

修士論文

X線マイクロカロリメータ大規模アレイ
実現に向けた SQUID および信号処理系の開発

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
高エネルギー天文学研究系 満田研究室

酒井 和広

指導教官: 満田 和久

平成 24 年 1 月

概要

銀河団の高温ガスや中高温銀河間物質といった広がった天体を数 100 km/s の精度で分光するためには、非分散型で数 eV のエネルギー分解能を持つ X 線マイクロカロリメータが必須である。我々が研究開発を行っている遷移端温度計 (TES; Transition edge sensor) 型マイクロカロリメータは、エネルギー分解能の向上というステージから、多素子化という次のステージへ進まんとしているが、システム側の課題は多く前途は多難である。既に 6×6 素子は実現されているが、将来の衛星用としては 32×32 といった大規模なアレイが強く求められている。例えば、我々が 2010 年代に打ち上げを目指す小型衛星 DIOS (Diffuse Intergalactic Oxygen Surveyor) では、銀河間に分布する 10^5 – 10^7 K の温度を持ったバリオンの三次元マッピングを目指すため、 16×16 素子の TES 型マイクロカロリメータの搭載が予定されている。また、X 線天文学のみならず物質分析や放射線計測など TES 型マイクロカロリメータが応用されている分野においても、多素子化への要望は強い。

本修士論文では X 線 TES 型マイクロカロリメータの大規模アレイ化実現に向け、アレイシステム特有の課題を明らかにしそれらの解決を目指した。はじめに、X 線天文学の地上応用である透過型電子顕微鏡 (TEM; Transmission Electron Microscope) 用 X 線 TES 型マイクロカロリメータアレイシステムが抱える 2 つの課題について解の提案を行った。課題の一つ目は TES アレイと SQUID を結ぶ超伝導配線である。TEM に搭載される TES アレイは、TEM に並べて配置された希釈冷凍機から鏡筒に伸びるプローブの先端に配置される。プローブは細長い角柱上で、先端に 10 チャンネル TES アレイ、側面に各チャンネル読み出し用の超伝導量子干渉計 (SQUID; Superconducting QUantum Interference Device) が 10 個配置される。TES と SQUID の配線にはこれまでフレキシブルプリント基板上に形成したニオブ配線を用いてきたが、プローブへ取り付けするため基板を曲げてしまうと超伝導状態が破れてしまう致命的な問題があった。そこで本研究は、三次元フォトリソグラフィ技術を応用し、プローブに半田の超伝導配線を直接形成した。この三次元超伝導配線を施したプローブは 10 K 以下で超伝導転移を示し、TES の駆動に十分な電流を超伝導状態で流せることを確認した。課題のもう一つは読み出し系である。TEM システムの読み出し系には宇宙機用に開発された機器を用いているが、要求されるシステム全体でのカウントレート 3,000 cps をこれまで満たすことが出来ていなかった。そこで本研究では機器の構成を変更し、律速条件となっていた要素を取り除くことに成功した。新しい超伝導配線と読み出し系の実用性を検証すべく、三次元超伝導配線が施されたプローブに TES と SQUID を搭載し、X 線照射試験を行った。この試験によって TEM システムの抱える 2 つの課題については解決を見たが、一方で SQUID の発熱という新たな問題が浮き彫りにされた。

アレイシステムでは SQUID に対し低発熱、低ノイズ、低クロストークが要請される。実際、X 線照射試験では発熱により TES を最適な動作温度で駆動することが出来なかった。また冷却能力に厳しい制限がある DIOS 衛星においても、256 チャンネル TES アレイの読み出しに用いる SQUID は、我々が研究を進めている周波数分割方式の信号多重化で 8 加算を仮定したとしても、一素子あたりの発熱量が ≤ 20 nW と厳しい要求がある。そこで本研究では今後の多素子化時代を見据え、入力数を容易に増やせる電流加算型の周波数分割方式信号多重化回路での使用を前提とした、低発熱型 dc SQUID アレイの開発を行った。新たに開発した低発熱型 SQUID アレイはこれまで我々が使用してきた SQUID に比べ発熱量が大幅に抑えられている。開発した SQUID は液体ヘリウム温度にて動作試験と性能値の評価を行い、ほぼ設計通りの性能値が得られることを確認出来た。

目次

第 I 部	Introduction & Review	9
第 1 章	X 線天文と分光観測	11
1.1	X 線分光による宇宙の進化の解明	11
1.2	次世代の X 線分光器に要求される性能	13
1.3	本修士論文の目的	16
第 2 章	X 線マイクロカロリメータの原理	17
2.1	X 線マイクロカロリメータとは	17
2.2	遷移端温度計 (TES: Transition edge sensor)	18
2.3	電熱フィードバック (ETF: Electro-thermal feedback)	19
2.4	固有ノイズ	24
2.5	最適フィルタとエネルギー分解能	27
第 3 章	dc SQUID の原理	31
3.1	ジョセフソン接合の原理	31
3.2	dc SQUID の原理	35
3.3	SQUID を用いた読み出し系	42
第 4 章	TES 型マイクロカロリメータアレイシステム	
	開発における本修士論文の位置付け	47
4.1	TES 型マイクロカロリメータアレイシステムとは	47
4.2	TES アレイシステムの要請	51
4.3	本修士論文の研究内容と達成目標	54
第 II 部	Results	57
第 5 章	三次元超伝導配線の開発と評価	59
5.1	目的	59
5.2	三次元超伝導配線の超伝導転移試験	60
5.3	まとめ	66
第 6 章	読み出し系の改善	67
6.1	目的	67

6.2	新読み出し系の転送速度計測	69
6.3	まとめ	71
第 7 章	X 線照射試験	73
7.1	目的	73
7.2	システム構成	73
7.3	カロリメータの基本的な特性とその測定方法	75
7.4	測定準備	78
7.5	TES 測定	81
7.6	X 線照射試験	82
7.7	まとめ	93
第 8 章	dc SQUID アレイの開発	95
8.1	目的	95
8.2	設計目標	95
8.3	パラメータの最適化	96
8.4	本研究でのパラメータ決定	98
8.5	ジョセフソン接合部の設計	104
8.6	超伝導リングと入力/フィードバックコイルの設計	107
8.7	SQUID アレイの設計	112
8.8	SQUID 基板の設計	118
8.9	SPICE シミュレーション	119
8.10	まとめ	131
第 9 章	dc SQUID アレイの評価	135
9.1	目的	135
9.2	ISTEC でのプロセス結果	135
9.3	測定方法	135
9.4	ISAS-A10 の測定	143
9.5	ISAS-B10 の測定	145
9.6	ISAS-C10 の測定	148
9.7	ISAS-D40 の測定	151
9.8	ISAS-E40 の測定	155
9.9	シャント抵抗の測定	159
9.10	考察	159
9.11	まとめ	167
第 10 章	まとめと今後	169
10.1	超伝導配線	169
10.2	読み出し系	170
10.3	SQUID	170
付録 A	TES の実際の回路における補正	173

A.1	疑似的定電圧バイアスの補正	173
A.2	インダクタンスの補正	174
A.3	抵抗値の電流依存性による補正	176
付録 B	パルススペクトルとノイズスペクトル	179
B.1	フーリエ変換の予備知識	179
B.2	ノイズスペクトル	181
B.3	パルススペクトル	182
B.4	S/N 比スペクトル	182
B.5	高速フーリエ変換の出力にかかるべき係数	183
付録 C	フィードバックとループゲイン	185
付録 D	冷凍機	187
D.1	液体ヘリウムデュワー	187
D.2	CMR 社製断熱消磁冷凍機 (CMR-ADR)	188
D.3	住友重機械工業株式会社製断熱消磁冷凍機 (SHI-ADR)	188
付録 E	波形処理系と通信規格 SpaceWire	191
E.1	波形処理系の概要	191
E.2	SpaceWire	191
E.3	Remote Memory Access Protocol (RMAP)	192
E.4	SpaceWire の実装例	193
付録 F	WRspice シミュレーションコード	197
F.1	Φ -V 特性シミュレーション	197
F.2	ノイズ特性シミュレーションコード	203
参考文献		211

第 I 部

Introduction & Review

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

天体物理学は様々な天体の起源と進化を物理法則を使って明らかにする天文学、物理学の一分野である。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 137 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。それではビッグバンの後、いつ頃、どのようにして星が生まれ、銀河が形成され、銀河団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になっていくのだろうか。

恒星は人の一生と同じように、ライフサイクルを持っている。すなわち星間物質の重力収縮によって原始星が生まれ、原始星が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。核融合反応のための燃料を使い果たすと、あるものは周辺部が惑星状星雲として星間空間に還元されて白色矮星が残り、あるものは超新星爆発を起こして自分自身を吹き飛ばし、中性子星やブラックホールを残す。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実は電磁波では見ることでできない暗黒物質 (dark matter) によって作られており、銀河はそのポテンシャルに束縛されている。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、その総質量は個々の銀河の質量和よりも大きい。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お互いの関連を観測的に見究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 年にはすぐく衛星が投入され、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 線による観測が有効である。さらに、これらの輝線のエネルギーシフト、あるいは

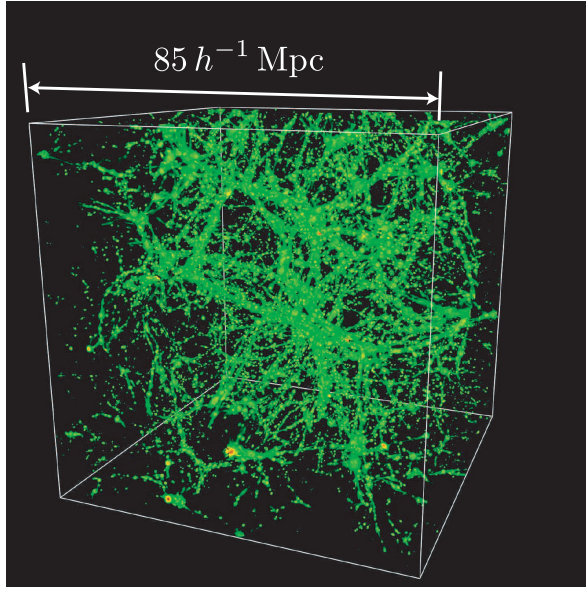


図 1.1 宇宙流体シミュレーションに基づく中高温銀河間物質の空間分布 [4]

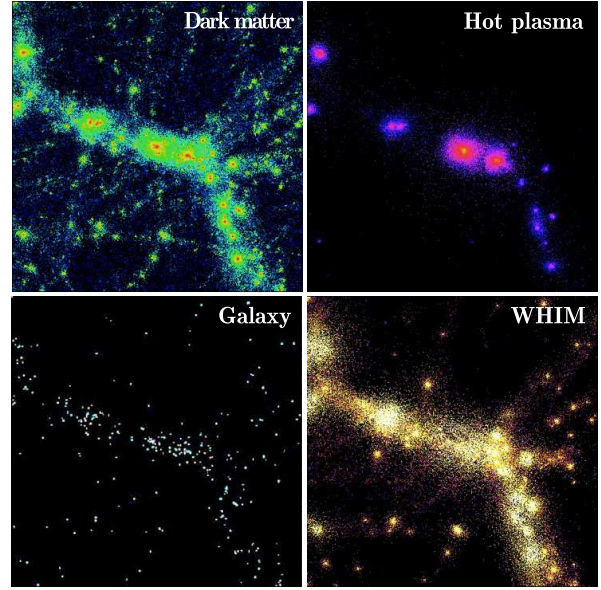


図 1.2 流体シミュレーションによる銀河団周辺の物質分布 (左上: ダークマター、右上: 温度 1000 万 K 以上の高温プラズマ、左下: 銀河 (星)、右下: 温度 10 万–1000 万 K の WHIM)[37]

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の一つであるといえる。

1.1.1 Missing baryon 問題

現在では宇宙に存在する全バリオン量は Λ CDM モデルのもとで詳細に求められている。NASA の WMAP (Wilkinson Microwave Anisotropy Probe) での宇宙マイクロ波背景放射観測をはじめとした様々な観測によると、現在の宇宙の構成の約 4% がバリオンである。我々は星や銀河、銀河団ガスなどになって存在するバリオンを様々な波長で観測してきた。しかし、現在存在しているバリオンのうち観測にかかるほど高密度で高温のものは、バリオン総量のわずか 10% 程度でしかない。他の波長域での観測を合わせても半分程度が直接観測されていないのである。現在の宇宙に存在するバリオンの半分以上が未だ検出されていない問題を missing baryon 問題といい、これらのバリオンを総じて dark baryon ないしは missing baryon と呼ぶ。

Missing baryon は [3, 4] の宇宙流体シミュレーションによって、密度が小さい領域については銀河団同士をフィラメント状につなぐ 10^5 – 10^7 K 程度のガスとなって分布していることが示唆された (図 1.1)。この希薄なガスを総じて中高温銀河間物質 (WHIM; Warm-hot intergalactic medium) という。WHIM は他の温度帯のガスよりも最もダークマターの分布をトレースしていることが [37] のシミュレーションによって示されており、WHIM を広視野で観測することがダークマターの構造を解明することにつながるのである (図 1.2)。

10^5 – 10^7 K のガスは図 1.3 のように、電離酸素の組成比が最も大きく、これらの輝線吸収線が卓越する。そのため UV や X 線領域での WHIM 探索が行われてきた。しかし UV による OVI Ly α の吸収線観測では WHIM の背景にブレーザーなどの点光源が必要であり、観測位置が点光源の位置のみに制限されてしまう。一方、OVII、OVIII の輝線吸収線を X 線で直接観測することができれば WHIM の空間分布を明らかにすることができる。現在の X 線検出器では WHIM を観測するに十分なエネルギー分解能と視野を備えていない。そのため missing baryon 問題解決のためには次世代の X 線望遠鏡とよりよい検出器が求められている。

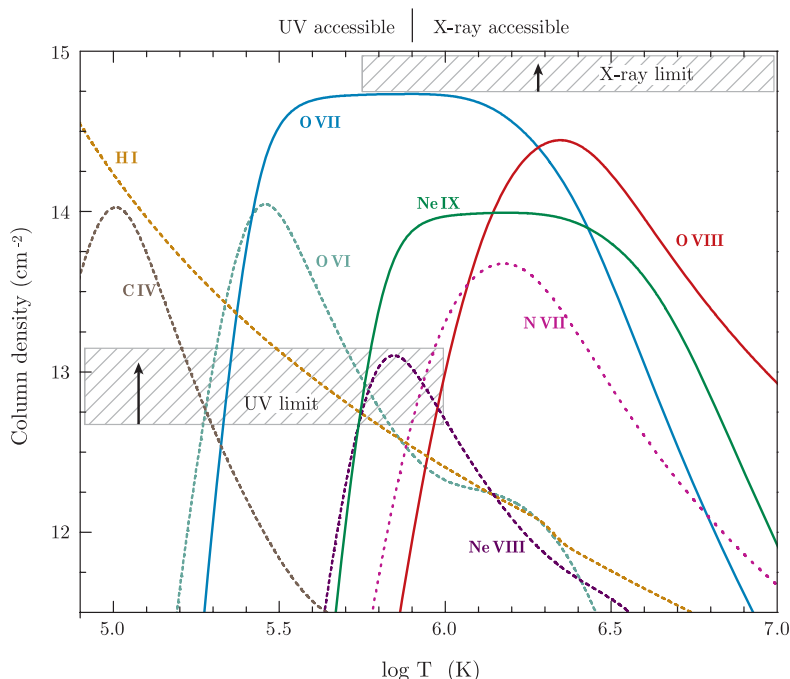


図 1.3 柱密度で表した原子の電離状態の密度分布 (ガスの柱密度を 10^{19} cm^{-2} 、金属量を $0.1 Z_{\odot}$ と仮定)[2]

1.2 次世代の X 線分光器に要求される性能

次に、次世代検出器に必要な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なうためには、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、宇宙にもっとも多く存在する元素の 1 つで X 線分光でもっとも興味のある鉄の $K\alpha$ 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 [24]。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。図 1.4 は、温度 $kT = 3 \text{ keV}$ の光学的に薄いプラズマから放射される鉄 K 輝線を、エネルギー分解能が 120 eV、10 eV、2 eV の検出器で観測した場合に得られるスペクトル (シミュレーション) である。エネルギー分解能が 120 eV の検出器 (X 線 CCD カメラ) では、微細構造を分離できていない。それに対して、分解能 10 eV の検出器では共鳴線を分離でき、さらに 2 eV の検出器では複雑な微細構造をしっかりと分離できているのがわかる。

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

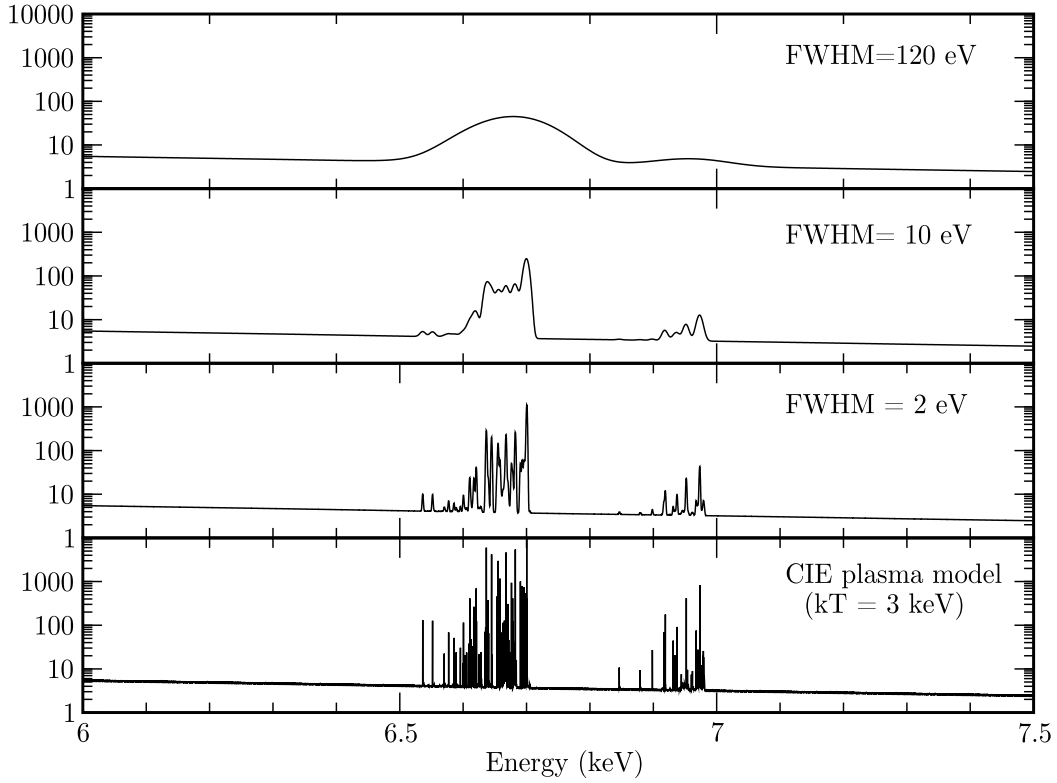


図 1.4 $\Delta E_{\text{FWHM}} = 120 \text{ eV}$, 10 eV , 2 eV の X 線検出器で温度 3000 万 K の電離平衡高温プラズマを観測したときに予想される鉄 K 輝線付近のスペクトル

は、エネルギー分解能 $\sim$ 数 eV が必要となる。

撮像能力としては、角度分解能 30 秒程度は欲しい。そこで 1 ピクセルの大きさを $20'' \times 20''$ とし、受光面積を $10' \times 10'$ とすると、ピクセル数は 30×30 になる。望遠鏡の焦点距離を 8 m とすると、1 ピクセルの大きさは $0.78 \text{ mm} \times 0.78 \text{ mm}$ 、全体では $23 \text{ mm} \times 23 \text{ mm}$ になり、CCD チップ 1 枚分に相当する。角度分解能としては X 線 CCD カメラより 1/30 程度悪いが、撮像検出器として CCD カメラを併用することを考えれば妥当な大きさである。

まとめると、次世代 X 線検出器に求められる性能は、6 keV の X 線に対して 1–2 eV (FWHM) のエネルギー分解能 ($E/\Delta E \sim 3000\text{--}6000$) を有し、 30×30 ピクセルで $2 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$ 程度の面積をカバーすることである。

1.2.1 DIOS ミッション

WHIM 検出に向け、我々は軟 X 線精密分光ミッション DIOS (Diffuse intergalactic Oxygen surveyor) を進めている ([30] 他)。DIOS ミッションは、宇宙に広がる電離した銀河間物質からの酸素輝線検出を通じて missing baryon の存在とその物理的諸性質を探ることを主たる目的としたものである。酸素輝線—OVII (561 eV, 568 eV, 574 eV)、OVIII (653 eV)—を精密 X 線分光することで赤方偏移 $0 < z < 0.3$ の範囲の $10^5\text{--}10^7 \text{ K}$ の WHIM を直接検出する。これによって可視光での銀河の赤方偏移サーベイ、X 線の銀河団観測と相補的な新しい宇宙の窓が開かれることが期待できる。それと同時に、OVII と OVIII の輝線吸収線強度比、輝線の微細構造と輝線幅から、銀河間物質の化学汚染の歴史、ガスの加熱機構、ガスの運動状態等も明らかにする。宇宙の構造形成により一部の物質は銀河や星へとフィードバックし、その一方で余剰なエネルギーは物質と共に銀河空間に放出されたはずである。WHIM はこれらの構造をトレースしている。DIOS はこれを明らかにし宇宙の構造形成史にも迫る。

[37] のシミュレーション結果から、輝線に対する感度として約 $10^{11} \text{ erg}^{-1} \text{ cm}^{-2} \text{ ster}^{-1}$ があれば、全バリオンの

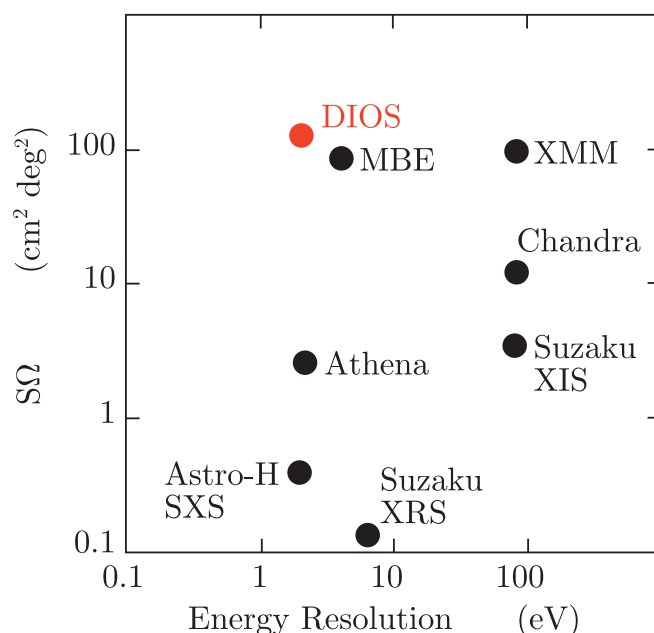


図 1.5 DIOS の視野 × 面積とエネルギー分解能の他衛星との比較

20–30% が検出できると言われている。ここから観測時間として 1 Msec 程度を仮定すれば、WHIM 検出のために検出器に要求される性能は $S\Omega \sim 100 \text{ cm}^2 \text{ deg}^2$ となる。図 1.5 は DIOS の視野 × 面積とエネルギー分解能を他の衛星と比較したものである。DIOS 衛星の特徴としては、小型衛星なので望遠鏡の面積から決まる S/N 比を稼ぐ事が出来ず、点源に対しては Athena 衛星等に一桁以上劣ることになる。しかし DIOS は視野 × 面積が非常に大きく、またエネルギー分解能にも優れているため、空間的に広がった輝線に対する検出感度はさすが衛星の 40 倍以上を持つ事ができる。このように DIOS は大きく広がった天体に対する X 線分光に特化した観測装置である。DIOS に搭載する検出器として以下に示す TES 型マイクロカロリメータを極低温下 (50 mK) で用いる必要がある。さらに望遠鏡との兼ね合いから決まる有効面積を広げるために、カロリメータを 16×16 素子ほどアレイ化しなければならない。現在、宇宙研や首都大をはじめとした我々の研究グループではカロリメータ素子のアレイ化に向けた研究がなされている。

1.2.2 X 線マイクロカロリメータ

半導体検出器はエネルギー分解能の面で性能不足であり、分散型分光器は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上昇として測る検出器であり、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。超伝導トンネル接合 (STJ) 検出器も低温で動作する検出器として開発が進められている。STJ は X 線マイクロカロリメータに比べ高速応答であるため、高い計数率で用いることができる。しかし、高エネルギー分解能との両立が難しく、1 keV 程度以下の X 線の分光には有効であるが、それ以上のエネルギーの X 線には向いていない。X 線天文学で重要な輝線の多くは 1 keV 以上にあるので、STJ は X 線天文学用の検出器としては不向きである。

半導体温度計から、エネルギー分解能のさらなる改善と大フォーマット化に向けて、超伝導遷移端型温度計 (TES) を用いた新しいマイクロカロリメータが開発が進められている。TES 型マイクロカロリメータの読み出し系としては超伝導量子干渉素子 (SQUID) を用いる。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) の開発した素子で、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 1.6)[1]。また、NASA の素子で

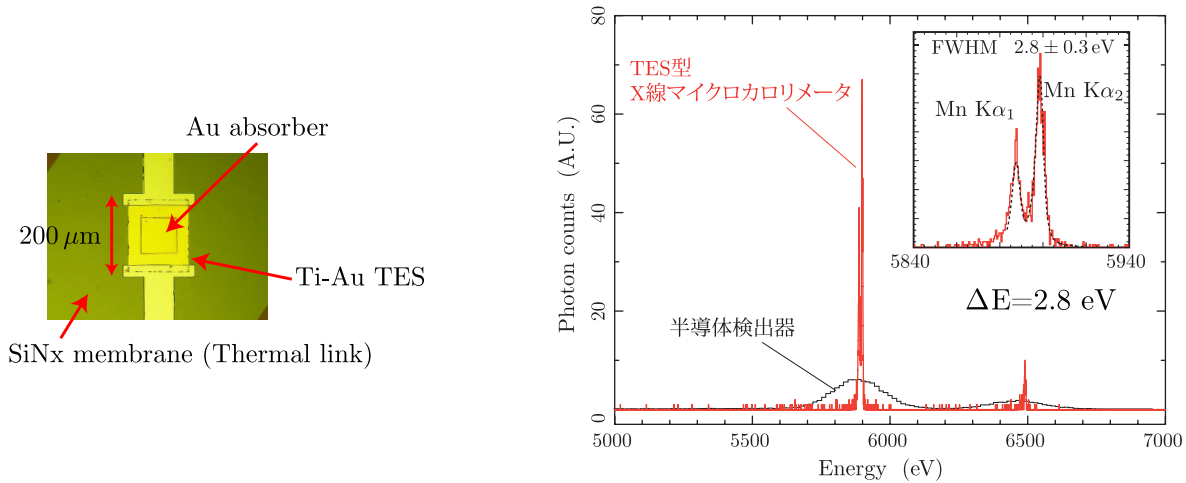


図 1.6 我々のグループが開発した TES 型マイクロカロリメータ (左) と達成したエネルギー分解能 (右)[1]

は 1.8 eV の分解能が報告されている。

このように、エネルギー分解能については要求される性能を達成しつつある。一方、1000 ピクセルの読み出し系はまだ開発段階である。すざく衛星に搭載の XRS では 32 ピクセルを独立に読み出ししていたが、これと同じように 1000 ピクセルを独立に読み出すのは配線による熱流入の影響などを考えると現実的でない。何らかの信号多重化を行うことで配線数を減らすことが必須である。読み出しに用いる SQUID の周波数帯域幅は TES の帯域よりもずっと広い。これを利用すれば TES 型マイクロカロリメータでは信号の多重化が原理的に可能となる。我々のグループでは、多入力 SQUID を用いた磁場加算方式の開発、またカロリメータの交流駆動の特性の研究に取り組んできた [25, 33, 16, 22, 14]。

1.3 本修士論文の目的

X 線検出器の撮像性能とエネルギー分解能の向上は X 線天文学のみならず、X 線検出器を応用する物質分析などの全ての分野において発展の要である。我々研究グループでは X 線マイクロカロリメータの開発に取り組むこれら分野の育成を目指してきた。エネルギー分解能については世界と肩を並べられるほどの結果を出しつつある。一方で多素子化による検出効率の向上は未だ課題が多く、満足の行く成果を得られていない。

本修士論文では X 線 TES 型マイクロカロリメータのアレイ化実現に向け、アレイシステムの要請について整理を行い、それらへの対応を議論する。はじめに、X 線天文学の地上応用である透過型電子顕微鏡用の X 線マイクロカロリメータアレイについて現状の課題を整理し、超伝導配線 (5 章) と読み出し系 (6 章) における課題の詳細を述べ、それらへの解を提案する。また、提案の実用性を検討するために、改善後の超伝導配線と読み出し系を使用した TEM システムで X 線照射試験を行う (7 章)。この試験では、超伝導配線と読み出し系の課題については解決を見ることが出来たが、一方で SQUID の発熱という新たな問題を浮き彫りにした。

さらに、SQUID への低発熱、低ノイズ、低クロストークの要請を踏まえ、新たに dc SQUID アレイの開発を行う。X 線照射試験で問題になった SQUID の発熱や、また DIOS 衛星で要求される低発熱型 SQUID を念頭におき、低発熱のまま十分な性能を備える SQUID を全くゼロから開発し (8 章)、測定し評価と考察を行う (9 章)。

第 2 章

X 線マイクロカロリメータの原理

2.1 X 線マイクロカロリメータとは

X 線マイクロカロリメータは、入射した X 線光子 1 個 1 個のエネルギーを、素子の温度上昇により測定する検出器である。そのため、極低温 ($\sim 0.1\text{ K}$) で高いエネルギー分解能を達成することができる。

X 線マイクロカロリメータは、図 2.1 に示すような吸収体、ピクセル、温度計、サーマルリンク、熱浴から成る。吸収体に入射した X 線光子は光電効果によって吸収され、そのエネルギーが熱に変わる。入射エネルギー E に対する素子の温度変化は、カロリメータピクセルの熱容量を C として、

$$\Delta T = \frac{E}{C} \quad (2.1)$$

と書ける。この微小な温度変化を、温度計の抵抗値の変化として測定する。カロリメータピクセルは、熱浴と弱いサーマルリンクによってつながっているため、吸収体で生じた熱はサーマルリンクを通して熱浴に逃げて行き、ゆっくりと元の定常状態に戻る。これは、

$$C \frac{d\Delta T}{dt} = -G\Delta T \quad (2.2)$$

のように表される。ただし、 G はサーマルリンクの熱伝導度である。したがって、素子の温度上昇は時定数

$$\tau_0 = \frac{C}{G} \quad (2.3)$$

で指数関数的に減衰していく。

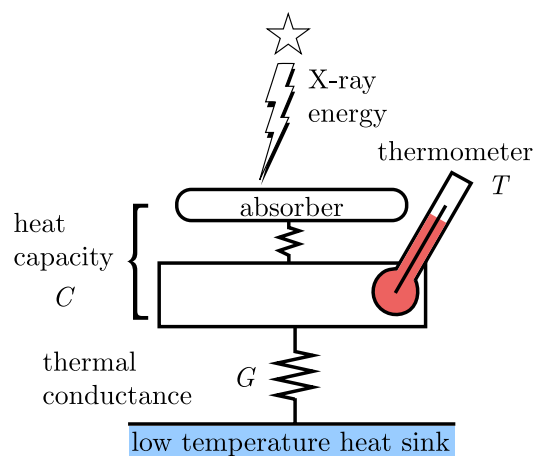


図 2.1 X 線マイクロカロリメータの構造

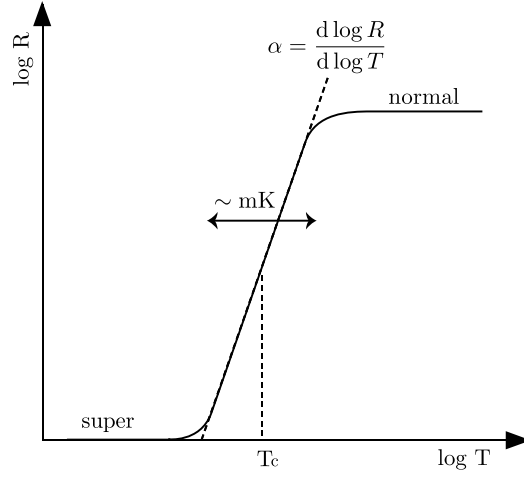


図 2.2 超伝導遷移端

X線マイクロカロリメータのエネルギー分解能は素子の熱揺らぎによって制限される。カロリメータピクセル中のフォノン数は $N \sim CT/k_B T = C/k_B$ と書けるので、素子の熱揺らぎは、

$$\Delta U \sim \sqrt{N} k_B T = \sqrt{k_B T^2 C}. \quad (2.4)$$

となる。2.5節で導くように、より一般的には、X線マイクロカロリメータの intrinsic なエネルギー分解能は、

$$\Delta E_{\text{FWHM}} = 2.35 \xi \sqrt{k_B T^2 C} \quad (2.5)$$

と書ける [27]。ただし、 ξ は温度計の感度や動作条件などによって決まるパラメータである。熱容量の温度依存性を考慮すると、エネルギー分解能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ことがわかる。

2.1.1 温度計

温度計は、半導体や金属の抵抗値が温度に依存して変化することを利用したものである。温度計の感度 α (無次元) を、

$$\alpha \equiv \frac{d \log R}{d \log T} = \frac{T}{R} \frac{dR}{dT} \quad (2.6)$$

と定義する。ただし、 T は温度計の温度、 R はその抵抗値である。

温度計の感度 α を大きくすれば、カロリメータのエネルギー分解能を改善することができる。半導体温度計を用いた XRS では $|\alpha| \sim 6$ であるが、次に述べる超伝導遷移端を利用した温度計 TES を用いれば、感度 α を非常に大きくすることができる。

2.2 遷移端温度計 (TES: Transition edge sensor)

遷移端温度計 (Transition Edge Sensor) とは、超伝導-常伝導遷移端の急激な抵抗変化を利用した温度計である。超伝導遷移は典型的には数 mK という非常に狭い温度範囲で起こり (図 2.2)、(2.6) 式で定義される温度計の感度 α は 1000 にも達する。そのため、TES を用いたカロリメータは従来の半導体温度計のカロリメータに比べ、原理的には 1 桁以上もエネルギー分解能を改善することが可能である。それゆえ、TES カロリメータでは吸収体の熱容量の大きさ

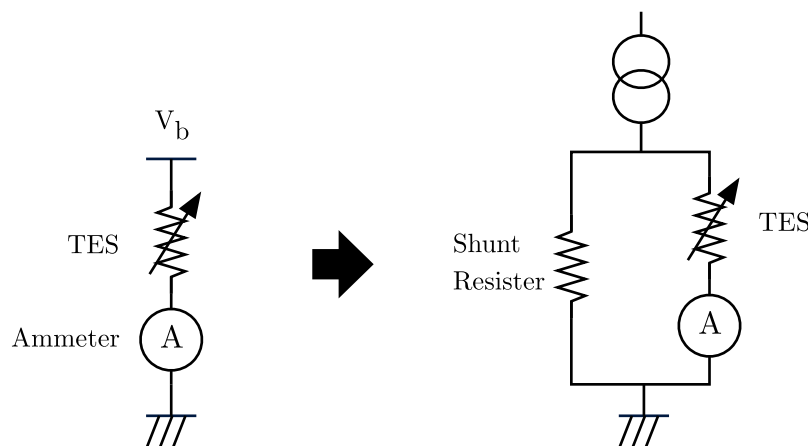


図 2.3 (左) 定電圧バイアス、(右) シャント抵抗を使って疑似的に作る定電圧バイアス

に対するマージンが大きくなり、熱化の早い常伝導金属を使用したり、大きな吸収体を用いて受光面積を増やすといったことも可能になる。

TES を用いる場合、カロリメータの動作温度は TES の遷移温度に保たなければならない。そのため、動作温度は TES の遷移温度によって決まってしまう。しかし、TES を二層薄膜にすることで近接効果 (proximity effect) によって臨界温度をコントロールすることが可能である。近接効果とは、超伝導体に常伝導体を接触させるとクーパ対が常伝導体に漏れ出し、膜厚の比に依存して超伝導体の臨界温度が下がる効果である。

2.3 電熱フィードバック (ETF: Electro-thermal feedback)

TES は温度計として非常に高い感度を持っているが、感度を持つ温度域が非常に狭い ($\sim \text{mK}$) ため、動作点を吸収端中に保つ必要がある。これは TES を定電圧バイアスで動作させ、強いフィードバックをかけることで実現する。これを電熱フィードバック (ETF: Electro-Thermal Feedback) と呼ぶ [18]。

この節では電熱フィードバック中でのカロリメータの動作について述べる。

2.3.1 電熱フィードバックのもとでの温度変化に対する応答

図 2.3 左に示すような定電圧バイアスで TES を動作させた場合を考える。熱入力によって温度が上昇すると、TES の抵抗値は急激に増加する。定電圧なので電流は減少し、ジュール発熱も減少する。このように、熱入力を打ち消す方向にジュール発熱量が急激に変化して負のフィードバックが働くので、素子の温度も安定に保たれる。実際には室温からの配線抵抗があるため、TES と並列にシャント抵抗をつないで疑似的に定電圧バイアスを実現する (図 2.3 右)。以下では理想的な定電圧バイアスで動作しているものとする。

熱伝導度は

$$G \equiv dP/dT \quad (2.7)$$

で定義される。一般的に熱伝導度は温度依存性を持ち、

$$G = G_0 T^{n-1} \quad (2.8)$$

と温度に対するべき n を用いて表される。電子が熱伝導度を担う場合 $n = 2$ 、格子振動が熱伝導度を担う場合 $n = 4$ と

なる。熱浴と TES との間の熱伝導度を考える。一般に $T \gg T_{\text{bath}}$ であるので、熱浴との熱伝導度による熱の流れは

$$P = \int_{T_{\text{bath}}}^T G dT = \frac{G_0}{n} (T^n - T_{\text{bath}}^n) \quad (2.9)$$

と (2.7) 式を積分して計算できる。

平衡状態では、TES の温度を T_0 として、TES におけるジュール発熱 $P_b \equiv V_b^2/R_0$ とカロリメータピクセルから熱浴へ流れる熱量とがつり合っているので、

$$P_b = \frac{G_0}{n} (T_0^n - T_{\text{bath}}^n) \quad (2.10)$$

と書ける。ただし、 V_b はバイアス電圧、 G_0 は $G = G_0 T^{n-1}$ を満たす定数 (G は熱伝導度)、 R_0 は動作点での TES の抵抗値、 T_{bath} は熱浴の温度である。

微小な温度上昇 $\Delta T \equiv T - T_0$ によって素子の温度が T になった場合、内部エネルギーの変化は熱の収支に等しいので、

$$C \frac{dT}{dt} = \frac{V_b^2}{R(T)} - \frac{G_0}{n} (T^n - T_{\text{bath}}^n) \quad (2.11)$$

が成り立つ。温度上昇 ΔT は 1 次の近似で、

$$C \frac{d\Delta T}{dt} \simeq -\frac{V_b^2}{R_0^2} \Delta R - G_0 T^{n-1} \Delta T \quad (2.12)$$

$$= \frac{P_b \alpha}{T} \Delta T - G \Delta T \quad (2.13)$$

となる。最後の項の G は TES の温度 T での熱伝導度 $G(T)$ を表す。以後単に G と書いた場合は TES の温度 T での熱伝導度を表すこととする。(2.12) 式の解は、

$$\Delta T = \Delta T_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \quad (2.14)$$

と書ける。ただし、

$$\tau_{\text{eff}} \equiv \frac{C/G}{1 + \frac{P_b \alpha}{GT}} \quad (2.15)$$

$$= \frac{\tau_0}{1 + \frac{P_b \alpha}{GT}} \quad (2.16)$$

は有効時定数である。(2.10) 式、(2.16) 式より、 τ_{eff} は

$$\tau_{\text{eff}} = \frac{\tau_0}{1 + \frac{\alpha}{n} \left(1 - \left(\frac{T_{\text{bath}}}{T}\right)^n\right)} \quad (2.17)$$

のように書ける。さらに、熱浴の温度が TES の温度よりも十分に低い場合 ($T_{\text{bath}}^n \ll T^n$) は、

$$\tau_{\text{eff}} = \frac{\tau_0}{1 + \frac{\alpha}{n}} \quad (2.18)$$

$$\approx \frac{n}{\alpha} \tau_0 \quad (2.19)$$

と近似できる。ただし、(2.19) 式は $\alpha/n \gg 1$ の場合である。このように、 α が大きい場合は、電熱フィードバックによって応答速度が非常に速くなることがわかる。また、X 線のエネルギーは電流値の変化として読み出され、

$$\Delta I = \frac{V_b}{R(T_0 + \Delta T)} - \frac{V_b}{R(T_0)} \quad (2.20)$$

$$\simeq -\frac{\Delta R}{R} I \quad (2.21)$$

$$\simeq -\alpha \frac{E}{CT} I \quad (2.22)$$

となる。

2.3.2 電熱フィードバックの一般論と電流応答性

定電圧バイアスで動作するカロリメータに、時間に依存する微小なパワー $\delta P e^{i\omega t}$ が入射したときの応答について考える。系の応答は線型であり、入射 $\delta P e^{i\omega t}$ に対する温度変化は $\delta T e^{i\omega t}$ で表されるとする。フィードバックがかかっていないときは、

$$P_{\text{bgd}} + \delta P e^{i\omega t} = \bar{G}(T - T_{\text{bath}}) + G\delta T e^{i\omega t} + i\omega C\delta T e^{i\omega t} \quad (2.23)$$

が成り立つ。ただし、 P_{bgd} はバックグラウンドパワー、 $\bar{G}$ は平均の熱伝導度である。定常状態では、

$$P_{\text{bgd}} = \bar{G}(T - T_{\text{bath}}) \quad (2.24)$$

である。(2.23) 式と (2.24) 式から、 δT は δP を用いて

$$\delta T = \frac{1}{G} \frac{1}{1 + i\omega\tau_0} \delta P \quad (2.25)$$

と表される。ここで、 $\tau_0 \equiv C/G$ は系の固有時定数である。

電熱フィードバックがかかった状態では、エネルギー保存の式は、

$$P_{\text{bgd}} + \delta P e^{i\omega t} + P_b + \delta P_b e^{i\omega t} = \bar{G}(T - T_{\text{bath}}) + G\delta T e^{i\omega t} + i\omega C\delta T e^{i\omega t} \quad (2.26)$$

となる。また、定電圧バイアスでは以下の関係が成り立つ。

$$\delta P_b e^{i\omega t} = \frac{dP_b}{dI} \delta I e^{i\omega t} = V_b \delta I e^{i\omega t} \quad (2.27)$$

$$\delta I e^{i\omega t} = \frac{dI}{dR} \delta R e^{i\omega t} = \frac{d}{dR} \left(\frac{V_b}{R} \right) \delta R e^{i\omega t} = -\frac{V_b}{R^2} \delta R e^{i\omega t} \quad (2.28)$$

$$\delta R e^{i\omega t} = \frac{dR}{dT} \delta T e^{i\omega t} = \alpha \frac{R}{T} \delta T e^{i\omega t} \quad (2.29)$$

これらを使うと (2.26) 式は、

$$P_{\text{bgd}} + \delta P e^{i\omega t} + \frac{V_b^2}{R} - \frac{V_b^2}{R^2} \frac{dR}{dT} \delta T e^{i\omega t} = \bar{G}(T - T_{\text{bath}}) + G\delta T e^{i\omega t} + i\omega C\delta T e^{i\omega t} \quad (2.30)$$

と書き換えられる。(2.30) 式の解は、

$$\delta T e^{i\omega t} = \frac{1}{\alpha \frac{P_b}{T} + G + i\omega C} \delta P e^{i\omega t} \quad (2.31)$$

$$= \frac{1}{G} \frac{1}{1 + \frac{\alpha P_b}{GT}} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} \delta P e^{i\omega t} \quad (2.32)$$

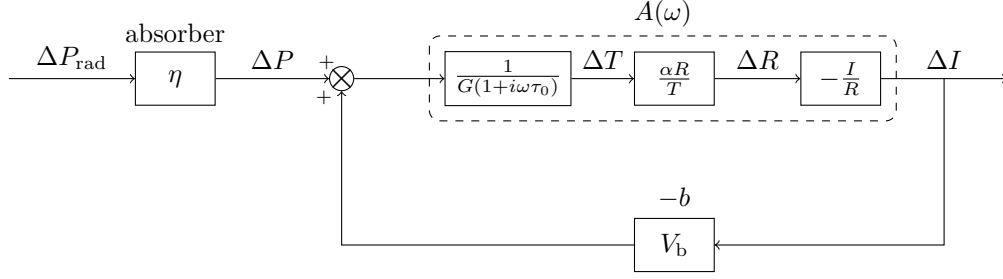


図 2.4 電熱フィードバックのダイアグラム

ここで、

$$\tau_{\text{eff}} \equiv \frac{1}{1 + \frac{\alpha P_b}{GT}} \frac{C}{G} \quad (2.33)$$

は、電熱フィードバックがかかった状態での実効的な時定数である。

一般的なフィードバックの理論に当てはめると、電熱フィードバックの系は図 2.4 のように表すことができる。フィードバック量 b と系のループゲイン $\mathcal{L}(\omega)$ はそれぞれ

$$b = -V_b \quad (2.34)$$

$$\mathcal{L}(\omega) = \frac{1}{G(1+i\omega\tau_0)} \times \alpha \frac{R}{T} \times \left(-\frac{I}{R}\right) \times (-V_b) = \frac{\alpha P_b}{GT} \frac{1}{1+i\omega\tau_0} \equiv \frac{\mathcal{L}_0}{1+i\omega\tau_0} \quad (2.35)$$

と書ける。ただし、

$$\mathcal{L}_0 \equiv \frac{\alpha P_b}{GT} \quad (2.36)$$

は、周波数 0 でのループゲインである。ループを閉じた場合の伝達関数

$$S_I(\omega) \equiv \frac{\delta I}{\delta P} \quad (2.37)$$

は $\mathcal{L}(\omega)$ を使って、

$$S_I(\omega) = \frac{1}{b} \frac{\mathcal{L}(\omega)}{1 + \mathcal{L}(\omega)} \quad (2.38)$$

$$= -\frac{1}{V_b} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1 + i\omega\tau_0} \quad (2.39)$$

$$= -\frac{1}{V_b} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} \quad (2.40)$$

と書ける (付録 C 参照)。ただし、

$$\tau_{\text{eff}} \equiv \frac{\tau}{\mathcal{L}_0 + 1} \quad (2.41)$$

である。ループゲインが十分に大きい場合 ($\mathcal{L}_0 \gg 1$) は、

$$S_I(\omega) = -\frac{1}{V_b} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} \quad (2.42)$$

となる。さらに $\omega \ll 1/\tau_{\text{eff}}$ を満たす周波数範囲では、

$$S_I = -\frac{1}{V_b} \quad (2.43)$$

と表され、電圧 V_b の逆数になる。 $S_I(\omega)$ のことを特に電流応答性 (current responsivity) と呼ぶことがある。

入力 $P(t) = E\delta(t)$ に対する応答は、以下のように計算される。角周波数空間 $(-\infty < \omega < +\infty)$ での入力は、

$$P(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E\delta(t)e^{i\omega t} dt \quad (2.44)$$

$$= \frac{E}{2\pi} \quad (2.45)$$

であるので、出力はそれに電流応答性をかけて、

$$I(\omega) = S_I(\omega)P(\omega) \quad (2.46)$$

$$= -\frac{E}{2\pi V_b} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} \quad (2.47)$$

と表される。これを逆フーリエ変換して時間軸に戻すと

$$I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} I(\omega)e^{-i\omega t} d\omega \quad (2.48)$$

$$= -\frac{1}{2\pi} \frac{E}{V_b} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-i\omega t}}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} d\omega \quad (2.49)$$

$$= -\frac{E}{V_b\tau_{\text{eff}}} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \quad (2.50)$$

$$= -\frac{\alpha E}{CT} I_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \quad (2.51)$$

なり、(2.22) 式と一致する。ただし、 I_0 は平衡状態で TES を流れる電流である。一方、入力 $P(t) = E\delta(t)$ による温度上昇は周波数空間で

$$\Delta T(\omega) = \frac{1}{G(1 + i\omega\tau_0)} \frac{1}{1 + \mathcal{L}(\omega)} P(\omega) \quad (2.52)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{E}{G} \frac{1}{1 + \mathcal{L}_0} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} \quad (2.53)$$

と書けるので、時間軸に直すと

$$\Delta T(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta T(\omega)e^{-i\omega t} d\omega \quad (2.54)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{E}{G} \frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-i\omega t}}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} d\omega \quad (2.55)$$

$$= \frac{E}{G\tau_{\text{eff}}} \frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \quad (2.56)$$

$$= \frac{E}{C} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \quad (2.57)$$

である。

ループゲイン $\mathcal{L}_0$ が一定とみなせる時、(2.50) 式より

$$\int V_b I(t) dt = -\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} E \quad (2.58)$$

したがって、X 線入射に伴うジュール発熱の積分量は入射エネルギー E に比例する。入射エネルギーのうち $\mathcal{L}_0/(\mathcal{L}_0+1)$ はジュール発熱の変化で補償され、 $1/(\mathcal{L}_0+1)$ が熱浴に逃げていくことになる。特に $\mathcal{L}_0 \gg 1$ の場合は X 線入射に伴うジュール発熱の変化の積分量は入射エネルギーに一致する。

2.4 固有ノイズ

エネルギー分解能を見積もるためにはノイズレベルを評価しなければならない。ノイズには、バックグラウンドの放射、熱浴の温度揺らぎ、外部磁場、 $1/f$ ノイズ、rf ノイズなど様々な起源のものが存在する。その中でも、ジョンソンノイズとフォノンノイズはX線マイクロカロリメータを使う限り避けることができず、原理的なエネルギー分解能はこれらで制限される。また、前置アンプなどの読み出し系ノイズも大きく寄与することが多い。ここではジョンソンノイズとフォノンノイズについて述べ、読み出し系のノイズについては3.3.6節で述べる。なお、ここでは理想的な定電圧バイアスの場合を定式化する。付録Aで行う補正を反映させるには、フィードバック量 b 、ループゲイン $\mathcal{L}_0$ を補正すればよい。

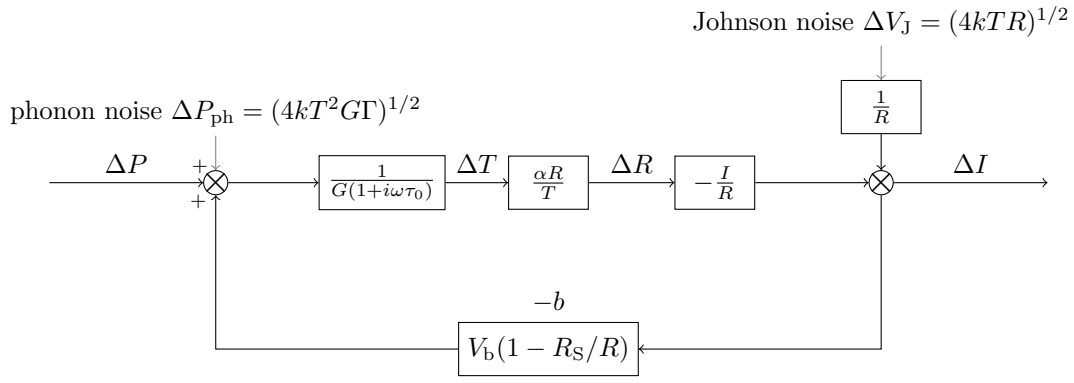


図 2.5 ノイズの寄与も含めた電熱フィードバックのダイアグラム

マイクロカロリメータには2種類の固有ノイズ源がある。1つは、温度計の抵抗で発生するジョンソンノイズ、もう1つは熱浴との熱伝導度が有限であるために発生する熱揺らぎ(フォノンノイズ)である。図2.5は、これらのノイズの寄与も含めた電熱フィードバックのダイアグラムである。フォノンノイズは熱起源であるので、信号と同じ部分に入力される。これに対して、ジョンソンノイズはカロリメータの抵抗に起因するため、フォノンノイズとは伝達の仕方が異なる。微小な熱揺らぎ δP_{ph} がもたらす電流の揺らぎは、

$$\delta I_{\text{ph}} = -\frac{1}{V_b} \frac{\mathcal{L}(\omega)}{1 + \mathcal{L}(\omega)} \delta P_{\text{ph}} \quad (2.59)$$

$$= S_I \delta P_{\text{ph}} \quad (2.60)$$

である。これより、フォノンノイズの電流密度は、

$$\delta I_{\text{ph}}^2 = |S_I|^2 \delta P_{\text{ph}}^2 \quad (2.61)$$

$$= \frac{1}{V_b^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_{\text{eff}}^2} \delta P_{\text{ph}}^2 \quad (2.62)$$

となる。[23]によると、フォノンノイズのパワースペクトル密度は $0 \leq f < \infty$ 空間で

$$\delta P_n^2 = 4k_B G T^2 \frac{\int_{T_{\text{bath}}}^T \left(\frac{t \kappa(t)}{T \kappa(T)} \right)^2 dt}{\int_{T_{\text{bath}}}^T \left(\frac{\kappa(t)}{\kappa(T)} \right) dt} \quad (2.63)$$

$$\equiv 4k_B G T^2 \Gamma \quad (2.64)$$

と表される。ただし、 $\kappa(T)$ はサーマルリンクを構成する物質の熱伝導率である。 $\theta \equiv T_{\text{bath}}/T$ とし、 $\kappa(T)$ は $\kappa(T) = \kappa(T_{\text{bath}})\theta^{-(n-1)}$ と表されると仮定すると、 Γ は、

$$\Gamma = \frac{n}{2n+1} \frac{1 - \theta^{(2n+1)}}{1 - \theta^n} \quad (2.65)$$

となる。(2.64) 式を (2.62) 式に代入すると、フォノンノイズの電流密度は、

$$\delta I_{\text{ph}}^2 = 4k_{\text{B}}GT^2\Gamma|S_I|^2 \quad (2.66)$$

$$= \frac{4k_{\text{B}}GT^2\Gamma}{b^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2} \quad (2.67)$$

$$= \frac{4k_{\text{B}}GT^2\Gamma}{V_{\text{b}}^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2} \quad (2.68)$$

と表される。

一方、ジョンソンノイズ δV_{J} による電流の揺らぎ δI_{J}^0 は、

$$\delta I_{\text{J}}^0 = \frac{\delta V_{\text{J}}}{R} \quad (2.69)$$

であり、この揺らぎが系に入力されると、出力の揺らぎは、

$$\delta I_{\text{J}} = \frac{1}{1 + \mathcal{L}(\omega)} \delta I_{\text{J}}^0 \quad (2.70)$$

$$= \frac{1}{\frac{\mathcal{L}_0 + 1}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} + i\omega\tau_{\text{eff}}} \frac{\delta V_{\text{J}}}{R} \quad (2.71)$$

$$= \frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \frac{1 + i\omega\tau_0}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} \frac{\delta V_{\text{J}}}{R} \quad (2.72)$$

となる。ジョンソンノイズの電圧密度は $0 \leq f < \infty$ 空間では $\delta V_{\text{J}}^2 = 4k_{\text{B}}TR$ と与えられるので、出力電流密度は

$$\delta I_{\text{J}}^2 = \frac{4k_{\text{B}}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 \left| \frac{1 + i\omega\tau_0}{1 + i\omega\tau_{\text{eff}}} \right|^2 \quad (2.73)$$

$$= \frac{4k_{\text{B}}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 \frac{1 + \omega^2\tau_0^2}{1 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2} \quad (2.74)$$

$$= \begin{cases} \frac{4k_{\text{B}}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 & \text{if } \omega \ll \tau_0^{-1} \\ \frac{4k_{\text{B}}T}{R} & \text{if } \omega \gg \tau_{\text{eff}}^{-1} \end{cases} \quad (2.75)$$

となる。これより、 $\omega \ll \tau_0^{-1}$ の周波数範囲では、ジョンソンノイズは電熱フィードバックによって抑制され、 $\omega \gg \tau_{\text{eff}}^{-1}$ の周波数範囲では元の値に戻る事がわかる。

これら全ての電流密度は自乗和によって与えられ、 $0 \leq f < \infty$ 空間で

$$\delta I^2 = \delta I_{\text{J}}^2 + \delta I_{\text{ph}}^2 \quad (2.76)$$

$$= \frac{4k_{\text{B}}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 \frac{1 + \omega^2\tau_0^2}{1 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2} + 4k_{\text{B}}GT^2\Gamma \frac{1}{V_{\text{b}}^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2} \quad (2.77)$$

$$= \frac{4k_{\text{B}}T}{R} \frac{1 + \Gamma\alpha\mathcal{L}_0}{(\mathcal{L}_0 + 1)^2 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2} \quad (2.78)$$

となる。これは、強い電熱フィードバックの極限では、

$$\delta I^2 = \frac{4k_{\text{B}}T}{R} \frac{n/2 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2}{1 + \omega^2\tau_{\text{eff}}^2} \quad (2.79)$$

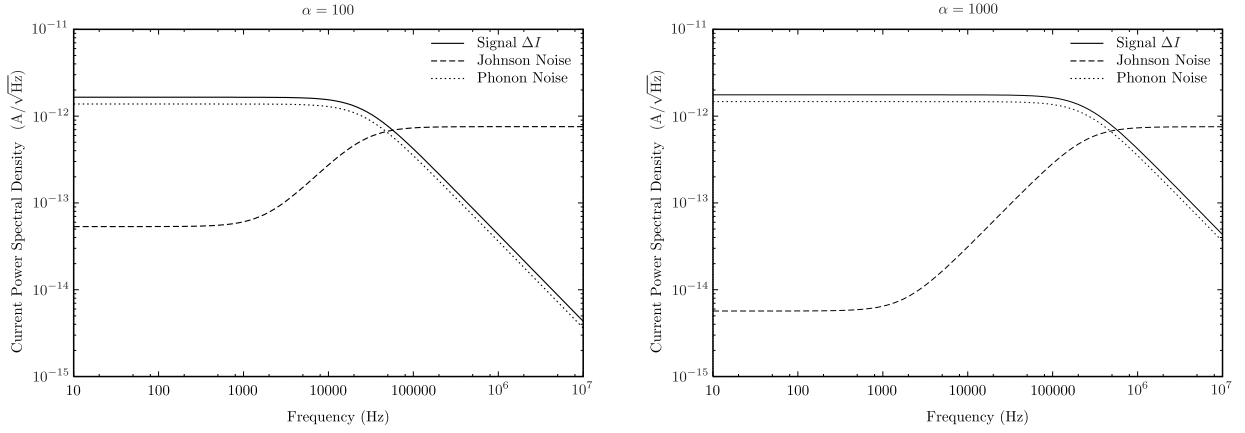


図 2.6 ノイズ電流密度。左は $\alpha = 100$ 、右は $\alpha = 1000$ の場合。実線が信号、破線がジョンソンノイズ、点線がフォノンノイズを表す。低い周波数では電熱フィードバックによってジョンソンノイズが抑制される。

となる。図 2.6 にノイズ電流密度と信号の周波数特性を示す。フォノンノイズとジョンソンノイズの関係を見るために両者の比をとると、

$$\frac{\delta I_{\text{ph}}^2}{\delta I_{\text{J}}^2} = \frac{\alpha \mathcal{L}_0 \Gamma}{1 + \omega^2 \tau_0^2} \quad (2.80)$$

したがって、低い周波数ではジョンソンノイズが抑制され、フォノンノイズが $\alpha \mathcal{L}_0 \Gamma$ 倍大きい。 $\omega > \tau_0^{-1}$ ではジョンソンノイズの寄与が大きくなり始め、 $\omega \gg \tau_{\text{eff}}^{-1}$ ではジョンソンノイズが支配的になる。一方、パルスとフォノンノイズの比は

$$\frac{\delta P_{\text{signal}}^2}{\delta P_{\text{n}}} = \frac{2E^2}{4k_B G T^2 \Gamma} \quad (2.81)$$

となり、周波数に依存しない。これは両者がまったく同じ周波数依存性を持つためである。

(2.40) 式と (2.75) 式より、ジョンソンノイズは電流応答性 S_I を用いて

$$\delta I_{\text{J}}^2 = \frac{4k_B T}{R} \frac{b^2 (1 + \omega^2 \tau_0^2)}{\mathcal{L}_0^2} |S_I|^2 \quad (2.82)$$

とかける。(2.67) 式と (2.75) 式から、固有ノイズは

$$\delta I^2 = \frac{4k_B T}{R} \frac{1 + \omega^2 \tau_0^2}{\mathcal{L}_0^2} b^2 |S_I|^2 + 4k_B G T^2 \Gamma |S_I|^2 \quad (2.83)$$

となる。雑音等価パワー (noise equivalent power) $\text{NEP}(f)$ は、信号のパワーと $\text{NEP}(f)$ の比が S/N 比となる値として定義され、

$$\text{NEP}(f)^2 = \left| \frac{\delta I}{S_I} \right|^2 \quad (2.84)$$

と計算される。固有ノイズに対する $\text{NEP}(f)$ は

$$\text{NEP}(f)^2 = \left| \frac{\delta I}{S_I} \right|^2 \quad (2.85)$$

$$= \frac{4k_B T}{R} \frac{b^2}{\mathcal{L}_0^2} \left(1 + (2\pi f)^2 \tau_0^2 + \frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2} R G T \Gamma \right) \quad (2.86)$$

$$= 4k_B T P_{\text{b}} \left(\frac{1 + (2\pi f)^2 \tau_0^2}{\mathcal{L}_0^2} + \frac{\alpha \Gamma}{\mathcal{L}_0} \right) \quad (2.87)$$

となる。

2.5 最適フィルタとエネルギー分解能

X線マイクロカロリメータは、原理的には非常に高いエネルギー分解能を達成することができる。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純にパルスのピーク値を取っただけではよい分解能が得られない。そこで、一般的には最適フィルタ処理を行うことにより、その誤差を小さくできると考えられている。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

$$D(f) = A \times M(f) + N(f) \quad (2.88)$$

のように表されたとする。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、

$$\chi^2 \equiv \int \frac{|D(f) - A \times M(f)|^2}{|N(f)|^2} df \quad (2.89)$$

と定義すると、 χ^2 を最小にする A は、

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{DM^* + D^*M}{2|N|^2} df}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|M|^2}{|N|^2} df} \quad (2.90)$$

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、

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{D(f)M(f)^*}{2|N|^2} df = - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{D(-f)M(-f)^*}{2|N|^2} df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{M(f)D(f)^*}{2|N|^2} df \quad (2.91)$$

が成り立つので、 A は

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{DM^*}{|N|^2} df}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|M|^2}{|N|^2} df} \quad (2.92)$$

あるいは

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{D}{M} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df} \quad (2.93)$$

となる。(2.93) 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。(2.93) 式はさらに

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} D(t) \mathcal{F}^{-1} \left(\frac{M(f)}{|N(f)|^2} \right) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df} \quad (2.94)$$

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

$$H = N \int_{-\infty}^{\infty} D(t)T(t)dt \quad (2.95)$$

あるいは離散的なデータ点に対して

$$H = N \sum_i D_i(t)T_i(t) \quad (2.96)$$

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) を用いばよい^{*1}。

最適フィルタ処理を施した場合のエネルギー分解能の限界 (1σ エラー) は (2.89) 式の χ^2 が最適値より 1 だけ増える A の変化分で計算でき、これは雑音等価パワー $\text{NEP}(f)$ を用いて

$$\Delta E_{\text{rms}} = \left(\int_0^{\infty} \frac{4df}{\text{NEP}^2(f)} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.97)$$

と表される [27]。固有ノイズによるエネルギー分解能を計算する。(2.87) 式を (2.97) 式に代入するとエネルギー分解能は

$$\Delta E_{\text{rms}} = \left(\int_0^{\infty} \frac{4df}{\frac{4k_B T}{R} \frac{b^2}{\mathcal{L}_0^2} ((1 + (2\pi f)^2 \tau_0^2) + \frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2} RGT\Gamma)} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.98)$$

$$= \sqrt{\frac{4k_B T}{R} \frac{b^2}{\mathcal{L}_0^2} \tau_0 \sqrt{1 + \frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2} RGT\Gamma}} \quad (2.99)$$

$$= \sqrt{4k_B T^2 C \frac{b^2}{RGT\mathcal{L}_0^2} \sqrt{1 + \frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2} RGT\Gamma}} \quad (2.100)$$

となる。 ξ を

$$\xi \equiv 2 \sqrt{\frac{b^2}{RGT\mathcal{L}_0^2} \sqrt{1 + \frac{\Gamma}{\frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2} RGT\mathcal{L}_0^2}}} \quad (2.101)$$

と定義すると、エネルギー分解能は半値全幅 (FWHM) で

$$\Delta E_{\text{FWHM}} = 2.35\xi \sqrt{k_B T^2 C} \quad (2.102)$$

となる。(2.101) 式に (2.34) 式と (2.36) 式を代入すると、

$$\xi = 2\sqrt{\frac{1}{\alpha\mathcal{L}_0} \sqrt{1 + \alpha\mathcal{L}_0\Gamma}} \quad (2.103)$$

のように書ける。 $T_{\text{bath}} \ll T$ の場合は、 $\Gamma \sim 1/2$ 、 $P_b \sim GT/n$ 、 $\mathcal{L}_0 \sim \alpha/n$ であり、 $\xi \simeq 2\sqrt{\sqrt{n/2}/\alpha}$ となる。 α が大きい場合は、固有ノイズによるエネルギー分解能は $\alpha^{-1/2}$ に比例して良くなることがわかる。例えば、 $\alpha \sim 1000$ で ξ が 0.1 以下にもなる。

^{*1} 平均パルスを $M(f)$ として (2.94) 式を計算すると、 $D(f) = M(f)$ の時に $A = 1$ となる。また、responsivity を $M(f)$ として (2.94) 式を計算すると、 $D(f) = M(f)$ の時に $A = \text{入射エネルギー}$ となる。

実際は読み出し系ノイズ、熱浴の温度揺らぎ、これらとは別の原因不明なノイズなどによりエネルギー分解能が制限されることがあり、一般的にはエネルギー分解能は (2.102) 式とは異なる依存性を持つ。また、パルス波形がイベントごとにばらつく場合には、S/N 比から計算されるエネルギー分解能より実際のエネルギー分解能は悪化する。

第 3 章

dc SQUID の原理

3.1 ジョセフソン接合の原理

ジョセフソン接合は非常に薄い絶縁体等によって弱く結合されている 2 つの超伝導体から成る。結合が十分に弱い場合、ジョセフソン効果によって 2 つの超伝導体間に超伝導電流 I_S が流れる。2 つの超伝導体の位相差を δ とすれば、超伝導電流 I_S は

$$I_S = I_0 \sin \delta \quad (3.1)$$

となる。 I_0 は接合の臨界電流といい、接合を流れる超伝導電流の最大値を表す。従って I_0 以下では接合間に電圧降下は発生しない。

位相差 δ が時間で変位する場合、2 つの超伝導体間には電圧 U が発生し、以下の関係式が成り立つ。

$$\dot{\delta} \equiv \frac{d\delta}{dt} = \frac{2e}{\hbar} U = \frac{2\pi}{\Phi_0} U \quad (3.2)$$

ここで $\Phi_0 = h/2e \approx 2.07 \times 10^{-15} \text{ Wb}$ を磁束量子という。

3.1.1 RCSJ モデル

高品位なトンネル接合は電流-電圧 (I - V) 特性にヒステリシスを持つ。バイアス電流 I を徐々に大きくして行くと I_0 を超えた瞬間に接合間に電圧が発生するが、バイアス電流を下げる場合には I_0 を大きく下回らなければ電圧はゼロへとならない。このヒステリシスは SQUID などでの利用には向かず、排除しなければならない。通常、ヒステリシス排除にはシャント抵抗が用いられ、接合に対し並列に接続される。このような接合の I - V 特性は、Resistively- and capacitively-shunted junction (RCSJ) モデルで良く説明される。

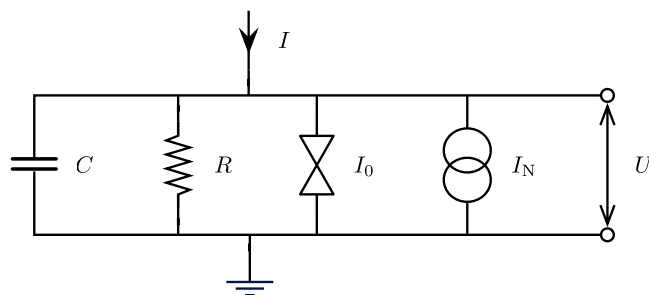


図 3.1 RCSJ モデル

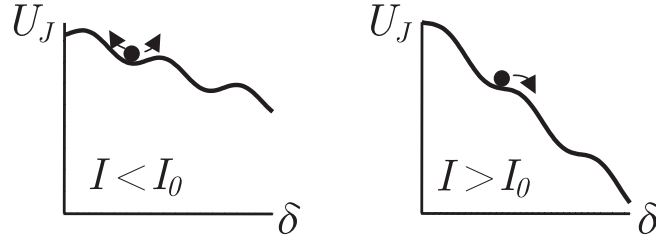
図 3.2 洗濯板様ポテンシャル: (左) $I < I_0$ 、(右) $I > I_0$

図 3.1 に RCSJ モデルの等価回路を示す。キルヒホッフの法則より

$$C\dot{U} + \frac{U}{R} + I_0 \sin \delta = I + I_N(t) \quad (3.3)$$

が成り立つ。一旦ノイズを無視し、(3.2) 式を用いれば上式は

$$\frac{\Phi_0}{2\pi} C \ddot{\delta} + \frac{\Phi_0}{2\pi} \frac{1}{R} \dot{\delta} = I - I_0 \sin \delta = -\frac{2\pi}{\Phi_0} \frac{\partial U_J}{\partial \delta} \quad (3.4)$$

と位相差 δ の式へと変形出来る。ここで U_J は傾斜洗濯板ポテンシャルと呼ばれ、

$$U_J \equiv \frac{\Phi_0}{2\pi} \{I_0(1 - \cos \delta) - I\delta\} = E_J(1 - \cos \delta - i\delta) \quad (3.5)$$

で与えられる傾いたコサイン状の洗濯板様ポテンシャルである (図 3.2)。但し E_J はジョセフソン接合の結合エネルギーで $E_J = I_0 \Phi_0 / 2\pi$ 、また i は無次元化したバイアス電流で $i \equiv I / I_0$ である。 U_J を E_J で無次元化したものを u_J とし

$$u_J = 1 - \cos \delta - i\delta \quad (3.6)$$

とする。

(3.4) 式を力学的に捉えれば、摩擦係数 ξ の傾斜洗濯板ポテンシャル上を運動する質量 m の質点の運動方程式

$$m\ddot{x} + \xi\dot{x} = -\frac{\partial w(x)}{\partial x} + F_d = -\frac{\partial[w(x) - F_d x]}{\partial x} \quad (3.7)$$

と類似性を見る事が出来る。 F_d は駆動力で、洗濯板ポテンシャル $w(x)$ を傾ける。 x を δ で置き換えれば、速度 $\dot{x}$ は $\dot{\delta} \sim U$ で電圧と置き換えられる。また質量 m は静電容量 C 、摩擦係数 ξ はコンダクタンス $1/R$ と置き換えられる。さらにバイアス電流 I は駆動力 F_d に対応し、洗濯板ポテンシャルを傾ける役目を担う。 $I < I_0$ の静状態の時、質点は洗濯板ポテンシャルのいずれかの谷に捉えられ、その中でプラズマ周波数で振り子運動を行う (図 3.2 左)。プラズマ周波数は

$$\omega_{p,i} = \omega_p(1 - i^2)^{1/4} \quad \text{但し} \quad \omega_p = \left(\frac{2\pi I_0}{\Phi_0 C}\right)^{1/2} \quad (3.8)$$

で与えられる。この場合 $\dot{\delta}$ の時間平均はゼロとなり、接合間の電圧 V の時間平均もゼロとなる。一方、 $I > I_0$ では質点は洗濯板ポテンシャルの障壁を傾斜によって越えられるようになる (図 3.2 右)。結果、 $\dot{\delta}$ がゼロより大きくなり、すなわち接合間に電圧が発生する。

バイアス電流 I が I_0 以上から以下へ下げられた場合、質点は洗濯板ポテンシャルのいずれかの谷に捉えられる。

(3.4) 式を特性電圧 $V_c \equiv I_0 R$ のときのジョセフソン周波数である特性周波数 $\omega_c \equiv 2\pi I_0 R / \Phi_0$ で書き直せば

$$\frac{\ddot{\delta}}{\omega_p^2} + \frac{\dot{\delta}}{\omega_c} = i - \sin \delta = -\frac{\partial u_J}{\partial \delta} \quad (3.9)$$

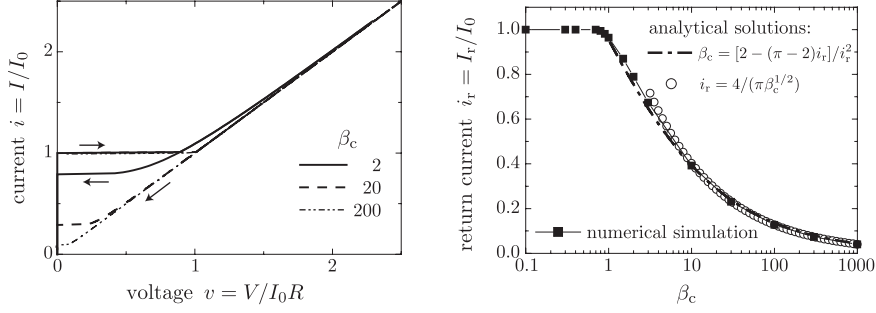


図 3.3 β_C とヒステリシスの関係: (左) β_C に対する I - V 特性、(右) β_C と戻り臨界電流の関係 [7]

または

$$\beta_C \frac{\ddot{\delta}}{\omega_c^2} + \frac{\dot{\delta}}{\omega_c} = i - \sin \delta = -\frac{\partial u_J}{\partial \delta} \quad (3.10)$$

となる。 β_C は Stewart-McCumber パラメータとよばれ

$$\beta_C \equiv \left(\frac{\omega_c}{\omega_p} \right)^2 = \frac{2\pi}{\Phi_0} I_0 R^2 C \quad (3.11)$$

である。(3.10) 式について $\beta_C \ll 1$ と $\beta_C \gg 1$ の 2 つの極限を考えてみる。

$\beta_C \ll 1$ の極限は過減衰 (overdamped) 極限といわれ、この場合 (3.10) 式の慣性項は無視出来るが、これは接合の静電容量を無視出来る事を意味する。この極限では RCSJ モデルは RSJ モデルへと簡素化される。SQUID のモデリングではこの RSJ モデルがよく使われる。慣性項が無視出来るので、バイアス電流 I を下げて行くと、 I_0 となった瞬間質点はポテンシャルに捉えられ電圧 V はゼロとなる。従って I - V 特性はヒステリシスのない理想的なものとなる。 $\beta_C = 0$ として (3.10) 式を解けば、無次元化した電圧 $u \equiv U/I_0 R$ について

$$u(t) = \begin{cases} 0 & i < 1 \\ \frac{i^2 - 1}{i + \cos \omega t} & i > 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

但し $\omega = \omega_c \sqrt{i^2 - 1}$ である。 $i > 1$ のとき v は周波数 ω で振動し、その振動数は i が大きくなればつられて大きくなる。無次元化された時間平均電圧 $v \equiv V/I_0 R$ (V は時間平均電圧) は

$$v = \begin{cases} 0 & i < 1 \\ \sqrt{i^2 - 1} & i > 1 \end{cases} \quad (3.13)$$

となる。

$\beta_C \gg 1$ の極限は減衰振動 (underdamped) 極限といわれ、この場合ジョセフソン周波数は緩和周波数 ω_{RC} よりも非常に大きくなるため接合の振る舞いは R - C 回路で決定される。従って、バイアス電流 I を I_0 以上から下げ $I < I_0$ (または $i < 1$) となっても接合間の電圧は有限の値を取り続ける。一方で、 I をゼロから大きくする場合には $I > I_0$ (または $i > 1$) となるまで結合間に電圧は発生しない。すなわちこの極限においては I - V 特性に顕著なヒステリシスが表れる。

いくつかの β_C について (3.10) 式を数値的に解くと図 3.3 左のような I - V 特性が得られる [7]。バイアス電流 I を I_0 以上から下げて行けば戻り臨界電流 $I_r(\beta_C)$ で電圧がゼロとなる。臨界電流 I_0 で無次元化された $i_r = I_r/I_0$ は β_C の関数で、図 3.3 右に数値解と 2 つの近似解 [7] をあわせて示した。

ヒステリシスのない I - V 特性を得る為に、シャント抵抗を接合に対し並列に接続し β_C の値を 1 より小さくすることが通常よく行われる。ここまではノイズを無視して来たが、シャント抵抗で発生するジョンソンノイズもヒステリシスを減らす効果がある。 β_C の値が 1 より大きくとも、ある程度であればノイズによってヒステリシスが抑えられ実用に堪え得るものを作る事が出来る。次の節ではノイズについて考察して行く。

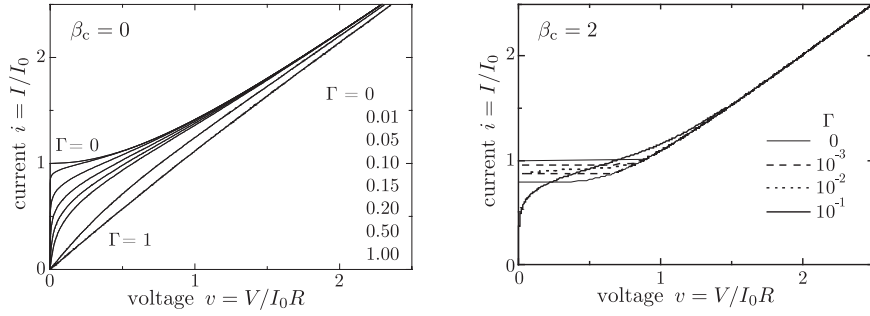


図 3.4 I - V 特性における Γ の影響: (左) 接合の静電容量が無視出来る場合の Γ に対する I - V 特性、(右) $\beta_C = 2$ の場合の Γ に対する I - V 特性 [7]

3.1.2 ジョンソンノイズ

ジョンソンノイズによる電流揺らぎ I_N は

$$I_N^2 = \frac{4k_B T}{R} \quad (3.14)$$

である。 I_0 で無次元化したものを $i_N \equiv I_N/I_0$ とすれば、ジョンソンノイズを加味した洗濯板ポテンシャルは (3.5) 式より

$$U_{J,N} = E_J \{1 - \cos \delta - [i + i_N(t)]\delta\} \quad (3.15)$$

となる。すなわち、接合におけるジョンソンノイズは洗濯板ポテンシャルの傾斜を変動させることが分かる。

今、ノイズパラメータ Γ をジョセフソン接合の結合エネルギーに対する熱エネルギーの割合として、

$$\Gamma \equiv \frac{k_B T}{E_J} = \frac{2\pi k_B T}{I_0 \Phi_0} \quad (3.16)$$

と定義する。すると、 i_N は Γ と ω_c を用いて

$$i_N^2 = \frac{4\Gamma}{\omega_c}$$

となる。

ノイズの効果を定性的に考えてみよう。 $I < I_0$ の場合でも、ジョンソンノイズによる電流揺らぎにより $I + I_N(t)$ が I_0 を越えることがある。その時質点はポテンシャルを乗り越え次の谷へ転がり、接合間にパルス状の電圧が発生する。ランダムに発生するパルス状電圧は時間平均をとると有限の値をとるようになり、従って I - V 特性上では超伝導と常伝導の遷移端の角がノイズによって丸まる効果が見られる。図 3.4 に

$$\beta_C \frac{\ddot{\delta}}{\omega_c^2} + \frac{\dot{\delta}}{\omega_c} = i + i_N(t) - \sin \delta \quad (3.17)$$

を数値的に解き取得した I - V 特性を示す。図 3.4 左では Γ の効果によって遷移端の丸まりが見られる。また、 $\beta_C > 1$ の場合に見えていたヒステリシスも Γ によって軽減されることが図 3.4 右から分かる。これは電流揺らぎによって $I > I_T$ であっても $I + I_N(t)$ が I_T を下回ることがあるからである。

ノイズが大きくなりすぎると接合は明らかに役目を果たさなくなる。 Γ の定義から、動作温度 T が大きくなるか、または臨界電流 I_0 が小さくなるかでノイズは大きくなる。ノイズパラメータ Γ を、 $\Gamma = I_{th}/I_0$ と書き直せば、熱雑音電流 I_{th} は

$$I_{th} \equiv \Gamma I_0 = \frac{2\pi}{\Phi_0} k_B T \quad (3.18)$$

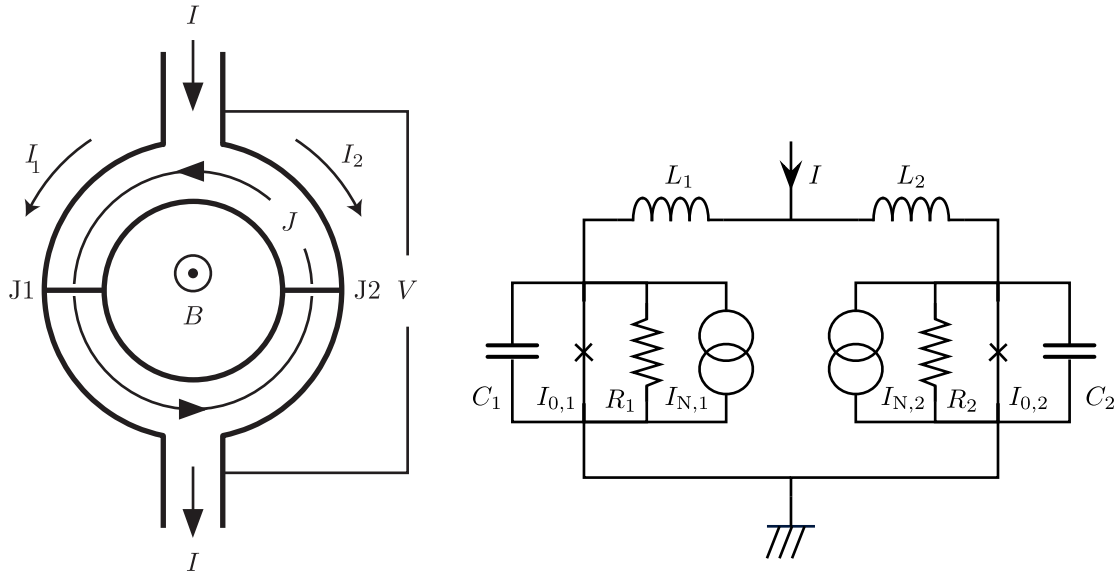


図 3.5 dc SQUID の構成: (左) dc SQUID の模式図、(右) dc SQUID の等価回路

と定義される。実用的には Γ は 1 以下に抑えることが望ましい。従って I_{th} は臨界電流の下限値を決める。液体窒素温度 $T = 77\text{ K}$ の場合は $I_{th} = 3.23\text{ }\mu\text{A}$ 、液体ヘリウム温度 $T = 4\text{ K}$ の場合は $I_{th} = 176\text{ nA}$ となる。臨界電流はこれら熱雑音電流値よりも大きくとらなければならない。SQUID では一般的に $\Gamma < 0.1$ となるよう設計される。

3.2 dc SQUID の原理

dc SQUID は超伝導リングに 2 つのジョセフソン接合を持つ。図 3.5 左に dc SQUID の模式図、右に等価回路を示す。超伝導リング内に外部から磁場 $H = B/\mu_0$ がかけられると、2 つの接合の臨界電流の和である I_c が磁束量子 $\Phi_0 = h/2e$ を周期に変調する。この I_c を読み出せば、SQUID に引加された微小な磁場を正確に読み出す事ができる。より一般的には、SQUID に I_c より高いバイアス電流をかけ、SQUID に発生する電圧を読み出す。 I_c が大きければ超伝導電流がより多く流れ SQUID に発生する電圧は低くなり、 I_c が小さければ逆に電圧は高くなる。すなわち、SQUID は磁場から電圧への変換器として働く。

3.2.1 基本原理

図 3.6 のように、dc SQUID の超伝導リング上に積分路 $1 \rightarrow 2$ と $1' \rightarrow 2'$ をとる。接合部での位相をそれぞれ $\phi(1)$ 、 $\phi(2)$ 、 $\phi(1')$ 、 $\phi(2')$ として、積分路に沿って積分を行えば

$$\phi(1) - \phi(2) = \frac{2\pi}{\Phi_0} \mu_0 \lambda_L^2 \int_2^1 \vec{j}_s d\vec{l} + \frac{2\pi}{\Phi_0} \int_2^1 \vec{A} d\vec{l} \quad (3.19)$$

また

$$\phi(2') - \phi(1') = \frac{2\pi}{\Phi_0} \mu_0 \lambda_L^2 \int_{1'}^{2'} \vec{j}_s d\vec{l} + \frac{2\pi}{\Phi_0} \int_{1'}^{2'} \vec{A} d\vec{l} \quad (3.20)$$

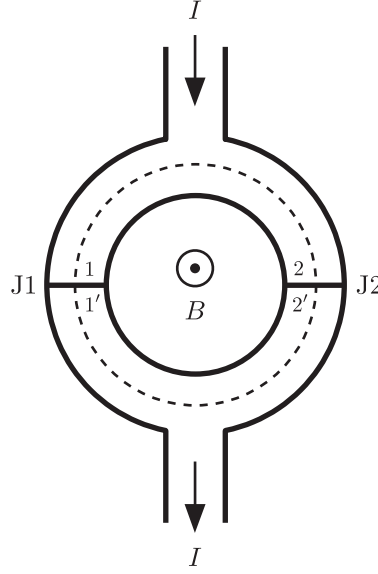


図 3.6 dc SQUID 超伝導リング上の積分路

となる。但し、 λ_L はロンドンの侵入長、 $\vec{j}_s$ は超伝導体中の超伝導電流密度、 $\vec{A}$ は外部磁場のベクトルポテンシャルを示す。これら 2 式を足し合わせ、かつ両辺に $(2\pi/\Phi_0) \left[\int_2^{2'} \vec{A} d\vec{l} + \int_1^{1'} \vec{A} d\vec{l} \right]$ を加えれば

$$\begin{aligned} \phi(2') - \phi(2) - \frac{2\pi}{\Phi_0} \int_2^{2'} \vec{A} d\vec{l} - \left(\phi(1') - \phi(1) - \frac{2\pi}{\Phi_0} \int_1^{1'} \vec{A} d\vec{l} \right) \\ = \frac{2\pi}{\Phi_0} \oint \vec{A} d\vec{l} + \frac{2\pi}{\Phi_0} \mu_0 \lambda_L^2 \left(\int_2^1 \vec{j}_s d\vec{l} + \int_{1'}^{2'} \vec{j}_s d\vec{l} \right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

を得る。左辺に表れるベクトルポテンシャルの積分は絶縁体と超伝導体のサイズ比から無視する。さらに $\delta_1 \equiv \phi(1') - \phi(1)$ 、 $\delta_2 \equiv \phi(2') - \phi(2)$ と定義すれば、上式は

$$\delta_2 - \delta_1 = \frac{2\pi}{\Phi_0} \left\{ \Phi + \mu_0 \lambda_L^2 \left(\int_2^1 \vec{j}_s d\vec{l} + \int_{1'}^{2'} \vec{j}_s d\vec{l} \right) \right\} = \frac{2\pi}{\Phi_0} \Phi_T \quad (3.22)$$

となる。 Φ_T は SQUID を貫く全磁束を示している。超伝導リングの自己インダクタンスを L 、リングを流れる超伝導電流を J とすれば、 Φ_T は

$$\Phi_T = \Phi_a + LJ \quad (3.23)$$

である。但し、 Φ_a は外部から SQUID へ印可した磁束である。

3.1.1 節で採用した RCSJ モデルを用い、dc SQUID の等価回路を表したものが図 3.5 右である。SQUID に外部から磁束を印可すると、超伝導リングに超伝導電流 J が流れる。接合 J1 を流れる電流 I_1 は $I_1 = I/2 + J$ となり、接合 J2 を流れる電流 I_2 は $I_2 = I/2 - J$ となる。キルヒホッフの法則より、それぞれの接合について

$$\frac{I}{2} \pm J = I_{0,k} \sin \delta_k + \frac{\Phi_0}{2\pi R_k} \dot{\delta}_k + \frac{\Phi_0}{2\pi} C_k \ddot{\delta}_k + I_{N,k} \quad (\text{for } k = 1, 2) \quad (3.24)$$

を得る。それぞれの接合で発生する電圧 U_k ($k = 1, 2$) は

$$U_k = \frac{\Phi_0}{2\pi} \dot{\delta}_k \quad (k = 1, 2) \quad (3.25)$$

である。

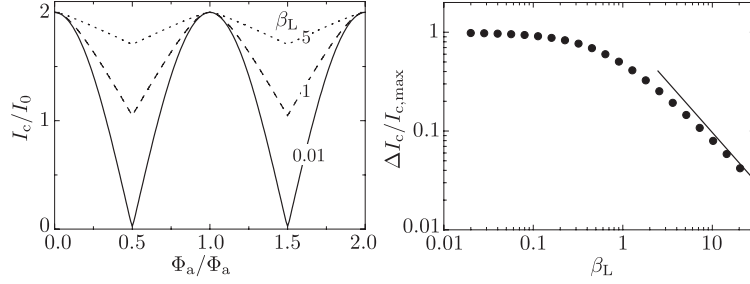


図 3.7 β_L と臨界電流の変調幅の関係: (左) $\beta_L = 0.01, 1, 5$ に対する引加磁場と dc SQUID の臨界電流の関係、(右) β_L と変調幅の関係 (実線は β_L^{-1}) [7]

いま、臨界電流 $I_0 = (I_{0,1} + I_{0,2})/2$ 、抵抗 $R = 2R_1R_2/(R_1 + R_2)$ 、静電容量 $C = (C_1 + C_2)/2$ とし、(3.24) 式と (3.22) 式について電流は I_0 で、抵抗は R で、時間は $\tau \equiv \Phi_0/(2\pi I_0 R) = \omega_c^{-1}$ で、電圧は $I_0 R$ で、磁場は Φ_0 でそれぞれ無次元化すると

$$\frac{i}{2} + j = (1 - \alpha_I) \sin \delta_1 + (1 - \alpha_R) \dot{\delta}_1 + \beta_c (1 - \alpha_C) \ddot{\delta}_1 + i_{N,1} \quad (3.26)$$

$$\frac{i}{2} - j = (1 + \alpha_I) \sin \delta_2 + (1 + \alpha_R) \dot{\delta}_2 + \beta_c (1 + \alpha_C) \ddot{\delta}_2 + i_{N,2} \quad (3.27)$$

また

$$\delta_2 - \delta_1 = 2\pi(\phi_a - \frac{1}{2}\beta_L j) \quad (3.28)$$

を得る。但し、 $i \equiv I/I_0$ 、 $j \equiv J/I_0$ 、 $i_{N,k} \equiv I_{N,k}/I_0$ ($k = 1, 2$)、 $\phi_a = \Phi_a/\Phi_0$ 、また α_I 、 α_R 、 α_C はそれぞれ接合での臨界電流、抵抗、静電容量の非対称パラメータである。時間微分は τ での微分を表す。さらに β_L は Screening パラメータで

$$\beta_L \equiv \frac{2LI_0}{\Phi_0} \quad (3.29)$$

である。無次元化された電圧 u_k は $u_k = \dot{\delta}_k$ ($k = 1, 2$) となる。

最も単純な極限として、2つの接合の特性が同一な場合の静的解を考える。(3.26) 式と (3.27) 式は

$$\frac{i}{2} + j = \sin \delta_1, \quad \frac{i}{2} - j = \sin \delta_2 \quad (3.30)$$

となる。さらに SQUID の自己インダクタンスが無視出来る極限では $\beta_L \ll 1$ より (3.28) 式は

$$\delta_2 - \delta_1 = 2\pi\phi_a \quad (3.31)$$

となる。これらより

$$i = \sin \delta_1 + \sin \delta_2 = \sin \delta_1 + \sin(\delta_1 + 2\pi\phi_a) \quad (3.32)$$

となる。 $\gamma \equiv \delta_1 + \pi\phi_a$ と定義すると最終的に

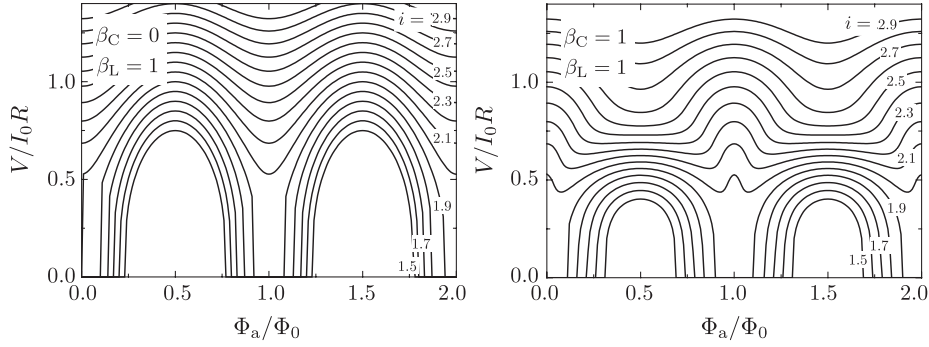
$$i = 2 \sin \gamma \cdot \cos(\pi\phi_a) \quad (3.33)$$

を得る。従って超伝導電流の最大値である臨界電流は正規化されたもので $i_c = 2|\cos(\pi\phi_a)|$ 、また一般的には

$$I_c = 2I_0 \left| \cos \left(\pi \frac{\Phi_a}{\Phi_0} \right) \right| \quad (3.34)$$

となる。この極限は臨界電流は 0 から $2I_0$ までを変調することが分かる。

実際には SQUID の自己インダクタンス L は無視出来ない。 L は臨界電流の変調幅 $\Delta I_c/I_{c,\max}$ を $1/(\beta_L + 1)$ 倍減少させる。すなわち $\beta_L = 1$ のとき、臨界電流の変調は半分となる。 $\beta_L \gg 1$ では変調量は $1/\beta_L$ で減少して行く。外

図 3.8 Φ - V 特性: (左) $\beta_C = 0$ 、(右) $\beta_C = 1$ [7]

部から引加された磁場が $\Phi_0/2$ のとき、SQUID ループ内の磁束を量子化するために必要な循環電流は $J = \Phi_0/2L$ のオーダーである。すると、SQUID の臨界電流の最小値は $2(I_0 - J)$ のオーダーとなり、従って $\Delta I_c/I_{c,\max}$ は

$$\Delta I_c/I_{c,\max} \approx \frac{I_{c,\max} - 2(I_0 - J)}{I_{c,\max}} = \frac{\Phi_0}{2LI_0} = \frac{1}{\beta_L} \quad (3.35)$$

となり、 $1/\beta_L$ で減少することが分かる。図 3.7 に β_L と臨界電流の変調幅の関係について示す。

これまでは SQUID が超伝導状態で接合に電圧が発生しない場合を考えてきたが、ここからは接合に電圧が発生する場合を考えて行く。始めに $\beta_L \ll 1$ の場合を考える。2つの接合の特性は同一とすれば、(3.26) 式、(3.27) 式は

$$\frac{i}{2} + j = \sin \delta_1 + \dot{\delta}_1 + \beta_c \ddot{\delta}_1 \quad (3.36)$$

$$\frac{i}{2} - j = \sin \delta_2 + \dot{\delta}_2 + \beta_c \ddot{\delta}_2 \quad (3.37)$$

となる。また $\beta_L \ll 1$ なので (3.28) 式より $\dot{\delta}_1 = \dot{\delta}_2$ と

$$i = \sin \delta_1 + \sin(\delta_1 + 2\pi\phi_a) + 2\dot{\delta}_1 + 2\beta_c \ddot{\delta}_1 \quad (3.38)$$

を得る。 $\gamma = \delta_1 + \pi\phi_a$ として、 $i = 2(\cos \pi\phi_a \cdot \sin \gamma + \dot{\gamma} + \beta_c \ddot{\gamma})$ 、または一般的に

$$I = 2I_0 \cos\left(\pi \frac{\Phi_a}{\Phi_0}\right) \sin \gamma + \frac{2\Phi_0}{2\pi R} \dot{\gamma} + \frac{2\Phi_0}{2\pi} C \ddot{\gamma} \quad (3.39)$$

となる。図 3.8 左に $\beta_C = 0$ のときの Φ - V 特性シミュレーションを示す。さて、この式は抵抗を $R/2$ 、静電容量を $2C$ 、臨界電流を $2I_0 \cos \pi\phi_a$ としたときのジョセフソン接合の RCSJ モデルの (3.4) 式と等しい。従って、 $\beta_c \ll 1$ の極限では dc SQUID の電流-電圧変換特性は $I > I_c$ で

$$V = \frac{R}{2} \sqrt{I^2 - I_c^2} \quad (3.40)$$

となる。従って dc SQUID に発生する電圧は印可した磁束によって Φ_0 を周期に変動することが分かる。上式を Φ_a で偏微分すると

$$\frac{\partial V}{\partial \Phi_a} = -2\pi \frac{I_0 R}{\Phi_0} \frac{I_0 \sin(\pi\Phi_a/\Phi_0) \cos(\pi\Phi_a/\Phi_0)}{\sqrt{I^2 - I_c^2}} \quad (3.41)$$

となる。この式は $I = I_c$ で発散してしまうが、ノイズを無視出来ない状態では発散せずあらゆる I について有限の値をとる。またそのときの最大値は上式で発散するあたりになる。そこで、入力した磁場に対し出力される電圧が最大となるときを SQUID の磁束-電圧変換係数 V_Φ として

$$V_\Phi = \max \left(\left| \frac{\partial V}{\partial \Phi_a} \right| \right) \quad (3.42)$$

と定義する。また、(3.40) 式より出力電圧の Peak-to-Peak V_{pp} は

$$V_{pp} = V(\Phi_a = \Phi_0/2) - V(\Phi_a = 0) = I_0 R \left[\frac{I}{2I_0} - \sqrt{\left(\frac{I}{2I_0}\right)^2 - 1} \right] \quad (3.43)$$

となる。 V_{pp} は $I = 2I_0$ のとき最大値 $I_0 R$ を取ることが分かる。

β_L が無視できない場合は臨界電流が $1/(\beta_L + 1)$ 倍となることから、 $\partial V / \partial \Phi_{in}$ は

$$\frac{\partial V}{\partial \Phi_a} \propto \frac{1}{\beta_L + 1} \quad (3.44)$$

となり、同様に V_Φ も

$$V_\Phi \propto \frac{1}{\beta_L + 1} \quad (3.45)$$

と減少する。 β_L は小さいほど出力が大きくなり最適化されそうだが、実際にはノイズの影響により $\beta_L \approx 1$ が最適値となる。SQUID の最適化は後ほど議論する。

最後に静電容量 C の電流-電圧変換特性への影響を考える。 C がある程度大きくなり、ジョセフソン周波数 $f_J = \omega_c / 2\pi = V / \Phi_0$ が共振周波数 $1/2\pi\sqrt{LC/2}$ と同程度となると L - C 共振の効果が無視出来なくなる。 $\Phi_a = 0$ のとき 2 つの接合は位相があっており発振しないが、 $\Phi_a = \Phi_0/2$ のように位相がずれると発振し始める。共振が起こるとジョセフソン電流の DC 成分が大きくなり、その分 SQUID に発生する電圧は小さくなってしまう。SQUID の出力電圧の特性とは全く逆に働くので、出力が最も少ない $\Phi_a = 0$ のときは変わらず、出力が最大となる $\Phi_a = \Phi_0/2$ のときに出力が減ってしまい、 Φ - V 特性は図 3.8 右のようになってしまう。

ジョセフソン接合のポテンシャルエネルギーは洗濯板様だったが dc SQUID の場合はどうだろうか。2 つの接合特性が同一だとすれば、SQUID のポテンシャルエネルギー U_{SQUID} は

$$\frac{U_{\text{SQUID}}}{2E_J} = \frac{1}{\pi\beta_L} \left(\frac{\delta_2 - \delta_1}{2} - \pi \frac{\Phi_a}{\Phi_0} \right)^2 - \cos \frac{\delta_2 - \delta_1}{2} \cos \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} - \frac{I}{2I_0} \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \quad (3.46)$$

となる。ジョセフソン接合のポテンシャルと同じアナロジーを用いれば、この 2 次元のポテンシャルは全体的には放物線状の形をしており、表面にコサイン状の隆起がある。バイアス電流 I を流す事でポテンシャルは傾きだし、あるところから隆起の谷を辿って質点が転がりだし、SQUID に電圧が発生するメカニズムである。

3.2.2 熱的揺らぎ

超伝導リングの自己インダクタンス L のノイズへの寄与を考えるために、熱的揺らぎによる入力磁束 Φ_T の揺らぎを考える。(3.46) 式より Φ_T はポテンシャルに 2 乗で効いており、これを熱力学の原理から古典的調和振動子の平均エネルギーとみなせば、

$$\left\langle \frac{(\delta_2 - \delta_1 - 2\pi\Phi_a/\Phi_0)^2}{4\pi\beta_L} \right\rangle \simeq \left\langle \frac{U_{\text{SQUID}}}{2E_J} \right\rangle = \frac{k_B T / 2}{2E_J} \quad (3.47)$$

となる。上式より

$$\langle (\delta_2 - \delta_1 - 2\pi\Phi_a/\Phi_0)^2 \rangle = \frac{L}{L_F} \quad (3.48)$$

但し L_F は $L_F \equiv (\Phi_0/2\pi)^2 / k_B T$ と定義され、熱揺らぎに対する L の上限しきい値を与える。 Γ と L_F を用いれば SQUID の熱的揺らぎを評価することが出来る。熱的揺らぎが小さい SQUID では Γ と L/L_F が 1 よりもずっと小さい。一方、揺らぎが大きい場合は Γ と L/L_F が 1 またはそれよりも大きくなる。液体ヘリウム温度 4.2 K では $L_F = 1.87$ nH で、液体窒素温度 77 K では $L_F = 102$ pH である。超伝導リングの自己インダクタンスの典型値 100 pH 程度で、液体ヘリウム温度以下で用いる場合には $L/L_F \ll 1$ より揺らぎの影響が小さい。また $\pi\beta_L\Gamma = L/L_F$ より

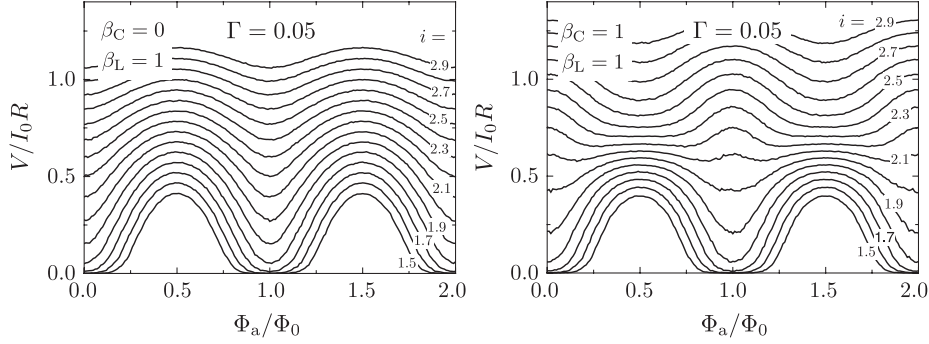


図 3.9 熱的ノイズを加味した Φ - V 特性: (左) $\beta_C = 0$ 、(右) $\beta_C = 1$ [7]

$\beta_L \sim 1$ とすれば Γ についても $\Gamma \ll 1$ となり理想的である。一方液体窒素温度での使用は熱的揺らぎのしきい値にすぐ達してしまう。

図 3.9 は熱的揺らぎ $\Gamma = 0.05$ の場合の Φ - V 特性のシミュレーション結果である [7]。熱的揺らぎを無視した Φ - V 特性 (図 3.8 左) と比較すると、3.1.2 節で見た Γ の効果による遷移端の丸まり効果によって、より正弦波状へと変形している。従って V_Φ は小さくなるが、一方で $I < 2I_0$ での入力への線形性が向上している。

3.2.3 ジョンソンノイズ

接合のシャント抵抗で発生する電圧ノイズのパワースペクトル S_V は

$$S_V = 4k_B T R \quad (3.49)$$

と与えられ、これが SQUID の出力や超伝導リングの循環電流に揺らぎを与える。 $I_0 = 0$ の常伝導リングであれば両者の間には相関はないが、SQUID では循環電流 J の揺らぎ δJ は磁束の揺らぎ $\delta \Phi$ を与え、また出力 V は磁束の関数であることから両者は相関を持つ。

さて、 S_V を特性周波数 $\omega_c = \tau^{-1} = 2\pi I_0 R / \Phi_0$ と $V_c = I_0 R$ を用いて無次元化すると

$$s_V = S_V \frac{\omega_c}{V_c^2} = 4\Gamma \quad (3.50)$$

と Γ のみで表すことが出来る。(3.35) 式や (3.45) 式、また β_C による Φ - V 特性の歪みと合わせれば、dc SQUID の性能値は β_C 、 β_L 、 Γ の 3 つのパラメータで特徴付けられることになる。次節ではこれらの最適化について議論を行う。

3.2.4 最適化

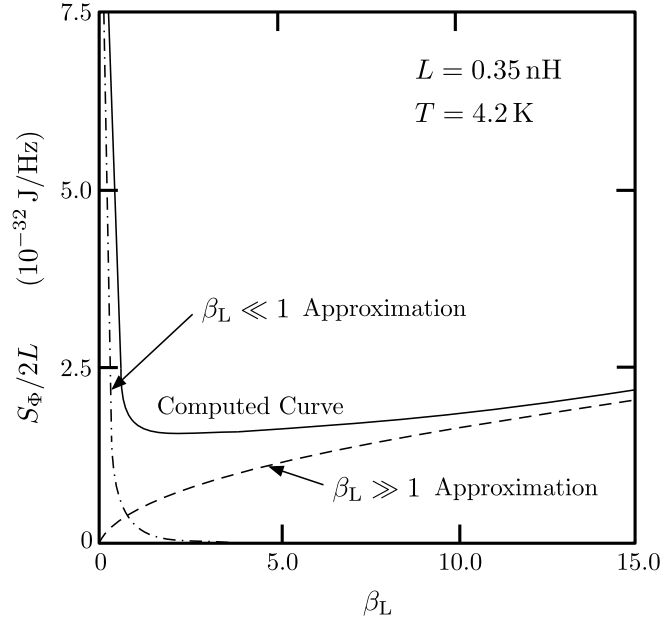
dc SQUID の性能値は β_C 、 β_L 、 Γ で特徴付けられる。各パラメータの最適値は何であろうか。各パラメータの定義を以下におさらいする。

$$\beta_C \equiv \frac{2\pi}{\Phi_0} I_0 R^2 C, \quad \beta_L \equiv \frac{2L I_0}{\Phi_0}, \quad \Gamma \equiv \frac{2\pi k_B T}{I_0 \Phi_0} \quad (3.51)$$

接合でのヒステリシスや、超伝導リングでの LC 共振を考えれば、 β_C の最適値は $\beta_C \ll 1$ と自明である。また熱的揺らぎによる入力磁束への揺らぎを抑えるには、 $\Gamma \ll 1$ としたい。 Γ について典型値を使い液体ヘリウム温度での値を求めると、

$$\Gamma = 0.018 \left(\frac{T}{4.2 \text{ K}} \right) \left(\frac{10 \mu\text{A}}{I_0} \right) \quad (3.52)$$

と非常に小さく、従って液体ヘリウム温度では特に考慮する必要はないだろう。一方液体窒素温度ではこの値の約 18 倍となるため、揺らぎの効果が無視出来なくなる。

図 3.10 β_L の最適化 [35]

β_L は (3.35) 式や (3.45) 式のように出力を減少させるが、 $\beta_L \ll 1$ が最適値とはならない。図 3.10 に、入力コイルと超伝導リングの結合係数、また入力コイルの自己インダクタンスを定数と置いたときの β_L と $S_\Phi/2L$ の関係の数値計算結果を示す [35]。 $S_\Phi/2L$ は電流ノイズ相当の値で、 $\beta_L \ll 1$ では非常に大きな値となる。値が落ち着きだすのは $\beta_L \approx 1$ の辺りであり、従って β_L の最適値は $\beta_L \approx 1$ となる。

まとめると、 β_C 、 β_L 、 Γ の最適値は

$$\beta_C \ll 1, \quad \beta_L \approx 1, \quad \Gamma \ll 1 \quad (3.53)$$

となる。

3.2.5 数値解析と近似解

dc SQUID の性能値を定量的に議論するために、(3.26) 式から (3.28) 式までが数値解析されている。

最適化された SQUID、すなわち $\beta_C \ll 1$ 、 $\beta_L \approx 1$ 、また $\Gamma = 0.05$ の時、出力が最大となる動作点 $I \approx 1.6I_0$ 、 $\Phi_a = 0.25\Phi_0$ での磁束-電圧変換係数 V_Φ 、電圧ノイズのパワースペクトル S_V 、磁束ノイズのパワースペクトル S_Φ は

$$V_\Phi \approx \frac{R}{L} \quad (3.54)$$

$$S_V \approx 16k_B T R \quad (3.55)$$

$$S_\Phi \approx \frac{16k_B T L^2}{R} \quad (3.56)$$

と近似される [5, 6, 36, 32]。磁束ノイズ S_Φ は、電圧ノイズを入力磁束換算したもので、

$$S_\Phi = \frac{S_V}{V_\Phi^2} \quad (3.57)$$

である。

液体窒素温度で動作する SQUID の場合は $\Gamma \sim 1$ となり上記の近似解は成り立たない。この場合はより一般化され

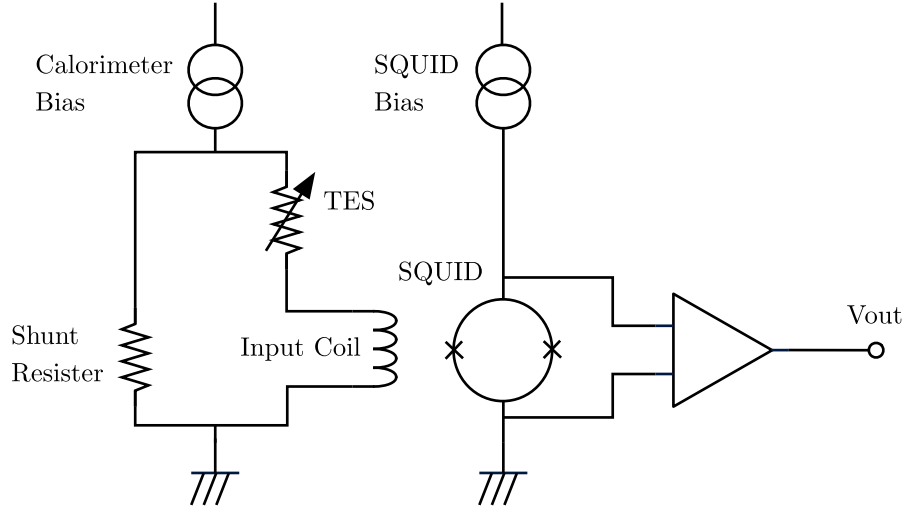


図 3.11 SQUID を用いたカロリメータの読み出し系

た次の近似式がよく用いられる [9, 8]。

$$V_{\Phi} = \frac{4I_0 R}{\Phi_0(1 + \beta_L)} \exp\left(-\frac{3.5\pi^2(\delta\Phi_n)^2}{\Phi_0^2}\right) = \frac{4I_0 R}{\Phi_0(1 + \beta_L)} \exp(-2.75\Gamma\beta_L) \quad (3.58)$$

$$S_{\Phi} = \alpha L^2 \left(\frac{2k_B T}{R}\right) \left[1 + \left(\frac{R}{LV_{\Phi}}\right)^2\right] \quad (3.59)$$

但し、 $(\delta\Phi_n)^2 = k_B T L$ で磁束ノイズの自乗平均、また $\alpha = 1 + \exp(1.23 - 4.82\Gamma)$ である。

また動抵抗 R_{dyn} は数値解析の Φ - V 特性より、

$$R_{\text{dyn}} = \frac{R}{\sqrt{2}} \quad (3.60)$$

と与えられることが知られている。

3.3 SQUID を用いた読み出し系

低電圧バイアス下で TES の電流変化を読み出すには電流計が必要である。TES の電流は $\sim 100 \mu\text{A}$ と小さくまた TES の出力インピーダンスも数十 $\text{m}\Omega$ と小さいので、低インピーダンスの電流計が望ましい。一般的に低インピーダンスの電流計は電流をコイルに流し発生した磁場を計測することで成り立っているが、その点で磁束量子程度の極僅かな磁束に感度がある SQUID は最良の電流計である。SQUID を用いたカロリメータの読み出し系の模式図を図 3.11 に示す。TES からの電流は SQUID の超伝導リングと結合された数十 pH から数 nH 程度の入力コイルを介し磁束へ変換され SQUID へ入力される。SQUID からは入力した磁束に応じた電圧が出力され、TES からの信号を読み出すことが出来るようになる。このように TES の読み出しでは SQUID は電流電圧変換器 (トランスインピーダンスアンプ) として用いられる。

入力コイルと SQUID の超伝導リング間の相互インダクタンスを M_{in} とすると、dc SQUID の入力電流と出力電圧の変換係数、すなわちトランスインピーダンスゲイン Z_{tran} は

$$Z_{\text{tran}} = M_{\text{in}} V_{\Phi} \quad (3.61)$$

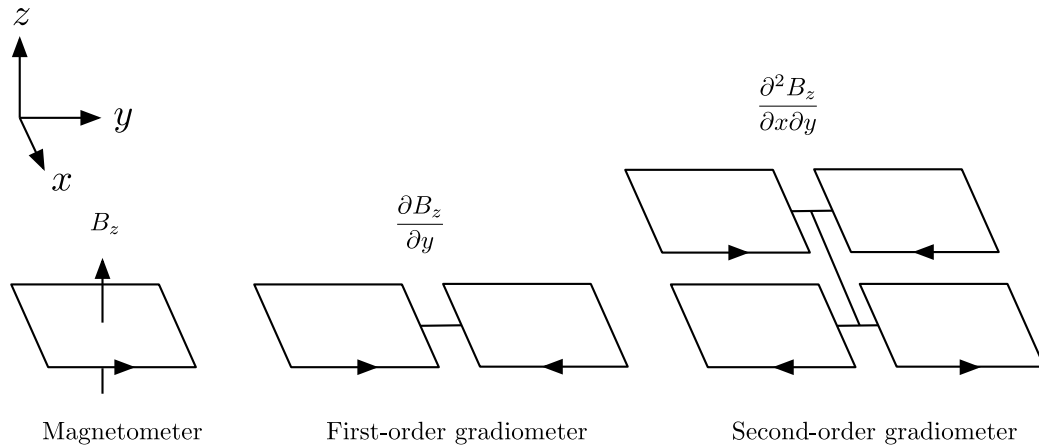


図 3.12 グラジオメータ: (左) 磁束計、(中) 1 次のグラジオメータ、(右) 2 次のグラジオメータ

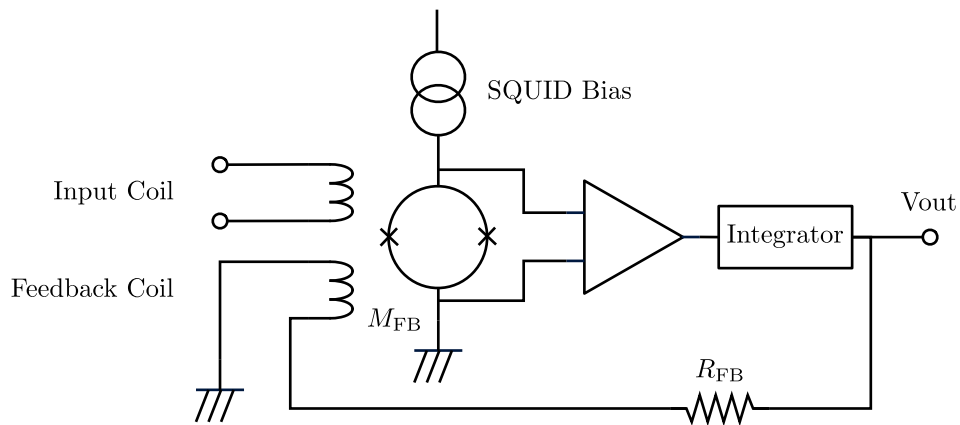


図 3.13 磁束固定ループ (FLL) 回路の模式図

となる。また、SQUID の電圧ノイズを入力電流へ換算した入力電流換算ノイズ I_N は、上記の Z_{tran} を用いて

$$I_N = \frac{\sqrt{S_V}}{Z_{\text{tran}}} = \frac{\sqrt{S_\Phi}}{M_{\text{in}}} \quad (3.62)$$

と与えられる。

3.3.1 グラジオメータ

SQUID は磁束を電圧に変換する。従って磁気シールドで SQUID を完全に覆わなければ、地磁気や外来からの磁気ノイズへも敏感に反応し電流計としては使えなくなってしまう。磁気シールドが使用出来ないような環境下では、図 3.12 に示すような一次微分型や二次微分型のコイルが使用される。これらをグラジオメータと呼ぶ。一次微分型グラジオメータは超伝導リングと入力コイルを逆方向につなげ使用する。また二次微分型グラジオメータは一次微分型 2 つを逆向きにつなげ使用する。外来からの磁束 B_z は一次の場合 $\partial B_z / \partial y$ 、二次の場合 $\partial^2 B_z / (\partial x \partial y)$ として入力されるので、空間的に一様な地磁気や磁気ノイズの場合はほとんどが除去される。

3.3.2 磁束固定ループ (flux-locked loop)

SQUID は外部磁束に対して周期的な応答をするため、動作点が少しずれただけでも増幅率が大きく変動してしまい、応答は非線形である。さらに大きな入力に対しては出力の折り返しが発生してしまう。そのため一般的にはフィードバックをかけて動作させる。これは、SQUID を貫く磁束が一定に保たれるようにフィードバックをかけることから、磁束固定ループ (FLL: Flux-Locked Loop) と呼ばれる。SQUID の出力は、図 3.13 に示すように、フィードバック抵抗を介して SQUID に磁氣的に結合されたフィードバックコイルに戻される。

このとき、フィードバック量 b は

$$b = \frac{\Phi_{FB}}{V_{out}} = \frac{M_{FB}}{R_{FB}} \quad (3.63)$$

で与えられ、FLL 回路のゲインは $1/b = R_{FB}/M_{FB}$ となる。ただし、 R_{FB} はフィードバック抵抗、 M_{FB} はフィードバックコイルと SQUID との相互インダクタンスである。入力コイルを流れる電流 I_{in} が SQUID に作る磁束 Φ_{in} は、入力コイルと SQUID の相互インダクタンスを M_{in} として

$$\Phi_{in} = M_{in} I_{in} \quad (3.64)$$

である。したがって、磁束固定ループを用いた場合の電流電圧変換係数 Ξ は

$$\Xi = \frac{M_{in}}{M_{FB}} R_{FB} \quad (3.65)$$

で与えられる。一般的には FLL 回路はロックイン増幅とともに使用されることが多いが、これは SQUID の周波数帯域を狭めてしまう。そこで、カロリメータの読み出し系としては次に述べる SQUID アレイを用いる方がよい。

3.3.3 SQUID アレイ

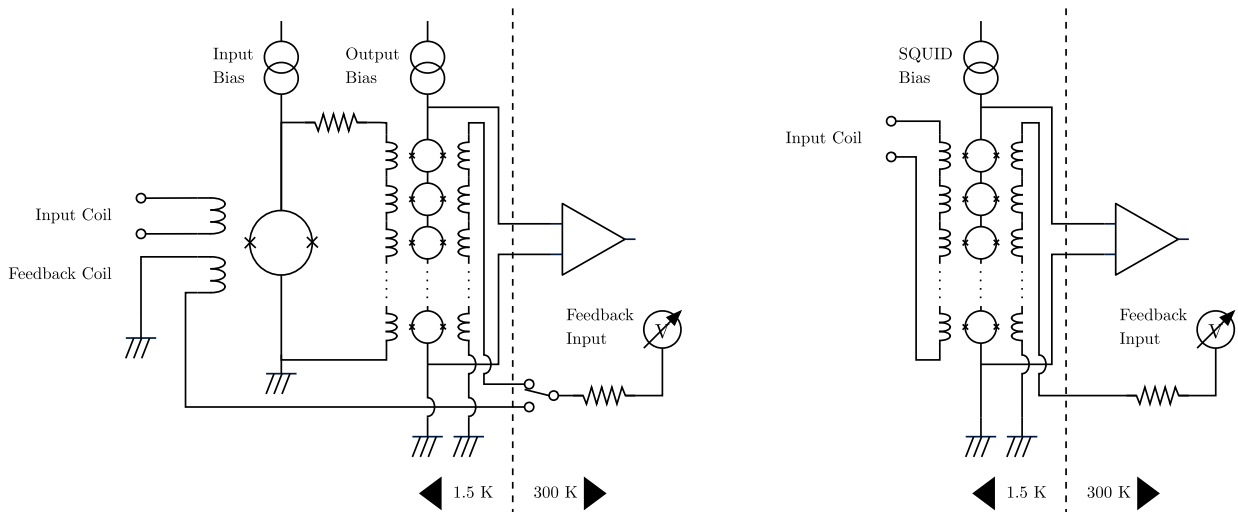


図 3.14 SQUID アレイを用いたカロリメータの読み出し系: (左) 2 段式 SQUID アンプ (Two Stage SQUID)、(右) 1 段式 SQUID アンプ (Serial SQUID array)

dc SQUID を直列に結合させ同位相で動作させると、個々の SQUID からの出力が加算され大きな出力を取り出せるようになる。これを dc SQUID アレイと呼ぶ。このように直列にアレイ化を行うと、入力コイルのインピーダンスが大きくなるため、必要に応じ並列化も行うことで入力コイルの自己インダクタンスを下げインピーダンスを下げるこ

も行われる。単体では出力が小さくまたノイズが大きい SQUID も、アレイ化することで高利得化かつ低ノイズ化を行うことが出来る。

今、 n 直列かつ m 並列の、すなわち $n \times m$ 個の dc SQUID からなる SQUID アレイを考える。SQUID 単体の磁束-電圧変換係数を V_Φ 、電圧ノイズのパワースペクトルを S_V 、磁束ノイズのパワースペクトルを S_Φ 、また動抵抗を R_{dyn} とすると、アレイの伝達関数 $\mathcal{V}_\Phi$ 、電圧ノイズのパワースペクトル S_V 、磁束ノイズのパワースペクトル S_Φ 、また動抵抗 R_{dyn} は

$$\mathcal{V}_\Phi = nV_\Phi \quad (3.66)$$

$$S_V = nmS_V \quad (3.67)$$

$$S_\Phi = \frac{S_V}{\mathcal{V}_\Phi^2} = \frac{m}{n} S_\Phi \quad (3.68)$$

$$R_{\text{dyn}} = \frac{n}{m} R_{\text{dyn}} \quad (3.69)$$

となる。従って単体のトランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = M_{\text{in}} V_\Phi$ よりアレイのトランスインピーダンスゲイン Z_{tran} は

$$Z_{\text{tran}} = M_{\text{in}} \mathcal{V}_\Phi = nM_{\text{in}} V_\Phi \quad (3.70)$$

を得る。SQUID からの出力はこのようにアレイ化によって n 倍に大きくなる。一方、電圧ノイズと磁束ノイズも nm 倍と大きくなっている。しかし、これらを入力電流換算した入力電流換算ノイズ I_N は

$$I_N = \frac{\sqrt{S_V}}{Z_{\text{tran}}} = \sqrt{\frac{m}{n}} I_N \quad (3.71)$$

と $\sqrt{m/n}$ 倍となる。但し I_N は SQUID 単体での電流換算ノイズを表す。従って $n > m$ であれば SQUID の S/N 比が上がり実質的にはノイズレベルが下がっている。このようにアレイ化、特に直列化は出力を増やしノイズを減らす効果があり、大変有用である。一般的に SQUID アレイの直列数は数十から数百に及ぶ。

SQUID アレイを用いた増幅回路には一般的に図 3.14 左のような 2 段式の SQUID アンプと図 3.14 右のような 1 段式の SQUID アンプがある。前者を TSS (Two Stage SQUID) アンプ、後者を SSA (Series SQUID Array) アンプと呼ぶ。

3.3.4 発熱

常に抵抗状態に置かれるようバイアスされている dc SQUID では出力に応じた発熱が発生する。発熱はシャント抵抗によるジュール熱で、最大発熱量 P は SQUID の出力が最大となる $I = 2I_0$ で $V = I_0 R$ のとき

$$P = VI = 2RI_0^2 \quad (3.72)$$

となる。dc SQUID アレイの場合は各単体 SQUID の発熱の和となり、 n 直列かつ m 並列のときアレイの最大発熱量 $\mathcal{P}$ は

$$\mathcal{P} = nmP \quad (3.73)$$

となる。

3.3.5 帯域

SQUID の出力は周期 Φ_0 の周期関数であり、入力が概ね $\pm 1/4\Phi_0$ を越えるとゲインの正負が逆転し FLL が成り立たなくなる。このとき SQUID の動作点は $1\Phi_0$ 分飛んでしまう。これをフラックスジャンプという。フラックスジャ

ンプをしない SQUID への最大入力量は SQUID と回路のループゲインで決まる。この最大入力量を $\Phi_{\max}$ とすれば

$$\frac{1}{1 + \mathcal{L}(f)} |\Phi_{\max}| < \frac{1}{4} \Phi_0 \quad (3.74)$$

である。但し、 $\mathcal{L}(f)$ は FLL のループゲインである。上式は FLL が正常に働き、線形性が確保される目安を与える。

3.3.6 SQUID ノイズのエネルギー分解能への寄与

SQUID ノイズのノイズ等価パワーは

$$\text{NEP}_{\text{readout}}^2 = \frac{i_n^2}{S_I^2} \quad (3.75)$$

で与えられる。ただし、 i_n は SQUID のノイズ電流密度である。SQUID ノイズのエネルギー分解能への寄与は、(2.97) 式を用いて

$$\Delta E_{\text{FWHM}} = 2.35 \left(\int_0^\infty \frac{4df}{\text{NEP}_{\text{readout}}^2(f)} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.76)$$

$$= 2.35 \frac{\mathcal{L}_0 + 1}{\mathcal{L}_0} |b| i_n \sqrt{\tau_{\text{eff}}} \quad (3.77)$$

$$= 2.35 \frac{\mathcal{L}_0 + 1}{\mathcal{L}_0} V_b i_n \sqrt{\tau_{\text{eff}}} \quad (3.78)$$

したがって $\mathcal{L}_0 \gg 1$ の場合は

$$\Delta E_{\text{FWHM}} \sim 2.35 V_b i_n \sqrt{\tau_{\text{eff}}} \quad (3.79)$$

となる。

第 4 章

TES 型マイクロカロリメータアレイシステム 開発における本修士論文の位置付け

4.1 TES 型マイクロカロリメータアレイシステムとは

アレイ化された X 線 TES 型マイクロカロリメータを用い、複数チャンネルから同時に読み出しと信号処理を行うことが出来るシステムを、TES 型マイクロカロリメータアレイシステム (または TES アレイシステム) と定義する。近年では検出効率の向上やイメージングのため TES を単素子で使用することは少なくほとんどの構成で TES アレイを使用している。例えば、DIOS 衛星では 16×16 の 256 ピクセル TES アレイを使用する予定である。

本節では本研究で扱ったアレイシステムである透過型電子顕微鏡 (TEM; Transmission Electron Microscope) 用 X 線 TES 型マイクロカロリメータシステムについて取り上げ、アレイシステムの特徴を議論する。このシステムは我々が研究開発を続けている天体物理学用 TES の地上応用という位置付けだけではなく、TES を用いたアレイシステムとして非常に重要な実験的プロジェクトである。一般的なカロリメータアレイとしては、有効面積やピクセル数、またエネルギー分解能などの向上を連立させることを目指す。実際の応用に即してはそれぞれに要求があり、それらの間で要求に優先順位を設け仕様を決定する必要があるだろう。TEM のシステムではリアルタイム性を重視し高カウントレートを重要視している。一方でアレイ数への要求は 10 チャンネル程度と小さく、TES アレイシステムのテストケースとして都合が良い。大規模アレイ実現に向けた第一歩として TEM システムの実現を目指している。

4.1.1 透過型電子顕微鏡 (TEM) 用 X 線 TES 型マイクロカロリメータシステム

サブナノメートルスケールという高い空間分解能で対象物を直接観察が可能な透過型電子顕微鏡 (TEM) は、ナノテクノロジー、材料工学、またバイオテクノロジーなどといった幅広い分野できわめて重要な研究ツールである。TEM を用いた組成分析ではエネルギー分散型 X 線分光 (EDS; Energy Dispersive x-ray Spectroscopy) の手法が一般的である。従来の半導体検出器 (SSD; Solid State Detector) を用いた EDS 分析では検出器のエネルギー分解能が低く (~ 100 eV)、異なる元素からの近接した X 線ピークを分離できず、高精度な分析を行うことが困難である。例えば、表 4.1 に挙げるような X 線ピークの組では、エネルギー分解能 130 eV 程度の SSD ではピークを分離することが出来ない。

そこで物質・材料研究機構 (NIMS)、宇宙科学研究所 (ISAS/JAXA)、九州大学、日本電子株式会社 (JEOL)、エスアイアイ・ナノテクノロジー株式会社 (SIINT) は、文部科学省のリーディングプロジェクト「次世代の電子顕微鏡要素技術開発」として共同研究グループを立ち上げ、従来の半導体 X 線検出器よりも 1 桁以上エネルギー分解能に優れた TES 型マイクロカロリメータを搭載する EDS 分析装置の研究開発を行い、これまでに EDS 分析装置としては例のないエネルギー分解能 10 eV を目指した。結果、平成 21 年には世界最高のエネルギー分解能である 7.8 eV (FWHM、

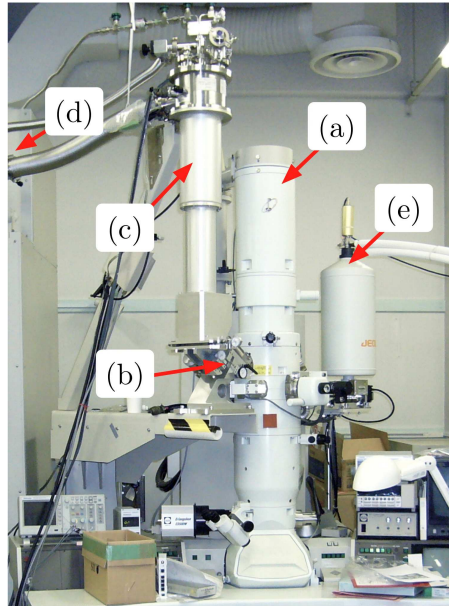


図 4.1 TEM-TES EDS 分析装置: (a) 透過型電子顕微鏡、(b)TES 型マイクロカロリメータ (内部)、(c) 希釈冷凍機、(d) 機械式冷凍機と防音室、(e) 半導体検出器による EDS 分析装置

表 4.1 半導体検出器 (SSD) では分離できない X 線ピークの組 [13]

ピーク 1		ピーク 2		エネルギー差 (eV)
特性 X 線	エネルギー (eV)	特性 X 線	エネルギー (eV)	
Ti $K\beta_1$	4932	V $K\alpha_1$	4952	20
V $K\beta_1$	5427	Cr $K\alpha_1$	5415	12
Cr $K\beta_1$	5947	Mn $K\alpha_1$	5899	48
Mn $K\beta_1$	6490	Fe $K\alpha_1$	6404	86
Fe $K\beta_1$	7058	Co $K\alpha_1$	6930	128
S $K\alpha_1$	2308	Mo $L\alpha_1$	2293	15
S $K\alpha_1$	2308	Pb $M\alpha_1$	2346	38
Si $K\alpha_1$	1740	W $M\alpha_1$	1775	35
Si $K\alpha_1$	1740	Ta $M\alpha_1$	1710	30
N $K\alpha_1$	392	C $K\alpha_1$	277	115
N $K\alpha_1$	392	Ti $L\alpha_1$	452	60
O $K\alpha_1$	525	Cr $L\alpha_1$	573	48
O $K\alpha_1$	525	V $L\alpha_1$	511	14

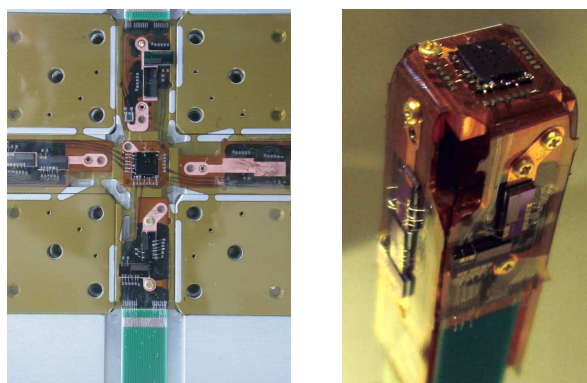


図 4.2 フレキシブル基板上の超伝導配線: (左) TES と SQUID のマウント、(右) プローブへのマウント

@1.7 keV) を達成した [13]。図 4.1 に開発した TEM-TES EDS 分析装置を示す。冷凍機は希釈冷凍機と無冷媒型の機械式冷凍機を併用し、音と振動が大きい機械式冷凍機は防音装置内に設置され、希釈冷凍機は TEM の鏡筒に沿って設置されている。TES 型マイクロカロリメータは希釈冷凍機の先端から伸びるプローブに取り付けられ 100 mK 以下まで冷却され、鏡筒内の試料室へ伸びている。

TES と SQUID

X 線マイクロカロリメータはセイコーインスツル株式会社 (SII) が開発した Ti/Au 二層薄膜の TES で、 3×3 の受光部に校正用 1 チャンネルの合計 10 チャンネル TES アレイである。本システムでは TES のチャンネルそれぞれを独立に読み出すので 10 個の SQUID が必要となる。TES と SQUID は TEM に並べて配置した希釈冷凍機から鏡筒へ伸びるプローブに配置される。プローブは無酸素銅 (OFC) の角柱状でサイズは $1 \text{ cm} \times 1 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$ と細長く、先端に TES を、側面に 10 個の SQUID を配置する。また側面の一面に制御用の温度計 (RuOx) を配置する。これらは超伝導配線を用いて接続をしなければならない。そこで折り曲げ可能なフレキシブル基板 (FPC) にニオブで超伝導配線を形成し、TES や SQUID はこの FPC 上にマウントしてアルミのボンディングワイヤで超伝導配線と接続した (図 4.2 左)。それを図 4.2 右の様に FPC を折り曲げることでプローブへマウントした。

SQUID は同じく SII が開発した 80 直列アレイの SII 80SSA を用いている。80SSA はトランスインピーダンスが 470Ω と利得の大きい SQUID アレイである [26]。このシリーズには 160 直列の 160SSA、240 直列の 240SSA、420 直列の 420SSA などがあり、我々の研究では TEM 用 X 線マイクロカロリメータシステム以外でも使用することの多い非常に馴染みの深い SQUID アレイである [16, 33, 19, 38, 14]。

読み出し系

読み出し系の設計と開発は主に我々宇宙科学研究所が行った [12, 11]。図 4.3 に読み出し系のブロック図を示す。室温へ引き出された SQUID からの配線は SHINT の 10 チャンネル SQUID 駆動装置へ接続される。SQUID 駆動装置はフィードバック抵抗 $12 \text{ k}\Omega$ で SQUID を FLL 駆動し、SQUID からの微小な信号を増幅してアナログ信号のまま出力を行う。これらアナログ回路で読み出された 10 チャンネルの TES 信号は、本システム用に開発した 4 チャンネル A/D 変換ボード 3 台へ、 $3 + 3 + 4$ チャンネルに分けられ入力される。A/D 変換ボードへのアナログ入力はバッファを介し乗算器 AD734 へ差動入力され、乗算器では次式に従い演算を行い ADC へ出力を行う。

$$V_{\text{out}} = ((V_{\text{in}+} - V_{\text{in}-}) \times G) / 10 + V_{\text{offset}} \quad (4.1)$$

G はゲインで 8-bit DAC により 256 段階で 0 から 10 まで可変設定が可能である。また V_{offset} はオフセット電圧で同じく 8-bit DAC により 256 段階で 0.9–1.1 V で可変設定が可能である。ADC は 4 チャンネル 14 ビット 50 MSPS

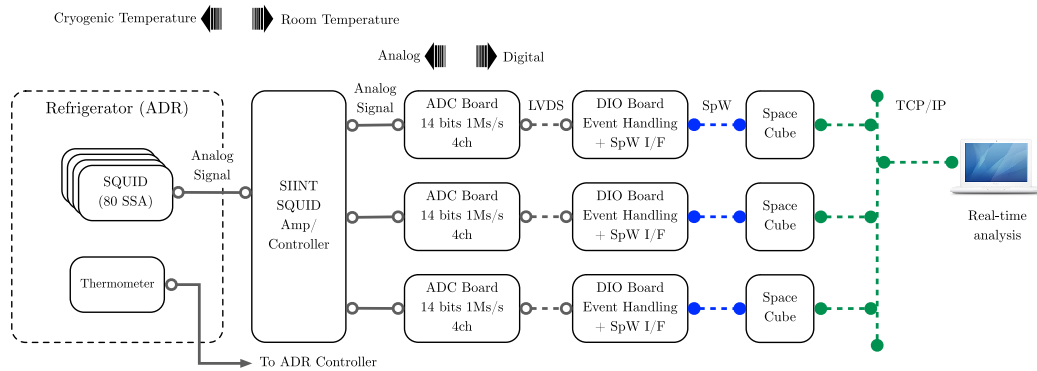


図 4.3 TEM 用 X 線マイクロカロリメータシステムの読み出し系

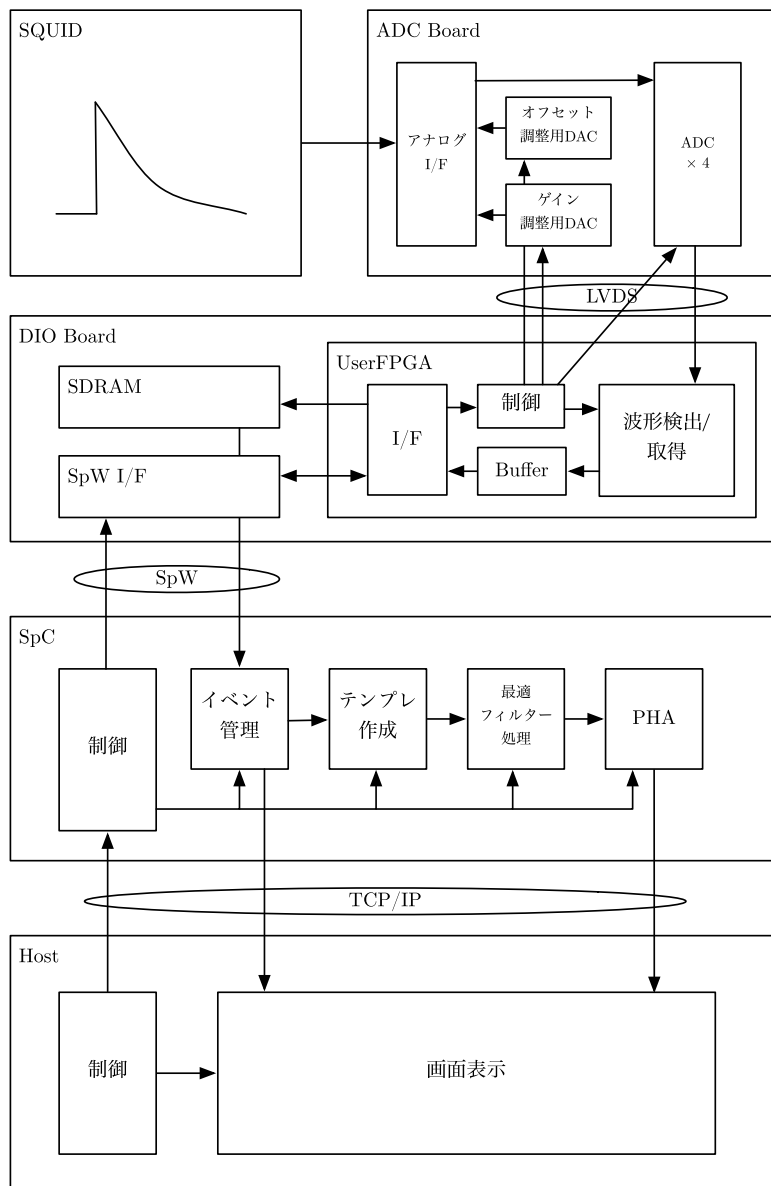


図 4.4 TEM 用 X 線マイクロカロリメータシステム読み出し系のプロセスフロー

の AD9259 を搭載し、入力信号を 1 MS/s でサンプリングし 0–2 V のオフセットバイナリでデジタル出力を行う。3 台の A/D 変換ボードにてデジタル化されたデータは、宇宙機用に宇宙科学研究所とシマフジ電機株式会社が共同開発した汎用 I/O ボードである DIO ボード (E.4.2 節) 3 台へ接続される。DIO ボードは 2 つの FPGA (Xilinx XC3S1000FTG256) を搭載し、うち一つはユーザーが自由に論理合成を行うことが出来る。そちらには TES パルスの波形検出器を組み込み、A/D 変換ボードから常時送出される信号からパルスを抽出し、2048 サンプル (～ 2 ms) をバッファへ保存する仕組みとなっている。バッファへ保存された波形は、3 台の SpaceCube (E.4.1 節) という同じく宇宙科学研究所とシマフジ電機株式会社が共同開発した宇宙機用の小型コンピュータから読み出され、最適フィルター処理を施し PHA データへ変換され、ユーザー端末へ TCP/IP 経由で送出される。図 4.4 に読み出し系のプロセスフローを示す。

信号処理

本システムで要求される 1 チャンネルあたりのカウントレートは 300 cps と非常に高い。従ってシステム全体でのカウントレートは 3,000 cps となる。このような高カウントレートではパイルアップの頻度が高くなるため、天体観測などでは通常フィルターなどでカウントレートを絞る。一方、本システムでは走査中に測定対象の組成分析をリアルタイムで行うことが重要なので、検出効率を上げるためにこのような高いカウントレートとなっている。

A/D 変換ボードからのデジタル出力は 14 ビットだが、データ格納時には空ビットを 2 ビット追加し 16 ビットとなる。よって 1 パルスあたりのデータ量は約 4kB となり、TES の 1 チャンネルあたり 1.2 MB/s の情報量となる。また A/D 変換ボードから SpaceCube までのデータ転送レートは 1 系統 (4 チャンネル) あたり約 40 Mbps、またシステム全体ではおよそ 100 Mbps となる。この転送レートは SpaceWire では特に問題にはならない。一方 SpaceCube では最適フィルター処理を 1 台あたり毎秒最大 1200 処理行わなければならない。従って 1 パルスの処理に割ける時間は最大で約 0.8 ms である。処理済みの PHA データは 1 パルスあたり 2 から 4 バイト程度で、ホストへの転送レートが特に問題となることはない。

4.2 TES アレイシステムの要請

TES アレイシステムには単体の TES を読み出し処理するシステムにはない特有な要請がある。TES アレイそのものや信号多重化回路など、アレイシステムの重要な構成要素についてはこれまで議論が重ねられてきているが [19, 38, 14]、完全な TES アレイシステムを実際に構築するとなると、それまで考えられなかった様々な課題が浮かび上がる。本節では、主に先ほど取り上げた TEM 用 X 線 TES 型マイクロカロリメータシステムの構築で課題となったアレイシステムの要請について整理を行い対応について議論を行う。これらは TEM システムからの要請だが、アレイシステム全般について同様の要請が十分有り得るので、TES アレイシステムで一般化できる要請と考えられる。

4.2.1 SQUID

TEM のシステムのように TES アレイの各チャンネルをそれぞれ独立に読み出す場合、TES のチャンネル数だけの SQUID が必要となる。一方、TES のチャンネル数が数十から数百程度となると、独立読み出しを行うには配線数が膨大となり室温回路からの熱流入や配線引き回しの問題が無視出来なくなる。何らかの信号多重化を行い配線数を減らすことが必須となる。例えば 100 ピクセルを超える TES アレイを搭載予定の DIOS では周波数分割方式の多重化が予定されている。TES の信号が多重化されることで必要な SQUID の数は大幅に減る。独立読み出しと多重化読み出しそれぞれの場合において、SQUID への要請は異なってくる。以下ではそれぞれについて議論を行う。

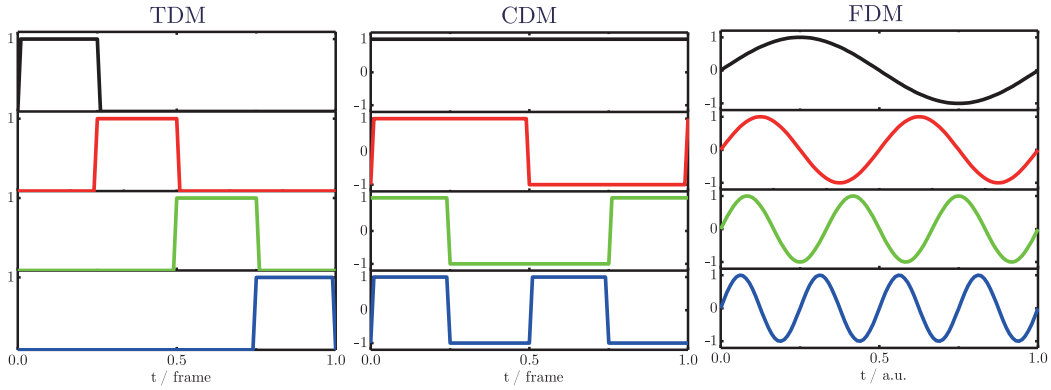


図 4.5 TES の信号多重化: (左) 時分割方式、(中) 符号分割方式、(右) 周波数分割方式 [17]

独立読み出しの場合

TES のチャンネル数が数十程度までの場合には独立読み出しが簡単明瞭である。この方式では室温からの配線数が非常に多くなる。一般的な TES と SQUID を仮定すると、1 チャンネルを駆動するためには TES バイアスで 2 本、SQUID バイアスと出力で 2 本、フィードバックで 2 本、合計 6 本の室温回路からの信号線が必要となる。実際、TEM のシステムでは 10 チャンネルを駆動するため 60 本の信号線が SQUID 駆動装置へ伸びていた。従って室温からの熱流入には注意を払わなければならない。

SQUID は極低温下で動作するので、TES と同じ極低温ステージに一般的に配置される。TES より一つ上のステージに置かれることもあるが、その場合 TES と SQUID 間の配線が長くなり回路の L 成分が無視出来なくなることがあり好ましくない。TES と同じステージに多数の SQUID が密集して配置されると、SQUID 自身の発熱が無視出来なくなる。SQUID からの排熱がステージの冷却能力を上回ると、ステージの温度が上昇する、温度が安定しない、などといった問題が発生する。

以上のように、独立読み出しでの SQUID への要請は主に熱への対処である。室温からの熱流入は、配線長を大きくし、また各ステージでサーマルアンカをしっかりと取る事で対処出来る。それでも熱流入が問題になるのであれば、独立読み出しはあきらめ信号多重化を検討すべきだろう。一方、SQUID 自身の発熱への対処は、SQUID の発熱を抑える以外に方法がない。一般的に SQUID の発熱量 P は、SQUID の臨界電流 I_0 、シャント抵抗 R を用いて

$$P = 2RI_0^2 \quad (4.2)$$

と表される。従って発熱を抑えるためには臨界電流とシャント抵抗のいずれか、またはその両方が小さい SQUID を使用すれば良い。しかし、それらを下げれば増幅率も下がり、S/N 比は悪くなる。システムの要求に合わせた適切な SQUID の設計が重要となる。

信号多重化読み出しの場合

TES の信号多重化には、時分割方式 (TDM; Time-division multiplexing)、符号分割方式 (CDM; Code-division multiplexing)、周波数分割方式 (FDM; Frequency-division multiplexing) の 3 つの方式がある。

TDM は各 TES からの入力に対応した SQUID を順次オン・オフすることで時間を区切り一つの信号線で複数の TES チャンネルを読み出す方式である (図 4.5 左)。SQUID のスイッチングを X 線パルスの時定数よりも十分早く行えば多重化が可能となる。この方式は 3 つの多重化方式の中で最も歴史が古く実績がある。一方、多重化数を N をすると、SQUID のノイズはエイリアシングによって $\sqrt{N}$ 倍悪化してしまうことが知られている。TES の分解能を悪化させないためには多重化数をあまり大きく取ることは出来ない。

CDM は TDM で行っていた SQUID のスイッチングを直行符号 (Walsh code) を用いて行うことで複数の TES チャネルの多重化を行う方式である (図 4.5 中)。TDM と異なり、同時に全ての TES チャネルが符号は異なりながら導通している。この方式でも SQUID のノイズエイリアシングにより SQUID ノイズが $\sqrt{N}$ 倍悪化するが、全ての TES チャネルが常に導通しているので S/N 比が $\sqrt{N}$ 倍好転し、多重化による分解能への影響はなくなる。多重化方法が TDM と似ており、TDM で使用した機器をほぼそのまま使え分解能も悪化しないという利点から、これまで TDM を研究開発していた機関が CDM の研究開発を行っている。例えば NIST では CDM で 8 チャネルの多重化を行いエネルギー分解能 2.6 eV を達成している [10]。

FDM は複数の TES チャネルを異なる周波数で交流駆動し周波数変調をかけ、それらの信号を加算し一つの SQUID で読み出す方式である (図 4.5 右)。加算された信号は室温回路においてそれぞれの駆動周波数で復調し、各チャネルの信号を取り出す。変調は X 線パルスの時定数より十分高速で、数百 kHz から数 MHz 程度での変調を行う。この方式では SQUID ノイズのエイリアシングは起こらず、従って多重化による分解能への影響はない。FDM での信号加算は、SQUID への入力磁場を加算する磁場加算方式と、SQUID への入力電流を加算する電流加算方式の二通りがある。磁場加算方式は一つの超伝導リングに複数の入力コイルからなる専用の SQUID を用いる。各入力は電気的には絶縁されており、クロストークが少ないという利点を持つ。但し、SQUID の形状が複雑であり、入力数はそれによって上限が決まる。電流加算方式は SQUID の入力コイルに全ての TES チャネルからの信号をつなげる。特殊な SQUID を用いる必要はなく、入力数も磁場加算方式に比べれば比較的簡単に増やすことが出来る反面、一つの入力コイルを共有する形になるのでクロストークや共通インピーダンスが発生する。我々の研究グループでは信号多重化に FDM を採用し、磁場加算方式の 8 入力 SQUID をセイコーインスツル株式会社と共同開発し評価を行ってきた [19]。

SQUID への要請

SQUID への要請でアレイシステム特有のものは、独立読み出しにせよ信号多重化読み出しにせよ SQUID の数が増えることから、低発熱化が挙げられる。単に発熱を下げるだけでは増幅率まで下がってしまい、本来の、TES のノイズレベルより SQUID のノイズレベルは小さくかつ室温アンプのノイズレベルが SQUID 増幅後の TES のノイズレベルより小さく、といった要求を満たさなくなる。必要な増幅率は確保したまま、発熱量を下げる必要がある。

TDM と CDM では、スイッチングが行われる SQUID はオン・オフにかかわらずノイズは加算されるため低ノイズであることが望ましい。FDM の磁場加算方式では、各入力は電気的には絶縁されているが、入力コイルと超伝導リングを介した磁場によるクロストークが発生する。構造の工夫からクロストークが少ない入力コイルの配置を行わなければならない。また FDM の電流加算方式では、共通インピーダンスとなる入力コイルの自己インダクタンスを可能な限り小さく抑えることが望ましい。

まとめると、アレイシステムでは SQUID に対し、低発熱、低ノイズ、低クロストークの 3 つが求められる。

4.2.2 超伝導配線

TES の動作点での抵抗は Mo/Au で $< 10 \text{ m}\Omega$ 、Ti/Au で $\sim 100 \text{ m}\Omega$ と低く、TES と SQUID 間の配線は一般的に超伝導配線が用いられる。TES アレイのチャネル数が増えるにつれ TES と SQUID をつなぐ超伝導配線も数が増えてしまい、配線の引き回しが難しくなる。TES の基板上での配線は積層配線など研究開発が行われているが [31]、TES と SQUID をつなぐ超伝導配線の研究開発は TEM システムで用いた FPC に限られており、これ以外には特にこれといった研究開発は行われていない。

超伝導配線へのアレイシステムの要請は、TES と SQUID を駆動出来る十分低い残留抵抗と十分高い臨界電流値以外に、高い配線密度と配線引き回しのしやすさが挙げられるだろう。TES と SQUID 間の配線は、多重化の有無にかかわらず 1 チャネルあたり最低 2 本が必要で、例えば DIOS 衛星の 256 チャネル TES アレイでは 512 本もの超伝導配線が TES と SQUID 間を結ぶことになる。省スペース化のためには高い配線密度は必須である。さらにアレイ数が

増えれば、平面上での配置と配線は遅かれ早かれ限界がくるだろう。また TEM システムのようにサイズによる制約で平面での配線が出来ない場合もある。立体的な配線の引き回しを容易かつ確実に出来る技術が望まれる。

4.2.3 読み出し系と信号処理系

TES のチャンネル数が増えればシステム全体のカウントレートは上昇し、読み出し系のデータ転送レートは増える一方、パルスに対し割ける処理時間は減ってしまう。アレイ数が大きく、また信号処理系の処理能力に上限がある場合、システム全体の実質的なカウントレートは信号処理系が律速条件となることがある。実際、Astro-H の SXS では信号処理系の処理能力によりシステム全体のカウントレートに上限が設けられている。アレイシステムでは、読み出し系における十分なデータ転送レートと、信号処理系における十分な処理能力が要請される。特に宇宙機での使用の場合はリソース追加が容易には行えないため、システム構成での適切な機器の設計は非常に重要である。地上応用においては必要に応じてリソースの追加が容易に行える構成となっていることが望ましい。すなわちスケーラビリティの高いシステム構成の設計が重要である。

4.3 本修士論文の研究内容と達成目標

本修士論文では未だ議論が尽くされていない TES アレイシステムの特有な要請について研究開発を行い、大規模アレイシステム実現への礎を築く。研究内容は、超伝導配線の開発、読み出し系と信号処理系の改善、また SQUID の開発と大きく 3 つに分けられる。以下にそれぞれの研究内容の詳細と、達成すべき目標についてまとめる。

4.3.1 超伝導配線の開発

本研究ではアレイシステムで要請される高い配線密度と立体的な配線引き回しを実現するため、三次元フォトリソグラフィ技術を応用した三次元超伝導配線の開発と評価を行った (5 章)。三次元超伝導配線はプローブなどの立体的な物体の表面に半田の超伝導配線を直接形成する手法である。

開発を目指した超伝導配線は、TEM システムでの使用を前提とし、4 K 以下での残留抵抗が $\text{m}\Omega$ 程度、臨界電流 10 mA 以上、また 1 cm あたり 24 本以上の配線密度を目標とした。

4.3.2 読み出し系と信号処理系

TEM システムが要請するシステム全体でのカウントレートは 3,000 cps で、1 パルスあたりのデータ量を約 4 kB とするとデータ転送レートはシステム全体ではおよそ 100 Mbps である。この転送レートは SpaceWire では本来に問題にはならないが、現状の読み出し系では SpaceCube と DIO ボード間の通信速度で律速され、要求されるカウントレートを満たしていない。また、SpaceCube では組み込み向けの非力な CPU を使い、最適フィルター処理を毎秒最大 1,200 処理行わなければならない、次の律速条件となり得る。そこで本研究では TEM システムの読み出し系と信号処理系について、拡張性が高くかつ十分な処理能力を確保できる構成へと変更を行い、評価を行った (6 章)。

新しい構成では、最適フィルター処理などのコストの高い処理はホストマシン側へ移動し、DIO ボードからホストマシンまでのデータ転送レートを 3,000 cps を実現する 100 Mbps 以上を目標とした。

4.3.3 SQUID

1.2.1 節で紹介した DIOS ミッションは小型衛星プロジェクトで天文観測用小型衛星の共通バスを念頭において考えられている。観測系で許容される消費電力は $\sim 300 \text{ W}$ と小さく、従って冷却能力に限りがある。DIOS に搭載する TES は 16×16 の 256 チャンネル TES アレイが予定されており、信号多重化を行い SQUID の数を減らすとしても、

現状実績のある 8 入力 SQUID を使った場合 SQUID は少なくとも 32 個必要となる。TES と SQUID が配置される 50 mK ステージで許容される発熱量は最大 640 nW である。先に紹介した SII 80SSA は発熱量がおおよそ 100 nW で、最大でも 6 個までしか使えない。発熱量が大幅に抑えられた SQUID が望まれる。また、SQUID の必要数をさらに減らすべく、8 以上の入力を持つ SQUID も強く望まれる。入力数の多い SQUID は構造上、電流加算型が有力である。

そこで本研究では低発熱、低ノイズ、低クロストークの要請に応じつつ、FDM の磁場加算型の入力上限を超える多入力 SQUID を念頭に置き、電流加算型での使用を前提とした dc SQUID アレイの設計開発 (8 章) と評価 (9 章) を行った。また同時に、発熱については特に制約を設けない高 S/N 比型の dc SQUID アレイも開発を行った。

低発熱型の dc SQUID アレイは、DIOS 衛星の 50 mK ステージで 32 個使用出来るよう、発熱量 20 nW 以下、また増幅後の TES ノイズが室温アンプの入力換算ノイズより大きくなるよう、トランスインピーダンス 100 Ω 以上、さらに入力電流換算ノイズが TES ノイズより低くなる 10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 以下を目標とした。加えて、周波数分割方式の多重化回路で電流加算型として使用できるよう、入力コイルの自己インダクタンスを 1 nH 以下、動抵抗を 50 Ω 程度を目標とした。高 S/N 比型の dc SQUID アレイは発熱量と動抵抗への制約は設けず、トランスインピーダンス 250 Ω 以上を目標とした。

第 II 部

Results

第 5 章

三次元超伝導配線の開発と評価

5.1 目的

4.1.1 節で取り上げた透過型電子顕微鏡 (TEM) の EDS 分析に用いる TES マイクロカロリメータアレイは、TEM に並べて配置した希釈冷凍機から鏡筒へ伸びるプローブの先端に配置された。この角柱状のプローブの先端に TES を、側面に SQUID を配置するため、フレキシブルプリント基板 (FPC) 上にニオブで超伝導配線を形成し、TES と SQUID を FPC にマウントし、FPC をプローブに取り付けた。しかしこの方法にはいくつかの課題があった。致命的であったのは、プローブへ取り付ける時に FPC を曲げる必要があるが、その際に超伝導配線の臨界電流値が下がり、最悪の場合では超伝導が破れてしまう問題があった。TEM システムでは 10 チャンネルの TES アレイが使用されたが、読み出しが出来た素子は実際には 3 個までに留まった。

この問題を解決するため、我々はこれまでに前例のない新しい手法で超伝導配線の開発を行った。それはプローブに超伝導配線を直接形成する方法である。新たに開発した三次元超伝導配線を施したプローブを図 5.1 に示す。はじめに OFC のプローブをポリイミドで電析し絶縁層を形成する。配線の形成にはセミアディティブ方を用いる。膜厚 500 nm 程度の薄い銅層をスパッタで形成する。これを電析用のシード層とし、配線の逆パターンでレジスト塗布した後、パッド用に数 μm の銅と、超伝導配線用に数 μm の半田を電析する。レジストを剥離し、残ったシード層をエッチングで除去すれば、図のような三次元構造の超伝導配線が完成する。配線図を図 5.2 に示す。配線の最小幅は 80 μm 、また配線同士の間隔は最小で 60 μm である。このプローブはマスク設計を宇宙研で、三次元フォトリソグラフィをフォトブレンジョン株式会社で、電析を株式会社ナウケミカルで、調達から取り纏めを豊和産業株式会社でと共同で開発を行った。立体的な形状物に超伝導配線を直接形成する手法は本研究が先駆けであり、本研究用にとどまらずあらゆる方面で応用を期待出来るものである。



図 5.1 三次元超伝導配線を施したプローブ

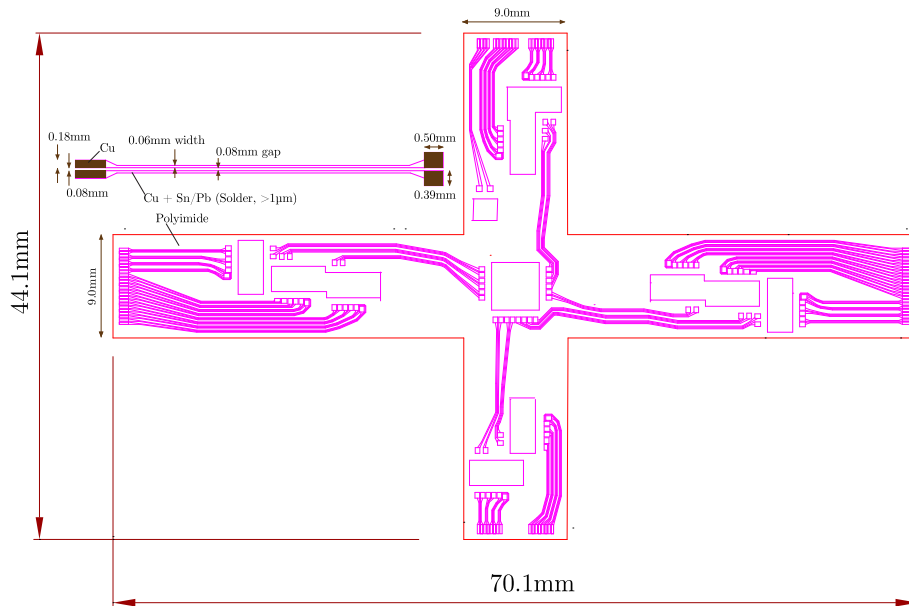


図 5.2 三次元超伝導配線の配線図

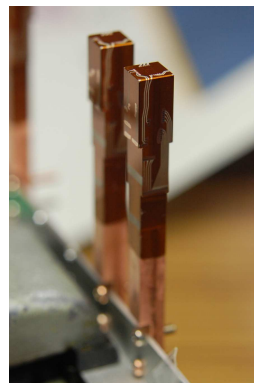


図 5.3 三次元超伝導配線が施されたプローブ試作品

本章では開発した三次元超伝導配線を液体ヘリウム温度以下まで冷却し、超伝導転移を示すか確認し、また残留抵抗値と臨界電流値の測定から TES と SQUID の駆動が行えるか検討を行う。本章では TES と SQUID の駆動を実際には行わないが、7 章で TES と SQUID を搭載したプローブを用いて X 線照射試験を行い、実際の駆動を行った。

5.2 三次元超伝導配線の超伝導転移試験

5.2.1 試作品の超伝導転移試験

はじめに三次元超伝導配線が施されたプローブ試作品について超伝導転移試験を行った。図 5.3 に 2 本のプローブ試作品、サンプル 1 とサンプル 2 を示す。両サンプルの配線パターンは全く同一である。

実験方法

本測定では配線の超伝導転移を確認する。確認は側面から先端へ角を乗り越える配線について行った。それぞれのサンプルについて図 5.4 に示すような異なる配線ルートで測定を行った。配線の反対側のパッドはオープンとなっている

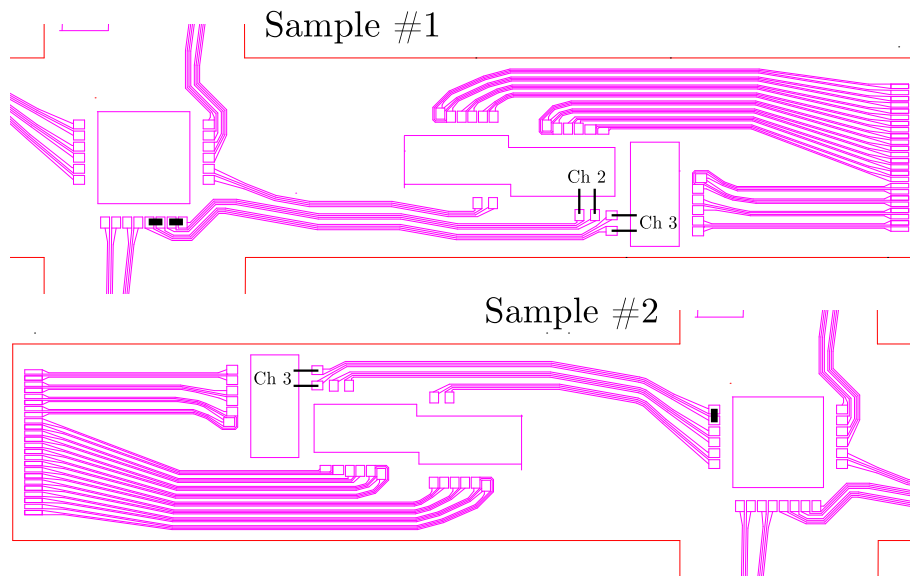


図 5.4 三次元超伝導配線測定ルート

ので、アルミのボンディングワイヤ 3 本で短絡した (図中の黒線)。またサンプル 1 のチャンネル 1 には $5\text{ m}\Omega$ チップ抵抗を既知抵抗として接続した。数 $\text{m}\Omega$ という非常に小さな抵抗値を測定するので、測定器には Linear Research 社の AC レジスタンスブリッジ LR-700 を用い、4 端子法で測定を行った。4 端子法それぞれの端子はプローブの銅パッドへボンディングワイヤで接続しており、測定系の配線抵抗は無視出来る。抵抗測定は室温と液体ヘリウム温度 4.2 K で行った。 4.2 K での測定は、プローブを液体ヘリウムデューワー (D.1 節) へ直接挿入することで行った。半田は超伝導転移温度は $\sim 10\text{ K}$ なので、液体ヘリウム中では超伝導状態となる。

結果

測定結果を表 5.1 に示す。 4.2 K の抵抗値はいずれの測定レンジでも $\sim 1\Omega$ を示している。ボンディングワイヤの抵抗値は 4.2 K で 1 cm あたり約 $50\text{ m}\Omega$ なのでボンディングワイヤの抵抗値とは考えにくい。従って配線は超伝導状態を示していないと考えるのが妥当だろう。

考察

超伝導転移を示さなかった理由としては半田の厚みが薄すぎた可能性が考えられる。触針式表面形状測定器 Dektak 6M でパッド部分と配線部分の厚みを測定した結果を図 5.5 に示す。パッド部分は Cu のシード層と電析した Cu 層からなる。図中「Cu Seed + Cu」の $7000\text{ \AA}$ ($0.7\text{ }\mu\text{m}$) 程度の部分はシード層である。「Cu Seed + Cu + Pb/Sn」から「Cu Seed + Cu」を引いた残りの $3000\text{ \AA}$ ($0.3\text{ }\mu\text{m}$) が半田の厚みである。設計目標である数 μm の厚みを目指さなければならない。

5.2.2 半田めっきシートの超伝導転移試験

プローブ試作品では超伝導配線の半田の厚みが薄すぎたため超伝導転移を示さなかったことが考えられた。そこで半田の厚みがどの程度であれば超伝導転移を示すか、厚みの異なる試料で超伝導転移試験を行った。図 5.6 のような一面に半田めっきが施されている長辺約 10 cm のシートを、厚み $0.5\text{ }\mu\text{m}$ 、 $3\text{ }\mu\text{m}$ 、 $6\text{ }\mu\text{m}$ の 3 種類用意した。これらはそれぞれサンプル 3、4、5 と定義する。表 5.2 にそれぞれの厚みと半田の組成比の実測値を示す。

表 5.1 三次元超伝導配線 (試作品) の室温と液体ヘリウム温度における抵抗値

サンプル	チャネル	測定レンジ	測定電流	抵抗値
室温				
1	1(既知抵抗)	20 m Ω /600 μ V	30 mA	6.8947 $\pm$ 0.0001 m Ω
	2	20 Ω /20 mV	1 mA	6.1549 $\pm$ 0.0001 Ω
	3	20 Ω /20 mV	1 mA	6.9483 $\pm$ 0.0001 Ω
2	3	20 Ω /20 mV	1 mA	8.2342 $\pm$ 0.0001 Ω
4.2 K				
1	1(既知抵抗)	20 m Ω /200 μ V	10 mA	4.4062 $\pm$ 0.0001 m Ω
		20 m Ω /20 μ V	1 mA	4.408 $\pm$ 0.001 m Ω
		200 m Ω /20 μ V	100 μ A	4.42 $\pm$ 0.01 m Ω
	2	2 Ω /20 mV	10 mA	1038.47 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /2 mV	1 mA	1038.46 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /200 μ V	100 μ A	1038.46 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /20 μ V	10 μ A	1038.7 $\pm$ 0.1 m Ω
		20 Ω /20 μ V	1 μ A	1.042 $\pm$ 0.001 Ω
		200 Ω /20 μ V	100 nA	1.06 $\pm$ 0.01 Ω
		2 k Ω /20 μ V	10 nA	1.3 $\pm$ 0.1 Ω
	3	2 Ω /20 mV	10 mA	1150.94 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /2 mV	1 mA	1150.92 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /200 μ V	100 μ A	1150.92 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /20 μ V	10 μ A	1151.1 $\pm$ 0.1 m Ω
		20 Ω /20 μ V	1 μ A	1.153 $\pm$ 0.001 Ω
		200 Ω /20 μ V	100 nA	1.17 $\pm$ 0.01 Ω
		2 k Ω /20 μ V	10 nA	1.3 $\pm$ 0.1 Ω
2	3	2 Ω /20 mV	10 mA	1450.37 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /2 mV	1 mA	1450.39 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /200 μ V	100 μ A	1450.39 $\pm$ 0.01 m Ω
		2 Ω /20 μ V	10 μ A	1450.6 $\pm$ 0.1 m Ω
		20 Ω /20 μ V	1 μ A	1.452 $\pm$ 0.002 Ω
		200 Ω /20 μ V	100 nA	1.47 $\pm$ 0.02 Ω
		2 k Ω /20 μ V	10 nA	1.7 $\pm$ 0.1 Ω

表 5.2 半田めっきシートの厚みと組成比

サンプル	厚み		組成比 (Sn:Pb)
	目標値	実測値	
	(μ m)	(μ m)	
3	0.5	0.47	57.95 : 42.05
4	3	3.44	61.85 : 38.15
5	6	7.06	60.47 : 39.53

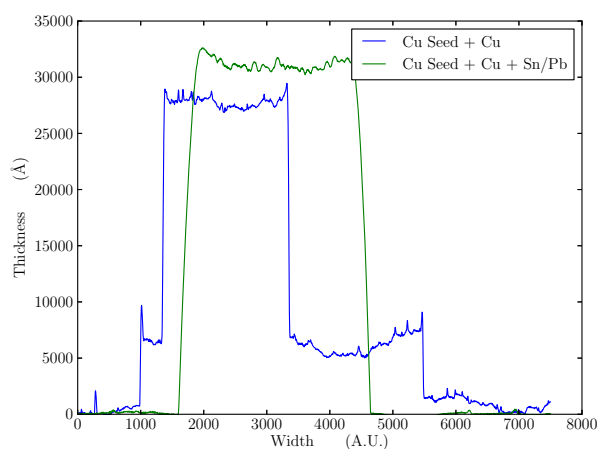


図 5.5 三次元超伝導配線の厚み



図 5.6 半田めっきシート

実験方法

半田めっきシートはこのままでは数十 $\text{m}\Omega$ と抵抗値が低いので、各サンプルで図 5.7 左に示すようにカットし幅 1 mm、長さ 10 cm の細線を 3 往復させて抵抗値を大きくした。それを無酸素銅の治具にカプトンテープで張り付け固定した。半田シートの裏側にはフィルム状の絶縁体が貼付けられており、治具とは絶縁される。電極部分にはシール基板を用い、半田めっきシートとシール基板はハンダ付けを行った。これらを測定用コネクタにボンディングワイヤで接続した。抵抗値の測定は先ほどと同様に LR-700 を用いて 4 端子法で行った。半田めっきシートとハンダ付けしたシール基板までを 4 端子で接続している。本測定では液体ヘリウム温度以下でも測定出来るよう、冷凍機には CMR 社製断熱消磁冷凍機 (CMR-ADR)(D.2 節) を用いた。図 5.7 右に冷凍機へのマウント方法を示す。測定では冷凍機のヒートスイッチにトラブルが生じたため励消磁は行わず、液体ヘリウムを減圧して得た 2 K までの測定にとどめた。この ADR は IVC を液体ヘリウムタンクへ挿入する方式であり、挿入速度をコントロールすることでステージの温度降下速度をある程度調整することが出来る。そこで室温から液体ヘリウム温度までへの温度降下時にも測定を行った。さらに IVC 挿入後、液体ヘリウムを減圧し 2 K 程度まで冷却し抵抗値の測定を行った。

結果

測定結果を図 5.8 に示す。図ではデータが欠けているが、超伝導状態への転移は $\sim 6 \text{ K}$ で見られた。10 K 以下での残留抵抗は $\text{m}\Omega$ 以下と小さい。さらに 2 K の超伝導状態では、LR-700 の最大測定電流である 30 mA を流しても超伝



図 5.7 半田めっきシートの冷凍機へのマウント

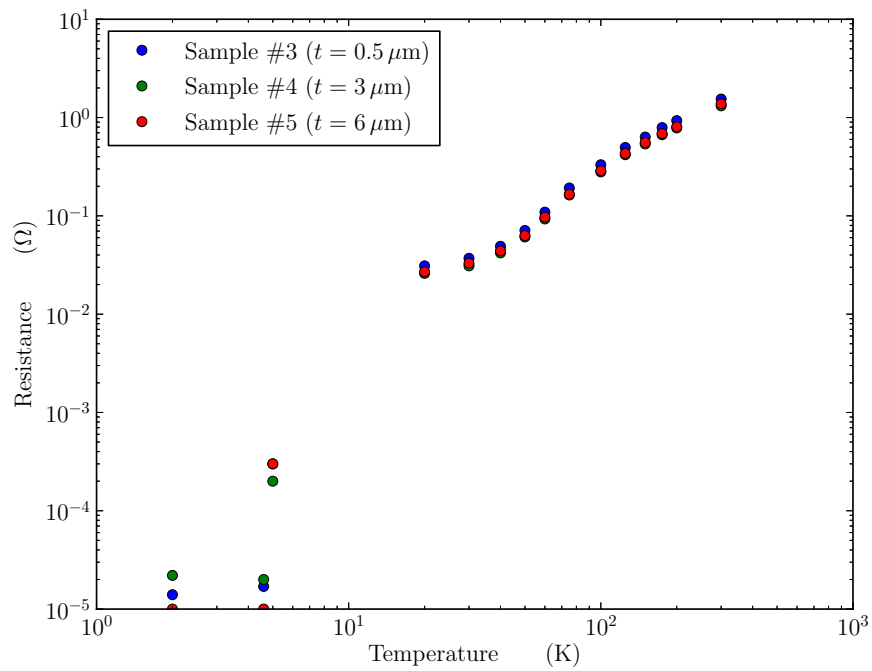


図 5.8 半田めっきシートの抵抗値

導状態が破れることは無かった。

考察

超伝導配線の半田の厚みは少なくとも $0.5 \mu\text{m}$ あれば超伝導へ転移することが確認出来た。残留抵抗についても $\text{m}\Omega$ 以下であり、動作抵抗が数 $\text{m}\Omega$ から数百 $\text{m}\Omega$ の TES の駆動には問題はない。また、電流についても少なくとも 30mA までは超伝導状態のまま流せることが確認出来た。TES から SQUID に流れる電流の典型値は $\sim 1 \text{mA}$ なので、SQUID の駆動にも問題はないだろう。

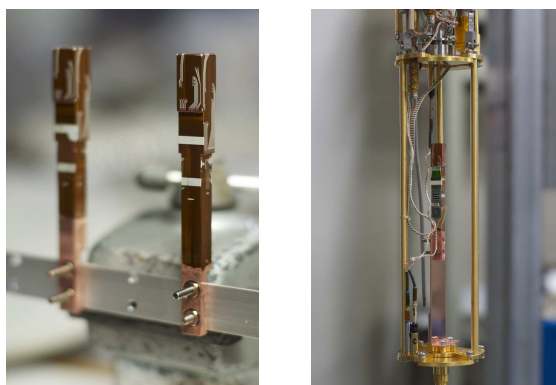


図 5.9 (左) 改良後の三次元超伝導配線が施されたプローブ、(右) 冷凍機へのマウント

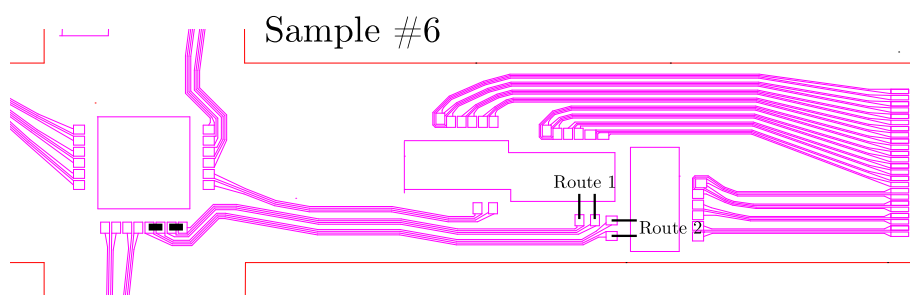


図 5.10 サンプル 6 の測定ルート

5.2.3 改良品の超伝導転移試験

半田めっきシートでの測定結果をふまえ、配線の半田がより厚いプローブを作成した。図 5.9 左に 2 本のプローブ、サンプル 6 とサンプル 7 を示す。この新しいプローブでは配線の銅の膜厚が $\sim 5 \mu\text{m}$ 、半田の膜厚が $\sim 4\text{--}6 \mu\text{m}$ と試作品と比べかなり厚くなっている。本試験ではサンプル 6 のみ超伝導転移試験を行った。

実験方法

配線ルートは試作品のサンプル 1 と同様の 2 ルートを取り超伝導転移試験を行った。図 5.10 に測定ルート 1 と 2 を示す。抵抗値の測定は LR-700 を用いて 4 端子法で行い、冷凍機は CMR-ADR を用いた。図 5.9 右に冷凍機へのマウント方法を示す。図に示すように極低温ステージに取り付けた銅製の治具にプローブを上向きに取り付けた。半田めっきシート測定の時と同様、室温から液体ヘリウム温度まで下げる途中でも測定を行った。また今回は ADR 冷凍機の励消磁を行い、300 mK まで冷却し抵抗値の測定を行った。

結果

結果を図 5.11 に示す。超伝導への転移はやはり 6 K で見られた。また、 $\sim 1 \text{ K}$ あたりでもさらなる転移が見られるが、これはアルミのボンディングワイヤが超伝導状態へ転移したと考えられる。1 K 以下での残留抵抗は $\sim 1 \text{ m}\Omega$ 程度である。また 300 mK の超伝導状態で LR-700 の最大測定電流である 30 mA を流しても超伝導状態が破れることはなかった。

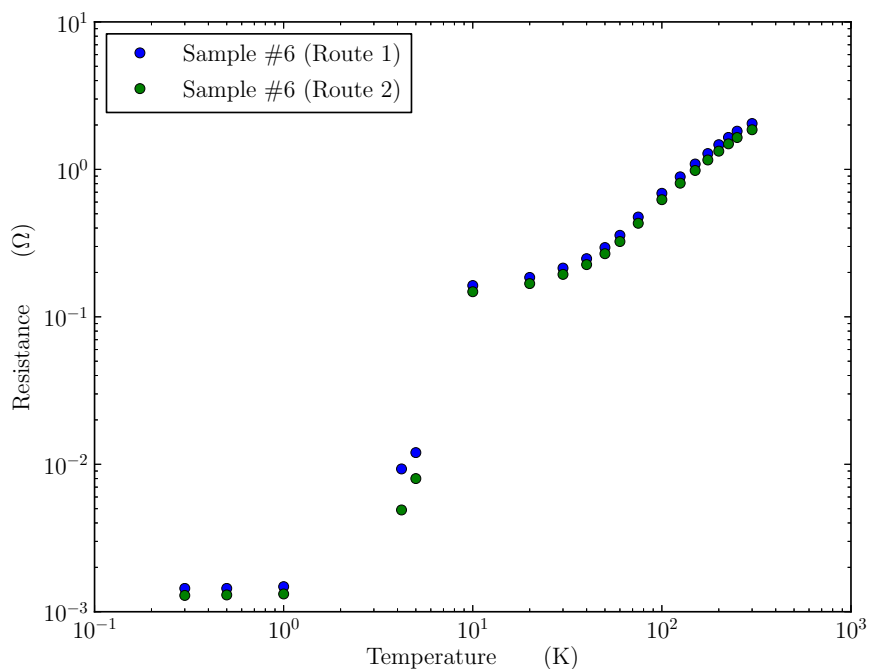


図 5.11 新プローブの三次元超伝導配線の抵抗値

考察

超伝導配線の半田の厚みを $\sim 4\text{--}6\ \mu\text{m}$ としたことで、超伝導への転移を確認することが出来た。1 K 以下の残留抵抗は $\sim 1\ \text{m}\Omega$ と半田めっきシートと比べ大きいですが、これはボンディングパッドの銅によるものと考えられる。TES の動作抵抗は $> 10\ \text{m}\Omega$ であり、 $1\ \text{m}\Omega$ 程度の残留抵抗は問題ない。従って、TES や SQUID の駆動に影響を与えることはないだろう。

5.3 まとめ

本章では三次元フォトリソグラフィ技術を応用した三次元超伝導配線の開発を行い、超伝導転移試験を行った。結果は、配線の半田の厚みを $\sim 4\text{--}6\ \mu\text{m}$ としたもので、液体ヘリウム温度以下での超伝導転移を確認し、また残留抵抗値や最大電流量から TES と SQUID の駆動には問題なく使用できることが検証された。立体的な物体に三次元で超伝導配線を形成し、また評価を行ったのは本研究が世界で初めてである。この成果は応用範囲が広く、X 線以外の分野にも革命をもたらし得るだろう。

第 6 章

読み出し系の改善

6.1 目的

4.1.1 節で取り上げた透過型電子顕微鏡 (TEM) の EDS 分析に用いる TES マイクロカロリメータアレイシステムでは、10 チャンネルの TES を 3 + 3 + 4 チャンネルに分割し 3 系統で読み出しを行った。1 チャンネルあたりのカウントレートは 300 cps と高く、1 系統あたりでは最大 1,200 cps であり、X 線パルスのデータが 1 パルス 4 kB とすれば、データ転送レートは 1 系統で最大約 5 MB/s となる。表 6.1 にダミーデータを用いた DIO ボードと SpaceCube 間の 1 系統あたりのデータ転送レート測定結果を示すが、パケットサイズ 4 kB で転送速度は最大 2.5 MB/s となり、要求される 5 MB/s を満たしていなかった。

そこで、本研究では TEM システムの読み出し系から小型コンピュータ SpaceCube を廃止し、東京大学、宇宙科学研究所とシマフジ電機で共同開発した SpaceWire-to-GigabitEther(E.4.3 節) を導入した。これは DIO ボードと SpaceCube 間の通信プロトコルである SpaceWire プロトコル (E.2 節) を TCP/IP プロトコルへハードウェア変換す

表 6.1 DIO ボード–SpaceCube の 1 系統あたりの転送速度 (但し 1 パルスあたりのデータ量は 4 kB とした)

パケットサイズ (kB)	転送速度	
	(MB/s)	(cps)
1	1.0	256
2	1.6	410
4	2.5	640
8	エラー	エラー

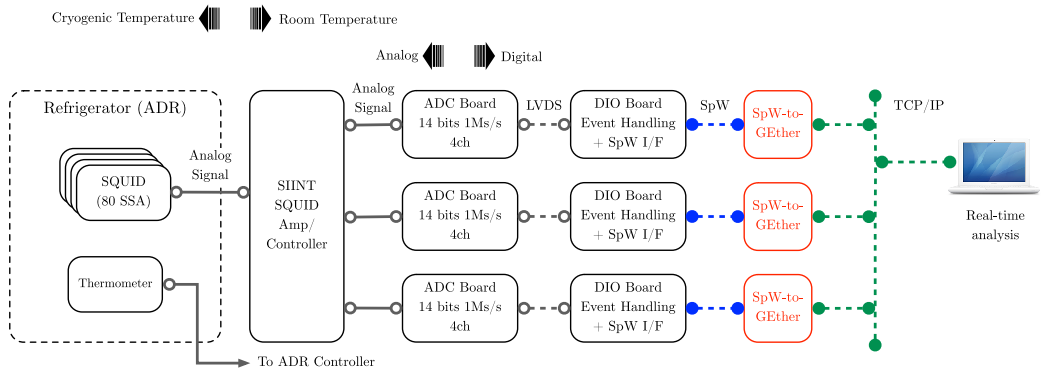


図 6.1 新読み出し系のブロック図

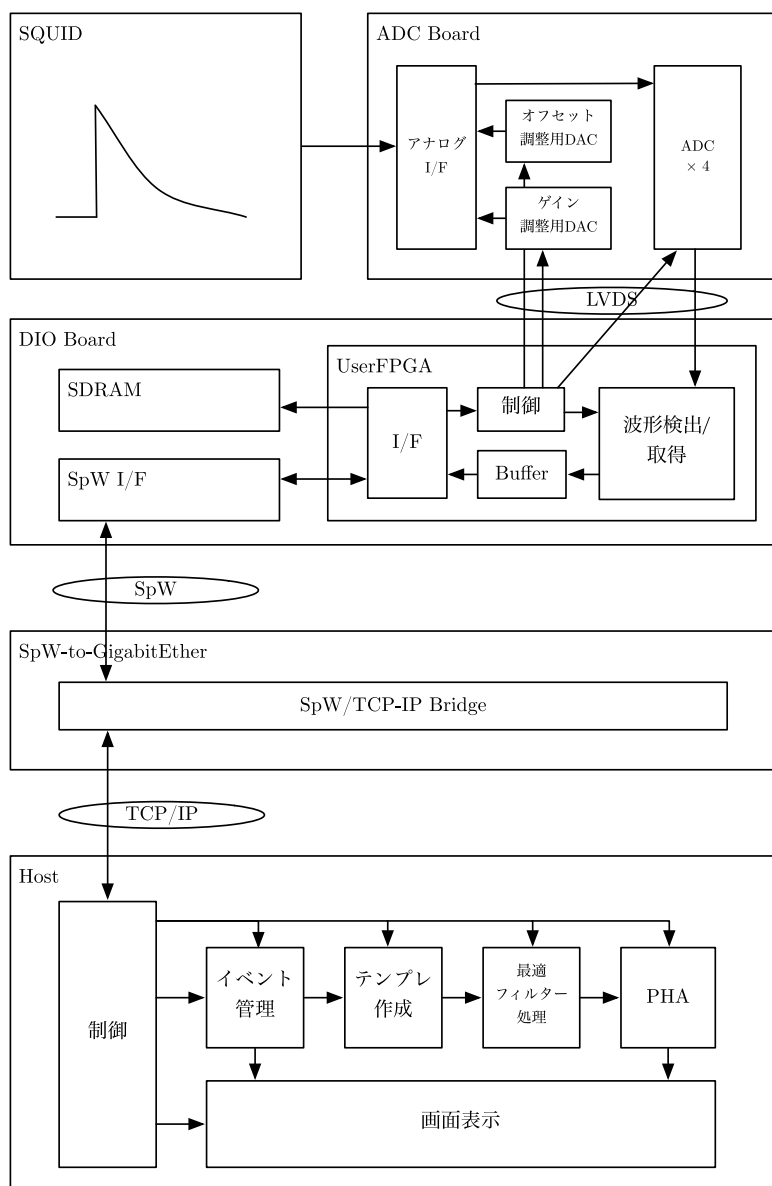


図 6.2 新読み出し系のプロセスフロー

る変換器である。データ転送レートは最大で約 100 MB/s と、TEM-TES で要求される速度を十分満たす。図 6.1 と図 6.2 に新しい読み出し系のブロック図とプロセスフローを示す。SpaceCube を廃止したことで、これまで SpaceCube で行っていた最適フィルター処理をホスト側へ全て移動した。A/D 変換ボード、DIO ボードの設定や最適フィルター処理は Ethernet で接続したホストマシンで行う。SpaceCube の非力な CPU パワーに比べ、近年のコンピュータの処理能力は格段に高く、ホストでの処理が律速条件となることは考えにくい。

本章では SpaceWire-to-GigabitEthernet を使った読み出し系で TEM システムが要求するデータ転送レートを満たすことが出来るか検証を行った。検証はダミーデータで行い、実際の TES パルスの読み出しは 7 章での X 線照射試験に行う。

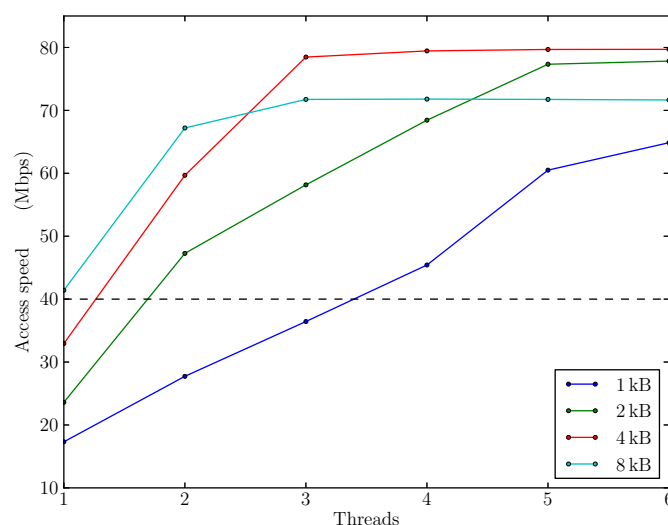


図 6.3 各パケットサイズにおける読み出し系 1 系統での転送レート

6.2 新読み出し系の転送速度計測

SpaceWire-to-GigabitEther を用いた読み出し系でダミーデータを用いてデータ転送レートの計測を行い、TEM システムの要求である 1 系統あたり 5 MB/s を満たしているか検証を行った。

6.2.1 計測方法

計測は 1 系統のみ、2 系統同時、3 系統同時の 3 パターンで行った。ホストマシンには MacBook (Late 2009) を用いた。またデータ転送レート計測のソフトウェアは、SpaceWireRMAPLibrary (E.3.1 節) に付属するサンプルアプリケーションの `main_speedtest` を使い、RMAP I/O によるホストマシンから DIO ボードの SRAM へのアクセス速度を計測した。RMAP I/O での読み出しはマルチスレッドで行うことが出来るため、同時アクセスにより I/O Wait による遅延の影響を取り去り、SpaceWire 本来のデータ転送レートを引き出すことが出来る。但し、スレッド数により転送レートは変動するため、計測ではスレッド数を 1-6 と変化させた。

なお、SpaceWire-to-GigabitEther は TCP/IP のジャンボフレームに対応しているが、計測では MTU サイズを標準の 1500 Byte とした。

6.2.2 1 系統での転送速度計測

パケットサイズを 1k、2k、4k、8k、また RMAP I/O のスレッド数を 1-6 と変化させ計測を行った。計測は複数回行いその平均値を算出した。結果を図 6.3 に示す。1 パルスあたりのデータ量を 4kB とし、TES 1 チャンネルあたり 300 cps を満たすために必要な転送速度は 1 系統あたり約 5 MB/s または約 40 Mbps である (図中の破線)。結果より、パケットサイズは 2kB 以上とし、少なくとも 2 スレッドで読み出しを行えば要求を満たすことが検証された。

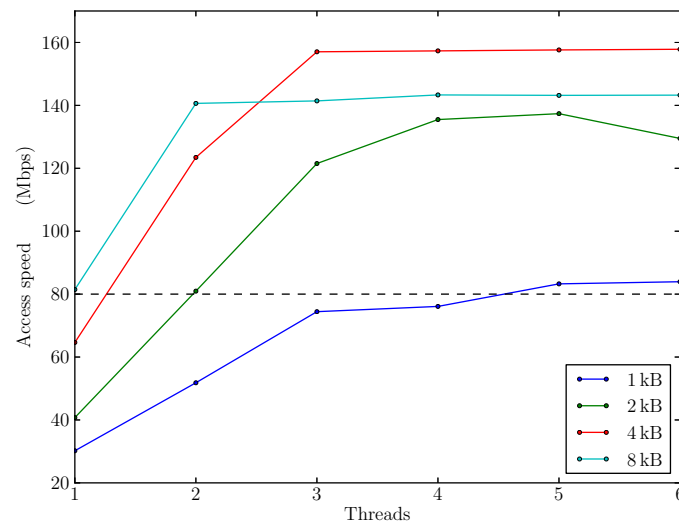


図 6.4 各パケットサイズにおける読み出し系 2 系統での転送レート

6.2.3 2 系統での転送速度計測

1 系統のときと同様に、パケットサイズとスレッド数を変化させながら、2 系統同時に計測を行った。結果を 6.4 に示す。2 系統で要求される転送速度は約 10 MB/s または約 80 Mbps（図中の破線）である。2 系統ではパケットサイズ 1 kB での読み出しが要求を満たし辛くなっているが、2 KB 以上のパケットサイズでは少なくとも 2 スレッド以上であれば要求を満たしていることが分かる。

6.2.4 3 系統での転送速度計測

1 系統、2 系統のときと同様に、パケットサイズとスレッド数を変化させながら、3 系統同時に計測を行った。実際の TEM システムではこの構成となる。結果を 6.5 に示す。3 系統で要求される転送速度は約 15 MB/s または約 120 Mbps（図中の破線）である。但し 3 系統中 2 系統は 4 チャンネル全てを使用することは無いので厳密にはこれよりも少ない。3 系統では 2 kB 以上のパケットサイズを用い、2 スレッド以上で読み出せば要求を満たすことが分かる。また 3 系統では CPU による律速が顕著に見られる。律速条件となることはないが、今回計測に使用したホストマシンよりもスペックの良いものを使う方が好ましいだろう。

6.2.5 考察

2 系統、3 系統同時読み出しではスレッド数が増えると転送レートが落ちる現象が確認できる。これはホスト側の CPU 処理によって律速が行われたと考えられる。スレッド数は各系統ごとの数で、例えば 2 系統での読み出しはスレッド数が 2 倍となり、6 スレッドでは全体で 12 スレッドでの読み出しとなる。スレッド数を増やせば CPU 時間を消費し、使用率が 100% に近づくと CPU が律速条件となる。スレッド数が増えるほどデータ転送レートが下がる現象は、CPU 使用率が 100% まで上がり、プロセス切り替えによる競合が発生したためだろう。但しこれは RMAP 処理系やホストマシンのスペックに依存するので、CPU 使用率が低い処理系を用いたり、CPU 性能の高いホストマシンを使用したりすることで回避可能な問題である。TEM システムのような地上応用ではリソースの変更や追加が容易に行

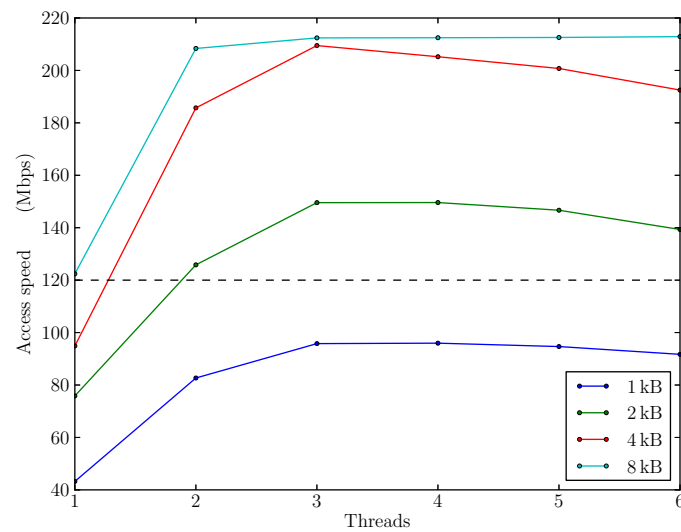


図 6.5 各パケットサイズにおける読み出し系 3 系統での転送レート

えるため、これは課題とはならないだろう。

6.3 まとめ

本章では TEM システムの読み出し系において SpaceCube に替わり SpaceWire-to-GigabitEther を導入し、システムのデータ転送レートを改善した。そして TEM システムが要求する高カウントレートを満たすことが出来るか、ダミーデータを用いてデータ転送レートの計測を行った。結果、3 系統同時読み出しの場合でも、2 kB 以上のパケットサイズで 2 スレッド以上で同時に読み出しを行えば、要求される 1 系統あたりの転送レート約 5 MB/s または約 40 Mbps を満たすことが検証された。

第 7 章

X 線照射試験

7.1 目的

5 章では三次元超伝導配線の開発を行い、超伝導転移試験の結果、TES と SQUID の駆動が問題なく行えることが予想された。また 6 章では TEM システムの読み出し系の構成を変更し、システムデータの転送レートの改善を行った。本章では、これらを用いて TES アレイシステムを組み上げ X 線照射試験を行い、それぞれがシステムの一部として期待される機能を果たすか検証を行う。

この試験の目的は三次元超伝導配線で TES と SQUID が駆動出来るかの確認と、新しい読み出し系でパルスを取り込みが出来るかの確認である。TES の詳細な測定と、エネルギー分解能の議論については必要最低限しか行わない。三次元超伝導配線については TES と SQUID を駆動することが出来れば目的を果たしたとみなす。また新しい読み出し系については TEM システムで要求される数百 cps で 3 系統同時での動作確認が望ましいが、本試験ではカウントレートの低い X 線源 (～数 cps) を用い、さらに駆動出来る TES 数も少ないため、限界値分析は行えない。TES パルスを複数チャンネルで同時に取り込めるかの確認までとする。

7.2 システム構成

アレイシステムの主な構成要素について、三次元超伝導配線が施されたプローブと新しい読み出し系以外を簡潔に述べる。

7.2.1 冷凍機

本試験では宇宙科学研究所が所有する住友重機械工業株式会社製の断熱消磁冷凍機 (SHI-ADR)(D.3 節) を用いた。この冷凍機は極低温ステージの容量が大きく、TEM のプローブのような細長い形状の試料でも容易にマウントすることが出来る。また 100 mK 以下での保持時間が長く温度揺らぎも小さいため、X 線パルスの収集を行うには大変都合が良い。

7.2.2 TES

本試験で使用した TES はセイコーインスツル株式会社 (SII) 製の TES アレイで、TEM システムで実際に使用される TES と同タイプである [34]。3 × 3 の受光部に校正用の 1 チャンネルで合計 10 チャンネルの TES アレイである。基板サイズは 6 mm × 6 mm で、各チャンネルについて 220 μm × 220 μm 開口するシリコンコリメータが搭載されており、吸収体以外への放射を排除する。TES は Au (120 nm) / Ti (50 nm) の二層薄膜で、転移温度は 210 mK である。各 TES のサイズは 500 μm × 500 μm、吸収体のサイズは 300 μm × 300 μm である。100 mK 以下での使用が推奨されて

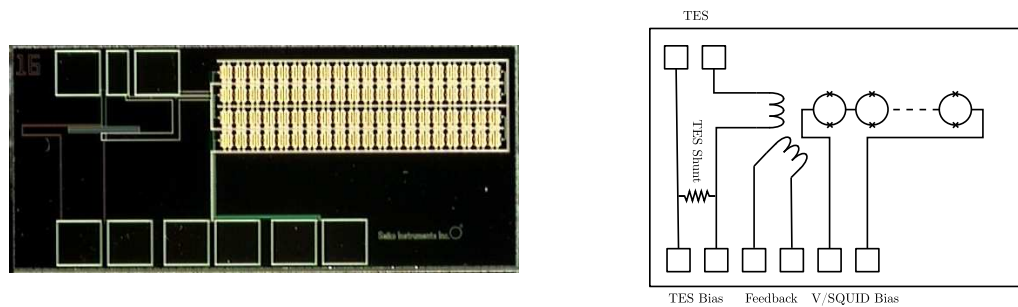


図 7.1 SII 160SSA: (左) 基板全景、(右) 等価回路

表 7.1 SII 160SSA の設計値 [26]

項目		値	単位
臨界電流値	I_0	15	(μA)
シャント抵抗	R	2.8	(Ω)
トランスインピーダンスゲイン	Z_{tran}	850	(Ω)
動抵抗	R_{dyn}	1000	(Ω)
磁束ノイズ	S_Φ	0.24	($\mu\Phi_0/\sqrt{\text{Hz}}$)
入力コイル相互インダクタンス	M_{in}	61	(pH)
フィードバックコイル相互インダクタンス	M_{FB}	61	(pH)
TES 用シャント抵抗	R_s	7	(m Ω)

いる。

7.2.3 SQUID

本試験では TES の読み出しに 160 直列アレイの SII 160SSA を使用した。図 7.1 に基板全景と等価回路を示す。また表 7.1 に 160SSA の設計値を示す [26]。160SSA はアレイ数が 160 と 80SSA の 2 倍で、増幅率も 80SSA 比でおよそ 2 倍大きい。基板には TES 用のシャント抵抗 (設計値 7 m Ω) も搭載されている。

7.2.4 SQUID 駆動装置

本試験では TEM システムで実際に使用されている SII の 10 チャンネル SQUID 駆動装置を使用した。この駆動装置は最大で 10 個の SQUID を同時に FLL 駆動することができる。動作点はソフトウェアで自動設定される。FLL のフィードバック抵抗は 11.9 k Ω で、増幅後の信号は符号の反転後さらに 10 倍増幅され、後続の A/D 変換ボードへ接続される。

7.2.5 線源

カロリメータへの X 線照射は、全て ^{55}Fe 線源を用いて行なった。 ^{55}Fe 線源からは Mn K α 線、K β 線の特性 X 線が放射される。本試験でのパルスハイト、エネルギー分解能の値は全て、5.9 keV の Mn K α 線に対するものである。

Mn K α 線には K α_1 、K α_2 の微細構造があり、K α_1 のエネルギーは 5.89875 keV、K α_2 線のエネルギーは 5.88765 keV と求められている。なお、K β 線のエネルギーは 6.486 keV である。これらの特性 X 線の強度比は、K α_1 : K α_2 : K β = 20 : 10 : 3 である。

表 7.2 Mn K α 輝線の微細構造

Peak	エネルギー (keV)	自然幅 (FWHM, eV)
α_{11}	5.8989	1.715
α_{12}	5.8979	2.043
α_{13}	5.8948	4.499
α_{14}	5.8965	2.663
α_{15}	5.8994	0.969
α_{21}	5.8877	2.361
α_{22}	5.8865	4.216

これらの特性 X 線の自然幅は $\lesssim 4.5$ eV であり、検出器のエネルギー分解能が $\lesssim 10$ eV になると無視できない。そこで、カロリメータのエネルギー分解能を精度良く求めるには、自然幅を考慮する必要がある。[15] によると、Mn K α_1 線は 5 本の、Mn K α_2 線は 2 本の Lorentzian の重ね合わせで表される。それらのエネルギー、自然幅、強度比を表 7.2 に示す。

測定に用いた線源は低温用の特殊パッケージに入った密封放射線源であり、半減期は 2.73 年である。

7.3 カロリメータの基本的な特性とその測定方法

TES 型 X 線マイクロカロリメータの性質を知るために調べるべき特性には、主に R - T 特性、 I - V 特性、臨界電流、パルス特性、ノイズ特性の 5 種類がある。以下にそれらの特性とその測定方法を示す。

7.3.1 R - T 特性

TES の温度 T と抵抗値 R の関係を R - T 特性と呼ぶ。 R - T 特性を調べることで転移温度 T_c がわかり、温度計の感度 α を計算できる。本論文では抵抗値が常伝導抵抗の 50% となる温度を転移温度と定義する。ただし、測定できる温度は熱浴の温度であるため、ジュール発熱により熱浴と TES の間に温度勾配が生じないように、TES に流す電流 (TES にかかる電圧) は小さくする必要がある。

測定方法には 2 種類ある。1 つは、TES にある電流を流してその両端に生じる電圧を測定する、いわゆる 4 端子測定である。この方法は、TES に正のフィードバックがかかることとなるので熱浴の温度の揺らぎに対して TES の温度が不安定になるが、 R の絶対値を求めることができるという長所がある。もう 1 つの方法は、TES に定電圧をかけて電流の変化を SQUID 電流計で測定する方法である。実際には、X 線照射時と同様に TES に並列にシャント抵抗 R_s を入れ、一定のバイアス電流 I_b を流して測定を行なうので、 R はシャント抵抗 R_s に対する相対的な値としてしか求まらないが、TES には負のフィードバックがかかるために熱浴の温度揺らぎに対して安定であるという長所を持つ。

本試験ではカロリメータの測定が主目的ではないので、 R - T 特性は後者の方法のみで測定を行う。

7.3.2 I - V 特性

I - V 特性とは、熱浴温度 T_{bath} 一定のもとでの、TES 両端の電圧 V と TES を流れる電流 I の関係である。測定は熱浴温度 T_{bath} を一定に保ち、バイアス電流 I_b を変化させたときの出力 I を調べることで行なう。この時、

$$R = \left(\frac{I_b}{I} - 1 \right) R_s \quad (7.1)$$

の関係があるため、既知である R_s を代入することで各測定点での R が求まる。TES 両端の電圧は $V = RI$ と表されることから、この結果より TES の V と I の関係が求まる。 I - V 特性から以下のように熱伝導度 G 、熱伝導度の温度依存性のべき n 、ループゲイン $\mathcal{L}$ 、温度計感度 α を求めることができる。特に断らない限り、 G は TES の遷移端中では一定だとみなせるとし、転移温度での熱伝導度 $G(T_c)$ で代表させることとする。

I - V 特性から求めた α は一般に R - T 特性から求めた α より小さい。これは、 I - V 測定時には TES を流れている電流が大きいためであり、X 線照射時の α は I - V 測定時の α に近い。

熱伝導度 G とその温度依存性のべき n の決定

熱伝導度は異なる複数の熱浴温度 T_{bath} において I - V 特性を求めることで計算できる。TES の温度を T とすると、ジュール発熱と熱浴との熱伝導のつりあいの式は

$$P_b = \frac{GT}{n} \left(1 - \left(\frac{T_{\text{bath}}}{T} \right)^n \right) \quad (7.2)$$

と表せる。以上より、2 つ以上の異なる T_{bath} に対して P_b を求めれば G 、 n をフィットにより求めることができる。

$(T - T_{\text{bath}})$ が TES の転移幅 ($\sim$ 数 mK) より十分大きければ T は TES の抵抗値によらず一定だとみなせるので、

$$P_b \simeq \frac{GT_c}{n} \left(1 - \left(\frac{T_{\text{bath}}}{T_c} \right)^n \right) \quad (7.3)$$

と近似できる。したがって、 T_{bath} が一定ならば TES の抵抗値によらず P_b はほぼ一定となる。

ループゲイン $\mathcal{L}$ 、温度計感度 α の決定

TES の周波数 0 におけるインピーダンスを $Z = dV/dI$ で定義する。すると、

$$\frac{d \ln P_b}{d \ln R} = \frac{d \ln V + d \ln I}{d \ln V - d \ln I} = \frac{dV/V + dI/I}{dV/V - dI/I} = \frac{Z + R}{Z - R} \quad (7.4)$$

が成り立つ。一方、 I - V 測定時の I 、 V 、 R の関係においては、

$$\frac{d \ln P_b}{d \ln R} = \frac{R}{P_b} \frac{dT}{dR} \frac{dP_b}{dT} = \frac{GT}{P_b \alpha} = \frac{1}{\mathcal{L}} \quad (7.5)$$

も成立する。ここで、 I - V 測定時では定常状態の I 、 R 、 V の関係を測定しているので

$$\frac{dP_b}{dT} = G \quad (7.6)$$

が成り立つことを用いた。このように TES のループゲイン $\mathcal{L}$ は I - V 特性から得られる R 、 Z を用いて

$$\mathcal{L} = \frac{Z - R}{Z + R} \quad (7.7)$$

と書ける。そこで、 Z と R から各測定点での $\mathcal{L}$ を求めることができる。さらに、

$$\mathcal{L} = \frac{P_b \alpha}{GT} \simeq \frac{P_b \alpha}{GT_c} \quad (7.8)$$

であるから、 $\mathcal{L}$ 、 P_b 、 G 、 T_c を用いて、 I - V 測定時の α を求めることができる。この方法の欠点は、 α が大きい時には $Z + R$ が 0 に近付くため、誤差が大きくなることである。

I - V 測定時の R - T 特性と温度計感度 α の決定

(2.10) 式で見たように、平衡状態では TES のジュール発熱 P_b と熱伝導による熱浴への熱の逃げは

$$P_b = \frac{G_0}{n} (T^n - T_{\text{bath}}^n) \quad (7.9)$$

とつりあっている。これは、

$$T = \left(T_{\text{bath}}^n + \frac{n P_b}{G_0} \right)^{1/n} \quad (7.10)$$

と書き直せるので、 IV 曲線上の各点のジュール発熱 P_b を用いてそれぞれの点での TES の温度 T を計算することができる。以上のようにして得られた (R, T) のデータから α を求めることができる。

(7.10) 式で求めた温度 T は G 、 n に強く依存するため、 $\lesssim 10 \text{ mK}$ の精度を得るのは難しい。但し、 α の導出では T の絶対値ではなく各点での温度差のみを用いるため、比較的精度良く ($\sim 10\%$) α を決定することができる。

7.3.3 臨界電流

超伝導体は一般的に、ある量以上の電流を流すと超伝導状態が破れ常伝導になるという性質を持つ。この臨界値となる電流値を臨界電流 I_c と呼ぶ。臨界電流は TES の温度 T と外部磁場 B の関数であり、TES のサイズや膜質にも依存する。TES の応答の電流依存性は I_c でスケールされるため、臨界電流は TES の性能に深く関係する物理量である。

測定は、熱浴温度 T_{bath} を転移温度 T_c より低く設定し TES を超伝導状態にしておき、電流を徐々に大きくしていくことで行う。超伝導が破れたときの電流値が温度 $T = T_{\text{bath}}$ での臨界電流 I_c である。パルス特性

パルス特性は、カロリメータに X 線光子や電氣的なパルス (ヒートパルスと呼ぶ) を入射した時の応答であり、これによってカロリメータの応答関数 (responsivity) S_I とそのゆらぎ、すなわちエネルギー分解能 ΔE を知ることができる。また、エネルギー E のパルスが入射した時の電流変化 ΔI は

$$\Delta I = \frac{\alpha E}{CT} I \quad (7.11)$$

出力信号の立ち下がり時定数 τ_{eff} は

$$\tau_{\text{eff}} = \frac{C/G}{\mathcal{L} + 1} \simeq \frac{nC}{\alpha G} \quad (7.12)$$

と書けるので、 C/α を求めることができる。

熱浴温度が一定ならジュール発熱は動作抵抗によらずほぼ一定であるので、

$$\Delta I \propto \alpha I \propto \frac{\alpha}{\sqrt{R}} \quad (7.13)$$

となり、TES の抵抗が小さいほどパルスハイトが大きくなることが期待される。

しかしながら、実際には様々な効果によりカロリメータの応答関数は理想的な場合からずれる。さらに、入射位置依存性や熱化、熱拡散過程に由来するゆらぎのためにパルスごとにもばらつく。これらのずれやばらつきを調べることで、実際の熱的、電氣的応答を詳しく知ることが可能になる。

7.3.4 ノイズ特性

ノイズ特性は、信号入力がない時のカロリメータの応答である。ノイズの発生源が異なると大きさや周波数特性も異なるので、その特性を調べることによってノイズの発生源を特定することが可能になる。

表 7.3 各 TES チャンネルの室温抵抗と SQUID 組み合わせ

TES チャンネル	抵抗値 (Ω)	SQUID	レーザー加工	備考
1	145	A-3	済	配線欠けの為測定不可
2	370	A-2		
3	172	A-1		配線欠けの為測定不可
4	249	C-3	済	配線欠けの為測定不可
5	201	C-2	済	
6	238	C-1	済	配線欠けの為測定不可
7	136	D-2		
8	126	D-1		配線欠けの為測定不可
9	252	B-2		
10	206	B-1		

ノイズデータに対して最適フィルタ処理を適用することでノイズデータのパルスハイトの分布を計算できる (この分布は 0 にピークを持つ)。この分布の半値全幅 $\Delta I_{\text{baseline}}$ をベースライン幅と呼ぶ。エネルギー E の X 線のパルスハイトが I の時、

$$\Delta E_{\text{baseline}} = \frac{E}{I} \Delta I_{\text{baseline}} \quad (7.14)$$

によりベースライン幅を eV 単位に変換することができる。本論文では特に断らない限り、eV 単位で示したもの ($\Delta E_{\text{baseline}}$) を使用する。ベースライン幅は、実際のエネルギー分解能に占めるノイズの寄与を表している。これに対して、

$$\Delta E_{\text{thermalization}} = \sqrt{\Delta E^2 - \Delta E_{\text{baseline}}^2} \quad (7.15)$$

はエネルギー分解能に対するノイズ以外の寄与を表し、具体的には、熱化、熱拡散過程や TES の抵抗値のイベントごとのばらつきなどによる影響を表す^{*1}。

カロリメータに固有なノイズ (フォノンノイズとジョンソンノイズ) や、SQUID ノイズなどの読み出しノイズの寄与は個別に推定することができる。もしもベースライン幅がこれらの原因がわかっているノイズの寄与よりも大きい場合、起源が明らかでないノイズが支配的であるということになる。このような起源不明のノイズを一般に超過ノイズ (excess noise) と呼ぶ。

7.4 測定準備

7.4.1 プローブの組み上げ

開発した三次元超伝導配線が施されたプローブへ TES と SQUID をマウントした。図 7.2 に TES と SQUID 各素子の番号付けを示す。表 7.3 に TES チャンネルと SQUID の組み合わせを示す。

プローブへ SQUID や TES をマウントする前に、SQUID を装着する位置の数カ所についてレーザー加工でポリイミドの除去を行った。これはポリイミドの有無によって熱伝導度の違いから SQUID の動作に影響があるかを検証するためである。表 7.3 にレーザー加工を行った位置を示す。また同表に超伝導配線の不備についても示した。配線パターンはもともと FPC 用のパターンで、今回このパターンをそのままプローブの配線に用いたため、一部の配線が途中で欠けている。形状によるパターンの欠け以外にさらに 2 ヶ所について配線が断線しており、測定可能チャンネル数はこの

^{*1} 熱化によるエネルギー分解能の悪化という意味で、thermalization noise と呼ぶこともあるが「ノイズ」ではない。

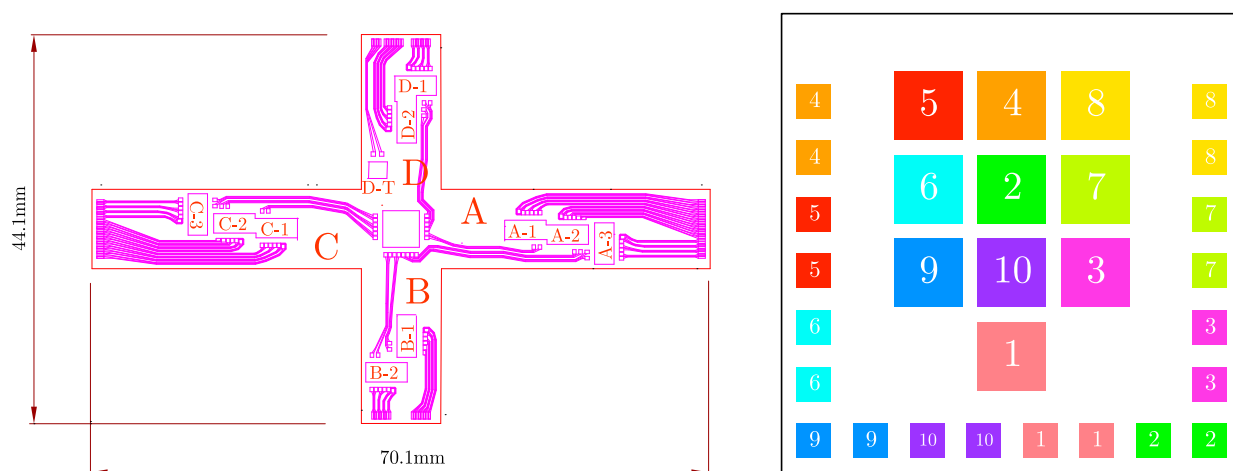


図 7.2 素子の番号付け: (左) 三次元超伝導配線上の SQUID と温度計の番号付け、(右) TES アレイの各チャンネルの番号付け

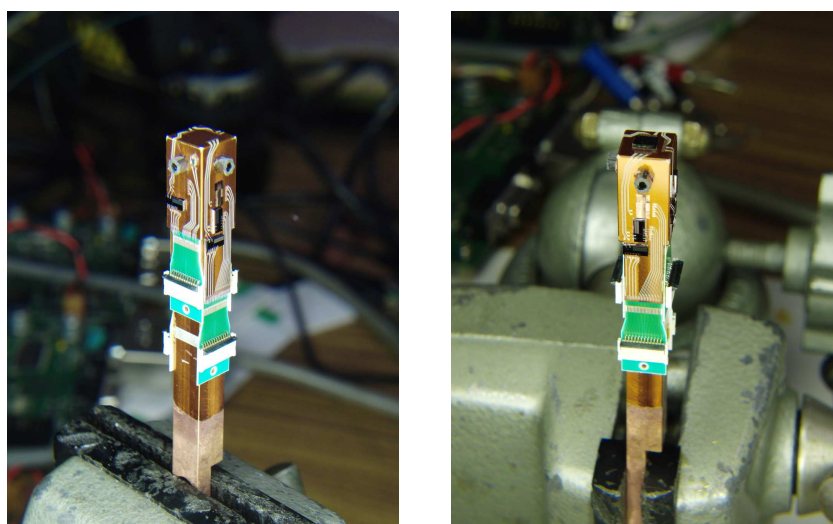


図 7.3 (左) SQUID とプロテクタを装着後 (右) TES 装着後

時点で 6 チャンネルである。

組み上げははじめに 24 ピンコネクタを側面 4 ヶ所にワニスで接着した。このコネクタは我々が独自に開発したもので、同じく独自開発した 24 ピンアダプタを着脱することが出来る。コネクタ、アダプタの電極には金が使われている。次に SQUID を測定可能な 6 ヶ所に同じくワニスで接着し、超伝導配線とボンディングを行った。また RuOx 温度計もワニスで接着しボンディングを行った。

冷却試験の際には TES と SQUID を外磁場から遮蔽するため磁気シールドを装着するが、装着の際に素子やボンディングワイヤを痛めてしまう危険性が高い。そこでプローブの側面 3 面の先端部に高さ数ミリの樹脂製プロテクタをワニスで装着した。これは SIP IC ソケットの樹脂部を流用したものである。図 7.3 左にここまでの写真を示す。

最後に上面に TES をワニスで接着し配線とボンディングを行った。ワニスでの接着は、素子の下に溜まった空気が真空引きの際素子を破壊しない様、1 辺とその反対側の辺の両端の、計 3 ヶ所について行った。TES アレイの各チャンネルの抵抗値測定はマウント前にマイクロプローバで行ったが、マウント後は SQUID 基板上でシャントされており残念ながら測定することは出来ない。図 7.3 右に組み上げ後のプローブを示す。

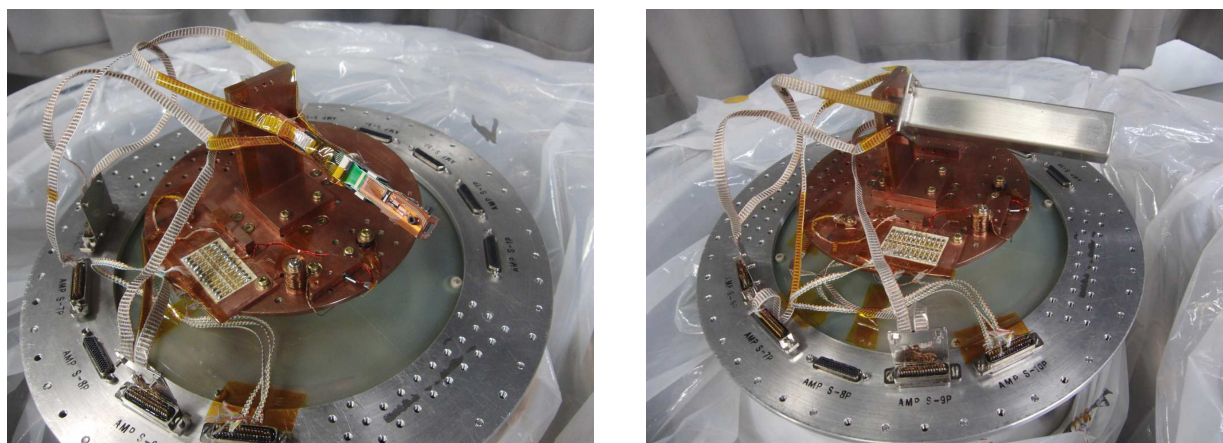


図 7.4 冷凍機への組み込み: (左) コールドステージへの組み込み (右) 磁気シールド装着



図 7.5 配線の短絡

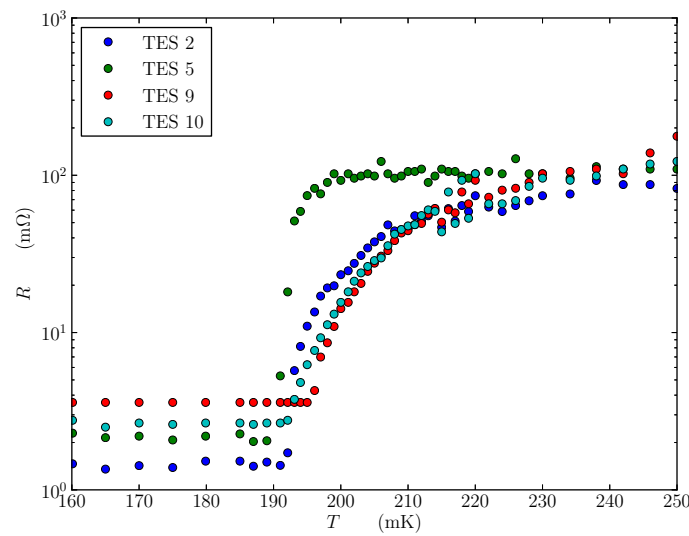
7.4.2 冷凍機への組み込み

SHI-ADR の極低温ステージへ図 7.4 左のように無酸素銅製の L 字型治具を使いプローブを横向きにマウントした。プローブ上の 4 つの 24 ピンコネクタから極低温ステージの 3 つの MDM コネクタまでは、長さ約 30 cm のコンスタンタン Loom 線を使った自作の変換ケーブルにて接続を行った。その後、室温側ポートから各 SQUID の抵抗値を測定した所、SQUID C-3 の出力が短絡している事が判明した。詳しく調べたところ、図 7.5 の赤丸で囲んだ部分の半田によってその両端の配線が短絡している事が分かった。短絡部分をけがいて配線の修理を試みたが誤って配線そのものをけがいてしまい、このチャンネルについて測定が不可能となった。この時点で測定可能チャンネル数は 5 チャンネルとなった。最後に SQUID と TES を外磁場から遮蔽するため、クライオパームとニオブの二重シールドを装着した。このシールドの内側にはあらかじめ ^{55}Fe 線源が両面テープで貼付けてある。磁気シールド装着後の写真を図 7.4 右に示す。

プローブマウント後、1.3 K シールド蓋、4 K シールド蓋、40 K シールド蓋、そして外蓋を閉め完全に密封し、冷凍機の真空引きを行った。～1 pa 程度まで引けたら GM を起動し、約 1 週間かけて 4 K までの予冷を行う。4 K まで冷

表 7.4 各 SQUID の設定値

TES チャンネル	SQUID	V_{Bias} (V)	Φ_{Offset} (V)	V_{Offset} (V)
2	A-2	3.78321	0	-4.19274
5	C-2	3.90027	0	-4.79465
9	B-2	3.06766	0.52	-4.82838
10	B-1	3.04809	0.35	-4.30270

図 7.6 R - T 測定結果

却後、液体ヘリウムをタンクへ転送し励消磁の準備が完了する。

7.5 TES 測定

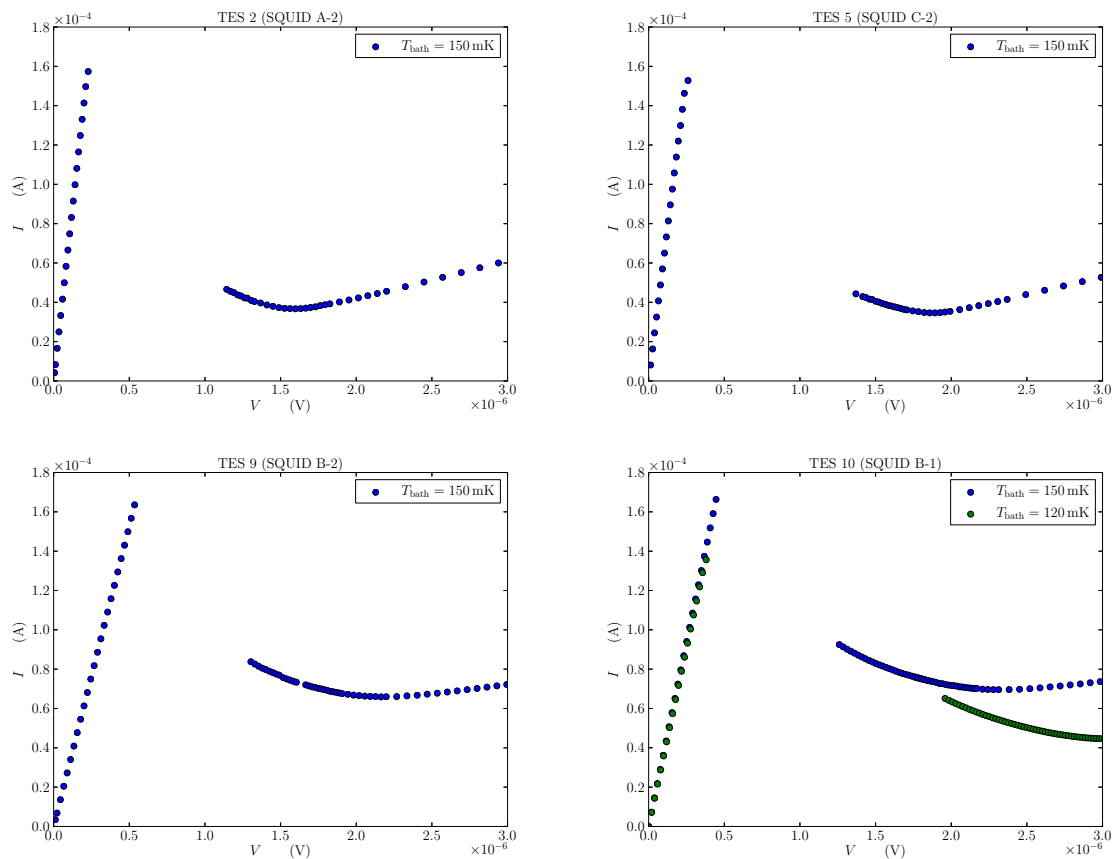
測定可能な TES チャンネル 2、5、7、9、10 の 5 チャンネル中、チャンネル 7 以外は全て 190 mK 付近で超伝導転移を行うことを確認した。一方チャンネル 7 は 190–300 mK で転移が確認出来なかった。従って今後の測定はチャンネル 7 以外の 4 チャンネルで行う。

SQUID のバイアス電流、バイアス電圧、バイアス磁束は駆動ソフトウェアを用い自動設定にて決定した。表 7.4 に各チャンネルの設定値を示す。SQUID にはポリイミドの有無による動作の違いは見られなかった。

TES の測定は動作点決定のために最低限の R - T 測定と I - V 測定のみを行い、また I - V 測定もチャンネル 10 以外は熱浴 150 mK のみで行っていない。

7.5.1 R - T 測定

熱浴温度 150–250 mK まで全 4 チャンネルの R - T 測定結果を図 7.6 に示す。

図 7.7 I - V 測定結果

7.5.2 I - V 測定

熱浴温度 150 mK で全 4 チャンルの I - V 測定を行った。また TES 10 についてのみ熱浴温度 120 mK でも I - V 測定を行った。結果を図 7.7 に示す。

7.6 X線照射試験

熱浴温度 150 mK で ^{55}Fe 線源からの X 線パルス取得を行った。GM 冷凍機が稼働していると制御用温度計にノイズが載ってしまい、精密な温度制御が行えない。パルス取得時の熱浴の揺らぎはそのままパルス高の揺らぎにつながり分解能を悪化させる。そこでパルス取得中は GM 冷凍機を一時的に切り、プローブ先端の温度計の温度揺らぎが $50\text{ }\mu\text{K}$ 以下に収まる状態とした。

7.6.1 単体取得試験

ノイズが比較的大きいチャンネル 2 を除いた、3 つの TES チャンネルについて個別にパルス取得を行った。波形の取得は横河の波形取得器 DL708E+701855 で行った。測定時の設定を表 7.5 に示す。

TES の動作点は I - V 測定結果を用いて決定した。表 7.6 に決定した各 TES チャンネルの動作点を示す。

表 7.5 単体試験時の DL708E+701855 の設定

横河 DL708E+701855	
サンプリング周波数	2 MS/s
レコード長	10 k
LPF	500 kHz
トリガー	下向き
トリガーポジション	50%
取得パルス数	1500

表 7.6 各 TES チャンネルの動作点

TES	熱浴温度 T_{bath} (mK)	TES Bias V_{bias} (V)	TES Bias I_{bias} (mA)	TES R (m Ω)
5	150	0.2475	0.2475	33.8
9	150	0.2750	0.2750	16.6
10	150	0.2800	0.2800	15.0

表 7.7 S/N 比から算出されるエネルギー分解能 (5.9 keV)

TES	エネルギー分解能 (eV)
5	17.2
9	16.6
10	13.5

平均パルス

図 7.8 に各 TES チャンネルの平均パルスの波形とそのスペクトルを示す。

ノイズスペクトル

ノイズはパルスと同様 1,500 カウント取得した。取得したデータからパルスを含んだ数個を除去し、SQUID への入力電流換算ノイズスペクトルを作成した。図 7.9 にノイズスペクトルを示す。

テンプレート

7.6.1 節と 7.6.1 節で作成した平均パルスとノイズスペクトルからテンプレートの作成を行った。テンプレートは S/N 比の劣化を防ぐためカットオフ周波数を 50 kHz として作成した。作成したテンプレートと、平均パルスとノイズスペクトルから得られる S/N 比のスペクトルを図 7.10 に示す。また、テンプレート作成の際に (B.29) 式を用いて S/N 比から算出される分解能を表 7.7 に示す。

最適フィルタ処理

7.6.1 節で作成したテンプレートを用い、取得した全 1,500 イベントについて最適フィルター処理を施しパルス高を求めた。図 7.11 に作成したパルス高スペクトルを示す。

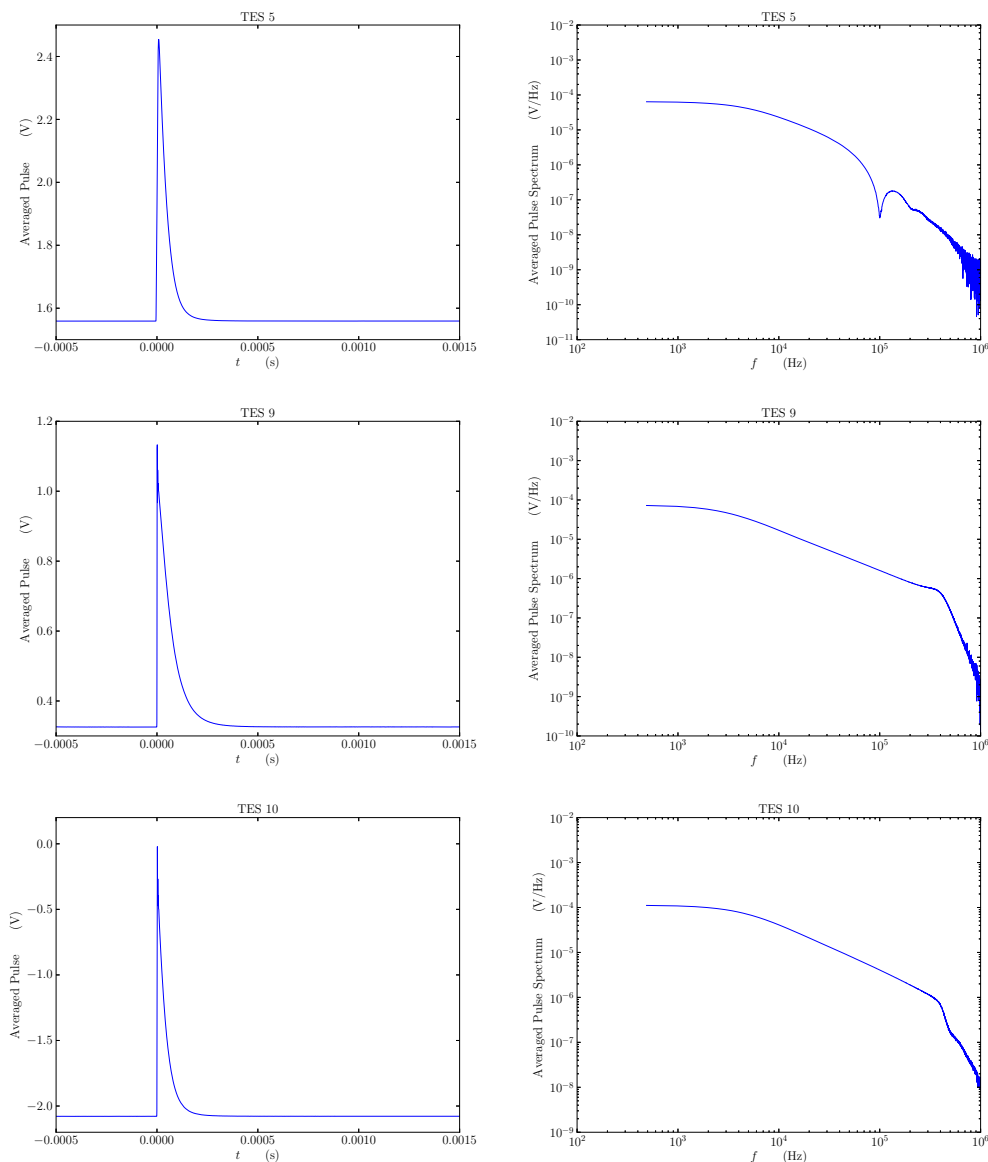


図7.8 各 TES チャンネルの平均パルス波形とそのスペクトル: (上) TES 5 (中) TES 9 (下) TES 10

エネルギー分解能

7.6.1 節で作成したパルス高スペクトルには、Mn K α (中心エネルギー: 5893.98 eV) と Mn K β (中心エネルギー: 6486.37 eV) の輝線構造が見られる。これらの輝線についてまずは何の補正も行わず Gauss 型関数をフィッティングし分解能を導出する。Gauss 型関数は

$$f(\text{pha}) = A \exp \left[-\frac{(\text{pha} - \text{pha}_0)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (7.16)$$

を使用する。但し、 A は normalization、 pha_0 は分布平均、 σ は分散を表す。これにより導出した分散 σ の値と該当する輝線の理論的な中心エネルギー E_0 からスケーリングすると分解能は次式で与えられる。

$$\Delta E(\text{FWHM}) = 2\sqrt{2\ln 2} \frac{E_0}{\text{pha}_0} \sigma \quad [\text{eV}] \quad (7.17)$$

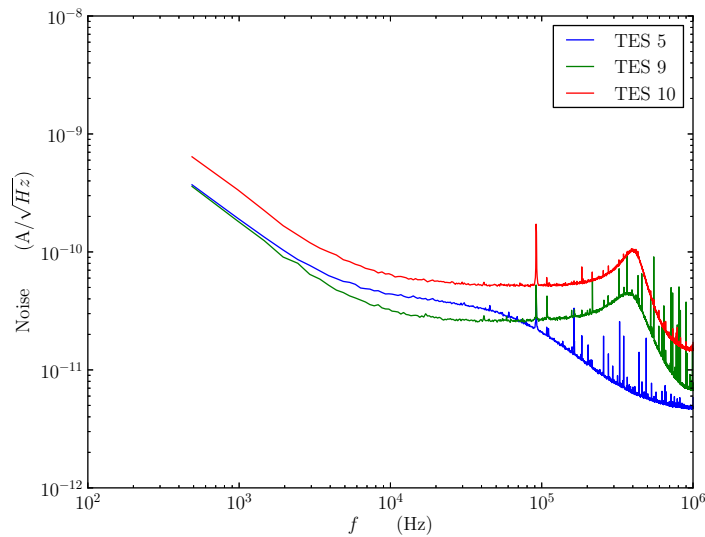


図 7.9 ノイズスペクトル

表 7.8 Gaussian フィットから得られたエネルギー分解能

TES	輝線	PHA 中心値 pha_0 (V)	PHA 分解能 (FWHM) (V)	エネルギー分解能 (FWHM) (eV)
5	Mn $K\alpha$	0.8948 ± 0.0002	$(1.870 \pm 0.039) \times 10^{-2}$	123.2 ± 2.6
	Mn $K\beta$	0.9520 ± 0.0006	$(1.881 \pm 0.120) \times 10^{-2}$	128.2 ± 8.2
9	Mn $K\alpha$	0.8061 ± 0.0001	$(1.016 \pm 0.022) \times 10^{-2}$	74.3 ± 1.6
	Mn $K\beta$	0.8635 ± 0.0004	$(1.154 \pm 0.073) \times 10^{-2}$	86.7 ± 5.5
10	Mn $K\alpha$	2.056 ± 0.0002	$(1.225 \pm 0.029) \times 10^{-2}$	35.1 ± 0.8
	Mn $K\beta$	2.218 ± 0.0008	$(1.797 \pm 0.148) \times 10^{-2}$	52.6 ± 4.3

(7.16) 式を用いた各輝線に対するフィッティング結果と (7.17) 式から得られる分解能を表 7.8 にまとめる。

DC レベル揺らぎの補正

パルス高スペクトルは熱浴の揺らぎによりオフセット電圧が変化する。オフセット電圧の揺らぎはパルス高へ影響を与えてしまう。図 7.12 は TES チャンネル 10 の最適フィルタ処理後のオフセット電圧と PHA の関係を示しており、PHA がオフセット電圧に対しわずかに傾きを持っていることが見られる。この効果を補正することで分解能を改善出来る。

はじめに各輝線の場所で

$$\text{PHA} = a \times (1 + b \times \text{Offset}) \quad (7.18)$$

という直線関数でフィットし、本来一定な成分と考えられる $\text{PHA} = a$ とオフセット電圧に対する依存項 b を求める。このようにして得られたオフセット電圧の傾き b が 0 となるよう、PHA スペクトルに補正を施す。この補正データに再び Gauss 型関数をフィットし、分解能の評価する。補正後の分解能を表 7.9 にまとめる。補正前の分解能 (表 7.8) と比較すれば、いずれのチャンネルでも改善が見られる。

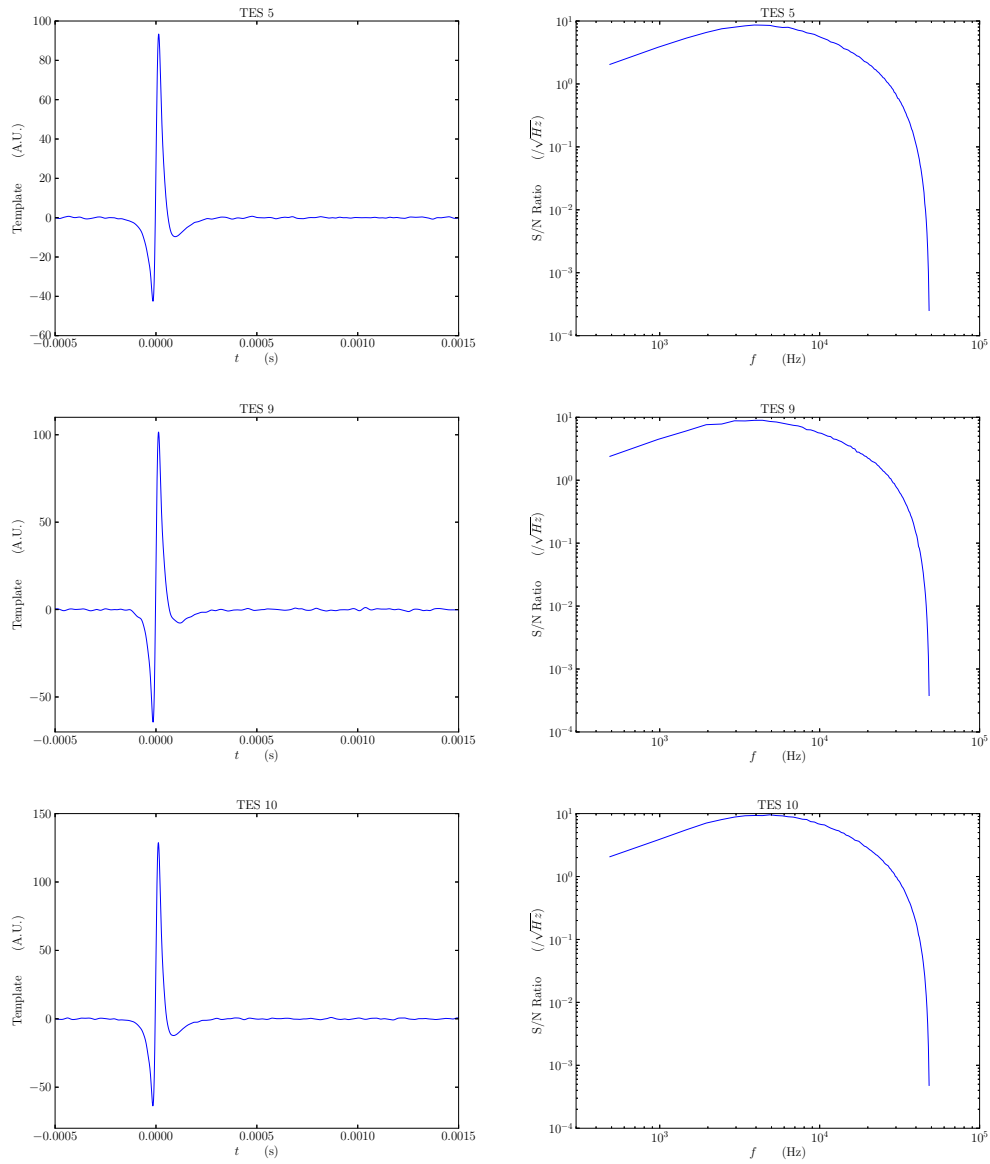


図 7.10 テンプレートと S/N スペクトル: (上) TES 5 (中) TES 9 (下) TES 10

表 7.9 DC レベル揺らぎ補正後のエネルギー分解能

TES	輝線	エネルギー中心値 (eV)	エネルギー分解能 (FWHM) (eV)
5	Mn K α	5892.2	67.3 ± 1.8
	Mn K β	6483.3	122.0 ± 7.3
9	Mn K α	5886.8	24.5 ± 0.7
	Mn K β	6471.1	37.8 ± 6.7
10	Mn K α	5892.4	44.6 ± 2.7
	Mn K β	6485.2	32.0 ± 0.9

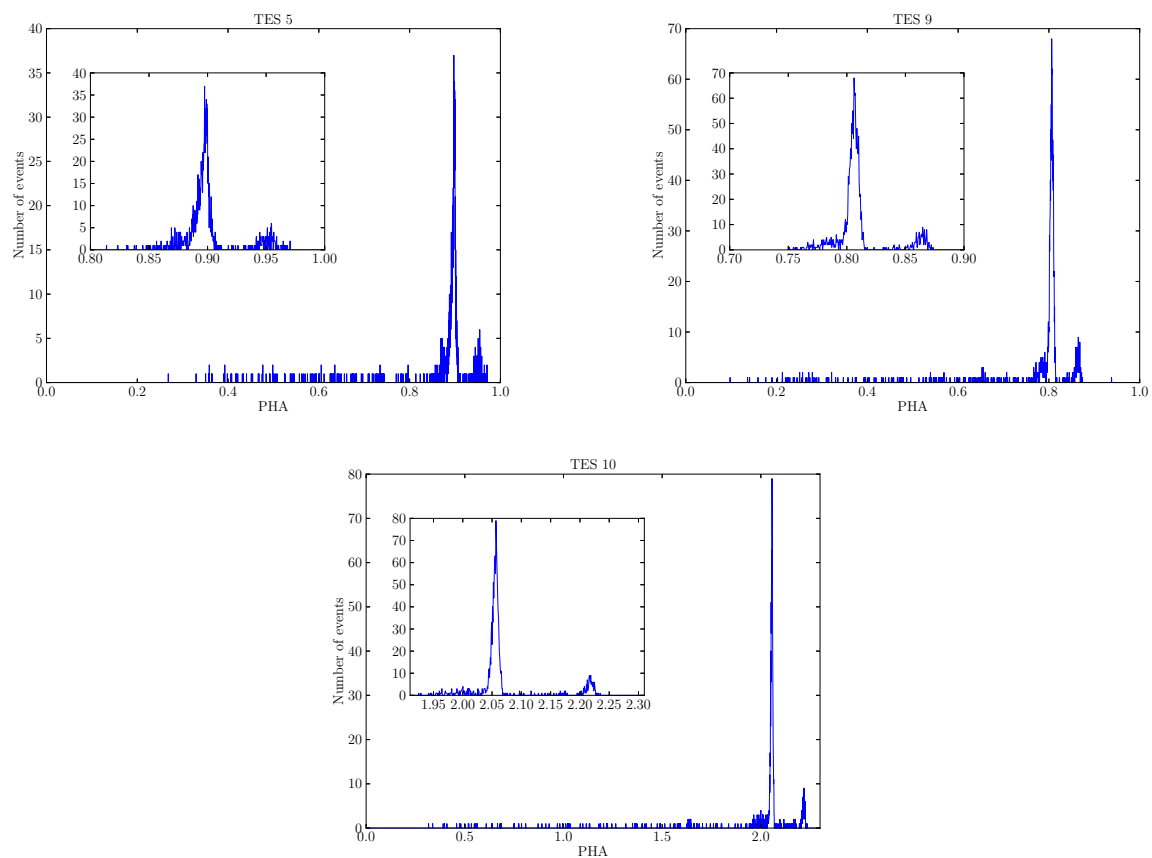


図 7.11 各チャネルのパルス高スペクトル: (左上) TES 5 (右上) TES 9 (下) TES 10

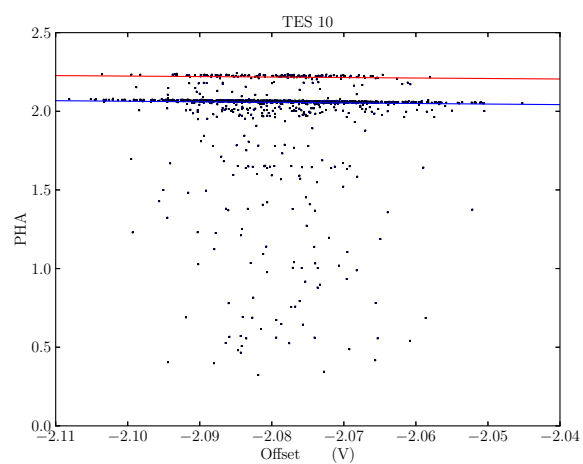


図 7.12 TES 10 のオフセット電圧と PHA の関係: (赤) MnK β 、(青) MnK α

表 7.10 補正後のエネルギー分解能

TES	輝線	エネルギー中心値 (eV)	エネルギー分解能 (FWHM) (eV)
5	Mn K α	5892.2	107.8 $\pm$ 2.8
	Mn K β	6483.3	143.5 $\pm$ 12.3
9	Mn K α	5886.8	57.8 $\pm$ 1.3
	Mn K β	6471.1	79.3 $\pm$ 5.0
10	Mn K α	5892.4	42.3 $\pm$ 0.9
	Mn K β	6485.2	62.2 $\pm$ 3.7

応答非線形性の補正

本来入射エネルギーに対しパルス高は線形であるのが理想だが、実際には入射によって生じた温度変化が TES の超伝導-常伝導遷移端を越え、パルス高が頭打ちになってしまうことがある。この非線形応答を補正するため、原点 (PHA = E = 0) を通る二次曲線

$$\text{PHA} = aE^2 + bE \quad (7.19)$$

でフィットし、得られたパラメータ a 、 b を用い PHA からの換算エネルギー E' を次式で与える。

$$E'(\text{PHA}) = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4a\text{PHA}}}{2a} \quad (7.20)$$

この換算式によって得られたエネルギースペクトルに対し、再び Gauss 型関数をフィットし、分解能の再評価を行う。補正後の分解能を表 7.10 にまとめる。この補正は原点から遠い程、エネルギースペクトルを引き延ばす効果があるため分解能を悪化させる。

Voigt 関数によるエネルギー分解能の導出

輝線スペクトルは電子配置の違いから K α_1 、K α_2 などの微細構造を持ち、それぞれが自然幅を持っている。そのため、理想的な測定環境においてもスペクトルの広がりがある。自然幅を考慮し補正されたエネルギースペクトルを再評価し、最終的な分解能を決定する。

自然幅 Γ による Lorentz 関数 $L(x; \Gamma)$ ^{*2} と Gauss 関数 $G(x; \sigma)$ の合成積である Voigt 関数 $H(x; \sigma, \Gamma)$

$$H(x; \sigma, \Gamma) = A \int_{-\infty}^{\infty} G(x'; \sigma) L(x - x'; \Gamma) dx' \quad (x = E' - E_0) \quad (7.21)$$

$$G(x; \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad L(x; \Gamma) = \frac{\Gamma}{2\pi} \frac{1}{x^2 + (\Gamma/2)^2} \quad (7.22)$$

を用いてフィッティングを行う。Mg の微細構造線の諸定数は [15] を用いた。フィッティング結果と分解能を図 7.13 と表 7.11 に示す。

考察

単体での X 線照射試験では最良の分解能でもチャンネル 10 の 24 eV 程度と、前システムと比べるとかなり悪い。その主な原因として熱浴温度が高過ぎることが考えられる。150 mK 以下で TES を動作させたい所だが、使用した冷凍

^{*2} 実際には Mg の場合は 7 つ Lorentz 関数の合成積である。

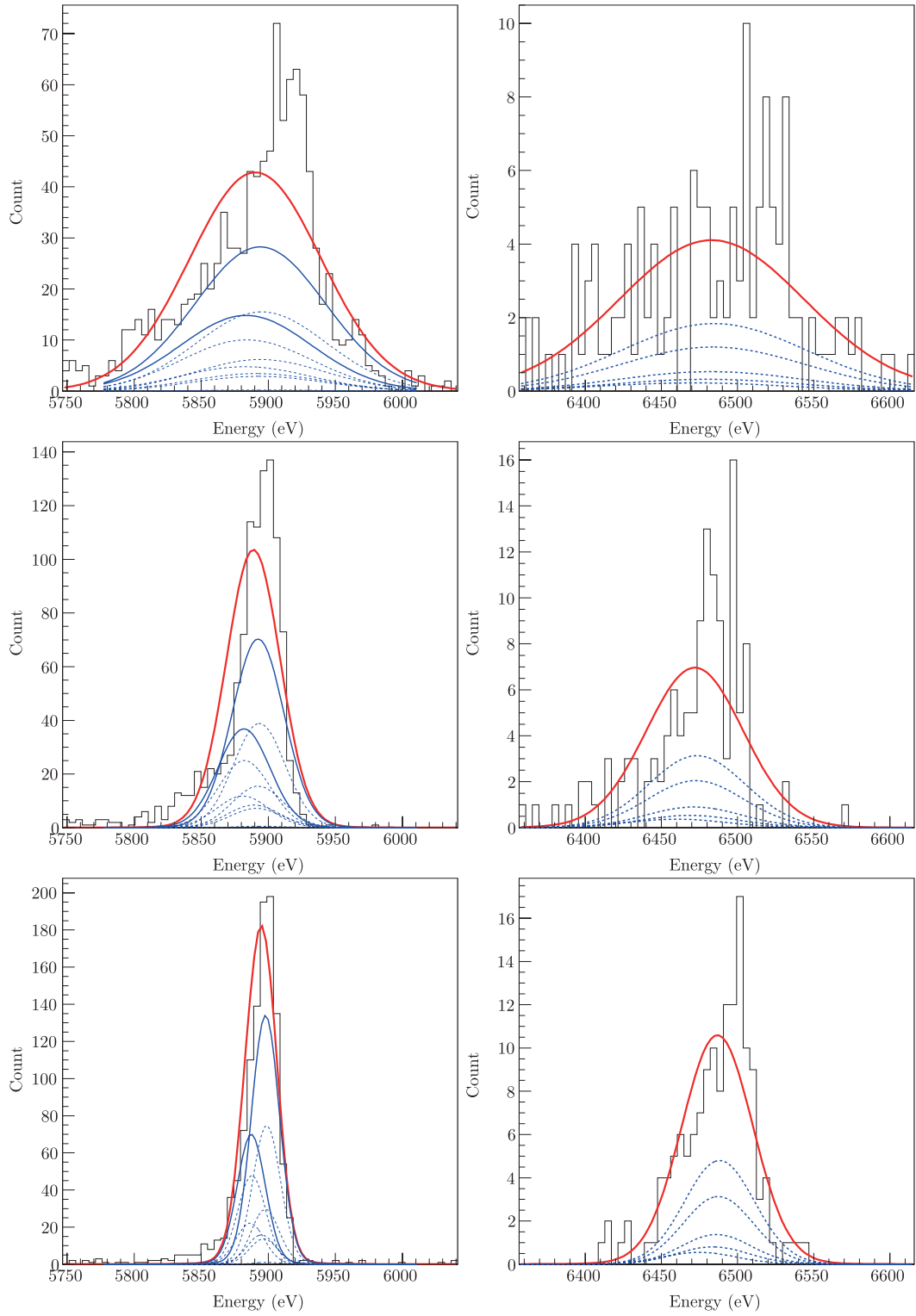


図 7.13 補正後の PHA スペクトルへの Voigt 型関数によるフィット結果: (上) TES 5 (中) TES 9 (下) TES 10

表 7.11 微細構造を考慮した各輝線のエネルギー分解能

TES	輝線	エネルギー中心値 (eV)	エネルギー分解能 (FWHM) (eV)
5	Mn $K\alpha$	5894.0	114.0 ± 2.8
	Mn $K\beta$	6486.4	142.2 ± 12.5
9	Mn $K\alpha$	5894.0	44.8 ± 1.5
	Mn $K\beta$	6486.4	73.8 ± 6.0
10	Mn $K\alpha$	5894.0	23.9 ± 0.9
	Mn $K\beta$	6486.4	53.6 ± 3.9

表 7.12 同時取得時の TES 動作点と読み出し系設定

TES	熱浴温度 T_{bath} (mK)	TES Bias V_{bias} (V)	ADC Ch	ADC Gain	ADC Offset (V)
2	150	0.155	0	5	1.1
5		0.170	1	10	1.1
9		0.195	3	10	1.1
10		0.215	2	10	1.1

機の冷却能力では 4 チャンネルの同時駆動ではこの温度がほぼ限界に近い。プローブ先端に取り付けた制御用温度計が 150 mK を示していても、冷凍機の極低温ステージに取り付けた温度計はそれより最大で ~ 50 mK 低い値を示していた。すなわち、極低温ステージとプローブ間の熱伝導があまり良くない上に、プローブ上に取り付けた SQUID が発熱し、先端の TES を 150 mK 以下へ冷却出来ない状態となっていたことが考えられる。単体試験の際に駆動していた SQUID は最大で 4 つだったが、本稼働時には 10 個の SQUID が一斉に発熱を行う。TEM-TES システムの冷凍機は希釈冷凍機で、断熱消磁冷凍機より冷却能力は高いとは言え、理想的な TES 温度での駆動は簡単ではないであろう。低発熱な SQUID の開発と、信号多重化による SQUID 数の削減が望ましい。

7.6.2 同時取得試験

読み出し可能な 4 つのチャンネルについて、新しい読み出し系を用いパルスの同時取得を行った。TES 4 チャンネルの同時駆動のため SQUID を 4 つ同時に駆動すると、SQUID からの発熱によりプローブを 150 mK 以下へは冷却することが出来なくなった。プローブの形状が細長く、また極低温ステージとは治具を介してつながっているため熱伝導度が悪く廃熱が追いついていないことが考えられる。また、TES の 4 チャンネルを全て駆動すると、チャンネル同士が熱的にカップルしているためか、それぞれのチャンネルの R - T や I - V の測定結果が他チャンネルの状態によって大きく異なってしまった。熱浴温度が高すぎる上に、TES から熱浴への熱伝導度も最適ではない可能性がある。そこで熱浴温度 150 mK での R - T と I - V 測定はあきらめ、各チャンネルの動作点は適当な位置へ合わせた状態で 4 チャンネル同時取得を行った。表 7.12 に各 TES チャンネルの動作点と、読み出し系の設定を示す。

ノイズスペクトル

図 7.14 に 4 チャンネル同時取得時の SQUID への入力電流換算ノイズスペクトルを示す。TES チャンネル 5、9、10 については単体取得のときと比べレベルが若干高くなっている。これについては後ほど議論を行う。

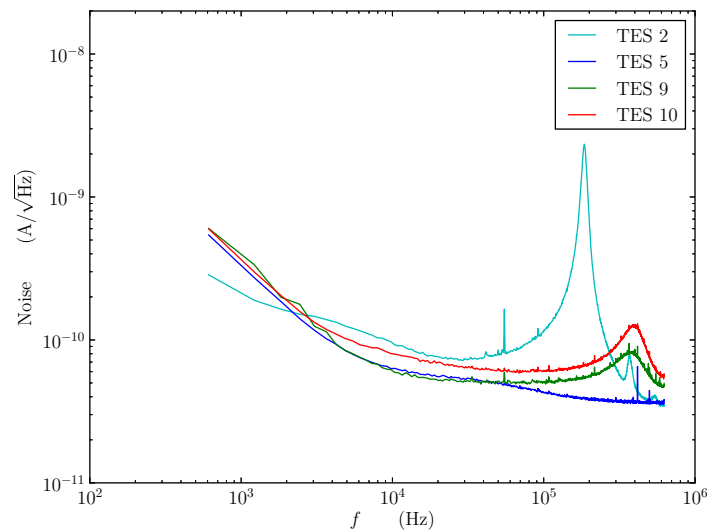


図 7.14 TES4 チャンネル同時取得の際のノイズ

表 7.13 同時取得の際の各輝線のエネルギー分解能

TES	輝線	エネルギー中心値 (eV)	エネルギー分解能 (FWHM) (eV)
2	Mn K α	5894.0	133.0 $\pm$ 2.6
	Mn K β	6486.4	164.2 $\pm$ 13.0
5	Mn K α	5894.0	133.5 $\pm$ 3.1
	Mn K β	6486.4	202.6 $\pm$ 38.1
9	Mn K α	5894.0	78.1 $\pm$ 1.4
	Mn K β	6486.4	93.9 $\pm$ 4.2
10	Mn K α	5894.0	74.4 $\pm$ 1.2
	Mn K β	6486.4	90.5 $\pm$ 3.5

エネルギー分解能の導出

単体動作の場合と同じように DC レベル揺らぎの補正と応答非線形性の補正を行った上で Voigt 関数を用いエネルギー分解能を導出した。表 7.13 に結果を示す。チャンネル 5、9、10 のエネルギー分解能は単体動作の時と比べ大幅に悪化している事が分かる。悪化の原因は以下が考えられる。

1. 不適切な TES の動作点
2. 他 TES チャンネルとの熱的クロストーク
3. ADC ボード固有のノイズ

SQUID を 4 つ同時に駆動したことで、SQUID からの発熱によって熱浴温度を 150 mK 以下へ下げることが出来なかった。この TES は推奨動作温度が 100 mK 以下で、現状の熱浴温度は高すぎる。また、同時取得では R - T 、 I - V 測定が行えず、TES のチャンネル間で熱的なクロストークが発生していることが示唆された。結果、最適な動作点を選択することが出来ず、単体動作時に比べ高い抵抗値で動作させている可能性が高く、応答の非線形性がより顕著に現れて

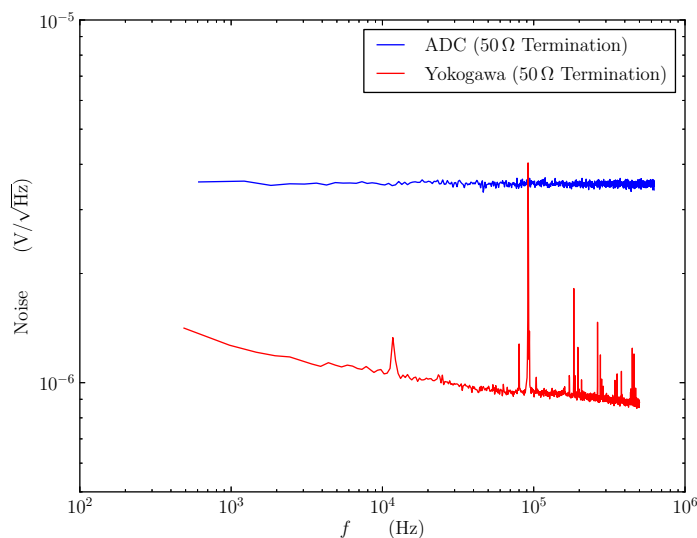


図 7.15 ADC ボードと横河 DL708E の 50Ω 終端時の電圧ノイズ

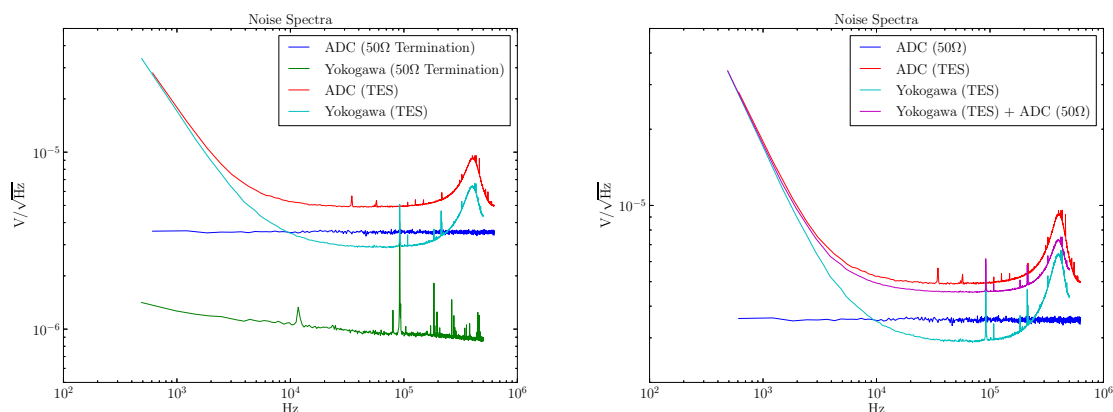


図 7.16 ノイズの比較: (左) ADC ボードと横河 DL708E の TES 測定時と 50Ω 終端時のノイズ比較、(右) 横河 DL708E の TES 測定時のノイズに ADC ボードの 50Ω 終端時のノイズを足したもの

いる可能性がある。実際 TES チャンネル 9 と 10 については、同時取得での応答非線形性補正で補正值が単体取得の場合に比べ若干大きかった。ADC ノイズについては次節で詳しく議論する。

ADC ボードのノイズ

ADC 固有のノイズを測定したところ、無視出来ない大きさであることが分かった。分解能に与える影響について考察を行う。

図 7.15 に ADC ボードと横河 DL708E の入力端子をそれぞれ 50Ω 終端し測定した電圧ノイズを示す。横河 DL708E が $1 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ であるのに対し、ADC ボードは $3.5 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ と 3 倍程度大きい。実際 ADC ボードで測定を行う場合は必ず横河 DL708E の場合と比べ分解能が悪くなる。例えば TES チャンネル 10 について、横河 DL708E と ADC ボードとでそれぞれパルスを取得しエネルギー分解能を算出すると、Mn K α についてそれぞれ 41 eV、52 eV となり、ADC ボードで測定した場合は横河 DL708E の場合に比べ約 25% 悪い。

そこで TES のノイズと 50Ω 終端時のノイズを比較した。図 7.16 左に、 50Ω 終端時の横河 DL708E と ADC ボードのノイズを、TES(チャンネル 10) のノイズと比較したものを示す。これより、ADC ボードそのものが持つノイズは TES のノイズよりも大きい事が分かる。また、ADC ボードで測定した TES のノイズは、横河 DL708E で測定した TES ノイズに ADC ボード 50Ω 終端時のノイズを足したもの (自乗和) に大体等しい事が分かった。同図右にそれらの比較を行ったものを示す。従って ADC ボードで測定した際に分解能が劣化する原因の一部は ADC ボード固有のノイズにあると思われる。しかし 25% もの悪化を説明するには十分ではない。分解能悪化の主要因についてはさらなる議論が必要である。

7.7 まとめ

本試験の目的であった三次元超伝導配線の実用性確認と新読み出し系の動作試験は果たすことが出来たが、以下に挙げる新たな課題が浮き彫りとなった。

一つは SQUID の発熱である。TES 4 チャンネル同時駆動に際し、SQUID を 4 つ同時に駆動したところ、プローブの温度が上昇し 150 mK 以下へ冷却が出来なくなった。現在の環境でさらなる試験を行うには低発熱の SQUID を使用することが必須である。今回用いた 160SSA の発熱量は 200 nW と非常に大きい。同シリーズの SQUID には 80SSA というアレイ数が半分のものがあるが、こちらの発熱量は 90 nW で、やはり TEM のプローブのように熱伝導の悪い場合は発熱が問題となる。これら以外に低発熱な SQUID を我々は持っていない。そこで次章からは新たに開発した低発熱型の SQUID について議論を続けて行く。

さらに、TES 同時駆動では TES 自身も安定せず、 $R-T$ 測定と $I-V$ 測定が行えなかった。そもそも推奨動作温度 100 mK に対し動作温度が 150 mK と高すぎる問題もあるが、TES と熱浴間の熱伝導が悪い可能性も考えられる。TES から熱浴への熱伝導度を改善する必要があるだろう。

ADC ボードのノイズレベルについてはさらに議論が必要である。これは今後の課題としたい。

第 8 章

dc SQUID アレイの開発

8.1 目的

4.2.1 節では SQUID に対するアレイシステムの要請として、低発熱、低ノイズ、低クロストークの 3 つを挙げた。実際、前章で述べた X 線照射試験ではプローブにとりつけられた SQUID の発熱が大きく、TES の駆動に最適な温度を得ることが出来なかった。搭載した SQUID は僅か 5 つであり、10 チャンネル全てを駆動するためには SQUID の数はさらに倍に増え、ADR を用いた試験環境では TES を適切な温度まで冷却することはさらに困難となる。低発熱かつ十分な増幅率を備える dc SQUID アレイの開発が望まれた。

また 1.2.1 節で紹介した DIOS ミッションでも同様に低発熱の dc SQUID アレイが必要とされている。DIOS ミッションは小型衛星プロジェクトで、天文観測用小型衛星の共通バスを念頭において考えられている。観測系で許容される消費電力は $\sim 300\text{ W}$ と小さく、従って冷却能力もふんだんにある訳ではない。DIOS に搭載する TES は 16×16 の 256 チャンネル TES アレイが予定されており、信号多重化を行い SQUID の数を減らすとしても、現状実績のある 8 入力 SQUID を使った場合、SQUID は少なくとも 32 個必要となる。SQUID は TES と同様極低温ステージへ配置される予定なので、発熱は少なければ少ないほど良い。また、SQUID の必要数をさらに減らすべく、8 以上の入力を持つ SQUID も強く望まれる。入力数の多い SQUID は構造上、電流加算型が有力である。

そこで本研究では低発熱、低ノイズ、低クロストークの要請に応じつつ、FDM の磁場加算型の入力上限を超える多入力 SQUID を念頭に置き、電流加算型での使用を前提とした dc SQUID アレイの開発を行った。また同時に、発熱については特に制約を設けない高 S/N 比型の dc SQUID アレイも開発を行った。本修士論文では SQUID の各パラメータの設計と基板のレイアウト設計を行い、プロセスは国際超伝導産業技術センター (ISTEC) にご協力を頂いた。本章ではそれら SQUID の設計について、次章では開発した SQUID の評価について詳細を述べる。

8.2 設計目標

dc SQUID は簡単に言えば電流を電圧へ変換するトランスインピーダンス変換器である。SQUID をブラックボックスとして扱い単純な増幅器としてみなせば、この増幅器はトランスインピーダンスゲイン Z_{tran} 、入力コイルインダクタンス L_{in} 、フィードバックコイルインダクタンス L_{FB} 、動抵抗 R_{dyn} 、入力電流換算ノイズ I_{N} 、消費電力 P で特徴付けられる。設計にあたっては、はじめにこれら SQUID の性能値で目標値を決め、直接設定可能なパラメータを調整して行く。本節では、性能値の目標値を決定する。

TES の典型的な電流ノイズは $\sim 10\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ で、SQUID の入力電流換算ノイズは分解能を悪化させない様それよりも低くなければならない。また、室温側の低雑音アンプの入力段の典型的な電圧ノイズは $\sim 1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ で、SQUID によって増幅された TES のノイズは同じく分解能を悪化させない様それよりも高くなければならない。従って、TES の電流ノイズを $10\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ とすると SQUID のトランスインピーダンスゲインは $100\ \Omega$ 以上が望ましい。さらに、そ

表 8.1 dc SQUID アレイの設計目標

項目	低発熱型 dc SQUID アレイ		高 S/N 比型 dc SQUID アレイ	
	目標値	許容値	目標値	許容値
トランスインピーダンスゲイン Z_{tran}	$> 100 \Omega$	$> 50 \Omega$	$> 250 \Omega$	$> 200 \Omega$
入力インダクタンス L_{in}	$< 1 \text{ nH}$	$< 2 \text{ nH}$	$< 2 \text{ nH}$	$< 4 \text{ nH}$
動抵抗 R_{dyn}	$\sim 50 \Omega$	$< 100 \Omega$	規定せず	
入力電流換算ノイズ $I_N(@4.2 \text{ K})$	$< 10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$< 20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$< 10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$< 20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
発熱量 P	$< 20 \text{ nW}$	$< 32 \text{ nW}$	規定せず	

の条件を満たす動作点はその前後に少なくとも $\pm 0.1\Phi_0$ の入力レンジがあることが望ましい。すなわち、動作点から $\pm 0.1\Phi_0$ の範囲でトランスインピーダンスゲインが 0 となるべきではない。FLL で強いフィードバックをかけれるのであればダイナミックレンジはもっと狭くても良いが、周波数変調型信号多重化回路などループゲインを 10 程度しかとれないような場合、線形性の確保のためには広いダイナミックレンジが必要である。設計目標として、ダイナミックレンジ $\pm 0.1\Phi_0$ はあくまで目安として設けることにする。

本研究で開発する低発熱型 SQUID は電流加算型の周波数変調型信号多重化回路で使用を考えている。入力コイルの自己インダクタンスは各 TES チャンネルの共通インピーダンスとなり、周波数変調の際にクロストークを発生させてしまう。従って入力コイルの自己インダクタンスは可能な限り小さく収めたい。周波数変調型の信号多重化回路ではバンドパスフィルタに数百 nH のコイルを使うので、現状 1 nH 程度であれば特に問題になることはない。従って目標は 1 nH 以下とし、許容値はその 2 倍とする。また、多重化回路は高周波回路で、出力側と入力側のインピーダンス整合を取りたく、SQUID の動抵抗は $\sim 50 \Omega$ であることが望ましい。従って動抵抗の目標値は 50Ω とし、許容値はその 2 倍とする。

発熱に関する要求は DIOS ミッションへ合わせることにする。DIOS 衛星が要請する極低温ステージの発熱の上限値は SQUID が配置される 50 mK ステージ全体で 640 nW である。DIOS に搭載される 256 チャンネルの TES を実績のある 8 入力 SQUID で多重化すると仮定すれば、必要な SQUID の個数は 32 である。従って単体当りの許容消費電力は $P < 20 \text{ nW}$ となる。目標値はこの値とし、ステージ全体の許容を $1 \mu\text{W}$ 以下とした場合の単体当りの許容消費電力 $P < 32 \text{ nW}$ を許容値とする。

高 S/N 比型 dc SQUID アレイについてはゲインを優先させ動抵抗と発熱量には制限を設けない。トランスインピーダンスゲインの目標値は余裕をもって 250Ω 以上、許容値は 200Ω 以上とした。高 S/N 比型は多重化回路での使用は特に考えてはいないが、使用できないことも無い様に、入力コイルの自己インダクタンスは可能な限り抑えることとする。但し、ゲインを優先させるため目標値と許容値は低発熱型の 2 倍とした。

表 8.1 に設計目標をまとめる。

8.3 パラメータの最適化

dc SQUID を構成要素に分解すると、ジョセフソン接合部、超伝導リング、入力/フィードバックコイル、アレイの 4 つに分けられるであろう。これらをどの順序で設計するかは用途によって異なる。例としては、ジョセフソン接合部の設計を初めに行い、次いで超伝導リングと入力/フィードバックコイルの設計、最後にアレイ化パラメータの決定といった順序があげられる。また実際の設計では下流から上流へと幾度かフィードバックを繰り返し各パラメータの最適化を行う必要がある。設計において決定すべきパラメータの一覧を表 8.2 に示す。

パラメータの決定に際し、以下 3 つの指数、Stewart-McCumber パラメータ β_C 、Screening パラメータ β_L 、Noise

表 8.2 dc SQUID 設計で決定すべきパラメータ

項目	記号	説明	例
ジョセフソン接合			
臨界電流密度	J_c	接合の臨界電流密度	1.0 kA/cm^2
接合サイズ	A	接合の面積	$1.0 \mu\text{m}^2$
シャント抵抗	R	接合に並列に接続する抵抗	10Ω
超伝導リング			
自己インダクタンス	L	超伝導リングの自己インダクタンス	100 pH
入力コイル			
自己インダクタンス	L_{in}	入力コイルの自己インダクタンス	100 pH
相互インダクタンス	M_{in}	入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンス	80 pH
フィードバックコイル			
自己インダクタンス	L_{FB}	フィードバックコイルの自己インダクタンス	100 pH
相互インダクタンス	M_{FB}	フィードバックコイルと超伝導リングの相互インダクタンス	80 pH
アレイ			
直列数	n	dc SQUID を直列接続する数	10
並列数	m	dc SQUID を並列接続する数	2

パラメータ Γ が最適な値へ定まるよう各値を決定する。これら指数の具体的な最適値は

$$\beta_C \equiv \frac{2\pi}{\Phi_0} I_0 R^2 C \ll 1 \quad (8.1)$$

$$\beta_L \equiv \frac{2LI_0}{\Phi_0} = 1 \quad (8.2)$$

$$\Gamma \equiv \frac{2\pi k_B T}{I_0 \Phi_0} \ll 1 \quad (8.3)$$

である (3.2.4 節)。これらを満たしつつ要求される性能が実現されるよう、表 8.2 に示す各パラメータを決定しなければならない。しかしこのままではパラメータの数が多いため自由度が大き過ぎ、どのような最適化を行えば良いか分かりづらい。

そこで、パラメータ決定の方針を決める。(8.1) 式から (8.3) 式が満たされた下で、SQUID の性能値であるトランスインピーダンスゲイン Z_{tran} 、入力コイル自己インダクタンス L_{in} 、動抵抗 R_{dyn} 、入力電流換算ノイズ I_N 、発熱量 P と他のパラメータの関係性を以下に示す。

$$Z_{\text{tran}} \propto nRI_0M_{\text{in}} \quad (8.4)$$

$$L_{\text{in}} \propto \frac{n}{m} \frac{M_{\text{in}}^2}{L} \quad (8.5)$$

$$R_{\text{dyn}} \propto \frac{n}{m} R \quad (8.6)$$

$$I_N \propto \sqrt{\frac{m}{nR}} \frac{1}{I_0 M_{\text{in}}} \quad (8.7)$$

$$P \propto nmRI_0^2 \quad (8.8)$$

但し、 $I_0 = J_c A$ で接合の臨界電流をあらわす。これらを I_0 、 R 、 L 、 M_{in} 、また n と m について、それぞれの値への乗数を求めると表 8.3 のようになる。また同表に $\beta_L \approx 1$ による I_0 と L の相互関係も示した。これらを基に最適化を考えて行く。すなわち SQUID 開発にあたり最も優先したい性能値を優先し、表から設定可能なパラメータを次々と決定して行けば良い。

表 8.3 各パラメータの特徴値に対する乗数

パラメータ	乗数					
	I_0	R	L	M_{in}	n	m
Z_{tran}	1	1	...	1	1	...
L_{in}	...	...	-1	2	1	-1
R_{dyn}	...	1	...	...	1	-1
I_N	-1	-1/2	...	-1/2	1/2	1/2
P	2	1	...	...	1	1
I_0	...	...	-1	...	...	...
L	-1	...	...	...	...	...

具体的な例をあげる。消費電力の上限が最優先な要求として与えられている場合、最適化は表 8.3 より発熱に 2 乗で効く I_0 を小さく取ることが効果的なことが分かる。または入力インダクタンスに制約があれば、2 乗で効く M_{in} を大きくとることや、アレイ化で多数の直列化は避けた方が良い。このようにある程度は最適化の方針を決める事が出来る。

さらに、決定すべきパラメータの一部は製造プロセスによって上限または下限が制約される。臨界電流密度 J_c は選択出来る幅があり、接合サイズ A も下限がある。要求から来る制約と製造プロセスから来る制約で、初めに最適化すべきパラメータとその値はほとんどの場合決まるだろう。

本設計では設計仕様を ISTEK の「SRL Nb 標準プロセス (STD3)」に従うが、この設計仕様では接合の臨界電流密度を基本値の 10 kA/cm^2 からある程度自由に変更する事が出来る。ジョセフソン接合部の設計では、この臨界電流密度 J_c を先に決定した場合、設計仕様の最小接合サイズから臨界電流 I_0 の下限値と、その場合のシャント抵抗 R の取り得る値の範囲が β_C より制限される。一方シャント抵抗 R を先に決定した場合には臨界電流密度 J_c と接合サイズ A がやはり β_C から制限される。臨界電流密度 J_c と接合サイズ A の関係も、接合サイズが接合の静電容量 C を決めるため、同じく β_C によって制限される。接合部の設計ではこのように何かひとつパラメータを決定すると残りのパラメータが次々と制約される。

接合の臨界電流が決定されると次ぎに β_L から超伝導リングの自己インダクタンス L が決定される。超伝導リングと入力コイルの結合係数 k の典型値から、要求される M_{in} に対し入力コイルインダクタンス L_{in} もほぼ自動的に決まる。フィードバックコイルのインダクタンスについても L_{in} から大体の値が決まる。こうして見れば、実のところは自由度はほとんど無い事が分かる。従って初めに最適化を行うパラメータの選定が非常に重要である。

8.4 本研究でのパラメータ決定

本研究では、低発熱型の dc SQUID アレイと、発熱量を考慮しない高 S/N 比を持つ dc SQUID アレイを設計する。それぞれで制約が異なるため、最適化の方針が異なる。本節ではこれらのパラメータを具体的に決定して行く。

本研究で製作する dc SQUID アレイは宇宙科学研究所 SQUID アレイシリーズ (ISAS SQUID Array Series; ISAS) と名付ける。タイプごとに A、B、C と順番に名付け、アレイ数を併記する。例えば A タイプでアレイ数が 10 直列であれば ISAS-A10、同じく A タイプでアレイ数が 5 直列、2 並列であれば ISAS-A5×2 などとする。

8.4.1 SRL Nb 標準プロセス (STD3)

はじめに「SRL Nb 標準プロセス (STD3)」について簡潔に説明する。STD3 は、超伝導工学研究所 (SRL) の 2.5 kA/cm^2 Nb 標準プロセス 2 (STD2) を基に、2002 年以降開発されてきた臨界電流密度 10 kA/cm^2 のアドバンス

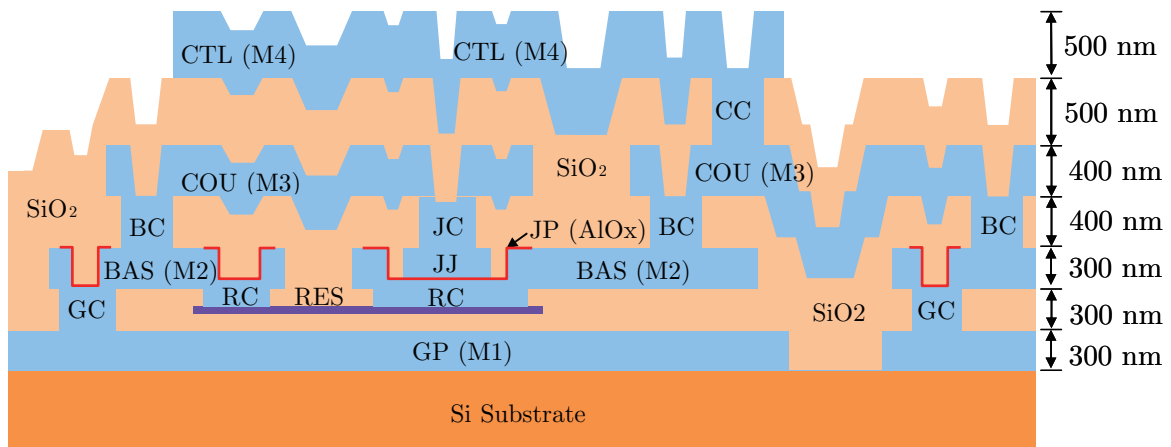


図 8.1 SRL Nb 標準プロセス (STD3) のデバイス構造 [29]

トプロセス (ADP) の成果を取り入れた仕様である [29]。また、STD2 は NEC の Nb 標準プロセスに Nb 層を 1 層追加した仕様である [28]。図 8.1 に STD3 のデバイス構造を示す。導電層は GP、BAS、COU、CTL の 4 層からなり、膜厚は 300–500 nm である。表 8.4 に詳細な層構成を示す。GP 層は特に必要がない場合は省略することが可能であり、本開発でも省略した。また、Au 層と PL 層は必要に応じて付加する。本開発ではパッドにスパッタで Au 層を成膜した。抵抗は標準ではモリブデン (Mo) だが、1 K 程度で超伝導転移をしてしまい極低温では使えない。そこで本開発では抵抗にパラジウム金 (Pd/Au) を用いた。

STD3 における基本設計ルールを以下に示す。

- ・最小線幅 1.5 μm
- ・最小スペース 1.0 μm
- ・最小接合サイズ 1.1 μm 角 (実サイズ 1.0 μm)
- ・接合の縮小値 0.1 μm
- ・接合の臨界電流密度 10 kA/cm²
- ・シート抵抗 2.4 Ω
- ・最小コンタクトサイズ 1.0 μm 角 (JC のみ 0.7 μm)
- ・アライメントマージン 0.5 μm (一部 0.25 μm)
- ・BAS の縮小値 0.2 μm
- ・COU、CTL の縮小値 0
- ・RES の縮小値 0

臨界電流密度は基本値の 10 kA/cm² は大きすぎるため、本開発では 1 kA/cm² と 2.5 kA/cm² を用いている。

最後に表 8.5 から表 8.7 に、各レイヤ間の包含関係とその制約、各レイヤ間の最小距離、各レイヤの最小幅をまとめる。

表 8.4 SRL Nb 標準プロセス (STD3) の層構成 [29]

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	接合の下部電極および下部配線	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 (陽極参加)	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	接合の上部電極および上部配線	Nb	400
	層間絶縁膜	SiO ₂	500
CC	COU/CTL 間コンタクト		
CTL	最上部の配線またはシールド層	Nb	500
AU	PAD 用金スパッタ	Au	300
PL	PAD 用金めっき	Au	3000

表 8.5 レイヤ間の包含関係とその制約 (単位は全て μm)[29]

	GP	RES	GC	RC	JJ	JP	BAS	JC	BC	COU	CC	CTL
GP	...	×	×	×	×	×	×	×				
RES	×	...	×	0.50	1.00							
GC	×	×	...	×	×	0.25	0.50	×				
RC	×	0.50	×	...	0.50	0.25	0.50					
JJ	×	1.00	×	0.50	...	0.50		0.25				
JP	×		0.25	0.25	0.50	...						
BAS	×		0.50	0.50			...		0.50			
JC	×		×		0.25			...	×	0.50		
BC							0.50	×	...	0.50		
COU								0.50	0.50	...	0.50	
CC										0.50	...	0.50
CTL											0.50	...

×: 重なる事はない。

表 8.6 レイヤ間の最小距離 (単位は全て μm)[29]

	GP	RES	GC	RC	JJ	JP	BAS	JC	BC	COU	CC	CTL
GP	1.0	1.0			1.0		0.45					
RES	1.0	1.0	1.0									
GC		1.0	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 8.7 レイヤの最小幅 (単位は全て μm)[29]

	GP	RES	GC	RC	JJ	JP	BAS	JC	BC	COU	CC	CTL
最小幅	1.0	1.5	1.0	1.0	1.1	1.5	1.5	0.7	1.0	1.5	1.0	1.5

8.4.2 低発熱型 dc SQUID アレイの設計 (ISAS-A/B/C)

表 8.3 より、発熱量に最も効くのは臨界電流値であることが分かる。従って I_0 は可能な限り小さくとりたい。そこで、臨界電流密度は STD3 で実績のある最小の $J_c = 1.0 \text{ kA/cm}^2$ 、かつ接合サイズも最小である $A = 1.0 \mu\text{m}^2$ とすれば、臨界電流は $I_0 = 10 \mu\text{A}$ となる。接合サイズから接合の静電容量が $C = 0.06 \text{ pF}$ と決まり、シャント抵抗 R に対する β_C が求まる。また、臨界電流と β_L から超伝導リングの自己インダクタンスが $L = 100 \text{ pH}$ と決定される。結合係数を典型値の $k = 0.75$ とし、入力コイルの自己インダクタンスも一旦 $L_{\text{in}} = 100 \text{ pH}$ とすれば、入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは $M_{\text{in}} = 75 \text{ pH}$ となる。

これらの値を用い、いくつかのシャント抵抗値について単体での発熱量 P 、動抵抗 R_{dyn} 、トランスインピーダンス Z_{tran} 、入力電流換算ノイズ I_N 、またアレイでの発熱量 $\mathcal{P}$ 、動抵抗 $\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ 、トランスインピーダンス $\mathcal{Z}_{\text{tran}}$ 、入力電流換算ノイズ $\mathcal{I}_N$ について計算を行った。 P と $\mathcal{P}$ はそれぞれ (3.72) 式と (3.73) 式を、 R_{dyn} と $\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ は (3.60) と (3.69) をそれぞれ用いた。 Z_{tran} は始めに近似式 (3.58) 式を用いて V_Φ を計算し、(3.61) 式から導出を行った。 $\mathcal{Z}_{\text{tran}}$ は Z_{tran} を用いて (3.70) 式から導出した。 I_N は近似式 (3.59) 式より S_Φ を導出し、(3.62) 式から導いた。 $\mathcal{I}_N$ は I_N を用いて (3.71) から導出した。但しアレイの直列数 n は許容される最大数を取り、並列数 m は低発熱を優先して常に 1 とした。また動作温度は液体ヘリウム温度の 4.2 K とした。表 8.8 に結果を示す。

表 8.8 より、 $R = 10 \Omega$ の場合が、入力コイルの自己インダクタンス 1 nH と目標値を取り、トランスインピーダンスゲインは許容値以上で候補中最大の 70Ω 、また動抵抗も許容値内と、最も最適化されていることが分かる。よって $R = 10 \Omega$ を採用する。あとはフィードバックコイルの自己インダクタンス L_{FB} と相互インダクタンス M_{FB} を決定すれば、全てのパラメータが決定される。フィードバックコイルの結合係数は入力コイルほどは大きくとれないので、 $k = 0.50$ とし、かつ $M_{\text{FB}} \gtrsim M_{\text{in}}$ としたいので $L_{\text{FB}} \sim 225 \text{ pH}$ とする。これを ISAS-A10 とし、表 8.12 に各パラメータと性能指数を示す。ところで、表 8.8 で挙げた性能値を示す動作点、すなわちバイアス電流と入力磁束は明らかでは

表 8.8 シャント抵抗 R に対する ISAS-A の性能評価

R (Ω)	β_C	単体性能				アレイ性能					
		P (nW)	R_{dyn} (Ω)	Z_{tran} (Ω)	$I_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	n	$\mathcal{P}$ (nW)	$\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ (Ω)	$\mathcal{L}_{\text{in}}$ (nH)	Z_{tran} (Ω)	$\mathcal{I}_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
5	0.046	1.0	4	3.5	19.1	20	20.0	71	2.0	70	4.3
8	0.117	1.6	6	5.6	15.1	12	19.2	68	1.2	68	4.4
10*	0.182	2.0	7	7.0	13.5	10	20.0	71	1.0	70	4.3
12	0.263	2.4	8	8.4	12.3	8	19.2	68	0.8	68	4.4
15	0.410	3.0	11	10.6	11.0	7	18.0	64	0.6	63	4.5

*は採用したシャント抵抗値を示す。

表 8.9 シャント抵抗 R に対する ISAS-B の性能評価

R (Ω)	β_C	単体性能				アレイ性能					
		P (nW)	R_{dyn} (Ω)	Z_{tran} (Ω)	$I_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	n	$\mathcal{P}$ (nW)	$\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ (Ω)	$\mathcal{L}_{\text{in}}$ (nH)	Z_{tran} (Ω)	$\mathcal{I}_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
5	0.046	1.0	4	3.5	19.1	31	31.0	110	3.1	109	3.4
8	0.117	1.6	6	5.6	15.1	19	30.4	107	1.9	107	3.5
10	0.182	2.0	7	7.0	13.5	15	30.0	106	1.5	106	3.5
12	0.263	2.4	8	8.4	12.3	13	31.2	110	1.3	110	3.4
15*	0.410	3.0	11	10.6	11.0	10	30.0	106	1.0	106	3.5

*は採用したシャント抵抗値を示す。

ない。 Z_{tran} などを与える近似式などはその値を示す動作点までは与えない。入力磁束はおおよそ $\Phi_0/4$ の辺りだが、バイアス電流については仮定したパラメータによって最適な性能を示す値は異なる。従って、近似式から与えられた性能値は目安とし、最適な動作点を決定するためのシミュレーションは必須となる。

ISAS-A10 はトランスインピーダンスゲイン Z_{tran} が目標値に満たなかった。そこで発熱に関する制約を若干緩め、許容値 $\mathcal{P} \leq 32\text{ nW}$ とし、トランスインピーダンスが目標値を達成するパラメータを設計する。発熱以外のパラメータは ISAS-A10 と同値を取るとし、同様にいくつかのシャント抵抗値について性能値を計算した。表 8.9 に結果を示す。表 8.9 より、 $R = 15\Omega$ の場合に、トランスインピーダンスゲインと入力コイルの自己インダクタンスが目標値を達成しており、これを採用することとする。動抵抗は $R_{\text{dyn}} = 106\Omega$ で許容値 100Ω を満たしていないが、僅かな差なので許容した。フィードバックコイルの自己インダクタンス L_{FB} と相互インダクタンス M_{FB} は ISAS-A と同様に求め、これを ISAS-B10 と名付ける事にする。表 8.12 に ISAS-B10 の各パラメータと性能指数を示す。

さらに、ISAS-A について超伝導リングを一次のグラジオメータとし外来からの磁束に対し耐性を持つ SQUID も設計する。パラメータは ISAS-A10 のものをそのまま使用し、コイルの形状のみをグラジオメータ型へ変更する。これを ISAS-C10 と名付ける。表 8.12 に ISAS-C10 の各パラメータと性能指数を示す。

8.4.3 高 S/N 比型 dc SQUID アレイの設計 (ISAS-D/E)

発熱量には特に制約は設けず、高 S/N 比を持つ dc SQUID アレイを設計する。S/N 比を大きくするためには増幅率は大きくノイズは小さくすれば良いので、 Z_{tran} を大きくかつ I_N を小さくしたい*1。表 8.3 から、 I_0 を大きく取れば

*1 I_N は電圧ノイズ V_N をゲイン Z_{tran} で割った値なのでそれ自体が S/N となっている。

表 8.10 シャント抵抗 R に対する ISAS-D の性能評価

R (Ω)	β_C	単体性能				アレイ性能					
		P (nW)	R_{dyn} (Ω)	Z_{tran} (Ω)	$I_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	n	$\mathcal{P}$ (nW)	$\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ (Ω)	$\mathcal{L}_{\text{in}}$ (nH)	$\mathcal{Z}_{\text{tran}}$ (Ω)	$\mathcal{I}_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
5	0.175	3.8	4	3.3	20.6	40	154	141	2.0	133	3.3
8*	0.448	6.1	6	5.3	16.3	40	246	226	2.0	213	2.6
10	0.700	7.7	7	6.7	14.6	40	307	283	2.0	266	2.3
12	1.009	9.2	8	8.0	13.3	40	369	339	2.0	319	2.1
15	1.576	11.5	11	10.0	11.9	40	461	424	2.0	399	1.9

*は採用したシャント抵抗値を示す。

効果的であることが分かる。それには接合サイズか臨界電流密度かを大きく取れば良い。そこで比較のために接合サイズを大きく取った ISAS-D と、臨界電流密度を大きく取った ISAS-E を設計する。

ISAS-D は臨界電流密度は $J_c = 1.0\text{ kA/cm}^2$ のまま、接合サイズを $A = 2.0\text{ }\mu\text{m}^2$ とした。その結果臨界電流は $I_0 = 20\text{ }\mu\text{A}$ となった。接合サイズから接合の静電容量が $C = 0.12\text{ pF}$ と決まり、シャント抵抗 R に対する β_C が求まる。また I_0 と β_L より、超伝導リングの自己インダクタンスも $L = 50\text{ pH}$ と最適化される。入力コイルの自己インダクタンスを超伝導リングの自己インダクタンスと同じ値とし、結合係数は $k = 0.70$ とすれば相互インダクタンスは $M_{\text{in}} = 35\text{ pH}$ となる。また入力コイルの自己インダクタンスを許容値の $\mathcal{L}_{\text{in}} \leq 2\text{ nH}$ とすればアレイ数は 40 直列まで許容される。並列数を増やせば自己インダクタンスを抑えることが出来るので直列数はさらに増やせるが、ISAS-A10 などとの比較のため並列数は 1 のままとする。

これらの値を用い、いくつかのシャント抵抗値について性能値を計算した。表 8.10 に結果を示す。 $\beta_C < 0.5$ を許容範囲とし、 $R = 8\text{ }\Omega$ を選択した。その結果トランスインピーダンスは $\mathcal{Z}_{\text{tran}} = 213\text{ }\Omega$ 、入力電流換算ノイズは $\mathcal{I}_N = 2.6\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}(@4.2\text{ K})$ となり、目標値を達成出来ている。フィードバックコイルは、相互インダクタンス M_{FB} が入力コイルの相互インダクタンス M_{in} と同等程度になるよう選択し、結果 $M_{\text{FB}} = 35\text{ pH}$ 、 $L_{\text{FB}} = 100\text{ pH}$ とした。但し $k = 0.50$ とした。このアレイは ISAS-D40 と名付ける。決定した各パラメータと性能指数を表 8.12 にまとめた。

ISAS-E は接合サイズは $A = 1.0\text{ }\mu\text{m}^2$ のまま、臨界電流密度を $J_c = 2.5\text{ kA/cm}^2$ とした。臨界電流は $I_0 = 25\text{ }\mu\text{A}$ となる。接合サイズから接合の静電容量が $C = 0.06\text{ pF}$ と決まり、シャント抵抗 R に対する β_C が求まる。また I_0 と β_L より、超伝導リングの自己インダクタンスも $L = 40\text{ pH}$ と最適化される。入力コイルの自己インダクタンスを超伝導リングの自己インダクタンスと同じ値とし、結合係数は $k = 0.75$ とすれば相互インダクタンスは $M_{\text{in}} = 30\text{ pH}$ となる。アレイの入力コイルインダクタンスを ISAS-D40 と同様 $\mathcal{L}_{\text{in}} \leq 2\text{ nH}$ とすればアレイ数は 50 直列まで許容されるが、ISAS-D40 との比較のためこちらも同様に 40 直列とする。これらの値を用い、いくつかのシャント抵抗値について性能値を計算した。表 8.11 に結果を示す。 $\beta_C < 0.5$ を許容範囲とし、 $R = 10\text{ }\Omega$ を選択した。その結果トランスインピーダンスは $\mathcal{Z}_{\text{tran}} = 290\text{ }\Omega$ 、入力電流換算ノイズは $\mathcal{I}_N = 2.6\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}(@4.2\text{ K})$ となり目標値を満たすことが出来た。フィードバックコイルは、相互インダクタンス M_{FB} が入力コイルの相互インダクタンス M_{in} と同等程度になるよう選択し、結果 $M_{\text{FB}} = 30\text{ pH}$ 、 $L_{\text{FB}} = 90\text{ pH}$ とした。但し $k = 0.50$ とした。このアレイは ISAS-E40 と名付ける。決定した各パラメータと性能指数を表 8.12 にまとめた。

表 8.11 シャント抵抗 R に対する ISAS-E の性能評価

R (Ω)	β_C	単体性能				アレイ性能					
		P (nW)	R_{dyn} (Ω)	Z_{tran} (Ω)	$I_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	n	$\mathcal{P}$ (nW)	$\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ (Ω)	$\mathcal{L}_{\text{in}}$ (nH)	Z_{tran} (Ω)	$\mathcal{I}_N(@4.2\text{ K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
5	0.114	6.3	4	3.6	19.2	40	250	141	1.6	145	3.0
8	0.292	10.0	6	5.8	15.2	40	400	226	1.6	232	2.4
10*	0.456	12.5	7	7.2	13.6	40	500	283	1.6	290	2.1
12	0.656	15.0	8	8.7	12.4	40	600	339	1.6	347	2.0
15	1.026	18.8	11	10.9	11.1	40	750	424	1.6	434	1.8

*は採用したシャント抵抗値を示す。

8.5 ジョセフソン接合部の設計

ここからは実際に SQUID 素子のレイアウトを設計して行く。レイアウト設計用の CAD には米 Whiteley Research 社^{*2}の Xic (Version 2.5.69) を用いた。Xic は図面データを電磁界解析ツールの FastCap/FastHenry へ直接連携することが可能で、SQUID の開発には大変都合が良い。

STD3 での接合は図 8.2 の様な構成となる。接合では、接合を含みかつ接合パターンよりも各辺で $0.5\mu\text{m}$ 以上大きな RC のパターンを必ず設ける。また RC パターンの下にはアライメントマージン以上大きな RES パターンを配置する。さらに RC のパターンを含みかつ RC のパターンよりも $0.25\mu\text{m}$ 以上大きな JP のパターンを設ける。JC パターンも通常 JJ パターンより $0.25\mu\text{m}$ 以上小さくするが、 $1.0\mu\text{m}$ 角から $1.2\mu\text{m}$ 角の JJ パターンに対しては最小コンタクト $0.7\mu\text{m}$ とする。また JJ パターンの角には $0.2\mu\text{m}$ 角の OPC パターン (JJ 層) を配置する。これは光学的な近接効果を補正するためのパターンであり、 $1\mu\text{m}$ 程度の微細な接合パターンを出来るだけ設計通りに形成するためのものである。

8.5.1 ISAS-A/C/E

ISAS-A、ISAS-C、ISAS-E の接合サイズは $1.0\mu\text{m}$ 角の $1.0\mu\text{m}^2$ である。これは STD3 での最小接合サイズとなる。実際にはシュリンク幅を考慮し、接合は $1.1\mu\text{m}$ 角となっている。またシャント抵抗値は 10Ω である。図 8.3 に ISAS-A/E 用の接合部のレイアウトを示す。Xic でシャント抵抗部の抵抗値を計算^{*3}したところ $R = 10.45\Omega$ であった。

ISAS-C はレイアウトがかなり複雑で ISAS-A の接合部をそのまま使えない。接合部は SQUID 全体と同時に設計を行った。図は後ほど全体図で示す。ISAS-C の抵抗値は $R = 10.83\Omega$ と計算された。

8.5.2 ISAS-B

ISAS-B の接合は ISAS-A の接合と比べシャント抵抗が 15Ω と若干大きいだけである。従って基本的な形状は ISAS-A とほぼ等しい。図 8.4 に ISAS-B 用の接合部のレイアウトを示す。抵抗値はアスペクト比で決まるので、抵抗値を大きくするには線幅を小さくするか、線の長さを長くすれば良い。ISAS-B のシャント抵抗は後者をとっており、抵抗が外側へ突き出した形になっている。抵抗値は $R = 15.01\Omega$ と計算された。

^{*2} <http://www.wrcad.com/>

^{*3} Menu: Extract→Compute Params→抵抗 (RC) を選択。

表 8.12 設計パラメータと性能指数のまとめ

			ISAS-A10/C10	ISAS-B10	ISAS-D40	ISAS-E40
ジョセフソン接合						
臨界電流密度	J_c	(kA/cm ²)	1.0	1.0	1.0	2.5
接合サイズ	A	(μm ²)	1.0	1.0	2.0	1.0
臨界電流	I_0	(μA)	10	10	20	25
シャント抵抗	R	(Ω)	10	15	8	10
Stewart-McCumber パラメータ	β_C		0.182	0.410	0.448	0.456
ノイズパラメータ (@4.2 K)	Γ		0.018	0.018	0.009	0.007
超伝導リング						
自己インダクタンス	L	(pH)	100	100	50	40
Screening パラメータ	β_L		0.967	0.967	0.948	0.967
入力コイル						
自己インダクタンス (単体)	L_{in}	(pH)	100	100	50	40
相互インダクタンス	M_{in}	(pH)	75	75	35	30
結合係数	k_{in}		0.75	0.75	0.70	0.75
自己インダクタンス (アレイ)	$\mathcal{L}_{in}$	(nH)	1.0	1.0	2.0	1.6
フィードバックコイル						
自己インダクタンス (単体)	L_{FB}	(pH)	> 225	> 225	> 100	> 90
相互インダクタンス	M_{FB}	(pH)	$\gtrsim 75$	$\gtrsim 75$	$\gtrsim 35$	$\gtrsim 30$
結合係数	k_{FB}		0.50	0.50	0.50	0.50
自己インダクタンス (アレイ)	$\mathcal{L}_{FB}$	(nH)	> 2.3	> 2.3	> 4.0	> 3.6
アレイ						
直列数	n		10	10	40	40
並列数	m		1	1	1	1
性能指数 (単体)						
磁束-電圧変換係数	V_Φ	(mV/ Φ_0)	0.19	0.29	0.31	0.50
トランスインピーダンスゲイン	Z_{tran}	(Ω)	70	106	5.3	7.2
電流換算ノイズ (@4.2 K)	I_N	(pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	13.5	11.0	16.3	13.6
消費電力	P	(nW)	2.0	3.0	6.1	12.5
動抵抗	R_{dyn}	(Ω)	7	11	6	7
性能指数 (アレイ)						
磁束-電圧変換係数	$\mathcal{V}_\Phi$	(mV/ Φ_0)	1.94	2.91	12.58	19.96
トランスインピーダンスゲイン	$\mathcal{Z}_{tran}$	(Ω)	70	106	213	290
電流換算ノイズ (@4.2 K)	$\mathcal{I}_N$	(pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	4.3	3.5	2.6	2.1
消費電力	$\mathcal{P}$	(nW)	20.0	30.0	245.9	500.0
動抵抗	$\mathcal{R}_{dyn}$	(Ω)	71	106	226	283

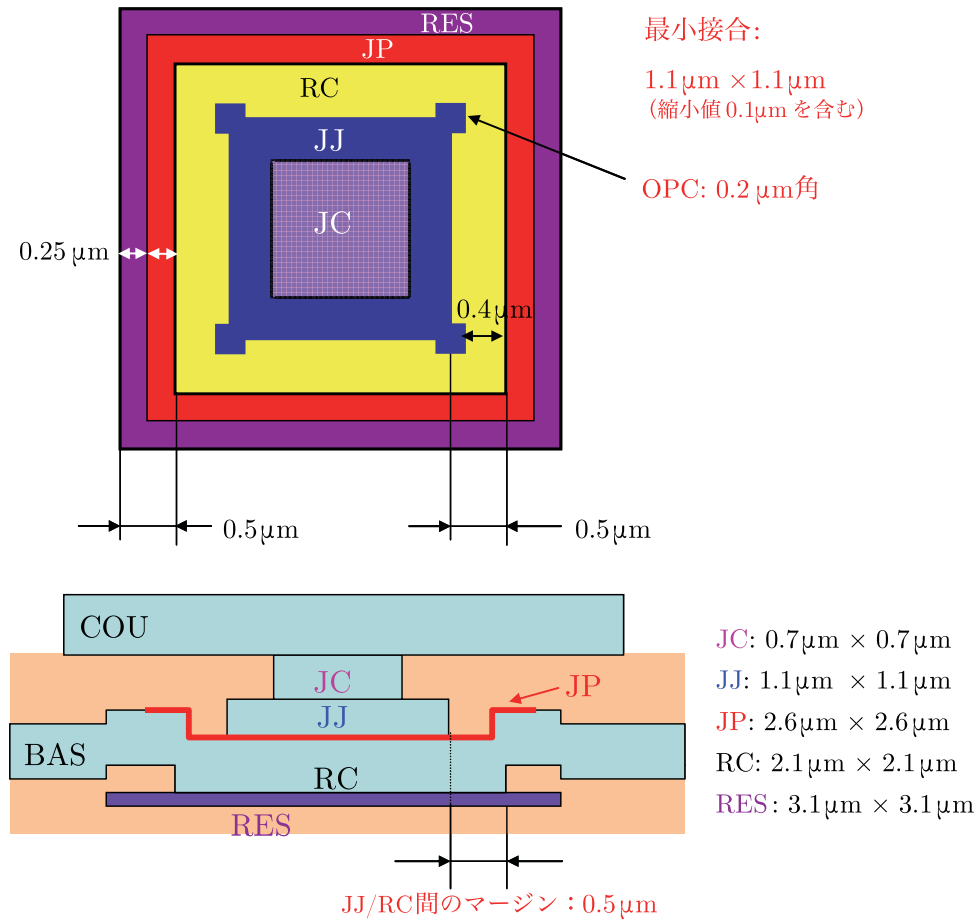


図 8.2 STD3 での接合部の構造概略図 [29]

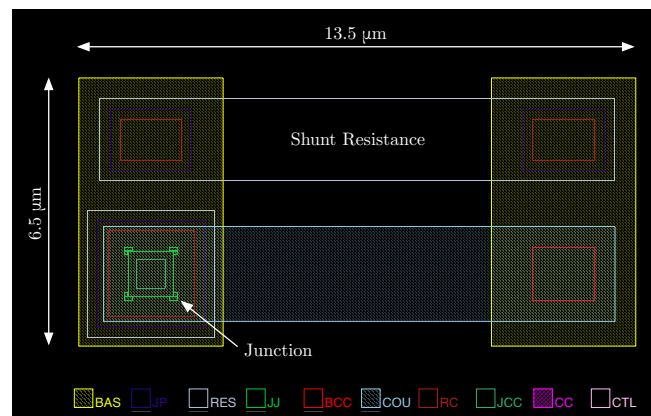


図 8.3 ISAS-A/E のジョセフソン接合部

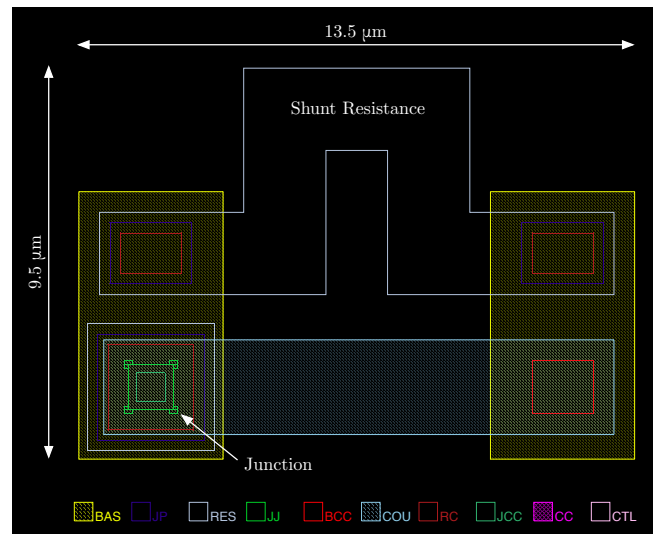


図 8.4 ISAS-B のジョセフソン接合部

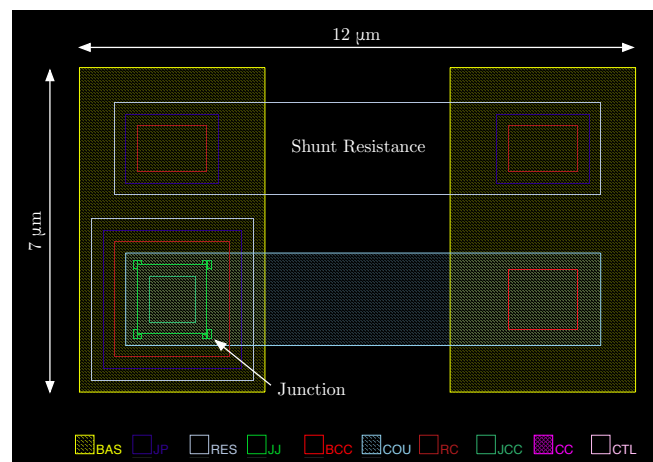


図 8.5 ISAS-D のジョセフソン接合部

8.5.3 ISAS-D

ISAS-D は接合サイズが $1.4\mu\text{m}$ 角の $2.0\mu\text{m}^2$ である。実際のサイズはシュリンク幅を考慮し $1.5\mu\text{m}$ 角となっている。シャント抵抗値は 8Ω と若干小さい。図 8.5 に ISAS-D 用の接合のレイアウトを示す。基本的な形状は ISAS-A や ISAS-B とほとんど変わらない。抵抗値は $R = 8.02\Omega$ と計算された。

8.6 超伝導リングと入力/フィードバックコイルの設計

本設計での超伝導リングと入力/フィードバックコイルは、長方形型のコイルをそれぞれ 3 つの導電層で形成し重ね合わせる事でコイル同士を結合させた Ketchen 型と呼ばれる方式を採用した。

はじめにコイルの重ね合わせ方で結合係数に違いが生じるか考察を行った。なお、インダクタンスの計算には Xic から連携した Whiteley Research 版 FastHenry (3.0wr) を用いている。図 8.6 に結果を示す。図の上段は超伝導コイルの線幅による違いを示している。入力コイルの自己インダクタンスが 107pH のとき、線幅 $10\mu\text{m}$ で自己インダクタン

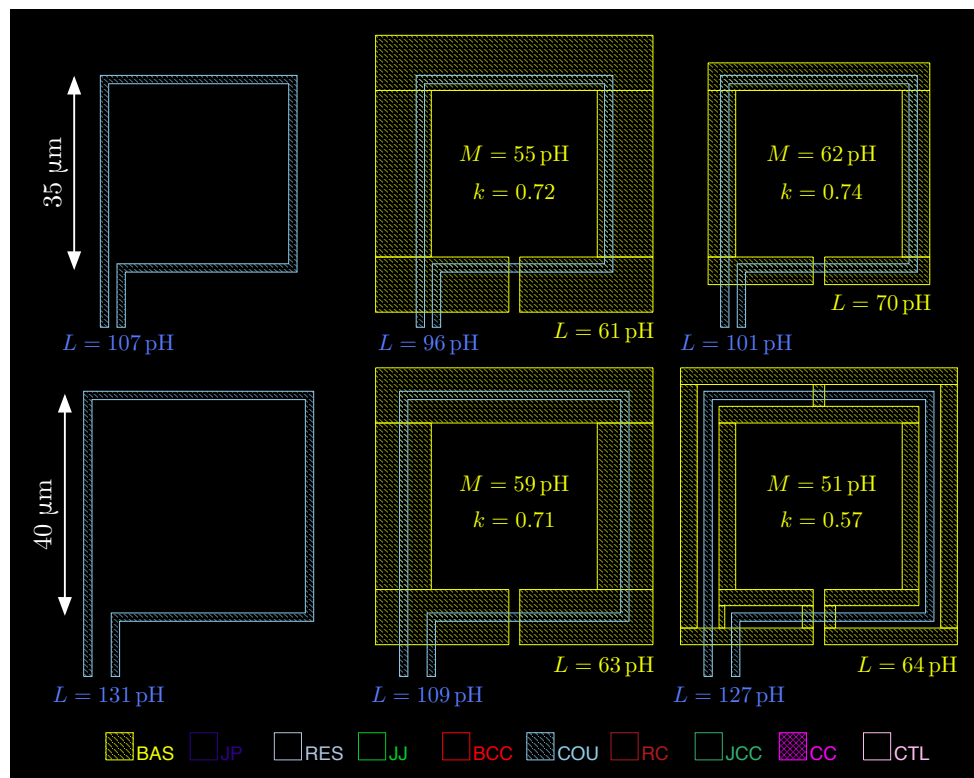


図 8.6 コイルの重ね合わせ方と結合係数の考察

スが 61 pH の超伝導リング (中央上) と図の様に重ね合わせれば結合係数は $k = 0.72$ となった。一方線幅が $5\mu\text{m}$ で自己インダクタンスが 70 pH の超伝導リング (右上) と図の様に重ね合わせれば結合係数は $k = 0.74$ となった。超伝導リングの線幅では結合係数にはあまり相違がみられないが、しかし超伝導リング自身の自己インダクタンスはコイルの開口面積が等しくとも線幅が細い方が大きいことが分かる。図の下段はコイル同士が重なり合う、合わない場合の結合係数の違いを考察した。コイル間の静電容量を抑えるには下段右の様に、コイル同士が直接重なり合わないようにすれば良い。一方で結合係数はかなり小さくなってしまう。コイル間の静電容量が特に問題とならない限りでは上段中央のように完全に重なり合わせた方が効率が良い。また下段ではコイル同士が重なり合うことで自己インダクタンスが下がる効果も確認される。これは一方に電流が流れ磁場が発生すると、他方にそれを打ち消す反対側の電流が流れるためである。この効果をうまく活用して、配線の下部 (または上部) を導電層で覆い、配線からの不要な相互インダクタンスの影響を小さくすることが出来る。本設計では結合係数を優先し、上段中央のように完全に重なり合わせる方式を採用する。

次にコイル配線の引き回しで結合係数に違いが生じるか考察を行った。図 8.7 に結果を示す。SQUID はアレイ化するにあたりコイルを次の SQUID と接続する必要がある。従って図のようにどこかでかならず折り返す部分が生じる。折り返した部分は隣り合う配線と逆向きに電流が流れるため、発生した磁場はお互いを打ち消し合ってしまう、結果的に超伝導リングとの結合係数が小さくなってしまう。図より、結合係数を大きく保つためには右上の様に折り返しを大きく取り配線が隣り合わなくするか、または下段の様にコイルの形状を引き延ばし隣り合う配線の距離を短くすれば良いことが分かる。ただ、前者の場合伸びた配線の分入力コイルの自己インダクタンスが大きくなってしまい好ましくない。後者のコイル形状を引き延ばす方法が最適であり、開発した SQUID でもこの方法を採用した。

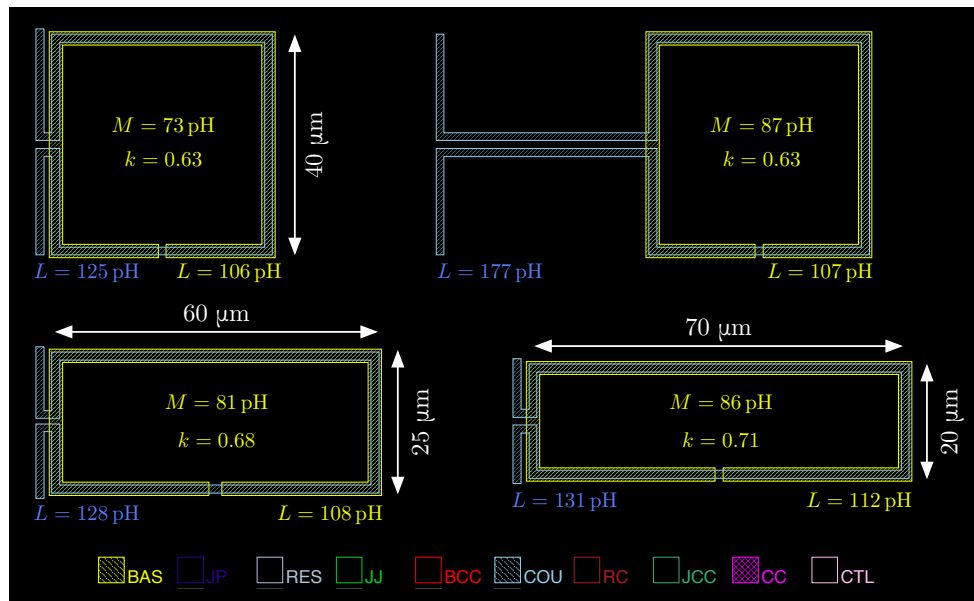


図 8.7 コイル配線の引き回しと結合係数の考察

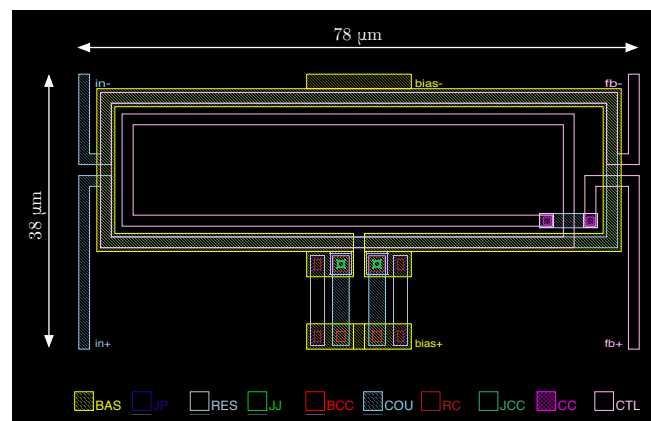


図 8.8 ISAS-A

表 8.13 ISAS-A/B の自己/相互インダクタンス

		超伝導リング	入力コイル	フィードバックコイル
自己インダクタンス	(pH)	111	142	340
相互インダクタンス	(pH)	...	83	108
結合係数		...	0.66	0.56

8.6.1 ISAS-A

図 8.8 に ISAS-A のレイアウトを示す。入力コイルは超伝導リングの BAS 層と距離が近い COU 層に形成している。コイルの線幅は超伝導リングが $2.5\ \mu\text{m}$ 、入力/フィードバックコイルが $1.5\ \mu\text{m}$ である。フィードバックコイルは CTL 層で超伝導リングとの距離があり結合係数が小さくなるため、巻き数を増やして相互インダクタンスを大きくしている。FastHenry で計算した超伝導リングと入力/フィードバックコイルの自己/相互インダクタンスを表 8.13 に示

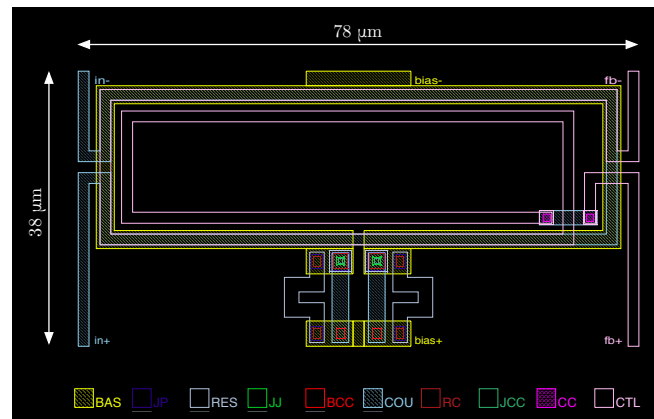


図 8.9 ISAS-B

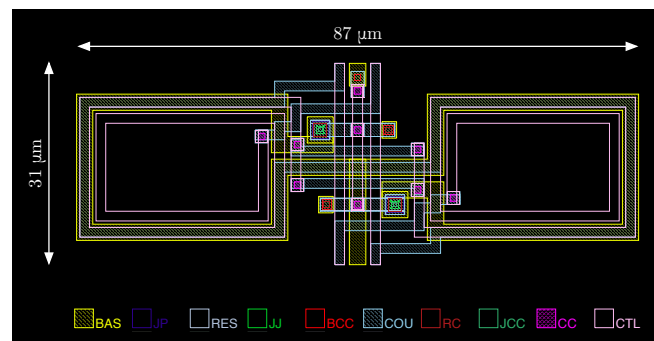


図 8.10 ISAS-C

表 8.14 ISAS-C の自己/相互インダクタンス

		超伝導リング	入力コイル	フィードバックコイル
自己インダクタンス	(pH)	122	147	404
相互インダクタンス	(pH)	...	91	118
結合係数		...	0.68	0.53

す。設計値と比べ、入力コイルの自己インダクタンスと相互インダクタンスが大きくなっているが、これはアレイ化の際に配線の影響でどちらも小さくなるため単体設計の時点ではあえて大きめの値で設計を行った。フィードバックコイルも自己/相互インダクタンスが設計値より大きい、自己インダクタンスに対する制約は特になく、また相互インダクタンスも入力コイルの相互インダクタンスと同じかそれよりも大きければ特に支障はないので、形状を優先しこの値とした。

8.6.2 ISAS-B

図 8.9 に ISAS-B のレイアウトを示す。コイル部分は ISAS-A と全く同じで、接合部分が異なるだけである。従ってコイルのインダクタンスは ISAS-A と等しい。

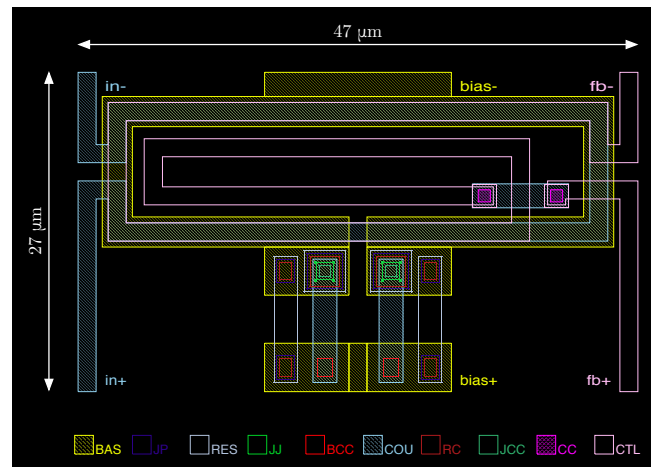


図 8.11 ISAS-D

表 8.15 ISAS-D の自己/相互インダクタンス

		超伝導リング	入力コイル	フィードバックコイル
自己インダクタンス	(pH)	47	70	125
相互インダクタンス	(pH)	...	33	33
結合係数		...	0.58	0.43

8.6.3 ISAS-C

図 8.10 に ISAS-C のレイアウトを示す。ISAS-C は設計値は ISAS-A のまま、形状を一次のグラジオメータとしたものである。ISAS-A 同様、超伝導リングは BAS 層、入力コイルは COU 層、フィードバックコイルは CTL 層に形成している。コイルの線幅は超伝導リングが $2.5\mu\text{m}$ 、入力/フィードバックコイルが $1.5\mu\text{m}$ である。中心点で回転対称となっており、上下で入出力の位置が左右反転してしまう。アレイ化の際には垂直軸で反転させたものと合わせ一つのユニットと扱えば間違いがない。FastHenry で計算した超伝導リングと入力/フィードバックコイルの自己/相互インダクタンスを表 8.14 に示す。

8.6.4 ISAS-D

図 8.11 に ISAS-D のレイアウトを示す。超伝導リングは BAS 層、入力コイルは COU 層、フィードバックコイルは CTL 層に形成している。コイルの線幅は超伝導リングが $2.5\mu\text{m}$ 、入力/フィードバックコイルが $1.5\mu\text{m}$ である。FastHenry で計算した超伝導リングと入力/フィードバックコイルの自己/相互インダクタンスを表 8.15 に示す。超伝導リングの自己インダクタンスは概ね設計通りで、入力コイルの自己インダクタンスは設計値より若干大きい。相互インダクタンスはほぼ設計値通りである。ISAS-A などに比べ形状がかなり小さく、配線からの影響を受けやすくなっており、その分結合係数も低くなってしまっている。相互インダクタンスを設計値程度まで大きくするため、入力コイルの自己インダクタンスは設計値より 1.4 倍大きくなってしまっている。

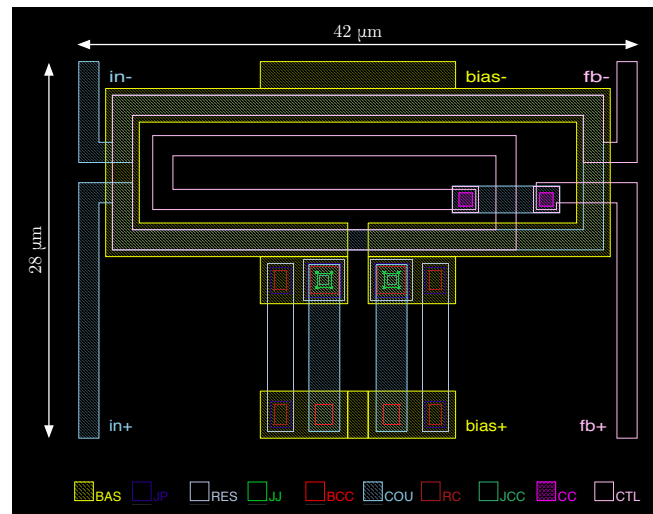


図 8.12 ISAS-E

表 8.16 ISAS-E の自己/相互インダクタンス

		超伝導リング	入力コイル	フィードバックコイル
自己インダクタンス	(pH)	42	65	112
相互インダクタンス	(pH)	...	29	28
結合係数		...	0.56	0.41

8.6.5 ISAS-E

図 8.12 に ISAS-E のレイアウトを示す。超伝導リングは BAS 層、入力コイルは COU 層、フィードバックコイルは CTL 層に形成している。コイルの線幅は超伝導リングが $2.5\ \mu\text{m}$ 、入力/フィードバックコイルが $1.5\ \mu\text{m}$ である。基本的な形状はそのまま、ISAS-D よりもさらにひとまわり小さい。FastHenry で計算した超伝導リングと入力/フィードバックコイルの自己/相互インダクタンスを表 8.16 に示す。サイズがさらに小さい分、ISAS-D よりも結合係数が僅かに低い。相互インダクタンスを稼ぐため、入力コイルの自己インダクタンスは設計値より 1.5 倍以上大きくなってしまった。

8.7 SQUID アレイの設計

本設計ではアレイは直列のみである。直列化は単体の SQUID を数珠つなぎすれば良い。但し、可能な限りアレイは途中で折り返さない方が良い。ISAS-A10 のアレイ化で詳しく議論するが、折り返してしまうと、返し点付近の SQUID で相互インダクタンスがばらついてしまう現象や、折り返し方で入力かフィードバックのいずれかの相互インダクタンスが単体のときから大幅に減少してしまう現象が発生する。ばらつきを最低限に抑えるためには、直列アレイは途中で折り返さずまっすぐ形成することが望ましい。

8.7.1 ISAS-A10

ISAS-A10 は ISAS-A を 10 個直列にアレイ化する。基板スペースの有効活用を考えれば、アレイは図 8.13 の様に途中で折り返したい。このアレイについて各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導

[illegible]

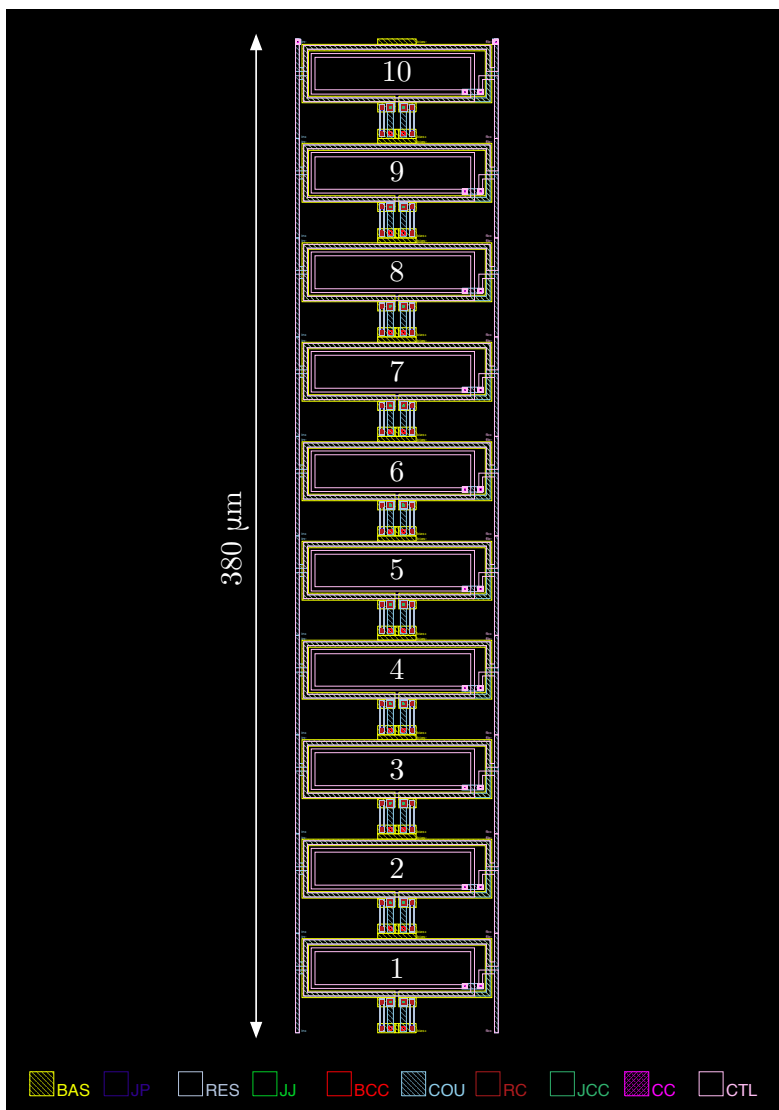


図 8.14 ISAS-A10 (折り返し無し)

リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンスを FastHenry を用い計算した。結果を表 8.17 に示す。単体で計算したときと比べ、フィードバックコイルの相互インダクタンスが 8 割程度まで減少していることが分かる。フィードバックコイルの配線はアレイ全体を反時計回りに囲っており、従って各 SQUID で時計回りのコイルからの磁束を打ち消してしまう向きに磁束を発生させる。これが原因で相互インダクタンスが下がってしまった。

そこで、図 8.14 の様に途中で折り返さずアレイを形成し同じ様にインダクタンスを FastHenry で計算した。結果を表 8.18 に示す。折り返しありの場合と比べ、入力/フィードバックコイル双方で相互インダクタンスが大きく、またばらつきも少ない。入力コイルの相互インダクタンスが大きくなったのは、配線の行きと帰りを図の様に重ねたことで配線で発生する磁束が打ち消される様になったからと考えられる。

以上の様に、アレイ化を行う際には途中で折り返さずまっすぐと形成する方が望ましい。本開発では全てのアレイについて折り返さない形状で設計を行った。

表 8.18 ISAS-A10 (折り返し無し) の各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンス

Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)	Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)
1	107	84	107	6	108	81	103
2	107	81	102	7	107	81	103
3	107	81	102	8	107	81	103
4	107	81	103	9	107	82	103
5	107	81	102	10	109	86	109
μ	107.3	81.9	103.7	σ	0.7	1.7	2.4
Overall	$\mathcal{L}_{\text{in}} = 1.36 \text{ nH}$, $\mathcal{L}_{\text{FB}} = 3.26 \text{ nH}$						

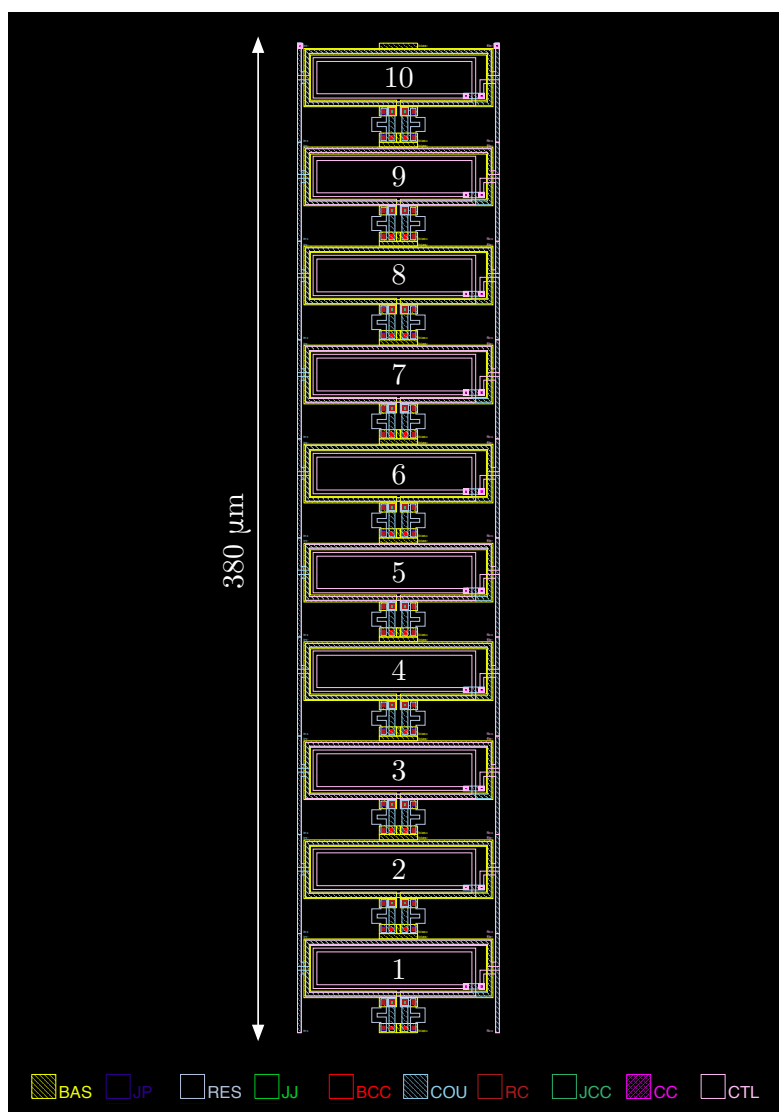


図 8.15 ISAS-B10

表 8.19 ISAS-B10 の各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンス

Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)	Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)
1	108	85	109	6	107	81	103
2	107	82	103	7	107	81	103
3	107	82	103	8	107	82	103
4	107	81	103	9	107	82	103
5	107	82	104	10	110	86	107
μ	107.5	82.3	104.0	σ	0.81	1.79	2.24
Overall	$\mathcal{L}_{\text{in}} = 1.35 \text{ nH}$, $\mathcal{L}_{\text{FB}} = 3.26 \text{ nH}$						

表 8.20 ISAS-C10 の各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンス

Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)	Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)
1	123	92	110	6	122	88	104
2	123	88	105	7	123	88	104
3	122	88	104	8	122	88	104
4	123	88	105	9	123	88	105
5	122	87	104	10	123	91	110
μ	122.6	88.6	105.5	σ	0.5	1.6	2.4
Overall	$\mathcal{L}_{\text{in}} = 1.61 \text{ nH}$, $\mathcal{L}_{\text{FB}} = 3.79 \text{ nH}$						

8.7.2 ISAS-B10

ISAS-B10 は ISAS-B を 10 個直列にアレイ化する。図 8.15 に折り返さずアレイ化した ISAS-B10 を示す。このアレイについて各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンスを FastHenry を用い計算した。結果を表 8.19 に示す。ISAS-B10 は ISAS-A10 のシャント抵抗が 15Ω となっただけで、その他は全く等しい。従って相互インダクタンスも ISAS-A10 とほぼ等しい。

8.7.3 ISAS-C10

ISAS-C10 は ISAS-C を 10 個直列にアレイ化する。ISAS-C は回転対称となっているので、一つおきに水平反転したものを接続して行き、またアレイ数は必ず偶数とする。図 8.16 にアレイ化した ISAS-C10 を示す。このアレイについて各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンスを FastHenry を用い計算した。結果を表 8.20 に示す。設計値は ISAS-A10 と同じだが、パターンが複雑なため配線が長く、超伝導リングや入力/フィードバックコイルの自己インダクタンスが ISAS-A10 に比べ大きくなっている。また相互インダクタンスも ISAS-A10 より若干大きい。

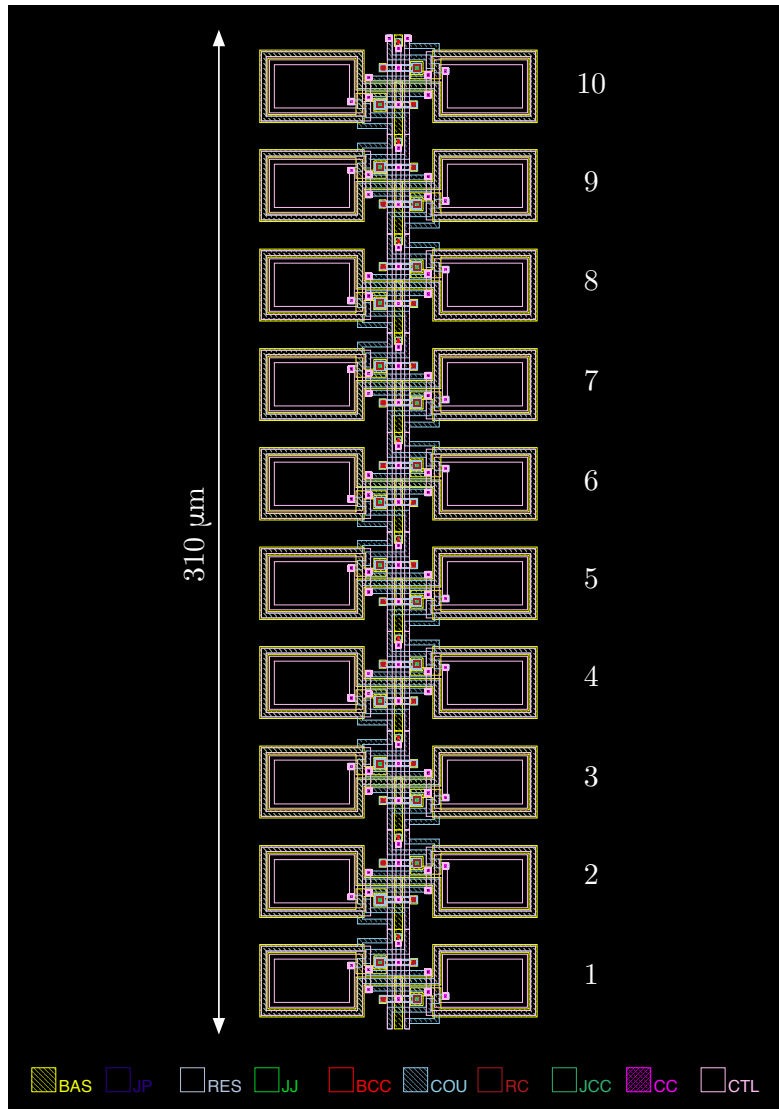


図 8.16 ISAS-C10

8.7.4 ISAS-D40

ISAS-D40 は ISAS-D を 40 個直列にアレイ化する。図 8.17 にアレイ化した ISAS-D40 を示す。このアレイについて各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力コイルとの相互インダクタンスを FastHenry を用い計算した。フィードバックコイルの自己インダクタンスと相互インダクタンスは FastHenry ではメモリ不足により残念ながら計算出来なかった。結果を表 8.21 に示す。超伝導リング、入力コイルともにばらつきはほとんど見られない。入力コイルの自己インダクタンスは単体時のそれを 40 倍したものより 0.1 nH 小さく、また相互インダクタンスは単体時よりも 3 pH だけ僅かに大きい。

8.7.5 ISAS-E40

ISAS-E40 は ISAS-E を 40 個直列にアレイ化する。図 8.18 にアレイ化した ISAS-E40 を示す。このアレイについて各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力コイルとの相互インダクタンス

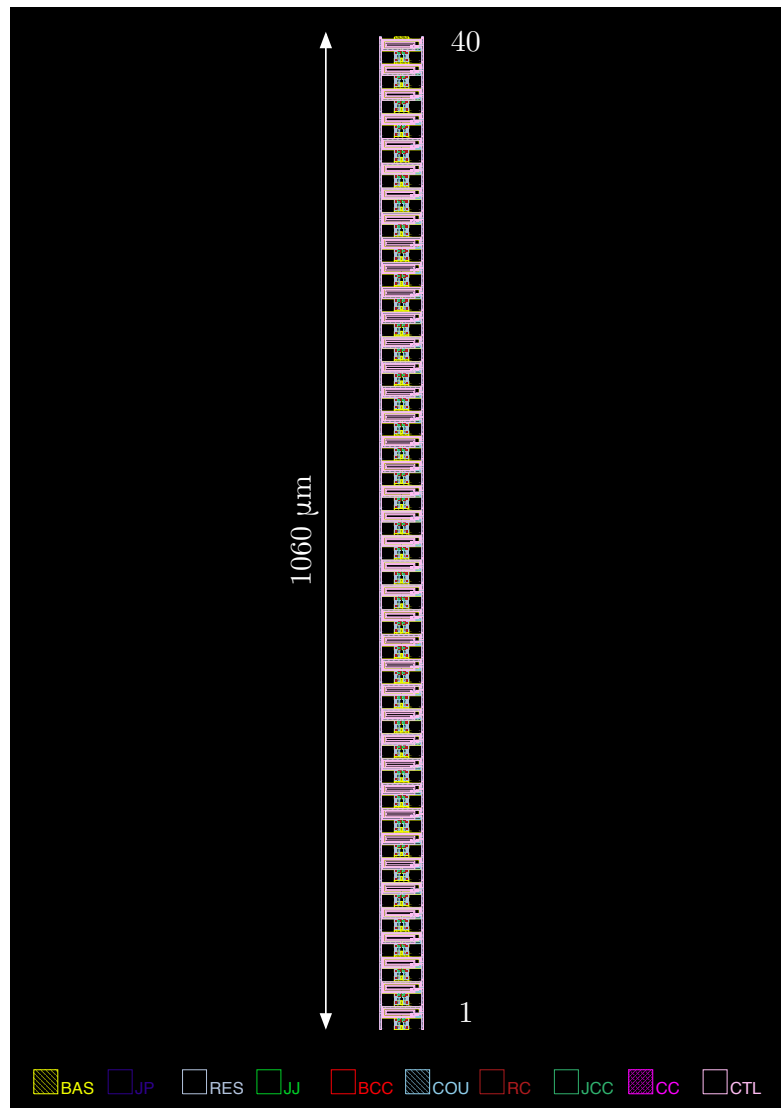


図 8.17 ISAS-D40

を FastHenry を用い計算した。結果を表 8.22 に示す。フィードバックコイルの自己インダクタンスと相互インダクタンスは FastHenry ではメモリ不足により残念ながら計算出来なかった。超伝導リング、入力コイルともにばらつきはほとんど見られない。また ISAS-D40 と全く同様に、入力コイルの自己インダクタンスは単体時のそれを 40 倍したもののより 0.1 nH 小さく、また相互インダクタンスは単体時よりも 3 pH だけ僅かに大きい。

8.8 SQUID 基板の設計

最後に、SQUID を搭載する基板の設計を行う。基板のサイズは 2.5 mm 角とした。図 8.19 に基板の等価回路を示す。1 枚の基板上に 2 種類の SQUID を搭載し、基板スペースの有効活用を行った。

パッド位置は SII 80SSA などのシリーズと互換性を持たせている。基板左側の TES パッドには TES を接続する。また基板右側の V / Bias、Feedback、TES Bias はそれぞれ SQUID バイアス/SQUID 出力、フィードバックコイル入力、TES バイアス入力である。基板上には TES 用のシャント抵抗 20 mΩ も搭載した。但し、Shunt Jumper のパッドをボンディングワイヤで短絡しない限りシャント抵抗は有効とならないよう、工夫を行った。

表 8.21 ISAS-D40 の各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンス

Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)	Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)
1	48	37	...	21	48	36	...
2	48	36	...	22	48	36	...
3	48	36	...	23	48	36	...
4	48	36	...	24	48	36	...
5	48	36	...	25	48	36	...
6	48	36	...	26	48	36	...
7	48	36	...	27	48	36	...
8	48	36	...	28	48	36	...
9	48	36	...	29	48	36	...
10	48	36	...	30	48	36	...
11	48	36	...	31	48	36	...
12	48	36	...	32	48	36	...
13	48	36	...	33	48	36	...
14	48	36	...	34	48	36	...
15	48	36	...	35	48	36	...
16	48	36	...	36	48	36	...
17	48	36	...	37	48	36	...
18	48	36	...	38	48	36	...
19	48	36	...	39	48	36	...
20	48	36	...	40	48	37	...
μ	48.0	36.1	...	σ	< 0.1	0.2	...
Overall	$\mathcal{L}_{in} = 2.68 \text{ nH}$						

図 8.20 左上に ISAS-A10 と ISAS-B10 を搭載した基板のレイアウトを示す。パッドから SQUID までの配線下には、BAS 層をグランドプレーン状に敷き配線からの不要な相互インダクタンス成分を抑える構造とした。またグランドプレーン状の BAS 層にはパッドを設け GND へ落とせるようになっているが、落とさずとも超伝導電流は流れ配線からの磁場を打ち消す効果は働く。ISAS-C10、ISAS-D40、ISAS-E40 も同様に基板を設計した。同図にそれらのレイアウトも示す。

また、検証用に単体の SQUID が測定できる基板も設計を行った。図 8.20 右下にレイアウトを示す。同基板には $20 \text{ m}\Omega$ のシャント抵抗と、実験的に 500 nH のコイルも単独で測定できるよう搭載されている。

8.9 SPICE シミュレーション

SQUID の性能値は動作点に強く依存する。従って SPICE シミュレーションで Φ - V 特性を再現し、各点で性能値の導出を行い要求される性能値を満たすか確認を行わなければならない。設計を行った 5 つの dc SQUID アレイについて SPICE シミュレーションを行い、トランスインピーダンスゲインなどの性能値を各 SQUID について求めて行く。SPICE には Whiteley Research 社の WRspice (Version 2.2.65) を用いた。WRspice は通常の SPICE にジョセフソ

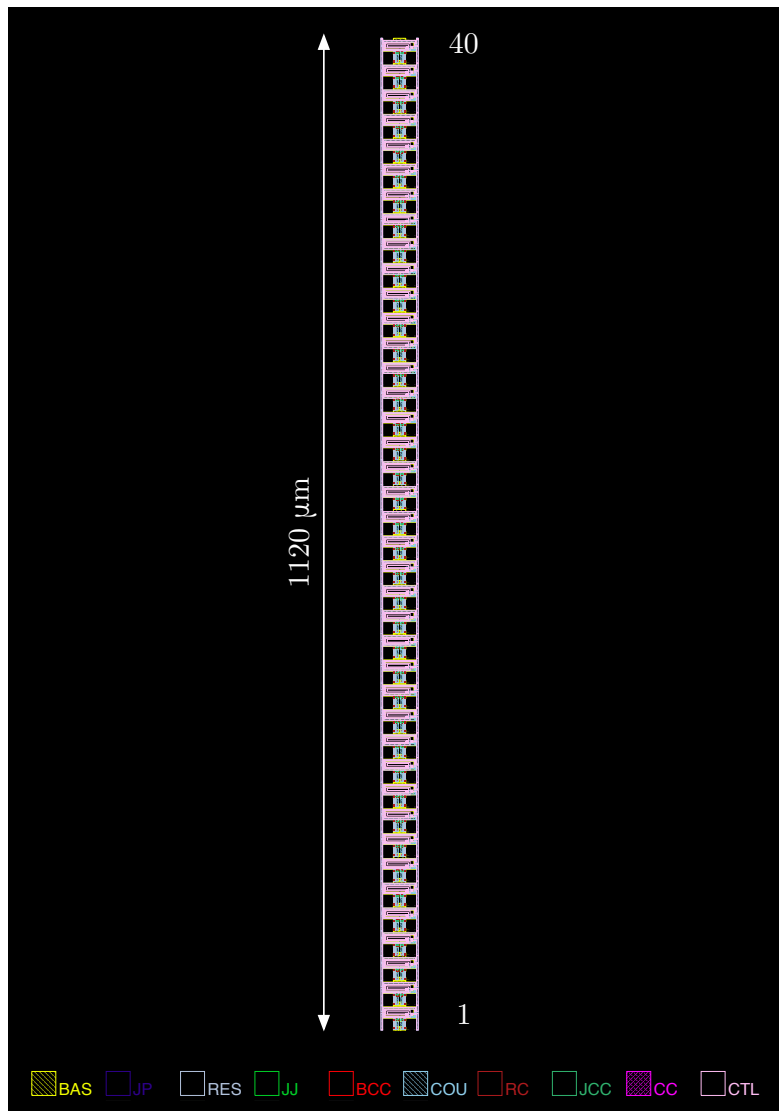


図 8.18 ISAS-E40

ン接合のモデルや、ランダムノイズのモデルなどを追加したもので、SQUID の SPICE シミュレーションが出来る数少ない SPICE シミュレータの一つである。

8.21 に例として 10 直列 dc SQUID アレイのシミュレーション回路を示す。接合モデルは接合そのものの抵抗を無限大とし、また接合の静電容量も 0 として完全に理想的な接合とした^{*4}。従って接合にはシャント抵抗、コンデンサ、電流ノイズ源を並列に挿入し RCSJ モデルを再現した。コンデンサの静電容量は STD3 の典型値である $0.06 \text{ pF}/\mu\text{m}^2$ を用いている。また電流ノイズ源には後の測定と比較が出来るよう、液体ヘリウム温度 4.2 K でのジョンソンノイズをシミュレートした。

アレイの各単体 SQUID の超伝導リング、入力コイル、またそれらの相互インダクタンスは 8.7 節で FastHenry を使って求めた値を用いた。超伝導リングのコイルは 2 つに分け、2 つの RCSJ モデルと合わせて形状を対称とした。またそれに合わせ各単体 SQUID の入力コイルも 2 つに分割した。入力コイルの自己インダクタンスはアレイの入力コイル自己インダクタンス $\mathcal{L}_{\text{in}}$ をアレイ数で分割し (さらに 2 分割した上で) モデリングした。SPICE では相互インダクタ

^{*4} rtype (Quasiparticle branch model) を 0 とした。

表 8.22 ISAS-E40 の各単体 SQUID における超伝導リングの自己インダクタンス、また超伝導リングと入力/フィードバックコイルとの相互インダクタンス

Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)	Unit#	L (pH)	M_{in} (pH)	M_{FB} (pH)
1	43	33	...	21	43	32	...
2	43	32	...	22	43	32	...
3	43	32	...	23	43	32	...
4	43	32	...	24	43	32	...
5	43	32	...	25	43	32	...
6	43	32	...	26	43	32	...
7	43	32	...	27	43	32	...
8	43	32	...	28	43	32	...
9	43	32	...	29	43	32	...
10	43	32	...	30	43	32	...
11	43	32	...	31	43	32	...
12	43	32	...	32	43	32	...
13	43	32	...	33	43	32	...
14	43	32	...	34	43	32	...
15	43	32	...	35	43	32	...
16	43	32	...	36	43	32	...
17	43	32	...	37	43	32	...
18	43	32	...	38	43	32	...
19	43	32	...	39	43	32	...
20	43	32	...	40	43	32	...
μ	43.0	32.0	...	σ	< 0.1	0.2	...
Overall	$\mathcal{L}_{in} = 2.47 \text{ nH}$						

ンスを結合係数で指定しなければならない。 $\mathcal{L}_{in}$ /アレイ数/2 と超伝導リングの自己インダクタンス $L/2$ から結合係数 k を導出し使用した。なおフィードバックコイルはモデリングしていない。さらに簡略化のため超伝導リング、入力コイル、フィードバックコイル間の寄生インダクタンスや寄生容量も再現していない。

SQUID からの出力はローパスフィルタを 3 段カスケードした 3 次フィルタを適用している。フィルタは入力に Voltage Controlled Voltage Source (VCVS) を使いインピーダンスを変換し、また抵抗 10Ω とコンデンサ 10 pF でカットオフ周波数を $\sim 1.5 \text{ GHz}$ とした。フィルタを通すことで、SQUID の超高速なスイッチングをなまし、実回路で出力される波形をシミュレートしている。

Φ - V 特性のシミュレーションでは、入力コイルに $\sim 3\Phi_0$ 程度の電流を周波数 1 MHz で入力した。接合を含む過渡解析ではステップ時間が非常に短いので、長時間の解析は出来ない。過渡解析は全て 1 ns ステップで $1 \mu\text{s}$ 間行なった。シミュレーションは ISAS-A10、ISAS-B10、ISAS-C10 ではそれぞれのバイアス電流で 10 回ずつ、ISAS-D40 と ISAS-E40 では 5 回ずつ行なった。得られたデータは入力コイルの電流値でグルーピングし、各グループについての平均値と標準偏差を出力電圧とその 1σ エラーとする。但し、入力磁束の上昇時と下降時で表れる非対称性を避けるため、取得したデータのうち 75% から 100% までと 0% から 25% までをつなげて入力磁束上昇時の Φ - V 特性として用いた。

Φ - V 特性からは SQUID の基本的なパラメータである入力コイルと SQUID 超伝導リング間の相互インダクタンス

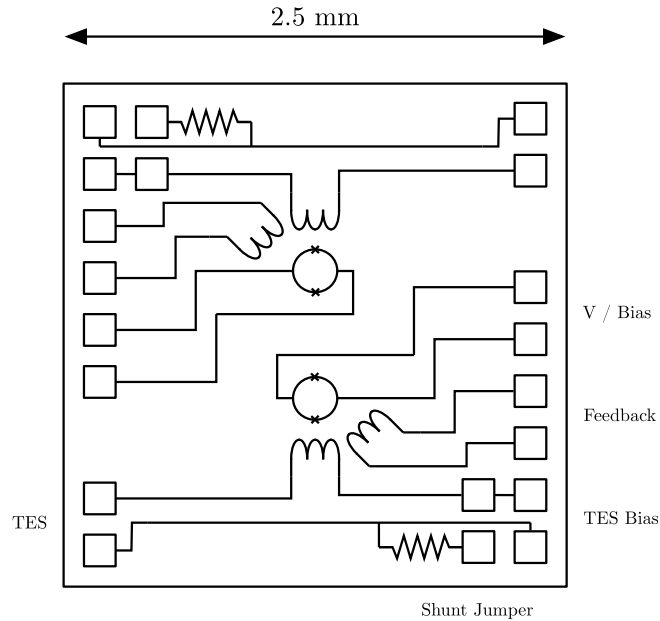


図 8.19 SQUID 基板の等価回路

M_{in} や、SQUID の性能値である磁束電圧変換係数 V_{Φ} (またはトランスインピーダンスゲイン Z_{tran}) と動抵抗 R_{dyn} を導く事が出来る。フィードバックコイルについては性能指数に直接関係がないためシミュレーションは行っていない。

相互インダクタンス M_{in} の導出は次のように行う。図 8.22 のように、 Φ - V 特性で最も正弦波に近い形をとるバイアス電流時 ($\sim 1.8I_0$) のシミュレーションデータから、出力電圧がちょうどその中間値を取る電流を取得する。そのときの出力電圧の勾配が正と負とでそれぞれ 3 点ほど取得できる。勾配が正と負それぞれの場合で取得した電流値の相違をとり、さらにそれら全てを平均して $1\Phi_0$ 分の電流とする。但し、 Φ - V 特性の非対称性を考慮し、勾配が正のデータには入力磁束下降時の Φ - V 特性を、負のデータには上昇時の Φ - V 特性を用いた。あとは $\Phi_0 = 2.07 \times 10^{-15} \text{ Wb}$ をこの電流値で割れば相互インダクタンスが求まる。

磁束-電圧変換係数 V_{Φ} の導出は次のように行う。各バイアス電流における Φ - V 特性の $0\Phi_0$ から $0.5\Phi_0$ の範囲でカイ二乗線形フィットを行い、傾きの最大値を V_{Φ} 、またそのときのバイアス電流と入力磁束を動作点とする。但し動作点が $0.25\Phi_0$ からあまりにずれると FLL 動作時にループバックゲインが弱い場合出力の線形性を保てない恐れがある。その際には入力磁束が $0.25\Phi_0$ 付近で傾きが最大となるバイアス電流を動作点として用いた方が良いだろう。カイ二乗フィットの際に前後何ピンをフィッティングに用いるかは適切な解はない。本測定ではノイズの影響が無視出来る最低数のピン数 4 を用いた。 V_{Φ} が導かれると、それに M_{in} を掛けることでトランスインピーダンスゲイン $Z_{tran} = V_{\Phi} M_{in}$ が求まる。

動抵抗 R_{dyn} の導出は次のように行う。 $0-0.5\Phi_0$ の入力磁束において、入力磁束を固定しバイアス電流の変化分に対応する出力電圧の変化分から動抵抗 $R_{dyn} = \partial V / \partial I$ を求める。具体的には、図 8.23 のように Φ_{in} を固定し動作点のバイアス電流から $\pm 1 \mu\text{A}$ (ISAS-D40 と ISAS-E40 は $\pm 2 \mu\text{A}$) の 3 点を取り、各バイアス電流 I_b に対する出力 V を直線フィット (カイ自乗フィット) してその傾きを動抵抗とした。

ノイズ特性のシミュレーションでは、決定した動作点のバイアス電流と入力磁束に合わせ、10 回のシミュレーションを行った。各シミュレーションデータについてパワースペクトルを計算し、10 回分の平均を取って電圧ノイズのパワースペクトルとした。結果はホワイトノイズなので、定数フィッティングを行いノイズ特性として用いた。

シミュレーションで使用したコードは巻末の F 章にまとめて掲載した。

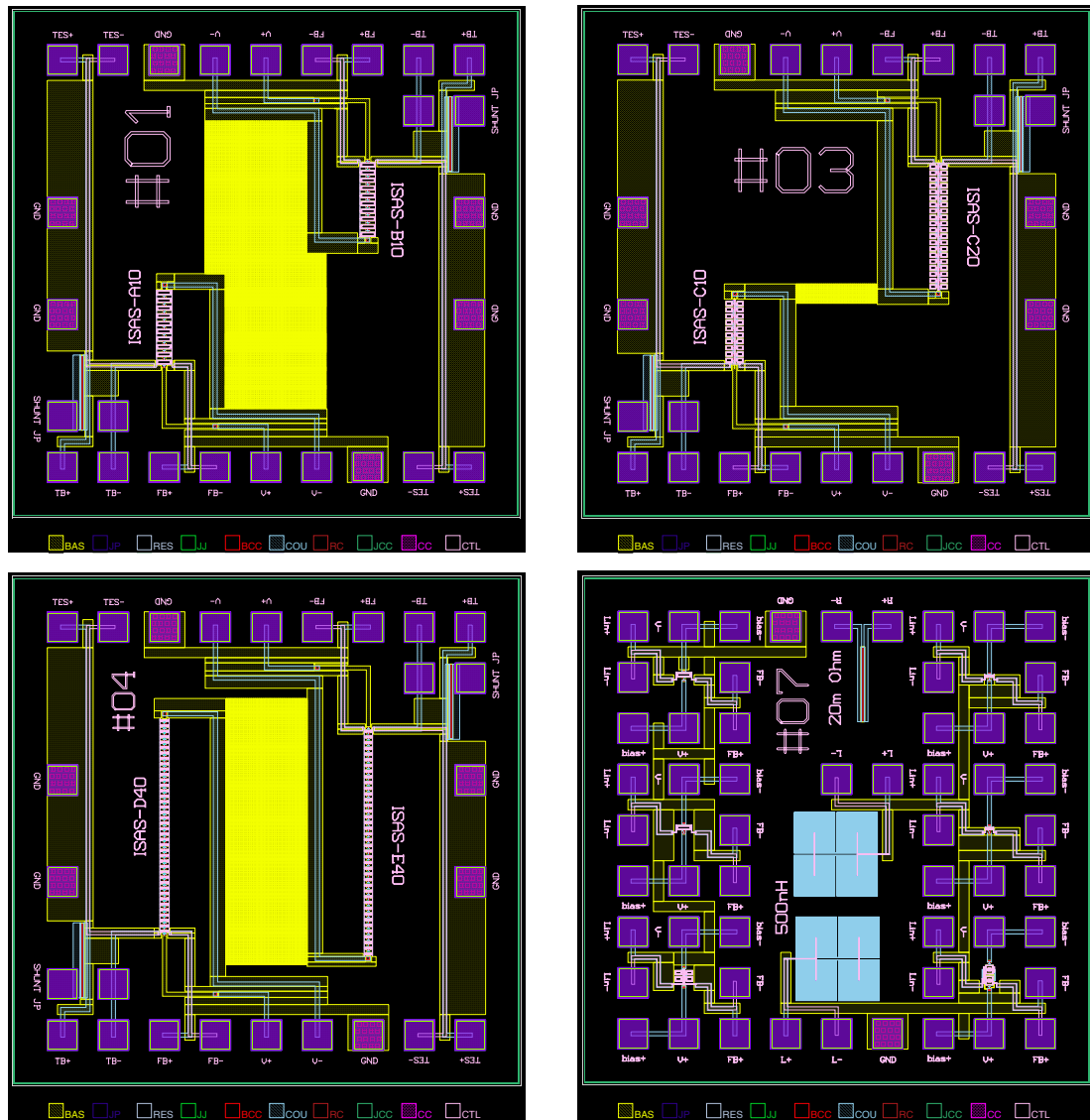


図 8.20 基板レイアウト: (左上) ISAS-A10 と ISAS-B10 を搭載した基板、(右上) ISAS-C10 を搭載した基板、(左下) ISAS-D40 と ISAS-E40 を搭載した基板、(右下) 単体 SQUID 検証用基板

表 8.23 ISAS-A10 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V / \partial \Phi_{in}$ (mV / Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	S_V (V^2 / Hz)	I_N ($\text{pA} / \sqrt{\text{Hz}}$)
19	0.20	1.97 ± 0.08	79 ± 3	117 ± 17	1.65×10^{-19}	5.14

8.9.1 ISAS-A10

図 8.24 上にバイアス電流 $16\text{--}22\mu\text{A}$ での $\Phi\text{--}V$ 特性シミュレーション結果を示す。バイアス電流 $18\mu\text{A}$ の $\Phi\text{--}V$ 特性より入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは $M_{in} = 82.3\text{pH}$ と求めた。同図左下にはバイアス電流 $16\text{--}20\mu\text{A}$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ 、同図右下にはバイアス電流 $17\text{--}20\mu\text{A}$ での動抵抗 R_{dyn} のシミュレーション結果を示す。図中の破線は設計値、また実線は要求に対する許容値を示す。バイアス電流 $16\text{--}19\mu\text{A}$ では $\partial V / \partial \Phi_{in}$ の最大値は Φ_{in} の

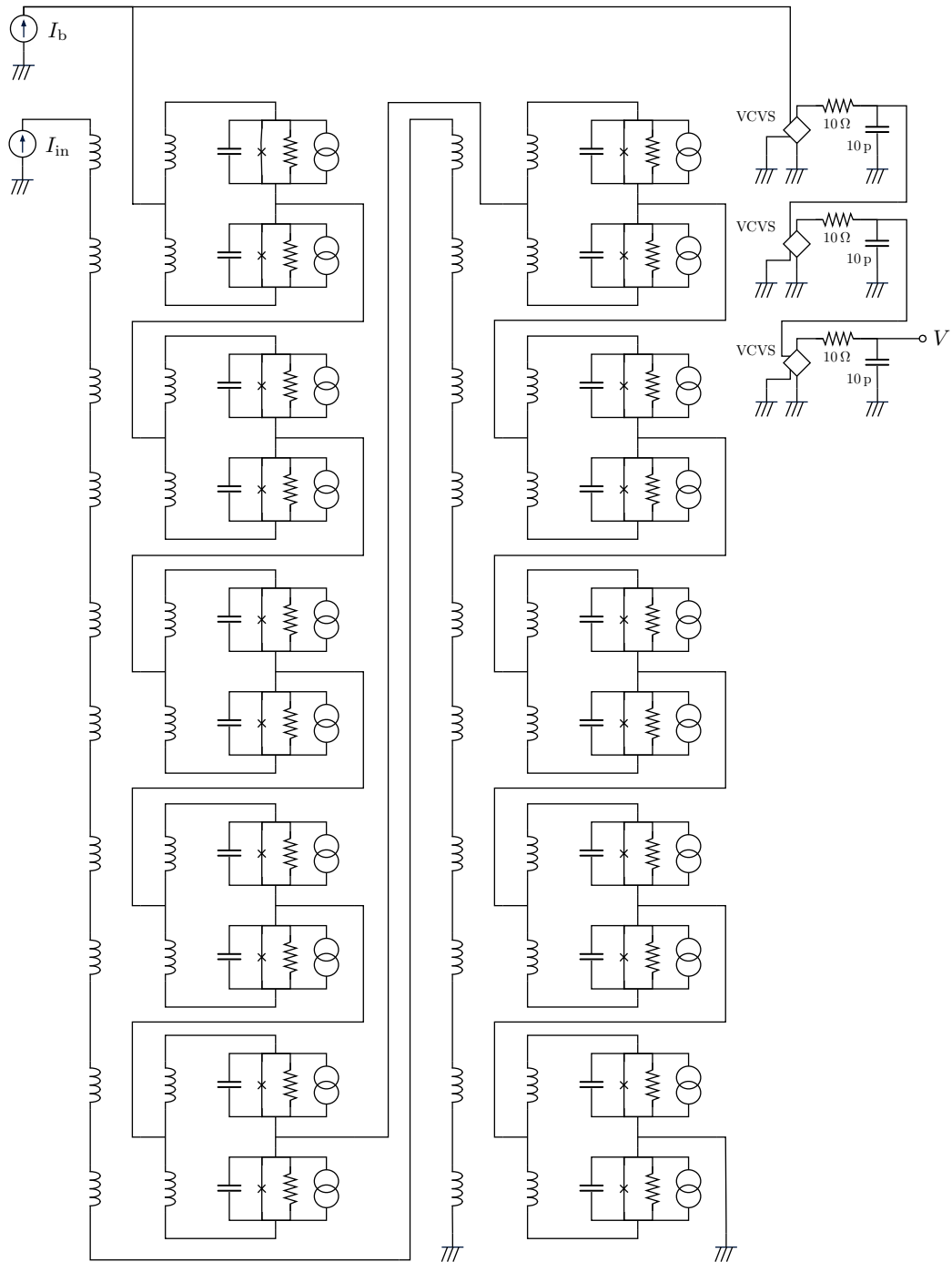


図 8.21 SPICE シミュレーションの等価回路 (10 直列 dc SQUID アレイの例)

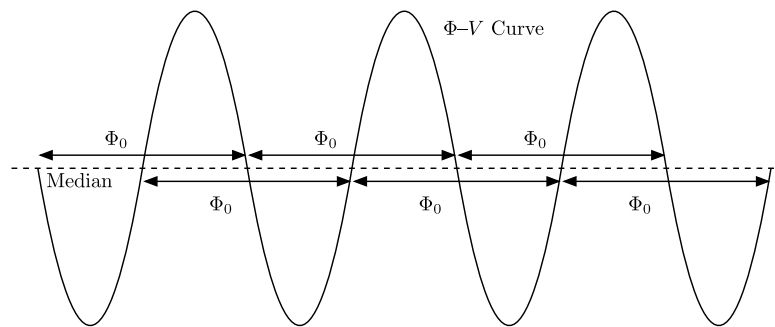


図 8.22 相互インダクタンスの導出

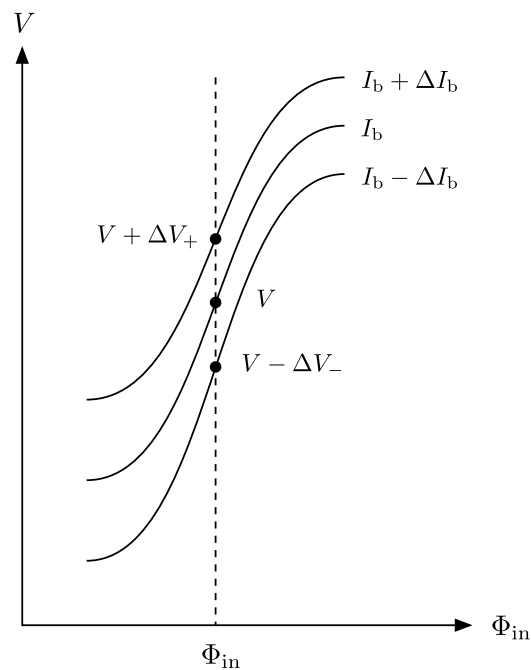


図 8.23 動抵抗の導出

値は異なるがどれも $\sim 6 \text{ mV}/\Phi_0$ と等しい。ただ、これらの点を動作点とするには、 Φ - V 特性を見ると入力磁束に対するダイナミックレンジが狭く、また動抵抗も全てが $> 150 \Omega$ と高い。ISAS-A10 は動抵抗の設計値は 71Ω だが、それ以下では残念ながら $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ の設計値 $1.94 \text{ mV}/\Phi_0$ を満たす点はない。動抵抗が許容値 100Ω 以下、 $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ が設計値の $1.94 \text{ mV}/\Phi_0$ 以上、また入力磁束 $\pm 0.1\Phi_0$ の範囲で $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}} > 0.05 \text{ mV}/\Phi_0$ を満たす点を動作点候補として洗い出した。結果を表 8.23 に示す。これらの動作点候補についてノイズシミュレーションを行い、同表に結果を示した。ISAS-A10 では候補は 1 点のみで、バイアス電流 $19 \mu\text{A}$ かつ入力磁束 $\Phi_{\text{in}} = 0.20\Phi_0$ が動作点となる。トランスインピーダンスゲインは目標値に僅かに足りず、また動抵抗と入力インダクタンスも目標値は満たせず許容値内の値となっている。

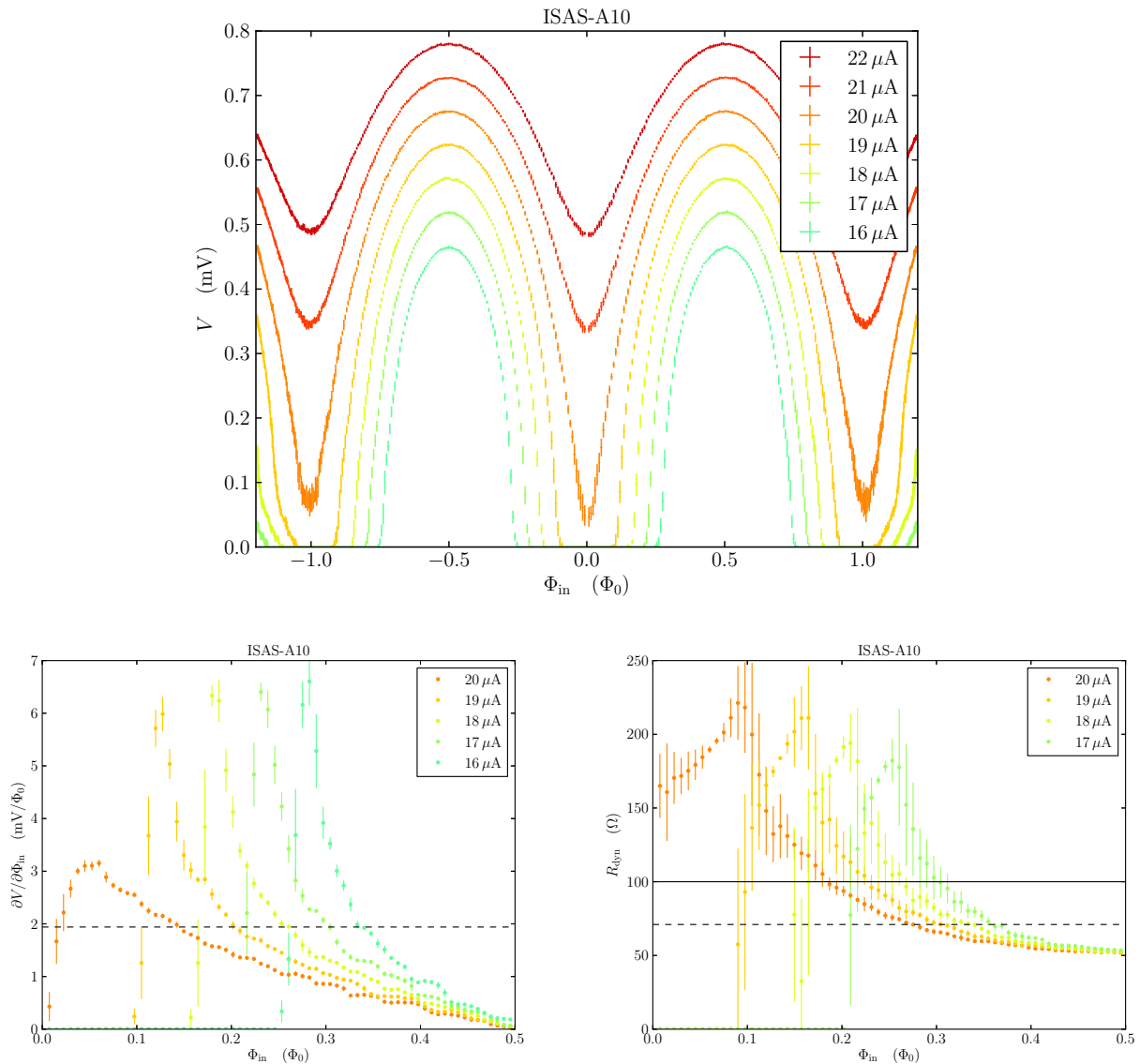


図 8.24 ISAS-A10 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性のシミュレーション結果 (上)、 0 - $0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

表 8.24 ISAS-B10 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V / \partial \Phi_{in}$ (mV/ Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	S_V (V^2/Hz)	I_N (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
19	0.20	2.90 ± 0.08	115 ± 3	174 ± 19	3.42×10^{-19}	5.09
20	0.11	3.16 ± 0.09	126 ± 4	267 ± 76	2.76×10^{-19}	4.17

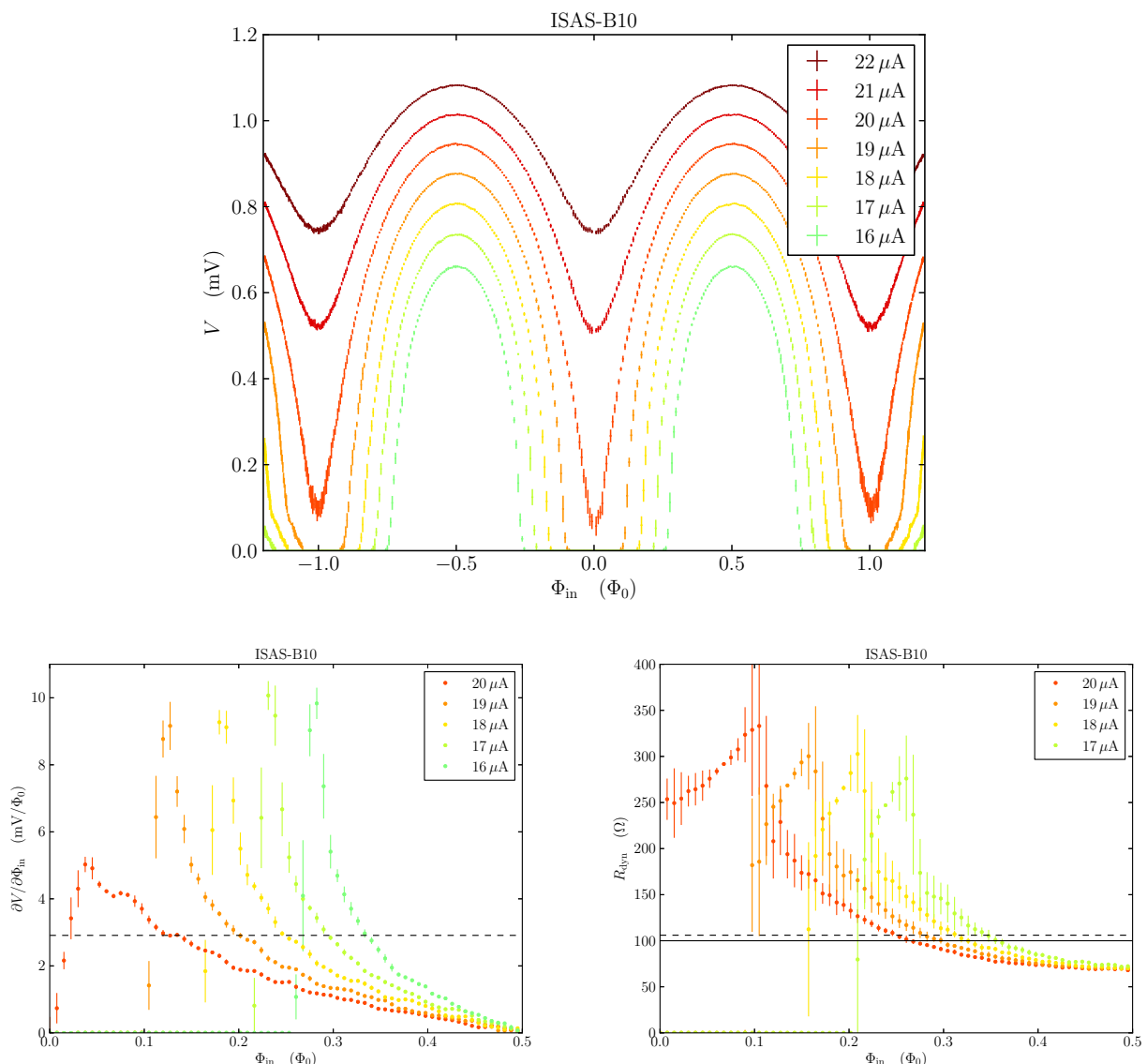


図 8.25 ISAS-B10 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性のシミュレーション結果 (上)、 $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V/\partial\Phi_{\text{in}}$ (左下) と動抵抗 (右下)

8.9.2 ISAS-B10

図 8.25 上にバイアス電流 $16-22\mu\text{A}$ での Φ - V 特性シミュレーション結果を示す。バイアス電流 $18\mu\text{A}$ の Φ - V 特性より入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは $M_{\text{in}} = 82.3\text{pH}$ と求まった。同図左下にはバイアス電流 $16-20\mu\text{A}$ での $\partial V/\partial\Phi_{\text{in}}$ 、同図右下にはバイアス電流 $17-20\mu\text{A}$ での動抵抗 R_{dyn} のシミュレーション結果を示す。図中の破線は設計値、また実線は要求に対する許容値を示す。バイアス電流 $16-19\mu\text{A}$ では $\partial V/\partial\Phi_{\text{in}}$ の最大値は Φ_{in} の値は異なるがどれも $\sim 10\text{mV}/\Phi_0$ と等しい。ただ、これらの点を動作点とするには、 Φ - V 特性を見ると入力磁束に対するダイナミックレンジが狭く、また動抵抗も全てが $> 250\Omega$ と高い。ISAS-B10 は動抵抗の設計値は 106Ω だが、それ以下では残念ながら $\partial V/\partial\Phi_{\text{in}}$ の設計値 $2.91\text{mV}/\Phi_0$ を満たす点はない。そこで動抵抗を 200Ω 以下と妥協し、

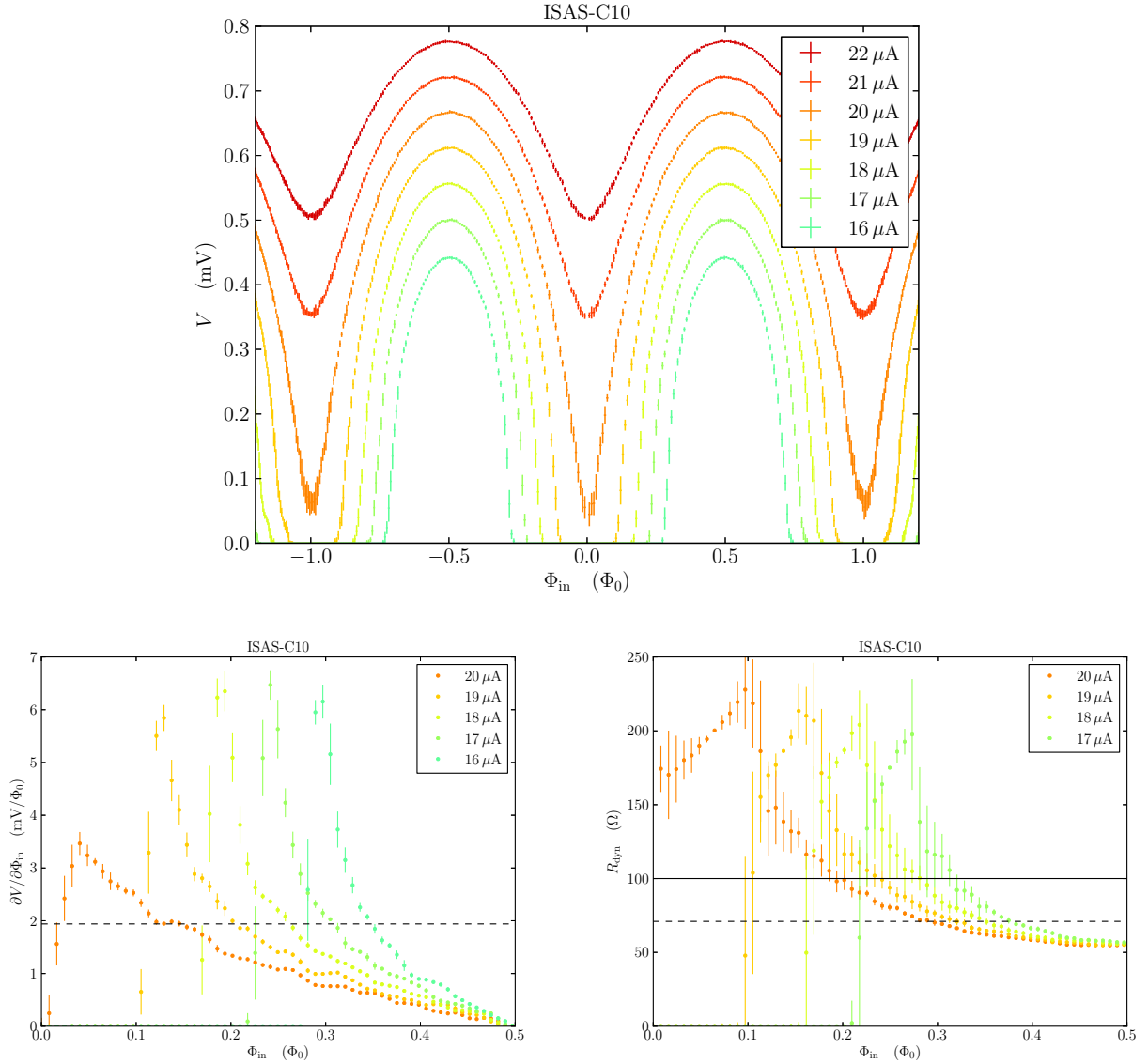


図8.26 ISAS-C10の各バイアス電流に対する Φ - V 特性のシミュレーション結果(上)、 $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下)と動抵抗(右下)

$\partial V / \partial \Phi_{in}$ が設計値の $2.91 \text{ mV} / \Phi_0$ 以上、かつ入力磁束 $\pm 0.1 \Phi_0$ の範囲で $\partial V / \partial \Phi_{in} > 0.05 \text{ mV} / \Phi_0$ を満たす点を動作点候補として洗い出した。結果を表 8.24 に示す。これらの動作点候補についてノイズシミュレーションを行い、同表に結果を示した。動作点としてはこれらの中で $\partial V / \partial \Phi_{in}$ が最大となるバイアス電流 $20 \mu\text{A}$ かつ入力磁束 $\Phi_{in} = 0.11 \Phi_0$ を選びたい。動抵抗と入力インダクタンス以外については目標値を達成することが出来た。

8.9.3 ISAS-C10

図 8.26 上にバイアス電流 $16-22 \mu\text{A}$ での Φ - V 特性シミュレーション結果を示す。バイアス電流 $18 \mu\text{A}$ の Φ - V 特性より入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは $M_{in} = 88.9 \text{ pH}$ と求まった。同図左下にはバイアス電流 $16-20 \mu\text{A}$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ 、同図右下にはバイアス電流 $17-20 \mu\text{A}$ での動抵抗 R_{dyn} のシミュレーション結果を示す。図

表 8.25 ISAS-C10 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial\Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	S_V (V^2/Hz)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
19	0.20	2.00 ± 0.04	86 ± 2	116 ± 14	1.67×10^{-19}	4.75
20	0.11	2.14 ± 0.07	92 ± 3	186 ± 47	1.46×10^{-19}	4.15

表 8.26 ISAS-D40 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial\Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	S_V (V^2/Hz)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
40	0.11	14.92 ± 0.35	258 ± 6	574 ± 141	4.40×10^{-18}	8.13

表 8.27 ISAS-E40 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial\Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	S_V (V^2/Hz)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
50	0.11	23.55 ± 0.46	365 ± 7	676 ± 127	1.10×10^{-17}	9.07

中の破線は設計値、また実線は要求に対する許容値を示す。バイアス電流 $16\text{--}19\mu\text{A}$ では $\partial V/\partial\Phi_{in}$ の最大値は Φ_{in} の値は異なるがどれも $\sim 6\text{mV}/\Phi_0$ と等しい。ただ、これらの点を動作点とするには、 Φ - V 特性を見ると入力磁束に対するダイナミックレンジが狭く、また動抵抗も全てが $> 200\Omega$ と高い。ISAS-C10 は動抵抗の設計値は 71Ω だが、それ以下では残念ながら $\partial V/\partial\Phi_{in}$ の設計値 $1.94\text{mV}/\Phi_0$ を満たす点はない。動抵抗を 150Ω 以下と妥協し、 $\partial V/\partial\Phi_{in}$ が設計値の $1.94\text{mV}/\Phi_0$ 以上、かつ入力磁束 $\pm 0.1\Phi_0$ の範囲で $\partial V/\partial\Phi_{in} > 0.05\text{mV}/\Phi_0$ を満たす点を洗い出した。結果を表 8.25 に示す。これらの動作点候補についてノイズシミュレーションを行い、同表に結果を示した。動作点としてはこれらの中で $\partial V/\partial\Phi_{in}$ が最大となるバイアス電流 $20\mu\text{A}$ かつ入力磁束 $\Phi_{in} = 0.11\Phi_0$ を選びたい。設計値は ISAS-A10 と同一だが、実際には相互インダクタンスが ISAS-A10 より大きいため、S/N 比はこちらが高い。トランスインピーダンスゲイン、動抵抗、入力インダクタンスが目標値を達成出来ず、許容値内となっている。

8.9.4 ISAS-D40

図 8.27 上にバイアス電流 $32\text{--}42\mu\text{A}$ での Φ - V 特性シミュレーション結果を示す。バイアス電流 $36\mu\text{A}$ の Φ - V 特性より入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは $M_{in} = 35.8\text{pH}$ と求まった。同図左下にはバイアス電流 $32\text{--}40\mu\text{A}$ での $\partial V/\partial\Phi_{in}$ 、同図右下にはバイアス電流 $34\text{--}40\mu\text{A}$ での動抵抗 R_{dyn} のシミュレーション結果を示す。図中の破線は設計値を示す。ISAS-D40 では動抵抗に特に制限を設けなかったため、動作点の選定は動抵抗を気にせず行う。バイアス電流 $32\text{--}38\mu\text{A}$ では $\partial V/\partial\Phi_{in}$ の最大値は Φ_{in} の値は異なるがどれも $\sim 40\text{mV}/\Phi_0$ と等しい。ただ、これらの点を動作点とするには、 Φ - V 特性を見ると入力磁束に対するダイナミックレンジが狭い。入力磁束に対し $\pm 0.1\Phi_0$ で $\partial V/\partial\Phi_{in} > 0.05\text{mV}/\Phi_0$ 、かつ $\partial V/\partial\Phi_{in}$ が設計値の $12.58\text{mV}/\Phi_0$ 以上となる点を洗い出した。結果を表 8.26 に示す。これらの動作点候補についてノイズシミュレーションを行い、同表に結果を示した。動作点候補は 1 点のみで、バイアス電流 $40\mu\text{A}$ かつ入力磁束 $\Phi_{in} = 0.11\Phi_0$ である。ISAS-D40 は動抵抗には制約を設けておらず、入力インダクタンス以外では目標値を達成出来た。

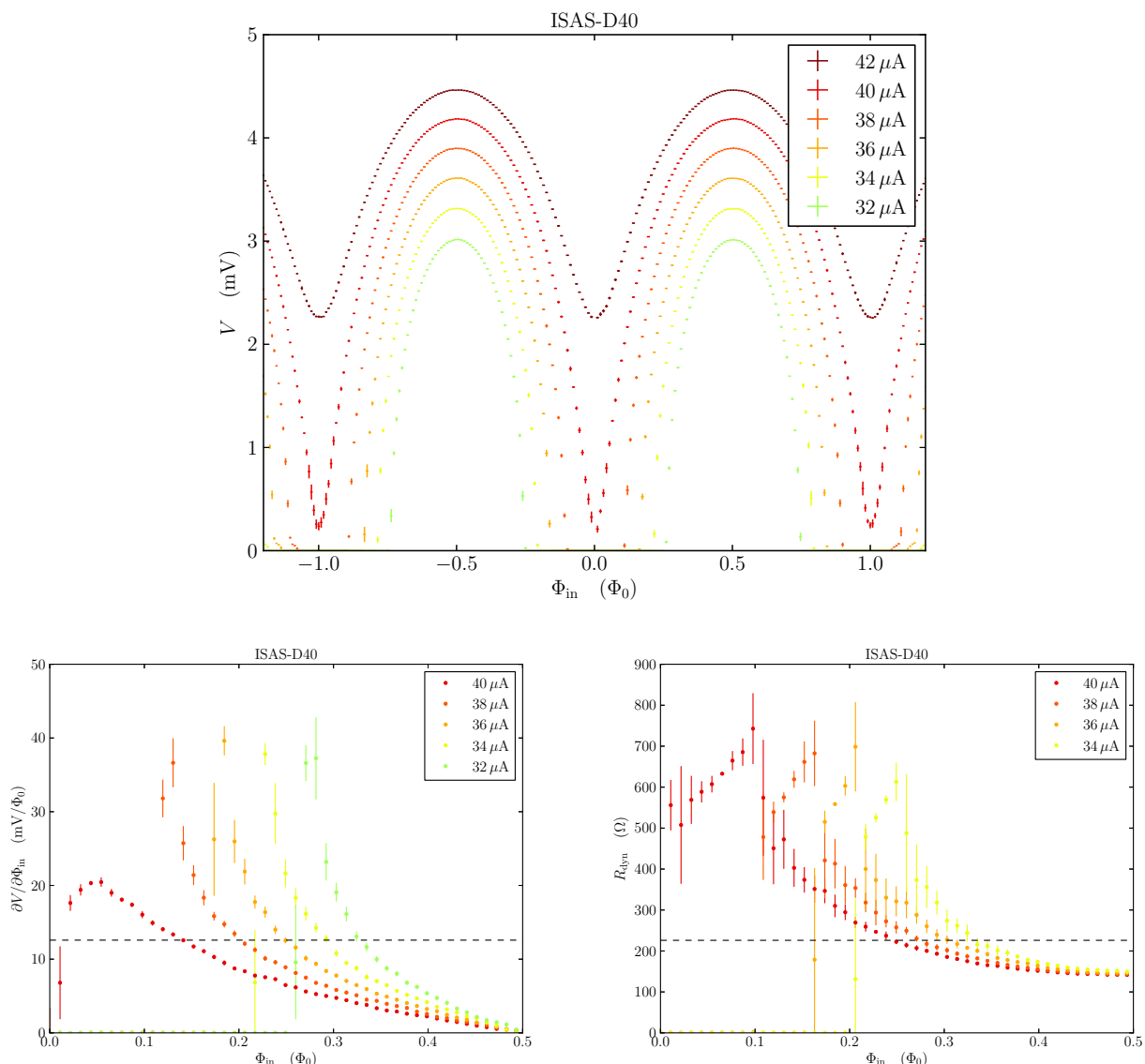


図 8.27 ISAS-D40 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性のシミュレーション結果 (上)、 $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V/\partial\Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

8.9.5 ISAS-E40

図 8.28 上にバイアス電流 $40-52\mu\text{A}$ での Φ - V 特性シミュレーション結果を示す。バイアス電流 $46\mu\text{A}$ の Φ - V 特性より入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは $M_{in} = 32.0\text{pH}$ と求まった。同図左下にはバイアス電流 $40-52\mu\text{A}$ での $\partial V/\partial\Phi_{in}$ 、同図右下にはバイアス電流 $40-50\mu\text{A}$ での動抵抗 R_{dyn} のシミュレーション結果を示す。図中の破線は設計値を示す。ISAS-D40 と同様、ISAS-E40 でも動抵抗に特に制限を設けなかったため、動作点の選定は動抵抗を気にせず行う。バイアス電流 $40-48\mu\text{A}$ では $\partial V/\partial\Phi_{in}$ の最大値は Φ_{in} の値は異なるがどれも $\sim 65\text{mV}/\Phi_0$ と等しい。ただ、これらの点を動作点とするには、 Φ - V 特性を見ると入力磁束に対するダイナミックレンジが狭い。入力磁束に対し $\pm 0.1\Phi_0$ で $\partial V/\partial\Phi_{in} > 0.05\text{mV}/\Phi_0$ 、かつ $\partial V/\partial\Phi_{in}$ が設計値の $19.96\text{mV}/\Phi_0$ 以上となる点を洗い出し

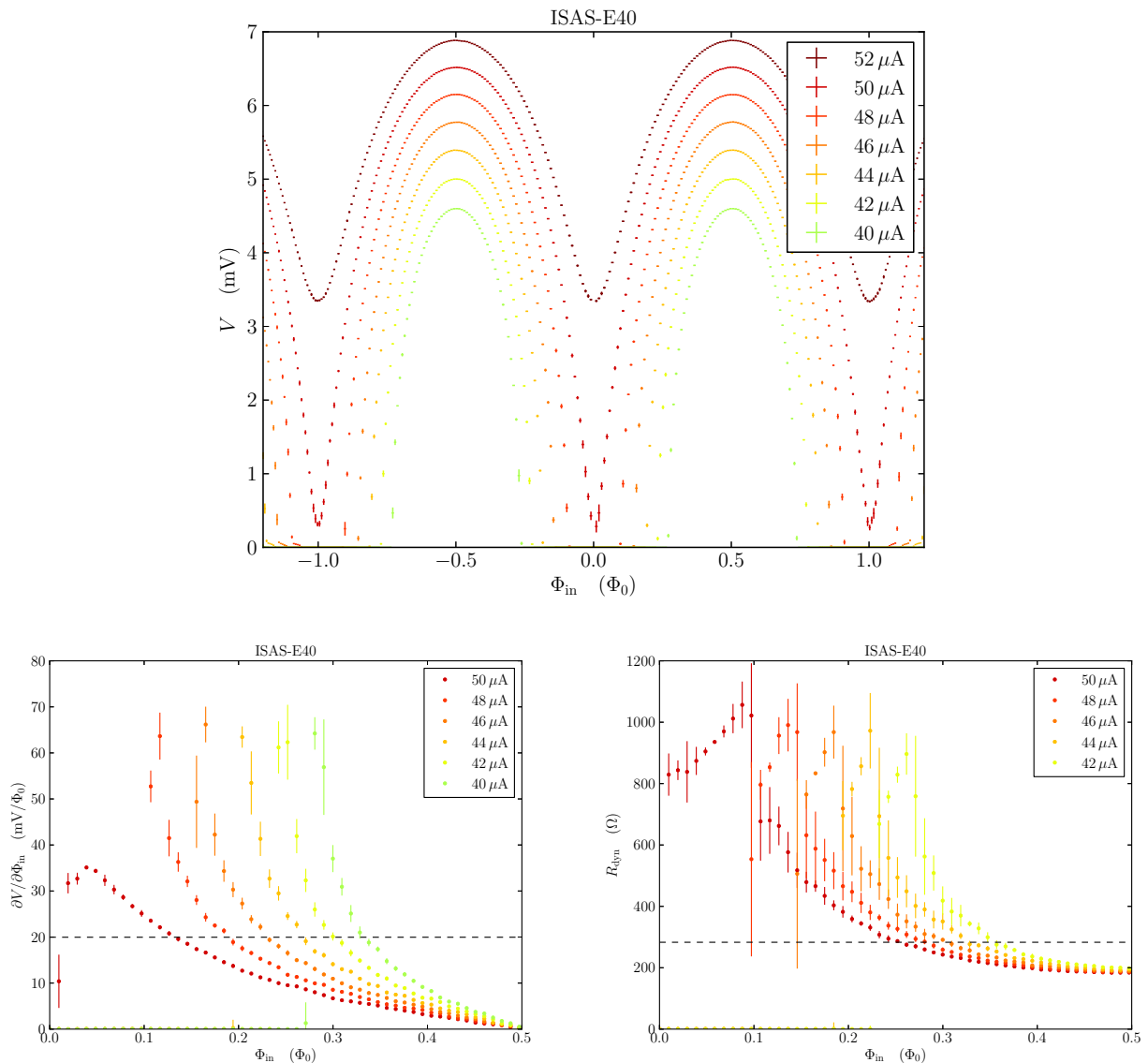


図 8.28 ISAS-E40 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性のシミュレーション結果 (上)、 $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

た。結果を表 8.27 に示す。これらの動作点候補についてノイズシミュレーションを行い、同表に結果を示した。動作点候補は 1 点のみで、バイアス電流 40 μA かつ入力磁束 $\Phi_{in} = 0.11\Phi_0$ である。ISAS-E40 では入力インダクタンス以外で目標値を達成出来た。

8.10 まとめ

本章ではアレイシステムに対応した SQUID として、低発熱、低ノイズ、低クロストークの SQUID 開発を目標とし低発熱型 dc SQUID アレイと、比較評価用に高 S/N 比型 dc SQUID アレイの設計を行った。

低発熱型 dc SQUID アレイは、発熱量を DIOS 衛星の要求を満たすよう設計され、ISAS-A10 においては入力インダクタンスと動抵抗以外の目標値を達成することが出来た。ISAS-B10 と ISAS-C10 では、トランスインピーダンスゲ

表 8.28 dc SQUID アレイの設計目標達成度

項目	低発熱型 dc SQUID アレイ			高 S/N 比型 dc SQUID アレイ	
	ISAS-A10	ISAS-B10	ISAS-C10	ISAS-D40	ISAS-E40
トランスインピーダンスゲイン	△	○	△	○	○
入力インダクタンス	△	△	△	△	△
動抵抗	△	× ($< 200 \Omega$)	× ($< 150 \Omega$)		...
入力電流換算ノイズ	○	○	○	○	○
発熱量	○	△	○		...

○: 目標値達成、△: 許容値達成、×: 許容値達成出来ず

インを優先したために動抵抗についてそれぞれ 200Ω 以下、 150Ω 以下と、許容値でさえ達成することが出来なかった。低発熱型では理論値よりも大きくなってしまいう動抵抗の扱いが今後の課題である。

高 S/N 比型 dc SQUID アレイは、発熱と動抵抗には制約を設けず高いゲインと低いノイズを目標に設計され、ISAS-D40 と ISAS-E40 の双方で入力インダクタンス以外では目標値を達成する事が出来た。信号多重化回路で使用しないのであれば、設計目標通りの理想的な SQUID となっている。表 8.28 に成果をまとめる。

最後に各 SQUID のパラメータを設計値と解析値について表 8.29 と表 8.30 にまとめた。解析値については、性能指数については SPICE シミュレーションの結果を、それ以外については Xic ならびに FastHenry の結果を用いた。

表 8.29 低発熱型 dc SQUID アレイのパラメータ

			ISAS-A10		ISAS-B10		ISAS-C10	
			設計値	解析値	設計値	解析値	設計値	解析値
ジョセフソン接合								
臨界電流密度	J_c	(kA/cm ²)	1.0	—	1.0	—	1.0	—
接合サイズ	A	(μm ²)	1.0	—	1.0	—	1.0	—
臨界電流	I_0	(μA)	10	—	10	—	10	—
シャント抵抗	R	(Ω)	10	10.45	15	15.01	10	10.83
Stewart-McCumber パラメータ	β_C		0.182	0.199	0.410	0.411	0.182	0.213
ノイズパラメータ (@4.2 K)	Γ		0.018	0.018	0.018	0.018	0.018	0.018
超伝導リング								
自己インダクタンス	L	(pH)	100	107	100	108	100	123
Screening パラメータ	β_L		0.967	1.038	0.967	1.045	0.967	1.190
入力コイル								
自己インダクタンス (単体)	L_{in}	(pH)	100	136	100	135	100	161
相互インダクタンス	M_{in}	(pH)	75	82	75	82	75	89
結合係数	k_{in}		0.75	0.68	0.75	0.68	0.75	0.63
自己インダクタンス (アレイ)	$\mathcal{L}_{in}$	(nH)	1.0	1.36	1.0	1.35	1.0	1.61
フィードバックコイル								
自己インダクタンス (単体)	L_{FB}	(pH)	> 225	326	> 225	326	> 225	379
相互インダクタンス	M_{FB}	(pH)	≧ 75	104	≧ 75	104	≧ 75	106
結合係数	k_{FB}		0.50	0.56	0.50	0.55	0.50	0.49
自己インダクタンス (アレイ)	$\mathcal{L}_{FB}$	(nH)	> 2.3	3.26	> 2.3	3.26	> 2.3	3.79
アレイ								
直列数	n		10	10	10	10	10	10
並列数	m		1	1	1	1	1	1
性能指数 (アレイ)								
磁束-電圧変換係数	V_Φ	(mV/Φ ₀)	1.94	1.97	2.91	3.16	1.94	2.14
トランスインピーダンスゲイン	$\mathcal{Z}_{tran}$	(Ω)	70	79	106	126	70	92
電流換算ノイズ (@4.2 K)	$\mathcal{I}_N$	(pA/√Hz)	4.3	5.1	3.5	4.2	4.3	4.2
発熱量	$\mathcal{P}$	(nW)	20.0	20.9	30.0	30.0	20.0	21.7
動抵抗	$\mathcal{R}_{dyn}$	(Ω)	71	117	106	174	71	186

表 8.30 高 S/N 比型 dc SQUID アレイのパラメータ

			ISAS-D40		ISAS-E40	
			設計値	解析値	設計値	解析値
ジョセフソン接合						
臨界電流密度	J_c	(kA/cm ²)	1.0	—	2.5	—
接合サイズ	A	(μm ²)	2.0	—	1.0	—
臨界電流	I_0	(μA)	20	—	25	—
シャント抵抗	R	(Ω)	8	8.02	10	10.45
Stewart-McCumber パラメータ	β_C		0.448	0.450	0.456	0.498
ノイズパラメータ (@4.2 K)	Γ		0.009	0.009	0.007	0.007
超伝導リング						
自己インダクタンス	L	(pH)	50	48	40	43
Screening Parameter	β_L		0.948	0.910	0.967	1.040
入力コイル						
自己インダクタンス (単体)	L_{in}	(pH)	50	67	40	61
相互インダクタンス	M_{in}	(pH)	35	36	30	32
結合係数	k_{in}		0.70	0.63	0.75	0.62
自己インダクタンス (アレイ)	$\mathcal{L}_{in}$	(nH)	2.0	2.68	1.6	2.47
フィードバックコイル						
自己インダクタンス (単体)	L_{FB}	(pH)	> 100	... [†]	> 90	... [†]
相互インダクタンス	M_{FB}	(pH)	≧ 35	... [†]	≧ 30	... [†]
結合係数	k_{FB}		0.50	... [†]	0.50	... [†]
自己インダクタンス (アレイ)	$\mathcal{L}_{FB}$	(nH)	> 4.0	... [†]	> 3.6	... [†]
アレイ						
直列数	n		40	40	40	40
並列数	m		1	1	1	1
性能指数 (アレイ)						
磁束-電圧変換係数	V_Φ	(mV/Φ ₀)	12.58	14.92	19.96	23.55
トランスインピーダンスゲイン	Z_{tran}	(Ω)	213	258	290	365
電流換算ノイズ (@4.2 K)	$\mathcal{I}_N$	(pA/√Hz)	2.6	8.13	2.1	9.07
発熱量	$\mathcal{P}$	(nW)	245.9	246.5	500.0	522.5
動抵抗	$\mathcal{R}_{dyn}$	(Ω)	226	574	283	676

[†]FastHenry のメモリ不足により計算不可。

第 9 章

dc SQUID アレイの評価

9.1 目的

8 章で設計し、国際超伝導産業技術センター (ISTEC) にプロセスして頂いた dc SQUID アレイについて、液体ヘリウム温度で性能指数の測定を行い、設計値、シミュレーション値との比較から評価を行う。測定を行う性能指数は、磁束-電圧変換係数、トランスインピーダンスゲイン、電流換算ノイズ、動抵抗である。発熱量は数十 nW と値が小さく測定は困難なため、臨界電流値の測定値から理論式を用いて推定し評価を行うことにする。また、設計目標の項目に入力インダクタンスがあるが、こちらも数 nH と小さく測定を直接行うのは難しい。入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは高精度で測定が出来るので、この値を FastHenry による解析値と比較し、入力インダクタンスを推定して評価を行うことにする。

9.2 ISTEC でのプロセス結果

本研究で開発した dc SQUID アレイは ISTEC にプロセスのご協力を頂いた。ウェハサイズは 3 インチで、臨界電流密度 2.5 kA/cm^2 と 1 kA/cm^2 で 2 枚のプロセスを行った。ウェハには開発した SQUID 基板と共に評価用基板も形成されており、プロセス中に都度評価が行われる。また、一部の評価基板については液体ヘリウム温度での測定が行われ、接合特性の評価が行われる。図 9.1 に低温評価が行われた箇所を示す。図中 C1、C2 が開発した SQUID 基板で、IV が評価基板である。C1、C2、IV は全て 5 mm 角で、C1、C2 には 2.5 mm 角の各 SQUID 基板がそれぞれ 4 種類ずつ形成されている。

表 9.1 に ISTEC での測定結果をまとめる。接合の縮小値が若干大きめになっており、サイズが小さな接合ほど臨界電流値は低めになっている。ISAS-A10、ISAS-B10、ISAS-C10、また ISAS-E40 は接合サイズが $1.0 \mu\text{m}$ 角と最小値を指定しており、測定結果を踏まえれば設計値と最大で 20% 程度のずれが予想される。一方、抵抗値はほぼ設計通り、またコンタクトについても十分な臨界電流値となっている。

9.3 測定方法

dc SQUID の測定では Φ - V 特性の測定結果からノイズ特性以外の性能値を導くことが出来る。表 9.2 に各測定対象とそれらの測定方法についてまとめた。

全ての測定は SQUID を液体ヘリウム中で行った。本研究では図 9.2 の 4K プローブを新たに制作した。4K プローブ先端の SQUID 搭載部を液体ヘリウムデューワー (D.1 節) へ直接挿入することで簡便に 4.2 K 下の測定を行うことが出来る。SQUID を搭載する 4K プローブ先端部を図 9.3 に示す。室温部からの配線は液体ヘリウム温度下で超伝導とならないコンスタンタンの 2-twisted-pair の Loom 線が 2 本用いられ、先端に 24 ピンアダプタを備える。3 cm × 2.5 cm

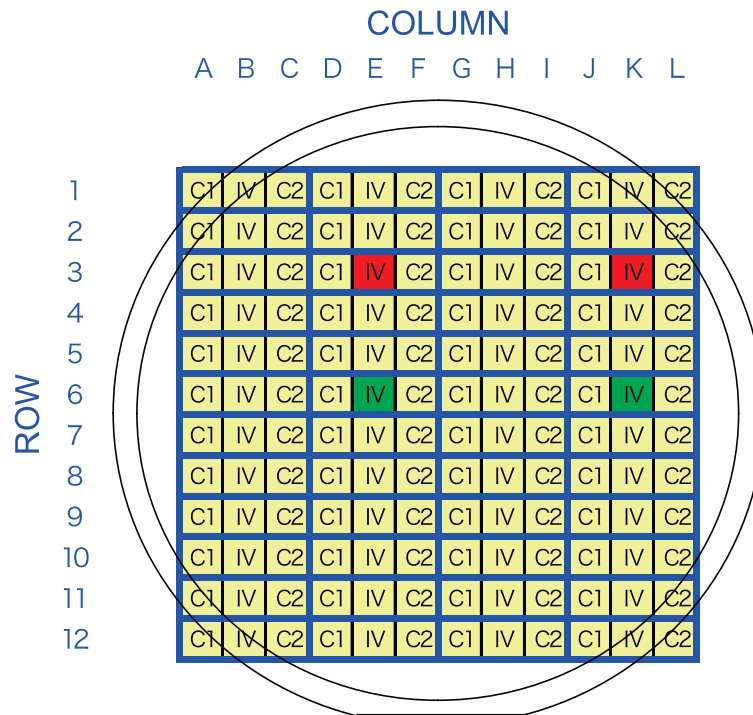


図 9.1 ウェハアドレスと低温評価箇所: (赤) 臨界電流密度 2.5 kA/cm^2 の評価箇所、(緑) 臨界電流密度 1 kA/cm^2 の評価箇所

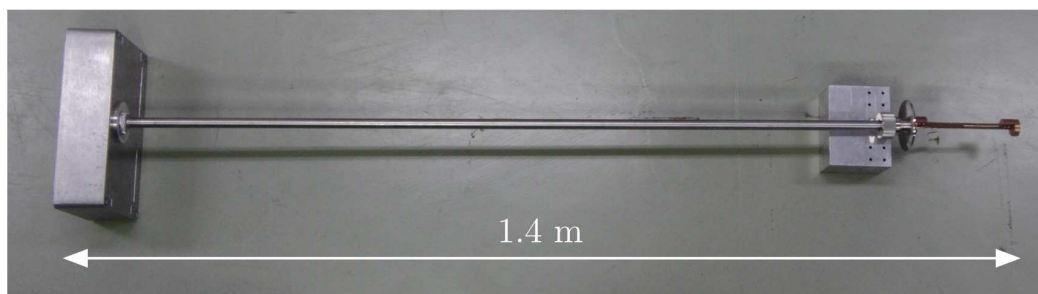


図 9.2 4K プロブ

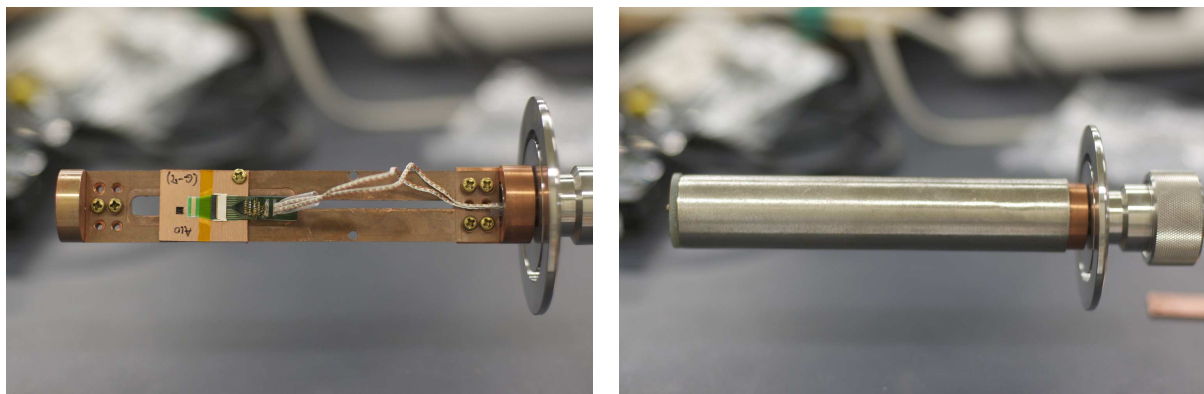


図 9.3 4K プロブ先端部: (左) SQUID マウント後、(右) クライオパームを取り付け後

表 9.1 ISTEK でのプロセス評価まとめ

		2.5 kA/cm ² ウェハ		1 kA/cm ² ウェハ	
		K-4	E-4	K-6	E-6
接合特性					
1.4 μm 角接合 (1000 直列)					
臨界電流値	(mA)	0.042	0.038	0.013	0.014
設計値に対する割合	(%)	99	89	79	83
標準偏差	(%)	1.52	1.46	2.99	2.68
2.2 μm 角接合 (1000 直列)					
臨界電流値	(mA)	0.114	0.108	0.040	0.041
設計値に対する割合	(%)	104	98	92	93
標準偏差	(%)	0.49	0.47	0.96	0.89
縮小値	(μm)	0.18	0.25	0.32	0.27
臨界電流密度	(A/cm ²)	2795	2831	1143	1097
抵抗					
測定値	(Ω)	2.32	2.28	2.28	2.28
設計値に対する割合	(%)	97	95	95	95
単層コンタクトの臨界電流 (200 個)					
BC (1.0 μm 角)	(mA)	25.0	27.8	26.5	29.8
JC (0.7 μm 角)	(mA)	8.9	8.4	9.1	8.0
JC (1.0 μm 角)	(mA)	23.0	27.0	23.9	31.8
CC (1.0 μm 角)	(mA)	26.9	22.6	27.3	27.2
積層コンタクトの臨界電流 (200 個)					
BC (1.0 μm 角) / CC (1.2 μm 角)	(mA)	32.7	40.9	34.6	45.4
JC (1.0 μm 角) / CC (1.2 μm 角)	(mA)	30.7	36.6	31.6	46.1

表 9.2 測定対象と測定方法

		測定方法
臨界電流値	I_0	Φ -V 測定
入力コイル相互インダクタンス	M_{in}	Φ -V 測定
フィードバックコイル相互インダクタンス	M_{FB}	Φ -V 測定
磁束-電圧変換係数	V_Φ	Φ -V 測定
トランスインピーダンスゲイン	Z_{tran}	V_Φ と M_{in} から計算
電流換算ノイズ	I_N	ノイズ測定
発熱量	P	I_0 から計算
動抵抗	R_{dyn}	Φ -V 測定

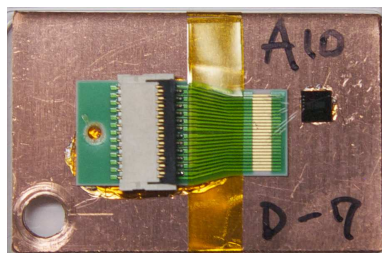


図 9.4 SQUID の 3 cm × 2.5 cm 銅板上へのマウント

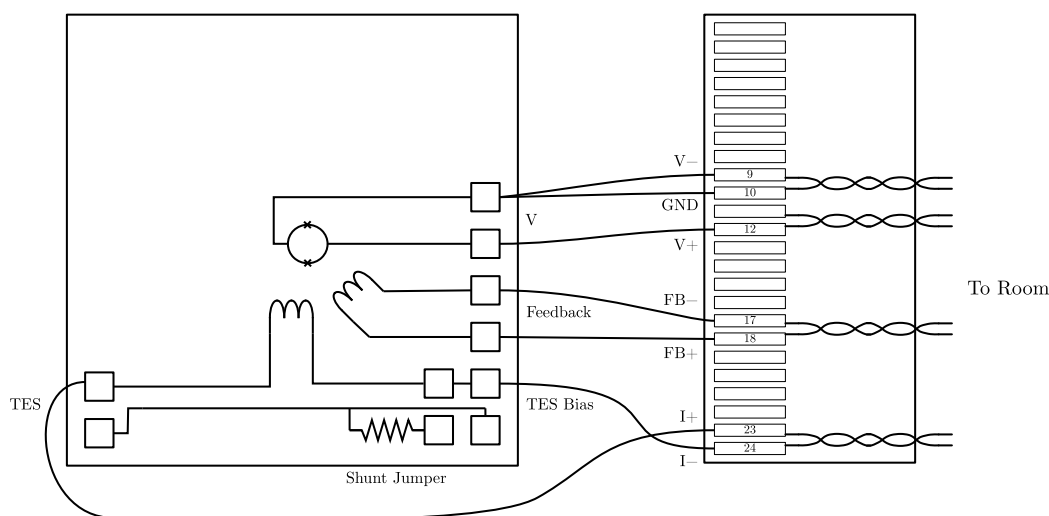


図 9.5 SQUID とコネクタ間の等価回路

の銅板上にワニス接着された 24 ピンコネクタへアダプタは着脱可能である。SQUID は同銅板上へ同様にワニスで接着し、コネクタの端子とアルミのボンディングワイヤで接続する (図 9.4)。測定の際には外部磁場の侵入を防ぐため図 9.3 右のようにクライオパームを取り付ける。図 9.5 に SQUID とコネクタ間の等価回路図を示す。SQUID からの出力は 3 端子法で測定を行うので、SQUID 基板の V_- 端子へ信号帰還用の端子と電流帰還用の端子の 2 端子からボンディングワイヤで接続されている。コンスタンタンの Loom 線、アルミのボンディングワイヤやコネクタに使用されている金は 4.2 K では超伝導とならないが、 V_+ と V_- の信号線のインピーダンスが等しい限りこの方法で SQUID からの出力を正確に測定する事が出来る。

これまで使用してきた 4K プローブでは SQUID 駆動装置のアンプ部分が外部へさらされ、外来のノイズに対し耐性が良くなかった。アルミフォイルや導電性布を使用しアンプと 4K プローブを包み込む事でノイズを低減させる事が出来たが、手間がかかる割には再現性が悪くノイズの定量的な評価が難しかった。今回新たに制作した 4K プローブの室温側は図 9.6 に示すようにアルミダイキャストの二重構造になっている。低温部からの配線は内側のダイキャストへマウントされた 9 ピンの D-Sub 端子へ接続されている。D-Sub 端子は自作した変換ケーブルで LEMO コネクタへ変換され SQUID 駆動装置へ接続される。SQUID 駆動装置のアンプは図 9.6 のようにダイキャスト内へ配置され、出力端子のみがダイキャストの開開口部から外へ突き出ている。SQUID 測定時には外側のダイキャストの蓋も閉めさらに銅テープで蓋のつなぎ目を塞ぎ、低シグナル部分はダイキャストの中へ完全に密封され、外部からのノイズを可能な限り遮断することが可能である。

SQUID の駆動には独 Magnicon 社の XXF-1 を用いた。XXF-1 は Magnicon 社が独 Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) と共同開発した汎用的な Low-Tc dc SQUID 駆動装置である。表 9.3 に XXF-1 の仕様を示す。

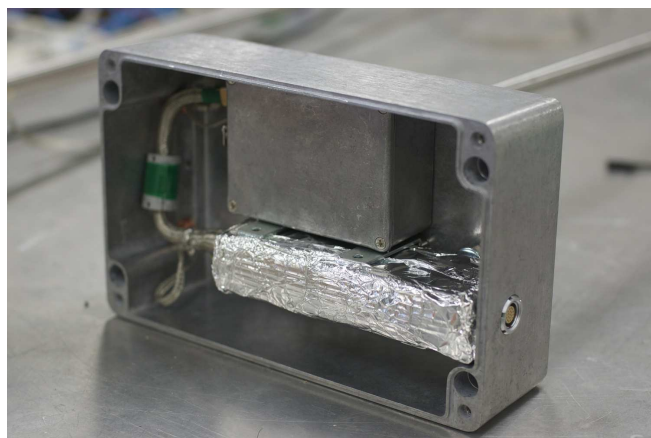


図 9.6 アルミダイキャストの二重構造となっている 4K プロブの室温側

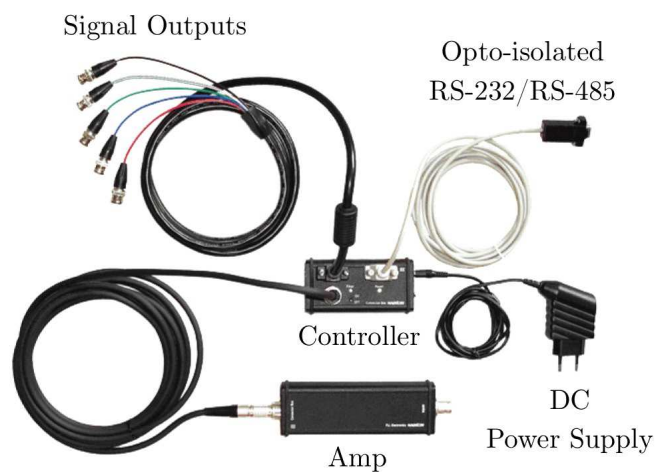


図 9.7 Magnicon XXF-1

表 9.3 Magnicon XXF-1 の主な仕様

バイアス	バイアス電流レンジ	0–180 μA
	バイアス電圧レンジ	0–1300 μV
プリアンプ	入力インピーダンス	50 Ω または ∞
	ホワイトノイズ (電圧)	0.33 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	電圧ノイズ@0.1 Hz	0.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	ホワイトノイズ (電流)	2.6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	電流ノイズ@0.1 Hz	40 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
FLL モード	帯域幅	20 MHz(高速版) / 6 MHz(通常版)
	出力電圧レンジ	$\pm 10\text{ V}$
アンプモード	ゲイン	1100–2000
	帯域幅	dc-0.2 MHz から dc-50 MHz (高速版) dc-0.2 MHz から dc-6 MHz (通常版)

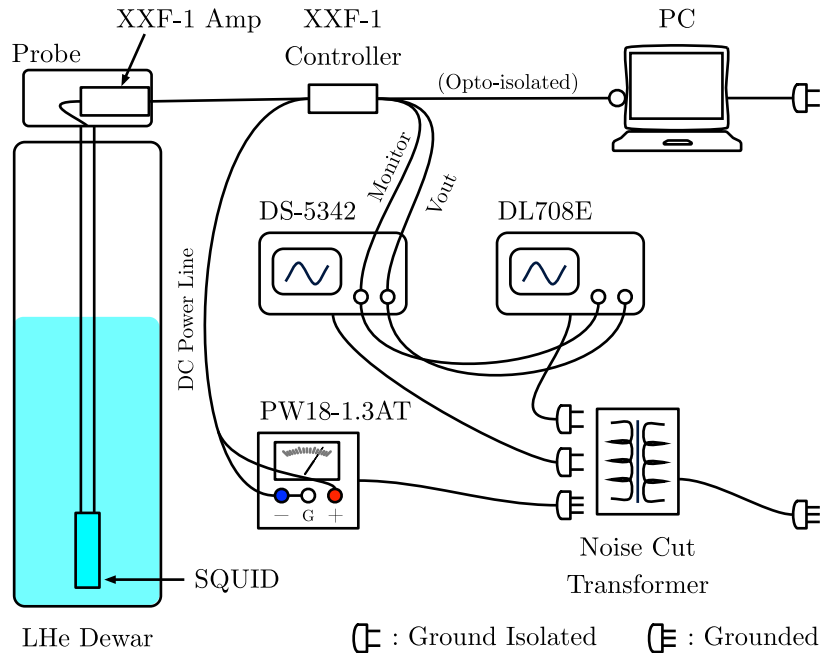
図 9.8 Φ - V 測定時のセットアップ

図 9.7 のようにアンプ部とコントローラ部が分離されており、前述したようにアンプ部はアルミダイキャストへ封入して用いる。コントローラ部は光アイソレートされた RS-232/RS-485 で PC へ接続され、全ての操作は Magnicon SQUIDViewer で行う。

以下に Φ - V 特性とノイズ特性の測定方法について詳細を述べる。

9.3.1 Φ - V 測定

dc SQUID の入力コイルまたはフィードバックコイルに既知の電流を流し SQUID から出力される電圧を測定することで、SQUID の Φ - V 特性を測定する。 Φ - V 特性からは SQUID の基本的なパラメータである臨界電流値 I_0 、入力/フィードバックコイルと SQUID 超伝導リング間の相互インダクタンス M_{in}/M_{FB} や、SQUID の性能値である磁束-電圧変換係数 V_Φ (またはトランスインピーダンスゲイン Z_{tran}) と動抵抗 R_{dyn} を導く事が出来る。

Φ - V 測定時のセットアップを図 9.8 に示す。XXF-1 からの出力は BNC ケーブルで IWATSU のデジタルオシロスコープ DS-5324 と横河の波形取得器 DL708E に接続する。DS-5342 では X-Y モードで Φ - V 特性をリアルタイムで表示させ、シグナルの取得は分解能の良い DL708E で行う。XXF-1 の電源は標準では AC アダプタだが、これでは電源グラウンドとシグナルグラウンドを切り離す事が出来ない。 Φ - V 特性測定時にはこれらグラウンドが接続されていても特に影響はないが、ノイズ測定時にはここが大きく効くので、切り離しが容易に出来るよう XXF-1 の直流電源には TEXIO の多出力直流安定化電源 PW18-1.3AT を用いた。但し Φ - V 特性測定時にはシグナルグラウンドと電源グラウンドは接続した。DS-5324 と DL708E は電源のグラウンドが測定端子のリターン側と導通しているため、電源は 3 ピン-2 ピン変換アダプタを用いグラウンドを切り離した。最後に XXF-1 コントロール PC 以外の電源はノイズカットトランスを介した。

測定方法を次に示す。フィードバックコイル (M_{in} 測定時は入力コイル) に、設計値で入力磁束が $\sim 3\Phi_0$ となるような電流値を Peak-to-peak とした周期 1 Hz の正弦波状電流を流す。SQUID から出力され XXF-1 のアンプモードで増幅された出力シグナルを、正弦波状電流のモニタシグナルとあわせ DL708E で取得する。DL708E の入力部には 701855 モジュールが取り付けられており、アナログ入力信号を 12 ビットの精度でデジタル化する。これら手順を

表 9.4 $\Phi - V$ 測定時の各機器の設定

Magnicon XFF-1	
入力磁束	$\sim 3\Phi_0$
入力磁束周波数	1 Hz
ゲイン	2000
横河 DL708E+701855	
サンプリング周波数	10 kS/s
レコード長	10 k
LPF	5 kHz
トリガー	上向き
トリガーポジション	50%
各バイアス電流毎の取得回数	40

SQUID のバイアス電流を臨界電流値からその 2 倍程度までの値で繰り返し行う。表 9.4 に各機器の設定をまとめる。

取得したモニタシグナルはフィードバックコイルに流した I_{p-p} の値にかかわらず $1 V_{p-p}$ のシグナルとなる。電流値に変換するには I_{p-p} を掛ければ良い。これを DL708E の 200 mV/div ($1.6 V_{p-p}$) で取り込むと、2500 ポイント程度へ量子化される。取得した出力シグナルをこれらポイントでグルーピングし、各グループの平均値と標準偏差を、量子化されたモニタ (電流) シグナルに対する出力電圧とその 1σ エラーとする。但し、入力磁束の上昇時と下降時で表れる非対称のため、取得したシグナルのうち -0.25 秒から 0.25 秒の間を入力磁束上昇時の $\Phi-V$ 特性、また 0.25 秒から 0.5 秒と -0.5 秒から -0.25 秒の間を入力磁束下降時の $\Phi-V$ 特性として用いた。

相互インダクタンス M_{in}/M_{FB} の導出は次のように行う。 $\Phi-V$ 特性で最も正弦波に近い形をとるバイアス電流時 ($\sim 1.8I_0$) のデータから、出力電圧がちょうどその中間値を取る電流を取得する。出力電圧の勾配が正と負とでそれぞれ 3 点ほど取得できる。勾配が正と負それぞれの場合で取得した電流値の相違をとり、さらにそれら全てを平均して $1\Phi_0$ 分の電流とする。但し、 $\Phi-V$ 特性の非対称性を考慮し、勾配が正のデータには入力磁束下降時の $\Phi-V$ 特性を、負のデータには上昇時の $\Phi-V$ 特性を用いた。あとは $\Phi_0 = 2.07 \times 10^{-15} \text{ Wb}$ をこの電流値で割れば相互インダクタンスが求まる。

磁束-電圧変換係数 V_Φ の導出は次のように行う。各バイアス電流における $\Phi-V$ 特性の $0\Phi_0$ から $0.5\Phi_0$ の各点で連続的にカイ二乗線形フィットを行い、傾き $\partial V/\partial \Phi_{in}$ を求める。動抵抗や入力磁束に対するダイナミックレンジに特に制約が無い場合は $\partial V/\partial \Phi_{in}$ が最大となる点を動作点とし、そのときの $\partial V/\partial \Phi_{in}$ を V_Φ とすれば良い。しかし実際にはダイナミックレンジは少なくとも $\pm 0.1\Phi_0$ 程度は欲しく、また動抵抗にも制約がある場合があり、動作点は必ずしも $\partial V/\partial \Phi_{in}$ が最大となる点とは限らない。与えられた制約の中で動作点を決定し、そのときの $\partial V/\partial \Phi_{in}$ を V_Φ と定義する。カイ二乗フィットの際に前後何ビンをフィッティングに用いるかは適切な解はない。本測定ではノイズの影響が無視出来る最低数のビン数 40 を用いた。 V_Φ が導かれると、それに M_{in} を掛けることでトランスインピーダンスゲイン $Z_{tran} = V_\Phi M_{in}$ が求まる。

動抵抗 R_{dyn} の導出は次のように行う。SQUID の動作点を決定し、その入力磁束においてバイアス電流の変化分に対応する出力電圧の変化分から動抵抗 $R_{dyn} = \partial V/\partial I$ を求める。具体的には、 Φ_{in} を固定し動作点のバイアス電流から $\pm 1 \mu\text{A}$ (ISAS-D40 と ISAS-E40 は $\pm 2 \mu\text{A}$) の 3 点で、バイアス電流 I_b に対する出力 V を直線フィット (カイ自乗フィット) し、傾きを動抵抗とした。

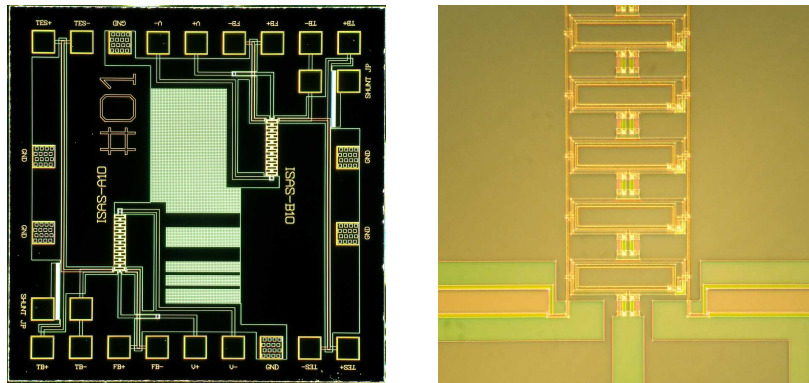


図 9.10 ISAS-A10 の基板全景 (左) と SQUID 部分の拡大図 (右)

からの 50 Hz ノイズは完全に遮断出来た。プローブ外装とデュワーはシグナルグランド側になる。デュワーの電気容量が大きいため、飛来する電磁ノイズへの耐性もある程度は期待出来る。ノイズの取得は 1–400 Hz では 10 回平均、0.4–1.2 kHz では 30 回平均、また 1.2–100 kHz では 50 回平均を取った。

ノイズ測定は、動作点となりうるバイアス電流値について、入力磁束は $0.1\Phi_0$ から $0.4\Phi_0$ の範囲を $0.05\Phi_0$ 間隔で、それぞれ開ループと閉ループ (FLL モード) で行った。閉ループでの測定は、FLL 駆動に当たり十分な出力がある場合のみ行った。

測定した電圧ノイズは入力電流換算ノイズへ変換を行った。開ループ時は XXF-1 のゲインを G 、測定動作点のトランスインピーダンスゲイン Z_{tran} として

$$I_{N,\text{open}} = \frac{V}{GZ_{\text{tran}}} \quad (9.1)$$

を用いて入力電流換算ノイズへ変換した。但し、 $Z_{\text{tran}} > 10 \Omega$ の場合のみ変換を行った。FLL 時は R_{FB} を XXF-1 のフィードバック抵抗値として

$$I_{N,\text{FLL}} = \frac{M_{\text{FB}}}{M_{\text{in}}} \frac{V}{R_{\text{FB}}} \quad (9.2)$$

を用いて入力電流換算ノイズへ変換した。

SQUID のノイズにはホワイトノイズと $1/f$ ノイズがあるが、本章で示すノイズは特に断らない限りホワイトノイズを示す。文中に示すノイズレベルの値は、ホワイトノイズが支配的となる 10 kHz から 100 kHz の値でフィッティングを行い導出した。

この測定方法では SQUID のノイズのみならず、配線や XXF-1 のノイズまで含めたシステム全体のノイズを測定していることになる。9.10.1 節で、SQUID 本来のノイズについて議論を行う。

9.4 ISAS-A10 の測定

測定した ISAS-A10 の基板と SQUID 拡大図を図 9.10 に示す。ISAS-A10 は設計値で臨界電流 $I_0 = 10 \mu\text{A}$ 、シャント抵抗 $R = 10 \Omega$ 、入力コイル相互インダクタンス $M_{\text{in}} = 75 \text{ pH}$ 、磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 1.94 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 70 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 71 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 4.3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{ K}$ の 10 直列アレイである。

9.4.1 Φ - V 特性

図 9.11 上にバイアス電流 10–23 μA での入力磁束上昇時の Φ - V 特性を示す。 Φ - V 特性で出力の下限が 0 V から離れるのはバイアス電流が 20 μA であり、従ってこの ISAS-A10 の臨界電流値は 10 μA と設計値通りである。臨界電流

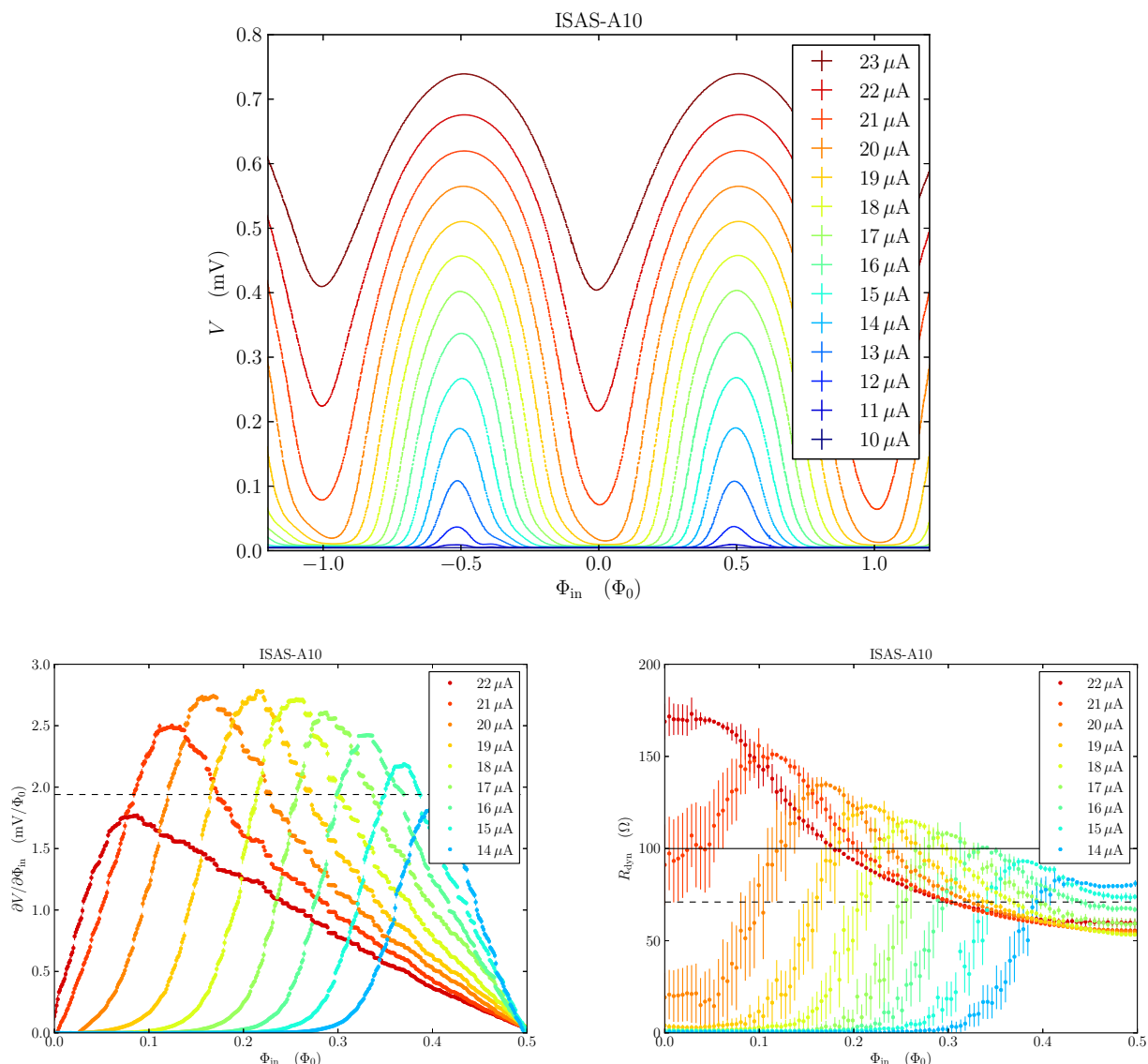


図 9.11 ISAS-A10 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性 (上)、 $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

値より発熱量を計算すればアレイ全体での発熱量 $\mathcal{P}$ は $\mathcal{P} = 20.9 \text{ nW}$ となり、ほぼ設計値通りとなっている。但しシャント抵抗値には解析値を使用した。ISTEC での抵抗値評価や、後述する TES 用シャント抵抗の値が設計値とほぼ等しいので、SQUID のシャント抵抗も設計値とほぼ等しいと考えられる。

入力コイル/フィードバックコイルと超伝導リング間の相互インダクタンスはそれぞれ $M_{in} = 76.5 \text{ pH}$ 、 $M_{FB} = 102.0 \text{ pH}$ と求まった。これらもほぼ設計通りである。

同図左下に $14-22 \mu\text{A}$ で入力磁束が $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ を示す。図中の破線は設計値を表す。バイアス電流 $15-21 \mu\text{A}$ では $\partial V / \partial \Phi_{in}$ の設計値 $1.94 \text{ mV} / \Phi_0$ を満たす範囲がある。また最大の値を取るバイアス電流は $18-20 \mu\text{A}$ で、その値は Φ_{in} は異なるがどれも $\sim 2.75 \text{ mV} / \Phi_0$ となっている。

同図右下にバイアス電流 $14-22 \mu\text{A}$ で入力磁束が $0-0.5\Phi_0$ の範囲での Φ - V 特性より求めた動抵抗を示す。図中の破線は設計値、実線は許容値を表す。バイアス電流が大きくなるにつれ、動抵抗の最大値も大きくなるのが分かる。また動抵抗の最大値となる点では $\partial V / \partial \Phi_{in}$ も最大値を取っている。

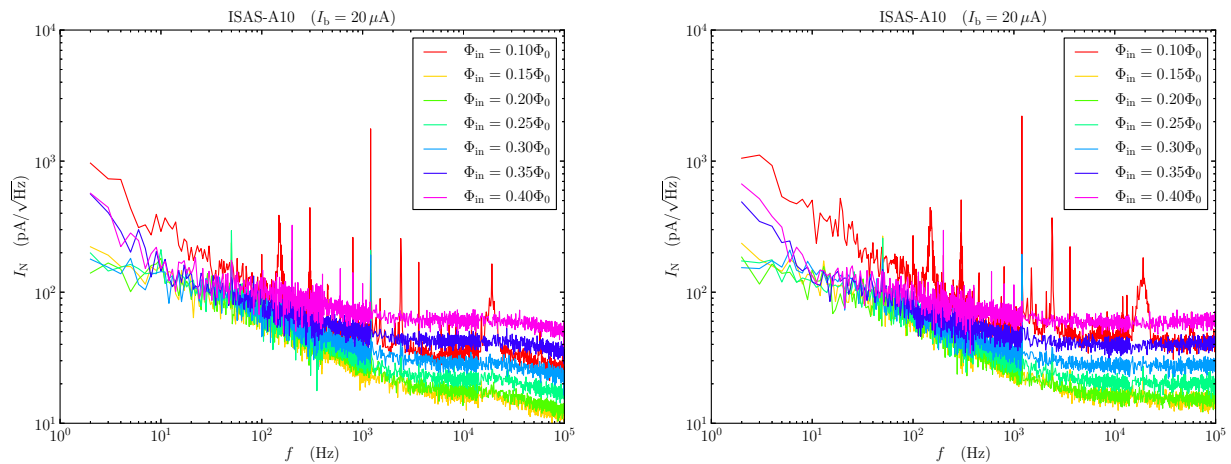


図 9.12 ISAS-A10 のバイアス電流 $I_b = 20 \mu\text{A}$ におけるノイズ特性: (左) 開ループ時、(右) 閉ループ時 (FLL 動作時)

9.4.2 ノイズ特性

バイアス電流 $16\text{--}21 \mu\text{A}$ での閉ループ時 (FLL 動作時)、また開ループ時のノイズ特性について表 9.6 にまとめた。開ループ時のノイズ特性は出力電圧ノイズだが、その動作点でのトランスインピーダンスを用いて入力電流換算した電流ノイズについても同表にまとめた。図 9.12 に参考としてバイアス電流 $20 \mu\text{A}$ における開ループ時と閉ループ時 (FLL 動作時) でのノイズ特性を示す。

9.4.3 動作点

ISAS-A10 について動作点の選定を行う。動作点候補としては $\pm 0.1\Phi_0$ のダイナミックレンジを有し、各性能値が設計値を満たす点が望ましい。しかしながら、設計値の磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 1.94 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 70 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 71 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 4.3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{ K}$ を完全に満たす点は存在しない。ここでは、動抵抗を許容値 100Ω まで、またノイズについても許容値 $20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ までを許容したい。これら条件を満たし、 $\pm 0.1\Phi_0$ で $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}} > 0.5 \text{ mV}/\Phi_0$ を満たす動作点を表 9.7 にまとめた。但し入力電流換算ノイズについては表 9.6 から動作点に最も近い点の入力電流換算した開ループ時のノイズを取得した。

9.5 ISAS-B10 の測定

測定した ISAS-B10 の基板と SQUID 拡大図を図 9.13 に示す。ISAS-B10 は設計値で臨界電流 $I_0 = 10 \mu\text{A}$ 、シャント抵抗 $R = 15 \Omega$ 、入力コイル相互インダクタンス $M_{\text{in}} = 75 \text{ pH}$ 、磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 2.91 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 106 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 106 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 3.5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{ K}$ の 10 直列アレイである。

9.5.1 Φ - V 特性

図 9.14 上にバイアス電流 $10\text{--}23 \mu\text{A}$ での入力磁束上昇時の Φ - V 特性を示す。 Φ - V 特性で出力の下限が 0 V から離れるのはバイアス電流が $21 \mu\text{A}$ であり、従って ISAS-B10 の臨界電流値は $10.5 \mu\text{A}$ と設計値より若干大きい事が分かる。この値と、シャント抵抗の解析値を用いてアレイ全体での発熱量を計算すると $P = 33.1 \text{ nW}$ となり、臨界電流値

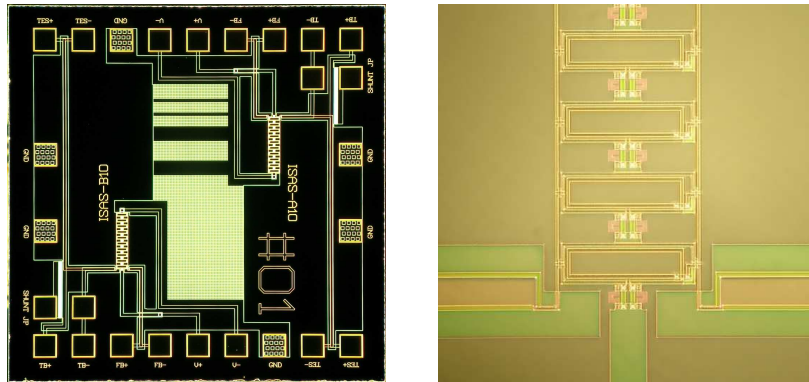


図 9.13 ISAS-B10 の基板全景 (左) と SQUID 部分の拡大図 (右)

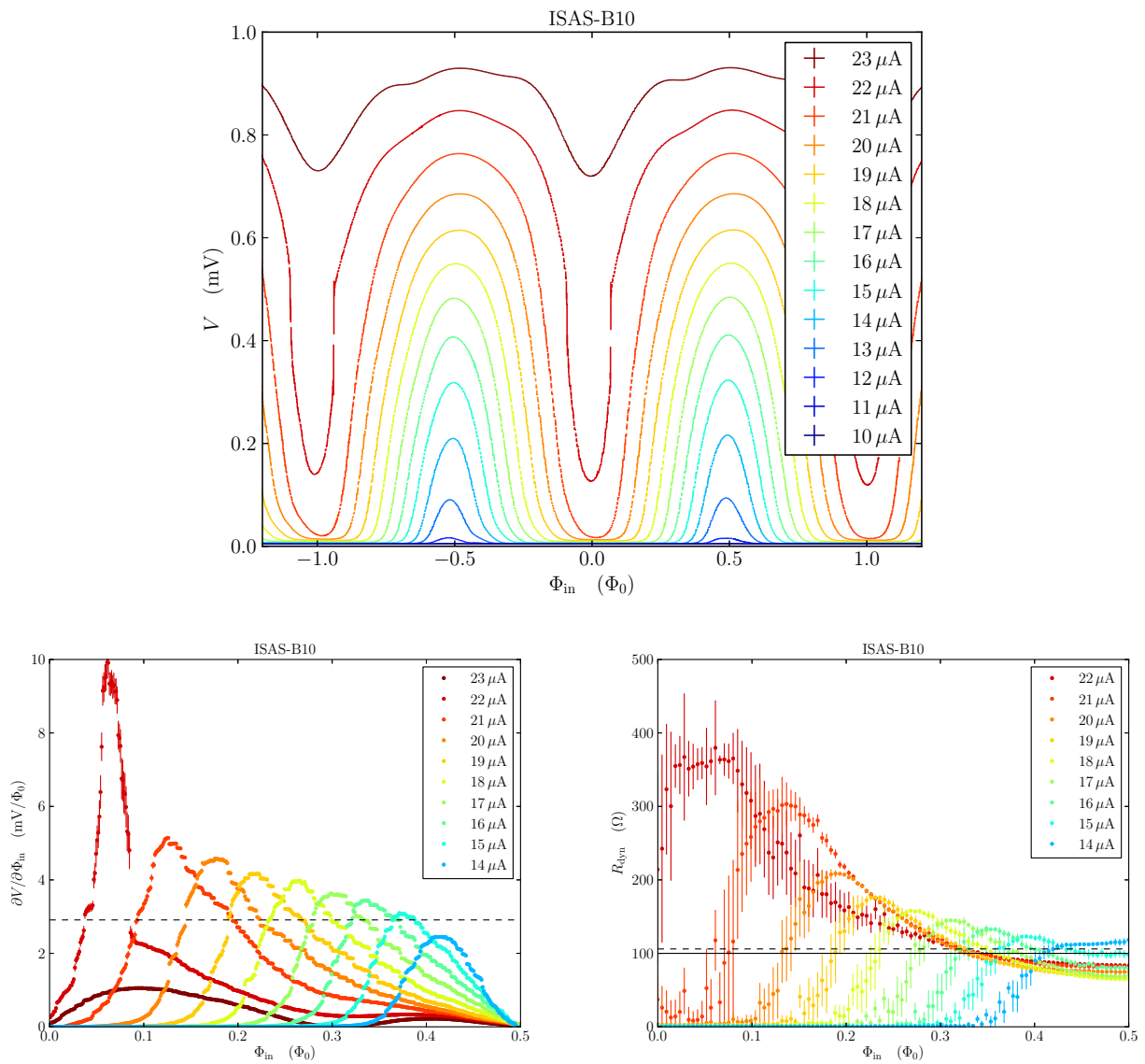
図 9.14 ISAS-B10 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性 (上)、 0 - $0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

表 9.6 ISAS-A10 の各動作点でのノイズ特性

バイアス電流値	入力磁束						
	$0.10\Phi_0$	$0.15\Phi_0$	$0.20\Phi_0$	$0.25\Phi_0$	$0.30\Phi_0$	$0.35\Phi_0$	$0.40\Phi_0$
	開ループ時 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
16 μA	1.1	1.1	1.1	1.1	1.1	1.4	1.3
17 μA	1.0	1.0	1.1	1.3	1.3	1.2	1.1
18 μA	1.0	1.1	1.3	1.3	1.2	1.2	1.1
19 μA	1.0	1.3	1.3	1.3	1.1	1.1	1.1
20 μA	1.4	1.4	1.3	1.2	1.1	1.1	1.1
21 μA	1.6	1.3	1.2	1.1	1.1	1.1	1.1
	開ループ時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
16 μA	...	...	...	81	16	17	29
17 μA	...	...	...	20	14	21	30
18 μA	...	...	25	13	17	25	38
19 μA	...	29	14	15	21	31	49
20 μA	33	14	15	20	26	39	57
21 μA	19	16	20	24	32	45	70
	閉ループ (FLL) 時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
16 μA	...	...	...	...	37	15	17
17 μA	...	...	...	22	15	19	34
18 μA	...	...	26	14	18	27	43
19 μA	...	36	14	16	22	36	52
20 μA	46	15	16	20	28	40	60
21 μA	21	17	20	25	33	46	75

表 9.7 ISAS-A10 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ (mV/ Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
16	0.36	2.07 ± 0.02	76 ± 2	96 ± 2	17
17	0.32	2.28 ± 0.02	84 ± 1	100 ± 4	14
18	0.29	2.35 ± 0.02	87 ± 1	104 ± 6	17
19	0.26	2.10 ± 0.02	78 ± 1	103 ± 4	15
20	0.23	1.96 ± 0.02	72 ± 1	106 ± 6	20

が若干大きい分、発熱量もわずかに大きい。

入力コイル/フィードバックコイルと超伝導リング間の相互インダクタンスはそれぞれ $M_{\text{in}} = 76.2 \text{ pH}$ 、 $M_{\text{FB}} = 101.6 \text{ pH}$ と求まった。これらはほぼ設計通りである。

同図左に 14–22 μA で入力磁束が 0–0.5 Φ_0 での $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ を示す。図中の破線は設計値を表す。バイアス電流 15–22 μA では $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ の設計値 2.91 mV/ Φ_0 を満たす範囲がある。最大の値を取るバイアス電流は 22 μA で $\sim 10 \text{ mV}/\Phi_0$ と非常に大きい。22 μA の Φ – V 特性をみると出力が急峻に変化する部分が見られる。これは接合での超伝導転移が見えており、この点前後で連続性が途絶えるため、動作点としては不向きである。バイアス電流 15–21 μA

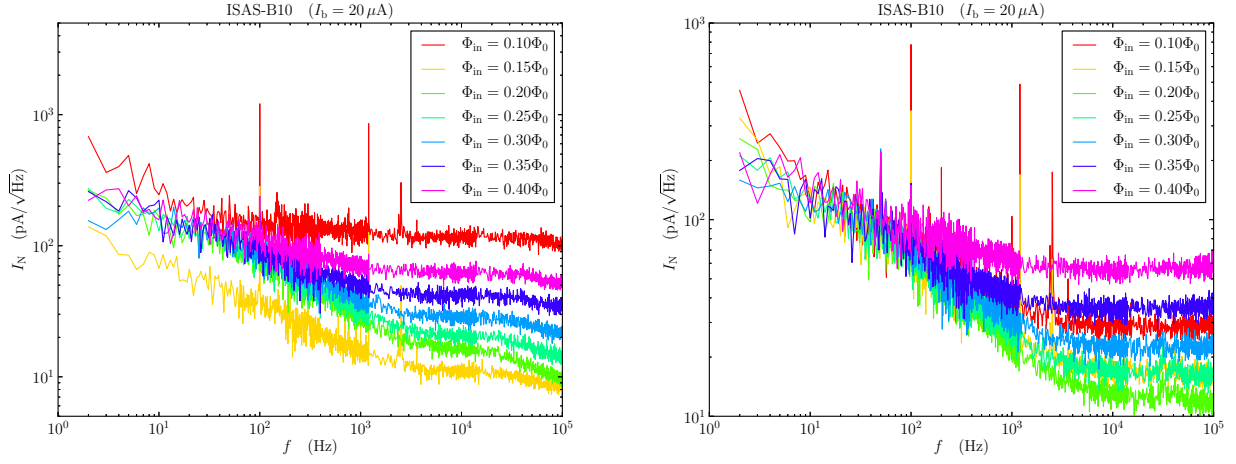


図 9.15 ISAS-B10 のバイアス電流 $I_b = 20 \mu\text{A}$ におけるノイズ特性: (左) 開ループ時、(右) 閉ループ時 (FLL 動作時)

では、 $21 \mu\text{A}$ で最大値 $\sim 5 \text{mV}/\Phi_0$ を取り、バイアス電流が減るにつれ最大値は徐々に小さくなっている。

同図右下にバイアス電流 $14\text{--}22 \mu\text{A}$ で入力磁束が $0\text{--}0.5\Phi_0$ の範囲での $\Phi\text{--}V$ 特性より求めた動抵抗を示す。図中の破線は設計値、実線は許容値を表す。ISAS-A10 同様、バイアス電流が大きくなるにつれ動抵抗の最大値も大きくなり、動抵抗が最大値となる点では $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ も最大値を取っている。

9.5.2 ノイズ特性

バイアス電流 $16\text{--}21 \mu\text{A}$ での閉ループ時 (FLL 動作時)、また開ループ時のノイズ特性について表 9.8 にまとめた。入力電流換算した電流ノイズについても同表にまとめた。図 9.15 に参考としてバイアス電流 $20 \mu\text{A}$ における開ループ時と閉ループ時 (FLL 動作時) でのノイズ特性を示す。

9.5.3 動作点

ISAS-B10 について動作点の選定を行う。動作点候補としては $\pm 0.1\Phi_0$ のダイナミックレンジを有し、各性能値が設計値を満たす点が望ましい。しかしながら、磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 2.91 \text{mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 106 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 106 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 3.5 \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{K}$ を完全に満たす点は存在しない。ここでは、動抵抗を許容値よりさらに大きく 150Ω までとし、またノイズについては許容値の $20 \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ までを許容したい。これら条件を満たし、 $\pm 0.1\Phi_0$ で $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}} > 0.5 \text{mV}/\Phi_0$ を満たす動作点を表 9.9 にまとめた。但し入力電流換算ノイズについては表 9.8 から動作点に最も近い点の入力電流換算した開ループ時のノイズを取得した。

9.6 ISAS-C10 の測定

測定した ISAS-C10 の基板と SQUID 拡大図を図 9.16 に示す。ISAS-C10 は設計値で臨界電流 $I_0 = 10 \mu\text{A}$ 、シャント抵抗 $R = 10 \Omega$ 、入力コイル相互インダクタンス $M_{\text{in}} = 75 \text{pH}$ 、磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 1.94 \text{mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 70 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 71 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 4.3 \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{K}$ の 10 直列アレイである。

表 9.8 ISAS-B10 の各動作点でのノイズ特性

バイアス電流値	入力磁束						
	$0.10\Phi_0$	$0.15\Phi_0$	$0.20\Phi_0$	$0.25\Phi_0$	$0.30\Phi_0$	$0.35\Phi_0$	$0.40\Phi_0$
開ループ時 ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)							
$16\mu\text{A}$	1.1	1.0	1.0	1.0	1.1	1.4	1.4
$17\mu\text{A}$	1.1	1.1	1.0	1.1	1.4	1.5	1.2
$18\mu\text{A}$	1.1	1.0	1.1	1.4	1.6	1.3	1.2
$19\mu\text{A}$	1.1	1.1	1.3	1.6	1.4	1.2	1.2
$20\mu\text{A}$	1.1	1.3	1.8	1.5	1.4	1.3	1.2
$21\mu\text{A}$	1.4	2.1	2.8	2.1	1.7	1.4	1.3
開ループ時 (入力電流換算) ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)							
$16\mu\text{A}$	...	...	...	...	17	12	19
$17\mu\text{A}$	...	...	...	38	10	17	24
$18\mu\text{A}$	...	...	55	10	15	21	32
$19\mu\text{A}$	...	98	10	14	18	28	45
$20\mu\text{A}$	...	10	13	18	25	39	58
$21\mu\text{A}$	11	13	28	40	54	60	78
閉ループ時 (入力電流換算) ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)							
$16\mu\text{A}$	...	...	36	35	35	13	15
$17\mu\text{A}$	...	...	37	36	14	14	20
$18\mu\text{A}$	...	25	25	14	13	17	29
$19\mu\text{A}$	...	26	16	13	17	24	38
$20\mu\text{A}$	29	17	13	17	23	36	56
$21\mu\text{A}$	18	14	26	39	56	64	88

表 9.9 ISAS-B10 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
18	0.30	2.90 ± 0.02	107 ± 1	141 ± 6	15
19	0.26	3.12 ± 0.02	115 ± 1	157 ± 9	14

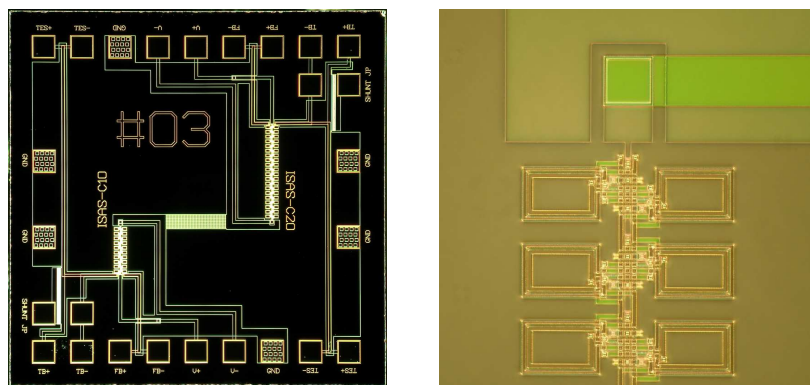


図 9.16 ISAS-C10 の基板全景 (左) と SQUID 部分の拡大図 (右)

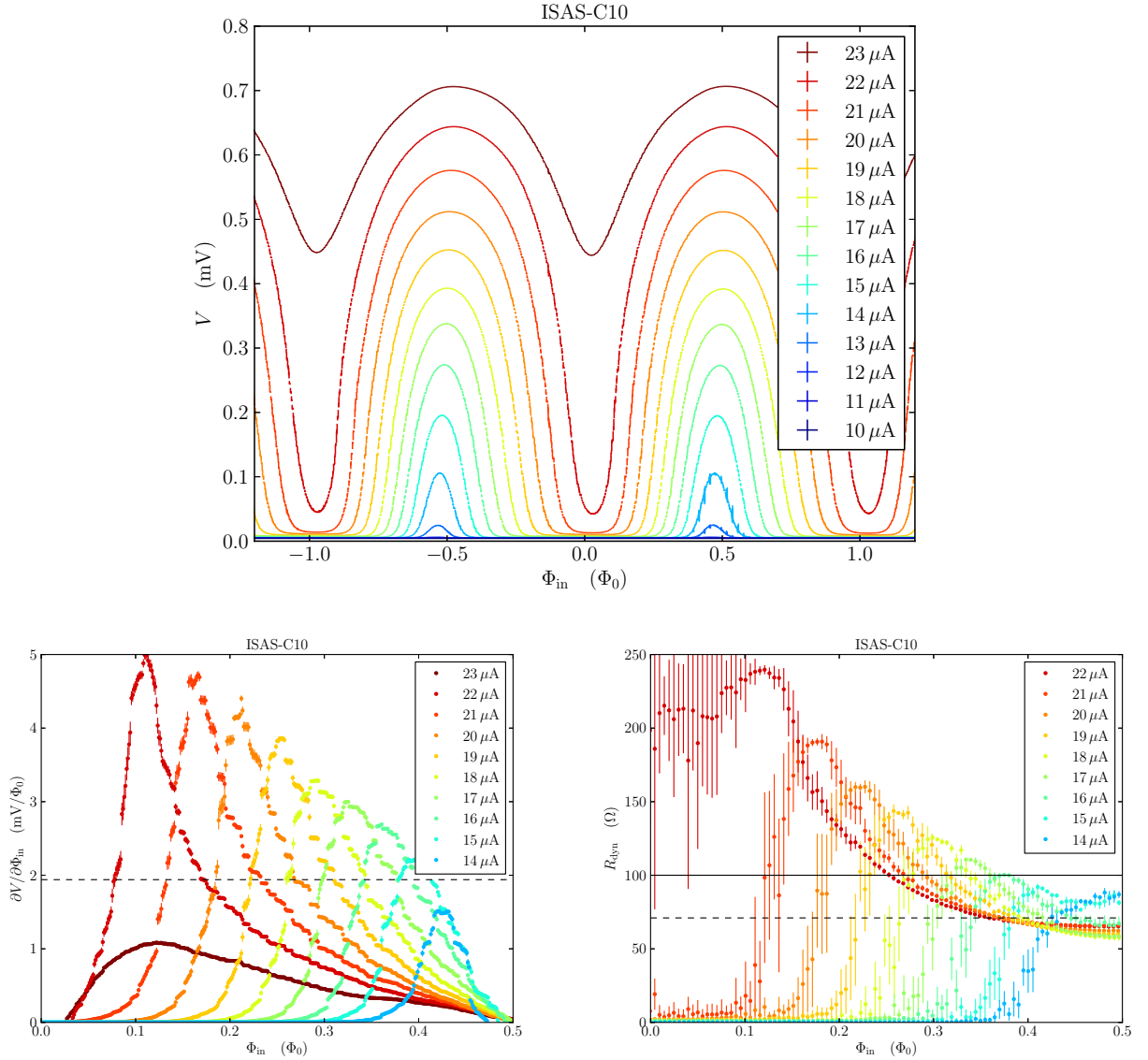


図 9.17 ISAS-C10 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性 (上)、 $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

9.6.1 Φ - V 特性

図 9.17 上にバイアス電流 10–23 μA での入力磁束上昇時の Φ - V 特性を示す。 Φ - V 特性で出力の下限が 0 V から離れるのはバイアス電流が 21 μA と 22 μA の間であり、従って ISAS-C10 の臨界電流値は 11 μA 程度と設計値より若干大きい事が分かる。この値とシャント抵抗の解析値からアレイの発熱は $P = 26.2 \text{ nW}$ と設計値より若干高い。シャント抵抗と臨界電流値が双方とも設計値より若干高いために発熱も多くなっている。

入力コイル/フィードバックコイルと超伝導リング間の相互インダクタンスはそれぞれ $M_{in} = 85.6 \text{ pH}$ 、 $M_{FB} = 109.0 \text{ pH}$ と求まった。これらも設計値より若干大きい。

同図左に 14–23 μA で入力磁束が $0-0.5\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ を示す。図中の破線は設計値を表す。バイアス電流 15–22 μA では $\partial V / \partial \Phi_{in}$ の設計値 $1.94 \text{ mV} / \Phi_0$ を満たす範囲がある。22 μA で最大値 $\sim 5 \text{ mV} / \Phi_0$ を取り、バイアス

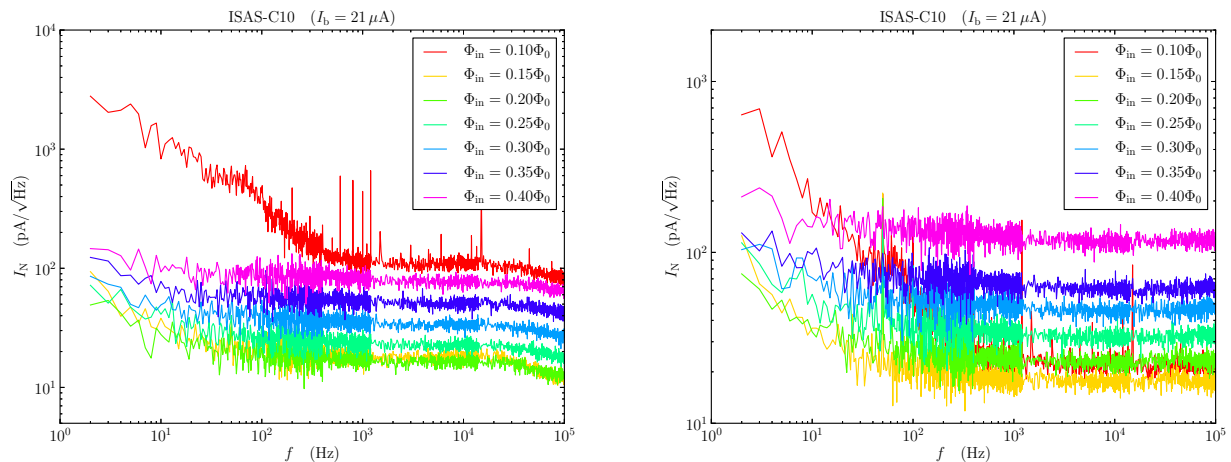


図 9.18 ISAS-C10 のバイアス電流 $I_b = 21 \mu\text{A}$ におけるノイズ特性: (左) 開ループ時、(右) 閉ループ時 (FLL 動作時)

電流が減るにつれ最大値は徐々に小さくなっている。

同図右下にバイアス電流 $14\text{--}22 \mu\text{A}$ で入力磁束が $0\text{--}0.5\Phi_0$ の範囲での $\Phi\text{--}V$ 特性より求めた動抵抗を示す。図中の破線は設計値、実線は許容値を表す。これまで同様に、バイアス電流が大きくなるにつれ動抵抗の最大値も大きくなり、動抵抗の最大値となる点では $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ も最大値を取っている。

9.6.2 ノイズ特性

バイアス電流 $16\text{--}22 \mu\text{A}$ での閉ループ時 (FLL 動作時)、また開ループ時のノイズ特性について表 9.10 にまとめた。開ループ時のノイズ特性は出力電圧ノイズだが、その動作点でのトランスインピーダンスを用いて入力電流換算した電流ノイズについても同表にまとめた。図 9.18 に参考としてバイアス電流 $21 \mu\text{A}$ における開ループ時と閉ループ時 (FLL 動作時) でのノイズ特性を示す。

9.6.3 動作点

ISAS-C10 について動作点の選定を行う。動作点候補としては $\pm 0.1\Phi_0$ のダイナミックレンジを有し、各性能値が設計値を満たす点が望ましい。しかしながら、磁束電圧変換係数 $V_\Phi = 1.94 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 70 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 71 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 4.3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{ K}$ を完全に満たす点は存在しない。ここでは、動抵抗を許容値 100Ω までとし、またノイズについては許容値の $20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ までを許容したい。これら条件を満たし、 $\pm 0.1\Phi_0$ で $\partial V/\partial \Phi_{\text{in}} > 0.5 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}}$ を満たす動作点を表 9.11 にまとめた。但し入力電流換算ノイズについては表 9.10 から動作点に最も近い点の入力電流換算した開ループ時のノイズを取得した。

9.7 ISAS-D40 の測定

測定した ISAS-D40 の基板と SQUID 拡大図を図 9.19 に示す。ISAS-D40 は設計値で臨界電流 $I_0 = 20 \mu\text{A}$ 、シャント抵抗 $R = 8 \Omega$ 、入力コイル相互インダクタンス $M_{\text{in}} = 35 \text{ pH}$ 、磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 12.58 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 213 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 226 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 2.6 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{ K}$ の 40 直列アレイである。

表 9.10 ISAS-C10 の各動作点でのノイズ特性

バイアス電流値	入力磁束						
	0.10 Φ_0	0.15 Φ_0	0.20 Φ_0	0.25 Φ_0	0.30 Φ_0	0.35 Φ_0	0.40 Φ_0
	開ループ時 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
16 μA	1.1	1.0	1.1	1.1	1.2	1.3	1.2
17 μA	1.1	1.1	1.1	1.1	1.4	1.3	1.1
18 μA	1.1	1.1	1.1	1.5	1.4	1.2	1.1
19 μA	1.1	1.1	1.4	1.5	1.3	1.2	1.1
20 μA	1.1	1.4	1.9	1.4	1.3	1.2	1.1
21 μA	1.4	2.4	1.7	1.4	1.3	1.2	1.2
22 μA	3.6	1.9	1.4	1.4	1.3	1.2	1.2
	開ループ時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
16 μA	...	...	...	...	...	14	17
17 μA	...	...	...	...	17	11	22
18 μA	...	...	...	39	11	18	33
19 μA	...	...	61	10	14	25	44
20 μA	...	81	12	14	22	35	58
21 μA	98	15	15	21	31	47	72
22 μA	19	18	22	32	43	61	92
	閉ループ時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
16 μA	...	...	35	34	19	14	24
17 μA	...	...	37	29	13	19	39
18 μA	...	...	39	13	16	25	48
19 μA	...	44	15	15	22	36	74
20 μA	51	17	15	21	30	47	82
21 μA	22	18	23	32	46	62	117
22 μA	40	64	37	46	66	100	116

表 9.11 ISAS-C10 の動作点候補

I_b	Φ_{in}	$\partial V / \partial \Phi_{in}$	Z_{tran}	R_{dyn}	I_N
(μA)	(Φ_0)	(mV/ Φ_0)	(Ω)	(Ω)	(pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
19	0.30	2.09 ± 0.03	87 ± 1	103 ± 7	14

9.7.1 Φ - V 特性

図 9.20 上にバイアス電流 20–40 μA での入力磁束上昇時の Φ - V 特性を示す。 Φ - V 特性で出力の下限が 0 V から離れるのはバイアス電流が 38 μA であり、従って ISAS-D40 の臨界電流値は 19 μA 程度と設計値より若干小さいことが分かる。シャント抵抗の解析値を使い、アレイの発熱は $\mathcal{P} = 232 \text{ nW}$ となる。

入力コイル/フィードバックコイルと超伝導リング間の相互インダクタンスはそれぞれ $M_{in} = 29.6 \text{ pH}$ 、 $M_{FB} = 30.8 \text{ pH}$ と求まった。これらも設計値より若干小さい。

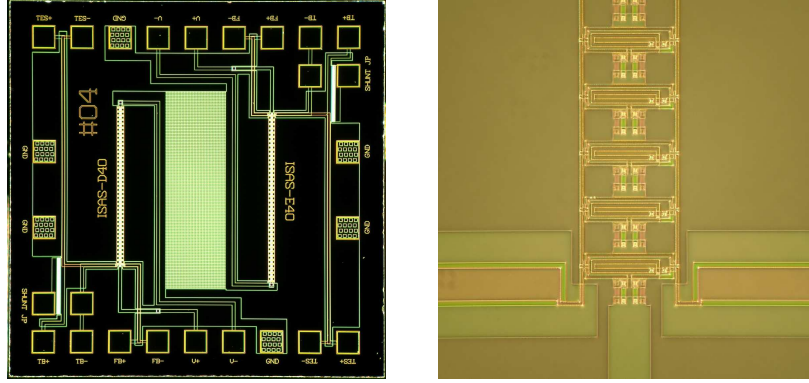
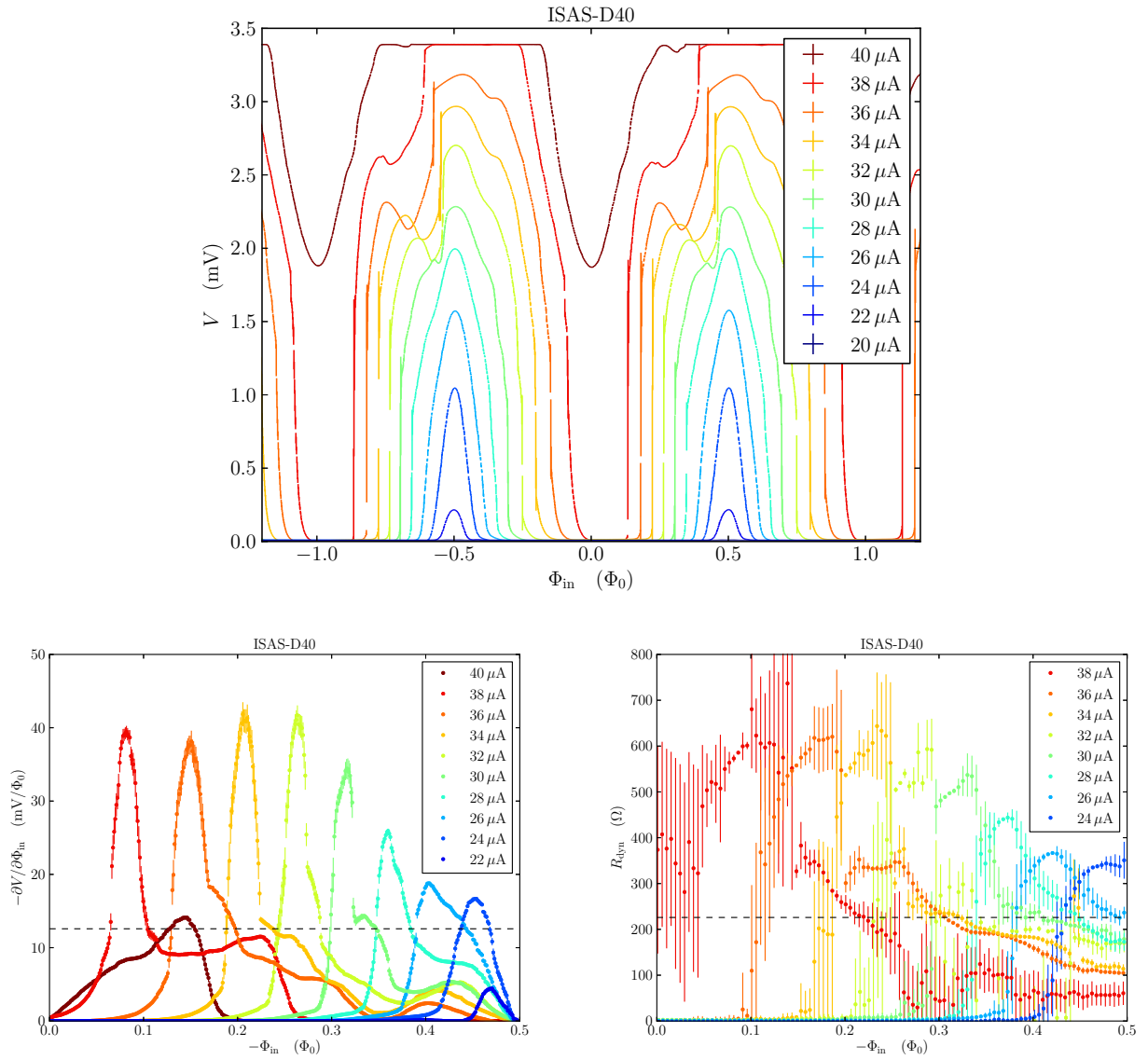


図 9.19 ISAS-D40 の基板全景 (左) と SQUID 部分の拡大図 (右)

図 9.20 ISAS-D40 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性 (上)、 $-0.5-0\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

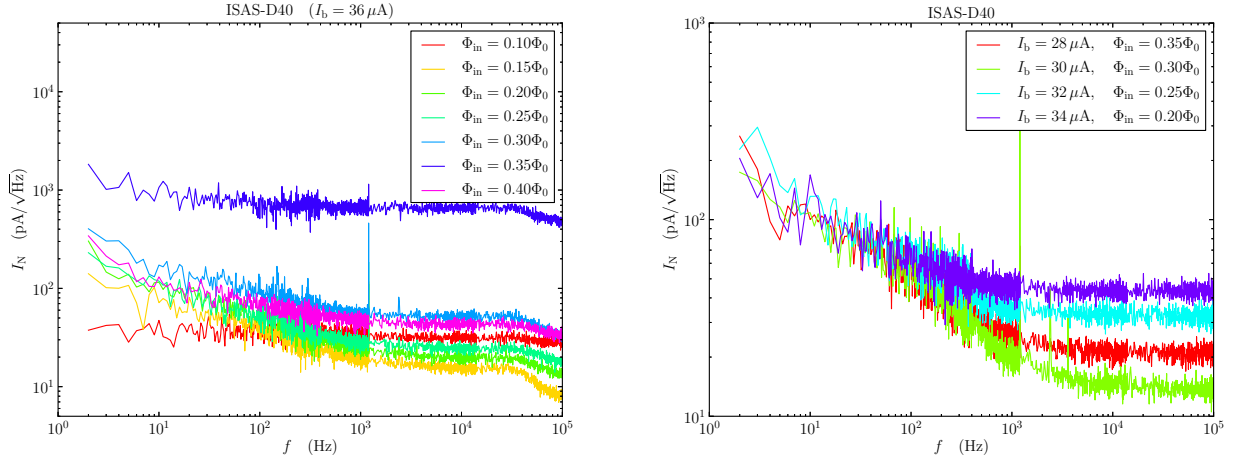


図 9.21 ISAS-D40 のノイズ特性: (左) バイアス電流 $I_b = 36 \mu\text{A}$ での開ループ時、(右) 閉ループ時 (FLL 動作時)

ISAS-D40 の Φ - V 特性は出力が大きいためバイアス電流 $38 \mu\text{A}$ 以上では XXF-1 の入力限界を超え一部がクリップされてしまった。また、バイアス電流が $30 \mu\text{A}$ を越えた辺りから出力にディップのようなものが見られる。これは Φ_{in} に対し非対称で、入力磁束上昇時でも下降時でも Φ - V 特性の左肩に現れる。すなわちこれは超伝導リングの循環電流がいずれかの回転方向のときのみ発生している現象といえる。この現象については後ほど詳しく議論する。また、 $\partial V/\partial \Phi_{in}$ や動抵抗の議論にはこの現象が現れていない入力磁束 $-0.5-0\Phi_0$ の範囲を用いることにする。

同図左に $22-40 \mu\text{A}$ で入力磁束が $-0.5-0\Phi_0$ での $\partial V/\partial \Phi_{in}$ を示す。図中の破線は設計値を表す。バイアス電流 $24-40 \mu\text{A}$ では $\partial V/\partial \Phi_{in}$ の設計値 $12.58 \text{ mV}/\Phi_0$ を満たす範囲がある。また最大の値を取るバイアス電流は $32-38 \mu\text{A}$ で、その値は Φ_{in} は異なるがどれも $\sim 40 \text{ mV}/\Phi_0$ となっている。

同図右下にバイアス電流 $24-38 \mu\text{A}$ で入力磁束が $-0.5-0\Phi_0$ の範囲での Φ - V 特性より求めた動抵抗を示す。図中の破線は設計値を表す。高 S/N 比型でも低発熱型と同様バイアス電流が大きくなるにつれ、動抵抗の最大値も大きくなり、動抵抗の最大値となる点では $\partial V/\partial \Phi_{in}$ も最大値を取っている。

9.7.2 ノイズ特性

バイアス電流 $28-38 \mu\text{A}$ での閉ループ時 (FLL 動作時)、また開ループ時のノイズ特性について表 9.12 にまとめた。開ループ時のノイズ特性はその動作点でのトランスインピーダンスを用いて入力電流換算し同表にまとめた。図 9.21 に参考としてバイアス電流 $36 \mu\text{A}$ における開ループ時と閉ループ時 (FLL 動作時) でのノイズ特性を示す。

9.7.3 動作点

ISAS-D40 について動作点の選定を行う。動作点候補としては $\pm 0.1\Phi_0$ のダイナミックレンジを有し、各性能値が設計値を満たす点が望ましい。ISAS-D40 は動抵抗については特に制限を設けなかったため、動作点選定でも動抵抗については制限を設けない。しかし残念ながら磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 12.58 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 213 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 2.6 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}@4.2 \text{ K}$ を完全に満たす点はない。ノイズについて許容値の $20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ までを許容し、またトランスインピーダンスについては磁束-電圧変換係数が条件を満たしていれば問わないとする。これら条件を満たし、 $\pm 0.1\Phi_0$ で $\partial V/\partial \Phi_{in} > 0.5 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}}$ を満たす動作点を表 9.13 にまとめた。但し入力電流換算ノイズについては表 9.12 から動作点に最も近い点の入力電流換算した開ループ時のノイズを取得した。

表 9.12 ISAS-D40 の各動作点でのノイズ特性

バイアス電流値	入力磁束						
	$-0.10\Phi_0$	$-0.15\Phi_0$	$-0.20\Phi_0$	$-0.25\Phi_0$	$-0.30\Phi_0$	$-0.35\Phi_0$	$-0.40\Phi_0$
	開ループ時 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
28 μA	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	5.5	3.0
30 μA	1.0	1.0	1.0	1.0	4.0	4.6	2.2
32 μA	1.0	1.0	1.0	4.9	2.6	2.9	1.7
34 μA	1.0	1.0	6.5	2.6	2.2	2.2	1.3
36 μA	1.0	5.8	2.3	2.0	2.7	2.5	1.3
38 μA	3.5	2.4	5.2	5.2	...	...	...
	開ループ時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
28 μA	...	...	...	...	91	15	24
30 μA	...	...	...	...	9	34	33
32 μA	...	...	79	9	26	67	30
34 μA	...	55	11	16	32	134	23
36 μA	30	12	17	22	44	...	40
38 μA	21	18	32	210	...	...	...
	閉ループ時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
28 μA	...	...	...	...	...	21	...
30 μA	...	...	...	...	14	...	...
32 μA	...	...	...	33	...	...	...
34 μA	...	...	43	...	...	...	...
36 μA	...	...	...	...	...	...	...
38 μA	...	...	...	...	...	...	...

表 9.13 ISAS-D40 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{\text{in}}$ (mV/ Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
34	-0.23	12.5 ± 0.3	179 ± 4	610 ± 81	16
36	-0.17	17.6 ± 0.2	251 ± 3	613 ± 69	12

9.8 ISAS-E40 の測定

測定した ISAS-E40 の基板と SQUID 拡大図を図 9.22 に示す。ISAS-E40 は設計値で臨界電流 $I_0 = 25 \mu\text{A}$ 、シャント抵抗 $R = 10 \Omega$ 、入力コイル相互インダクタンス $M_{\text{in}} = 30 \text{ pH}$ 、磁束-電圧変換係数 $V_\Phi = 19.96 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{\text{tran}} = 290 \Omega$ 、動抵抗 $R_{\text{dyn}} = 283 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 2.1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ @4.2 K の 40 直列アレイである。

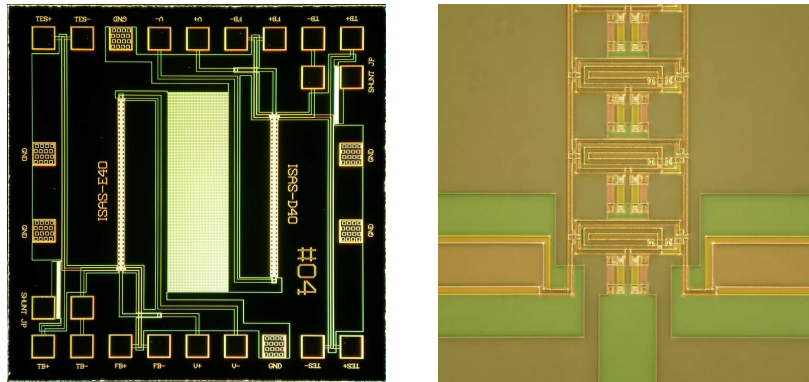
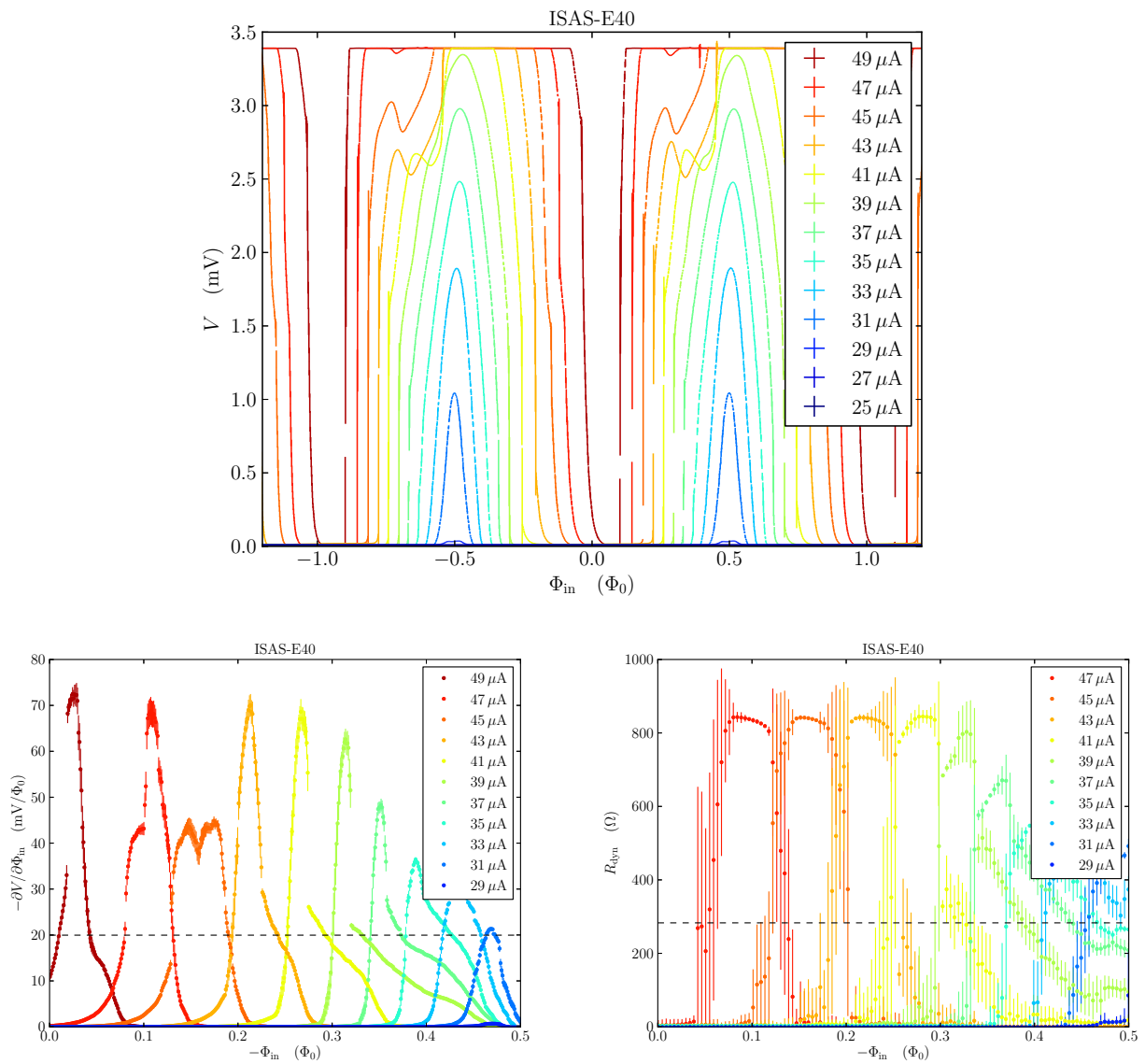


図 9.22 ISAS-E40 の基板全景 (左) と SQUID 部分の拡大図 (右)

図 9.23 ISAS-E40 の各バイアス電流に対する Φ - V 特性 (上)、 $-0.5-0\Phi_0$ での $\partial V / \partial \Phi_{in}$ (左下) と動抵抗 (右下)

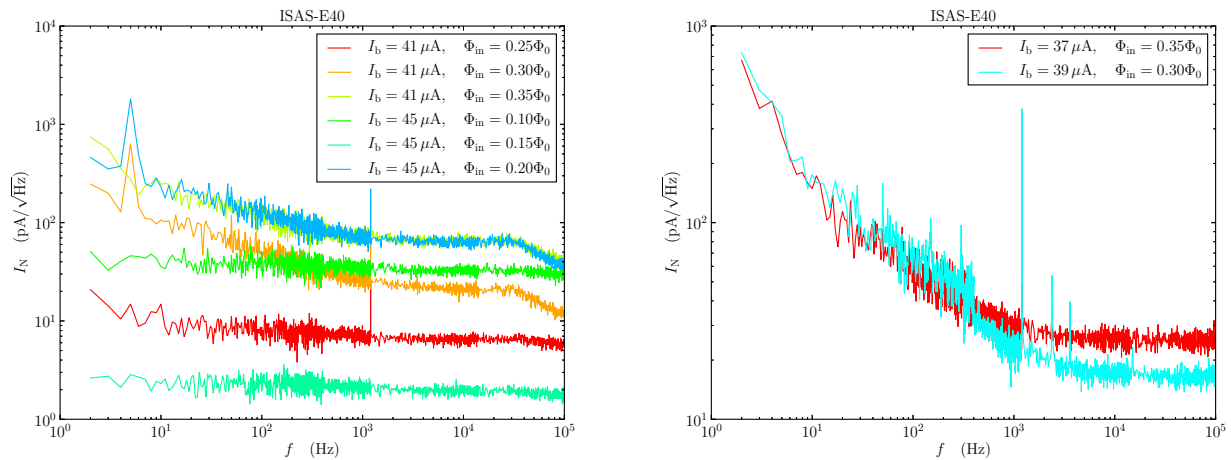


図 9.24 ISAS-E40 のノイズ特性: (左) バイアス電流 $I_b = 41 \mu\text{A}$ と $I_b = 45 \mu\text{A}$ における開ループ時、(右) 閉ループ時 (FLL 動作時)

9.8.1 Φ - V 特性

図 9.23 上にバイアス電流 $25\text{--}49 \mu\text{A}$ での入力磁束上昇時の Φ - V 特性を示す。 Φ - V 特性で出力の下限が 0V から離れるのはバイアス電流が $49 \mu\text{A}$ 程度であり、従って ISAS-E40 の臨界電流値は $25 \mu\text{A}$ 程度と設計値通りであることが分かる。シャント抵抗の解析値より、アレイの発熱量は $P = 523\text{ nW}$ となる。

入力コイル/フィードバックコイルと超伝導リング間の相互インダクタンスはそれぞれ $M_{in} = 26.8\text{ pH}$ 、 $M_{FB} = 27.1\text{ pH}$ と求まった。これらは設計値より若干小さい。

ISAS-E40 の Φ - V 特性は出力が ISAS-D40 よりさらに大きいためバイアス電流 $41 \mu\text{A}$ 以上で XXF-1 の入力限界を超え一部がクリップされている。バイアス電流 $41 \mu\text{A}$ は $1.64I_0$ に相当し、早々からクリップが起こってしまった。したがって XXF-1 を用いた ISAS-E40 の評価は限定的でしか行えない。また、ISAS-E40 の Φ - V 特性ではバイアス電流が $41 \mu\text{A}$ を越えた辺りから ISAS-D40 同様に出力にディップのようなものが見られる。 Φ_{in} に対しやはり非対称で、入力磁束上昇時でも下降時でも Φ - V 特性の左肩に現れる。 $\partial V/\partial \Phi_{in}$ や動抵抗の議論にはこの現象が現れていない入力磁束 $-0.5\text{--}0\Phi_0$ の範囲を用いることにする。

同図左に $29\text{--}49 \mu\text{A}$ で入力磁束が $-0.5\text{--}0\Phi_0$ での $\partial V/\partial \Phi_{in}$ を示す。図中の破線は設計値を表す。バイアス電流 $31\text{--}49 \mu\text{A}$ では $\partial V/\partial \Phi_{in}$ の設計値 $19.96\text{ mV}/\Phi_0$ を満たす範囲がある。また最大の値を取るバイアス電流は $45 \mu\text{A}$ を除く $41\text{--}49 \mu\text{A}$ で、その値は Φ_{in} は異なるがどれも $\sim 70\text{ mV}/\Phi_0$ となっている。

同図右下にバイアス電流 $29\text{--}47 \mu\text{A}$ で入力磁束が $-0.5\text{--}0\Phi_0$ の範囲での Φ - V 特性より求めた動抵抗を示す。図中の破線は設計値を表す。バイアス電流が大きくなるにつれ、動抵抗の最大値も大きくなるのが分かる。また動抵抗の最大値となる点では $\partial V/\partial \Phi_{in}$ も最大値を取っている。但し、バイアス電流 $41 \mu\text{A}$ 以上では Φ - V 特性でクリップされていることから一部で値を過小評価している。

9.8.2 ノイズ特性

バイアス電流 $37\text{--}47 \mu\text{A}$ での閉ループ時 (FLL 動作時)、また開ループ時のノイズ特性について表 9.14 にまとめた。開ループ時のノイズ特性は入力電流換算し同表にまとめた。図 9.24 に参考として開ループ時と閉ループ時 (FLL 動作時) でのノイズ特性を示す。

表 9.14 ISAS-E40 の各動作点でのノイズ特性

バイアス電流値	入力磁束						
	$-0.10\Phi_0$	$-0.15\Phi_0$	$-0.20\Phi_0$	$-0.25\Phi_0$	$-0.30\Phi_0$	$-0.35\Phi_0$	$-0.40\Phi_0$
	開ループ時 (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
37 μA	1.1	1.0	1.0	1.0	1.0	9.2	3.0
39 μA	1.1	1.0	1.0	1.0	1.4	3.8	2.4
41 μA	1.0	1.1	1.0	1.1	3.9	2.8	...
43 μA	1.1	1.0	1.0	5.3	...	...	...
45 μA	1.1	1.0	4.9	...	...	...	...
47 μA	1.1	1.5	...	...	...	...	...
	開ループ時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
37 μA	...	...	...	...	...	15	15
39 μA	...	...	...	...	7	19	25
41 μA	...	...	...	6	17	55	...
43 μA	...	93	2	24	...	...	...
45 μA	32	2	52	...	...	...	...
47 μA	2	116	...	...	...	...	...
	閉ループ時 (入力電流換算) (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)						
37 μA	...	...	...	...	...	25	...
39 μA	...	...	...	...	17	...	...
41 μA	...	...	...	...	...	...	...
43 μA	...	...	...	...	...	...	...
45 μA	...	...	...	...	...	...	...
47 μA	...	...	...	...	...	...	...

表 9.15 ISAS-E40 の動作点候補

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{in}$ (mV/ Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
43	-0.21	70.0 ± 2.4	909 ± 32	840 ± 2	2
45	-0.15	43.6 ± 1.8	566 ± 24	839 ± 5	2
47	-0.09	40.3 ± 1.0	523 ± 12	842 ± 16	2

9.8.3 動作点

ISAS-E40 について動作点の選定を行う。動作点候補としては $\pm 0.1\Phi_0$ のダイナミックレンジを有し、各性能値が設計値を満たす点が望ましい。ISAS-E40 は動抵抗については特に制限を設けなかったため、動作点選定でも動抵抗については制限を設けない。しかし残念ながら磁束電圧変換係数 $V_\Phi = 19.96 \text{ mV}/\Phi_0$ 、トランスインピーダンスゲイン $Z_{tran} = 290 \Omega$ 、電流換算ノイズ $I_N = 2.1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} @ 4.2 \text{ K}$ を完全に満たす点はない。ダイナミックレンジを $\pm 0.07\Phi_0$ まで妥協したところ、設計値を満たす動作点候補が見つかった。 $\pm 0.07\Phi_0$ で $\partial V/\partial \Phi_{in} > 0.5 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}}$ を満たす動作点を表 9.15 にまとめた。但し入力電流換算ノイズについては表 9.14 から動作点に最も近い点の入力電流換算した開

表 9.16 ISAS-A10 の動作点候補と補正後の電流換算ノイズ

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	補正後 I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
16	0.36	2.07 ± 0.02	76 ± 2	96 ± 2	17	10
17	0.32	2.28 ± 0.02	84 ± 1	100 ± 4	14	8
18	0.29	2.35 ± 0.02	87 ± 1	104 ± 6	17	7
19	0.26	2.10 ± 0.02	78 ± 1	103 ± 4	15	8
20	0.23	1.96 ± 0.02	72 ± 1	106 ± 6	20	7

表 9.17 ISAS-B10 の動作点候補と補正後の電流換算ノイズ

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	補正後 I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
18	0.30	2.90 ± 0.02	107 ± 1	141 ± 6	15	10
19	0.26	3.12 ± 0.02	115 ± 1	157 ± 9	14	10

表 9.18 ISAS-C10 の動作点候補と補正後の電流換算ノイズ

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	補正後 I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
19	0.30	2.09 ± 0.03	87 ± 1	103 ± 7	14	8

ループ時のノイズを取得した。

9.9 シャント抵抗の測定

図 8.20 右で紹介した単体 SQUID 測定用の基板に搭載された $20\text{ m}\Omega$ のシャント抵抗について測定を行った。基板は臨界電流密度 $1\text{ kA}/\text{cm}^2$ ウェハのものを使用した。測定は液体ヘリウム温度で LR-700 を用い 4 端子法で行った。結果は $21.49\text{ m}\Omega$ と、ほぼ設計値通りの値を得た。

9.10 考察

9.10.1 ノイズについて

本章でのノイズ測定の結果は、開ループ時、閉ループ時にかかわらず、配線や XXF-1 などのノイズも含むシステム全体のノイズ特性となっている。この値から SQUID のノイズ特性を求めるには、SQUID 以外で発生しているノイズを求め、自乗差を取れば良い。

そこで、SQUID 以外で発生しているノイズを見積もるために、図 9.5 の V_+ 、 V_- 、GND の 3 端子をアルミのボンディングワイヤで短絡し、SQUID の測定と同様に液体ヘリウム温度でノイズ測定を行った。結果はバイアス電流の値によらず $2.2\text{ }\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ となった。これを室温回路への入力換算ノイズへ変換すれば XXF-1 のゲインで割って $1.1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ となる。そこで、各 SQUID の動作点候補の入力電流換算ノイズをこの結果を用いて SQUID 本来のノイズへと補正を行う。

結果を表 9.16 から表 9.20 に示す。ISAS-A10、ISAS-B10、ISAS-C10 は補正後のノイズは大きく減り、全ての動作点で目標値である $10\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以下を達成している。一方で、ISAS-D40 と ISAS-E40 では補正前後で値はほとんど変

表 9.19 ISAS-D40 の動作点候補と補正後の電流換算ノイズ

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	補正後 I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
34	-0.23	12.5 ± 0.3	179 ± 4	610 ± 81	16	15
36	-0.17	17.6 ± 0.2	251 ± 3	613 ± 69	12	12

表 9.20 ISAS-E40 の動作点候補と補正後の電流換算ノイズ

I_b (μA)	Φ_{in} (Φ_0)	$\partial V/\partial \Phi_{in}$ (mV/Φ_0)	Z_{tran} (Ω)	R_{dyn} (Ω)	I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	補正後 I_N ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)
41	-0.28	24.2 ± 0.4	314 ± 5	844 ± 10	17	16
43	-0.21	70.0 ± 2.4	909 ± 32	840 ± 2	2	< 1
45	-0.15	43.6 ± 1.8	566 ± 24	839 ± 5	2	< 1
47	-0.09	40.3 ± 1.0	523 ± 12	842 ± 16	2	< 1

わらない。ISAS-A10 などは SQUID の電圧ノイズが小さく測定システムがもともと持っている電圧ノイズとほぼ同等のレベル ($\sim 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) になっている。従って測定システムのノイズが無視できず、電流換算ノイズに変換した際に SQUID 本来のノイズよりも大きな値となってしまう。一方、ISAS-D40 と ISAS-E40 は SQUID の電圧ノイズが測定システムの電圧ノイズと比べ大きく影響を受けにくい。従って電流換算ノイズへ変換してもシステムのノイズは効いてこない。

ISAS-A10、ISAS-B10、ISAS-C10 は発熱の制限から増幅率を必要最低限に抑えており、このような事態が発生している。しかし、実際に TES を読み出す場合には TES のノイズが SQUID のノイズより大きいため支配的となり、それがトランスインピーダンスゲインで増幅され室温側アンプの入力換算ノイズより大きくなれば問題にはならない。電流ノイズが $20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以上の TES であれば、ISAS-A10 程度のトランスインピーダンスゲインでも室温側の典型的な入力換算ノイズ $1 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$ に対し増幅後の TES ノイズが勝つため、十分使用することが出来る。

9.10.2 設計値・SPICE シミュレーションとの比較

表 9.21 と表 9.22 に各 SQUID の設計値と解析値を本測定での実測値と比較する。但し、性能値の電流換算ノイズは 9.10.1 節の補正後の値を用いた。また、入力コイルの自己インダクタンスは、 M_{in} の解析値と測定値の比を使い、 $\mathcal{L}_{in}$ の解析値より導出した。

はじめに低発熱型 dc SQUID アレイについて比較を行う。臨界電流値は ISTEK での評価結果より設計値と最大 20% 程度のずれが予想されたが、実際には 10% 以内の範囲で設計値と合っている。接合の最 V 小サイズである $1 \mu\text{m}$ 角でも特に値のずれを心配する必要はないようだ。入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは、FastHenry での解析値と約 10% 未満の差があり、全てにおいて実測値は解析値よりも小さくなっている。設計の際には 10% 程度の減少を見込む必要があるだろう。一方で、フィードバックコイルと超伝導リングの相互インダクタンスはほぼ解析値通りの値が測定されている。これら入力コイルとフィードバックコイルでの違いは、基板上の配線に起因する可能性が考えられる。配線パターンの異なる基板を開発し、評価を行う必要がある。SQUID の性能を表す磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインは、20% 程度の範囲で合うことが分かる。発熱量はほぼ設計通りである。一方、入力電流換算ノイズは実測値が設計値と解析値の 2 倍程度と違いが大きい。動抵抗については、そもそも設計値と解析値で最大で 2.5 倍程度のずれが生じており、実測値は設計値と解析値の間に収まる形となった。設計値とは 50% 程度、解析値とは 20-50% の差異を見せている。

表 9.21 低発熱型 dc SQUID アレイのパラメータ実測値

		ISAS-A10			ISAS-B10			ISAS-C10		
		設計値	解析値	実測値	設計値	解析値	実測値	設計値	解析値	実測値
ジョセフソン接合										
J_c	(kA/cm ²)	1.0	–	–	1.0	–	–	1.0	–	–
A	(μm ²)	1.0	–	–	1.0	–	–	1.0	–	–
I_0	(μA)	10	–	10	10	–	10.5	10	–	11
R	(Ω)	10	10.45	–	15	15.01	–	10	10.83	–
β_C		0.182	0.199	–	0.410	0.411	–	0.182	0.213	–
Γ		0.018	0.018	–	0.018	0.018	–	0.018	0.018	–
超伝導リング										
L	(pH)	100	107	–	100	108	–	100	123	–
β_L		0.967	1.038	–	0.967	1.045	–	0.967	1.190	–
入力コイル										
L_{in}	(pH)	100	136	–	100	135	–	100	161	–
M_{in}	(pH)	75	82	76.5	75	82	76.2	75	89	85.6
k_{in}		0.75	0.68	–	0.75	0.68	–	0.75	0.63	–
$\mathcal{L}_{in}$	(nH)	1.0	1.36	1.27 [†]	1.0	1.35	1.25 [†]	1.0	1.61	1.55 [†]
フィードバックコイル										
L_{FB}	(pH)	> 225	326	–	> 225	326	–	> 225	379	–
M_{FB}	(pH)	$\gtrsim$ 75	104	102.0	$\gtrsim$ 75	104	101.6	$\gtrsim$ 75	106	109.0
k_{FB}		0.50	0.56	–	0.50	0.55	–	0.50	0.49	–
$\mathcal{L}_{FB}$	(nH)	> 2.3	3.26	–	> 2.3	3.26	–	> 2.3	3.79	–
アレイ										
n		10	–	–	10	–	–	10	–	–
m		1	–	–	1	–	–	1	–	–
性能指数 (アレイ)										
$\mathcal{V}_\Phi$	(mV/Φ ₀)	1.94	1.97	2.35	2.91	3.16	3.12	1.94	2.14	2.09
$\mathcal{Z}_{tran}$	(Ω)	70	79	87	106	115	115	70	92	87
$\mathcal{I}_N$	(pA/√Hz)	4.3	5.1	8	3.5	4.2	10	4.3	4.2	8
$\mathcal{P}$	(nW)	20.0	20.9	20.9 [†]	30.0	30.0	33.1 [†]	20.0	21.7	26.2 [†]
$\mathcal{R}_{dyn}$	(Ω)	71	117	96	106	174	141	71	186	103

[†] 推定値

表 9.22 高 S/N 比型 dc SQUID アレイのパラメータ実測値

		ISAS-D40			ISAS-E40		
		設計値	解析値	実測値	設計値	解析値	実測値
ジョセフソン接合							
J_c	(kA/cm ²)	1.0	—	—	2.5	—	—
A	(μm ²)	2.0	—	—	1.0	—	—
I_0	(μA)	20	—	19	25	—	25
R	(Ω)	8	8.02	—	10	10.45	—
β_C		0.448	0.450	—	0.456	0.498	—
Γ		0.009	0.009	—	0.007	0.007	—
超伝導リング							
L	(pH)	50	48	—	40	43	—
β_L		0.948	0.910	—	0.967	1.040	—
入力コイル							
L_{in}	(pH)	50	67	—	40	61	—
M_{in}	(pH)	35	36	29.6	30	32	26.8
k_{in}		0.70	0.63	—	0.75	0.62	—
$\mathcal{L}_{in}$	(nH)	2.0	2.68	2.20 [†]	1.6	2.47	2.07 [†]
フィードバックコイル							
L_{FB}	(pH)	> 100	—	—	> 90	—	—
M_{FB}	(pH)	$\gtrsim 35$	—	30.8	$\gtrsim 30$	—	27.1
k_{FB}		0.50	—	—	0.50	—	—
$\mathcal{L}_{FB}$	(nH)	> 4.0	—	—	> 3.6	—	—
アレイ							
n		40	—	—	40	—	—
m		1	—	—	1	—	—
性能指数 (アレイ)							
$\mathcal{V}_\Phi$	(mV/Φ ₀)	12.58	14.92	17.6	19.96	23.55	70.0
$\mathcal{Z}_{tran}$	(Ω)	213	258	251	290	365	909
$\mathcal{I}_N$	(pA/√Hz)	2.6	8.13	12	2.1	9.07	< 1
$\mathcal{P}$	(nW)	246	247	232 [†]	500	523	523 [†]
$\mathcal{R}_{dyn}$	(Ω)	226	574	610	283	676	840

[†] 推定値

また、 Φ - V 特性は SPICE シミュレーションと実測値とで形状はよく一致している。振幅については ISAS-A10 で 5% 程度、ISAS-B10 で 15% 程度、ISAS-C10 で数 % 程度、実測値がシミュレーションと比べ小さい。ISAS-B10 ではバイアス電流が臨界電流の 2 倍を超えた直後の $I_b = 22 \mu\text{A}$ で Φ - V 特性で超伝導遷移が見られた。これはシミュレーションでは見られなかった現象である。この現象によって $I_b = 22 \mu\text{A}$ の $\partial V / \partial \Phi_{\text{in}}$ は $0.05 \Phi_0$ あたりで他と比べ 2 倍以上の値を示している。この超伝導遷移端では大きな入力磁束に対しヒステリシスを示し、動作点としては向かない。この原因には β_C が最適化されていないことが考えられる。ISAS-B10 の β_C は $\beta_C = 0.410$ で、ISAS-A10 や ISAS-C10 から 2 倍大きい値となっている。ISAS-A10、ISAS-C10 では超伝導遷移は見られないので、最適値は $\beta_C \lesssim 0.2$ 程度と考えられる。

以上をまとめると、低発熱型 dc SQUID アレイでは、電流換算ノイズと動抵抗以外については 20% 以内の一致、ノイズについては設計値または解析値のおよそ 2 倍、動抵抗は設計値より大きく解析値より小さい値で設計値からおよそ 50% 程度の増加、となる。ノイズの差異は、低発熱型のゲインの低さに原因があるだろう。現状のノイズレベルは室温回路の入力換算ノイズにほぼ等しくシステムからのノイズの混入を無視出来なくなっており、従ってレベルも大きくなってしまっている。ノイズレベルを下げるためにはゲインをさらに大きくする必要がある。動抵抗を抑え、設計値程度まで下げるにはどうすればよいだろうか。開発した全ての SQUID について、 $\partial V / \partial \Phi_{\text{in}}$ が大きいほど動抵抗も大きくなる傾向が見られた。従ってゲインと動抵抗を両立させるのは困難で、いずれかを優先して動作点の決定を行う必要があるだろう。また設計の際にはシミュレーション結果は動抵抗の上限値の目安として用いれば良いだろう。

次に高 S/N 比型 dc SQUID アレイの比較を行う。臨界電流値は低発熱型と同じく設計値と 10% 以内の範囲で一致している。入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは、やはり低発熱型と同様に実測値は解析値より小さく、20% 程度減少している。もともとの値が小さい分、配線などからの影響を受けやすい可能性が高い。性能指数は発熱量以外で設計値や解析値との差異が大きい。磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインは ISAS-D40 で解析値と 20% 程度の差異、ISAS-E40 に至っては解析値と約 3 倍の差異が出ている。入力電流換算ノイズは ISAS-D40 が高く、解析値から 50% 程度高くなっている。一方、ISAS-E40 のノイズは非常に低く、解析値の 1/9 程度まで減少している。動抵抗は低発熱型と異なり、ISAS-D40、ISAS-E40 双方で解析値より 5-25% 程度大きくなっている。

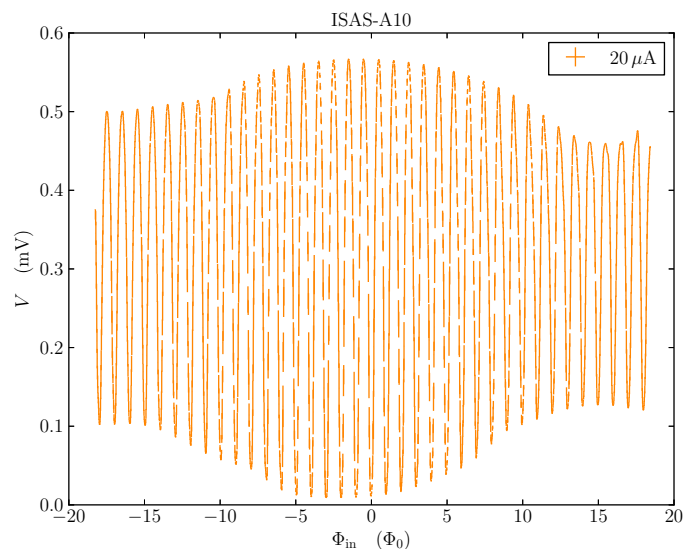
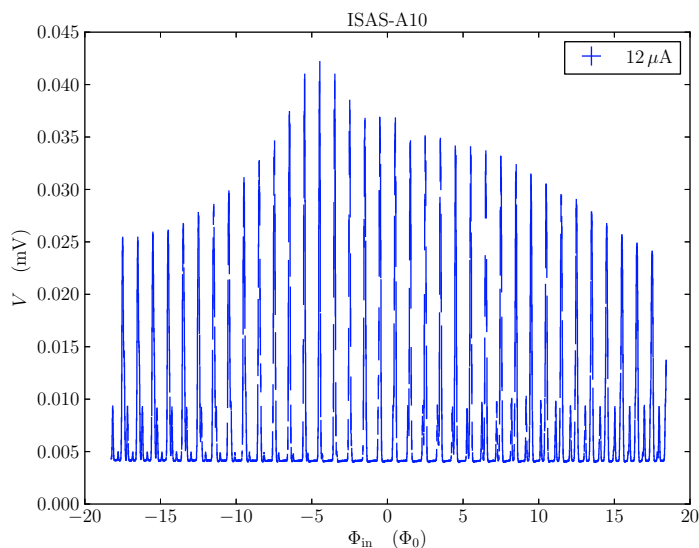
ISAS-D40 と ISAS-E40 の Φ - V 特性には、ISAS-B10 でみられた超伝導遷移が多くのバイアス電流でみられる。ISAS-D40 は $\beta_C = 0.448$ 、また ISAS-E40 は $\beta_C = 0.456$ と ISAS-B10 と同様に高い。ISAS-D40 の高いノイズや、ISAS-E40 の異常なゲイン、また動抵抗の低発熱型との異なるふるまいなどはこの超伝導遷移によることが考えられる。高 S/N 比型 dc SQUID アレイでは β_C のさらなる最適化が必須である。

9.10.3 Φ - V 特性の振幅にみられる変調について

Φ - V 特性を $\pm 10 \Phi_0$ などと範囲を大きく取ってみると、振幅に変調のようなものが見られるようになる。図 9.25 にバイアス電流 $20 \mu\text{A}$ で入力磁束を $\pm 20 \Phi_0$ とした ISAS-A10 の Φ - V 特性を示す。但し、フィードバックコイルは入力の上限が XXF-1 の仕様により $250 \mu\text{A}_{\text{p-p}}$ と小さいため、この Φ - V 特性は入力コイルから磁束を入れた。

振幅は入力磁束がゼロ付近で一番大きく、入力磁束が増えるにつれ振幅は小さくなって行く。SQUID の設計の際、アレイの各 SQUID の相互インダクタンス M_{in} 、 M_{fb} には若干のばらつきが見られた。このばらつきに原因がありそう。ISAS-A10 の場合、出力は 10 個の SQUID の足し合わせである。入力磁束が小さいときは個々の SQUID は同期しており入力磁束に対して同じ出力パターンを示すので合計の出力が大きくなるが、入力磁束が大きくなるにつれ足並みが揃わなくなり入力磁束に対して各 SQUID の出力パターンがずれ合計の出力は小さくなる。

バイアス電流 $20 \mu\text{A}$ では Φ - V 特性は「太って」おり個々の SQUID からの出力を見分けることは出来ない。そこで、太りの少ない低いバイアス電流で入力磁束のレンジを大きくし Φ - V 特性を取得した。バイアス電流 $12 \mu\text{A}$ の Φ - V 特性を図 9.26 に示す。まずはじめに、入力磁束が $\sim -5 \Phi_0$ の時に出力が最も大きくなるのが分かる。また図を詳しく見ると、入力磁束が大きくなるにつれ出力が分離して行くことが分かる。+ 側は $\sim +5 \Phi_0$ 、- 側は $\sim -15 \Phi_0$

図 9.25 ISAS-A10 のバイアス電流 $20\mu\text{A}$ 、入力磁束 $\pm 20\Phi_0$ における Φ - V 特性図 9.26 ISAS-A10 のバイアス電流 $12\mu\text{A}$ 、入力磁束 $\pm 20\Phi_0$ における Φ - V 特性

で 0.005 mV 程度の出力がほぼ完全に分離しているのが分かる。－側に至っては出力が最も大きい $\sim -5\Phi_0$ でさえ 0.001 mV 程度の出力が分離しかけているように見える。これはアレイ 10 個分の 1 つと考えるには出力が小さ過ぎるので、臨界電流値にもばらつきがあるのかもしれない。いずれにせよ、この分離の仕方を詳しく見ることで入力コイルの相互インダクタンスのばらつきを具体的に求められそうである。

図 9.27 に図 9.26 の負側と正側を拡大したものを示す。これらの図からは、(a) 0.020 mV 程度、(b) 0.005 mV 程度、(c) 0.001 mV 程度、の 3 つの出力グループが明らかに見て取れる。また負側には (d) 0.010 mV 程度の、また正側には (e) 0.007 mV 程度の出力グループが分離をし始めているのが分かる。 x 軸の目盛りは出力が最も大きいグループに合っており、このグループを基準として他のグループの特性を調べた。結果を表 9.23 に示す。グループ d と e は基準グループ a とほぼ等しいとし、グループ b と c の 2 グループが基準からある程度ずれていると見れば、この結果は前章

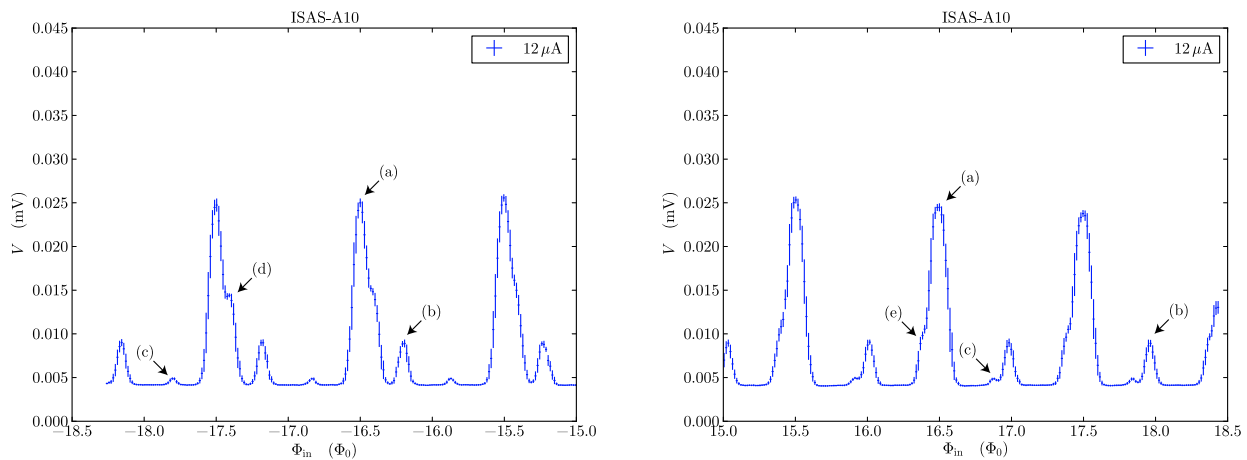


図 9.27 ISAS-A10 のバイアス電流 $12\mu\text{A}$ 、入力磁束 $\pm 20\Phi_0$ における Φ - V 特性の拡大図: (左) 負側拡大、(右) 正側拡大

表 9.23 各出力グループの基準からのずれ

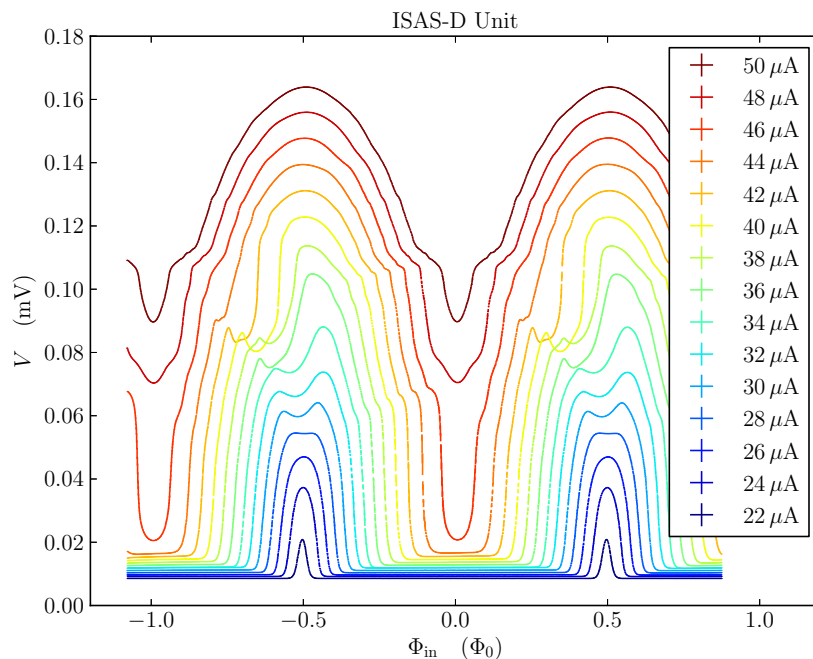
グループ	基準からのずれ (%)	相互インダクタンス (pH)
a	100.0	76.5
b	97.6	78.4
c	96.3	79.4
d	99.3	77.0
e	99.5	76.9

の FastHenry による結果 (表 8.18) と良く合っている。従ってこのずれはアレイの両端に位置する SQUID が配線の影響を受けていると考えられる。

9.10.4 ISAS-D40 と ISAS-E40 に見られるディップ状について

ISAS-D40 と ISAS-E40 では Φ - V 特性にディップのようなものが見られた。これは入力磁束に対し非対称で、入力磁束上昇時でも下降時でも Φ - V 特性の左肩に現れた。これは超伝導リングの循環電流がいずれかの回転方向のときのみ発生している現象と考えられる。ISAS-D 単体の Φ - V 特性を図 9.28 に示すが、この現象は単体でも発生しており、アレイによるものではないことが分かる。アレイによらず、循環電流の回転方向に依存し、さらに臨界電流密度が異なる ISAS-D40 と ISAS-E40 の双方で発生していることから、この現象が製造プロセスのばらつきなどによって発生するのではなく、SQUID の形状によって発生することが考えられる。

[20] では同様の現象が報告されており、超伝導リングを短絡するように接続するダンピング抵抗で Φ - V 特性の歪みを除去することが出来ている。ISAS-D40 と ISAS-E40 で見られる現象が LC 共振によるものであれば、ダンピング抵抗を使い歪みを除去することが出来るだろう。これは今後の課題とし、次の開発においてダンピング抵抗の導入を検討したい。

図 9.28 ISAS-D 単体の Φ - V 特性表 9.24 シャント抵抗 R に対する SQUID の性能評価

単体性能						アレイ性能					
R (Ω)	β_C	P (nW)	R_{dyn} (Ω)	Z_{tran} (Ω)	$I_N(@4.2\text{K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	n	$\mathcal{P}$ (nW)	$\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ (Ω)	$\mathcal{L}_{\text{in}}$ (nH)	$\mathcal{Z}_{\text{tran}}$ (Ω)	$\mathcal{I}_N(@4.2\text{K})$ (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
5	0.036	0.6	4	3.5	18.9	31	19.8	110	3.7	110	3.5
8	0.093	1.0	6	5.7	14.9	19	19.5	107	2.3	108	3.5
10	0.146	1.3	7	7.1	13.4	15	19.2	106	1.8	106	3.5
12	0.210	1.5	8	8.5	12.2	13	20.0	110	1.6	110	3.4
15	0.328	1.9	11	10.6	10.9	10	19.2	106	1.2	106	3.5

9.10.5 要件を全て満たす低発熱型 dc SQUID アレイ

本修士論文で開発した低発熱型 dc SQUID アレイの ISAS-A10 では、トランスインピーダンスゲインについて要求 $Z_{\text{tran}} > 100\ \Omega$ を満たすことが出来なかった。ここでは条件を全て満たすパラメータの最適化について考える。

ISAS-A10 では臨界電流密度をプロセスの最低実績値である 1.0 kA/cm^2 としたが、これを例えば 0.8 kA/cm^2 とすれば、最小接合サイズ時には臨界電流値は $8\ \mu\text{A}$ となる。接合サイズから接合の静電容量が $C = 0.06\text{ pF}$ と決まり、シャント抵抗 R に対する β_C が求まる。また、臨界電流と β_L から超伝導リングの自己インダクタンスが $L = 120\text{ pH}$ となる。結合係数を典型値の $k = 0.75$ とし、入力コイルの自己インダクタンスも $L_{\text{in}} = 120\text{ pH}$ とすれば、入力コイルと超伝導リングの相互インダクタンスは $M_{\text{in}} = 90\text{ pH}$ となる。前章同様これらの値からいくつかのシャント抵抗値について単体での発熱量 P 、動抵抗 R_{dyn} 、トランスインピーダンスゲイン Z_{tran} 、入力電流換算ノイズ I_N 、またアレイでの発熱量 $\mathcal{P}$ 、動抵抗 $\mathcal{R}_{\text{dyn}}$ 、トランスインピーダンス $\mathcal{Z}_{\text{tran}}$ 、入力電流換算ノイズ $\mathcal{I}_N$ について計算を行った。結果を

表 9.24 に示す。

例えば ISAS-A10 と同様、シャント抵抗として $R = 10\ \Omega$ を選択すると、臨界電流値が減った分発熱が抑えられアレイの直列数が 15 まで大きくなる。アレイ数が増えたことにより、ISAS-A10 と比べ動抵抗と入力コイルの自己インダクタンスが許容値範囲程度まで大きくなり、トランスインピーダンスゲインは $100\ \Omega$ 以上を達成出来ている。トランスインピーダンスゲインへの要求の優先順位を動抵抗や自己インダクタンスへの要求よりも高くすれば、このパラメータは ISAS-A10 より適当である。

9.11 まとめ

本章では低発熱型 dc SQUID アレイ ISAS-A10、ISAS-B10、ISAS-C10、また高 S/N 比型 dc SQUID アレイ ISAS-D40、ISAS-E40 を液体ヘリウムへ直接挿入し、 Φ - V 特性とノイズ特性の測定を行った。以下に各測定について要点をまとめる。

- ISAS-A10 では動抵抗と入力電流換算ノイズを設計目標の許容値まで容認することで、磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインについて設計値を達成することが出来た。また入力電流換算ノイズについては、測定システムのノイズの影響を除去した補正後の値が目標値を達成することが出来た。
- ISAS-B10 では入力電流換算ノイズについては許容値まで、動抵抗については許容値の 1.5 倍までを容認することで、磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインについて設計値を達成することが出来た。また ISAS-A10 同様に、電流換算ノイズについては、測定システムのノイズの影響を除去した補正後の値が目標値を達成することが出来た。
- ISAS-C10 は ISAS-A10 をベースとし、一次のグラジオメータとして開発に成功した。ISAS-A10 と同様、動抵抗と入力電流換算ノイズは設計目標の許容値まで容認することで、磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインについて設計値を達成することが出来た。また同様に入力電流換算ノイズについては、測定システムのノイズの影響を除去した補正後の値が目標値を達成することが出来た。
- ISAS-D40 では Φ - V 特性に非対称な歪みを確認した。入力電流換算ノイズを許容値までを容認することで、磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインについて設計値を達成することが出来た。ISAS-D40 では補正後の入力電流換算ノイズは補正前とほとんど変わらず、目標値を達成することは出来なかった。
- ISAS-E40 では ISAS-D40 と同様な Φ - V 特性の歪みを確認した。ISAS-E40 は出力が大きく、SQUID 駆動装置の XXF-1 の入力限界をほとんどのバイアス電流で超えてしまい、完全な評価が出来なかった。しかし、評価が出来た範囲内で、入力のダイナミックレンジを $\pm 0.07\Phi_0$ まで妥協することで、磁束-電圧変換係数、トランスインピーダンスゲイン、また入力電流換算ノイズについて設計値を達成することが出来た。

また、 Φ - V 特性の変調現象についてその原因を相互インダクタンスのばらつきと明らかにし、またそれらを FastHenry によるシミュレーション結果と比較して、アレイの両端に位置する単体 SQUID の相互インダクタンスのずれが変調現象の原因となり得ることを示した。これにより、設計の段階で Φ - V 特性の変調を抑える対策を行うことができ、優れた性能指数を示す SQUID の開発を可能とした。

さらに、SPICE シミュレーションによる解析値と測定結果を比較し、低発熱型 dc SQUID アレイについては磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインについて 20% の範囲で一致することを確認した。一方入力電流換算ノイズは解析値の約 2 倍、動抵抗については解析値と 20-50% 程度のずれを確認した。電流換算ノイズと動抵抗に十分なマージンを設ければ、SPICE シミュレーションを用いて希望する特性の dc SQUID アレイを十分な精度で設計出来ると言える。

一方で、高 S/N 比型 dc SQUID アレイでは解析値と測定値が大きく乖離してしまった。これは β_C が最適化されていないため Φ - V 特性に発生する超伝導遷移のためと考えられる。また Φ - V 特性に非対称な歪みも発生した。問題の

多い Φ - V 特性を改善するため、ダンピング抵抗の検討と、さらなるパラメータ最適化が必要である。

本修士論文で開発した低発熱型 dc SQUID アレイの ISAS-A10 では、トランスインピーダンスゲインについて要求 $Z_{\text{tran}} > 100 \Omega$ を満たすことが出来なかったが、臨界電流値をさらに下げることにより、他の性能値を許容値内で犠牲にしつつトランスインピーダンスゲインの要求を満たせることを示した。次回の開発ではこの方法でより適当な低発熱型 dc SQUID アレイの開発を行いたい。

第 10 章

まとめと今後

本修士論文では、X 線 TES 型マイクロカロリメータの大規模アレイ化実現に向け、アレイシステム特有の課題を明らかにしそれらの解決を目指した。はじめに、TES アレイシステムのテストケースとして透過型電子顕微鏡 (TEM) 用のアレイシステムについて取り上げ、システムが抱える 2 つの課題、超伝導配線と読み出し系について解の提案を行った。超伝導配線では三次元フォトリソグラフィ技術を応用し、TES や SQUID を搭載するプローブに超伝導配線を直接形成することに成功した。また、読み出し系では構成の変更を行い、律速条件となっている要素を排除し、代替案を提案し要求される高カウントレートを達成出来るデータ転送レートを実現した。次に、アレイシステムの SQUID への要請を整理し、パラメータの最適化から低発熱、低ノイズ、低クロストークを実現する低発熱型 dc SQUID アレイの設計を行った。設計を行った SQUID は国際超伝導産業技術センター (ISTEC) にご協力いただきプロセスを行った。開発した SQUID は液体ヘリウム温度で測定を行い、性能値の評価を行った。

以下に超伝導配線、読み出し系、SQUID についてそれぞれの成果と今後の課題をまとめる。

10.1 超伝導配線

10.1.1 成果

TEM システムの TES アレイと SQUID は非常に限られた空間に配置されるため、それらを結ぶ超伝導配線は困難な課題であった。フレキシブル基板を用いた超伝導配線は折り曲げることで超伝導状態を失い、複数の TES チャンネルを同時駆動出来たことはほとんどなかった。一方、本研究で開発した三次元超伝導配線は、細長い角柱状のプローブへ超伝導配線を直接形成し、折り曲げる必要が無いため超伝導が破れる心配はない。極低温での残留抵抗は TES と SQUID の駆動には全く問題ない程度であり、X 線照射試験においては実際に TES アレイと SQUID の 4 チャンネル同時駆動に成功した。このように立体的な物体に三次元で超伝導配線を形成し、また評価を行ったのは本研究が世界で初めてである。この配線方法は TEM 用のみならず、X 線以外の多くの分野への応用が可能であり期待は大きい。

10.1.2 今後の課題

三次元超伝導配線の開発に用いたマスクはフレキシブル基板用のマスクを流用したため、配線の一部がプローブの形状で欠けてしまい 10 チャンネル全ての駆動が出来なかった。現在、プローブの形状に合わせた新しいマスクパターンを開発中で、これを用いて 10 チャンネル全てが導通したプローブを開発し、TES アレイと SQUID の 10 チャンネル同時駆動を行う予定である。

さらに、配線でのクロストークを低減するため、+ 側と - 側の配線を積み重ねた積層配線の開発も予定している。周波数分割型の信号多重化回路では TES と SQUID 間を MHz オーダーの高周波信号が流れるため、積層配線化が望まれる。

10.2 読み出し系

10.2.1 成果

これまで TEM システムの読み出し系では要求されていたカウントレート 3,000 cps を満たすことが出来なかったが、新しい読み出し系では SpaceWire-to-GigabitEther を用い要求カウントレートを満たすシステムを構築することが出来た。また X 線照射試験では新しい読み出し系で読み出しを行い、TES アレイの 4 チャネルから同時にパルスを取得することに成功した。

新しい読み出し系は X 線マイクロカロリメータの地上応用では適用範囲が広くまたスケーラビリティも高い。TEM システム以外での採用も期待したい。

10.2.2 今後の課題

X 線照射試験での検証はあくまでも同時読み出しが行えるかに絞ったため、エネルギー分解能の詳細な議論は行わなかった。本研究で開発した低発熱型の SQUID を用いれば、十分低い動作温度で TES を駆動することが可能となり、新しい読み出し系を用いてエネルギー分解能の議論が可能となる。現在開発中の新しいマスクパターンを用いた三次元超伝導配線と同時に検証を行う予定である。

10.3 SQUID

10.3.1 成果

SQUID に対するアレイシステムの要請として、低発熱、低ノイズ、低クロストークの 3 つを挙げた。実際、X 線照射試験では SQUID の発熱が無視出来ないほど大きく、TES を適温で駆動することが出来なかった。低発熱で十分な性能を持つ dc SQUID アレイが望まれた。また、小型衛星プロジェクトの DIOS ミッションでも同様に低発熱型の SQUID が必要とされていた。そこで、本修士論文では新たに 3 タイプの低発熱型 dc SQUID アレイと、2 タイプの高 S/N 比型 dc SQUID アレイの開発を行った。特に、低発熱型の ISAS-A10 はトランスインピーダンスと動抵抗が目標値に若干満たないものの、全体としてはバランスの良い SQUID アレイへと仕上がりと、より完全に要求を満たす低発熱型 dc SQUID アレイの実現性を示唆したという点では成果を収めた。さらに、ISAS-C10 では ISAS-A10 の性能を引き継ぎつつ外来からの磁場に耐性のあるグラジオメータ型として開発に成功した。周波数分割方式での信号多重化ではフィルター回路にコイルが使われており、これが SQUID に影響を与えかねない。ISAS-C10 は配置をうまくとればフィルター回路からの磁場をほぼ無視でき、回路の安定化と密集化へと繋がるだろう。高 S/N 比型の ISAS-D40 では磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインの目標値を達成することが出来た。ISAS-E40 についてもダイナミックレンジが若干小さいが、同じく磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインの目標値を達成することが出来た。 Φ -V 特性の歪みなど解決すべき課題はあるが、高次アレイの第一歩としては成果をあげることが出来た。

また SQUID の相互インダクタンスのばらつきが Φ -V 特性に与える影響について定量的な議論を行い、シミュレーション結果と Φ -V 特性の振幅にみられる変調との関係性を明らかとした。この結果、SQUID を設計する段階で Φ -V 特性の変調を抑える手立てを講じることが出来るようになった。より優れた性能指数を示す SQUID の開発が可能であろう。

低発熱型 dc SQUID アレイでは、SPICE シミュレーションによる出力と、開発、評価した素子の磁束-電圧変換係数とトランスインピーダンスゲインの実測値の違いは 20% 程度であった。入力電流換算ノイズは解析値の約 2 倍、動抵抗については解析値と 20-50% 程度の違いがあるが、設計時に入力電流換算ノイズと動抵抗に十分なマージンを設け

れば、希望する特性の SQUID をシミュレーションにより十分な精度で設計できることを意味する。このように、設計から評価までを自ら行えることを実証したことは、大きな成果の一つである。

10.3.2 今後の課題

本修士論文で開発した低発熱型 dc SQUID アレイは、周波数分割方式の信号多重化回路での使用を前提としたため、低入力インピーダンスの制約を課したが、TEM システムで使用する場合には低入力インピーダンスは要請されず、臨界電流値を小さく取ることによって発熱量は変わらないままゲインの目標値を達成する SQUID を開発することが可能である。TEM システムに最適化された SQUID の設計と開発を行い、TES の 10 チャンネル同時駆動を大規模 TES アレイシステムへの第一歩として成功させなければならない。

ISAS-D40、ISAS-E40 の Φ - V 特性にみられるディップ状の歪みについては、ダンピング抵抗を導入し歪みを除去できるか次の開発で明らかにする。また、ISAS-B10、ISAS-D40、ISAS-E40 の Φ - V 特性に見られる超伝導遷移について、 β_C をより最適化し排除出来るか明らかにしていく。

本修士論文では触れなかったが、ISAS-B10 を用いた 4 入力電流加算型 SQUID の開発も行っている。こちらについては周波数分割型信号多重化回路で現在動作の検証を行っている。本研究での低発熱型 dc SQUID アレイの成功をもとに、8 入力以上の dc SQUID アレイの開発を行い、周波数分割方式の信号多重化回路で評価を行う予定である。

付録 A

TES の実際の回路における補正

2.3 節で行なった電熱フィードバックの定式化は理想的な定電圧バイアスを仮定していた。しかし、実際の回路はシャント抵抗を用いた疑似的定電圧バイアスであり、また、配線にインダクタンス L が含まれる。さらに、TES の抵抗値は温度だけでなく、電流の関数でもある。この節ではそれらの影響を考慮した場合の補正を考慮する。

A.1 疑似的定電圧バイアスの補正

実際のカロリメータの駆動時には図 A.1 のような疑似的定電圧バイアス回路を用いる。シャント抵抗値を TES の抵抗値より十分に小さくとれば、疑似的に定電圧バイアスが実現できるが、正確には定電圧ではない。

この場合、カロリメータに流れる電流とジュール発熱はバイアス電流 I_b を用いて、

$$I = \frac{R_s}{R + R_s} I_b \quad (\text{A.1})$$

$$P = I^2 R(I) \quad (\text{A.2})$$

と書ける。

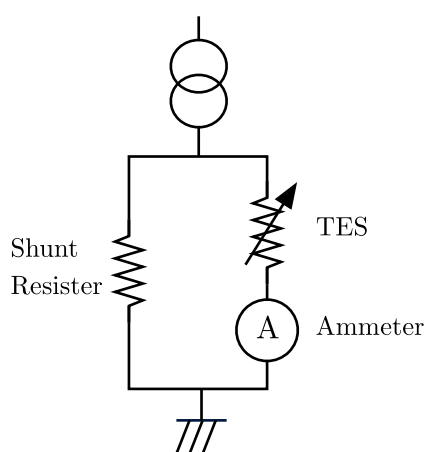


図 A.1 疑似的定電圧バイアス回路

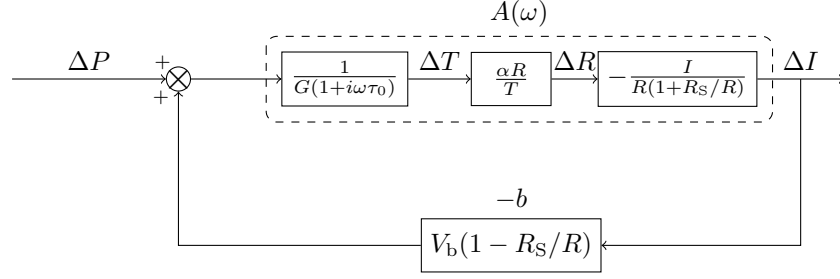


図 A.2 疑似的な定電圧バイアスを考慮した電熱フィードバックのダイアグラム

したがって、(2.28) 式、(2.28) 式は

$$\frac{\delta I}{\delta R} = -\frac{I}{R \left(1 + \frac{R_s}{R}\right)} \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{\delta P}{\delta I} = V_b \left(1 - \frac{R_s}{R}\right) \quad (\text{A.4})$$

となる。また、電熱フィードバックのダイアグラムは図 A.2 のように書き換えられる。この図から、周波数 0 でのループゲインとフィードバック量は

$$\mathcal{L}_1 = \frac{\alpha P_b}{GT} \frac{1 - \frac{R_s}{R}}{1 + \frac{R_s}{R}} = \mathcal{L}_0 \frac{1 - \frac{R_s}{R}}{1 + \frac{R_s}{R}} \quad (\text{A.5})$$

$$b_1 = -V_b \left(1 - \frac{R_s}{R}\right) = b \left(1 - \frac{R_s}{R}\right) \quad (\text{A.6})$$

のように書き換えられる。さらに電流応答性は、

$$S_I = -\frac{1}{V_b \left(1 - \frac{R_s}{R}\right)} \frac{\mathcal{L}_1}{\mathcal{L}_1 + 1} \frac{1}{1 + i\omega\tau'_{\text{eff}}} \quad (\text{A.7})$$

実効的な時定数は

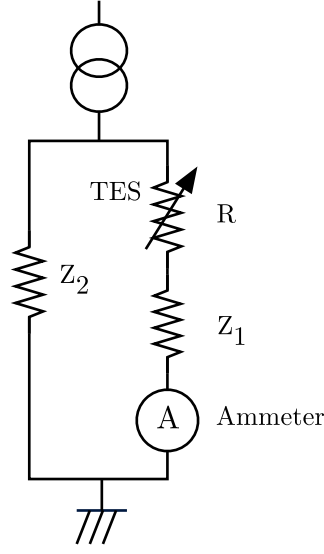
$$\tau'_{\text{eff}} \equiv \frac{\tau_0}{\mathcal{L}_1 + 1} \quad (\text{A.8})$$

となる。

A.2 インダクタンスの補正

前節の疑似的な定電圧バイアスの補正では、シャント抵抗の存在のみを考えた。実際の回路には $L \sim 100 \text{ nH}$ 程度のインダクタンスが存在する。インダクタンスの存在は $f = 0$ においては影響がないが、 $2\pi f \sim R/L$ の周波数でカロリメータの応答に影響が生じる。

より一般的に、疑似的な定電圧バイアス回路は図 A.3 のように周波数特性をもつインピーダンス Z_1 、 Z_2 を用いて表せる。

図 A.3 周波数依存性を持つインピーダンス Z_1 、 Z_2 を含む疑似的定電圧バイアス回路

このとき、 $Z_1 + Z_2 = Z_{\text{other}}$ とおくと、(2.28) 式、(2.28) 式は

$$\frac{\delta I}{\delta R} = -\frac{I}{R \left(1 + \frac{Z_{\text{other}}}{R}\right)} \quad (\text{A.9})$$

$$\frac{\delta P}{\delta I} = V_b \left(1 - \frac{Z_{\text{other}}}{R}\right) \quad (\text{A.10})$$

となる。そこで、角振動数 ω のループゲイン、フィードバック量は

$$\mathcal{L}(\omega) = \mathcal{L}_0 \frac{1 - \frac{Z_{\text{other}}}{R}}{1 + \frac{Z_{\text{other}}}{R}} \quad (\text{A.11})$$

$$b(\omega) = b \left(1 - \frac{Z_{\text{other}}}{R}\right) \quad (\text{A.12})$$

のように書きかえられる。電流応答性は

$$S_I = \frac{1}{b(\omega)} \frac{\mathcal{L}(\omega)}{1 + \mathcal{L}(\omega)} \quad (\text{A.13})$$

とあらわせる。

この形式は、周波数に依存する部分と依存する部分が切り分けられていないため、周波数特性がわかりづらい。そこで、キャパシタンスのない、 $Z_{\text{other}} = R_{\text{other}} + i\omega L$ と表せる場合をさらに変形する。抵抗とインダクタンスで決まる二つの時定数 τ_{el1} 、 τ_{el2} を

$$\tau_{\text{el1}} = \frac{L}{R + R_{\text{other}}} \quad (\text{A.14})$$

$$\tau_{\text{el2}} = \frac{L}{R - R_{\text{other}}} \quad (\text{A.15})$$

で定義する。すると、 $\mathcal{L}(\omega)$ 、 $b(\omega)$ は

$$\mathcal{L}(\omega) = \mathcal{L}_1 \frac{1}{1 + i\omega\tau_0} \frac{1 - i\omega\tau_{\text{el2}}}{1 + i\omega\tau_{\text{el1}}} \quad (\text{A.16})$$

$$b(\omega) = b_1 (1 - i\omega\tau_{\text{el2}}) \quad (\text{A.17})$$

となる。ここで、 $\mathcal{L}_1$ 、 b_1 は疑似的定電圧バイアスの補正で用いたものを拡張した

$$\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_0 \frac{R - R_{\text{other}}}{R + R_{\text{other}}} \quad (\text{A.18})$$

$$b_1 = b \left(\frac{R - R_{\text{other}}}{R} \right) \quad (\text{A.19})$$

である。

これらを用いると、電流応答性 $S_I(\omega)$ は

$$S_I(\omega) = \frac{\mathcal{L}_1}{b_1} \frac{1}{L_1(1 - i\omega\tau_{\text{el}2}) + (1 + i\omega\tau_0)(1 + i\omega\tau_{\text{el}1})} \quad (\text{A.20})$$

$$= \frac{\mathcal{L}_1}{b_1} \frac{1}{(\mathcal{L}_1 + 1 - \omega^2\tau_0\tau_{\text{el}1}) + i\omega(-L_1\tau_{\text{el}2} + \tau_0 + \tau_{\text{el}1})} \quad (\text{A.21})$$

$$= \frac{\mathcal{L}_1}{b_1} \frac{1}{(\mathcal{L}_1 + 1 - \omega^2\tau_0\tau_{\text{el}1}) + i\omega(\tau_0 - (\mathcal{L}_0 - 1)\tau_{\text{el}1})} \quad (\text{A.22})$$

となる。ここで、最後の変形には

$$\mathcal{L}_1\tau_{\text{el}2} = \mathcal{L}_0 \frac{L}{R + R_{\text{other}}} = \mathcal{L}_0\tau_{\text{el}1} \quad (\text{A.23})$$

を用いた。さらに、この式は

$$\tau_{\text{eff}} \equiv \frac{\tau_0}{\mathcal{L}_1 + 1} \quad (\text{A.24})$$

を用いて

$$S_I = \frac{1}{b_1} \frac{\mathcal{L}_1}{\mathcal{L}_1 + 1} \frac{1}{(1 - \omega^2\tau_{\text{eff}}\tau_{\text{el}1}) + i\omega(\tau_{\text{eff}} - \frac{\mathcal{L}_0 - 1}{\mathcal{L}_1 + 1}\tau_{\text{el}1})} \quad (\text{A.25})$$

と書ける。 $\tau_{\text{eff}} \gg \tau_{\text{el}1}$ の場合には、この式の右辺は出力全体が $\tau_{\text{el}1}$ の時定数に対応する周波数でロールオフすると考えた場合

$$\frac{1}{b_1} \frac{\mathcal{L}_1}{\mathcal{L}_1 + 1} \frac{1}{(1 + i\omega\tau_{\text{eff}})(1 + i\omega\tau_{\text{el}1})} = \frac{1}{b_1} \frac{\mathcal{L}_1}{\mathcal{L}_1 + 1} \frac{1}{(1 - \omega^2\tau_{\text{eff}}\tau_{\text{el}1}) + i\omega(\tau_{\text{eff}} + \tau_{\text{el}1})} \quad (\text{A.26})$$

と一致する。

一方、 $\tau_{\text{eff}} \sim \tau_{\text{el}1}$ の場合は、 $\omega \sim \sqrt{\tau_{\text{eff}}\tau_{\text{el}1}}$ で (A.25) 式は (A.26) 式より大きくなり、その比は最大で

$$\frac{\tau_{\text{eff}} + \tau_{\text{el}1}}{\tau_{\text{eff}} - \frac{\mathcal{L}_0 - 1}{\mathcal{L}_1 + 1}\tau_{\text{el}1}} \quad (\text{A.27})$$

となる。なお、 $\tau_{\text{eff}} < \tau_{\text{el}1}$ のときは、系は不安定となる。

A.3 抵抗値の電流依存性による補正

超伝導は表面磁場により抑制される。TES に電流が流れると、その電流により表面磁場が生まれるので TES の超伝導は抑制される。そこで、遷移端中では、温度一定のもと電流を増やすと抵抗値が大きくなる。このように、TES の抵抗値が電流に依存する影響を考慮した場合の TES が満たす式は

$$L \frac{dI}{dt} = R_s I_{\text{bias}} - I(R(T, I) + R_s) \quad (\text{A.28})$$

$$C \frac{dT}{dt} = I^2 R(T, I) - \bar{G}(T - T_{\text{bath}}) + P_{\text{ext}} \quad (\text{A.29})$$

となり、 R は温度 T 、電流 I の関数となる。ここで P_{ext} は X 線入射などの外部からのエネルギー入力である。TES の抵抗値の電流依存性を考慮した場合の計算の詳細は [21] に載っているの、ここでは簡潔に示す。なお、[21] では超伝導遷移にともなう熱容量の変化も考慮されているが、ここではそれは含めない。

(A.28) 式、(A.29) 式で、定常状態で $R = R_0$ 、 $I = I_0$ 、 $T = T_0$ であると置く。ここで、温度、電流の微小変化 δT 、 δI を考え、(A.28) 式、(A.29) 式を δT 、 δI の一次の項のみを考慮すると、それらの式は

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta I \\ \delta T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\tau_{\text{el}}^{-1} & -I_0 R_0 \alpha / L T_0 \\ I_0 R_0 (2 + \beta) / C & \tau_{\text{eff}}'^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta I \\ \delta T \end{pmatrix} \quad (\text{A.30})$$

と書ける。ここで、

$$\tau_{\text{eff}}' = \frac{C/G}{\mathcal{L}_0 - 1} \quad (\text{A.31})$$

$$\tau_{\text{el}} = \frac{L}{R_S + R_0(1 + \beta)} \quad (\text{A.32})$$

であり、

$$\beta = \frac{\partial \ln R}{\partial \ln I} \quad (\text{A.33})$$

は TES の抵抗値の電流感度である。

ここで、通常のカロリメータで見られるような、立ち上がり時間が立ち下がり時間より十分短い場合 (立ち上がりと立ち下がりのカップリングが無視できる場合) には、時刻 $t = 0$ でエネルギー E の X 線が入射した際の出力電流は

$$\Delta I(t) = -\frac{E}{b_1 \tau_{\text{eff}}} \frac{\mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_2 + 1} \left(\exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{el}}}\right) \right) \quad (\text{A.34})$$

となる。ただし、

$$b_1 = -V_b \left(1 - \frac{R_S}{R} \right) \quad (\text{A.35})$$

$$\mathcal{L}_2 = \frac{P_b \alpha}{GT} \frac{R - R_S}{R + R_S} \frac{1}{1 + \frac{R_0 \beta}{R_0 + R_S}} \quad (\text{A.36})$$

$$\tau_{\text{eff}} = \frac{C/G}{\mathcal{L}_2 + 1} = \frac{\tau_0}{\mathcal{L}_2 + 1} \quad (\text{A.37})$$

である。これは、(2.56) 式の $\mathcal{L}_1$ を $\mathcal{L}_2$ に置き換えたものに相当し、抵抗値の電流依存性の影響で、ループゲインが $(1 + R_0 \beta / (R_0 + R_S))^{-1}$ 倍になっていることを意味する。特に、 $R_0 \gg R_S$ の場合、ループゲインは $1 + \beta$ だけ抑制されることがわかる。

付録 B

パルススペクトルとノイズスペクトル

パルススペクトルやノイズスペクトル、S/N 比スペクトルについては、その定義域や規格化定数の値の定義に自由度がある。ここでは、本論文で用いたこれらのスペクトルの定義を示す。

B.1 フーリエ変換の予備知識

ここでは、デジタルフィルタ処理に必要となるフーリエ変換、パワースペクトルの予備知識について、一般的なものを簡単にまとめる。

B.1.1 フーリエ変換

時間の関数 $x(t)$ のフーリエ変換 $X(\omega)$ は

$$X(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt \quad (\text{B.1})$$

で定義される^{*1}。この時、 $x(t)$ は $X(\omega)$ を用いて

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (\text{B.2})$$

と表される。 ω が $-\infty$ から $+\infty$ の間で定義されていることに注意が必要である。角周波数 ω のかわりに周波数 f を用いると、

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2\pi i f t} dt \quad (\text{B.3})$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{2\pi i f t} df \quad (\text{B.4})$$

となる。したがって、

$$X(f) = 2\pi X(\omega) \quad (\text{B.5})$$

という関係があることがわかる。なお、我々が扱うデータでは $x(t)$ は実関数であり、この場合は

$$X(-\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{i\omega t} dt = X^*(\omega) \quad (\text{B.6})$$

が成り立つ。

^{*1} 正変換と逆変換の両方に係数 $1/\sqrt{2}$ をかける流儀もある。

(B.2) 式を波と対比させると、フーリエ成分 $X(\omega)$ は角周波数 ω の波の振幅、 $|X(\omega)|^2$ はその強さ、すなわちエネルギーを表していると考えることができる。もう少し厳密に書けば、 $|X(\omega)|^2 d\omega$ が周波数 $\omega \sim \omega + d\omega$ のエネルギーに相当するので、 $|X(\omega)|^2$ を「エネルギースペクトル密度」、 $|X(\omega)|^2$ によって表されるスペクトルを「エネルギースペクトル」と呼ぶことがある。

$x(t)$ の 2 乗積分

$$U = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt \quad (\text{B.7})$$

が有限の場合、以下の Parseval の等式が成り立つ。

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = 2\pi \int_{-\infty}^{+\infty} |X(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \quad (\text{B.8})$$

さきほどのたとえを用いると、 U は信号の「全エネルギー」を表しているので、 $x(t)^2$ は各時刻における単位時間あたりの (全) エネルギー、すなわち (全) パワーを表していると考えることができる。このことから、 $x(t)^2$ を信号の「(全) パワー」と呼ぶことがある。

B.1.2 パワースペクトル

パルスのように信号が有限の時間しか続かない場合は、全エネルギー U が有限となってエネルギースペクトルが意味を持つが、ノイズのように不規則な変動が無限に続く信号の場合には全エネルギーは発散してしまう。このような場合には単位時間あたりの平均のエネルギースペクトル、すなわち「パワースペクトル」が有効である。

実際のデータのうち、時刻 $-T/2$ から $T/2$ の間だけを切り出したものを改めて $x_T(t)$ とすると、そのパワースペクトルは

$$P(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} |X_T(f)|^2 \right] \quad (\text{B.9})$$

または

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{2\pi}{T} |X_T(\omega)|^2 \right] \quad (\text{B.10})$$

で定義される。両者の間には $P(f) = 2\pi S(\omega)$ という関係がある。 $S(\omega)$ や $P(f)$ はさきほどと同じ理由で「パワースペクトル密度」と呼ばれる。もちろん実際の計算では、適当に長い有限の時間でパワースペクトルを計算している。

パワースペクトル密度を用いると、信号のパワー $x(t)^2$ の時間平均、すなわち「平均パワー」 $\overline{x^2}$ は

$$\overline{x^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df \quad (\text{B.11})$$

となる。(B.10) 式で定義するときに 2π をつけたために、(B.8) 式と違って (B.11) 式には 2π が付かないことに注意せよ。なお、 $x(t)$ が実関数の場合は

$$S(-\omega) = S(\omega) \quad (\text{B.12})$$

$$P(-f) = P(f) \quad (\text{B.13})$$

が成り立つ。

B.1.3 両側スペクトルと片側スペクトル

$S(\omega)$ 、 $P(f)$ は ω 、 f に関して $(-\infty, +\infty)$ の範囲で定義されている。しかし、実際にスペクトルを扱うことを考えると、定義域を $(0, +\infty)$ に限る方が便利である。そこで、定義域を ω の正の範囲に限った場合のパワースペクトルを

表 B.1 スペクトルの定義法

	角周波数 ω		周波数 f	
	one-sided	two-sided	one-sided	two-sided
記号	$G(\omega)$	$S(\omega)$	$E(f)$	$P(f)$
定義域	$(0, \infty)$	$(-\infty, \infty)$	$(0, \infty)$	$(-\infty, \infty)$
$(0, \infty)$ での積分値	$\overline{x^2}$	$\overline{x^2}/2$	$\overline{x^2}$	$\overline{x^2}/2$

$G(\omega)$ とすると、

$$\overline{x^2} = \int_0^{+\infty} G(\omega) d\omega \quad (\text{B.14})$$

でなければならないから、

$$G(\omega) = 2S(\omega) \quad (\text{B.15})$$

である。 $S(\omega)$ は ω の正と負の領域で定義されているので両側 (two-sided) スペクトル、 $G(\omega)$ は正の領域だけで定義されているので片側 (one-sided) スペクトルと呼ばれる。 $P(f)$ に対しても同様に片側スペクトル $E(f)$ を定義すると、

$$E(f) = 2P(f) = 4\pi S(\omega) \quad (\text{B.16})$$

となる。これらをまとめると表 B.1 のようになる。FFT アナライザで得られるのは、 f 空間での片側パワースペクトルである $E(f)$ の平方根である。

B.2 ノイズスペクトル

本論文で用いたデジタルフィルタ処理では FFT アナライザの出力と同様に、 f 空間で定義された片側パワースペクトル $E(f)$ の平方根をもってノイズスペクトルとしている。つまり、ノイズスペクトル $\text{NS}(f)$ は

$$\text{NS}(f) \equiv \sqrt{E(f)} = \sqrt{2P(f)} = \sqrt{\frac{2}{T} |X(f)|^2} \quad (\text{B.17})$$

である。したがって、例えば $x(t)$ の単位が [V] であればノイズスペクトルの単位は $[\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}]$ となる。この時、平均ノイズパワー $\overline{x^2}$ は

$$\overline{x^2} = \int_0^{f_N} \text{NS}(f)^2 df \quad (\text{B.18})$$

で与えられる。ただし、 f_N はナイキスト周波数である。もちろんこの値は

$$\overline{x^2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)^2 dt \quad (\text{B.19})$$

で計算したものと一致する。

なお、(B.16) 式に示したように、 f 空間の片側パワースペクトル $E(f)$ と ω 空間の両側パワースペクトルの間には $E(f) = 4\pi S(\omega)$ という関係がある。したがって、 ω 空間の両側パワースペクトルの平方根からここで定義したノイズスペクトルを計算するには、 $\sqrt{4\pi}$ 倍すればよいことがわかる。ジョンソンノイズのレベルはよく $\sqrt{4kTR}$ であると言われるが、これは f 空間の片側パワースペクトルの平方根の値である。 ω 空間の両側パワースペクトルの平方根では $\sqrt{kTR/\pi}$ となる。

表 B.2 両側/片側フーリエ成分の関係

$x(t)$	$X(\omega)$ (two-sided)	$X(f)$ (two-sided)	$X(f)$ (one-sided)
$E\delta(t)$	$E/2\pi$	E	$\sqrt{2}E$
$\exp(-t/\tau)$	$\frac{1}{2\pi} \frac{\tau}{1+i\omega\tau}$	$\frac{\tau}{1+2\pi i f\tau}$	$\frac{\sqrt{2}\tau}{1+2\pi i f\tau}$

B.3 パルススペクトル

エネルギースペクトルに関しては片側スペクトルというものが一般的には使われていないようである^{*2}。本論文では、パワースペクトルにならって片側のエネルギースペクトルを定義し、その平方根をもってパルススペクトルとしていいる。つまり、パルススペクトル $PS(f)$ を

$$PS(f) \equiv \sqrt{2|X(f)|^2} = \sqrt{2}|X(f)| \quad (B.20)$$

と定義する^{*3}。したがって、 $x(t)$ の単位が [V] であればパルススペクトルの単位は [V/Hz] である。また、その定義により、

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t)^2 dt = \int_0^{+\infty} PS(f)^2 df \quad (B.21)$$

が成り立つ。

以上の定義に従えば、 ω 空間の両側で定義されたフーリエ成分 $X(\omega)$ を f 空間の片側で定義したものに变换するには $2\sqrt{2}\pi$ をかければよいことがわかる^{*4}。例えば理想的な定電圧バイアスの TES カロリメータの場合、パルススペクトル (電流スペクトル) は

$$PS(f) = \frac{\sqrt{2}E}{V_b} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \frac{1}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 \tau_{\text{eff}}^2}} \quad (B.22)$$

となる。代表的な関数の両側および片側のフーリエ成分を表 B.2 にまとめる。

B.4 S/N 比スペクトル

信号と雑音の比を SN 比と呼ぶ。一般にはそれぞれのパワースペクトルを周波数空間で積分したものの比を SN 比とすることが多いと思われるが、ここではパルススペクトルとノイズスペクトルの比と定義し、S/N 比スペクトルと呼ぶことにする。すなわち、

$$SN(f) \equiv \sqrt{2} \frac{PS(f)}{NS(f)} \quad (B.23)$$

とする。SN(f) の単位は [Hz^{-1/2}] である。係数 $\sqrt{2}$ は、後述するようにエネルギー分解能の計算で余計な係数を含ないようにするためのもので、片側スペクトルとして定義するための係数と考えてもよい。

S/N 比スペクトルはノイズ等価パワー NEP と密接な関係のある重要な量である^{*5}。responsivity を $S(f)$ とすると^{*6}、NEP は

$$NEP(f) \equiv \frac{NS(f)}{|S(f)|} \quad (B.24)$$

^{*2} そもそもエネルギースペクトル自体がパワー スペクトルほどには広く使われていない。

^{*3} この定義ではフーリエ成分の大きさだけを記述しているが、パルススペクトルの場合は位相まで含めて意味がある。

^{*4} もしもパルススペクトルを $PS(f) \equiv 2|X(f)|$ で定義すれば、 ω 空間両側スペクトルから f 空間片側スペクトルへの変換係数は 4π となりパワースペクトルの変換係数と同じになるが、(B.21) 式で余計な係数が必要になる。

^{*5} NEP(f) は一般に f 空間の片側で定義されている。

^{*6} 一般には $S(\omega)$ と書かれることが多いが、responsivity は ω 空間・ f 空間、両側・片側によらない量である。

で定義される (単位は $[W/\sqrt{\text{Hz}}]$)。入射 X 線のエネルギーを E とすると、responsivity の絶対値はパルススペクトルを用いて

$$|S(f)| = \frac{PS(f)}{\sqrt{2E}} \quad (\text{B.25})$$

と書けるので、

$$\text{NEP}(f) = \frac{NS(f)}{PS(f)/\sqrt{2E}} \quad (\text{B.26})$$

$$= \frac{2E}{\text{SN}(f)} \quad (\text{B.27})$$

という関係があることがわかる。したがって、エネルギー分解能は

$$\Delta E_{\text{FWHM}} = 2.35 \left(\int_0^{+\infty} \frac{4df}{\text{NEP}(f)^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{B.28})$$

$$= 2.35E \left(\int_0^{+\infty} \text{SN}(f)^2 df \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{B.29})$$

となる。また、パルスとフォノンノイズの S/N 比は

$$\text{SN}(f) = \sqrt{2} \frac{\sqrt{2E}}{\sqrt{4kGT^2\Gamma}} = \frac{E}{\sqrt{kGT^2\Gamma}} \quad (\text{B.30})$$

となって、周波数によらず一定の値となる。

B.5 高速フーリエ変換の出力にかかるべき係数

実際のデジタルフィルタ処理の計算ではデータ取得時のサンプリング時間分解能に応じた離散的なデータを扱うこととなる。離散的なデータの高速フーリエ変換 (FFT) を行うライブラリでは、計算にあたってサンプリングの時間分解能を考慮していないことがしばしばある。FFT によって得た結果を物理的に意味のある値にするためには適当な係数をかける必要がある。これらの値を表 B.3 にまとめる。ただし、 Δt はサンプリングの時間分解能、 N はサンプル数である。これらを使うと、周波数分解能 Δf は

$$\Delta f = \frac{1}{N\Delta t} \quad (\text{B.31})$$

Nyquist 周波数 f_N は

$$f_N = \frac{1}{2\Delta t} \quad (\text{B.32})$$

と書ける。

表 B.3 FFT の出力から f 空間のスペクトルを計算する時に必要な係数

種類	電流データに対する単位	両側	片側
フーリエ成分 $X(f)$	A/Hz	Δt	$\sqrt{2}\Delta t$
エネルギースペクトル $ X(f) ^2$	A^2/Hz^2	Δt^2	$2\Delta t^2$
パルススペクトル $PS(f)$	A/Hz	Δt	$\sqrt{2}\Delta t$
パワースペクトル $P(f), E(f)$	A^2/Hz	$\Delta t/N$	$2\Delta t/N$
ノイズスペクトル $NS(f)$	$A/\sqrt{\text{Hz}}$	$\sqrt{\Delta t/N}$	$\sqrt{2\Delta t/N}$
SN 比スペクトル $\text{SN}(f)$	$/\sqrt{\text{Hz}}$	$\sqrt{N\Delta t}$	$\sqrt{2N\Delta t}$

付録 C

フィードバックとループゲイン

図 C.1 左に示すように、出力の一部を取り出して入力に加えることをフィードバック (または帰還) という。入力に戻す割合をフィードバック量といい、出力の b 倍だけ入力にフィードバックするとき、入力 x と出力 y との間には次の関係式が成り立つ。

$$y(\omega) = A(\omega)[x(\omega) - by(\omega)] \quad (\text{C.1})$$

この式を解くと

$$y(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + bA(\omega)} x(\omega) \quad (\text{C.2})$$

$$= \frac{1}{b} \frac{\mathcal{L}(\omega)}{1 + \mathcal{L}(\omega)} x(\omega) \quad (\text{C.3})$$

となる。このとき、 $\mathcal{L}(\omega) = bA(\omega)$ をループゲインという。ループゲインが 1 より十分に大きい場合は、

$$y(\omega) \simeq \frac{1}{b} x(\omega) \quad (\text{C.4})$$

となり、システムの増幅度はフィードバック量 b で決まり、 $A(\omega)$ が ω によって変わってもほとんど影響を受けない。

また、図 C.1 右のように入力 x が $A(\omega)$ の後に入る場合は、入力 x と出力 y は次のような関係になる。

$$y(\omega) = \frac{1}{1 + \mathcal{L}} x(\omega) \quad (\text{C.5})$$



図 C.1 フィードバック系 1(左) とフィードバック系 2(右)

付録 D

冷凍機

本修士論文では 3 種類の冷凍機を扱った。各冷凍機の簡潔な説明を行う。

D.1 液体ヘリウムデュワー

本研究で液体ヘリウム中へ直接試料を挿入し測定を行った際に用いた液体ヘリウムデュワーを図 D.1 に示す。このデュワーは約 1.4 m の高さで最大およそ 40 ℓ の液体ヘリウムを注入することが出来る。液面の高さは 40 ℓ 注入時に 70 cm 程度で、9 章で紹介した 4K プロブを用いれば液面高さ 10 cm 程度までの間で測定が可能である。デュワーへプロブを挿入するだけで液体ヘリウム温度での測定が行えるので、測定サイクルは非常に早く、また一測定あたりの液体ヘリウムの消費量も後述の冷凍機と比較して最も少なく、大変経済的な冷凍機である。

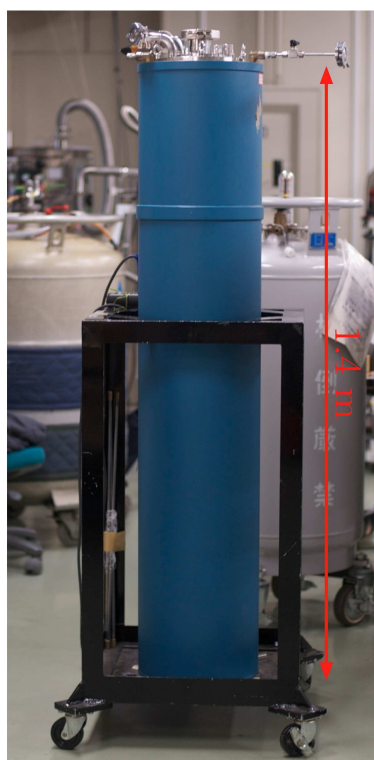


図 D.1 液体ヘリウムデュワー

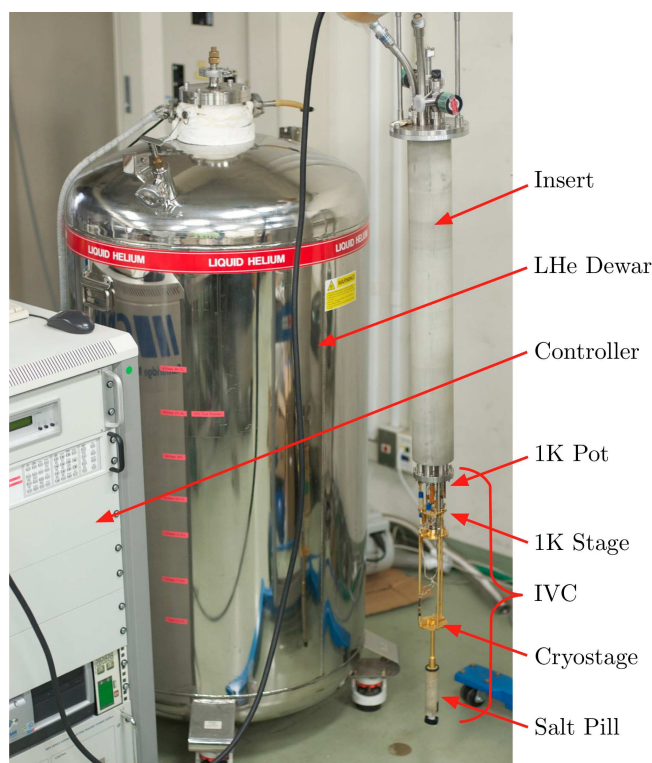


図 D.2 CMR-ADR

D.2 CMR 社製断熱消磁冷凍機 (CMR-ADR)

本研究で用いた CMR 社製断熱消磁冷凍機 (CMR-ADR) は、図 D.2 に示すようにヘリウムデュワーとその中へ自在に抜き差し可能なインサートからなる。ヘリウムデュワーは最大 90 ℓ の液体ヘリウムを注入することができ、これが 4 K 熱浴となる。デュワー外部 (300 K) からの流入熱を抑えるためにデュワー外層は真空断熱状態にしてある。インサートの下部には Inner Vacuum Can (IVC) が付いている。IVC は常磁性体のカプセルがついた極低温ステージや 1 K 熱浴等からなり、これらは金属製の筒で覆われて密封される。インサートをデュワー内に挿入するときは、IVC の中から大気を追い出して熱交換ガス (気体ヘリウム) を封入し、極低温ステージが 4 K 熱浴と同じ温度になるようにする。その後、熱交換ガスを追い出して真空断熱状態にし、4 K 熱浴から極低温ステージへの流入熱を抑える。そして、少量の液体ヘリウムを減圧する 1 K ポットにおいて 1 K 熱浴を作り出し、極低温ステージを約 1 K にする。その後、励磁と断熱消磁によって極低温ステージを 100 mK 以下にする。常磁性体には鉄ミョウバンを用いる。この物質は 100 mK 以下での磁気比熱が特に大きい。また、超伝導電磁石はヘリウムデュワー内の IVC 下部に取り付けられており、ここに 16.68 A の電流を流すことで常磁性体に約 3 T の磁場を作り出す。最低到達温度は約 40 mK である。

この冷凍機は予冷から本冷却まで 2、3 日で行え測定サイクルが比較的短い。またインサートの抜き差しは随時出来るので、試料の取り替えなどが容易に行える。

D.3 住友重機械工業株式会社製断熱消磁冷凍機 (SHI-ADR)

本研究で用いた住友重機械工業株式会社製の断熱消磁冷凍機 (SHI-ADR) は、図 D.3 に示すように付属の Gifford-MacMahon 冷凍機 (GMR) によって約 40 K と約 4 K の熱浴を作り出すことができる。冷凍機外部 (300 K) と 40 K 熱

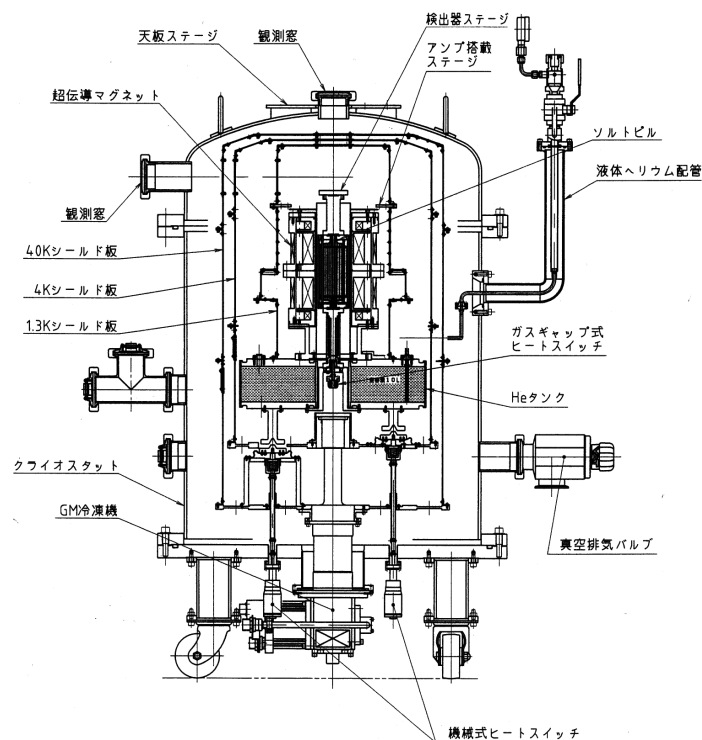


図 D.3 SHI-ADR の設計図

浴の間は断熱真空状態にしてある。また、ヘリウムタンクへの液体ヘリウム注入とその減圧によって約 1.3 K の熱浴を作り出すことができる。ヘリウムタンクには最大 10ℓ の液体ヘリウムを注入することができる。常磁性体のカプセルがついた極低温ステージは冷凍機の最深部にあり、1.3 K 熱浴とガスギャップ式のヒートスイッチを介して熱接触することで約 1.3 K になる。その後、励磁と断熱消磁によって極低温ステージを 100 mK 以下にする。常磁性体にはクロムカリウムミョウバン (CPA) を用いる。超伝導電磁石は常磁性体のカプセルを囲むように取り付けられており、ここに 8 A の電流を流すことで常磁性体に約 2 T の磁場を作り出す。最低到達温度は約 40 mK である。

この冷凍機は予冷から本冷却まで 1 週間程度かかり、測定までの待機時間が長い。しかし一旦 4 K まで冷却されると、極低温での保持時間が 100 mK で 12 時間程度と非常に長い。また極低温ステージが先に挙げた冷凍機と比べ大変大きいので、5 章で開発したような細長い形状のプロープでも容易にマウントすることが可能である。

付録 E

波形処理系と通信規格 SpaceWire

宇宙機用に開発された波形処理系と通信規格について解説する。本研究で取り上げた TEM システムの読み出し系はこれらの地上応用である。

E.1 波形処理系の概要

科学衛星では観測装置をはじめ、姿勢制御装置、通信装置、各種センサ、データ処理装置などさまざまな機器の間でデータ通信を行なう必要がある。現状では、衛星上の装置間通信のためのハードウェア開発は、それぞれの装置の機能設計と同時に行なわれることが多い。このような設計手法では各装置にとって最適な通信ハードウェアを作成することができない反面、時間とコストが増大する。また、この最適化はあくまで衛星に固有のものとなるので資産の継承ができない。このような問題を打開するべく、従来より衛星の装置間通信における統一規格が検討されてきた。

この中で SpaceWire は現時点で最も有力な規格である。SpaceWire は欧州宇宙機関 (ESA) により IEEE 1355 をベースに宇宙用の標準規格として提案された。現在、SpaceWire の規格策定には、ヨーロッパをはじめ世界中の宇宙機関や企業が参加しており、日本からも ISAS/JAXA や大阪大学などが参加している。

E.2 SpaceWire

SpaceWire は OSI 参照モデルの第 1 層 (物理層) と第 2 層 (データリンク層) に及ぶ。高速シリアル通信規格の一種で、データ転送は全二重でレートは 2–400Mbps と可変である。信号伝送では LVDS (Low Voltage Differential Signaling) が用いられている。この方式は低電圧の差動信号を用いることにより、高速通信、低消費電力ながらノイズ耐性が高く、また信号線からのノイズ輻射も少ない。さらに Data Strobe (DS) encoding を採用しており、Data 信号と Strobe 信号の XOR をとることで Clock を再現する。

SpaceWire に用いるケーブルは Data と Strobe が入出力合わせて 2 組で構成されている。それぞれの信号線は、2 本のケーブルを強くよりあわせたツイステッドペアになっており、ノイズに強い構造となっている。ケーブルは最大で 10m 以上延ばすことができるため、衛星上での自由な機器配置が可能である。コネクタは 9 ピンの D-sub コネクタを使用している。

SpaceWire 上を流れるデータは宛先情報を含むパケットでやりとりされ、SpaceWire ルータを組み合わせることでメッシュネットワークを構成することができる。これにより回線の途絶や混雑時に迂回ルートを使うことができ信頼性の高いシステムを構築することができる。パケットにはエラー判定コードが自動的に付加されるため通信中でのデータ破損にも対応できる。また、転送レートが足りない場合は、複数の回線を同時に使用することでより高速な転送を行なうことも可能である。

以上のように SpaceWire は様々な機器に柔軟に対応でき、信頼性も高い。SpaceWire を用いた科学衛星開発では、

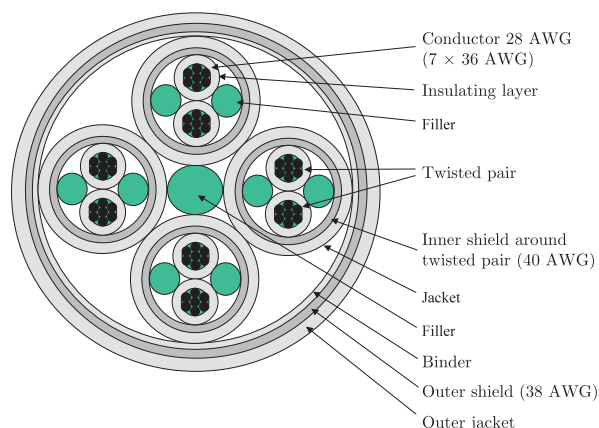


図 E.1 SpaceWire ケーブルの構造

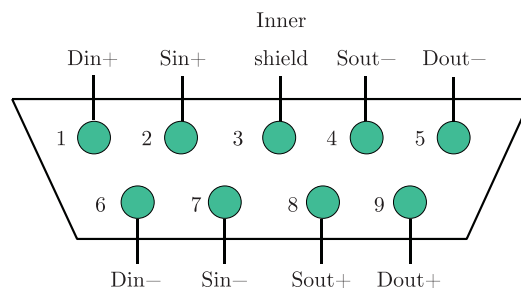


図 E.2 コネクタのピンアサインメント

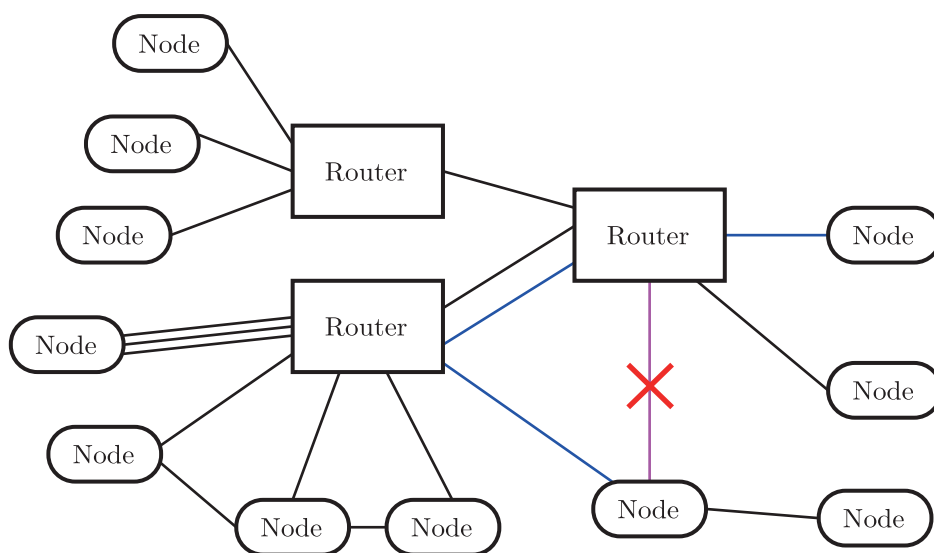


図 E.3 SpaceWire ネットワーク

通信インターフェイスの開発とそれぞれの機器開発を完全に分離することができ、各機器は互いに干渉すること無く、容易に相互接続することができるようになる。さらに、プロトコルが簡便なことから必ずしも専用のデバイスを用意する必要はなく、FPGA と LVDS のインターフェイスさえあればよい。そのため、非常に低コストで実現することができる。このような特徴から、車載機器や通信機器業界からの関心も高く、民生機器への応用も期待される。

E.3 Remote Memory Access Protocol (RMAP)

SpaceWire の上位プロトコルとして Remote Memory Access Protocol (RMAP) が制定されている。これは SpaceWire ネットワーク上でメモリマップド I/O を実現するもので、はじめは各ノードの構成用に作成されたが、その利便性から実際のデータ通信にも広く利用されている。コマンドは Write、Read、Read-modify-write のみの簡素なプロトコルで、CPU を持たない機器でも実装が容易である。

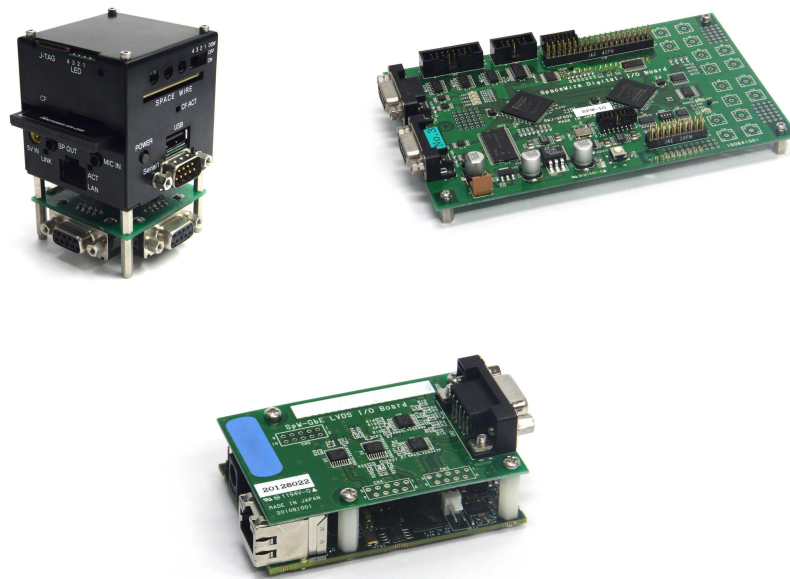


図 E.4 (左上) SpaceCube、(右上) SpaceWire DIO ボード、(下) SpaceWire-to-GigabitEthernet

E.3.1 SpaceWireRMAPLibrary

東京大学の湯浅氏 (現 ISAS/JAXA) を中心に開発された SpaceWire と RMAP のライブラリ実装で、POSIX 準拠の OS と SpaceCube の T-Kernel で、SpaceWire I/O、RMAP I/O、IP Socket、Thread の機能を提供する。C++ で書かれておりオープンソースである^{*1}。

E.3.2 PySpW

本研究で開発した Python ベースの SpaceWire と RMAP のライブラリ実装で、SpaceWire I/O と RMAP I/O を提供する。オープンソースである^{*2}。

E.4 SpaceWire の実装例

E.4.1 SpaceCube

SpaceCube は、SpaceWire の開発プラットフォームとして開発された超小型 PC で、ISAS/JAXA とシマフジ電機により開発された。CPU には MIPS アーキテクチャを持つ VR5701 を搭載し、一般的な PC の機能に加えて SpaceWire I/O ポートを搭載している。T-Engine が搭載されており、キーボード、マウス、ディスプレイなどを接続すると、普通の PC としても使用できる。SpaceCube は民生機器の技術を多用しており、非常に低コストで SpaceWire のテスト環境を実現している。

^{*1} <https://github.com/yuasatakayuki/SpaceWireRMAPLibrary>

^{*2} <https://github.com/robios/PySpW>

表 E.1 SpaceCube の仕様

CPU	VR5701 266MHz, 333MHz, (399MHz)
Flash ROM	1GB
I/O	IEEE1355(SpaceWire), RTC CF(TrueIDE), XGA(1024×768) USB1.1, LAN(100BASE), Audio(Stereo) RS232C, JTAG I/F(Debug)
Power	DC +5V
Size	52×52×55 [mm] (本体のみ) 65×65×100 [mm] (パーツ装着時)

表 E.2 SpaceWireIO ボードの仕様

FPGA	Xilinx Spartan-3 XC3S1000 FTG256 Xilinx Spartan-3 XC3S400/XC3S1000 FTG256
I/O	SpaceWire I/F ×2ch RS232C RS422 LVDS I/O ×12ch LVCMOS I/O ×8ch
Power	DC +5V
Global Clock	48MHz / 50MHz
SDRAM	128MB
その他	LED×6 DIP Switch×4 Reset Switch
Size	180×100×25 [mm]

E.4.2 SpaceWire DIO ボード

SpaceWire I/O ボードは、SpaceWire に加え様々なデータポートを備えており、周辺機器からのデータを集積、処理し SpaceCube に転送する。SpaceCube と同様、ISAS/JAXA とシマフジ電機により開発された。2 個の FPGA (Xilinx 社製 Spartan-3 シリーズ XC3S1000FTG256、XC3S400FTG256 または XC3S1000FTG256) を搭載し、前者 (SpaceWireFPGA) には SpaceWire の機能が実装されている。後者の FPGA (UserFPGA) は、ユーザが独自の回路を書き込むことが出来、処理内容に合わせてロジックを構築することにより汎用的な運用を行なうことが出来る。

E.4.3 SpaceWire-to-GigabitEther

SpaceWire-to-GigabitEther は SpaceWire とギガビットイーサネットをブリッジするプロトコル変換器である。東京大学、ISAS/JAXA とシマフジ電機により開発された。米国 Orange Tree Technology 社の FPGA Gigabit Ethernet Boards ZestET1 をベースに開発され、ハードウェア (但し ZestET1 を除く)、ソフトウェアともにオープンソースで

ある。通信速度は最大約 100 MB/s で ZestET1 により律速されている。これを用いれば SpaceWire ネットワークを LAN に接続し、LAN 上のノードから TCP/IP で SpaceWire ネットワーク上の各ノードへアクセスすることが可能で、開発効率の向上や、SpaceWire の地上応用などが期待される。

付録 F

WRspice シミュレーションコード

8 章で行った SPICE シミュレーションのコードを示す。SPICE は Whiteley Research 社の WRspice (Version 2.2.65) を用いた。

F.1 Φ - V 特性シミュレーション

F.1.1 ISAS-A10

リスト F.1 ISAS-A10.ct1 (Control)

```

1  * ISAS-A10 Phi-V Simulation
2
3  .exec
4  j=16
5
6  while j <= 22
7      echo j=%&j
8      k=1
9      while k <= 10
10         echo i=%&k
11         set bias=%&j
12         source ISAS-A10.cir
13         run
14         print V0#branch v(4) > raw/%&(j)-%&(k)-raw.dat
15         k=k+1
16     end
17     j=j+1
18 end
19 .endc
20
21 .end

```

リスト F.2 ISAS-A10.cir (Netlist)

```

1  * ISAS-A10 (10 Series Array)
2
3  I0 0 1 %&j%u
4  I1 0 2 sin(0 30u 1meg)
5  V0 2 3 0
6  R0 3 10 1
7  X0 10 11 1 20 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.70 R=10.45
8  X1 11 12 20 21 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
9  X2 12 13 21 22 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
10 X3 13 14 22 23 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
11 X4 14 15 23 24 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
12 X5 15 16 24 25 ISAS-A Lin=68p L=54p K=0.67 R=10.45
13 X6 16 17 25 26 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
14 X7 17 18 26 27 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
15 X8 18 19 27 28 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.68 R=10.45
16 X9 19 0 28 0 ISAS-A Lin=68p L=54.5p K=0.71 R=10.45
17 X10 1 4 LPF

```

```

18
19 .subckt ISAS-A 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=50p Lin=50p K=0.7 R=10 T=4.2 dt=1n
20 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
21 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
22 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
23 C0 6 3 Cap
24 C1 3 1 Cap
25 I0 6 3 noise(R,T,dt)
26 I1 3 1 noise(R,T,dt)
27 K1 L2 L3 K
28 K2 L0 L1 K
29 L0 7 5 Lin
30 L1 6 4 L
31 L2 5 2 Lin
32 L3 4 1 L
33 R0 6 3 R
34 R1 3 1 R
35 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
36 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)
37 *Ideal JJ
38 .ends ISAS-A
39
40 .subckt LPF 5 7
41 C0 6 0 10p
42 C1 3 0 10p
43 C2 7 0 10p
44 E0 4 0 5 0 1.0
45 E1 2 0 6 0 1.0
46 E2 1 0 3 0 1.0
47 R0 4 6 10
48 R1 2 3 10
49 R2 1 7 10
50 .ends LPF
51
52 .tran 1n 1u
53
54 .end

```

F.1.2 ISAS-B10

リスト F.3 ISAS-B10.ct1 (Control)

```

1 * ISAS-B10 Phi-V Simulation
2
3 .exec
4 j=16
5
6 while j <= 22
7     echo j=%&j
8     k=1
9     while k <= 10
10        echo i=%&k
11        set bias=%&j
12        source ISAS-B10.cir
13        run
14        print V0#branch v(4) > raw/%&(j)-%&(k)-raw.dat
15        k=k+1
16    end
17    j=j+1
18 end
19 .endc
20
21 .end

```

リスト F.4 ISAS-B10.cir (Netlist)

```

1 * ISAS-B10 (10 Series Array)
2
3 I0 0 1 %&j%u
4 I1 0 2 sin(0 30u 1meg)
5 V0 2 3 0
6 R0 3 10 1

```

```

7 X0 10 11 1 20 ISAS-B Lin=67.5p L=54p K=0.70 R=15.01
8 X1 11 12 20 21 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
9 X2 12 13 21 22 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
10 X3 13 14 22 23 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.67 R=15.01
11 X4 14 15 23 24 ISAS-B Lin=67.5p L=54p K=0.68 R=15.01
12 X5 15 16 24 25 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.67 R=15.01
13 X6 16 17 25 26 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.67 R=15.01
14 X7 17 18 26 27 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
15 X8 18 19 27 28 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
16 X9 19 0 28 0 ISAS-B Lin=67.5p L=55p K=0.71 R=15.01
17 X10 1 4 LPF
18
19 .subckt ISAS-B 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=50p Lin=50p K=0.7 R=15 T=4.2 dt=1n
20 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
21 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
22 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
23 C0 6 3 Cap
24 C1 3 1 Cap
25 I0 6 3 noise(R,T,dt)
26 I1 3 1 noise(R,T,dt)
27 K1 L2 L3 K
28 K2 L0 L1 K
29 L0 7 5 Lin
30 L1 6 4 L
31 L2 5 2 Lin
32 L3 4 1 L
33 R0 6 3 R
34 R1 3 1 R
35 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
36 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)
37 *Ideal JJ
38 .ends ISAS-B
39
40 .subckt LPF 5 7
41 C0 6 0 10p
42 C1 3 0 10p
43 C2 7 0 10p
44 E0 4 0 5 0 1.0
45 E1 2 0 6 0 1.0
46 E2 1 0 3 0 1.0
47 R0 4 6 10
48 R1 2 3 10
49 R2 1 7 10
50 .ends LPF
51
52 .tran 1n 1u
53
54 .end

```

F.1.3 ISAS-C10

リスト F.5 ISAS-C10.ct1 (Control)

```

1 * ISAS-C10 Phi-V Simulation
2
3 .exec
4 j=16
5
6 while j <= 22
7     echo j=%&j
8     k=1
9     while k <= 10
10         echo i=%&k
11         set bias=%&j
12         source ISAS-C10.cir
13         run
14         print V0#branch v(4) > raw/%&(j)-%&(k)-raw.dat
15         k=k+1
16     end
17     j=j+1
18 end
19 .endc
20

```

21 .end

リスト F.6 ISAS-C10.cir (Netlist)

```

1  * ISAS-C10 (10 Series Array)
2
3  I0 0 1 $&j%u
4  I1 0 2 sin(0 30u 1meg)
5  V0 2 3 0
6  R0 3 10 1
7  X0 10 11 1 20 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.65 R=10.83
8  X1 11 12 20 21 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
9  X2 12 13 21 22 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.63 R=10.83
10 X3 13 14 22 23 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
11 X4 14 15 23 24 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.62 R=10.83
12 X5 15 16 24 25 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.63 R=10.83
13 X6 16 17 25 26 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
14 X7 17 18 26 27 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.63 R=10.83
15 X8 18 19 27 28 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
16 X9 19 0 28 0 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.65 R=10.83
17 X10 1 4 LPF
18
19 .subckt ISAS-C 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=50p Lin=50p K=0.7 R=10 T=4.2 dt=1n
20 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
21 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
22 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
23 C0 6 3 Cap
24 C1 3 1 Cap
25 I0 6 3 noise(R,T,dt)
26 I1 3 1 noise(R,T,dt)
27 K1 L2 L3 K
28 K2 L0 L1 K
29 L0 7 5 Lin
30 L1 6 4 L
31 L2 5 2 Lin
32 L3 4 1 L
33 R0 6 3 R
34 R1 3 1 R
35 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
36 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)
37 *Ideal JJ
38 .ends ISAS-C
39
40 .subckt LPF 5 7
41 C0 6 0 10p
42 C1 3 0 10p
43 C2 7 0 10p
44 E0 4 0 5 0 1.0
45 E1 2 0 6 0 1.0
46 E2 1 0 3 0 1.0
47 R0 4 6 10
48 R1 2 3 10
49 R2 1 7 10
50 .ends LPF
51
52 .tran 1n 1u
53
54 .end

```

F.1.4 ISAS-D40

リスト F.7 ISAS-D40.ct1 (Control)

```

1  * ISAS-D40 Phi-V Simulation
2
3  .exec
4  j=32
5
6  while j <= 42
7      echo j=$&j
8      k=1
9      while k <= 5

```

```

10      echo i=$&k
11      set bias=$&j
12      source ISAS-D40.cir
13      run
14      print V0#branch v(4) > raw/$&(j)-$&(k)-raw.dat
15      k=k+1
16  end
17  j=j+2
18 end
19 .endc
20
21 .end

```

リスト F.8 ISAS-D40.cir (Netlist)

```

1  * ISAS-D40 (40 Series Array)
2
3  I0 0 1 $&j%u
4  I1 0 2 sin(0 100u 1meg)
5  V0 2 3 0
6  R0 3 10 1
7  X0 10 11 1 50 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.65 R=8.02
8  X1 11 12 50 51 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
9  X2 12 13 51 52 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
10 X3 13 14 52 53 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
11 X4 14 15 53 54 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
12 X5 15 16 54 55 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
13 X6 16 17 55 56 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
14 X7 17 18 56 57 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
15 X8 18 19 57 58 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
16 X9 19 20 58 59 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
17 X10 20 21 59 60 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
18 X11 21 22 60 61 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
19 X12 22 23 61 62 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
20 X13 23 24 62 63 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
21 X14 24 25 63 64 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
22 X15 25 26 64 65 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
23 X16 26 27 65 66 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
24 X17 27 28 66 67 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
25 X18 28 29 67 68 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
26 X19 29 30 68 69 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
27 X20 30 31 69 70 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
28 X21 31 32 70 71 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
29 X22 32 33 71 72 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
30 X23 33 34 72 73 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
31 X24 34 35 73 74 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
32 X25 35 36 74 75 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
33 X26 36 37 75 76 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
34 X27 37 38 76 77 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
35 X28 38 39 77 78 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
36 X29 39 40 78 79 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
37 X30 40 41 79 80 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
38 X31 41 42 80 81 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
39 X32 42 43 81 82 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
40 X33 43 44 82 83 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
41 X34 44 45 83 84 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
42 X35 45 46 84 85 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
43 X36 46 47 85 86 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
44 X37 47 48 86 87 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
45 X38 48 49 87 88 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
46 X39 49 0 88 0 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.65 R=8.02
47 X40 1 4 LPF
48
49 .subckt ISAS-D 7 2 4 3 Area=0.02 Cap=0.06p L=25p Lin=25p K=0.7 R=8 T=4.2 dt=1n
50 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
51 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
52 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
53 C0 6 3 Cap
54 C1 3 1 Cap
55 I0 6 3 noise(R,T,dt)
56 I1 3 1 noise(R,T,dt)
57 K1 L2 L3 K
58 K2 L0 L1 K

```

```

59 L0 7 5 Lin
60 L1 6 4 L
61 L2 5 2 Lin
62 L3 4 1 L
63 R0 6 3 R
64 R1 3 1 R
65 .model ijj1 jj (rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
66 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)
67 *Ideal JJ
68 .ends ISAS-D
69
70 .subckt LPF 5 7
71 C0 6 0 10p
72 C1 3 0 10p
73 C2 7 0 10p
74 E0 4 0 5 0 1.0
75 E1 2 0 6 0 1.0
76 E2 1 0 3 0 1.0
77 R0 4 6 10
78 R1 2 3 10
79 R2 1 7 10
80 .ends LPF
81
82 .tran 1n 1u
83
84 .end

```

F.1.5 ISAS-E40

リスト F.9 ISAS-E40.ct1 (Control)

```

1  * ISAS-E40 Phi-V Simulation
2
3  .exec
4  j=40
5
6  while j <= 52
7      echo j=%&j
8      k=1
9      while k <= 5
10         echo i=%&k
11         set bias=%&j
12         source ISAS-E40.cir
13         run
14         print V0#branch v(4) > raw/%&(j)-%&(k)-raw.dat
15         k=k+1
16     end
17     j=j+2
18 end
19 .endc
20
21 .end

```

リスト F.10 ISAS-E40.cir (Netlist)

```

1  * ISAS-E40 (40 Series Array)
2
3  I0 0 1 %&j%u
4  I1 0 2 sin(0 100u 1meg)
5  V0 2 3 0
6  R0 3 10 1
7  X0 10 11 1 50 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.64 R=10.45
8  X1 11 12 50 51 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
9  X2 12 13 51 52 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
10 X3 13 14 52 53 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
11 X4 14 15 53 54 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
12 X5 15 16 54 55 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
13 X6 16 17 55 56 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
14 X7 17 18 56 57 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
15 X8 18 19 57 58 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
16 X9 19 20 58 59 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
17 X10 20 21 59 60 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45

```

```

18 X11 21 22 60 61 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
19 X12 22 23 61 62 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
20 X13 23 24 62 63 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
21 X14 24 25 63 64 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
22 X15 25 26 64 65 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
23 X16 26 27 65 66 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
24 X17 27 28 66 67 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
25 X18 28 29 67 68 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
26 X19 29 30 68 69 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
27 X20 30 31 69 70 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
28 X21 31 32 70 71 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
29 X22 32 33 71 72 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
30 X23 33 34 72 73 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
31 X24 34 35 73 74 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
32 X25 35 36 74 75 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
33 X26 36 37 75 76 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
34 X27 37 38 76 77 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
35 X28 38 39 77 78 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
36 X29 39 40 78 79 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
37 X30 40 41 79 80 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
38 X31 41 42 80 81 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
39 X32 42 43 81 82 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
40 X33 43 44 82 83 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
41 X34 44 45 83 84 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
42 X35 45 46 84 85 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
43 X36 46 47 85 86 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
44 X37 47 48 86 87 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
45 X38 48 49 87 88 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
46 X39 49 0 88 0 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
47 X40 1 4 LPF
48
49 .subckt ISAS-E 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=20p Lin=20p K=0.7 R=10 T=4.2 dt=1n
50 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
51 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
52 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
53 C0 6 3 Cap
54 C1 3 1 Cap
55 I0 6 3 noise(R,T,dt)
56 I1 3 1 noise(R,T,dt)
57 K1 L2 L3 K
58 K2 L0 L1 K
59 L0 7 5 Lin
60 L1 6 4 L
61 L2 5 2 Lin
62 L3 4 1 L
63 R0 6 3 R
64 R1 3 1 R
65 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
66 + icrit=2.5m, r0=1, rn=1, cap=0)
67 *Ideal JJ
68 .ends ISAS-E
69
70 .subckt LPF 5 7
71 C0 6 0 10p
72 C1 3 0 10p
73 C2 7 0 10p
74 E0 4 0 5 0 1.0
75 E1 2 0 6 0 1.0
76 E2 1 0 3 0 1.0
77 R0 4 6 10
78 R1 2 3 10
79 R2 1 7 10
80 .ends LPF
81
82 .tran 1n 1u
83
84 .end

```

F.2 ノイズ特性シミュレーションコード

動作点が複数あるものについては例として1つのみ示す。

F.2.1 ISAS-A10

リスト F.11 ISAS-A10.ctl (Control)

```

1  * ISAS-A10 Noise Simulation
2
3  .exec
4
5  k=1
6  repeat 10
7      echo i=%&k
8      source ISAS-A10.cir
9      run
10     print V0#branch v(4) > raw/%&(k)-raw.dat
11     k=k+1
12 end
13
14 .endc
15
16 .end

```

リスト F.12 ISAS-A10.cir (Netlist)

```

1  * ISAS-A10 (10 Series Array)
2
3  I0 0 1 19u
4  I1 0 2 5.02u
5  V0 2 3 0
6  R0 3 10 1
7  X0 10 11 1 20 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.70 R=10.45
8  X1 11 12 20 21 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
9  X2 12 13 21 22 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
10 X3 13 14 22 23 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
11 X4 14 15 23 24 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
12 X5 15 16 24 25 ISAS-A Lin=68p L=54p K=0.67 R=10.45
13 X6 16 17 25 26 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
14 X7 17 18 26 27 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.67 R=10.45
15 X8 18 19 27 28 ISAS-A Lin=68p L=53.5p K=0.68 R=10.45
16 X9 19 0 28 0 ISAS-A Lin=68p L=54.5p K=0.71 R=10.45
17 X10 1 4 LPF
18
19 .subckt ISAS-A 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=50p Lin=50p K=0.7 R=10 T=4.2 dt=1n
20 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
21 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
22 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
23 C0 6 3 Cap
24 C1 3 1 Cap
25 I0 6 3 noise(R,T,dt)
26 I1 3 1 noise(R,T,dt)
27 K1 L2 L3 K
28 K2 L0 L1 K
29 L0 7 5 Lin
30 L1 6 4 L
31 L2 5 2 Lin
32 L3 4 1 L
33 R0 6 3 R
34 R1 3 1 R
35 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
36 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)
37 *Ideal JJ
38 .ends ISAS-A
39
40 .subckt LPF 5 7
41 C0 6 0 10p
42 C1 3 0 10p
43 C2 7 0 10p
44 E0 4 0 5 0 1.0
45 E1 2 0 6 0 1.0
46 E2 1 0 3 0 1.0
47 R0 4 6 10
48 R1 2 3 10

```



```

49 R2 1 7 10
50 .ends LPF
51
52 .tran 1n 1u
53
54 .end

```

F.2.2 ISAS-B10

リスト F.13 ISAS-B10.ct1 (Control)

```

1 * ISAS-B10 Noise Simulation
2
3 .exec
4
5 k=1
6 repeat 10
7     echo i=%&k
8     source ISAS-B10.cir
9     run
10    print V0#branch v(4) > raw/%&(k)-raw.dat
11    k=k+1
12 end
13
14 .endc
15
16 .end

```

リスト F.14 ISAS-B10.cir (Netlist)

```

1 * ISAS-B10 (10 Series Array)
2
3 I0 0 1 20u
4 I1 0 2 2.76u
5 V0 2 3 0
6 R0 3 10 1
7 X0 10 11 1 20 ISAS-B Lin=67.5p L=54p K=0.70 R=15.01
8 X1 11 12 20 21 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
9 X2 12 13 21 22 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
10 X3 13 14 22 23 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.67 R=15.01
11 X4 14 15 23 24 ISAS-B Lin=67.5p L=54p K=0.68 R=15.01
12 X5 15 16 24 25 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.67 R=15.01
13 X6 16 17 25 26 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.67 R=15.01
14 X7 17 18 26 27 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
15 X8 18 19 27 28 ISAS-B Lin=67.5p L=53.5p K=0.68 R=15.01
16 X9 19 0 28 0 ISAS-B Lin=67.5p L=55p K=0.71 R=15.01
17 X10 1 4 LPF
18
19 .subckt ISAS-B 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=50p Lin=50p K=0.7 R=15 T=4.2 dt=1n
20 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
21 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
22 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
23 C0 6 3 Cap
24 C1 3 1 Cap
25 I0 6 3 noise(R,T,dt)
26 I1 3 1 noise(R,T,dt)
27 K1 L2 L3 K
28 K2 L0 L1 K
29 L0 7 5 Lin
30 L1 6 4 L
31 L2 5 2 Lin
32 L3 4 1 L
33 R0 6 3 R
34 R1 3 1 R
35 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
36 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)
37 *Ideal JJ
38 .ends ISAS-B
39
40 .subckt LPF 5 7
41 C0 6 0 10p
42 C1 3 0 10p

```

```

43 C2 7 0 10p
44 E0 4 0 5 0 1.0
45 E1 2 0 6 0 1.0
46 E2 1 0 3 0 1.0
47 R0 4 6 10
48 R1 2 3 10
49 R2 1 7 10
50 .ends LPF
51
52 .tran 1n 1u
53
54 .end

```

F.2.3 ISAS-C10

リスト F.15 ISAS-C10.ct1 (Control)

```

1 * ISAS-C10 Noise Simulation
2
3 .exec
4
5 k=1
6 repeat 10
7     echo i=$&k
8     source ISAS-C10.cir
9     run
10    print V0#branch v(4) > raw/$&(k)-raw.dat
11    k=k+1
12 end
13
14 .endc
15
16 .end

```

リスト F.16 ISAS-C10.cir (Netlist)

```

1 * ISAS-C10 (10 Series Array)
2
3 I0 0 1 20u
4 I1 0 2 2.56u
5 V0 2 3 0
6 R0 3 10 1
7 X0 10 11 1 20 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.65 R=10.83
8 X1 11 12 20 21 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
9 X2 12 13 21 22 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.63 R=10.83
10 X3 13 14 22 23 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
11 X4 14 15 23 24 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.62 R=10.83
12 X5 15 16 24 25 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.63 R=10.83
13 X6 16 17 25 26 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
14 X7 17 18 26 27 ISAS-C Lin=80.5p L=61p K=0.63 R=10.83
15 X8 18 19 27 28 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.63 R=10.83
16 X9 19 0 28 0 ISAS-C Lin=80.5p L=61.5p K=0.65 R=10.83
17 X10 1 4 LPF
18
19 .subckt ISAS-C 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=50p Lin=50p K=0.7 R=10 T=4.2 dt=1n
20 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
21 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
22 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
23 C0 6 3 Cap
24 C1 3 1 Cap
25 I0 6 3 noise(R,T,dt)
26 I1 3 1 noise(R,T,dt)
27 K1 L2 L3 K
28 K2 L0 L1 K
29 L0 7 5 Lin
30 L1 6 4 L
31 L2 5 2 Lin
32 L3 4 1 L
33 R0 6 3 R
34 R1 3 1 R
35 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
36 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)

```

```

37 *Ideal JJ
38 .ends ISAS-C
39
40 .subckt LPF 5 7
41 C0 6 0 10p
42 C1 3 0 10p
43 C2 7 0 10p
44 E0 4 0 5 0 1.0
45 E1 2 0 6 0 1.0
46 E2 1 0 3 0 1.0
47 R0 4 6 10
48 R1 2 3 10
49 R2 1 7 10
50 .ends LPF
51
52 .tran 1n 1u
53
54 .end

```

F.2.4 ISAS-D40

リスト F.17 ISAS-D40.ct1 (Control)

```

1 * ISAS-D40 Noise Simulation
2
3 .exec
4
5 k=1
6 repeat 10
7     echo i=%&k
8     source ISAS-D40.cir
9     run
10    print V0#branch v(4) > raw/%&(k)-raw.dat
11    k=k+1
12 end
13
14 .endc
15
16 .end

```

リスト F.18 ISAS-D40.cir (Netlist)

```

1 * ISAS-D40 (40 Series Array)
2
3 I0 0 1 40u
4 I1 0 2 6.30u
5 V0 2 3 0
6 R0 3 10 1
7 X0 10 11 1 50 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.65 R=8.02
8 X1 11 12 50 51 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
9 X2 12 13 51 52 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
10 X3 13 14 52 53 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
11 X4 14 15 53 54 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
12 X5 15 16 54 55 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
13 X6 16 17 55 56 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
14 X7 17 18 56 57 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
15 X8 18 19 57 58 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
16 X9 19 20 58 59 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
17 X10 20 21 59 60 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
18 X11 21 22 60 61 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
19 X12 22 23 61 62 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
20 X13 23 24 62 63 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
21 X14 24 25 63 64 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
22 X15 25 26 64 65 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
23 X16 26 27 65 66 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
24 X17 27 28 66 67 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
25 X18 28 29 67 68 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
26 X19 29 30 68 69 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
27 X20 30 31 69 70 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
28 X21 31 32 70 71 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
29 X22 32 33 71 72 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
30 X23 33 34 72 73 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02

```

```

31 X24 34 35 73 74 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
32 X25 35 36 74 75 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
33 X26 36 37 75 76 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
34 X27 37 38 76 77 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
35 X28 38 39 77 78 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
36 X29 39 40 78 79 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
37 X30 40 41 79 80 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
38 X31 41 42 80 81 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
39 X32 42 43 81 82 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
40 X33 43 44 82 83 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
41 X34 44 45 83 84 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
42 X35 45 46 84 85 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
43 X36 46 47 85 86 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
44 X37 47 48 86 87 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
45 X38 48 49 87 88 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.63 R=8.02
46 X39 49 0 88 0 ISAS-D Lin=33.5p L=24p K=0.65 R=8.02
47 X40 1 4 LPF
48
49 .subckt ISAS-D 7 2 4 3 Area=0.02 Cap=0.118p L=25p Lin=25p K=0.7 R=8 T=4.2 dt=1n
50 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
51 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
52 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
53 C0 6 3 Cap
54 C1 3 1 Cap
55 I0 6 3 noise(R,T,dt)
56 I1 3 1 noise(R,T,dt)
57 K1 L2 L3 K
58 K2 L0 L1 K
59 L0 7 5 Lin
60 L1 6 4 L
61 L2 5 2 Lin
62 L3 4 1 L
63 R0 6 3 R
64 R1 3 1 R
65 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
66 + icrit=1m, r0=1, rn=1, cap=0)
67 *Ideal JJ
68 .ends ISAS-D
69
70 .subckt LPF 5 7
71 C0 6 0 10p
72 C1 3 0 10p
73 C2 7 0 10p
74 E0 4 0 5 0 1.0
75 E1 2 0 6 0 1.0
76 E2 1 0 3 0 1.0
77 R0 4 6 10
78 R1 2 3 10
79 R2 1 7 10
80 .ends LPF
81
82 .tran 1n 1u
83
84 .end

```

F.2.5 ISAS-E40

リスト F.19 ISAS-E40.ctl (Control)

```

1 * ISAS-E40 Noise Simulation
2
3 .exec
4
5 k=1
6 repeat 10
7     echo i=%k
8     source ISAS-E40.cir
9     run
10    print V0#branch v(4) > raw/%k--raw.dat
11    k=k+1
12 end
13
14 .endc

```

```

15
16 .end

```

リスト F.20 ISAS-E40.cir (Netlist)

```

1  * ISAS-E40 (40 Series Array)
2
3  I0 0 1 50u
4  I1 0 2 6.91u
5  V0 2 3 0
6  R0 3 10 1
7  X0 10 11 1 50 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.64 R=10.45
8  X1 11 12 50 51 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
9  X2 12 13 51 52 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
10 X3 13 14 52 53 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
11 X4 14 15 53 54 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
12 X5 15 16 54 55 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
13 X6 16 17 55 56 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
14 X7 17 18 56 57 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
15 X8 18 19 57 58 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
16 X9 19 20 58 59 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
17 X10 20 21 59 60 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
18 X11 21 22 60 61 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
19 X12 22 23 61 62 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
20 X13 23 24 62 63 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
21 X14 24 25 63 64 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
22 X15 25 26 64 65 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
23 X16 26 27 65 66 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
24 X17 27 28 66 67 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
25 X18 28 29 67 68 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
26 X19 29 30 68 69 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
27 X20 30 31 69 70 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
28 X21 31 32 70 71 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
29 X22 32 33 71 72 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
30 X23 33 34 72 73 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
31 X24 34 35 73 74 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
32 X25 35 36 74 75 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
33 X26 36 37 75 76 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
34 X27 37 38 76 77 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
35 X28 38 39 77 78 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
36 X29 39 40 78 79 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
37 X30 40 41 79 80 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
38 X31 41 42 80 81 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
39 X32 42 43 81 82 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
40 X33 43 44 82 83 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
41 X34 44 45 83 84 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
42 X35 45 46 84 85 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
43 X36 46 47 85 86 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
44 X37 47 48 86 87 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
45 X38 48 49 87 88 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
46 X39 49 0 88 0 ISAS-E Lin=30.875p L=21.5p K=0.62 R=10.45
47 X40 1 4 LPF
48
49 .subckt ISAS-E 7 2 4 3 Area=0.01 Cap=0.06p L=20p Lin=20p K=0.7 R=10 T=4.2 dt=1n
50 *@ define noise(res,temp,int) gauss(sqrt(2*boltz*temp/res/int),0,int,1)
51 B0 6 3 9 ijj1 area=Area
52 B1 3 1 8 ijj1 area=Area
53 C0 6 3 Cap
54 C1 3 1 Cap
55 I0 6 3 noise(R,T,dt)
56 I1 3 1 noise(R,T,dt)
57 K1 L2 L3 K
58 K2 L0 L1 K
59 L0 7 5 Lin
60 L1 6 4 L
61 L2 5 2 Lin
62 L3 4 1 L
63 R0 6 3 R
64 R1 3 1 R
65 .model ijj1 jj(rtype=0, cct=1, icon=10m, vg=2.8m, delv=0.08m,
66 + icrit=2.5m, r0=1, rn=1, cap=0)
67 *Ideal JJ
68 .ends ISAS-E

```

```
69
70 .subckt LPF 5 7
71 C0 6 0 10p
72 C1 3 0 10p
73 C2 7 0 10p
74 E0 4 0 5 0 1.0
75 E1 2 0 6 0 1.0
76 E2 1 0 3 0 1.0
77 R0 4 6 10
78 R1 2 3 10
79 R2 1 7 10
80 .ends LPF
81
82 .tran 1n 1u
83
84 .end
```

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*, pp. 195–198. Department of Physics, Tokyo Metropolitan University, 1-1 Minami-Osawa, Hachioji, Tokyo 192-0397, Japan, December 2009.
- [2] Joel N Bregman. The Search for the Missing Baryons at Low Redshift. *Annual Review of Astronomy & Astrophysics*, Vol. 45, No. 1, pp. 221–259, September 2007.
- [3] Renyue Cen and Jeremiah P Ostriker. Where Are the Baryons? *The Astrophysical Journal*, Vol. 514, No. 1, pp. 1–6, March 1999.
- [4] Renyue Cen and Jeremiah P Ostriker. Where Are the Baryons? II. Feedback Effects. *The Astrophysical Journal*, Vol. 650, No. 2, pp. 560–572, October 2006.
- [5] J Clarke. Advances in SQUID magnetometers. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, Vol. 27, No. 10, pp. 1896–1908, 1980.
- [6] J Clarke. Principles and applications of SQUIDS. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 77, No. 8, pp. 1208–1223, 1989.
- [7] John Clarke and Alex I. Braginski, editors. *The SQUID Handbook: Fundamentals and Technology of SQUIDS and SQUID Systems*. Wiley-VCH, 1 edition, August 2004.
- [8] K Enpuku, H Doi, G Tokita, and T Maruo. Method for improving voltage modulation depth of high T_c DC SQUID with large inductance. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, Vol. 5, No. 2, pp. 2762–2765, 1995.
- [9] K Enpuku, G Tokita, T Maruo, and T Minotani. Parameter dependencies of characteristics of a high-T_c dc superconducting quantum interference device. *Journal of Applied Physics*, Vol. 78, No. 5, pp. 3498–3503, September 1995.
- [10] J W Fowler, W. B. Doriese, G. Hilton, K Irwin, D Schmidt, G Stiehl, D Swetz, J. N. Ullom, and L Vale. Optimization and Analysis of Code-Division Multiplexed TES Microcalorimeters. *Journal of Low Temperature Physics*, in press.
- [11] T Hagihara, K Mitsuda, N Y Yamasaki, M. Nomachi, M. Kokubun, Y. Takei, T. Yuasa, and H. Odaka. Development of High Count-Rate Digital Processing System with SpaceWire for TES-Calorimeter Array. *Journal of Low Temperature Physics*, Vol. 151, No. 3, pp. 997–1002, May 2008.
- [12] Toshishige Hagihara. 撮像型 X 線 TES マイクロカロリメーターのデジタル信号処理. Master's thesis, University of Tokyo, 2008.
- [13] T Hara, K Tanaka, K Maehata, K Mitsuda, N Y Yamasaki, M Ohsaki, K Watanabe, X Yu, T Ito, and Y Yamanaka. Microcalorimeter-type energy dispersive X-ray spectrometer for a transmission electron microscope.

- Journal of Electron Microscopy*, Vol. 59, No. 1, pp. 17–26, February 2010.
- [14] 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.
 - [15] G. Hölzer, M. Fritsch, M. Deutsch, J. Härtwig, and E. Förster. K α 1,2 and K β 1,3 x-ray emission lines of the 3d transition metals. *Physical Review A (Atomic)*, Vol. 56, No. 6, pp. 4554–4568, December 1997.
 - [16] 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.
 - [17] K. D. Irwin, M. D. Niemack, J. Beyer, H. M. Cho, W. B. Doriese, G. C. Hilton, C. D. Reintsema, D. R. Schmidt, J. N. Ullom, and L. R. Vale. Code-division multiplexing of superconducting transition-edge sensor arrays. *Superconductor Science & Technology*, Vol. 23, No. 3, p. 4004, March 2010.
 - [18] Kent D. Irwin. *Phonon-mediated particle detection using superconducting tungsten transition-edge sensors*. PhD thesis, Stanford University, 1995.
 - [19] Shunsuke Kimura. X 線マイクロカロリメータ信号多重化用 8 入力 SQUID の性能評価. Master's thesis, University of Tokyo, January 2007.
 - [20] S Kohjiro, N Simizu, S Kiryu, N Chiba, and M Koyanagi. Study of current peaks in DC SQUID with integrated coupling coil. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, Vol. 3, No. 1, pp. 1853–1857, 1993.
 - [21] Mark A. Lindeman. *Microcalorimetry and the transition-edge sensor*. PhD thesis, University of California at Davis, 2000.
 - [22] 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.
 - [23] John C. Mather. Bolometer noise: nonequilibrium theory. *Applied Optics*, Vol. 21, No. 6, pp. 1125–1129, March 1982.
 - [24] 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)*, Vol. 62, pp. 197–254, November 1985.
 - [25] Toshiyuki Miyazaki. *New Readout Method for High Energy Resolution X-ray Microcalorimeters*. PhD thesis, University of Tokyo, 2001.
 - [26] Toshimitsu Morooka. 超伝導量子干渉素子アレイを用いた低雑音電流増幅器に関する研究. PhD thesis, 2004.
 - [27] S H Moseley, J. C. Mather, and D McCammon. Thermal detectors as x-ray spectrometers. *Journal of Applied Physics*, Vol. 56, No. 5, pp. 1257–1262, September 1984.
 - [28] Shuichi Nagasawa. SRL Nb 標準プロセス (STD2) の設計仕様, June 2008.
 - [29] Shuichi Nagasawa. SRL 10kA/cm² Nb 標準プロセス (STD3) の設計仕様, February 2010.
 - [30] T. Ohashi, M. Ishida, S. Sasaki, Y. Ishisaki, K Mitsuda, N Y Yamasaki, R. Fujimoto, Y. Takei, Y. Tawara, A. Furuzawa, Y. Suto, Y. Yoshikawa, H. Kawayara, N. Kawai, T. G. Tsuru, K. Matsushita, and T. Kitayama. DIOS: the diffuse intergalactic oxygen surveyor. *Space Telescopes and Instrumentation II: Ultraviolet to Gamma Ray. Edited by Turner*, Vol. 6266, p. 12, July 2006.
 - [31] S Oishi, Y Ishisaki, Y. Ezoe, Y. Abe, Y Enokijima, R Hosoya, T. Ohashi, K Mitsuda, T Morooka, and K Tanaka. Development of Superconducting Multilayer Wiring for Large Arrays of TES X-Ray Microcalorimeters. *Journal of Low Temperature Physics*, in press.
 - [32] Tapani Ryhänen, Heikki Seppä, Risto Ilmoniemi, and Jukka Knuutila. SQUID magnetometers for low-frequency applications. *Journal of Low Temperature Physics*, Vol. 76, No. 5, pp. 287–386, September 1989.

-
- [33] Yoh Takei. 超伝導遷移端 (TES 型)X 線マイクロカロリメータの熱的、電氣的応答とノイズ原因の物理的考察. Master's thesis, University of Tokyo, 2004.
- [34] Keiichi Tanaka, Akikazu Odawara, Atsushi Nagata, Masanori Ikeda, Yukari Baba, Satoshi Nakayama, and Kazuo Chinone. Transition edge sensor energy-dispersive spectrometer (TES EDS) using a cryogen-free dilution refrigerator for material analysis. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, Vol. 559, No. 2, pp. 737–739, April 2006.
- [35] Claudia D. Tesche and John Clarke. dc SQUID: Noise and optimization. *Journal of Low Temperature Physics*, Vol. 29, No. 3, pp. 301–331, November 1977.
- [36] H Weinstock, editor. *SQUID Sensors: Fundamentals, Fabrication and Applications (NATO Science Series E: Applied Sciences)*, Vol. 329. Springer, 1 edition, November 1996.
- [37] Kohji Yoshikawa, Klaus Dolag, Yasushi Suto, Shin Sasaki, Noriko Y Yamasaki, Takaya Ohashi, Kazuhisa Mitsuda, Yuzuru Tawara, Ryuichi Fujimoto, Tae Furusho, Akihiro Furuzawa, Manabu Ishida, Yoshitaka Ishisaki, and Yoh Takei. Locating the Warm–Hot Intergalactic Medium in the Simulated Local Universe. *Publications of the Astronomical Society of Japan*, Vol. 56, pp. 939–957, December 2004.
- [38] Hiroshi Yoshitake. TES 型 X 線マイクロカロリメータのアレイ化と分光性能向上に関する研究. Master's thesis, University of Tokyo, March 2009.