角) (mA)	20.5	19.2	23.3	30.0	
JC(0.6 μm 角) (mA)	5.0	4.5	5.0	8.1	
JC(1.0 μm 角) (mA)	22.8	26.0	24.9	31.9	
積層コンタクトの臨界電流 (200 個)					
GC(1.5 μm 角)/BC(1.0 μm 角) (mA)	18.2	16.2	20.3	22.8	

表 5.2 測定を行ったチップのチップアドレス

チップ名	チップアドレス
iMSQ01-B1L3	H9
iMSQ01-B3L3	E8
iMSQ01-sq1	E7
iMSQ01-sq2	F5

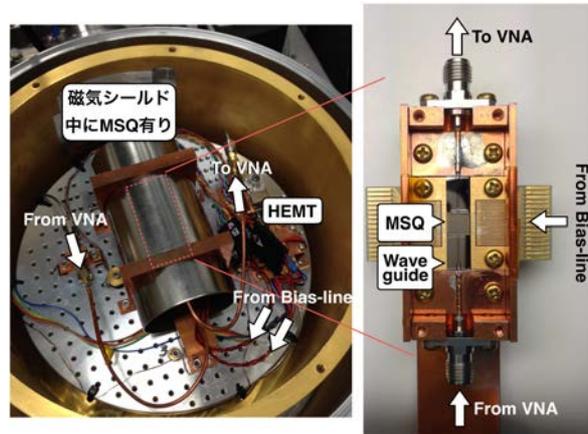


図 5.3 冷凍機内のセットアップ。磁気シールドの中にマイクロ SQUID マルチプレクサ (MSQ) がある。銅製のモジュールにアピエゾングリスを塗ったサファイヤ基板をネジ止めし、その上にワニスで MSQ、wave-guide チップを固定する。MSQ の両側には入力コイル、モジュレーションコイルに電流を流すための 2-twisted-pair バイアス線と接続した 32 ピンコネクタ基板がネジ止めされている。32 ピンコネクタ基板は冷凍機外の 15 ピン D-sub コネクタに接続している。SMA ケーブルと wave-guide チップ、wave-guide チップと MSQ、32 ピンコネクタ基板と MSQ はアルミワイヤボンディングで接続されている。

表 5.3 性能評価測定の測定対象と測定方法のまとめ

測定対象パラメータ名	記号	測定方法
共振周波数	f_r	共振ピーク測定
共振周波数間隔	$Spacing$	共振ピーク測定
共振周波数変化幅	Δf_r	Φ - θ 測定
負荷 Q	Q_r	共振ピーク測定
無負荷 Q	Q_i	共振ピーク測定
外部 Q	Q_c	共振ピーク測定
カップリングキャパシタンス	C_C	Q_c から推定
入力コイル相互インダクタンス	M_{in}	Φ - θ 測定
モジュレーションコイル相互インダクタンス	M_{mod}	Φ - θ 測定
SQUID ループインダクタンス	L_S	SQUID ループインダクタンス測定
SQUID ループインダクタンス非対称性	a	SQUID ループインダクタンス測定

表 5.4 各チップについて行った測定のまとめ

チップ名 (iMSQ01-)	行った測定
B1L3	共振ピーク測定 Φ - θ 測定
B3L3	共振ピーク測定 Φ - θ 測定
sq1	共振ピーク測定 SQUID ループインダクタンス測定
sq2	SQUID ループインダクタンス測定

表 5.5 共振ピーク測定での VNA の設定

チップ名 (iMSQ01-)	測定周波数範囲 (GHz)	サンプリング点数	入力パワー (dBm)
B1L3	5.0-5.5	20000	-50
B3L3	4.5-6.0	20000	-50
sq1	4.0-8.0	20000	-50

5.3.1 共振ピーク測定

測定にはベクトルネットワークアナライザ (VNA: Agilent Technologies E8362C) を用いた。透過特性の校正はマイクロ波 SQUID マルチプレクサチップ以外に変更点がないことから先行研究と同じものを使用した。図 5.4 に測定時のセットアップを示す。この測定は iMSQ01-B3L3 に対して行った。VNA で S_{21} 透過特性を測定することによって共振ピーク測定を行った。この測定により、以下の S_{21} のモデル式 5.1[2] を用いた各共振ピークのフィットから、共振周波数 f_r 、共振周波数間隔 $Spacing$ 、負荷 Q (Q_r)、外部 Q (Q_c) を求めることができ、さらに、これらのパラメータから無負荷 Q (Q_i)、共振器帯域 BW 、カップリングキャパシタンス C_C を求めることができる。図 5.4 に共振ピーク測定時のセットアップの模式図を示す。また、表 5.5 に測定時の VNA の設定をまとめる。

$$S_{21} = ae^{-2\pi jf\tau} \left(1 - \frac{Q_r e^{j\phi_0}}{1 + 2jQ_r \left(\frac{f-f_r}{f_r} \right)} \right) \quad (5.1)$$

ただし、 a : 複素定数で、測定系全体のゲインと位相シフト、 τ : 配線による位相遅延、 ϕ_0 : 線路の寄生成分である。 Q_i は Q_r と Q_c から求まる。

5.3.2 Φ - θ 測定

インプットコイル (または、モジュレーションコイル) にバイアス線から DC 電流を流すことで SQUID に磁束 Φ を印加し、測定する周波数を固定し、その周波数における磁束変化に対する S_{21} 透過特性の変化を測定し、そこから出力 θ の変化を測定した。バイアス線には抵抗を入れており、電圧源 (NI USB-6215) から電圧を印加することで DC 電流を流した。 S_{21} 透過特性から出力 θ への変換は以下のようにして行う。固定した周波数における S_{21} 透過特性の絶対値と位相を各電流値に対して測定し、各データ点を S_{21} 複素平面上にプロットする。最小二乗法によりプロットした点を円でフィットする。円の中心と実軸からの偏角を出力 θ と定義する。

この測定により、 $\Phi_0 = 2.07 \times 10^{-15}$ Wb を出力 θ が 1 周期だけ位相変化するときの入力電流変化量で割ることで、

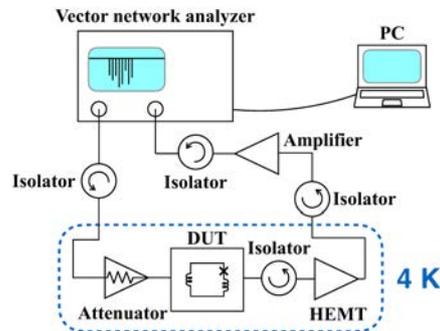


図 5.4 共振ピーク測定の設定アップ。VNA から -50 dBm のパワーを入力しその透過特性を測定する。透過特性のパワーは、アッテネータの減衰 -30 dB、HEMT アンプのゲイン 30 dB、室温アンプのゲイン $20 \sim 30$ dB、配線による減衰 -10 dB から $-20 \sim -30$ dBm(入力に対して $20 \sim 30$ dB) と概算される。

表 5.6 Φ - θ 測定の入力電圧と抵抗値

チップ名 (iMSQ01-)	測定対象	抵抗値 (k Ω)	DC 電圧振幅 (V)	DC 電圧刻み幅 (V)
B3L3	M_{mod}	10	$-4 \sim 4$	0.05
	M_{in}	10	$-1 \sim 1$	0.01

SQUID とインプットコイル (または、モジュレーションコイル) との相互インダクタンス M_{input} (または、 M_{mod}) を求めることができる。また、磁束変化に対する共振周波数の変化から共振周波数変化幅 Δf_r を求めることができる。SQUID が感じる磁束が Φ_0 の整数倍の時、固定した周波数の測定点は共振ピークの最も低周波側であり、半整数倍のとき共振ピークの最も高周波側にいる。この周波数変化の幅が Δf_r である。

この測定は iMSQ01-B3L3 に対して行い、測定には VNA を用いた。図 5.5 に VNA を用いた Φ - θ 測定の設定アップの模式図を示す。基本的な設定アップは共振ピーク測定と同じだが、SQUID に外部から磁束を加える点異なる。

表 5.6 に入力した DC 電圧の条件と抵抗 R の値を各測定に対してまとめる。尚、 Δf_r はモジュレーションコイルに電流を流したときの VNA での透過特性の測定結果から求めた。 Φ - θ 測定は、冷凍機内配線が 8 組のツイストペア分しかない関係からフィードラインを挟んでチップの片側 8 チャンネルに関してのみ行った。図??と 5.6 に各チップの Φ - θ 測定における測定チャンネルと外部回路との接続の模式図を示す。

5.3.3 SQUID ループインダクタンス測定

4.4.5 節で説明した原理に基づき SQUID ループインダクタンス L_S とその非対称性 a を測定した。図 5.9 に SQUID ループインダクタンス測定の設定アップの模式図を示し、図 5.10 に SQUID ループインダクタンス測定の設定アップの SQUID と外部回路の接続の模式図を示す。また、表 5.7 に入力した DC 電圧の条件、図 5.9 中の抵抗 R の値、VNA の設定を各測定に対してまとめる。SQUID ループインダクタンス測定は、冷凍機内配線の関係からフィードラインを挟んで

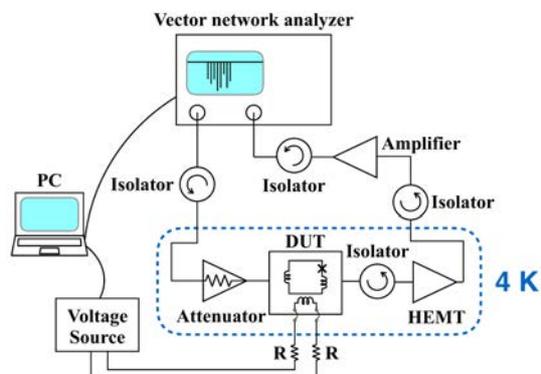


図 5.5 VNA を用いた ϕ - θ 測定のセットアップ。

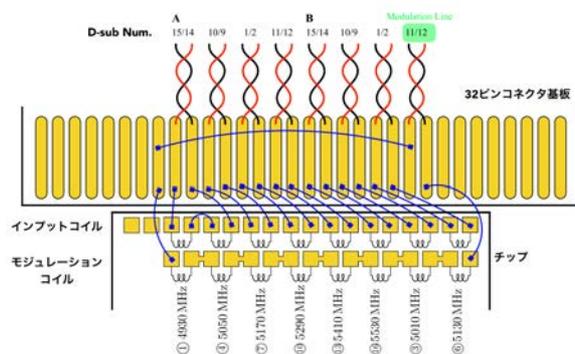


図 5.6 ϕ - θ 測定における iMSQ01-B3L3 の測定チャンネルと外部回路との接続の模式図。アルミワイヤボンディング (青) により、各入力コイルとモジュレーションコイルは 32 ピンコネクタ基板に接続している。32 ピンコネクタ基板の配線は各 2-twisted-pair (黒赤) が室温部に置かれた抵抗と電圧源に D-sub コネクタを介して繋がっている。図中の周波数は今回測定した各チャンネルの共振周波数で、丸付き番号は共振周波数番号である。入力コイルとモジュレーションコイルはそれぞれ各チャンネルの SQUID と結合している。モジュレーションコイルは各々が直列に繋がっている。

表 5.7 SQUID ループインダクタンス測定の設定

チップ名 (iMSQ01-)	共振周波数 番号	VNA 測定周波数 範囲	VNA 入力 パワー (dBm)	VNA サンプリング点数	抵抗値 (k Ω)	DC 電圧 振り幅 (V)	DC 電圧 刻み幅 (V)
sq1	1	4.56-4.61	-50	5000	1	-4 ~ 4	0.05
	4	4.92-4.97					
	6	5.12-5.17					
	10	5.545-5.595					
	16	6.185-6.235					
sq2	3M1	4.86-4.91	-50	5000	1	-4 ~ 4	0.05
	1M1	5.12-5.17					
	1M16	5.345-5.395					
	3M15	5.42-5.47					
	6M13	5.54-5.59					

チップの片側 5 チャンネルに関してのみ行った。図 5.7 と 5.8 に各チップの SQUID ループインダクタンス測定における測定チャンネルと外部回路との接続の模式図を示す。この測定は iMSQ01-sq1 と sq2 に対して行った。

最後に、図 5.11 と??に VNA を用いた測定系とマイクロ波 SQUID マルチプレクサ読み出し回路を用いた測定系の外観を示す。

5.4 iMSQ01-B3L3 の測定結果

5.4.1 共振ピーク測定

図 5.12 に iMSQ01-B3L3 の S_{21} 共振ピーク特性を示す。共振周波数 f_r は 16 チャンネル全てにおいて設計値に対して 1% 以下のズレであり、ほぼ設計通りであった。ズレ方の系統は全てのチャンネルで設計値よりも低周波側に偏っていた。共振周波数間隔 *Spacing* も全チャンネルにおいて設計値 40 MHz に対して 5% 以下のズレであり、ほぼ設計通りであった。共振器帯域 BW は 4.5 ~ 11.0 MHz となり、設計値の 3 MHz に対して大きく、チャンネル間でのバラツキ (標準偏差) は 2 MHz であった。外部 Q (Q_c) は設計値に対してチャンネル間で最大 50% のズレがあり、これにより C_c も設計値に対するズレがチャンネル間で最大 40% となっている。無負荷 Q (Q_i) の Q_c に対する割合はチャンネル間で最小 0.6 であり、設計では考慮していなかった Q_i の影響が BW に大きく影響している。

この測定により、 BW は全てのチャンネルで設計要求 $BW > 3$ を満たしており共振器は高速化していることが確かめられた。一方で、 C_c は大きくできているがバラツキが大きく制御できていないこと、 Q_i の大きさが Q_c と同程度かそれよりも小さくなっていることで BW の制御はできていなかった。

5.4.2 Φ - θ 測定

図 5.13 にモジュレーションコイルに電流を印加した時の S_{21} の複素平面上での挙動を示し、図 5.14 に入力電流に対する出力 θ を示す。また、図 5.15 に入力電流に対する S_{21} 透過特性の大きさの変化を示す。モジュレーションコイルと SQUID の相互インダクタンス M_{mod} は測定した 8 チャンネルについて 8.7 ± 0.1 pH (誤差はチャンネル間での標準偏差) と求めた。これは、設計値の 20 pH の半分以下であった。共振周波数変化幅 Δf_r は 1.6 ± 0.1 MHz (誤差はチャンネル間での標準偏差) であった。これも設計値の 3 MHz に対して半分であった。

図 5.16 にインプットコイルに電流を印加した時の S_{21} の複素平面上での挙動を示し、図 5.17 に入力電流に対

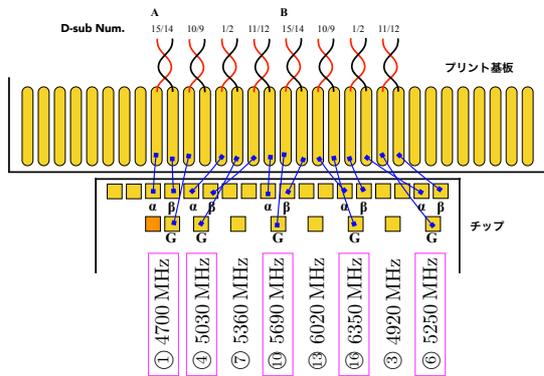


図 5.7 SQUID ループインダクタンス測定における iMSQ01-sq1 の測定チャンネルと外部回路との接続の模式図。アルミワイヤボンディング(青)により、各入力コイルとモジュレーションコイルはプリント基板に接続している。プリント基板の配線は各 2-twisted-pair(黒赤)が冷凍機外の DAQ と D-sub コネクタを介して繋がっている。図中の周波数は今回測定した各チャンネルの共振周波数で、丸付き番号は 16 チャンネル中の共振周波数の小さい順番である。この番号を共振周波数番号とする。四角で囲った周波数が今回測定を行ったチャンネル(マゼンダ)。パッド記号 α 、 β 、 G は図 5.10 のパッド記号に対応している。

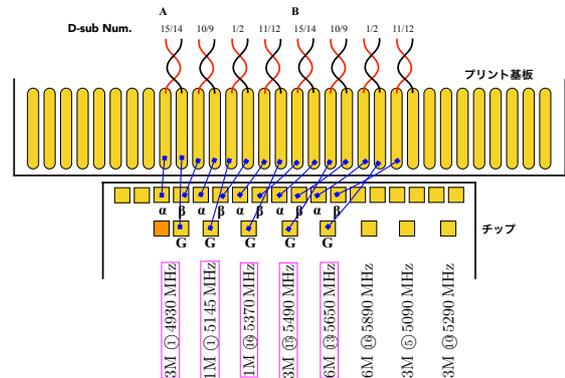


図 5.8 Φ - θ 測定における iMSQ01-sq2 の測定チャンネルと外部回路との接続の模式図。丸付き番号の前の記号も含めて共振周波数番号とする。「3M」等は iMSQ01-sq2 が iMSQ01-B1L3、B3L3、B6L3 の設計を再利用したに基づき、設計した BW の大きさを表している。

する出力 θ を示す。入力コイルと SQUID の相互インダクタンス M_{input} は測定した 8 チャンネルについて $62.5 \pm 0.3 \text{ pH}$ (誤差はチャンネル間での標準偏差) と求まった。これは、設計値の 120 pH の半分であった。

5.5 iMSQ01-sq1、sq2 の測定結果

5.5.1 SQUID ループインダクタンス測定

SQUID ループインダクタンス L_S は測定した 5 チャンネルにおいて $6.2 \pm 0.1 \text{ pH}$ と求まった。これは設計値の 10 pH に対して半分程度小さい。図 5.18 に SQUID ループインダクタンスの非対称の割合 a の設計値に対する測定値を示す。 a は測定した全 7 チャンネルについて設計値に対して平均 6% のズレであった。また、この測定結果と 5.2 節の結果から λ は 0.20 と推測された。

5.6 考察

5.6.1 L_S が小さいことの考察

L_S の設計は FastHenry によるシミュレーションにより行った (詳細は付録??を参照のこと)。その際には磁場侵入長 λ_B を 85 nm と仮定した*1。

*1 産総研で使われている Nb の磁場侵入長である。

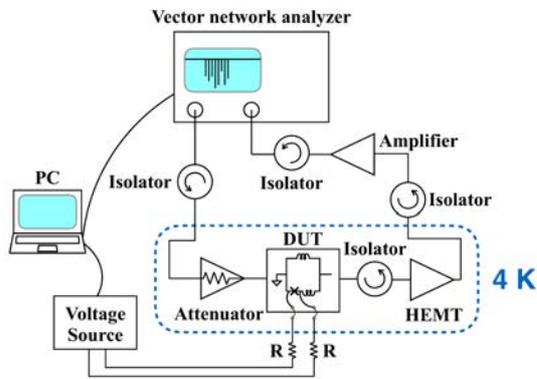


図 5.9 SQUID ループインダクタンス測定のセットアップ。

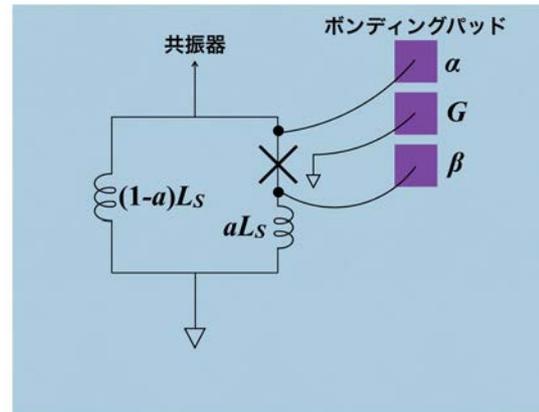


図 5.10 SQUID ループインダクタンス測定の SQUID と外部回路の接続模式図。パッド α と G (GND) 間にバイアス線から電流を流すことによって SQUID の片腕のインダクタンス $(1-a)L_S$ が測れる。また、パッド β と G (GND) 間にバイアス線から電流を流すことによって SQUID のもう片腕のインダクタンス aL_S が測れる。パッド α と β 間にバイアス線から電流を流すと SQUID ループインダクタンス L_S が測定できる。尚、測定の際には予期せぬ寄生成分を含めないよう G (GND) を冷凍機筐体の GND から浮かせた。

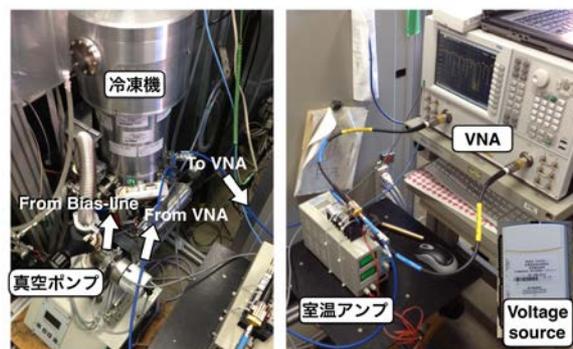


図 5.11 VNA を用いた測定のセットアップの外観。

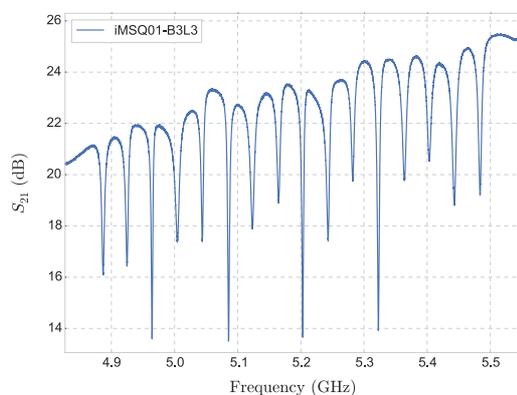


図 5.12 iMSQ01-B3L3 の S_{21} 共振ピーク。原因を究明できなかったが、ベースラインの右肩上りの傾きは冷凍機内配線での予期せぬ共振に起因すると考えられる。

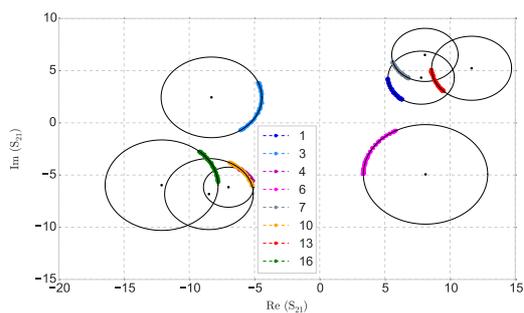


図 5.13 ϕ - θ 測定における S_{21} の挙動の例 (iMSQ01-B3L3 のモジュレーションコイル入力)。凡例の数字は共振周波数番号。黒線は各 S_{21} の円フィット結果。

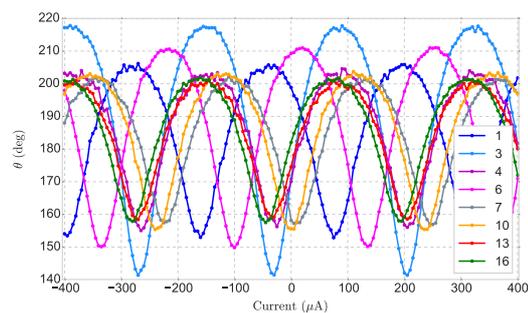


図 5.14 θ の入力電流変化の例 (iMSQ01-B3L3 のモジュレーションコイル入力)。凡例の数字は共振周波数番号。

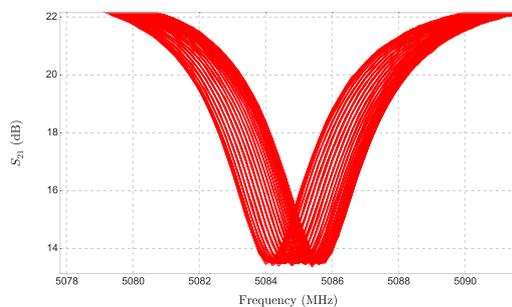


図 5.15 ϕ - θ 測定における S_{21} 透過特性の変化。共振周波数が変化していることがわかる。

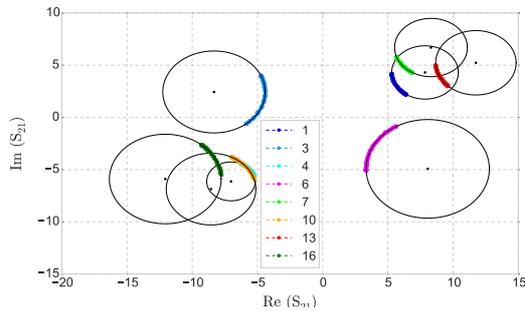


図 5.16 Φ - θ 測定における S_{21} の挙動の例 (iMSQ01-B3L3 のインプットコイル入力)。凡例の数字は共振周波数番号。黒線は各 S_{21} の円フィット結果。

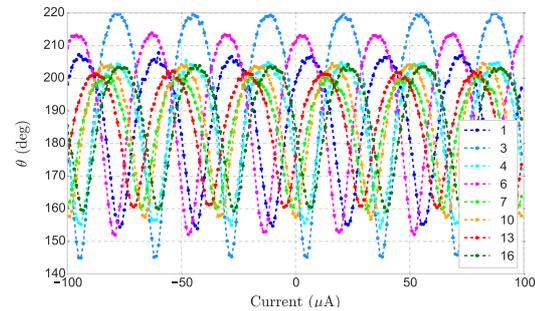


図 5.17 θ の入力電流変化の例 (iMSQ01-B3L3 のインプットコイル入力)。凡例の数字は共振周波数番号。

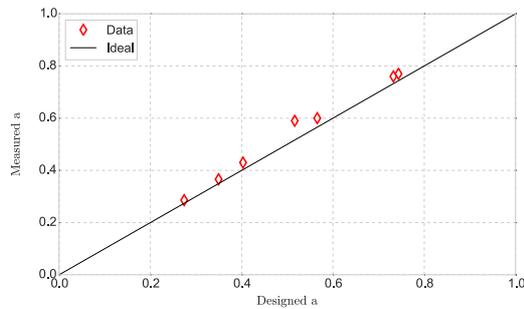


図 5.18 SQUID ループインダクタンスの非対称性 a の設計値と測定値の比較。横軸が設計値で、縦軸が測定値。赤色のひし形がデータ点で、黒線が傾き 1 の直線。非対称性の割合 a は図 5.10 中の β - G 間のインダクタンスと、 α - G 間のインダクタンスと β - G 間のインダクタンスの和との比から求めた。 a の小さい方から 3 番目と 5 番目はボンディングが外れていたことにより各々、 β - g と α - g の片方しか測れなかったため、 $L_S = 6.2$ pH を仮定して求めた。

設計した SQUID 寸法における、Chang の式 (付録 A 参照) を用いた L_S の磁場侵入長 λ_B 依存性の計算結果を図 5.19 に示す。設計を再現するためには、 $\lambda_B \simeq 46$ nm となることがわかった。この値を用いて、再度 FastHenry によるシミュレーションを行った結果、 $L_S = 9.5 \pm 0.2$ pH が得られた。この結果、シミュレーションが測定結果を再現できないことが磁場侵入長 λ_B の仮定に依るものではないことがわかった。シミュレーションが測定結果を再現できないことの原因はわからないが、今後は、FastHenry によるシミュレーションではなく、Chang の式を用いて、磁場侵入長 λ_B を 46 nm と仮定し設計することで L_S を制御できる可能性が示唆された。ただし、これは試作による L_S の再現性が取れた場合に可能であり、今後は L_S の SQUID 寸法依存性と試作による再現性を確かめ設計にフィードバックしたい。

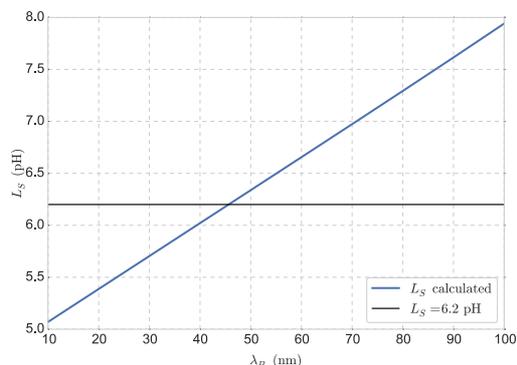


図 5.19 Chang の式を用いた設計した SQUID 寸法における L_S の磁場侵入長 λ_B 変化。青線が計算結果で、黒線が測定結果 $L_S = 6.2$ pH。測定を再現するためには、 $\lambda_B \simeq 46$ となる。

5.6.2 Δf_r が小さいことの考察

Δf_r は以下の式で L_S と λ に依存している。測定結果より、 L_S は設計の倍程度小さく、 λ も 3 割程度小さかった。測定結果による Δf_r を再度計算してみると、12 MHz となる。これより、 L_S と λ の測定値によって Δf_r の測定結果がほぼ再現できていることがわかる。従って、 L_S と λ を制御できるようになることが Δf_r を制御する上で重要である。

$$\Delta f_r = \frac{8\lambda L_S f_r^2 (1-a)^2}{Z_0 (1-\lambda^2)} \quad (5.2)$$

5.7 まとめと今後

本章では、作製した iMSQ01-B3L3、sq1、sq2 の 4K における性能評価を行った。以下に測定結果の要項を列挙する。

- 共振周波数 f_r 、共振周波数間隔 *Spacing* はほぼ設計値通りにできた。
- BW は設計要求の 3 MHz を満たすことができ、共振器は高速化できた。
- カップリングキャパシタンス C_C は大きくすることができたが、チャンネル間でのバラツキが大きく制御できていなかった。
- Q_i が Q_c と同程度かそれよりも小さく、 Q_i の影響が無視できていない。
- SQUID ループインダクタンス L_S が設計値よりも小さく、それにより SQUID とインプットコイル、モジュレーションコイルの相互インダクタンス M_{input} 、 M_{mod} 、共振周波数変化幅 Δf_r が小さくなっている。
- SQUID ループインダクタンスの非対称性 a は設計に対して 6% のズレで今後正確度を上げていく必要はあるが、現在のところ L_S に比べて Δf_r への影響は小さく、今回の試作では十分設計通りであった。

以上の結果を受け、今後の設計では C_C を制御できること、 Q_i を大きくすること、 L_S を制御できるようになることが課題であることがわかった。

第 6 章

まとめと今後

本修士論文は比較的信号速度の遅い TES 型 γ 線マイクロカロリメータ用のマイクロ波 SQUID マルチプレクサを TES 型 X 線マイクロカロリメータに応用することを目的として、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの高速化の要求値の検討・設計・作製・評価を行った。以下に各項目に関して成果と今後の課題を示す。ただし、作製に関しては産総研 CRAVITY に依頼したのでここでは省略する。

6.1 要求値の検討

6.1.1 成果

- 数値シミュレーションにより、TES 型 X 線マイクロカロリメータに必要とされるサンプリング周波数 f_S の見積もりを行い、 $\Delta E = 10 \text{ eV}$ を閾値とした場合、パルスの立ち上がり時定数 $\tau_{\text{rise}} = 10 \sim 20 \mu\text{s}$ のパルスに対して $f_S = 480 \text{ kHz}$ が要求されると結論付けた。
- SPICE シミュレーションにより、マイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度は BW だけではなく、 λ にも依存していることを明らかにした。
- SPICE シミュレーションにより、 BW 、 λ の各パラメータに対する応答速度依存性を調べ、 $\lambda = 0.3$ に対して $BW \geq 3$ が要求されると結論付けた。

6.1.2 今後の課題

- SPICE シミュレーションにより、Flux-Ramp-modulation の復調誤差を見積もり、Ramp 波振幅の許容値を調べる。(Ramp 波振幅を最適化する)
- 今回の設計では影響が小さく考慮しなかったが、SPICE シミュレーションにより、多少なりともマイクロ波 SQUID マルチプレクサの応答速度は f_r にも依存することが確かめられた。したがって、今後は SPICE シミュレーションにより、応答速度の他パラメータ依存性を明らかにする。

6.2 設計

6.2.1 成果

- 電磁界シミュレーションを行い、本研究での寸法におけるカップリングキャパシタンス C_C とインターデジタルの指の長さ D_C の関係を調べ、 $C_C \simeq 40 \text{ fF}$ 程度まで線形性が成り立っていることを確かめた。

- SQUID の設計では、高速化に伴い BW を広げたためにチャンネル毎に Δf_r を最適化する必要があった。 λ 、 BW 固定の条件において Δf_r を最適化するためのフリーパラメータは a だけである。今回 SQUID の構造・寸法を一部変化させるだけで設計において簡便に a を変化させる手法を開発した。
- $\lambda = 0.3$ に対して $BW \geq 3$ の要求を満たすマイクロ波 SQUID マルチプレクサとして、 $BW = 3, 6, 9$ MHz のマイクロ波 SQUID マルチプレクサを設計した。また、SQUID のループインダクタンス L_S と非対称性 a を測るチップ、 C_C を測るチップの設計も行った。

6.2.2 今後の課題

- TES との協調測定ではマイクロ波 SQUID マルチプレクサと TES との間にシャント抵抗、ダンピングインダクタンスを設ける必要があり、そのチップの設計を行う。
- λ を固定した場合臨界電流 I_C と L_S の大きさは反比例の関係がある。 S/N 比の関係等から L_S は大きくしたいが、臨界電流密度 J_C の大きさは設計仕様の接合の最小線幅 l_{\min} の制約から上限が決まっている。今後は J_C 、 L_S を最適化する。

6.3 評価

6.3.1 成果

- 共振周波数 f_r 、共振周波数間隔 $Spacing$ はほぼ設計値を達成することができた。
- カップリングキャパシタンス C_C は大きくすることができたが、チャンネル間でのバラツキが大きく制御できていなかった。
- BW は設計要求の 3 MHz を満たすことができ、共振器は高速化できた。
- SQUID ループインダクタンス L_S が設計値よりも小さく、それにより SQUID とインプットコイル、モジュレーションコイルの相互インダクタンス M_{input} 、 M_{mod} 及び共振周波数変化幅 Δf_r が設計よりも小さくなった。
- Q_i が Q_c と同程度かそれよりも小さく、 BW の制御における Q_i の影響が無視できていない。
- SQUID ループインダクタンスの非対称性 a は設計に対して 6% のズレで今後正確度を上げていく必要はあるが、現在のところ L_S に比べて Δf_r への影響は小さく、今回の試作では十分設計通りであった。

6.3.2 今後の課題

- L_S は Δf_r 、 M_{input} といった S/N 比に関係しているパラメータの値を決定しているパラメータであり、その制御は非常に重要である。今後は、 L_S の制御を行うために、 L_S の SQUID の構造・寸法依存性を調べたい。また、今回の測定結果を再現する、Chang の式による磁場侵入長 $\lambda_B \simeq 46$ nm の仮定の正当性を確かめる。
- BW を制御しようとする場合、主に、今回の測定結果から Q_i の大きさも含めて BW を設計するか、 Q_i を大きくするような設計をするか、または Q_i を大きくするようなプロセスを試みるかの 3 つの方法が考えられる。しかし、今回の測定結果から、 Q_i は同じチップ上でもチャンネル毎にバラついており、現在のところその相関はよくわかっていない。従って、設計による Q_i の制御は現在のところ不可能であり、前者 2 つの方法は現時点では却下される。現在、産総研の TES 型 γ 線マイクロカロリメータ用のマイクロ波 SQUID マルチプレクサにおいて、 Q_i の大きさのプロセス過程による違いが確認されており、 Q_i を大きくするようなプロセス過程の模索が始まろうとしている。 BW を例えば 10% の精度で制御するためには Q_i は Q_c に対して少なくとも 1 桁以上大きくする必要があり、当面の間はこれを目指す。

- 今回の測定では、 C_C は SQUID が付いた共振器の Q_c を求めることにより推測したが、今回測定しなかった共振器のみの iMSQ01-Cc の測定を行い、より精度良く C_C と D_C の関係を求め、設計にフィードバックしたい。
- 今回作製したマイクロ波 SQUID マルチプレクサは、 S/N 比の面では Δf_r 、 M_{input} が小さかったことにより小さいと思われるが、高速化という面では要求を満たしていた。したがって、今後は TES との協調測定を試みエネルギー分解能 ΔE を求め、設計の改善にフィードバックしたい。

付録 A

超伝導マイクロストリップ線路のインダクタンス (Chang の式)

Chang の式はフリッジ効果を考慮した超伝導マイクロストリップ線路のインダクタンスを求める式である。図 A.1 に超伝導マイクロストリップ線路の断面図とパラメータの定義を示す。

アスペクト比を $u = \frac{w}{h}$ 、芯線-誘電体層の厚み比を $t_h = \frac{t_s}{h}$ 、フリッジ係数を $K(u, t_h)$ と定義すると、超伝導マイクロストリップラインの単位長あたりのインダクタンス L は

$$L \text{ (H/m)} = \frac{\mu_0}{wK(u, t_h)} \left[h + \lambda_B \left\{ \coth \left(\frac{t_s}{\lambda_B} \right) + \frac{2\sqrt{p}}{r_b} \operatorname{csch} \left(\frac{t_s}{\lambda_B} \right) + \coth \left(\frac{t_{\text{gnd}}}{\lambda_B} \right) \right\} \right] \quad (\text{A.1})$$

ただし、 μ_0 は真空の透磁率であり、各パラメータは以下である。

$$K(u, t_h) = \frac{2}{\pi u} (\ln 2r_b - \ln r_a) \quad (\text{A.2})$$

$$\ln r_a = -1 - \frac{\pi u}{2} + \ln 4p - \frac{(\sqrt{p}+1)^2}{2\sqrt{p}} \ln(\sqrt{p}+1) + \frac{(\sqrt{p}-1)^2}{2\sqrt{p}} \ln(\sqrt{p}-1) \quad (\text{A.3})$$

$$r_b = q + \frac{p+1}{2} \ln D \quad (\text{for } u \geq 5) \quad (\text{A.4})$$

$$D = \max(p, q) \quad (\text{A.5})$$

$$p = 2(1+t_h)^2 - 1 + \sqrt{\left\{ 2(1+t_h)^2 - 1 \right\}^2 - 1} \quad (\text{A.6})$$

$$q = \frac{\pi u \sqrt{p}}{2} + \frac{p+1}{2} \left[1 + \ln \left(\frac{4}{\sqrt{p}+1} \right) \right] - \sqrt{p} \ln(\sqrt{p}+1) - \frac{(\sqrt{p}-1)^2}{2} \ln(\sqrt{p}-1) \quad (\text{A.7})$$

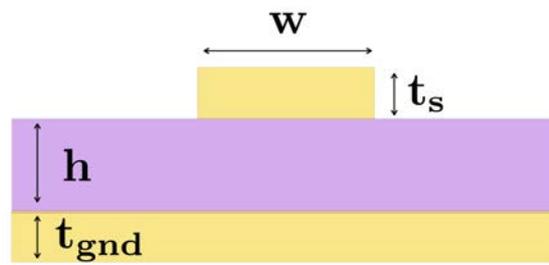


図 A.1 超伝導マイクロストリップ線路の断面図。 t_{gnd} : グランドプレーンの厚み、 h : 誘電体層の厚み、 t_s : 芯線に厚み、 w : 芯線の幅である。

参考文献

- [1] H. Akamatsu, Y. Abe, K. Ishikawa, Y. Ishisaki, Y. Ezoe, T. Ohashi, Y. Takei, N Y Yamasaki, K Mitsuda, and R. Maeda. Impedance measurement and excess-noise behavior of a Ti/Au bilayer TES calorimeter. In *THE THIRTEENTH INTERNATIONAL WORKSHOP ON LOW TEMPERATURE DETECTORS-LTD13. AIP Conference Proceedings*, pages 195–198. Department of Physics, Tokyo Metropolitan University, 1-1 Minami-Osawa, Hachioji, Tokyo 192-0397, Japan, December 2009.
- [2] Jiansong Gao. *The Physics of Superconducting Microwave Resonators*. PhD thesis, California Institute of Technology, 2008.
- [3] A. Giachero, D. Becker, D. A. Bennett, M. Faverzani, E. Ferri, J. W. Fowler, J. D. Gard, J. P. Hays-Wehle, G. C. Hilton, M. Maino, J. A. B. Mates, A. Puiu, A. Nucciotti, C. D. Reintsema, D. S. Swetz, J. N. Ullom, and L. R. Vale. Development of microwave-multiplexed superconductive detectors for the HOLMES experiment. *Journal of Physics Conference Series*, 718(6):062020, May 2016.
- [4] Wataru Hirakoso. X線マイクロカロリメータのための SQUID 信号多重化システムの構築. Master's thesis, University of Tokyo, 2011.
- [5] F Hirayama, T Irimatsugawa, H Yamamori, S Kohjiro, A Sato, S Nagasawa, D Fukuda, H Sasaki, M Hidaka, Y Sato, M Ohno, and H Takahashi. Interchannel Crosstalk and Nonlinearity of Microwave SQUID Multiplexers. *IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY*, 27(4):2500205, 2017.
- [6] F Hirayama, S Kohjiro, D Fukuda, H Yamamori, S Nagasawa, and M Hidaka. Microwave SQUID Multiplexer for TES Readout. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 23(2500405), 2013.
- [7] Taro Ichitsubo. 交流駆動による TES 型 X 線マイクロカロリメータの信号多重化の研究と断熱消磁冷凍機を用いた試験環境の開発. Master's thesis, University of Tokyo, 2003.
- [8] T Irimatsugawa, F Hirayama, H Yamamori, S Kohjiro, A Sato, S Nagasawa, D Fukuda, M Hidaka, Y Sato, M Ohno, and H Takahashi. Study of Nb and NbN Resonators at 0.1 K for Low-Noise Microwave SQUID Multiplexers. *IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY*, 27(4):2500305, 2017.
- [9] S Kohjiro, F Hirayama, H Yamamori, S Nagasawa, D Fukuda, and M Hidaka. White noise of Nb-based microwave superconducting quantum interference device multiplexers with NbN coplanar resonators for readout of transition edge sensors. *Journal of Applied Physics*, 115(22), 2014.
- [10] Kensuke Masui. X線マイクロカロリメータ信号多重化のための広帯域 SQUID 駆動回路の開発. Master's thesis, University of Tokyo, 2006.
- [11] J. A. B. Mates, G. C. Hilton, K. D. Irwin, L. R. Vale, and K. W. Lehnert. Demonstration of a multiplexer of dissipationless superconducting quantum interference devices. *Applied Physics Letters*, 92(023514), 2008.
- [12] John Arthur Benson Mates. *The Microwave SQUID Multiplexer*. PhD thesis, University of Colorado, 2011.
- [13] R. Mewe, E. H. B. M. Gronenschild, and G. H. J. van den Oord. Calculated X-radiation from optically thin plasmas. V. *Astronomy and Astrophysics Supplement Series (ISSN 0365-0138)*, 62:197–254, November 1985.

-
- [14] Toshiyuki Miyazaki. *New Readout Method for High Energy Resolution X-ray Microcalorimeters*. PhD thesis, University of Tokyo, 2001.
 - [15] Haruka Muramatsu. TES 型 X 線マイクロカロリメータの インハウス製作と X 線応答評価. Master's thesis, University of Tokyo, 2016.
 - [16] Shuichi Nagasawa. HSTP フロセスの設計仕様, May 2014.
 - [17] Shuichi Nagasawa. MSQUID07 No.1 No.2 の試作結果のまとめ, November 2016.
 - [18] Yoh Takei. . Master's thesis, University of Tokyo, 2004.