修士論文

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

東京大学大学院 理学系研究科 物理学専攻 修士課程 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

平社 航

平成 23 年 2月 8日

概要

銀河団の高温ガス等、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要である。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 程度の大規模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 Surveyer) では、銀河団間に分布する $10^5 - 10^7$ K の温度を持ったバリオンを 3 次元的にマッピングするため、X 線マイクロカロリメータを 16 × 16 素子でアレイ化する必要がある。

X 線マイクロカロリメータは~100 mK の極低温で動作させるため、大規模アレイでは配線からの熱流 入が問題となり信号の多重化が必須である。我々は素子ごとに異なる周波数で駆動し、磁気的に信号を加 算して室温にて検波する、磁場加算方式による周波数空間多重化を考案した。

磁場加算方式による信号多重化のための実験はこれまでにも行われていて、X 線マイクロカロリメータ の交流駆動のための多入力 SQUID や、室温部の広帯域 SQUID 駆動回路等を開発してきた。うち広帯域 SQUID 駆動回路については高スルーレート化と広帯域化が課題になっていて、従来までの駆動回路では 室温 – 低温間の配線位相回りの影響により、駆動帯域が数 100 kHz に制限されていた。そこで我々は、 AM 変調を応用した配線間位相回りをキャンセルして SQUID を安定に交流駆動させる BBFB(ベースバ ンドフィードバック)方式を発案し、それを基に新しい駆動回路を製作した。本修士論文の目的は、この SQUID 駆動回路 (BBFB 回路) を試験評価することで BBFB の原理を実証し、カロリメータの交流駆動 と多素子化に目処をつけることである。

回路の評価の前に、我々が信号取得に用いる SQUID のパラメタを算出した。その結果は文献値とコン システントであり、宇宙研のセットアップで SQUID を正常に読み出せることを示した。SQUID の帯域 は数 MHz 以上であり、カロリメータ交流駆動に必要な帯域を満たしていた。さらに実験環境、GND 周り を再考した結果、我々が開発した8入力 SQUID のノイズレベルを10倍近く改善することに成功した。 次に回路単体を室温下で測定した。実験によって BBFB 方式でのフィードバックが正常にかかることを 実証し、そして我々が製作した BBFB 回路がカロリメータの交流駆動が要求する性能を満たしているこ とを示した。その次に回路と SQUID を接続した状態での読み出し系の評価を行い、SQUID を 1MHz 帯 域でフィードバックすることが可能か、性能は各個で評価したときのデータで再現できるか、SQUID を 含めた読み出し系の性能はカロリメータの読み出しには適しているか等について考察した。その結果、従 来の駆動回路よりも 10 倍近く広い 5 MHz 帯域での SQUID フィードバックに初めて成功した。回路の 位相余裕は 30 度ほどあり、安定に動作していることが分かった。また、カロリメータの信号帯域である 10 kHz でゲイン 10 を確保でき、従来よりも大きなスルーレートを実現した。回路が作るノイズレベルも カロリメータ以下 ($30 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) である。以上を踏まえると、今回製作した回路によって我々が製作して いる X 線マイクロカロリメータの読み出しが十分に可能であると結論した。さらに、我々は 4 入力に対 応した SQUID 駆動回路 (4 入力用 BBFB 回路) を製作した。多入力用になると素子間のクロストークが 信号に与える影響が問題になる。本論文では SQUID をつけない状態でクロストーク成分について考察し た。実験の結果、クロストーク成分が回路のゲインから予測できる予想通りの振る舞いをしていることが 明らかになった。そしてクロストーク成分の大きさによって、SQUID を含む回路の入力限界電流を制限 することに成功した。さらにクロストーク成分の多くは適切なスペーシング周波数と適切な周波数帯域で のフィルタリング処理を施せば影響を無視できることを示した。

最後に、カロリメータの交流駆動に向けたコンポーネントを自作し評価を行った。カロリメータ交流駆動 にあたり超伝導線でできたコイルや数 mΩ かつ寄生インピーダンスが非常に小さい抵抗等が必要になる が、これらを市販品で揃えるのは難しい。自作したコンポーネントを測定した結果、超低インピーダンス の測定については厳密には評価できなかったものの、寄生成分に上限をつけることに成功し、その結果か 本修士論文の成果は、1. 位相回り問題を克服した広帯域 SQUID 駆動回路を評価し、カロリメータの交 流駆動が可能かつ多素子化への目処をつけたこと、2.SQUID パラメタを測定して TES の交流駆動に十分 な帯域を持つことを示し、3. カロリメータ交流駆動に必要なコンポーネントを製作評価し実験室でカロリ メータの駆動への足がかりを作ったこと、である。本論文により宇宙研でのセットアップでのカロリメー 夕交流駆動に向けて一歩前進したと言えるだろう。

目次

第1章	X 線天	文学と分光観測	1
1.1	X 線分	光による宇宙の進化の解明	1
	1.1.1 n	nissing baryon 問題	2
1.2	次世代の	DX線分光器に要求される性能	2
	1.2.1 D	DIOS ミッション	4
	1.2.2 X	〔線マイクロカロリメータ	5
1.3	本修士詞	魚文の目的	6
第2章	X 線マ	イクロカロリメータの動作原理	7
2.1	X 線マ·	イクロカロリメータとは	7
	2.1.1 则	3.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1.1	7
	2.1.2 活]度計	8
2.2	遷移端淵	温度計 TES	9
2.3	電熱フィ	ィードバック ETF	9
	2.3.1	『熱フィードバックの一般論と電流応答性	11
	2.3.2 J	ミ際の回路における補正	13
	挨	そ似定電圧バイアスの補正	13
	1	(ンダクタンスの補正	14
2.4	固有ノイ	イズ	16
2.5	最適フィ	ィルタとエネルギー分解能	18
第3章	SQUID	電流計を用いた読み出し系	21
3.1	dc-SQU	IID の原理	21
	3.1.1 质	夏理と等価回路	21
	3.1.2 d	c-SQUID のノイズ	23
	3	ジョンソンノイズ	23
	3	/ョットノイズ	24
3.2	磁束固定	$ \mathbb{E} \mu - \mathcal{J} $ FLL (Flux Locked Loop)	24
	3.2.1 F	LL の方式	24
	3.2.2 S	QUID アンプの 原理	25
	3.2.3 F	`LL の応答	25
	3.2.4 북	封域	26
3.3	測定に月	flいる SQUID	26
	厚]波数帯域	28
3.4	TSS の	応答....................................	29
	訪	読み出し系のノイズレベル	30

第4章	章 TES 型カロリメータの信号多重化	
4.1	多素子読み出しの方式	31
	4.1.1 単純加算方式	31
	4.1.2 時分割方式	32
	4.1.3 周波数分割方式	32
	電流加算方式	33
	電圧加算方式(加算ループ方式)・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	34
	磁場加算方式。	34
4.2	周波数分割マルチプレクスの原理	35
	491 准借	35
	4.9.9 カロリメータの交流取動の原理	35
		30
12		41
4.0		41
第5章	SQUID パラメタの測定	43
5.1	測定セットアップ	43
5.2	後段 SSA のパラメタの算出	47
	5.2.1 実験手法と測定パラメタ	47
	5.2.2 入力相互インダクタンス	49
	5.2.3 Φ - V カーブ	50
	5.2.4 動抵抗	51
	5.2.5 ノイズレベル	54
5.3	前段 8 input SQUID のパラメタ測定	54
	5.3.1 結果考察 5.3.1 結果考察	54
5.4	TSS のパラメタ測定	58
5.5	SOUID パラメタ測定まとめ	60
第6章	SQUID 信号多重化用回路 (BBFB 回路) の原理	65
6.1	解決すべき課題と仕様検討....................................	65
	6.1.1 SQUID 出力を増幅する前置アンプ	65
	6.1.2 位相検波部	66
	6.1.3 信号増幅部	66
	6.1.4 フィードバック部	66
6.2	BBFB 回路の概要	66
ケッエ		71
<i> </i>		71
(.1	I 八/J用 BBFB 凹路の評価争項	(1
	(.1.1 帝魂	71
	評1屾力法	73
	結果考察	73
	7.1.2 ノイススペクトル ノー・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	77
	7.1.3 1 入力 BBFB 回路まとめ	78
7.2	4 入力 BBFB 回路の測定	79
	7.2.1 回路構成	79
	7.2.2 測定	79

	7.2.3	2 入力間漏れ込み電圧の測定 84
		原理
		測定方法
		結果考察
7.3	TSS	下でのフィードバック
	7.3.1	セットアップ
	7.3.2	測定
	7.3.3	TSS 下でのフィードバックまとめ 99
7.4	+ τ!	Jア周波数とループゲイン減衰の関係性についての測定 $\dots \dots \dots$
	7.4.1	目的
	7.4.2	TSS のゲイン測定
		導入
		結果考察
	7.4.3	4K プローブ配線インピーダンスの測定 108
		セットアップ
		配線の状況
		結果考察
		SPICE を用いたゲイン曲線の再現109
	7.4.4	配線インピーダンス測定まとめ
7.5	BBF	B 回路測定まとめ
第8章	TES	5 カロリメータ交流駆動に向けた試験 119
8.1	シャン	ント抵抗のインピーダンス測定
	8.1.1	· シャント基板の説明 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·
	8.1.2	測定セットアップ
		AC ブリッジ回路での抵抗測定
		ネットワークアナライザを用いたインピーダンス測定
	8.1.3	結果考察
8.2	イング	ダクタの評価
	8.2.1	レイアウト、測定方法
	8.2.2	結果考察
8.3	キャノ	パシタの評価
	8.3.1	結果考察
8.4	擬似	TES 抵抗の評価
8.5	LC 🗆	7ィルタと擬似 TES 抵抗からなる回路の評価
	8.5.1	結果考察
8.6	まとめ	
空へ主	÷ 1	- H L A //
弗 9 草 ₀ 1	まと	- 920 - 920 - 137 - 137 - 137
9.1	4修∃ 0.1.1	
	9.1.1	BQUID ハフスクの測定
	9.1.2	SQUID 语写多里化用凹路の測定137
	9.1.3	TES フロリメータ父流駆動に向けた試験138

iii

A.1	ループゲイン	. 139
A.2	ノイズ	. 140
	開ループの場合	. 140
	閉ループの場合・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	. 140
付録 B B.1	修繕前の 4 入力 BBFB 回路の測定 ダミーセンサ治具での評価....................................	143 . 143
付録 C	測定に使用した機器	147
付録 D	略語集	149

第1章

X線天文学と分光観測

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 150 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ようになっ 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ので きない暗黒物質 (dark matter)によって作られており、銀河はその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 はすざく衛星が投入され、結像性能や有効面積において過去の衛星をはるかに上回る性能を達成している。

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



図 1.1 (4) の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。



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:銀河、左下:10⁷K 以上の高温ガス、右下:WHIM。

現在では宇宙に存在する全バリオン量はある宇宙論モデルのもとで詳細に求められている。WMAP(Wilkinson Microwave Anisotropy Probe)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度のものは、バリオン総量のたった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が未だ検出されていないこの問題をmissin 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 (Warm-Hot intergalactic Medium: WHIM) 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 (19) のシミューレションによって言われており、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、電離酸素のアバンダンスが最も大きく、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 観測が行われてきた。だが、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。逆に OVII、OVIII の輝線吸収線を X 線でダイレクトに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 missng 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。

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 造が分離できないと、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



図 1.3 柱密度で表した原子の電離状態の温度分布。ガスの柱密度の総数を $10^{19} {
m cm}^{-2}$ 、金属量を $0.1 Z_{\odot}$ と仮定している (2)。

ネルギーの決定精度が制限されてしまうからである。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 Kα 線について考える。 ヘ リウム様に電離された鉄の Kα 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 ¹S₀、1s2s ³S₁、1s2p ¹P₁、1s2p ³P の 4 つの状態に分裂する。このうち 1s2p ¹P₁ → 1s² ¹S₀ は双極子遷移によって 6698 eV の共鳴 X 線を放射する (11)。一方、1s2s ³S₁ → 1s² ¹S₀ と 1s2p ³P → 1s² ¹S₀ 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。従ってこれらの微細構造を分離するためには、 $\Delta E < 10$ 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=2 keV の 光学的に薄いプラズマから放射される 6.7 keV の鉄輝線を、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分離できているのが分かる。もちろん、電離酸素輝線についてもこの限 りである。

 100 km s^{-1} 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。従って、天体の運動を正確に知るため には、エネルギー分解能 ~ 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。高分解 X 線分光を行うには高い光子統計が必要である。そのためには有効面積 の大きな (スループットの大きな)X 線望遠鏡と組み合わせる必要があり、これまでに実現しているハイスループット な X 線望遠鏡中で最も優れた空間分解能が 15 秒角であることを考えると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 ($E/\Delta E \sim 3000 - 6000$) を有し、 30×30 ピクセルで 2 cm × 2 cm 程度の面積をカバーすることである。



図 1.4 温度 kT = 2 keV の光学的に薄いプラズマから放射される 6.7 keV の鉄輝線を、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)

1.2.1 DIOS ミッション

4

WHIM 検出のため、我々は軟 X 線精密分光ミッション DIOS(Diffuse interglactic Oxygen Surveyor)を進めて いる((16)等)。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 10⁵ – 10⁷K 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 はこれを明かにし宇宙の構造形成史にも迫る。

(19)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 $10^{11}/\text{erg/cm}^2/\text{sr}$ があれば、全バリオンの 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 1Msec 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、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 比を稼ぐことが出来 ず、点源に対しては IXO 等に 1 桁近く劣ることになる。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すざく衛星の 40 倍以上を持つことができる。 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。



図 1.5 DIOS の視野 × 面積、エネルギー分解能を他の衛星と比較したもの。小型衛星ながら広がった天体に対しては他よりも検出感度に優れている。

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点で性能不足であり、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 α 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を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 (~100 mK) において高いエネルギー分解能を達 成できる (第2章)。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て高速応答であるため、高い計数率で用いることができることが利点である。し かし高い X線検出効率と高いエネルギー分解能を両立させることが難しく、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、大フォーマット化に向けて、超伝導遷移端を利用した温度 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 (宇宙研 + 首都大東京のグループ)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)。また、米国 NASA の 素子では 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。何らかのマルチプレクス を行うことによって、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。このことを利用することによって 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 (13; 20; 24; 25)。



図 1.6 我々の研究グループがインハウス製作した 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)。参照 (1)

1.3 本修士論文の目的

DIOS ミッションに向け、本研究では TES カロリメータの撮像化を目指した研究を行う。多数の素子をマルチ プレクス化する方法の一つとして周波数分割方式があり、これを実現するにはカロリメータを交流で駆動する必要が ある。しかし現状では SQUID を含めた読み出し系の帯域が不足していて 1 素子の交流駆動も十分に出来ていない。 本研究では周波数分割方式を使った新たな読み出し回路を開発し、それを評価した上でカロリメータの交流駆動が可 能であるかを考察した。

第2章

X線マイクロカロリメータの動作原理

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 (~0.1 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、温度計、熱リンク、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、吸収体の熱容量を C として

$$\Delta T = \frac{E}{C} \tag{2.1}$$

と書ける*1。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。吸収体は、熱浴と弱い熱リンクによって つながっているため、吸収体で生じた熱は熱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 の変化は

$$C\frac{d\Delta T}{dt} = -G\Delta T \tag{2.2}$$

と表される。ただし、G は熱リンクの熱伝導度である。従って、素子の温度上昇は時定数

$$\tau = \frac{C}{G} \tag{2.3}$$

で指数関数的に減衰していく。

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。吸収体中のフォノン数は $N \sim CT/k_{\rm B}T = C/k_{\rm B}$ と書けるので、素子の熱揺らぎは、

$$\Delta U \sim \sqrt{N} k_{\rm B} T = \sqrt{k_{\rm B} T^2 C} \tag{2.4}$$

となる。§2.5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原理的なエネルギー分解能の限界は、

$$\Delta E_{\rm FWHM} = 2.35\xi \sqrt{k_{\rm B}T^2C} \tag{2.5}$$

と書ける (15)。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 ($\sim 0.1 \text{ K}$) で非常に高いエネルギー分解能が達成される。

2.1.1 吸収体

X 線光子は光電効果によって吸収体に吸収される。エネルギー分解能を向上させるには、式 (2.5) から分かるよう に熱容量 C を小さく、つまり吸収体を小さくすればよい。一方、検出効率を高くするためには、吸収体は大きい方が よい。吸収体の大きさはこれらのトレードオフで決まる。

^{*1} 実際には温度計や、吸収体の支持構造の熱容量が無視できない場合もある。



図 2.1 X 線マイクロカロリメータの構造

これとは別に、吸収体を選ぶ際に考慮しなければならない性質として、熱化 (thermalization) にかかる時間がある。 熱化が遅いと熱が逃げてしまい、エネルギー分解能が悪くなる。このように、吸収体として用いる物質は高い吸収効 率、小さい熱容量、速い熱化という条件を同時に満たすものが適している。

一般的に、絶縁体と半導体は、バンドギャップの不純物準位に電子が捕捉されて準安定な状態を作ってしまい、熱化 という点で劣ることが多い。常伝導金属は熱化が非常に速いが、電子比熱が大きいためにサイズが限られる。逆に超 伝導体は超伝導遷移温度よりも十分低温では電子比熱が小さいため、原子番号が大きく、デバイ温度が高い超伝導体 を用いれば、比熱を抑えつつ高い検出効率を達成できる。しかし、超伝導遷移温度よりも十分な低温では準粒子の寿 命が長くなって、一般的には熱化が非常に遅くなる。これらの特徴を考慮して、すざく衛星に搭載された X 線分光装 置 XRS では、吸収体として HgTe を使用していた。他の物質としては Au や Bi、Cu などがよく用いられている。

2.1.2 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、

$$\alpha \equiv \frac{d\ln R}{d\ln T} = \frac{T}{R} \frac{dR}{dT}$$
(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。

8

2.2 遷移端温度計 TES

遷移端温度計 (TES: 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て 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。それゆえに、TES カロリメータでは吸収体 の熱容量の大きさに対するマージンが大きくなり、熱化の速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。



図 2.2 超伝導遷移端を模式的に示した図。横軸が温度、縦軸が抵抗。

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ー対が 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。

TES は温度計として非常に高い感度を持つにも関わらず、薄膜の非一様性、遷移の非線形性、ダイナミックレンジ が狭い等の理由によって 90 年代まではあまり使われてこなかった。ところが、超伝導薄膜を定電圧バイアスで動作 させることによって強い負の電熱フィードバックをかけ、自動的に動作点を狭い遷移端中に保つという方法が提唱さ れ(6;7;9)、TES カロリメータが注目されるようになった。今では次世代 X 線線天文学用分光器の最有力候補であ る。次節に、電熱フィードバック中でのカロリメータの動作、エネルギー分解能について述べる。

2.3 電熱フィードバック ETF

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。このよ うなフィードバックを電熱フィードバック (ETF: Electro-Thermal Feedback) と呼ぶ

実際には 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。

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 $P_{
m b}\equiv V_{
m b}^2/R_0$ 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、

$$P_{\rm b} = \frac{G_0}{n} \left(T_0^n - T_{\rm bath}^n \right) \tag{2.7}$$



図 2.3 左図:理想的な定電圧バイアス 右図:シャント抵抗を使って疑似的に作る定電圧バイアス

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、素子の内部エネルギーの変化は熱の収支に 等しいので、

$$C\frac{dT}{dt} = \frac{V_{\rm b}^2}{R(T)} - \frac{G_0}{n} \left(T^n - T_{\rm bath}^n\right)$$
(2.8)

が成り立つ。温度上昇 ΔT は 1 次の近似で、

$$C\frac{d\Delta T}{dt} \simeq -\frac{V_{\rm b}^2}{R_0^2} \Delta R - G_0 T^{n-1} \Delta T$$
(2.9)

$$= -\frac{P_{\rm b}\alpha}{T}\Delta T - G\Delta T \tag{2.10}$$

となり、その解は、

$$\Delta T = \Delta T_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \tag{2.11}$$

である。ただし、 τ_{eff} は実効時定数 (effective time constant) であり、系の固有時定数 $\tau_0 \equiv C/G$ を用いて、

$$\tau_{\rm eff} \equiv \frac{C/G}{1 + \frac{P_{\rm b}\alpha}{GT}} \tag{2.12}$$

$$=\frac{\tau_0}{1+\frac{P_{\rm b}\alpha}{GT}}\tag{2.13}$$

と表すことできる。

(2.7)式、(2.13)式より、 $\tau_{\rm eff}$ は

$$\tau_{\rm eff} = \frac{\tau_0}{1 + \frac{\alpha}{n} \left(1 - \left(\frac{T_s}{T}\right)^n\right)} \tag{2.14}$$

と書ける。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、

$$\tau_{\rm eff} = \frac{\tau_0}{1 + \frac{\alpha}{n}} \tag{2.15}$$

$$\approx \frac{n}{\alpha} \tau_0$$
 (2.16)

と近似できる。ただし、(2.16)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

10

よって応答速度が非常に速くなることが分かる。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、

$$\Delta I = \frac{V_{\rm b}}{R(T_0 + \Delta T)} - \frac{V_{\rm b}}{R(T_0)}$$
(2.17)

$$\simeq -\frac{\Delta R}{R}I\tag{2.18}$$

$$\simeq -\alpha \frac{E}{CT}I \tag{2.19}$$

となる。

2.3.1 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 $\delta Pe^{i\omega t}$ 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 $\delta Pe^{i\omega t}$ に対する温度変化は $\delta Te^{i\omega t}$ で表されると仮定する。フィードバックが かかっていないときは、入射エネルギーは熱浴への排熱と素子の内部エネルギー上昇に割り当てられ、

$$P_{\text{bgd}} + \delta P e^{i\omega t} = \bar{G}(T - T_{\text{bath}}) + G\delta T e^{i\omega t} + i\omega C\delta T e^{i\omega t}$$
(2.20)

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

$$P_{\rm bgd} = \bar{G}(T - T_{\rm bath}) \tag{2.21}$$

である。(2.20) 式と(2.21) 式から、*δT* は *δP* を用いて

$$\delta T = \frac{1}{G} \frac{1}{1 + i\omega\tau_0} \delta P \tag{2.22}$$

電熱フィードバックがかかった状態では素子は定電圧でバイアスされるので、エネルギー保存の式は、

$$P_{\rm bgd} + \delta P e^{i\omega t} + P_{\rm b} + \delta P_{\rm b} e^{i\omega t} = \bar{G}(T - T_s) + G\delta T e^{i\omega t} + i\omega C\delta T e^{i\omega t}$$
(2.23)

となる。また、定電圧バイアスでは以下の関係が成り立つ。

$$\delta P_{\rm b} e^{i\omega t} = \frac{dP_{\rm b}}{dI} \delta I e^{i\omega t} = V_{\rm b} \delta I e^{i\omega t} \tag{2.24}$$

$$\delta I e^{i\omega t} = \frac{dI}{dR} \delta R e^{i\omega t} = \frac{d}{dR} \left(\frac{V_{\rm b}}{R} \right) \delta R e^{i\omega t} = -\frac{V_{\rm b}}{R^2} \delta R e^{i\omega t}$$
(2.25)

$$\delta R e^{i\omega t} = \frac{dR}{dT} \delta T e^{i\omega t} = \alpha \frac{R}{T} \delta T e^{i\omega t}$$
(2.26)

これらを使うと (2.23) 式は、

$$P_{\text{bgd}} + \delta P e^{i\omega t} + \frac{V_b^2}{R} - \frac{V_b^2}{R^2} \frac{dR}{dT} \delta T e^{i\omega t} = \bar{G}(T - T_s) + G\delta T e^{i\omega t} + i\omega C\delta T e^{i\omega t}$$
(2.27)

と書き換えられる。(2.27)式の解は、

$$\delta T e^{i\omega t} = \frac{1}{\alpha \frac{P_{\rm b}}{T} + G + i\omega C} \delta P e^{i\omega t}$$
(2.28)

$$= \frac{1}{G} \frac{1}{1 + \frac{\alpha P_{\rm b}}{GT}} \frac{1}{1 + i\omega \tau_{\rm eff}} \delta P \mathrm{e}^{i\omega t}$$
(2.29)

$$\tau_{\rm eff} \equiv \frac{1}{1 + \frac{\alpha P_{\rm b}}{GT}} \frac{C}{G} \tag{2.30}$$

は、(2.13) 式をトレースする。

電熱フィードバックを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

$$b = -V_{\rm b} \tag{2.31}$$

$$\mathcal{L}(\omega) = \frac{1}{G(1+i\omega\tau_0)} \times \alpha \frac{R}{T} \times \left(-\frac{I}{R}\right) \times (-V_{\rm b}) = \frac{\alpha P_{\rm b}}{GT} \frac{1}{1+i\omega\tau_0} \equiv \frac{\mathcal{L}_0}{1+i\omega\tau_0}$$
(2.32)

と書ける。ただし、

$$\mathcal{L}_0 \equiv \frac{\alpha P_{\rm b}}{GT} \tag{2.33}$$

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

$$S_I(\omega) \equiv \frac{\delta I}{\delta P} \tag{2.34}$$

は $\mathcal{L}(\omega)$ を使って、

$$S_I(\omega) = \frac{1}{b} \frac{\mathcal{L}(\omega)}{1 + \mathcal{L}(\omega)}$$
(2.35)

$$= -\frac{1}{V_{\rm b}} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1 + i\omega\tau_0} \tag{2.36}$$

$$= -\frac{1}{V_{\rm b}} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{\rm eff}}$$
(2.37)

と書ける。ただし、

$$\tau_{\rm eff} \equiv \frac{\tau_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \tag{2.38}$$

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

$$S_I(\omega) = -\frac{1}{V_{\rm b}} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{\rm eff}}$$
(2.39)

となる。さらに、入射波が系の熱化よりも十分に早い場合、つまり $\omega \ll 1/ au_{
m eff}$ を満たす周波数範囲では、

$$S_I = -\frac{1}{V_{\rm b}} \tag{2.40}$$

と表され、電圧 $V_{\rm b}$ の逆数になり、周波数に依らない。 $S_I(\omega)$ のことを特に電流応答性 (current responsivity) と呼ぶ ことがある。



図 2.4 電熱フィードバックのダイアグラム

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、

$$P(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E\delta(t) e^{i\omega t} dt$$
(2.41)

$$=\frac{L}{2\pi}$$
(2.42)

であるので、出力はそれに電流応答性をかけて、

$$I(\omega) = S_I(\omega)P(\omega) \tag{2.43}$$

$$= -\frac{E}{2\pi V_{\rm b}} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \frac{1}{1 + i\omega \tau_{\rm eff}}$$
(2.44)

と表される。これを逆フーリエ変換して時間軸に戻すと

$$I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} I(\omega) e^{-i\omega t} d\omega$$
(2.45)

$$= -\frac{1}{2\pi} \frac{E}{V_{\rm b}} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mathrm{e}^{-i\omega t}}{1 + i\omega\tau_{\rm eff}} d\omega$$
(2.46)

$$= -\frac{E}{V_{\rm b}\tau_{\rm eff}} \frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\rm eff}}\right)$$
(2.47)

$$= -\frac{\alpha E}{CT} I_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \tag{2.48}$$

となり、(2.19)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

$$\Delta T(\omega) = \frac{1}{G(1+i\omega\tau_0)} \frac{1}{1+\mathcal{L}(\omega)} P(\omega)$$
(2.49)

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{E}{G} \frac{1}{1 + \mathcal{L}_0} \frac{1}{1 + i\omega \tau_{\text{eff}}}$$
(2.50)

と書けるので、時間軸に直すと

$$\Delta T(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta T(\omega) e^{-i\omega t} d\omega$$
(2.51)

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{E}{G} \frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mathrm{e}^{-i\omega t}}{1 + i\omega\tau_{\mathrm{eff}}} d\omega$$
(2.52)

$$= \frac{E}{G\tau_{\text{eff}}} \frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right)$$
(2.53)

$$= \frac{E}{C} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \tag{2.54}$$

である。

ループゲイン \mathcal{L}_0 が一定とみなせる時、(2.47) 式より

$$\int V_{\rm b}I(t)dt = -\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1}E\tag{2.55}$$

従って、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 *E* に比例する。入射エネルギーのうち $\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0+1}$ はジュール発熱の変化で補償され、 $\frac{1}{\mathcal{L}_0+1}$ 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。

2.3.2 実際の回路における補正

擬似定電圧バイアスの補正

前節までの電熱フィードバックの議論では、擬似定電圧バイアスを理想的な定電圧バイアスと仮定していた。しか し実際に使用するシャント抵抗の値は数 mΩ 程度であり、TES の動作抵抗の数 % ほどの大きさを持つ。従って擬似 定電圧バイアスは厳密に理想的な定電圧ではなく、TES へのバイアス電圧、バイアス電流はシャント抵抗と分割され る。補正を行うには図 2.4 で 1/R $1/R(1 + \frac{R_s}{R})$ 、 $b = b(1 - \frac{R_s}{R})$ と置き換えれば良い。(2.25)、(2.26) 式は、

$$\frac{\delta I}{\delta R} = -\frac{I}{R(1+\frac{R_{\rm s}}{R})} \tag{2.56}$$

14

$$\frac{\delta P}{\delta I} = V_{\rm b} \left(1 - \frac{R_{\rm s}}{R} \right) \tag{2.57}$$

となる。ここから導けるループゲインは、

$$\mathcal{L}_{1} = \frac{\alpha P_{\rm b}}{GT} \frac{1 - \frac{R_{\rm s}}{R}}{1 + \frac{R_{\rm s}}{R}} = \mathcal{L}_{0} \frac{1 - \frac{R_{\rm s}}{R}}{1 + \frac{R_{\rm s}}{R}}$$
(2.58)

$$b_1 = -V_{\rm b} \left(1 - \frac{R_{\rm s}}{R} \right) = b \left(1 - \frac{R_{\rm s}}{R} \right) \tag{2.59}$$

となる。また、電流応答性は

$$S_I = -\frac{1}{V_{\rm b}(1 - \frac{R_{\rm s}}{R})} \frac{\mathcal{L}_1}{1 + \mathcal{L}_1} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{1,\rm eff}}$$
(2.60)

実行時定数は、

$$\tau_{1,\text{eff}} \equiv \frac{\tau_0}{1 + \mathcal{L}_1} \tag{2.61}$$

となる。



図 2.5 擬似定電圧バイアスを補正した電熱フィードバックのダイアグラム

インダクタンスの補正

先の小節では回路が抵抗成分のみを持つと仮定した場合を議論したが、実際の回路には配線や素子、シャントなど に寄生成分として ~ 100 nH 程度のインダクタンス成分が存在する。系を直流で駆動する場合には問題ないが、*f* ~ *R*/*L* 程度の周波数で交流駆動する場合には TES の応答にインダクタンス成分の影響が生じる。

一般的に、図 2.6 のようにインピーダンス Z₁、Z₂ を持つ回路においては、

$$\frac{\delta I}{\delta R} = -\frac{I}{R(1 + \frac{Z_{\text{tot}}}{R})} \tag{2.62}$$

$$\frac{\delta P}{\delta I} = V_{\rm b} \left(1 - \frac{Z_{\rm tot}}{R} \right) \tag{2.63}$$

が成り立つ。ここで $Z_{\text{tot}} = Z_1 + Z_2$ である。ループゲイン、電流応答性は、

$$\mathcal{L}(\omega) = \mathcal{L}_0 \frac{1 - \frac{Z_{\text{tot}}}{R}}{1 + \frac{Z_{\text{tot}}}{R}}$$
(2.64)

$$b(\omega) = b\left(1 - \frac{Z_{\text{tot}}}{R}\right) \tag{2.65}$$

$$S_I = \frac{1}{b(\omega)} \frac{\mathcal{L}(\omega)}{1 + \mathcal{L}(\omega)}$$
(2.66)



図 2.6 周波数依存性を持つインピーダンス Z₁、Z₂ を含んだ擬似定電圧バイアス回路

となる。ここからインピーダンスをR とLの和として表せばゲインの周波数依存性が分かりやすい。 $Z_{tot} = R_{tot} + i\omega L$ とおいた場合には、

$$\mathcal{L}(\omega) = \mathcal{L}_1 \frac{1}{1 + i\omega\tau_0} \frac{1 - i\omega\tau_{\text{el}2}}{1 + i\omega\tau_{\text{el}1}}$$
(2.67)

$$b(\omega) = b_1(1 - i\omega\tau_{\rm el2}) \tag{2.68}$$

$$S_I = \frac{\mathcal{L}_1}{b_1} \frac{1}{(\mathcal{L}_1 + 1 - \omega^2 \tau_0 \tau_{\text{el}1}) + i\omega(\tau_0 - (\mathcal{L}_0 - 1)\tau_{\text{el}1})}$$
(2.69)

と書くことができる。ただし τ_{el1} 、 τ_{el2} は LR 回路の時定数

$$\tau_{\rm el1} = \frac{L}{R + R_{\rm tot}} \tag{2.70}$$

$$\tau_{\rm el2} = \frac{L}{R - R_{\rm tot}} \tag{2.71}$$

である。さらに S_I は実効時定数 τ_{eff} を使って書き換えられ、

$$S_{I} = \frac{1}{b_{1}} \frac{\mathcal{L}_{1}}{1 + \mathcal{L}_{1}} \frac{1}{(1 - \omega^{2} \tau_{\text{eff}} \tau_{\text{el1}}) + i\omega(\tau_{\text{eff}} - \frac{\mathcal{L}_{0} - 1}{\mathcal{L}_{1} + 1})\tau_{\text{el1}}}$$
(2.72)

となる。(2.72)式は $\tau_{eff} < \tau_{el1}$ の場合には正のフィードバックがかかり、系は不安定になる。従って、回路が安定に交流駆動する条件として、素子、熱浴、発熱量によって決まる時定数 τ_{ell} が回路に含まれるインダクタンス成分によってリミットされる。

$$\tau_{\rm ell} > \frac{L}{(R + R_{\rm others})} \tag{2.73}$$

のとき系は交流駆動下でも電熱フィードバックを実現できる。カロリメータ交流駆動を議論する際には回路に存在 するインダクタンス成分を極力抑えることが必要になるが、素子の時定数を約 100 μ s、抵抗を数 10 – 100 m Ω と仮 定すれば、インダクタンス成分は大体数 10 – 100 μ H 程度に抑えられなければならない。

2.4 固有ノイズ

カロリメータのノイズには、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、読み出し系の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。これらのノイズ は特に固有ノイズ (intrinsic noise) と呼ばれる。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 § 3.1.2 で述べる。

マイクロカロリメータには2種類の原理的なノイズ源がある。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0でないために発生する熱揺らぎ(フォノンノイズ)である。図2.7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。



図 2.7 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

微小な熱揺らぎ $\delta P_{\rm ph}$ がもたらす電流の揺らぎは、

$$\delta I_{\rm ph} = -\frac{1}{V_{\rm b}} \frac{\mathcal{L}(\omega)}{1 + \mathcal{L}(\omega)} \delta P_{\rm ph}$$
(2.74)

$$=S_I \delta P_{\rm ph} \tag{2.75}$$

である。これより、フォノンノイズの電流密度は、

$$\delta I_{\rm ph}^2 = |S_I|^2 \delta P_{\rm ph}^2 \tag{2.76}$$

$$= \frac{1}{V_{\rm b}^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1}\right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_{\rm eff}^2} \delta P_{\rm ph}^2 \tag{2.77}$$

となる。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

$$\delta P_n^2 = 4k_B G T^2 \frac{\int_{T_s}^T \left(\frac{tk(t)}{Tk(T)}\right)^2 dt}{\int_{T_s}^T \left(\frac{k(t)}{k(T)}\right) dt}$$
(2.78)

$$\equiv 4k_B G T^2 \Gamma \tag{2.79}$$

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

$$\Gamma = \frac{n}{2n+1} \frac{1 - \theta^{-(2n+1)}}{1 - \theta^{-n}}$$
(2.80)

となる (10)。(2.79) 式を (2.77) 式に代入すると、フォノンノイズの電流密度は、

$$\delta I_{\rm ph}^2 = 4k_{\rm B}GT^2\Gamma|S_I|^2 \tag{2.81}$$

$$= \frac{4k_{\rm B}GT^2\Gamma}{b^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1}\right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_{\rm eff}^2} \tag{2.82}$$

$$=\frac{4k_{\rm B}GT^2\Gamma}{V_{\rm b}^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0+1}\right)^2 \frac{1}{1+\omega^2\tau_{\rm eff}^2}$$
(2.83)

と表される。

一方、ジョンソンノイズ $\delta V_{\rm J}$ による電流の揺らぎ $\delta I_{\rm J}^0$ は、

$$\delta I_{\rm J}^0 = \frac{\delta V_{\rm J}}{R} \tag{2.84}$$

であり、この揺らぎが系に入力されると、出力の揺らぎは、

$$\delta I_{\rm J} = \frac{1}{1 + \mathcal{L}(\omega)} \delta I_{\rm J}^0 \tag{2.85}$$

$$=\frac{\frac{1}{\mathcal{L}_0+1}+i\omega\tau_{\rm eff}}{1+i\omega\tau_{\rm eff}}\frac{\delta V_{\rm J}}{R}$$
(2.86)

$$=\frac{1}{\mathcal{L}_0+1}\frac{1+i\omega\tau_0}{1+i\omega\tau_{\rm eff}}\frac{\delta V_{\rm J}}{R}$$
(2.87)

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 $\delta V_{
m J}^2 = 4k_{
m B}TR$ と与えられるので、出力電流密度は

$$\delta I_{\rm J}^2 = \frac{4k_{\rm B}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1}\right)^2 \left|\frac{1 + i\omega\tau_0}{1 + i\omega\tau_{\rm eff}}\right|^2 \tag{2.88}$$

$$= \frac{4k_{\rm B}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1}\right)^2 \frac{1 + \omega^2 \tau_0^2}{1 + \omega^2 \tau_{\rm eff}^2}$$
(2.89)

$$= \begin{cases} \frac{4k_{\rm B}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0+1}\right)^2 & \text{if } \omega \ll \tau_0^{-1} \\ \frac{4k_{\rm B}T}{R} & \text{if } \omega \gg \tau_{\rm eff}^{-1} \end{cases}$$
(2.90)

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、 $\omega \gg \tau_{eff}^{-1}$ の周波数範囲では元の値に戻ることが分かる。

以上から、ジョンソンノイズとフォノンノイズによるノイズ電流密度は、 $0 \leq f < \infty$ 空間で

$$\delta I^2 = \delta I_{\rm J}^2 + \delta I_{\rm ph}^2 \tag{2.91}$$

$$= \frac{4k_{\rm B}T}{R} \left(\frac{1}{\mathcal{L}_0 + 1}\right)^2 \frac{1 + \omega^2 \tau_0^2}{1 + \omega^2 \tau_{\rm eff}^2} + 4k_{\rm B}GT^2 \Gamma \frac{1}{V_{\rm b}^2} \left(\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_0 + 1}\right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_{\rm eff}^2}$$
(2.92)

$$=\frac{4k_{\rm B}T}{R}\frac{\frac{1+\Gamma\alpha\mathcal{L}_0}{(\mathcal{L}_0+1)^2}+\omega^2\tau_{\rm eff}^2}{1+\omega^2\tau_{\rm eff}^2}$$
(2.93)

となる。これは強い電熱フィードバックの極限では、

$$\delta I^{2} = \frac{4k_{\rm B}T}{R} \frac{n/2 + \omega^{2} \tau_{\rm eff}^{2}}{1 + \omega^{2} \tau_{\rm eff}^{2}}$$
(2.94)

となる。図 2.8 にノイズ電流密度と信号の周波数特性の例を示す。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、

$$\frac{\delta I_{\rm ph}^2}{\delta I_{\rm J}^2} = \frac{\alpha \mathcal{L}_0 \Gamma}{1 + \omega^2 \tau_0^2} \tag{2.95}$$

従って、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 $\alpha \mathcal{L}_0 \Gamma$ 倍大きいが、 $\omega > \tau_0^{-1}$ ではジョンソンノイズの寄与が大きくなりはじめ、 $\omega \gg \tau_{\text{eff}}^{-1}$ 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

$$\frac{\delta P_{\text{signal}}^2}{\delta P_{\text{n}}} = \frac{2E^2}{4k_B G T^2 \Gamma} \tag{2.96}$$





図 2.8 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。

(2.37) 式と (2.90) 式より、ジョンソンノイズは電流応答性 S_I を用いて

$$\delta I_{\rm J}^2 = \frac{4k_{\rm B}T}{R} \frac{b^2(1+\omega^2\tau_0^2)}{\mathcal{L}_0^2} |S_I|^2 \tag{2.97}$$

とかける。(2.82) 式と (2.90) 式から、intrinsic ノイズは

$$\delta I^2 = \frac{4k_B T}{R} \frac{1 + \omega^2 \tau_0^2}{\mathcal{L}_0^2} b^2 |S_I|^2 + 4k_B G T^2 \Gamma |S_I|^2$$
(2.98)

となるので、 雑音等価パワー (noise equivalent power) NEP は

$$\operatorname{NEP}(f)^2 = \left|\frac{\delta I}{S_I}\right|^2 \tag{2.99}$$

$$=\frac{4k_BT}{R}\frac{b^2}{\mathcal{L}_0^2}\left(1+(2\pi f)^2\tau_0^2+\frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2}RGT\Gamma\right)$$
(2.100)

$$= 4k_B T P_{\rm b} \left(\frac{1 + (2\pi f)^2 \tau_0^2}{\mathcal{L}_0^2} + \frac{\alpha \Gamma}{\mathcal{L}_0} \right)$$
(2.101)

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、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、最適フィルタ処理を行うことにより、その誤差を小さくすることを考える (7;17)。

測定により得られたパルスをD(t)とし、周波数空間では

$$D(f) = A \times M(f) + N(f) \tag{2.102}$$

のように表されるとする。ただし、M(f) とN(f) はそれぞれ理想的なパルス (電流応答性 S_I と同等のもので、ここではモデルパルスと呼ぶ) とノイズのスペクトルであり、A は振幅を表す。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、

$$\chi^{2} \equiv \int \frac{|D(f) - A \times M(f)|^{2}}{|N(f)|^{2}} df$$
(2.103)

18

と定義すると、 χ^2 を最小にする A は、

$$\frac{\partial \chi^2}{\partial A} = 0 \tag{2.104}$$

より

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{DM^* + D^*M}{2|N|^2} df}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|M|^2}{|N|^2} df}$$
(2.105)

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。従って、

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{D(f)M(f)^*}{2|N|^2} df = -\int_{\infty}^{-\infty} \frac{D(-f)M(-f)^*}{2|N|^2} df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{M(f)D(f)^*}{2|N|^2} df$$
(2.106)

が成り立つので、Aは

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{DM^*}{|N|^2} df}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|M|^2}{|N|^2} df}$$
(2.107)

あるいは

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{D}{M} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{M}{N} \right|^2 df}$$
(2.108)

となる。(2.108)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分かる。(2.108)式はさらに

$$A = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} D(t) \mathcal{F}^{-1}\left(\frac{M(f)}{|N(f)|^2}\right) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \left|\frac{M}{N}\right|^2 df}$$
(2.109)

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

$$H = N \int_{-\infty}^{\infty} D(t)T(t)dt$$
(2.110)

あるいは離散的なデータ点に対して

$$H = N \sum_{i} D_i(t) T_i(t) \tag{2.111}$$

となる。ただし、N は最適な規格化定数、 $D_i(t)$ と $T_i(t)$ はそれぞれ離散化されたパルスデータとテンプレートである。モデルパルスとしては、実際に得られた X 線パルスの平均 (平均パルスと呼ぶ) を用いればよい*²。

Aの分散 σ^2 と χ^2 の間には

$$\frac{\partial^2 \chi^2}{\partial A^2} = \frac{2}{\sigma^2} \tag{2.112}$$

という関係があるので、

$$\sigma^2 = 2\left(\frac{\partial^2 \chi^2}{\partial A^2}\right)^2 = \left(\int_{-\infty}^{\infty} \left|\frac{M}{N}\right|^2 df\right)^{-1} = \left(\int_{0}^{\infty} \frac{4}{\operatorname{NEP}^2(f)} df\right)^{-1}$$
(2.113)

となる。従って最適フィルタ処理を施した場合のエネルギーの標準偏差 σ 、すなわちエネルギー分解能 (1σ) は雑音 等価パワー NEP(f) を用いて

$$\Delta E_{\rm rms} = \left(\int_0^\infty \frac{4df}{\text{NEP}^2(f)}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{2.114}$$

19

^{*&}lt;sup>2</sup> 平均パルスを M(f) として (2.109) 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 (2.109) 式を計算すると、D(f) = M(f)の時に $A = \lambda$ 射エネルギーとなる。

と表される (15)。(2.101) 式を (2.114) 式に代入すると、エネルギー分解能は、

$$\Delta E_{\rm rms} = \left(\int_0^\infty \frac{4df}{\frac{4k_B T}{R} \frac{b^2}{\mathcal{L}_0^2} \left((1 + (2\pi f)^2 \tau_0^2) + \frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2} RGT\Gamma \right)} \right)^{-\frac{1}{2}}$$
(2.115)

$$=\sqrt{\frac{4k_{\rm B}T}{R}\frac{b^2}{\mathcal{L}_0^2}\tau_0\sqrt{1+\frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2}RGT\Gamma}}$$
(2.116)

$$= \sqrt{4k_{\rm B}T^2 C \frac{b^2}{RGT\mathcal{L}_0^2} \sqrt{1 + \frac{\mathcal{L}_0^2}{b^2} RGT\Gamma}}$$
(2.117)

となる。 ξ を

$$\xi \equiv 2\sqrt{\frac{b^2}{RGT\mathcal{L}_0^2}\sqrt{1 + \frac{\Gamma}{\frac{b^2}{RGT\mathcal{L}_0^2}}}}$$
(2.118)

と定義すると、エネルギー分解能は半値全幅 (FWHM) で、

$$\Delta E_{\rm FWHM} = 2.35\xi \sqrt{k_{\rm B}T^2C} \tag{2.119}$$

となる。(2.118) 式に(2.31) 式と(2.33) 式を代入すると、

$$\xi = 2\sqrt{\frac{1}{\alpha\mathcal{L}_0}\sqrt{1+\alpha\mathcal{L}_0\Gamma}}$$
(2.120)

のように書ける。 $T_s \ll T$ の場合は、 $\Gamma \sim 1/2$ 、 $P_{\rm b} \sim GT/n$ 、 $\mathcal{L}_0 \sim \alpha/n$ であり、

$$\xi \simeq 2\sqrt{\sqrt{n/2}/\alpha} \tag{2.121}$$

となる。従って α が大きい場合は、原理的なエネルギー分解能の限界は $\alpha^{-1/2}$ に比例して良くなることが分かる。例 えば、 $\alpha \sim 1000$ では ξ が 0.1 以下にもなる。

第3章

SQUID 電流計を用いた読み出し系

TES の電流変化を読み出すには、TES の超微小な抵抗変化を検出できるだけの低インピーダンスの電流計が必要である。その点で SQUID は最良の電流計である。そこで本章では読み出し系として用いる dc-SQUID および SQUID AMP の動作原理について述べる。

SQUID には dc-SQUID と rf-SQUID の 2 種類がある。1 つのジョセフソン接合を交流電流でバイアスするのが rf-SQUID で、取り出し得る信号電力が大きい。これに対し 2 つのジョセフソン接合を直流電流でバイアスするのが dc-SQUID で、接合の強さをそろえるのは難しいが感度が高いという特徴をもつ。本論文では分解能を追求するため により低ノイズである dc-SQUID を用いている。SQUID に関しては (5; 23) などを参考にした。

3.1 dc-SQUID の原理

SQUID とは超伝導量子干渉計 (Superconducting Quantum Interference Device)の略であり、二つの超伝導体を 各々の波動関数が重なりを持つ程度に接近させるとその間で超伝導トンネル各間の位相差に比例した電流が流れると いう現象 (ジョセフソン効果)を利用した測定素子である。SQUID の元となるジョセフソン接合とは、2 つの超伝導 体の間に数 nm 程度の薄さの絶縁体または常伝導金属をサンドしたものであり、例えば我々が一連の測定で用いた SQUID のジョセフソン接合は Nb/AlO_x/Nb である。

3.1.1 原理と等価回路

dc-SQUID とは、同じ特性を持ったジョセフソン接合が並列に接続されているものである。SQUID には超伝導 ループが形成され、ループを貫く磁束によって電流が生じる仕組みである。dc-SQUID の等価回路は図 3.2 のよう に、ループインダクタ L と 2 つの RSJ 模型によって近似できる。RSJ 模型は、ジョセフソン接合の他に、SQUID のヒステリシスを防ぐためのシャント抵抗と、接合によってできた C で成り立っており、SQUID の振る舞いを理解 するためによく用いられている。

図 3.1 のように二つの超伝導体 A と B が二つのジョセフソン接合 1 と 2 を介してつながっている場合を考える。 二つの接合が同じ強さであるとするとそれぞれの接合に流れるジョセフソン電流は、

$$I_i = I_0 \sin(\theta_{iB} - \theta_{iA}) = I_0 \sin(\Delta \theta_i) \quad (i = 1, 2)$$

$$(3.1)$$

ループにかけるバイアス電流 *I_B* とすると、

$$I_B = I_1 + I_2 \tag{3.2}$$

超伝導体の中に積分路 A と B をとると (図 3.1 参照)、

$$(\theta_{1A} - \theta_{1B}) + (\theta_{2B} - \theta_{2A}) = \Delta\theta_2 - \Delta\theta_1 = 2\pi \frac{\Phi_{\text{ext}}}{\Phi_0}$$
(3.3)

となる。ループの中の磁束 Φ は、印加磁場 $\Phi_{
m ext}$ 、ループの自己インダクタンス L とループの循環電流 J を用いて

$$\Phi = \Phi_{\text{ext}} + LJ \quad (2J = I_1 - I_2) \tag{3.4}$$





図 3.2 SQUID の等価回路。SQUID 設計の際に容量 C をできるだけ小さく選ぶので、本論文では C の影響を無 視する。

⊠ 3.1 dc-SQUID

と書ける。簡単のためLが0のときを考える。(3.1)–(3.4)式より、 I_B は次のように書ける。

$$I_B = 2I_0 \cos\left(\pi \frac{\Phi_{\text{ext}}}{\Phi_0}\right) \sin\left(\Delta \theta_i + \pi \frac{\Phi_{\text{ext}}}{\Phi_0}\right) \quad (i = 1 \text{ or } 2)$$
(3.5)

ゆえに AB 間の全超伝導電流の最大値である臨界電流 I_c は Φ_{ext} の関数として

$$I_{\rm c} = 2I_0 \left| \cos \left(\pi \frac{\Phi_{\rm ext}}{\Phi_0} \right) \right| \tag{3.6}$$

となる。つまり、この並列接合の超伝導臨界電流はリングを貫く外部磁束により周期的に変動する。自己インダクタ ンスLが無視できる場合では臨界電流は0から $2I_0$ まで変化し100%の変調を受けることになる。

実際には、SQUID 自身のもつインダクタンス L を考慮すると、変調の割合が小さくなり感度が落ちる。 $-\frac{\pi}{2}$ < $\Delta \theta_i < \frac{\pi}{2}$ (i=1,2) 領域において、

$$I_i = I_0 \sin \Delta \theta_i \simeq \frac{2}{\pi} I_0 \Delta \theta_i \tag{3.7}$$

と近似すると *I_i* は (3.2)-(3.4) 式より、

$$I_i = \frac{1}{2} I_B \mp \frac{\Phi_{\text{ext}}}{L + \frac{\Phi_0}{2I_0}} \tag{3.8}$$

ただしi=1、2で異符号をとる。従って、自己インダクタンスLが存在することによる $\Phi_{\mathrm{ext}}=rac{\Phi_0}{2}$ での臨界電流の 減少 δI_c は、シールディングパラメタ β_L を

$$\beta_{\rm L} \equiv \frac{2LI_0}{\Phi_0} \tag{3.9}$$

と定義すると、

$$\delta I_c = \frac{2I_0}{1 + \beta_{\rm L}} \tag{3.10}$$

と書ける。L を考慮すると SQUID の臨界電流が $1/(1 + \beta_L)$ 倍小さくなる。

この素子にバイアス電流 *I* を流すと *I* > *I*_{max} のところから電圧が出始める。有限の磁束に対しては臨界電流が減 少しジョセフソン接合の両端に電位差が生じることから、磁束の変化を電圧の変化として読み出すことができる。こ の電圧状態の電流と電圧の関係は、

$$V = R\sqrt{I^2 - I_c^2} \tag{3.11}$$

で表せる。電流を多く流すと SQUID の超伝導は完全に破れ、シャント抵抗 R を持った回路になる。さらに素子の 近くにコイルを巻きそのコイルを流れる電流を磁束に変えて、電流/電圧変換器 (電流計) として用いることが可能で ある。SQUID 素子を電流計として用いる際の最大の特徴は、SQUID 素子の入力がフローティングであり測定する電 流を乱さない点である。

磁束 / 電圧変換係数は、SQUID への入力磁束がゼロの時と最大値 $(1/2\Phi_0)$ のときの電圧を比較することでおおまかに求めることができる。いま、dc-SQUID 素子のインピーダンスを $\frac{R}{2}$ と近似すれば、磁束ゼロの時と最大値のときの電位差は $(R/2)\delta I_{\text{max}}$ であるから、

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}\Phi} \approx \frac{R}{(1+\frac{1}{\beta_{\mathrm{r}}})L} = \frac{2I_0R}{(1+\beta_{\mathrm{L}})\Phi_0} \tag{3.12}$$

SQUID シャント抵抗の値 Rを 1 Ω 、L= 1 nH、 I_0 = 1 μ A を代入すると、大体 (3.12) 式は 2 μ V/ Φ_0 となる。

3.1.2 dc-SQUID のノイズ

この説では dc-SQUID の代表的ノイズを列挙する。SQUID は入力 – 出力間が線形ではなく、わずかなノイズ電圧 によってその動作点が変わってしまうことが多々ある。そのため、SQUID のノイズを把握し、測定の際に対策をし ておくことは重要である。

ジョンソンノイズ

常に抵抗状態にあるようにバイアスされている dc-SQUID では、SQUID のループを抵抗が R でインダクタンスが L の古典的な回路で置き換えられる。dc-SQUID には接合を短絡するシャント抵抗の熱雑音に由来する固有雑音があ り、熱雑音はリングの両端電圧 V とループの循環電流 J にゆらぎを与える。 $I_0 = 0$ つまり常伝導金属リングであれ ば両者の間には相関はなく、両者のスペクトルは、

$$S_V^0 = 4k_B T(R/2) = 2k_B TR (3.13)$$

$$S_J = 4k_B T/(2R) = \frac{2k_B T}{R}$$
 (3.14)

である。SQUID では J のゆらぎ δJ は磁束のゆらぎを与えること、また V が磁束の関数であることから両者は相関 をもつ。いま、電圧ゆらぎを電流ゆらぎの関数として以下のように表せると考える。

$$\delta V = \delta V^0 + \frac{dV}{d\Phi} \delta \Phi \tag{3.15}$$

$$=\delta V^0 + \frac{dV}{d\Phi} L\delta J \tag{3.16}$$

 $\delta V^0 \ge \delta J$ 自体には相関がないため、

$$|\delta V|^{2} = |\delta V^{0}|^{2} + |\frac{dV}{d\Phi}L|^{2}|\delta J|^{2}$$
(3.17)

この δV^0 、 δJ のスペクトルを (3.13) 式、(3.14) 式で近似し、さらに (3.12) 式を使うと、単体の dc -SQUID が持 つジョンソンノイズは、

$$S_V = 2k_B T R \left(1 + \left(1 + \frac{1}{\beta_{\rm L}} \right)^{-2} \right) \tag{3.18}$$

となる。

ショットノイズ

SQUID がつくるノイズはシャント抵抗起因のジョンソンノイズの他に、極低温では量子力学的なゆらぎから生じるショットノイズが効いてくる。数式化すると、

$$S_V = eI_0 R^2 \tag{3.19}$$

と表される。ショットノイズが効き始めるのは $k_{
m B}T < eV$ 程度まで温度が下がったときである。

3.2 磁束固定ループ FLL (Flux Locked Loop)

SQUID の入力 – 出力間の線形性は、SQUID の周期性から入力が $\pm 1/4\Phi_0$ の範囲に制限される。それを超えると SQUID の動作点が変わったりゲインが大きく変化して測定どころではなくなる。そのため、広い入力に大して線形 性を確保するために通常は負のフィードバック下で動作させることで SQUID への実質入力を抑えている。この動 作方式は、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。

3.2.1 FLL の方式



図 3.3 磁束固定ループ (FLL) 回路の模式図 左; ロックイン増幅方式 右; 直接読み出し方式。

一般的には FLL 回路は図 3.3 左のロックイン増幅方式で使用されることが多い。この方式では入力コイルと同様 に素子と磁気的に結合しているフィードバックコイルに、フィードバック電流と共に一定の振幅の数 100 kHz の変調 電流を流す。インプットコイルを経て SQUID ループに入力された信号磁束は変調を受ける。この変調された信号を トランス、または変調周波数に共鳴する直列共振回路で昇圧しインピーダンス整合をとり、前置アンプと結合させる。 前置アンプの出力は電流を参照信号としたロックイン増幅が行われ、さらにその出力は抵抗 R_{FB} によって電流に変 換され、フィードバックコイルを経て SQUID ループに磁束としてフィードバックされる。この方式は SQUID 出力 を室温部で直接受けるため読み出しのノイズが大きく、また、SQUID の周波数帯域を狭めてしまうことからカロリ メータの読み出しには向かない。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 アンプを用いて 低温で出力を増幅し、その出力を前置増幅器に直接読み出す方式をとる。

24

3.2.2 SQUID アンプの原理

SQUID アンプは、図 3.4 に示すように直列に並んだ多数の入力コイルと、それぞれに結合された多数の SQUID アレイから構成されている。これを SSA (Serial SQUID Array)と呼ぶ。直列に接続された SQUID の数は数 10 – 数 100 にも及び、これらを同位相で動作させることで信号を増幅する。SSA の利点は、低温で信号を増幅できるた めに読み出しノイズを抑えられること、SQUID 単体に比べてインピーダンスが数 10 – 数 100 倍大きいために、室 温の回路系とインピーダンス整合が取りやすいことである。また、ロックイン増幅を用いた場合に比べて数 MHz ま での広帯域化が可能である。本研究では前段を単体の SQUID、後段を SSA に配置した 2 段式の TSS (Two Stage SQUID)を使用している。TSS のダイアグラムを図 3.10 に示す。



図 3.4 SQUID アンプを用いたカロリメータ読み出し系 左:2 段式 SQUID アンプ (Two stage SQUID)、右:1 段式 SQUID アンプ (serial SQUID arrray)。

3.2.3 FLL の応答



FLL のダイアグラムは図 3.5 のように書ける。SQUID に磁気的に結合されたインプットコイルに流れる電流はインプットコイルと SQUID の相互インダクタンス $M_{\rm IN}$ により磁場 $\Phi_{\rm IN}$ として SQUID ループに入力される。SQUID に入力された磁場は SQUID ゲイン (図 3.5 の V_{Φ}) によって電圧に変換され室温の回路 (図 3.5 の $A(\omega)$) で増幅される。そして回路の出力の一部が帰還抵抗 $R_{\rm FB}$ で電流に変換され、フィードバックコイルの相互インダクタンス $M_{\rm FB}$

を介して SQUID に磁場 Φ_{FB} とフィードバックされる。FLL 回路のループゲインは

$$\mathcal{L}(\omega) = V_{\Phi} \frac{A(\omega)}{R_{\rm FB}} \frac{M_{\rm FB}}{\Phi_0}$$
(3.20)

となる。フィードバックにより実際に SQUID に入力される磁場は

$$(\Phi_{\rm IN} - \Phi_{\rm FB}) = \frac{\Phi_{\rm IN}}{1 + \mathcal{L}(\omega)}$$
(3.21)

となる。また、FLL の電流電圧変換係数は

$$\Xi = \frac{V_{\rm OUT}}{I_{\rm IN}} = \frac{\mathcal{L}}{1 + \mathcal{L}} \frac{M_{\rm IN}}{M_{\rm FB}} R_{\rm FB}$$
(3.22)

$$\approx \frac{M_{\rm IN}}{M_{\rm FB}} R_{\rm FB} \tag{3.23}$$

となる。最後の近似式は SQUID を含む回路のループゲインが 1 よりも十分に大きいときに成り立つもので、このと き Ξ は相互インダクタンスとフィードバック抵抗によってのみ決まることになる。

3.2.4 帯域

SQUID は周期 Φ_0 の周期関数であり、実質入力が概ね $\pm 1/4\Phi_0$ を超えると SQUID ゲインの正負が反転し FLL が成り立たなくなる。このとき SQUID の動作点が以前とは違うものになり、元には戻らなくなる。これをフラック スジャンプという。SQUID がフラックスジャンプをしない最大入力量は SQUID と回路のループゲインで決まる。 逆に言えば、ある入力量に対して SQUID が駆動できる周波数帯域が制限されてしまうということになる。入力限界 とループゲインの関係式は、

$$\frac{1}{1+\mathcal{L}(f)}\Phi_{\rm IN} < \frac{1}{4}\Phi_0 \tag{3.24}$$

となる。(3.24) 式の範囲内であれば SQUID 回路は正常に FLL を実現でき、かつ入力に対する線形性も確保される。ただし周期関数の線形性は実質入力が十分に小さいところで保証されているものであり、実質入力が大きくなれば周期関数を線形近似した 3 次の項が効き始めるため、厳密には線形ではなくなる。実際に我々の測定でも、入力が大きくなると SQUID 出力が頭打ちになり、正常な FLL が返せなくなる現象が確認されている。

3.3 測定に用いる SQUID



図 3.6 8 input SQUID の等価回路図 (左) と写真 (右)。1 つの dc-SQUID に 8 つの入力コイル (相互インダク タンス 100 pH、設計値) が並列に結合されている。SQUID と並列に伝達抵抗 R_a を介して後段 SSA へ行く配 線が付いている。

本測定では特に断りがない限り、データの取得は以下に説明する TSS で行うものとする。図 3.7、3.8 に TSS と 測定機器の接続図を載せる。本測定では TSS は液体ヘリウム温度 4K 下に置かれ、 接続は Al ボンディングワイヤ と Nb 配線で行われる。磁束入力を受ける前段 8 input SQUID は多入力、広帯域用に設計された SQUID である。 8 つの入力に対応し、それぞれが $M_{\rm IN} = 100$ pH の相互インダクタンスで SQUID ワッシャに磁気結合されている 構造であり、木村 (21) が測定評価を行っている。本測定で用いた 8 input SQUID の等価回路図を図 3.6 に載せる。 また、TSS のフィードバックは前段 8 iput SQUID にかける。SQUID ワッシャとフィードバックコイルとの相互イ ンダクタンスは $M_{\rm FB}$ = 100 pH である。前段 8 input SQUID の出力は抵抗 $R_{\rm a}$ を通して後段との磁気接続があるコ イルへと入力される。後段に使う 80 SSA SQUID は、単一の SQUID を 80 個直列に並べたものである。後段 80 SSA はセイコーインスツル株式会社 (SII) によって製作された低ノイズで高ダイナミックレンジの SQUID アレイで ある。80 SSA は前段出力電流(約 20 μ A) を数 mV 程度まで増幅するアンプの役割を果たす。80 SSA は単独でも 使えるようにモジュレーションコイルを装備しており、インダクタの設計値は $M_{\rm x} = 61$ pH である。TSS で用いる 場合は、モジュレーションコイルを後段の動作点調整に使う。以前までは後段 SSA をとして 420 個の dc-SQUID を 並べた 420 SSA を使用していたが SSA のダイナミックインピーダンスと S/N 比とのバランスにより本論文では 80 SSA を使用している。



図 3.7 8 input SQUID と SQUID アンプによる 2 段式 SQUID の模式図と配線。前段 8 input SQUID と後 段 80 SSA との接続は Al ボンディングワイヤで行う。

図 3.8 に測定セットアップを載せる。主に、室温部での SQUID 読み出し回路である BBFB 回路 (説明は後述) 又 は Magnicon(後述) と 4K デュワ、4K デュワ用プローブと、TSS を含む低温部から構成される。室温部と低温部と は BNC ケーブル、BNO ケーブルでつながれているが、本論文ではその部分は測定に寄与しないものと仮定してい る。室温部の回路は金属製の棚で接地、電源はノイズカットトランスを通して供給される。室温部と低温部をつなぐ 4K デュワ用プローブは本測定に合わせて作製したものである。頭頂部の BNC/BNO 端子と D-sub 25 ピンで室温 部との接続を行い、長さ 120 cm ほどの constantan loom wire を通じて低温部の FPC loom wire 中継基板へと接 続される。低温部では FPC loom wire 中継基板と SQUID とは Al ボンディングワイヤでつながれている。長さは 約 8 mm であり、4K で約 40 mΩ の抵抗を持つ。低温部は SQUID を含む内側が Nb 板シールド、外側がクライオ パームシールドで覆われていて、内側の磁束を Nb が弾いて SQUID を磁束トラップから守り、外来の磁束をクライ オパームで吸着する 2 重のシールドになっている。最後に TSS の素子パラメタの設計値を表 3.1 にまとめた。



図 3.8 4K 下での測定セットアップ

表 3.1 TSS の典型的な素子パラメタ

パラメタ名	記号	Value
80 SSA		
臨界電流	$I_c \ [\mu A]$	16
磁束 – 電圧変換係数	$V_{\Phi} \left[\mathrm{mV} / \Phi_0 \right]$	16^{*2}
相互インダクタンス	$M_{\rm x}$ [pH]	61
8 input		
入力ライン相互インダクタンス	$M_{\rm IN} \ [{\rm pH}]$	100
FB ライン相互インダクタンス	$M_{\rm FB} \ [{\rm pH}]$	100
電流換算ノイズ $[\mathrm{pA}/\!\!\sqrt{\mathrm{Hz}}]$	$I_{ m n,8in}$	10
$^{*1}S_{ m V,AMP}$ =2 nV/ $\sqrt{ m Hz}$ としたとき		

^{*2} 設計値

周波数帯域

SQUID 単体の帯域は数 GHz 程度であり、カロリメータ信号を読み出すのに十分であるが、TSS を使う場合、入 力、前段出力、後段出力間の線形性を保つ必要があり、TSS 間の回路構成によっては帯域や入力磁束量が制限され る。箇条書きにすると、

- 前段から後段に入力される最大伝達磁束量を 1/2 Φ₀ 以下に抑える必要があるために最大入力磁束量が制限される。
- SQUID 自体のインダクタンス成分と伝達抵抗からなる RL 回路により帯域が制限される。

である。

前段から後段の入力コイルに流れる伝達電流を I_a とすると、SQUID はインダクタンス L、抵抗 R/2 を持つ電圧 源で表すことができる。図 3.9 は前段 8 input SQUID の等価回路である。

入力電流によって電圧 V_{in} が発生したとする。 $I_a = V_{in}/Z$ 、 $Z = R_s/2 + R_a + i\omega(L_a + L)$ であるから、前段 8 input SQUID から後段 80 SSA に伝達される電流信号の周波数帯域 f_a は、


図 3.9 前段から後段への信号伝達部の等価回路図

$$f_{\rm a} = \frac{0.5R_{\rm s} + R_{\rm a}}{2\pi \left(L_{\rm a} + L\right)} \sim 1.6 \ \left(\frac{100 \text{ nH}}{L_{\rm a}}\right) \left(\frac{R_{\rm s}/2}{1 \Omega}\right) \quad \text{MHz}$$
(3.25)

と書ける。ここで、 L_a は後段入力コイルの自己インダクタンス、 R_s は SQUID シャント抵抗、 R_a は伝達抵抗を それぞれ表し、 $R_s \gg R_a$ 、 $L_a \gg L$ とした。帯域を上げるには 80 SSA と配線のインダクタンスを下げるか、 R_s を 上げることが必要である。しかし現在想定している 2 MHz での交流駆動においては特に問題ないと思われる。

3.4 TSS の応答



図 3.10 TSS のダイアグラム

TSS のダイアグラムが図 3.10 である。前段から後段への伝達電流 I_a は

$$I_{\rm a} = \left(\frac{R_{\rm s}}{R_{\rm s} + 2R_{\rm a}}I_{\Phi}\right)\frac{\Phi_{\rm IN}}{\Phi_0} \tag{3.26}$$

と書ける。ここで R_s は SQUID のシャント抵抗、 R_a は SQUID の伝達抵抗である。 I_{Φ} は入力磁束に対する 8 input SQUID の電流変換係数であり、(3.10) 式を使うと

$$I_{\Phi} \equiv \frac{\partial I_{\text{8input}}}{\partial \Phi_{\text{IN}}}|_{Vb} \tag{3.27}$$

$$=\frac{4I_0}{1+\beta_{\rm L}}[{\rm A}/\Phi_0] \tag{3.28}$$

となる。 $2I_0$ は臨界電流、 β_L はシールディングパラメタで、

$$\beta_{\rm L} = \frac{2I_0L}{\Phi_0} \tag{3.29}$$

である。前段から後段への伝達係数 $T_{\rm a}$ を、

$$T_{\rm a} = \frac{\partial \Phi_{\rm a}}{\partial \Phi_{\rm IN}} = \left(\frac{R_{\rm s}}{R_{\rm s} + 2R_{\rm a}}I_{\Phi}\right)\frac{M_{\rm a}}{\Phi_0}$$
(3.30)

と定義すると、 $\Phi_{\rm a} = T_{\rm a} \Phi_{\rm in}$ と書ける。 $\Phi_{\rm a}$ は後段 80 SSA の出力の周期性から $\pm \Phi_0/4$ の範囲に限定されるので、 $I_{\rm a}$ の微小変化量 $\Delta I_{\rm a}$ に対して

$$M_{\rm a}\Delta I_{\rm a} \le \frac{1}{2} \tag{3.31}$$

$$\Delta I_{\rm a} \le 10.0 \ \mu {\rm A} \left(\frac{M_{\rm a}}{100 \ {\rm pH}}\right)^{-1} = \Delta I_{\rm a}$$
(3.32)

となる。これより、入力磁束 $\Phi_{
m in}$ が $\pm 1/4\Phi_0$ だけ変化したときに $\Delta I_{
m a}$ =10.0 μ A であれば、伝達係数は $T_{
m a}$ =1 となる。

読み出し系のノイズレベル

我々が使用する TES のノイズレベルは、超過ノイズも含めて 1 - 100 kHz では約 50 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ である。従って SQUID 読み出し系の入力換算ノイズは約 50 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ より十分小さいことが求められる。8 input SQUID の入力 電流換算雑音 I_n は、

$$I_{\rm n} = \sqrt{\left(\frac{\Phi_{\rm n,8in}}{M_{\rm IN}}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_{\rm n,array}}{T_{\rm a}M_{\rm IN}}\right)^2 + I_{\rm n,readout}^2} \quad A/\sqrt{\rm Hz}$$
(3.33)

で表される。ここで、 $\Phi_{n,8in}$ は 8 input SQUID の磁束換算ノイズ、 $\Phi_{n,array}$ は後段 80 SSA の磁束換算ノイズ、 T_a は入力 SQUID – 80 SSA 間の伝達効率、 $I_{n,readout}$ は室温部回路の入力電流換算の読み出しノイズを表す。 $\Phi_{n,8in}$ は、(3.18) 式を使って

$$(\Phi_{\rm n,8in})^2 = \frac{2k_{\rm B}T}{R_{\rm s}}L^2 \left(1 + \left(1 + \frac{1}{\beta_{\rm L}}\right)^2\right) + 4k_{\rm B}TR_{\rm a} \left(\frac{L}{R_{\rm s}} \left(1 + \frac{1}{\beta_{\rm L}}\right)\right)^2$$
(3.34)

と表される。(3.34) 式の前項は SQUID のシャント抵抗のジョンソンノイズと SQUID ループの周回電流によるノ イズの寄与を、後項は伝達抵抗で作られるジョンソンノイズの寄与を表す。SQUID インダクタンス *L* が大きいと、 SQUID の臨界電流を下げる効果があり従って、SQUID の出力が小さくなり、ノイズレベルが高くなる。

第4章

TES 型カロリメータの信号多重化

次世代の X 線天文衛星用の精密分光器としては、~ 1000 画素のアレイ化が強く要求されている。その鍵を握る技術の一つが信号多重化 (multiplex) である。TES カロリメータの読み出しに使用する SQUID は低ノイズ、低イン ピーダンス、低消費電力、広帯域 (~GHz) という特徴を持つ。SQUID の帯域は TES の信号帯域 (~ 数 10 kHz) に 較べて非常に広く、この広周波帯域を利用することで信号の多重化が可能となる。TES 型カロリメータの信号多重化 についてはいくつかの方法が提案されており、現在数素子のレベルで研究開発が進められつつある。本章ではこれら について説明し、そのトレードオフを論じる。また、周波数分割方式の信号多重化の原理について説明する。なお、 信号多重化に関しては (8) 等のレビュー論文がある。

4.1 多素子読み出しの方式

4.1.1 単純加算方式

信号多重化の方法としてもっとも単純な方式が単純加算方式である。これは図 4.1 のようにカロリメータを並列に つなぎ、それぞれの素子からの電流を加算して一つの SQUID で読むという方式である。そのため冷凍機内部から常 温に引き出す配線数は格段に減らすことが出来る。この方式は、複数のカロリメータ素子に対して SQUID を含めた 読み出し系の回路はひとつでよく、また、カロリメータを駆動する回路内にも基本的にはカロリメータ素子以外は余 計な素子を必要としないという点で優れている。しかしながら、この方法ではすべてのカロリメータのノイズ (ジョ ンソンノイズ) も加算してしまうため、加算する素子数 N に対してノイズレベルが \sqrt{N} に比例して増加するという 欠点がある。そのため、特に多数の素子を同時に読み出す場合には現実的ではない。また、素子の識別を行なうには 二つの SQUID で読み出すか、X 線パルスの時定数に違いを持たせる等の工夫が必要になる。



図 4.1 単純加算方式の概念図

4.1.2 時分割方式

時分割方式 (TDM: Time-Division Multiplexing) は、SQUID を順次オンオフ (それぞれ臨界状態と超伝導状態に 対応する) することによって時間を区切って複数のカロリメータの信号を読み出す方法である概念図を図 4.2 に示す。 この図で、n 個の SQUID のうち、オン状態になっているのは一つだけである。SQUID のスイッチングを X 線パル スの時定数よりも十分速く行なえば、すべての素子の信号を読み出すことができる。

この方法では、カロリメータ自身は通常の直流バイアス状態が維持される。また、オフ状態 (超伝導状態)の SQUID につながったカロリメータのノイズは加算されない。ただしスイッチングを行なう SQUID のノイズは加算されるた め、低ノイズの SQUID が要求される。また、SQUID の高速スイッチング回路 (~ MHz) やオンオフされた SQUID のフィードバック (磁束固定ループ) 回路が必要になり、回路構成は複雑になる。SQUID のオンオフによる時分割方 式は米国 NIST のグループによって提案され、現在も NIST で開発が続けられている。これまでに 16 素子加算で 5 keV 相当の熱パルスに対して 2.9 eV のエネルギー分解能が報告されている。

channels



図 4.2 時分割方式の概念図

4.1.3 周波数分割方式

周波数分割方式 (FDM: Frequency-Division Multiplexing) は、複数のカロリメータを異なる周波数で交流駆動す ることにより素子ごとに異なる周波数変調をかけ、それらの信号を加算してひとつの SQUID で読み出す方式であ る(図 4.3)。加算された信号は、室温においてそれぞれの駆動周波数で復調し、それぞれの素子からの信号を取り出 す。変調は X 線パルスの時定数よりも十分高速である必要があり、信号帯域や加算数にもよるが時分割方式と同様数 MHz 程度の周波数が必要である。

周波数分割方式では、交流でカロリメータをバイアスするために、カロリメータ毎に変調周波数に調整したバンド パスフィルタを構成する必要があるが、これによりカロリメータのジョンソンノイズが加算されることも防ぐことが できる。また、SQUID は一つで済むので時分割方式のように SQUID ノイズが加算されることはない。また、時分 割方式に比べて回路構成も単純である。欠点としては、バイアス電流(搬送波)の振幅がカロリメータの信号よりも大 きく、それがさらに加算されるために、SQUID に非常に大きなスルーレートとダイナミックレンジが要求されるこ

32



図 4.3 周波数分割方式の概念図

とである。また、TES カロリメータの交流特性についてはこれまであまり調べられておらず、今後の研究が必要である。コンパクトで μF 以上の大きな容量を持つキャパシタの製作も重要な課題である。

周波数分割方式については、信号の加算方法によってさらに、以下の電流加算方式、電圧加算方式、磁場加算方式 の3つに分類できる。

電流加算方式

電流加算方式は、上述の単純加算方式を発展させたもので、それぞれのカロリメータの電流出力を加算する。図 4.4 のように読み出す素子の数と同じ数の交流周波数 ($\omega_1, ...\omega_N$)を出力する電流源を用意しカロリメータと直列にキャパシタを並べたものを並列につなぐ。それぞれのキャパシタの容量は、入力コイルのインダクタンスとで決まるバンドパスフィルタの共振周波数が ($\omega_1, ...\omega_N$)となるように調整する。これにより、それぞれのカロリメータ素子は ω_1 から ω_N の異なる周波数で交流駆動され、電流出力として加算された出力を一つの SQUID で読む。



図 4.4 電流加算方式の概念図

この方法は回路構成が最も単純であるが、加算点のインピーダンスが 0 でないために、SQUID の入力コイルにい かずに直接他の素子に行ってしまう電流が存在する。そのために、入力コイル側のインピーダンスを調整したり、搬 送波を反転したものを加算点に入力して搬送波を除去する方法等が提案されている。現在、オランダ宇宙研究機関 SRON を中心とするグループや、カリフォルニア大バークレイ校 (UCB) のグループによって開発が進められている。 SRON のグループからは 500 kHz でカロリメータを駆動したことが、UCB のグループからは 671 kHz と 735 kHz で同時読み出しを行なったことやインダクタンス 40 μ H、容量 ~nF の *LC* フィルタチップを製作したこと等が報告 されている。

電圧加算方式(加算ループ方式)

34

電圧加算方式は加算ループと呼ばれる超伝導のインダクタンスループを利用して、それぞれのカロリメータの電流 出力を電圧に変換して加算する方法である。図 4.5 に概念図を示す。各カロリメータの信号は入力コイルを通して磁 気的に加算ループに伝達され、電圧的に加算される。加算ループはさらに磁気的に結合した SQUID に信号を伝達 する。SQUID の出力は SQUID ではなく加算ループに戻すことによってフィードバック (磁束固定ループ)を実現 する。



図 4.5 電圧加算方式の概念図

この方法は UCB とローレンスリバモア研究所 (LLNL) のグループによって開発が進められており、ガンマ線用の TES カロリメータで分解能を劣化させることなく2素子加算に成功したことが報告されている (12)。

磁場加算方式

磁場加算方式は、多入力 SQUID と呼ばれる一つの SQUID ワッシャに複数の入力コイルを結合させた SQUID を用いることで複数のカロリメータからの信号を読み出すというものである。図 4.6 のように同時に読み出すカロ リメータごとに駆動回路を用意し、それぞれの回路の入力コイルを多入力 SQUID に磁気的につなぐ。それぞれの カロリメータからの電流出力は多入力 SQUID で磁場として加算され読み出される。多入力 SQUID という特殊な SQUID が必要になるが、部品点数としては多くなるわけではなく、回路構成としては単純である。ただし、多入力 SQUID を用いる場合は、SQUID の空間的配置の制約により結合できる素子数に限界がある。

磁場加算という方法は我々のグループが提案したものであり、セイコーインスツル社と共同で 8 入力 SQUID の 開発も行った。本研究ではこの磁場加算方式をさらに押し進め、磁場加算によるより一般的な信号多重化を目指して いる。



図 4.6 磁場加算方式の概念図

4.2 周波数分割マルチプレクスの原理

この節では、本研究で行なった周波数分割マルチプレクスを行なう上で必要となるカロリメータの交流駆動の原理 について説明する。

4.2.1 準備

時間の関数 f(t) のフーリエ変換 $\hat{f}(\omega)$ は

$$\hat{f}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt = Ff(t)$$
(4.1)

で定義される。 $f(t)\cos(at)$ のフーリエ変換は

$$F\{f(t)\cos(at)\} = \frac{1}{2}F\{f(t)(e^{iat} + e^{-iat})\} = \frac{1}{2}\hat{f}(\omega - a) + \frac{1}{2}\hat{f}(\omega + a)$$
(4.2)

となる。ここで

$$Ff(t)e^{iat} = \hat{f}(\omega - a) \tag{4.3}$$

であることを用いた。

また、時間 t におけるカロリメータの抵抗値を

$$R(t) = R_0 + \Delta R(t) \tag{4.4}$$

と定義する。ここで R_0 は X 線の入射していない定常状態での動作抵抗、 $\Delta R(t)$ は X 線入射による時間 t における抵抗変化である。X 線の入射エネルギーは十分に小さく $R_0 \gg \Delta R(t)$ が成り立つとする。

4.2.2 カロリメータの交流駆動の原理

通常、TES 型カロリメータは図 4.7 左のような直流定電圧バイアス回路で駆動する。この場合バイアス電流 $I_{\rm in}(t)$ は

$$I_{\rm in}(t) = I_0 \tag{4.5}$$

である。シャント抵抗 $R_{\rm s}$ はカロリメータの抵抗値 $R_{\rm TES}$ に比べて十分に小さいのでカロリメータは定電圧 V_0 でバイアスされていると考えて良い。よって定常状態での TES のジュール発熱 $P_{\rm b}(t)$ は

$$P_{\rm b}(t) = \frac{V_0^2}{R_0} = P_0 \tag{4.6}$$

となる。

出力電流 $I_{\rm out}(t)$ は

$$I_{\rm out}(t) = \frac{V_0}{R(t)} \tag{4.7}$$

となる。これをフーリエ変換すると

$$\hat{I_{\text{out}}}(\omega) = V_0 \times F\left\{\frac{1}{R(\omega)}\right\}$$
(4.8)

を得る。

(4.4) 式より

$$\frac{1}{R(t)} = \frac{1}{R_0 + \Delta R(t)}$$
(4.9)

$$\simeq \frac{1}{R_0} \left(1 - \frac{\Delta R(t)}{R_0} \right) \tag{4.10}$$

を得る。左辺のフーリエ変換は

$$F\left\{\frac{1}{R(\omega)}\right\} \simeq F\left\{\frac{1}{R_0}\left(1 - \frac{R_0}{\Delta R(t)}\right)\right\} = \frac{1}{R_0}\delta(\omega) - \frac{\hat{\Delta R}(\omega)}{R_0^2}$$
(4.11)

である。よって (4.7) 式は

$$\hat{I_{\text{out}}}(\omega) = \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega)$$
(4.12)

と書ける。よってカロリメータを直流駆動した時のパワースペクトルは図 4.8 のように $\omega = 0$ の周りに分布する。



図 4.7 左:直流定電圧バイアス回路。右:交流定電圧バイアス回路。実際の TES 交流駆動の際にはさらに LC フィルタが入るが省略してある。



図 4.8 直流駆動時のパワースペクトル。信号は $\omega = 0$ の周りに分布する。

次に図 4.7 右のような交流定電圧バイアス回路で駆動して出力を変調する場合を考える。この場合、バイアス電流 $I_{in}(t)$ は

$$I_{\rm in}(t) = \sqrt{2I_0 \cos(\omega_0 t + \theta)} \tag{4.13}$$

である。この時、定常状態での TES のジュール発熱 $P_{\rm b}(t)$ は

$$P_{\rm b}(t) = \frac{2V_0^2}{R_0} \cos^2(\omega_0 t\theta)$$
(4.14)

となる。ジュール発熱の時間平均は

$$\bar{P}_{\rm b}(t) = \frac{V_0^2}{R_0} = P_0 \tag{4.15}$$

となり、直流定電圧バイアスのジュール発熱、(4.6) 式に一致する。つまり、交流バイアス電流の実効値を直流バイア ス電流 I_0 と等しくすれば、直流バイアス時と同じ動作抵抗で TES を駆動できる。

出力電流 $I_{\rm out}(t)$ は

$$I_{\text{out}}(t) = \frac{\sqrt{2}V_0 \cos(\omega_0 t + \theta)}{R(t)} \tag{4.16}$$

となる。 ω_0 が R(t) の周波数帯域よりも十分に大きい場合、(4.16) 式をフーリエ変換すると

$$\hat{I_{\text{out}}}(\omega) = \sqrt{2} \left[\frac{e^{i\theta}}{2} \left\{ \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega - \omega_0) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega - \omega_0) \right\} + \frac{e^{-i\theta}}{2} \left\{ \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega + \omega_0) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega + \omega_0) \right\} \right]$$
(4.17)

となる。よってカロリメータを周波数 ω_0 で交流駆動した時のパワースペクトルは図 4.9 のように $f = \pm \omega_0$ のまわり に分布する。(4.12) 式と (4.17) 式から、これは直流駆動時の (4.12) 式の $\omega = 0$ のまわりの成分を $f = \pm \omega_0$ のまわ りに分割したものになっているのがわかる。ただし、入力電流が $I_{\rm in}(t) = \sqrt{2}I_0\cos(\omega_0 t + \theta)$ であるために、パワー スペクトルは直流駆動時の $\sqrt{2}$ 倍したものになる。

(4.16) 式の交流駆動時の ω_0 で変調された出力から X 線信号 R(t) を取り出すには変調周波数 ω_0 での復調を行う。 本論文では位相検波で位相を調節する方法で復調を行う。(4.16) 式に $\sqrt{2}\cos(\omega_0 t + \theta')$ を乗算した

$$I_{\text{out}}^{\cos}(t) = \frac{\sqrt{2}V_0 \cos(\omega_0 t + \theta)}{R(t)} \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \theta')$$
(4.18)

(4.19)



図 4.9 交流駆動時のパワースペクトル。信号は $\omega = \pm \omega_0$ の周りに分布する。

をフーリエ変換すると

$$I_{\text{out}}^{\hat{c}os}(\omega) = \cos(\theta + \theta') \left\{ \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega) \right\} + \frac{e^{i(\theta + \theta')}}{2} \left\{ \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega - 2\omega_0) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega - 2\omega_0) \right\} + \frac{e^{-i(\theta + \theta')}}{2} \left\{ \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega + 2\omega_0) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega + 2\omega_0) \right\}$$
(4.20)

を得る。 $\theta' = \theta$ 時の (4.20) 式のパワースペクトルは図 4.10 のように、これは直流駆動時の式 (4.12) 式の $\omega = 0$ の 周りの成分を、 $\omega = 0$ の周りに $\frac{1}{2}$ 、 $\omega = \pm 2\omega_0$ の周りにに $\frac{1}{4}$ ずつ分割したものになっていて、最大値をとる。位相検 波は入力波と参照波の位相差がゼロになるよう位相を調節することで直流成分を得る方式である。(4.20) 式について LPF をかけて $\omega = 0$ 成分 (第1項目)のみを取り出して、自乗和をとると

$$\hat{I_{\text{out}}}(\omega) = \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega)$$
(4.21)

を得る。これはまさにカロリメータを直流駆動した時の(4.12)式に等しい。



図 4.10 交流駆動により変調された信号を復調した時のパワースペクトル。信号は $\omega = \pm 2\omega_0 = 0$ の他に、 $\omega = \pm 2\omega_0$ の周りにも分布する。

4.2.3 カロリメータの交流駆動でのノイズ

図 4.11 はカロリメータを定電圧バイアスで駆動する時のノイズの等価回路である。R、V、 R_{in} はそれぞれ TES の抵抗、駆動電圧、電流計の入力インピーダンスであり、A は読み出し回路のゲインである。また、ここで考えるノイズ源としてr、 i_{R} 、 i_{A} があり、r は、フォノンノイズなどの TES の抵抗値の揺らぎとして現れるノイズを表し、 $R_{0} \gg |\Delta R(t)| \gg |r(t)|$ を満たすとする。 i_{R} は例えば TES のジョンソンノイズなどの電流性ノイズ、 i_{A} は読み出し 回路の電流換算ノイズを表す。

まずはじめに図 4.11 の回路でカロリメータを直流駆動する場合を考える。駆動電圧が $V_{
m in}(t)=V_0$ の時、出力電流は

$$I_{\rm out}(t) = \frac{V_0}{R(t) + r(t)} + i_{\rm R}(t) + i_{\rm A}(t)$$
(4.22)

$$\simeq \frac{V_0}{R_0} \left\{ 1 - \frac{\Delta R(t) + r(t)}{R_0} \right\} + i_{\rm R}(t) + i_{\rm A}(t)$$
(4.23)

(4.11) 式より、(4.22) 式のフーリエ変換は

$$\hat{I_{\text{out}}}(\omega) \simeq \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{r}(\omega) + \hat{i_{\text{R}}}(\omega) + \hat{i_{\text{A}}}(\omega)$$
(4.24)

となる。はじめの2項はX線信号を表しており、信号のパワースペクトル密度は

$$\hat{i_{\rm S}}^2(\omega) = \frac{V_0^2}{R_0^4} \hat{\Delta R}^2(\omega)$$
(4.25)

である。あとの3項はノイズを表す項で、そのノイズパワースペクトル密度は

$$\hat{i_{N}}^{2}(\omega) = \hat{i_{N1}}^{2}(\omega) + \hat{i_{N2}}^{2}(\omega)$$
(4.26)

である。ここで

$$\hat{i_{N1}}^{2}(\omega) = \frac{V_{0}^{2}}{R_{0}^{4}}\hat{r}^{2}(\omega)$$
(4.27)

で、

$$i_{\rm N2}^{2}(\omega) = i_{\rm R}^{2}(\omega) + i_{\rm A}^{2}(\omega)$$
 (4.28)

である。 $\hat{i_{N1}}^2(\omega)$ 、は TES の抵抗の揺らぎ r に起因するノイズ、 $\hat{i_{N2}}^2(\omega)$ はジョンソンノイズ、読み出し系ノイズを表す。

よって、直流駆動の場合のS/N比は、 $(S/N)_1 \equiv \frac{i_S}{i_{N1}}$ 、 $(S/N)_2 \equiv \frac{i_S}{i_{N2}}$ と定義すると

$$(S/N)_1^2 = \frac{\hat{\Delta R}^2(\omega)}{\hat{r}^2(\omega)} \tag{4.29}$$

$$(S/N)_{2}^{2} = \frac{V_{0}^{2}}{R_{0}^{4}} \frac{\hat{\Delta R}^{2}(\omega)}{\hat{i_{\mathrm{R}}}^{2}(\omega) + \hat{i_{\mathrm{A}}}^{2}(\omega)}$$
(4.30)

となる。

次に図 4.11 の回路でカロリメータで交流駆動する場合を考える。駆動電圧は

$$V_{\rm in}(t) = \sqrt{2}V_0 \cos(\omega_0 t) \tag{4.31}$$

である。簡単のためここでは変調信号と参照信号の位相差θは考えない。この時の出力電流は

$$I_{\rm out}(t) = \frac{\sqrt{2V_0 \cos(\omega_0 t)}}{R(t) + r(t)} + i_{\rm R}(t) + i_{\rm A}(t)$$
(4.32)

$$\simeq \frac{\sqrt{2}V_0 \cos(\omega_0 t)}{R_0} \left\{ 1 - \frac{\Delta R(t) + r(t)}{R_0} \right\} + i_{\rm R}(t) + i_{\rm A}(t)$$
(4.33)

これをフーリエ変換して周波数空間で表すと

$$\hat{I_{\text{out}}}(\omega) = \sqrt{2} \left[\frac{1}{2} \left\{ \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega - \omega_0) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega - \omega_0) \right\} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{V_0}{R_0} \delta(\omega + \omega_0) - \frac{V_0}{R_0^2} \hat{\Delta R}(\omega + \omega_0) \right\} \right] \\ -\sqrt{2} \left[\frac{1}{2} \frac{V_0}{R_0^2} \hat{r}(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \frac{V_0}{R_0^2} \hat{r}(\omega + \omega_0) \right] + \hat{i_R}(\omega) + \hat{i_A}(\omega) \quad (4.34)$$

となる。 (4.32) 式を $\sqrt{2}\cos(\omega_0 t)$ で復調し、 $\omega = \pm 2\omega_0$ のまわりの成分をローパスフィルタで除去すると

を得る。

よって、信号のパワースペクトル密度は

$$\hat{i_{\rm S}}^2(\omega) = \frac{V_0^2}{R_0^4} \hat{\Delta R}^2(\omega)$$
(4.36)

である。ノイズパワースペクトル密度は

$$\hat{i_N}^2(\omega) = \hat{i_{N1}}^2(\omega) + \hat{i_{N2}}^2(\omega)$$
 (4.37)

である。ここで

$$\hat{i_{N1}}^{2}(\omega) = \frac{V_{0}^{2}}{R_{0}^{4}}\hat{r}^{2}(\omega)$$
(4.38)

で、

$$\hat{i_{N2}}^{2}(\omega) = \frac{1}{2} \left\{ \hat{i_{R}}^{2}(\omega - \omega_{0}) + \hat{i_{R}}^{2}(\omega + \omega_{0}) + \hat{i_{A}}^{2}(\omega - \omega_{0}) + \hat{i_{A}}^{2}(\omega + \omega_{0}) \right\}$$
(4.39)

である。先ほどと同様、 $\hat{i_{N1}}^2(\omega)$ 、は TES の抵抗の揺らぎ r に起因するノイズ、 $\hat{i_{N2}}^2(\omega)$ はジョンソンノイズ、読み出し系ノイズを表す。

ここで、信号の帯域を ω_s とした時に、 $-\omega_s \le \omega \le \omega_s$ の範囲内で $\hat{i_R}^2(\omega - \omega_0)$ 、 $\hat{i_R}^2(\omega + \omega_0)$ が一定だとみなせるとすると、(4.39) 式は

$$\hat{i_{N2}}^{2}(\omega) = \hat{i_{R}}^{2}(\omega_{0}) + \hat{i_{A}}^{2}(\omega_{0})$$
(4.40)

と書ける。

よって、交流駆動の場合の S/N 比は

$$(S/N)_1^2 = \frac{\hat{\Delta R}^2(\omega)}{\hat{r}^2(\omega)} \tag{4.41}$$

$$(S/N)_{2}^{2} = \frac{V_{0}^{2}}{R_{0}^{4}} \frac{\hat{\Delta R}^{2}(\omega)}{\hat{i_{\mathrm{R}}}^{2}(\omega) + \hat{i_{\mathrm{A}}}^{2}(\omega)}$$
(4.42)

となる。

(4.29)、(4.30) 式と(4.41)、(4.42) 式を比較すると、TES の抵抗値 r に起因するノイズに関しては、直流駆動と交流駆動で違いはないのがわかる。電流性ノイズに関しては、直流駆動時には $\omega = 0$ 付近のノイズレベル、交流駆動時には $\omega = \omega_0$ 付近のノイズレベルで S/N 比が決まることになる。

なお、 ω_0 で変調時の出力電流 (4.34) 式の様に、ジョンンソンノイズは変調を受けない。また、ジョンソンノイズ はホワイトノイズである。そのため多素子からの信号を加算する場合はジョンソンノイズを加算しないように、各素 子の定電圧バイアス回路にバンドパスフィルタを入れる必要がある。



図 4.11 定電圧バイアス回路でのノイズの等価回路

4.3 これまで開発してきた交流駆動回路の課題

直流駆動とは違い、カロリメータの交流駆動には、カロリメータのパルスハイトよりも大きな交流電流で常に TES をバイアスしなければならないため、SQUID には大きなスルーレートが要求される。そのため我々は SQUID 自体の帯域を増やすために多入力 SQUID を開発してきたと同時に、SQUID 読み出し用の低ノイズ、高スルーレー ト、高ダイナミックレンジの信号処理回路を開発してきた。この節では我々の研究室が開発してきた回路とそれらが 持っていた問題点を端的にまとめ、説明する。

カロリメータのエネルギー分解能は ETF 状態での熱化時定数や動作温度、熱容量で大体決まってくるが、時定 数は約 10 – 100 μ s 程度であり、周波数に換算すると数 10 kHz となる。FDM によるカロリメータ交流駆動を実現 するにはカロリメータの熱化よりも十分早い周波数でバイアスする必要があり、熱化時定数が早いほどカロリメータ のエネルギー分解能は良くなるので、室温部の読み出し回路への要求としては、数 100 – 数 MHz 帯域での安定駆動 が必要である。また、現状のパルスハイトは数 10 μ A レベルであるが、パルスハイトが大きい方が、パルスハイトと ノイズの比で表される S/N 比が良くなり、エネルギー分解能が良くなる。交流駆動下では、カロリメータのパルス ハイトよりも大きい電流でカロリメータをバイアスする必要があるために、読み出し回路系への要求として、数 100 μ A の安定供給、安定読み出しが課される。以上から、TSS を含めたカロリメータの読み出し回路には 1 MHz 以上 での交流駆動、 300 μ A/ μ sec の高スルーレート、TSS の安定動作 (フィードバック)が要求されることになる。

我々は多チャネル入力に対応した SQUID を開発 (14; 18) していて、木村 (21) が多入力 SQUID の性能評価を 行っている。多入力 SQUID 自体の帯域は MHz 以上であり、カロリメータの交流駆動が可能であることが分かって いる。SQUID 自体よりも SQUID を読み出す室温部の回路系が、要求されるスペックに応えられていないというの が現状である。

これらの点を踏まえ、我々の研究室では SQUID を含めた TES カロリメータ信号多重読み出し回路の研究を重 ねてきた。例えば益居 (25) は室温部の読み出し回路の高帯域化に取り組み、信号増幅部とフィードバック部のパラ メタの最適化を行った結果、500 kHz での SQUID 駆動に成功している。益居によると、交流駆動の際に問題になっ たのが高周波帯域での SQUID フィードバック (FLL) の実現である。室温部回路内および信号検出を行う室温部から SQUID がある低温部へフィードバックするときに生じる配線による位相回りによって、帯域が数 100 kHz にリミッ トされていた。室温部と低温部を結ぶ配線の長さを数 10 cm 程度に短くすれば位相の遅れは無視できるが、DIOS 衛 星を始めとする衛星搭載機器では読み出し回路部から極低温部までの配線長さを約 1 m と想定しており、配線位相回 りの原因となる寄生インピーダンスは絶対に消すことができない成分であるため、この問題を回避することはできな い。従って、当面の課題は配線長による位相回り問題を克服し、数 MHz 帯域でも正常に SQUID をフィードバック できる読み出し回路を開発することである。

第5章

SQUID パラメタの測定

この章では我々が用いている SQUID を宇宙研のセットアップで評価し、文献値と比較した結果を示す。第7章 で説明するが、我々が開発した SQUID 交流駆動回路 (BBFB 回路という)を正確に評価し SQUID の MHz 帯域下 フィードバックを実現するには、SQUID 単体での測定評価が欠かせない。以前にも TSS の前段 8 input SQUID の 評価が行われてきたが (木村 (21))、SSA 単体でのパラメタ測定、TSS の評価等が正確に行われたことはない。ちな みに、 低温での測定を簡単に行うため、我々は多素子測定に対応した 4K プローブを製作した。接続は半田 + シー ル基板から FPC loom wire 中継基板 + コネクタによる脱着式であり、測定素子の変更をスムーズに行える。これ により従来は断熱消磁冷凍機下での極低温測定のみであった SQUID 測定が手軽に 4K 下でできるようになり、かつ SQUID 単体だけでなく TSS の性質まで測定出来るようになった。

5.1 測定セットアップ

この節では Magnicon 社の XXF-1 を用いて SQUID 80 SSA の性質を測定した結果について議論する。BBFB 回路における測定では 1,AC カップルしている、2,入力インピーダンスが 100 と小さい、という理由により SQUID 自体の性能を測ることは難しい。 一方、本測定では SQUID のみの性能を評価することができる。今回測定したパラメタは入力相互インダクタンス M_x 、ゲイン V_{Φ} 、動抵抗 R_{dyn} 、入力換算ノイズレベルであり、これらのパラメタは BBFB 回路での測定時に動作点の最適化に利用することができ、かつ SQUID の帯域とゲインを決めるファクタでもある。さらには BBFB 回路と SQUID の問題点も区別可能になり、今回の結果を TSS を BBFB 回路で駆動した際に利用することができる。

測定に用いた XXF-1 と Magnicon for SQUID viewer は SQUID の性能評価に使われる駆動装置、ソフトウェア である。電流、電圧の印加、モニタができるだけではなく、配線次第で様々な SQUID 回路の読み出し (例えば、TES カロリメータの読み出し、TSS の読み出し) に対応し、かつ入力インピーダンスや室温部回路のゲインを調節できる 等汎用性が高いコンポーネントである。制御は PC 内のソフトウェアで行う。以下に Magnicon の特徴を列挙する。

- 周波数帯域 20 MHz まで交流電流を印加でき、SQUID の読み出しは 3 端子で行う。
- 室温部回路の入力インピーダンスは $50 \Omega \ge \infty$ の 2 種で設定できる。
- 入力電圧と SQUID 電圧出力を BNC 端子につないでモニタ可能。
- 制御は PC で行われ、PC との接続は光ケーブルである。低温部と Magnicon とは LEMO コネクタで接続されていて、本測定では 4K プローブの D サブ端子と Magnicon の LEMO 端子の変換ケーブルを自作し、両者をつないでいる。
- 回路部では、SQUID 出力を受けるプリアンプのゲインを 1 − 2000 までで調節できたり GB 積を決めること ができる。
- 回路部が作るノイズは、電圧ノイズが 0.33 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$ 、電流ノイズが 2.6 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ である。これは我々が想定している SQUID ノイズよりも十分に小さい。従って本測定では測定機器が作るノイズを無視する。

次に Magnicon と低温部までの配線接続について説明する。本章で使う道具は Magnicon、FFT アナライザ、4K プローブ、4K デュワ (LHe で 4K に冷却)、オシロスコープ、制御 PC のみであり、用途によってこれらの接続を適 宜変える。基本的なセットアップは図 5.1 のようになっている。



図 5.1 Magnicon での測定セットアップ。4K プローブと Magnicon を接続し、室温部の制御用 PC から命令 し、Magnicon 電源でバイアス電流や入力電圧を印加する。制御 PC 以外の測定機器の GND は、4K デュワを支 える金属製の土台で接地されている。

4K プローブの先端には SQUID(一回の冷却で TSS、8 input SQUID、80 SSA が同時に測定できるように配線が 工夫されている)がボンディングされている。SQUID は図 5.3 の様にワニスで Nb 板の上にマウントされていて、内 部磁束を吸着して SQUID の磁束トラップを防ぐ。さらに外はクライオパームで覆い、外部からの磁束を入れない仕 組みになっている。SQUID からは FPC loom wire 中継基板、コネクタ、120 cm の constantan loom wire を経て 室温部へ配線される。4K プローブから外は D サブ端子で Magnicon へと接続され、Magnicon を介して制御 PC や モニタ用オシロスコープが接続される。図 5.4 は低温部での TSS 接続図とその等価回路である。



図 5.2 図 5.1 に対応した Magnicon での測定風景写真。青い円筒の 4K デュワの上に 4K プローブと Magnicon が乗っている。写真手前にある制御 PC から入力信号を操作し、モニタ用オシロスコープでデータを取得する。



図 5.3 4K プローブに TSS を搭載したときの写真。長さ 1200 mm のプローブ先端にある Cu 板の上に FPC 中 継基板と Nb 板がマウントされていて、Nb 板の上に TSS がついている。低温部につけるときにはクライオパー ムで SQUID の周りをシールドする (写真右下)。





図 5.4 TSS にボンディングワイヤを接続した写真と等価配線図。左が前段 8 input SQUID(大きさ 2 mm 角) で右が後段 80 SSA である。SQUID は Nb 板の上にワニスで接着している。ボンディングワイヤは、配線のレイ アウト上空中交差する配線になっている。等価回路図では空中配線になっている箇所を整理してある。

5.2 後段 SSA のパラメタの算出

まず図 5.5 に Magnicon を用いた測定の配線図を載せ、表 5.1 に SSA SQUID 測定時の Magnicon 設定をまとめた。

SQUID の動作点調整の方法について説明する。SQUID の動作点は、一般には入力磁束に対する SQUID 出力 (センサとしての感度) とノイズレベルとのトレードオフによって決めなければならない。フィードバック時には SQUID の状態は動作点からほとんど動かないので、ゲインやノイズレベル、最大入力磁束といった SQUID の性能は動作点によって左右される。以下に本測定における動作点の合わせ方を載せる。

- 1. SQUID に入力磁束 ($\Phi_x(AC)$) を印加した状態で SQUID バイアス電流 Ib(DC) を上げてゆき、SQUID 出力電 E (peak – peak 値) が最大になるよう Ib を調節する。
- 2. $\Phi_x(DC)$ と *Vb* を変化させて SQUID 入力と出力を平行移動できる。入出力間の傾きが最も大きい場所を目視 で選定し、そこがゼロ (動作点) になるよう $\Phi_x(DC)$ と *Vb* を調節する (図 5.6)。



* Φ_xには入力磁束(AC 20 Hz)と動作点調整用のDC成分が入力される。

図 5.5 Magnicon で測定したときの SQUID パラメタと回路図上の対応。配線の都合上、入力信号は 80 SSA のフィードバックラインから行う。80 SSA の動作点調整はは入力 Φ_x の DC 成分と、電圧 DC オフセット Vb、 SQUID バイアス定電流 *Ib* で行う。フィードバックオン時には図中の 2 つのスイッチが接続され、出力がフィー ドバックラインに入ると同時に、SQUID 出力が 50 Ω で終端される。

5.2.1 実験手法と測定パラメタ

本測定では SQUID パラメタとして以下の 4 点を測定した。

- 1. 入力相互インダクタンス M_x
- 2. Φ V カーブ
- 3. 動抵抗 *R*_{dyn}
- 4. ノイズスペクトル

測定手順を説明する。まず SQUID 出力がちょうど 1 周期になるときの入力量を使って入力相互インダクタンスを 求める。次に $\Phi - V$ カーブを先ほど得た入力相互インダクタンスを使って入力電流を磁束換算し、直線フィットで V_{Φ} を算出する。この作業を、バイアス電流を 1 μ A ずつ上下しながら繰り返し行う。 表 5.1 80 SSA を測定時の Magnicon の設定。generator パレットで 100 μ A、20 Hz の正弦波を SQUID に加 える。SQUID へのバイアス電流は Bias パレットで行い、電流 DC バイアス *Ib* と電圧オフセット *Vb* を SQUID に加える。 mode パレットは主に室温部読み出し回路の設定である。各記号は図 5.5 に対応している。

Generator パレット	
(入力磁束)	
$\phi_{\rm x}$	99.99 $\mu \rm App$
f	20 Hz
Bias パレット	
(SQUID 動作点調整)	
Ib(DC)	31.005 $\mu {\rm A}$
Vb(DC)	1300.01 $\mu {\rm V}$
$\phi_{\rm x}({ m DC})$	$-1.56~\mu\mathrm{A}$
mode パレット	
R _x	$10.0 \text{ k}\Omega$
GBP	$0.55~\mathrm{GHz}$
Ampwidth	$0.2 \mathrm{~MHz}$
Ampgain	2000



Fig. 11: Influence of adjusting a) bias voltage Vb and b) bias flux $\Phi \times$ on the SQUID voltage modulation.

図 5.6 SQUID 動作点調整のイメージ図。まず *Ib* を大きくして SQUID に周期関数電圧を出力させる。SQUID 出力が最大になった時を *Ib* の最適値とする。この状態で *Vb*、 $\Phi_x(DC)$ を変化させると出力波形が縦横に平行移動するので、動作点に使いたい箇所でちょうど入出力がゼロになるように *Vb* と $\Phi_x(DC)$ を合わせる (XXF-1 Manual p 31 より抜粋)。

以下に $\Phi - V$ カーブ取得の流れを示す。

- 動作点が合った状態からバイアス電流 *Ib* を 1 μA ずつ上下させる。各バイアス電流値について SQUID 入力 電圧 – 出力電圧の波形を取得した。データ取得にはオシロスコープ (LeCroy WAVE Jet 324) を用い、データ 数は 100 μApp の範囲で 10 k points とした。さらに 1 つ 1 つのデータ点を 126 回平均した状態で取得した。
- 2. 取得したデータ点は時系列で 20 点ずつをまとめ、平均値と標準誤差 (2σ) を求めて新たに 1 つのデータ点と した。この作業により時間分解能は 1/20 になり (もともと入力周波数に対して十分速いサンプリングなので、 本来の出力が平均値に埋もれることはない) 10 k points のデータ点は 10000 / 20 = 500 点となる。そこから $\Phi-V$ カーブを作成した。
- 3. *V*_Φ 計算の手順を説明する。データ範囲は目視で傾きが大きそうな箇所を選定し、これらを一次関数でカイニ 乗でフィットし傾き *V*_Φ を求めた。
- 4.2-3 と同じ作業を各バイアス電流 (Ib) についても同様に行う。



図 5.7 動抵抗の算出イメージ図。バイアス電流を $\pm 1 \ \mu A$ 変化させたときの SQUID 電圧出力変化量を求めた。

5.2.2 入力相互インダクタンス

まず 80 SSA の入力コイル – SQUID アレイ間の相互インダクタンスを求め、入力電圧を磁束換算しなくてはい けない。入力相互インダクタンスは以下のようにして測定することができる。外部磁束と臨界電流の関係式は近似 的に、

$$I_{\rm c} = 2I_0 \left| \cos(\pi \frac{\Phi_{\rm ext}}{\Phi_0}) \right| \tag{5.1}$$

で表せる。ここで $\Phi_0 = 2.07$ fWb は磁束量子 $(=\frac{h}{2e})$ という定数である。SQUID とフィードバックコイル間の相互 インダクタンス M_x は、外部磁束に対して出力が周期関数になる性質を使って求めることができる。出力がちょうど 1 周期になるときの入力磁束は $\Phi_{\text{ext}} = \Phi_0$ であるから、

$$M_{\rm x} = \frac{\Phi_0}{\Delta I} \tag{5.2}$$

として計算される。ここで ΔI は 1 周期に対応する入力電流である。本測定では、配線の都合上、入力電圧はフィー ドバックコイルに入力した。図 5.8 のデータを用いたが、値が離散的であるためピークの値が複数あるときは平均し たものを採用した。測定により得られた $\Phi - V$ カーブ (図 5.8) から、相互インダクタンス M_x は 60.3 pH と測定された。これは師岡 (26) の 61 pH とほぼ同じ値である。

5.2.3 **Φ** − V **カ**−ブ

SQUID はバイアス電流を上げてゆくと完全な超伝導状態から電圧が生じる状態へと移行する。SQUID に流すバイアス電流を変化させて、その時々の電圧出力をプロットしたものが $\Phi - V$ カープである。 $\Phi - V$ カープは SQUID のゲインを決める重要なパラメタであり、本測定では $\Phi - V$ カープから SQUID ゲインである V_{Φ} を算出する。 V_{Φ} は以下の (5.3) 式で表すことができる。

$$\begin{split} V_{\Phi} &= \frac{\partial V_{\rm SQUID}}{\partial \Phi_{\rm IN}} \Big|_{\rm Ib} \\ &= \frac{1}{G_{\rm Ampgain}} \frac{1}{M_{\rm IN}} \frac{\partial V_{\rm ch2}}{\partial I_{\rm IN}} \Big|_{\rm Ib} \\ &= \frac{R_{\rm IN}}{G_{\rm AmpGain}} \frac{1}{M_{\rm IN}} \frac{\partial V_{\rm out}}{\partial V_{\rm in}} \Big|_{\rm Ib} \end{split}$$

(5.3)

ただし、 $G_{\text{Ampgain}} = 2000$ (Magnicon を使い最大 2000 まで調節可能)、入力抵抗は $R_x = 10 \text{ k}\Omega$ である。実際の測定では 80 SSA のバイアス電流 $Ib > 32\mu\text{A}$ では Magnicon のプリアンプの最大入力を超えて出力電圧がクリップしてしまうため、 $\Phi = V$ を得ることはできなかった。図 5.8 は実際の測定で得られた $\Phi = V$ カーブである。バイアス 電流を徐々に上げていくと超伝導が破れたところから出始める。



図 5.8 80 SSA の $\Phi - V$ カーブ。100 μ App の交流電流を流している。バイアス電流を大きくしていくと超伝 導が破れたところから出力し始める。10 k point のデータを 20 bin ずつビンまとめして平均値と標準誤差 (2 σ) をプロットした。電流が大きすぎると出力電圧が頭打ちになり、オフセットとなって出力されるため、 $Ib > 32\mu$ A 以降のデータは取得していない。



図 5.9 80 SSA の $\Phi - V$ カーブをバイアス電流ごとに分けてプロットしたもの。 V_{Φ} を求める際に使った区間を 直線で示してある。フィット区間は目視で最も傾きが大きいと思われる箇所を使用した。

図 5.11 に各バイアス電流における V_{Φ} のデータを示す。バイアス電流が小さいと出力電圧が小さいので、 V_{Φ} が小 さい。SQUID 出力電圧が最も大きくなるバイアス電流値は、28.0 μ A となった。このとき V_{Φ} は 20 mV/ Φ_0 となっ たが、この値は師岡 (26) よりも 1.2 倍程度大きい。算出した V_{Φ} を表 5.5 にまとめてある。

測定した Φ – V カーブから得た SSA の V_{Φ} は文献値と同じオーダーであったが、いくつかの問題点がある。図 5.8 のデータは 8 bit のオシロスコープから取得したものであるが、データ点が離散的になってしまい、フィットの際のエラーの元になっている可能性がある。また、フィットの範囲を目視で選定したが、これを最適化すればもっと 大きな V_{Φ} が得られた可能性がある。

5.2.4 動抵抗

SSA SQUID の動抵抗 R_{dyn} は入力磁束一定下での電圧 – 電流の微分係数として定義でき、 $\Phi - V$ カーブから 算出することができる。本測定では、バイアス電流を 1 μ A ずつ上げたときに本測定ではバイアス電流を 1 μ A ずつ 変化させてゆき、電圧出力の差分を計算することで動抵抗を求めた。使用したデータ点は、入力電流が動作点 ± 1 μ A にあるデータ点の平均値を使用した。図 5.7 に動抵抗の算出イメージ図を乗せる。動抵抗を求める式を、図 5.7 に 対応した記号 ΔV_{\pm} を使って以下の様に表した。

51





図 5.10 図 5.9 の続き。 $Ib = 27 \ \mu A - 31 \ \mu A$ までの結果。

$$R_{\rm dyn} = \frac{\partial V_{\rm SQUID}}{\partial I_{\rm SQUID}} \Big|_{\Phi_{\rm x}} \approx \frac{\Delta V}{\Delta I_{\rm b}}$$
$$= \frac{\Delta V_{+} + \Delta V_{-}}{2} \times \frac{1}{1\mu \rm A} \times \frac{1}{G_{\rm Ampgain}} [\rm V/A]$$
(5.4)

動抵抗 $R_{\rm dyn}$ の測定結果を図 5.12 に載せる。動抵抗は SQUID の超伝導が破れたところから出始める。バイアス電流が小さい時にはほとんど動抵抗がゼロになっているのは定性的に納得出来る結果である。SSA の動抵抗は最大で約 800 Ω であるが、この値は師岡 (26) の 600 Ω と 2σ エラーの範囲でコンシステントである。動抵抗のつくエラーバーが大きい理由は、変化が大きい動作点近傍のデータ点を使用しているためにデータ点のエラーが大きく、さらに

52



図 5.11 表 5.5 を図化したもの。80 SSA のバイアス電流 *Ib* と *V*_Φ の関係。

 V_{Φ} の算出とは違って扱えるデータ数が少ないためであると思われる。最後に、SSAのパラメタ測定結果 $(V_{\Phi}, R_{\mathrm{dyn}})$ を表 5.5 にまとめた。



図 5.12 80 SSA 動抵抗のバイアス電流依存性。エラーバーは 80 SSA の $\Phi-V$ カーブの不定性からつくもの (2σ) である。バイアス電流が小さいときは SQUID がまだ超伝導状態であるからほとんど抵抗は無い。バイアス 電流が大きくなり、SQUID が動作点に近くなると電圧出力が大きくなり、それが動抵抗の変化としてみられる。

5.2.5 ノイズレベル

80 SSA の入力電流換算ノイズを算出する。手順は、表 5.3 の設定の状態でフィードバック状態にした状態で入力 信号をオフにし、SQUID と Magnicon 内蔵のアンプが作るノイズを FFT アナライザ (hp HEWLETT PACKARD 35670A) で取得した。 本測定では SSA と Magnicon からなる回路の開ゲインが1よりも十分に大きいと仮定してい る。そのため SQUID 磁束がゼロになるようにフィードバックされるので、ノイズを入力電流換算する式としては、 出力電圧をフィードバック抵抗 $R_{\rm x}$ の値で割れば入力換算できる。フィードバック抵抗の値は $R_{\rm x}=30~{
m k}\Omega$ を用いた。

$$I_{\rm n} \approx \frac{V_{\rm n}}{R_{\rm x}} \tag{5.5}$$

Ib	V_{Φ}	$R_{ m dyn}$	Ib	V_{Φ}	$R_{ m dyn}$
μA	mV/Φ_0	Ω	μA	mV/Φ_0	Ω
31.0	$19.8\pm4\%$	$832\pm26\%$	27.0	$16.1\pm5\%$	$70\pm49\%$
30.0	$19.2\pm5\%$	$655\pm38\%$	26.0	$12.6\pm5\%$	$40\pm48\%$
29.0	$19.1\pm6\%$	$353\pm23\%$	25.0	$9.76\pm4\%$	$21\pm48\%$
28.0	$20.0\pm4\%$	$162\pm25\%$	24.0	$5.37 \pm 6\%$	$8.1\pm75\%$
			23.0	$2.19\pm6\%$	$9.8\pm65\%$

表 5.2 20 bin でまとめた 80 SSA の Φ -V カーブを使ってカイニ乗フィットで求めた V_{Φ} と動抵抗 R_{dyn} 。最も V_{Φ} が大きくなるのは $Ib = 28.0 \ \mu$ A のときである。文献値は $V_{\Phi} = 16 \ mV/\Phi_0$ である。

表	5.3	ノイ	ズ測定時の	Magnicon	設定。
---	-----	----	-------	----------	-----

Generator パレット	
ϕb	off
Bias パレット	
Ib(DC)	$29.005~\mu\mathrm{A}$
Vb(DC)	1300.01 $\mu {\rm V}$
$\phi b({ m DC})$	$-1.46~\mu\mathrm{A}$
mode パレット	
R_{x}	30.0 k Ω
GBP	$0.55~\mathrm{GHz}$
Ampwidth	$0.2~\mathrm{GHz}$
Ampgain	2000

ノイズの測定では周囲の騒音の除去やグラウンドの取り方といったノイズ対策がよく効く。本測定でノイズ除去に 効果的だった 4 点を以下に示す。改善前の図と、特に改善が見られたときの図 2 つが図 5.13 である。

- ノイズ測定に用いる FFT アナライザをグラウンドに落とした。
- アルミホイルで Magnicon をくるみ、4K プローブとの接地を強化した。
- Magnicon、CMR ヘリウム供給タンク、プローブ、配線を一束にまとめてグラウンドに落とした。
- プローブにつけるショートピンのループを無くした。
- ・オシロスコープ等測定機器の GND ピンを 1 点で接地した。

特に効果があったのは FFT アナライザをグラウンドしたことで、これにより高周波、低周波ともノイズが 1/8 程度 に激減した。

5.3 前段 8 input SQUID のパラメタ測定

後段 SSA にフィードバック (フィードバック抵抗 $R_x = 10 \text{ k}\Omega$) をかけた状態では後段 SSA はゲイン R_x の電流 計とみなせる。この状態で前段 8 input SQUID のパラメタを取得することができる。図 5.15 は 8 input SQUID の パラメタ測定時の配線図である。

5.3.1 結果考察

本測定では 8 input SQUID の入力相互インダクタンス M_{in} 、 $\Phi - V$ カーブ (I_a 、 I_{Φ} を算出するのに使う)、ノイズ スペクトルを測定した。前段 8 input SQUID の $\Phi - V$ カーブから、以下の式で前段 8 input SQUID の I_{Φ} を求め



図 5.13 $Ib = 29.005 \mu A$ における 80 SSA の入力換算ノイズ。測定機器の GND 周りを整えるとノイズスペクトルが小さくなり、ラインノイズが著しく減少した。



図 5.14 80 SSA の入力電流換算ノイズスペクトル (最もノイズが小さいもの) を、1 入力 BBFB 回路のものとー緒に載せたもの。ラインノイズが大きいが、SSA が作るノイズは 10 pA/\sqrt{Hz} 以下である。

ることができる。80 SSA にフィードバックをしているときには 8 input SQUID から 80 SSA へとゆく伝達磁束を 入力磁束として、

$$I_{\rm a}M_{\rm a} = \frac{V_{\rm out}M_{\rm x}}{R_{\rm x}} \tag{5.6}$$

が成立している。さらに、 I_{Φ} を 8 input SQUID を流れる電流変化量として定義すると、

$$\frac{\partial I_{a}}{\partial \Phi_{b}}\Big|_{Vb} = \frac{V_{\Phi}}{R_{dyn} + R_{a}}$$

$$= \frac{R_{dyn}}{R_{dyn} + R_{a}} I_{\Phi}$$

$$\sim \frac{R_{s}}{R_{s} + 2R_{a}} I_{\Phi}$$
(5.7)

という関係式が成り立つ (図 5.16 参照)。ただし (5.7) 式の Vb とは Magnicon の電圧オフセットのことではなく、 SQUID に定電圧をっけている状態を表す記号であることに注意したい。本測定ではバイアス電流が十分に大きく流 れていると仮定し、 8 input SQUID の動抵抗とシャント抵抗との関係に $R_{dyn} = R_s/2$ が成り立っているとした。さ



図 5.15 8 input SQUID のパラメタ測定時の配線図。後段 80 SSA は 10 kΩ でフィードバックしている。

らに設計値として $R_{\rm s} = 2 - 4 \Omega$ 、 $R_{\rm a} = R_{\rm s}/4$ を仮定すれば、 $\Phi - V$ カーブから $I_{\rm a}$ を算出し、さらに I_{Φ} を求めることができる (図 5.17、5.18)。



図 5.16 SQUID を電流バイアスしているとき、SQUID は電圧源と抵抗によって近似できる。 8 input SQUID の場合では閉回路となり (5.7) 式が成り立つ。

入力相互インダクタンスは、先程と同様に出力電圧が 1 周期となったときの入力電流をメモすることで求めた。8 input SQUID の入力相互インダクタンス $M_{\rm in}$ は 107 pH であり、これは文献値 100 pH とほぼ同じである。8 input SQUID の $\Phi - V$ カーブはバイアス電流にはほとんど依存しないため、計算で I_{Φ} を求める際には $I = 30 \ \mu$ A のと きのデータを使用した。 先の式から算出した 8 input SQUID の動作点での I_{Φ} は 110 μ A/ Φ_0 であったが、これは 文献値 51 μ A/ Φ_0 の 2 倍であり、木村 (21) の値 (100 μ A/ Φ_0) とコンシステントである。

SSA のモジュレーションコイルへの入力電流換算ノイズ波形を図 5.19 に示す。 $\Phi - V$ カーブとは違い、入力電 流換算ノイズレベルは 8 input SQUID のバイアス電流によって増減することが分かった。通常の SQUID では、バ イアス電流が上がると SQUID 動抵抗が上昇してゆき、最後には SQUID の超伝導が壊れてしまう。しかし 8 input SQUID の場合では SQUID の自体が伝達抵抗で分割されていため大きなバイアス電流でも SQUID の超伝導が壊れ ず、SQUID 出力波形を保ったまま抵抗が大きい状態となり、SQUID のジョンソンノイズが減少しているものと考え られる。8 input SQUID の電流ノイズ $I_{a,n}$ は SSA モジュレーションコイルへの入力電流換算ノイズ $I_{SSA,n}$ を用い



図 5.17 前段 8 input SQUID の特性曲線。(5.6) 式を使い出力電圧を I_a に変換した。後段 SSA にフィードバック ($R_{FB} = 10 \text{ k}\Omega$) した状態で測定しているので、TSS の接続で前段だけの性質を測定できる。バイアス電流に よって波形があまり変化しないのは、バイアス電流が大きくなると、電流が SQUID の方ではなく伝達抵抗へ流 れるようになるためである。



図 5.18 8 input SQUID のバイアス電流が $I = 30\mu$ A のときの Φ - I_a カーブ。各データ点は 20 bin ずつビンま とめされ、エラーを 2σ の標準誤差でつけている。直線は I_{Φ} を求める際に使用したフィット直線である。左図の ような右下がりのデータから求めた $\partial I_a/\partial \Phi$ は 15 μ A/ $\Phi_0(I_{\Phi} = 23 \ \mu$ A/ $\Phi_0)$ で、右図 (動作点近傍) から求めた $\partial I_a/\partial \Phi$ は 73 μ A/ $\Phi_0(I_{\Phi} = 110 \ \mu$ A/ $\Phi_0)$ であった。

て以下の式で表すことができる。

$$I_{\rm a,n} = \left(\frac{\partial I_{\rm a}}{\partial \Phi_{\rm b}}\right)^{-1} \Big|_{Vb} \times \frac{\Phi_0}{M_{\rm a}} \times I_{\rm SSA,n}$$
(5.8)

先ほど測定した $\partial I_{\rm a}/\partial \Phi$ と (5.8) 式を使って 8 input SQUID の電流ノイズを計算すると、1 kHz 以上の周波数帯域では

$$I_{\rm a,n} = 6 \left[p A / \sqrt{Hz} \right] \tag{5.9}$$

となった。これは SQUID のヒステリシスを防ぐためにジョセフソン接合に並列に入っているシャント抵抗、および伝達抵抗 R_a が作るジョンソンノイズレベル ~ 12 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ とコンパラである。TES をつないで実際に SQUID を動作させるときは温度が ~ 100 mK であるから、ジョンソンノイズはさらに 1/6 程度小さくなると見込まれる。低周波ではおそらく磁束トラップによるものと考えられるラインノイズと SQUID のジョセフソン接合間のゆらぎから 生じる 1/f ノイズが大きい。このノイズレベルは SQUID が超電導になる瞬間にどれだけ磁束が入っていたかによって左右されるものであり、毎回の測定によって大きさが違ってくる。本測定では、測定機器から発する電磁波を吸収

しないように、測定機器の電源は SQUID を 4K にしてから入れるようにしている。まとめると、8 input SQUID に ついて取得したパラメタはいずれも文献値とコンシステントであった。



図 5.19 後段 SSA に入るフィードバック電流に換算したノイズスペクトル。SQUID 出力を $R_x = 10 \text{ k}\Omega$ で 割って電流換算した。赤: $Ib = 27 \mu \text{A}$ 、青: $Ib = 71 \mu \text{A}$ 、緑: $Ib = 90 \mu \text{A}$ 。8 input SQUID のバイアス電 流を大きくするとノイズが小さくなる。この図から 8 input SQUID の電流ノイズを算出したところ、8 input SQUID の電流換算ノイズとして 6 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ を得た。

5.4 TSS のパラメタ測定

前段 8 input SQUID、後段 80 SSA のパラメタを取得し、文献値とコンシステントであることを確認できたので、 次は前段と後段を組み合わせた TSS を Magnicon で測定した。等価配線図と動作点時のパラメタの値をそれぞれ図 5.20 と表 5.4 に載せた。



図 5.20 TSS 測定時の配線接続図。入力とフィードバックは前段 8 input SQUID の入力コイル ($M_{in} = 107$ pH) から行う。図中のパラメタの値は表 5.4 を参照のこと。フィードバック時の 50 Ω 終端は外した。

図 5.21 は TSS の Φ -*V* カーブである。ノイズ特性よくなるので 8 input SQUID のバイアス電流 *I* を 97 – 109 μ A と大きくしているが、バイアス電流 30 μ A 付近でも同じ Φ -*V* カーブを取得できる。これは SQUID と並列に 伝達抵抗が入っているからである。8 input SQUID の場合は、バイアス電流を大きくすると SQUID に流れる電流 は臨界電流のままで (入力磁束の周期関数) 過剰分が伝達抵抗へと流れる。従って出力電圧は、周期関数にオフセッ トが乗った成分が出力される。そのためバイアス電流を上げても得られる出力波形は変わらない。図 5.22 – 5.25 は 図 5.21 の Φ -*V* カーブをバイアス電流毎に分けてプロットしたものである。80 SSA、8 input SQUID の測定とは 違って 20 bin でまとめてしまうとフィットに使うデータ点が足りなくなってしまったので、TSS のエラーバーは 10 kpoints のデータ点を 10 bin ずつまとめたときの標準誤差となっている。カイニ乗フィットで求めた TSS の *V* $_{\Phi}$ の 直線もまとめて描いてるが、そちらの結果は図 5.26 に載せた。図 5.28 は TSS のノイズスペクトルである。フィード バック抵抗を 30 kΩ に設定しているので、出力電圧を 30 kΩ で割って TSS の入力電流換算ノイズを得た。入力電流 換算ノイズスペクトルレベルは 20 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ 程度であった。カロリメータが作るノイズはトータルで 50 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ であるから、TSS の入力電流換算ノイズはそれよりも小さいことが示された。

Generator パレット	
ϕb	99.99 $\mu \rm App$
f	20 Hz
Bias パレット	
Ib(DC)	$30.005~\mu\mathrm{A}$
I(DC)	109.00 μA
Vb(DC)	1300.01 $\mu {\rm V}$
$\phi \mathrm{x(DC)}$	-1.56 $\mu {\rm A}$
$\phi \mathrm{b(DC)}$	$6.69~\mu\mathrm{A}$
Bias パレット	
$R_{\rm FB}$	$30.0 \text{ k}\Omega$
GBP	$0.55~\mathrm{GHz}$
Ampwidth	$0.2 \mathrm{~MHz}$
Ampgain	2000

表 5.4 TSS を測定時の Magnicon 設定。

表 5.5 カイ二乗フィットで求めた TSS の V_{Φ} を 2 σ のエラーと一緒に載せた。最も V_{Φ} が大きくなるのは 8 input SQUID のバイアス電流 $I = 107 \ \mu A$ のときである。10 bin のデータでは 80 SSA の時とは違ってヒステリシスが影響するので、得られたカイ二乗は小さい。

Ι	V_{Φ}	$R_{\rm dyn}$	Ι	V_{Φ}	$R_{\rm dyn}$
μA	mV/Φ_0	$\hat{\Omega}$	μA	${ m mV}/{\Phi_0}$	$\hat{\Omega}$
109	$23.1\pm5\%$	$553\pm74\%$	103	$22.4\pm3\%$	$49 \pm 163\%$
108	$23.9\pm4\%$	$547\pm~70\%$	102	$22.0\pm3\%$	$43\pm140\%$
107	$25.0\pm3\%$	$465\pm64\%$	101	$20.1\pm3\%$	$38\pm289\%$
106	$22.4\pm3\%$	$297\pm58\%$	100	$18.3\pm5\%$	$35\pm370\%$
105	$23.7\pm5\%$	$146\pm64\%$	99.0	$13.8\pm6\%$	$27\pm520\%$
104	$21.6\pm4\%$	$68\pm93\%$	98.0	$10.1\pm3\%$	$20\pm750\%$
			97.0	$5.64\pm6\%$	$16\pm1000\%$



図 5.21 TSS の $\Phi - V$ カーブ。図がわかりにくくなるのでエラーバーを外してある。

5.5 SQUID パラメタ測定まとめ

Magnicon を用いた測定で以前よりも精度良く SQUID のパラメタを測定し、それらのパラメタが文献値とコン システントだということを示した。本測定で得られた SQUID パラメタは文献値 ($V_{\Phi} = 16 \text{ mV}/\Phi_0$ 、 $M_{\text{IN}} = 61 \text{ pH}$ 、 noise = 12 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$:師岡 (26)、 $I_{\Phi} = 51 \mu \text{A}/\Phi_0$ 、 $M_{\text{in}} = 100 \text{ pH}$:木村 (21)) とほぼコンシステントであった。 ノイズについては、測定機器と配線の GND 回りを強化することで約 10 倍も改善し、ラインノイズも減らすことが できた。オシロスコープをグラウンドに落とすことで 1 – 1 kHz までのノイズが減少している。ノイズ落としで一番 効果があったのは FFT アナライザを周囲の機器と同じ GND に接地することであった。TSS をフィードバックして いる状態では、0.5 Φ_0 (電流換算で約 10 μ App に相当) の入力信号に対して、数 10 mV× $\frac{1}{1+\mathcal{L}}$ 程度の出力が見込まれ る。仮に回路のゲインが 100 だと仮定すると、10 kHz 信号に対しては数 100 mV 程度が出力される計算である。最 後に SSA、8 input、TSS 各 SQUID の測定パラメタをまとめたものを表 5.6 に示す。

主ちら	Magnicon	ブ取得した SOUIT	パニメタキとめ	任初の中に文献値を示す
T (0.0	magnicon	して取得したらないに	ハノブラよこの。	泊弧の中に又脉迴を小す。

名称	後段 SSA	前段 8 input	TSS
$Ib[\mu A]$	28	31	31(SSA)/109(8input)
$V_{\Phi}[\mathrm{mV}/\Phi_0]$	20.0(16)		25.0
$I_{\Phi}[\mu A/\Phi_0]$		110(51)	
$M_{ m in}$	60.3(61)	107(100)	
$R_{ m dyn}$	800(600)		550
$Noise[pA/\sqrt{Hz}]$	10(12)	6(6)	20



図 5.22 TSS の $\Phi-V$ カーブから計算した V_{Φ_o} 80 SSA よりも V_{Φ} が大きいのは前段 8 input SQUID のゲイン が加算されているからである。



図 5.23 TSS の $\Phi-V$ カーブから計算した V_{Φ} 。8 input SQUID のバイアス電流 $I = 101 \ \mu A - 104 \ \mu A$ まで。



図 5.24 TSS の $\Phi-V$ カーブから計算した V_{Φ} 。8 input SQUID のバイアス電流 $I = 104 \ \mu A - 108 \ \mu A$ まで。



図 5.25 TSS の $\Phi-V$ カーブから計算した V_{Φ} 。8 input SQUID のバイアス電流 $I = 109 \ \mu$ A。



図 5.26 TSS の Φ -V カーブから計算した V_{Φ} 。SSA よ リも V_{Φ} が大きいのは前段 8 input SQUID のゲインが 加算されているからである。



図 5.27 TSS の $\Phi-V$ カーブから計算した TSS の動抵 抗 R_{dyn} 。



図 5.28 TSS の入力電流換算 ($R_{\rm FB} = 30 \ \mathrm{k}\Omega$) ノイズスペクトル。赤 : 8 input SQUID のバイアス電流 $I = 55\mu\mathrm{A}$ 、青 : $I = 94\mu\mathrm{A}$ 。8input SQUID のバイアス電流を大きくすると TSS のノイズが小さくなるが、大体 90 $\mu\mathrm{A}$ 程度までバイアス電流を強くするとノイズが打ち止めになる。
第6章

SQUID 信号多重化用回路 (BBFB 回路) の原理

カロリメータの信号多重化を実現するには、室温部と低温部を結ぶ 1 m 程度の配線による位相回りの問題を克服 し、数 MHz の帯域でも SQUID に正常なフィードバックをかける駆動回路が必要である。そこで我々は AM 変調を 応用した技術を用い、MHz 帯域でも正確なフィードバックを実現する回路を開発した。この回路をアナログベース バンドフィードバック回路 (BBFB 回路) と呼ぶ。本章では、BBFB 回路製作への要求、仕様と、BBFB 回路の原理 を説明する。我々は 1 入力のものと 4 入力のものを製作したが、ここでは例として 1 入力の BBFB 回路について述 べる。BBFB 回路のアイディアは、VTT と SRON から提示されたものであるが、実用回路化したのは我々の研究室 が初めてである。

6.1 解決すべき課題と仕様検討

カロリメータ信号多重読み出し回路への要求は、1 MHz 以上での FLL 実現、 数 100 μ A/ μ sec の高スルーレート、電流のノイズレベル \ll 50 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ である。しかし現状での交流駆動回路はスルーレート数 10 μ A/ μ sec、ノイズは数 10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ であり、これ以上の広帯域化、高速化を考えると配線の位相回りの問題を解決しなくてはいけないという問題がある。そのため、我々は配線の位相回りをキャンセルした新しい回路を作る必要に迫られていた。

配線間位相回りの問題を解決するために、新たに以下の方法を考案した。その方式とは、AM 変調でキャリア波 を印加、除去することによってキャリア波の位相を自由に調節できるようにする方式である。これを我々は BBFB (BaseBand FeedBack)方式と呼ぶことにする。BBFB 方式でも変調波を入力とするところに変わりはない。信号検 出の方法が今までとは違い、変調された状態の SQUID 出力を位相検波器で復調つまりキャリア波を除去したのち増 幅したものを出力とする。出力をフィードバック部で再びモジュレート (再変調)して入力にフィードバックする。復 調、再変調時のキャリア波印加除去は外部波形発生器から行う。わざわざ復調と再変調を行うのは、位相の情報を一 旦失わせた後で再度変調することによってキャリア波の位相を自由に調節できるようになるからである。これらの演 算は信号の位相をより遅らせてしまうが、信号の帯域は $\leq 10 \text{ kHz}$ となっているので問題にはならない。これにより、 配線間の位相回りをキャンセルしたフィードバックを実現することができる。我々は BBFB 方式の回路で SQUID を読み出すことを目的に装置開発を行なってきた。以下では SQUID 読み出しを目的とした BBFB 回路の仕様検討 を説明する。図 6.1 は BBFB 回路のダイアグラムである。SQUID をプラックボックス化すると、電流入力電圧に変 えて出力する抵抗と同じなので、図 6.1 では入力を電流に変換してある。

6.1.1 SQUID 出力を増幅する前置アンプ

我々が想定している SQUID 出力は数 100 μ V 程度で比較的小さく、ノイズレベルは数 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ であるから、 SQUID 出力から室温部プリアンプまではシグナルとノイズの強度比から決まる S/N 比を稼ぐことができない。その ため SQUID 出力を受けるプリアンプ部は数 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 以下の低雑音のアンプで受けなければいけない。また SQUID の出力インピーダンスを数 100 Ω 程度で見積もっているのでそれに見合った入力インピーダンスと SQUID バイアス 電流を逃さず SQUID へと入力させるシステムを持つことが必要である。

6.1.2 位相検波部

方形波、正弦波を参照とした同期検波でキャリアの除去を行う。同期検波には LPF が含まれるがカットオフは キャリア周波数とシグナル周波数の間でなくてはならない。我々が想定しているキャリア波は 1 MHz、シグナルは 10 kHz だから、LPF のカットオフは 100 kHz 程度であれば良い。実際製作した回路でも LPF のカットオフ周波数 を 100 kHz にしてある。

6.1.3 信号増幅部

キャリアを除去した後は信号増幅部で昇圧し、出力電圧を得る。信号増幅部に要求されるゲインは 100 以上であ る。信号増幅部は LPF 出力を直接受けるのでキャリア波の落とし損ないをさらに減少させる目的で、ローパスフィ ルタを兼ねた積分器を信号増幅部として採用する。回路のゲインと安定性は信号増幅部でほとんど決まると思って良 い。BBFB 回路では積分器のキャパシタ容量を選択でき、ゲインを調節できる仕組みになっている。また、回路の安 定性を確保するため、信号周波数帯域では 1 次のポールであることが望ましく、従って積分器に使うアンプは高速な ものがよい。

6.1.4 フィードバック部

ここで数 V オーダーの信号出力にキャリア波を乗算し、電流換算してフィードバックする。まず安定に SQUID に FLL を供給するために、再変調に使う乗算器は高速かつ高出力 (帯域 10 MHz、耐電圧 10 V 以上) でなくてはな らない。また、フィードバック部に用いるアンプの電圧、電流ノイズが直接 SQUID に入力されるので、入力電流換 算ノイズは 10 pA/√Hz 程度である必要がある。しかしアンプの電圧ノイズはフィードバック抵抗である程度調節で きるので、ノイズレベルの制約は副次的な条件である。

以上の仕様を基に、我々は BBFB 方式による SQUID 交流駆動回路を製作した。

6.2 BBFB 回路の概要

§ 6.2 では、我々がエヌエフ回路設計ブロック (株) と製作した SQUID 交流駆動用 BBFB 回路の仕様を順を追って 説明する。図 6.4 に BBFB 回路のダイアグラムを示し、実際の回路図を (テスト測定用のダミーセンサ治具付き) 図 6.3 に示す。カロリメータの典型的周波数である数 10 kHz よりも十分に早いキャリア周波数 (1 MHz 程度)でカロ リメータをバイアスし、変調された信号電流を SQUID 入力コイルで磁束に変換して入力する。SQUID 出力電圧は 低温部と室温部をつなぐ長い(1m 程度を想定)配線を経て室温部の前置アンプ(プリアンプ)へと入力される。この とき AC 結合で直流電圧成分をカットした後に増幅する方式をとる。プリアンプは入力インピーダンスが 100 Ωの 差動入力になっていて、 ${
m SQUID}$ (約数 $100~\mu {
m Vpp}$) 出力を 200 倍に増幅する。また、プリアンプは ${
m SQUID}$ からの微 小電圧を直接受けるので低ノイズのものを使用する (設計値では $0.5 \text{ nV} / \sqrt{ ext{Hz}}$)。 $ext{BBFB}$ 回路には $ext{nF}$ 社製の超低雑 音作動 FET 増幅器 JPM400409-1(SA-421F5 改造品) を使用している。次に位相検波部でキャリアとシグナルを分 離する作業を行う。位相検波部は位相検波器は外部波形発生器からの方形波又は正弦波を参照とした同期検波 (PSD) であり、同期されたキャリアは 100 kHz の LPF でカットされ、キャリアが除去される。シグナルは周波数帯域が 10 kHz 程度であるから LPF の影響を受けず、シグナルのみを検出することができる。通常 PSD とはキャリアカットの LPF を含めた名称だが、本論文では便宜的に PSD(位相検波部) と LPF をあえて別個に扱うことにする。シグナルと キャリアを分離した次は積分器での信号増幅部へと入力される。積分器キャパシタは4点切り替えで容量を100 pF、 200 pF、500 pF、1000 pF に変更できるようになっていて、回路の安定度やゲインの調節などを行うことができる。 積分器での出力が、我々が得るべき復調された信号出力である。積分器出力は再変調部で外部のキャリア波形発生器 からの信号と乗算器によって再変調される。乗算部は2つのICから構成されていて、前段乗算器 AD734 (ゲイン1)



図 6.1 BBFB 回路のダイアグラム。入力電流を SQUID 又は抵抗で電圧変換してプリアンプで読み、PSD と LPF でキャリアを除去した後に積分器で昇圧して出力を得る。フィードバックは乗算器でキャリアを印加し、 フィードバック抵抗で電流換算して入力に返す。プリアンプ出力と積分器出力、フィードバックをオシロスコープ でモニタできるようになっていて、オシロスコープを参照しながら位相を調節し正確なフィードバックを返す。

でキャリアを印加、後段高速アンプ THS3091 で +6 dB 増幅したのちフィードバックを行う。このとき SQUID 内 の磁束が打ち消されるように再変調の位相を外部のキャリア波形発生器で調節することによって、配線の位相回りを キャンセルした正確なフィードバックを実現することができる。再変調波はフィードバック抵抗で電流に変換され、 SQUID のフィードバックコイルで磁束入力される。フィードバックの on/off は回路についているトグルスイッチに より手動で行う。

我々は SQUID 駆動に特化した BBFB 回路を製作したので、今回の回路には SQUID バイアスの機能がついてい る。TSS を使うために、BBFB 回路には2 ポートの DC 電流バイアス装置が付属していて、それぞれつまみを回すこ とで SQUID のバイアス電流を操作できるようになっている。また、出力モニタ用にプリアンプ出力 (Preamp out)、 積分器出力 (FLL out)、フィードバック出力 (FB out) 用の BNC 端子が付いている。さらに回路の開ゲイン測定用 に 3 つの BNC 端子がついていて、2 チャネル分を入出力モニタ用オシロスコープに接続し、もう一つを電圧源に接 続することで開ゲインを測定することができる。

BBFB 回路自体の性能評価には室温ダミーセンサ治具を使う (等価回路は図 6.3 参照)。これは SQUID の代わり に 100 Ω の抵抗が入ったもので、ダミーセンサ治具を使うと、100 Ω の抵抗に変調波を印加した場合の議論ができ る。メリットは室温でも簡単に測定出来る点と、SQUID の性質と BBFB 回路の性能を切り分けて考察できる点であ る。本論文では、ダミーセンサ治具を用いて回路の性能を評価した場合と、SQUID を組みわせて低温で SQUID を フィードバックした場合とを分けて考察する。最後に、BBFB 回路のゲインを表 6.1 にまとめた。



図 6.2 1 入力用に製作した BBFB 回路の写真。外部との接続は SQUID 出力を直接受けるプリアンプ以外は全 て BNC ケーブルで行う。プリアンプはノイズに強いツイストシールドケーブルで受ける必要があるため、BNO 端子が付いている。

表 6.1	BBFB 回路のケイ	ン一覧。	

名称	記号	ゲイン	備考
プリアンプ	$G_{\rm pre}$	200	
位相検波	$G_{\rm PSD}$	1	
LPF	$G_{\rm LPF}$	$\frac{1}{\sqrt{1+(2\pi fRC)^2}}$	$R=4.75~\mathrm{k\Omega}$, $C=330~\mathrm{pF}$
積分器 (フィードバック on 時)	$G_{\rm INT}$	$\frac{10}{2\pi fRC}$	$R=16.2~\mathrm{k}\Omega$, $C=100-1000~\mathrm{pF}$
再変調部	G_{mod}	1	乗算器 AD734 + 前置 THS3091
フィードバック抵抗	$R_{\rm RB}$	51 k Ω	



図 6.3 1 入力用 BBFB の回路図。左下にはテスト測定用のダミーセンサ治具 (SQUID の代わりに 100 Ω の抵 抗を入れたもの) を合わせて載せている。



図 6.4 SQUID を含めた BBFB 回路のダイアグラム。主な構成は SQUID、プリアンプ、PSD、積分器、再変調部からなる。

第7章

SQUID 信号多重化用回路の測定

本章では、我々が SQUID 交流駆動用に製作した BBFB 回路の性能を評価、そしてカロリメータの読み出しに適 しているか否かを考察した。まず1入力用の BBFB 回路を開発し、性能のテストを行った。次に4入力に対応した BBFB 回路を製作。1入力用 BBFB 回路と同様の性能を示すことを確認したのち、他チャネル間のクロストークの 影響を考察した。さらに実際に TSS を BBFB 回路でフィードバックし、BBFB 方式の実証と性能評価を試みた。

7.1 1入力用 BBFB 回路の評価事項

BBFB 回路の性能を評価する上で注意するべき事項は 3 つある。

- そもそも BBFB 方式で SQUID フィードバック (FLL) がかかるのか。
- •回路の安定性は数 MHz 帯域ではどうか。
- 回路が作るノイズレベルや最大入力量はカロリメータの要求を満たすものであるか。

これらを踏まえ、私は以下の測定を行った。

- 1. 開ゲイン、位相余裕
- 2. 入力線形性 (閉ゲイン)
- 3. ノイズレベル

開ゲインは SQUID TSS を含む回路系のゲインを表す。信号の増幅度と TSS に入れられる最大入力量を推定する ことができ、BBFB 回路の安定性を確認することが目的である。入力線形性測定とは開ゲインと SQUID の入力量で 決定する入力 – 出力間線形性をどの程度の入力量まで維持できるかを測定したものであり、これは TES を含む回路 の最大入力許容電流値を決定する。ノイズ測定は、BBFB 回路が微弱な TES 信号を読みだすのにふさわしいかを判 断するために測定した。以下で節ごとにこれらを測定した結果を示す。

7.1.1 帯域

ここでは、BBFB 方式を用いて MHz 帯域でのフィードバックをかけられるかを確認し、BBFB 回路自体の駆動帯 域やノイズレベルについて議論することが目的である。まず、回路単体の性能を評価するため、BBFB 回路にダミー センサ治具を付けて室温でのフィードバックを行った。

測定事項は開ゲイン、入力線形性、ノイズレベルである。開ゲインはフィードバック時に専用のコネクタに波形発 生装置とオシロスコープを接続して測定することができる。入力線形性測定とは閉ループにおけるゲインの線形性の ことであり、これはフィードバック時に入力電圧を徐々に大きくしてゆき入力 – 出力間のリニアリティがどこまで保 てるかを測定する。ノイズレベルはフィードバック時の積分器出力(積分器出力)をFFT アナライザでモニタする。

開ゲインは回路の各部のゲインの積である。表 6.1 にある回路のゲインを用いれば理論式は以下で表すことができる。



図 7.1 ダミーセンサ治具を用いた BBFB 回路測定セットアップ。入力波形発生装置からダミーセンサ治具に信 号を印加し、ダミーセンサ内の 100 Ω 抵抗に掛かる電圧をプリアンプで受け、200 倍に増幅して出力する。この ときプリアンプ出力と積分器出力をモニタしながら復調、再変調用の波形発生装置を使ってプリアンプ出力が最 小になるように位相を合わせ、フィードバックを行う。ノイズ測定の時には、入力波形発生装置の電圧をゼロにし て、積分器出力をオシロスコープから FFT アナライザに替えて測定する。オシロスコープは入力、プリアンプ出 力、積分器出力、フィードバック出力に接続され、各部をモニタできる。



図 7.2 開ゲイン測定方法。外部波形発生装置を使い BBFB 回路内の微小抵抗 (10 Ω) に電圧を印加し、入力 (図 中の in) と出力 (図中の out) をゲインモニタ用オシロスコープでモニタする。開ゲインは回路各部のゲインの 積だから、オシロスコープで得た出力電圧を入力電圧で割れば開ゲインを算出できる。

$$\mathcal{L}_{\text{dummy}} = \frac{R_{\text{dummy}}G_{\text{pre}}G_{\text{PSD}}G_{\text{LPF}}G_{\text{INT}}G_{\text{mod}}}{R_{\text{FB}}}$$
(7.1)

73

 R_{dummy} はダミーセンサ治具の抵抗 (100 Ω) をプリアンプの入力インピーダンス (100 Ω) と並列接続したときの抵抗値 50 Ω である。また、フィードバック時の入力線形性を表す式は、通常のフィードバックループの式 (付録 A 参照) を応用して

$$V_{\rm FLLout} = \frac{R_{\rm FB}}{R_{\rm in}G_{\rm mod}} \frac{\mathcal{L}}{1+\mathcal{L}} V_{\rm in}$$
(7.2)

となる。Vin は入力用波形発生器から入れた電圧信号である。開ゲインが1よりも十分に大きいときには、

$$V_{\rm FLLout} = \frac{R_{\rm FB}}{R_{\rm in}G_{\rm mod}}V_{\rm in} \tag{7.3}$$

であり、シグナル周波数や開ゲインに依らない定数となる。

評価方法

開ゲインと閉ゲインの測定を行う時には、BBFB 回路にフィードバックをかける必要がある。まず、入力用波形 発生装置から変調度 1 の正弦波を入れる (数式は (7.4) 式)。本測定では、シグナルを DC + 正弦波 ((1+ sin ωt) に比 例) とした。キャリア ω_c 、シグナル ω_s の波は、

$$V_{\rm in} = V_{\rm in,0}(1 + \sin\omega_{\rm s}t)\sin\omega_{\rm c}t \tag{7.4}$$

と表すことができる。ただし $V_{in,0}$ は定数である。プリアンプ出力と積分器出力をオシロでモニタしながら、実質 入力が最小になるように (実際は実質入力の G_{pre} 倍であるプリアンプ出力をモニタする) 復調、再変調用波形発生 器でキャリアの位相を調節してフィードバックを行う。正常にフィードバックされていればプリアンプ出力はほとん どゼロになる。フィードバック後の積分器出力は (7.4) 式と (7.3) 式に従った出力となる。例えば 1 Vpp 変調正弦波 を入力したとには、 $V_{in,0} = 250 \text{ mV}$ となるから、BBFB 回路が理想的に動いていれば積分器出力 (AC 成分) は 2.5 Vpp、DC 成分成分は 1.3 Vmean 程度が出力される。

開ゲインを測定するときは入力をゼロにして開ゲイン測定用波形発生器、ゲインモニタ用オシロスコープを接続す る。開ゲイン測定用波形発生装置に周波数 100 Hz – 1 MHz までの正弦波を入力し、ゲインモニタ用オシロスコープ の in と out 端子の電圧と位相差をメモする。このとき、開ゲインは V_{out}/V_{in} として測定される。開ゲイン測定用波 形発生装置に印加する電圧については、ゲインが大きい低周波帯域では電圧を大きくしないと出力が小さすぎてモニ タできなくなるので、始めは 2Vpp の電圧からスタートする。逆に、印加する信号の周波数が大きくなると出力波形 が正弦波から歪んでくるので、測定周波数帯域ごとに印加する電圧を下げてゆかねばならない。例えば、本測定では 100 Hz でゲイン 60 dB 程度であり、これは 2Vpp の入力電圧に対して 2 mV 程度しかない。

閉ゲイン (入力線形性測定)を測定するときには、開ゲイン測定用オシロスコープと波形発生装置を片付け、フィードバックオンの状態で入力用波形発生装置に変調度1の正弦波を印加する。入力電圧 $V_{in,0}$ を上げていったときの積分器出力とフィードバック出力をオシロスコープでモニタする。今回はシグナル周波数を1 kHz、20 kHz、キャリア周波数を 1.011 – 5.011 MHz と変化させて測定した。キャリア周波数を1 MHz からずらしているのは、キリの良い周波数値はラジオ電波等で広く使われていて、これらの外来電波を拾わない様に測定するためである。また、入力線形性測定の時には積分器キャパシタの値を 100 pF で統一した。

結果考察

ダミーセンサ治具に変調波を入力として印加した場合に、正常にフィードバックできている様をモニタしたもの が図 7.3 である。図 7.4、7.5 は 1 入力 BBFB 回路の開ゲインと位相を各キャリア周波数ごとに分けてプロットした ものである。各キャリア周波数でさらに積分器キャパシタの値を 100 – 1000 pF の間で変化させている。開ゲインと 位相はキャリア周波数には依存せず同じ値を持っていることが確認できる。実測した開ゲインの値は、100 kHz まで



図 7.3 キャリア 1.011 MHz の正弦波を、シグナル周波数 1 kHz、変調度 1、電圧 500 mVpp の正弦波で変調 したもの (黄色)を入力とし、フィードバックをオンにしたときのプリアンプ出力 (赤) と積分器出力 (青)、フィー ドバック出力 (緑)。フィードバック抵抗は 51 kΩ、積分器キャパシタ 100 pF である。ダミーセンサ治具の場合 であれば、変調波から正常にシグナルだけを検出できている様を見ることができる。

であれば、理想的な回路を仮定したときのゲイン曲線とコンシステントである。100 kHz を超えた周波数では回路内 にあるキャパシタや寄生インダクタンスなどがカップルして理想的な回路では説明できない右上がりのゲイン曲線、 位相曲線を示しているが、この振る舞いも含めてデータシートとコンシステントである。

積分器キャパシタC = 100, 200 pFでは、シグナル帯域 10 kHzで開ゲイン $10 \text{ 以上という回路への要求をクリア する結果が得られた。このとき位相余裕は約 <math>40$ 度あり、積分器キャパシタが小さい値でも BBFB 回路は安定に動作 している。

図 7.6 – 7.8 はフィードバックオン時の入力 – 積分器出力とフィードバック出力である。入力には $f_{
m s}=1~{
m kHz}$ 、20 m kHzの正弦波で変調した波を入れている。 $V_{
m in} \leq 2.5~
m Vpp($ 入力抵抗 $= 10~
m k\Omega$ なので、入力電流 $250~\mu
m App}$ に相当) までであれば入力線形性はシグナル周波数には依らず、キャリア周波数によって若干の変化をしている。1 - 20 kHz のシグナルに依存しないということは、このシグナル帯域では開ゲインが1よりも十分に大きい仮定が成り立ってい るということであり、少なくともシグナル帯域では十分に大きなゲインを確保できていると解釈できる。積分器出力 は変調した波を入力した際には AC 成分と DC 成分オフセット成分とに分かれる。本論文ではこれらを分けてプロッ トした。AC 成分と DC 成分の比は (7.4) 式から 1:2 であるが、その結果が図 7.6、7.7 にも現れている。さらに積分 器出力の AC 成分、 DC 成分と入力電圧の比は (7.3) 式をトレースするものとなり、1 入力 BBFB 回路がほぼ理想通 りに動いていることを確かめられた。図 7.8 でフィードバック出力が 12.6 V でクリップする現象が見られた。これ はフィードバック出力を受けるアンプ THS3091 の最大出力電圧でリミットされているものである (フィードバック 出力 = 12.6 Vpp のとき、THS3091 には 24 Vpp の電圧がかかる)。12.6 V を電流換算 ($R_{\rm FB} = 51 \text{ k}\Omega$) すると 1.26 mA、相互インダクタンス 100 pH を仮定して入力磁束換算すると 13.5 Φ_0 となる。要求は最大バイアス電流が 100 μA 、磁束換算で 5 Φ_0 以上であったことを思い出すと、回路の入力限界については SQUID 駆動には全く問題が無い ということになる。図 7.7 - 7.8 全般で、入力 - 出力間の傾き (ゲイン) がキャリア周波数によって 1.5 倍程度の開き があるという結果になった。おそらく高周波数キャリアではフィードバック時の位相の調節が完全ではなかったか、 位相検波モジュールの推奨帯域が 2 MHz までである影響が響いてきていると考えられる。いずれにしても 5 MHz までは正常にフィードバックが掛かっていることを確認することができ、実測した入力線形性ははほぼ理想通りであ ることを示した。

一方、入力線形性測定から入力換算ノイズの計算に必要な式である入力電流 – 出力電圧換算係数 Ξ を算出すると、



図 7.4 1入力 BBFB 回路にダミーセンサ治具をつけたときの開ゲイン曲線をキャリア周波数毎に分けてプロット したもの。左上: $f_c = 1.011$ MHz、右上: $f_c = 2.011$ MHz、左下: $f_c = 3.011$ MHz、右下: $f_c = 5.011$ MHz、 積分器キャパシタを 100 pF - 1000 pF まで変化させた。位相は図 7.5 に載せてある。



図 7.5 図 7.4 に対応した位相図。開ゲイン、位相ともデータシートとコンシステントである。



図 7.6 BBFB 回路にダミーセンサ治具を接続した測定したときの入力 – 積分器出力 (mean 値) の関係。左上: キャリア 1.011 MHz、右上: キャリア 2.011 MHz、左下: キャリア 3.011 MHz、右下: キャリア 5.011 MHz。 積分器キャパシタの値は 100 pF である。



図 7.7 BBFB 回路にダミーセンサ治具を接続した測定したときの入力 – 積分器出力 (peak – peak)の関係。



図 7.8 BBFB 回路にダミーセンサ治具を接続した測定したときの入力 – フィードバック出力 (mean 値) の関 係。左上: キャリア 1.011 MHz、右上: キャリア 2.011 MHz、左下: キャリア 3.011 MHz、右下: キャリア 5.011 MHz。フィードバック出力が 12.6 V でクリップした。

$$\Xi = \frac{V_{\rm FLLout}}{I_{\rm in}} = \frac{V_{\rm FLLout}}{V_{\rm in}} \times 2\sqrt{2} \times R_{\rm in} \approx 74 \ [\rm kV/A]$$
(7.5)

となる。 $2\sqrt{2}$ は、バイアス電流の peak – peak 値を実効値に直して時に出る定数である。(7.3)式から算出できる 理想値は 72 kV/A であり、設計値とほぼ等しい。本測定ではオシロスコープ出力電圧の peak – paek 値をモニタす るので、ノイズ見積もりには上記の変換式が必要である。

7.1.2 ノイズスペクトル

BBFB 回路が作る電圧ノイズから入力換算のノイズを見積もる。方法は、フィードバックしたときに測定した積分 器出力 (DC 成分) と入力電流との線形性を測定した結果から電流 – 電圧変換係数を算出し、この値を FFT アナライ ザで取得した積分器出力電圧ノイズスペクトルに乗じて電流変換することで行われる。ランダムノイズレベルの見積 もりは peak – paek 値ではなく実効値 rms で行われることに注意する。図 7.9 は FFT アナライザで取得したノイ ズレベルスペクトルである。フィードバック時に入力をゼロにした状態で積分器出力をモニタした。ノイズレベルは キャリア周波数を 1.011 MHz – 5.011 MHz としても変化は無く、積分器キャパシタの値によって積分器出力ノイズ の 10 kHz 以上で高周波で波形が変化する。これは積分器キャパシタの値を大きくすると開ゲインが小さくなり、ノ イズレベルも小さくなるということに対応している。積分器出力ノイズはフィードバック部の IC が作るノイズで説 明できる。フィードバック時には付録 A.2 に示す様に出力よりも後段のノイズが加算される。本測定では乗算器と フィードバックアンプがそれに当たる。積分器出力電圧ノイズレベルは 1.6 μ V / \sqrt{Hz} であるが、先ほど計算した電 流 – 電圧変換係数を使うと入力電流換算で 22 pA / \sqrt{Hz} となる。一方、乗算器 AD734 は $V_n = 1 \mu$ V/ \sqrt{Hz} のノイ



図 7.9 FFT アナライザで取得した積分器出力ノイズスペクトル (赤:積分器キャパシタ 100 pF、青: 200 pF、 緑: 500 pF、紫: 1000 pF)。左上がキャリア周波数 1.011 MHz でのデータで右上は 2.011 MHz のもの。左下 はキャリア 3.011 MHz のデータで右下が 5.011 MHz。ダミーセンサ治具でのノイズはキャリア周波数には関係 なく、さらにホワイトである。

ズをもち、後置アンプ THS3091 は $I_n = 17 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$ 電流ノイズを持つ。フィードバック抵抗 51 k Ω で電流と電圧 を変換すると 2 つのアンプが作るノイズは 26 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ となる。理論値と実測値がほぼコンシステントであること から、入力換算の電流ノイズレベルは大方フィードバック部の IC が作ると考えて良い。

7.1.3 1入力 BBFB 回路まとめ

この章では、MHz 帯域での SQUID フィードバックを実現するために製作された 1 入力用の BBFB 回路の性能を 評価した。その結果、ダミーセンサ治具を用いて帯域 5 MHz までの正常フィードバックに成功した。開ゲインは積 分器キャパシタが 100 pF、200 pF のときに 10 以上となり、回路のカロリメータ交流駆動への要求を満たしてい ることを示した。位相余裕は 40 度程度を確保できたことから、シグナル帯域において回路としての安定性は十分で あると言える。また、入力 – 出力間の線形性について考察した。開ゲインが 1 よりも十分に大きい帯域では、入力 – 出力の関係 (閉ゲイン) がシグナル周波数によらず一定であり、絶対値も予測されるものとコンシステントであるこ とを示した。回路内のアンプで決まる最大入力電圧はフィードバックアンプ THS3091 でリミットされるが、入力限 界 12.6 Vpp は入力電流換算で 1 mA 以上であり、カロリメータのバイアス電流の大きさとしては十分であった。ノ イズレベルはフィードバック部の乗算器 AD734 がつくるノイズレベルとコンシステントであった。入力電流換算ノ イズレベルはフィードバック抵抗の値に依存するが、TES が作る 50 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ よりも小さい。以上の結果により、

78

我々は製作した BBFB 回路によって SQUID の高周波駆動が可能であると結論した。

7.2 4 入力 BBFB 回路の測定

前節では1入力用 BBFB 回路で SQUID の MHz 帯域での読み出しが可能だという結論を得た。しかしカロリメー タの交流駆動には複数の入力に対応した室温回路が必要であり、1入力 BBFB 回路を拡張して多入力に対応できる ようにしなければならない。そこで問題になるのがチャネル間のクロストークである。チャネル間の周波数が近いと 他チャネルの信号が加算され、正常なフィードバックがかからないとかノイズが大きくなるなどの弊害が起こる可能 性があり、我々は信号間が干渉し合わないスペーシング周波数を決定する必要がある。そこで、次のステップとして 我々は4入力に対応した BBFB 回路を制作し、その性能評価を行った。本節では、新たに製作した4入力用 BBFB 回路を前節と同じく測定した結果をまとめた。

7.2.1 回路構成

4 入力用 BBFB 回路は、プリアンプから先が 4 又に分かれた並列構造で、各チャネルに PSD、積分器、フィー ドバック部が付いている。フィードバック部は再変調が終わったのち、各チャネルの出力を電圧として出力する。 BBFB 回路の外でそれぞれにフィードバック抵抗を入れ、電流加算することで 4 チャネルの電流和がフィードバック として SQUID に返される、1 本の配線で低温部へと行く構造になっている。回路図を図 7.11、7.12 に示す。その他 4 入力 BBFB 回路と 1 入力 BBFB 回路との相違点を以下に示す。

- プリアンプが外付けになり、以前はセンサから BBFB 中のプリアンプまでの配線がツイストシールド線 (BNO) だったものから、センサ – プリアンプ間を SMA ケーブル、プリアンプ – BBFB までの配線を同軸 (BNC) に変更。
- プリアンプの入力インピーダンスを 100 Ω の抵抗から 84 pF のキャパシタに変更。
- 復調器を変更。その結果復調入力が 4 Vpp の方形波に変更になった。変更に伴い最大入力周波数が 1.8 MHz になった。PSD のゲインに変更は無い。
- フィードバック部にキャリアキャンセル用の加算器があったが、これを廃止。

ちなみに、4 入力 BFBB 回路は測定の途中で回路構成を変更していて、本論文では変更前に行った測定と変更後 に行った測定がある。本論文では変更前の回路を4入力 BBFB 回路α、変更後の回路を4入力 BBFB 回路βとし て区別している。しかし、変更前後で回路の性能がコンシステントであることが言えているので、本章では4入力 BBFB 回路の性能は変更前後で同じであるとみなしている。詳しくは付録 B を参考にしてほしい。

7.2.2 測定

本論文では、4 入力 BBFB 回路の性能を評価する際に、まず1 チャネルのみの入力でフィードバックし、1 入力 BBFB 回路と同じ性能であることを考察した。測定の一連で、SQUID の代わりに室温ダミーセンサ治具を入れて測 定をした。測定事項は1 入力 BBFB 回路と同じ開ゲイン、入力線形性、ノイズの3種であり、これらが1 入力 BBFB 回路とコンシステントであることを確かめることが本測定の目標である。本測定は4 入力 BBFBβ(付録 B を参照の こと) で行った。4 入力 BBFB 回路で測定した開ゲイン、位相図を図 7.13 に示す。

キャリア 3.011 MHz では、シグナル 10 kHz 変調時に正常にフィードバックしない現象が起こった。そのため、 シグナル帯域 30 kHz の下では 4 入力 BBFB 回路の最大駆動周波数は 2.011 MHz 以上 3.011 MHz 以下となる。入 力 BBFB 回路での位相検波器は推奨動作周波数が 1.8 MHz であり、これ以上の広帯域では動作が保証されていない。 図 7.14 は 4 入力 BBFB 回路で測定した入力線形性である。図 7.14 から 1 入力 BBFB 回路が持つ入力線形性と同じ 結果が得られていることが確認できる。

FFT アナライザで取得したノイズスペクトルを図 7.15 に示す。4 入力 BBFB 回路 のノイズスペクトルはキャリ



図 7.10 4 入力用 BBFB 回路 (上) と1 入力用 BBFB 回路 (下)。4 入力用 BBFB 回路は積分器出力、フィー ドバック端子、復調、再変調端子が 4 つずつになっている。

ア帯域 1.011 – 2.011 MHz において 1 入力 BBFB と同じレベルだった。得られた入力線形性 (図 7.14 から求めた) の傾きを使ってノイズを入力電流の実効値に換算した。入力線形性から求めた直線の傾きは約 0.22 [Vmean/Vpp] で あったから、それを用いて電流 – 電圧変換係数 Ξ を計算すると、

$$\Xi = 73 \; [kV/A] \tag{7.6}$$

となる。BBFB が作るノイズレベルは約 $1.6 V / \sqrt{\text{Hz}}$ なので、入力換算ノイズレベルは、

noisepower = 22
$$[pA/\sqrt{Hz}]$$
 (7.7)

と計算することができる。これは1入力 BBFB 回路をダミーセンサ治具で測ったときとコンシステントな結果である。

80



図 7.11 4 入力用 BBFB 回路 α の回路図 (付録 B を参照)。ダミーセンサ治具との接続付き。LPF を通った後 の信号処理部 (図中の赤枠) は業者に発注した時と実際とでは回路図が違うので、修正版を図 7.12 に載せてある。



図 7.12 4 入力用 BBFB 回路 β(詳しくは付録 B を参照)の積分器、フィードバック部の回路図 (図 7.11 の赤枠内に対応)。



図 7.13 4 入力用 BBFB 回路 β で測定した開ゲイン曲線と位相。実線は 1 入力 BBFB 回路のゲイン曲線 (色は 積分器キャパシタの容量に対応している) である。フィードバック抵抗の値は 1 入力用 BBFB 回路と同じ 51 k Ω である。前回の測定でゲインがキャリア周波数には依存しないことが確認できているので、図ではキャリア 1.011 MHz 時のみ表示している。開ゲインは 1 入力 BBFB よりも + 6dB ほど大きいが、これはプリアンプの入入力 インピーダンスが変更になったことを考えるとコンシステントな結果である。位相についてもプリアンプの入力 インピーダンスの違いが位相のずれとなって現れている。



図 7.14 4 入力用 BBFB 回路 β で測定した入力線形性。積分器キャパシタは 100 pF である。上段は左から キャリア周波数 1.011 MHz での積分器出力 AC 成分、DC 成分、フィードバック出力を示したもので、下の 3 つ の図が左からそれぞれキャリア周波数 2.011 MHz での積分器出力 AC 成分、DC 成分、フィードバック出力であ る。また、各図では比較用に 1 入力 BBFB 回路で取得したときの入力線形性曲線 (キャリア 1.011 MHz、シグナ ル 1 kHz。図 7.6 - 7.8 と同じデータ) を重ねてプロットした。



図 7.15 4 入力用 BBFB 回路 β (ダミーセンサ治具) で測定した入力電流換算ノイズスペクトル。左がキャリ ア 1.011 MHz、右がキャリア 2.011 MHz。積分器キャパシタを 100 pF(赤)、200 pF(青)、500 pF(緑)、1000 pF(紫) と変化させてある。

83

7.2.3 2入力間漏れ込み電圧の測定

84

新たに製作した 4 入力用 BBFB 回路は SQUID 出力を受けるプリアンプから先が 4 又になっていて、各チャネ ルに並列にプリアンプ出力電圧がかかる仕組みである。このとき、1 つのチャネルにはプリアンプ出力だけではなく 他チャネルからの電圧成分が混入する。チャネル間のクロストークが開ゲインやノイズレベルなどの回路の基本性質 に及ぼす影響はどの程度であろうか。本測定では漏れこみ電圧の成分がどの程度であるかを考察し、さらにはカロリ メータ素子の交流駆動に適切なスペーシング周波数を決定することを目的としている。また、測定は 4 BBFB 回路 α(付録 B を参照のこと)を使用した。



図 7.16 回路図略。あるチャネルに他の周波数の成分が紛れ込む可能性として、入力起因のものと他チャネルか らのもれこみがあると思われる。

原理

まずはチャネル間のクロストークがどの箇所で生じ、またどのような振る舞いをするのかを数式化してゆく。入 力が2つある場合には、2つの信号が互いに干渉し合わないためにキャリア周波数間隔をシグナル帯域よりも広くし なければならない。これを非干渉の第一条件と呼ぶことにする。数式化するとスペーシング周波数 Δω、シグナル帯 域 ω_sに対して

$$\Delta \omega \gg \omega_{\rm s} \tag{7.8}$$

である。漏れ込み電圧には2つの成分あると考えられる。

- 他チャネルでフィードバックした入力(出力)が位相検波器とローパスフィルタで落しきれなかったもの
- 他チャネル復調用電圧からの漏れこみ

正常にフィードバックされているとき、j番目のチャネルへの入力 $f^j(t)\sin\omega_{cj}t$ に対してプリアンプ出力は、

$$V_{\text{preamp}}(t) = \sum_{j} \frac{G_{\text{PRE}}^{j}}{1 + \mathcal{L}^{j}(\omega_{\text{s}j})} f^{j}(t) \sin \omega_{\text{c}j} t$$
(7.9)

である。 $\mathcal{L}^j(\omega_{\mathrm{s}j})$ 、 $\omega_{\mathrm{c}j}$ 、 $\omega_{\mathrm{s}j}$ はそれぞれ j 番目のチャネルのループゲイン、キャリア角周波数、シグナル角周波数である。

他チャネルからの漏れこみとして、入力に比例する成分と定数成分 (B) を考えると、チャネル i の PSD 出力は、

$$V_{\rm PSDout}^{i}(t) = \frac{G_{\rm PRE}^{i}G_{\rm PSD}^{i}}{1 + \mathcal{L}^{i}(\omega_{\rm si})}f^{i}(t)\sin\omega_{\rm ci}t\sin\omega_{\rm ci}t \qquad (7.10)$$

$$+ \sum_{j\neq i}G_{\rm PRE}^{j}G_{\rm PSD}^{j}\left[\frac{1}{1 + \mathcal{L}^{j}(\omega_{\rm sj})}f^{j}(t) + B_{j}\right]\sin\omega_{\rm cj}t\sin\omega_{\rm ci}t$$

$$= \frac{G_{\rm PRE}^{i}G_{\rm PSD}^{i}}{1 + \mathcal{L}^{i}(\omega_{\rm si})}f^{i}(t)\frac{(1 + \sin^{2}\omega_{\rm ci}t)}{2}$$

$$+ \sum_{j\neq i}G_{\rm PRE}^{j}G_{\rm PSD}^{j}\left[\frac{1}{1 + \mathcal{L}^{j}(\omega_{\rm sj})}f^{j}(t) + B_{j}\right]\frac{\cos(\omega_{\rm ci} - \omega_{\rm cj})t - \cos(\omega_{\rm ci} + \omega_{\rm cj})t}{2}$$

$$(7.11)$$

これに LPF と積分器をかけた出力は、

$$V_{\rm FLLout}^{i}(t) = \frac{G_{\rm PRE}^{i}G_{\rm PSD}^{\prime i}G_{\rm LPF}^{i}(\omega_{si})G_{\rm INT}^{i}(\omega_{si})}{1 + \mathcal{L}^{i}(\omega_{si})}f^{i}(t)$$

$$+ \sum_{j\neq i}G_{\rm PRE}^{j}G_{\rm PSD}^{\prime j}G_{\rm LPF}^{j}(\Delta\omega_{ij})G_{\rm INT}^{j}(\Delta\omega_{ij}) \Big[\frac{1}{1 + \mathcal{L}^{j}(\omega_{sj})}f^{j}(t) + B_{j}\Big]\cos\Delta\omega_{ij}t$$

$$= \frac{1}{b^{i}}\frac{\mathcal{L}^{i}(\omega_{si})}{1 + \mathcal{L}^{i}(\omega_{si})}f^{i}(t) + \sum_{j\neq i}\frac{\mathcal{L}^{j}(\Delta\omega_{ij})}{b^{j}}\Big[\frac{1}{1 + \mathcal{L}^{j}(\omega_{sj})}f^{j}(t) + B_{j}\Big]\cos\Delta\omega_{ij}t$$
(7.13)

となる。ただし計算の際に PSD のゲイン $G'_P^j \equiv G_P^j/2$ と書き直し、 $\Delta \omega_{ij} \equiv \omega_{ci} - \omega_{cj} (スペーシング角周波数)$ とした。さらに $\omega_{cj} \gg \text{LPF}$ のカット周波数を仮定した。加えて信号周波数帯域はスペーシング角周波数以下である とした。この式変形は LPF が理想的に動作していて、さらに開ゲインが $\Delta \omega$ が大きいほど小さくなることを仮定し ている。しかし実際は図 7.13 の様に周波数 100 kHz 以上でゲインが増加しているので、注意が必要である。

(7.13) 式の第一項は主成分で、正常にフィードバックがかかりかつ各チャネルが独立の場合の出力である。第二項 は漏れ込み成分を表す。右辺第二項を *V*ext とおく。

$$V_{\text{ext}}(t) = \sum_{j \neq i} \frac{\mathcal{L}^j(\Delta\omega_{ij})}{b^j} \Big[\frac{1}{1 + \mathcal{L}^j(\omega_{sj})} f^j(t) + B_j \Big] \cos \Delta\omega_{ij} t$$
(7.15)

 $V_{\rm ext}$ のフーリエ変換は、

$$\hat{V}_{\text{ext}}(\omega) = \sum_{j \neq i} \frac{\mathcal{L}^{j}(\Delta\omega_{ij})}{2b^{j}} \Big[\frac{1}{1 + \mathcal{L}^{j}(\omega_{\text{s}j})} [\hat{f}^{j}(\omega - \Delta\omega_{ij}) + \hat{f}^{j}(\omega + \Delta\omega_{ij})] + B_{j}[\delta(\omega - \Delta\omega_{ij}) + \delta(\omega + \Delta\omega_{ij})] \Big]$$
(7.16)

となる。これは、各チャネルの周波数の差に相当する出力が現れることを意味する。第4章でAM 変調の説明 をしたが、複数チャネルがあるとキャリア同士のクロストークにより、スペーシング周波数にも AM 変調の理論 が適用され、スペーシング周波数の周りにシグナルが分布するようになる。十分にスペーシングされている場合 ($\mathcal{L}^{j}(\Delta \omega_{j}) \ll 1$)には (7.15)式は 0 になるが、スペーシング周波数でゲインを持つ場合ではスペーシング周波数の近辺で入力に比例した出力が現れる。シグナル帯域と、スペーシング周波数とシグナル周波数の差分に相当する帯域を 持つスペクトルが干渉し合わないためには、 $\Delta \omega_{ij} - \omega_{sj} \gg \omega_{sj}$ である必要があり、このようなスペーシング周波数は

$$\Delta \omega_{ij} \gg 2\omega_{\rm sj} \tag{7.17}$$

となる。これを、非干渉の第二条件と呼ぶことにする。

測定方法

簡単のため2入力の場合を考える。入力として変調度1の正弦波

$$V_{\rm in} = V_0 \sin \omega_c t (1 + \sin \omega_s t) \tag{7.18}$$

を入れると、(7.16) 式の片側スペクトル強度は、

$$|\hat{V}_{\text{ext,siglesided}}(\omega)| = \frac{\mathcal{L}(\omega)}{b} \Big[\frac{V_0}{1 + \mathcal{L}_0} + B \Big] \delta(\omega - \Delta\omega) + \frac{V_0 \mathcal{L}(\omega)}{2b(1 + \mathcal{L}(\omega_{\text{s}}))} \Big[\delta(\omega - (\Delta\omega + \omega_{\text{s}})) + \delta(\omega - (\Delta\omega - \omega_{\text{s}})) \Big] 9 \Big]$$

と変形できる。(7.19)式は、スペーシング周波数とそのまわりの $\Delta \omega_{ij} \pm \omega_{sj}$ でパルスが出ることを表す。スペーシング周波数で生じるスペクトルは入力電圧に比例する項と切片に分けられ、スペーシング周波数のまわりに分布する成分は入力電圧に比例する成分のみで構成される。本測定では、ダミーセンサ治具に変調度1の変調波を入力した場合の出力信号スペクトルの波高値 [Vrms]を測定した。

測定機器について説明する。ノイズ取得の際に使っている FFT アナライザでは測定可能周波数帯域が 100 kHz までだが、本測定では 100 kHz 以上の帯域を測定するので FFT アナライザは使えない。そのため今回は垂直分解能 16 bit のスペクトラムアナライザ (ADVANTEST R3132)を用いた。4 入力 BBFB 回路の 2 つのチャネル (チャネ ル 1、2 使用)を同時にフィードバックする。本測定は他チャネルからの漏れ込み電圧の性質とレベルを測定するもの であるから、片方 (チャネル 2)の入力をゼロにする必要がある。測定手順は以下の通りである (どの部分を測定して いるのかについては図 7.17 を参考のこと)

- 1. チャネル 2 をキャリア周波数 1.011 MHz の正弦波を入れてフィードバックし、入力電圧をゼロにする。
- チャネル1に f_c = 1.081 1.211 MHz の変調波 (シグナル f_s = 10 kHz 20 kHz) を入れてフィードバック する。その状態でチャネル1の入力電圧を上げてゆく。
- チャネル1の入力電圧を上げていったときのチャネル2の出力電圧をスペクトラムアナライザでモニタし、 100回平均の波高値を目視で読み取ってメモする。
- 4. チャネル1のキャリア周波数、シグナル周波数を変化させて、同様の測定を行う。

結果考察

(7.19)式を再現するように、スペクトラムアナライザで 3 本の線スペクトルを検出できた。各スペクトルが現れ る周波数は $\Delta \omega - \omega_s$ 、 $\Delta \omega$ 、 $\Delta \omega + \omega_s$ であり、それぞれ side-、main、side+ と呼ぶことにした。入力を大きくする と side± の整数倍の高調波が見られた。これらは、変調度 1 の波を入力しているためにシグナル周波数以外の高調 波が混ざりやすく、入力波形発生器や BBFB 回路内部の構成回路の演算の際に高調波が生じるためと考えられてい る。一般には、変調度を 1 よりも小さくしても高調波は消えないと言われている。簡略化のため、今回は高調波への 考察を割愛する。キャリア周波数に依存するとみられる main 成分からは入力がゼロでもスペクトルが検出された。



図 7.17 多チャネル漏れ込み電圧測定図。赤線のチャネル 2 を 1MHz でフィードバックして入力を 0 にする。 その状態で他チャネルの入力 (入力 1)のキャリア、シグナル周波数、入力電圧を変化させてゆき、出力 2 をスペ クトラムアナライザでモニタすることで、チャネル 1 からチャネル 2 へと漏れ込む成分を測定する。2 つのチャ ネルが完全に独立ならばスペクトラムアナライザには何も出力されないはずである。

	チャネル 2	チャネル 1
$f_{\rm c}$	1.011 MHz	$1.081 - 1.211 \ MHz$
$f_{ m s}$	なし	10 k, 20 k, 30 kHz
フィードバック	ON	ON
入力	0	$0-4~\mathrm{Vpp}$
CH mode	4 ch OPERATE	
PSD PHASE	$0 \deg$	

表 7.1 測定時における 4 入力 BBFB 回路 α (付録 B 参考のこと)のセットアップ。

これは復調部の位相検波器からの漏れ電圧であると思われる。復調からの漏れ電圧は (7.19) 式の *B* の項が由来であ り、具体的には以下の式で表すことができるはずである。

$$\operatorname{main}_{\text{offset}} = \frac{\mathcal{L}(\Delta\omega)}{b} B \quad [\text{Vrms}]$$
(7.20)

本測定では復調に使う参照電圧が main 成分のオフセット成分であると仮定し、(7.20)式を用いて最小二乗法によるフィットを試みた。その結果が図 7.22 である。フィットの際には開ゲイン曲線を再現する必要があるが、今回は回路のゲインから計算できる理論曲線(7.21)式を用いた。

$$\mathcal{L}(\omega) = \frac{100\Omega \times G_{\rm pre}G_{\rm PSD}G_{\rm LPF}G_{\rm int}G_{\rm mod}}{R_{\rm FB}}$$

$$b = \frac{G_{\rm mod}R_{\rm in}}{R_{\rm FB}}$$
(7.21)

4入力 BBFB 回路各部のゲインは表 6.1 の通りである。また、測定ではチャネル 1、2 とも入力抵抗を $R_{\rm in} = 10$



図 7.18 キャリア 1.111 MHz、シグナル 10 kHz、入力 2 Vpp の正弦波を印加した場合の漏れこみ成分スペクトル。横軸は周波数をリニアスケールで中心値は 100 kHz。(7.19) 式の様に 3 本 (side-: 90 kHz、main: 100 kHz、side+: 110 kHz)の線スペクトルが出ている。



図 7.19 main 成分スペクトルの波高値を入力電圧を横軸としてプロットしたもの。main 成分には入力電圧に依 存する成分と入力がゼロでも漏れ込んでいる成分の 2 種類ある。main 成分はシグナル周波数には関係がなかっ たので、代表としてシグナル 10 kHz のプロットのみ表示している。

 $k\Omega$ 、フィードバック抵抗を 10 kΩ、積分器キャパシタを 500 pF としてある。エラー無しの最小二乗法を実行したと ころ、図 7.22 のように実測値とフィットがうまく重なった。これはクロストーク電圧のオフセット成分が、復調から の漏れ電圧が LPF と積分器で減衰したものとみなしても良いということである。フィットから求めた復調器からの 漏れ電圧成分 *B* は 0.143 μ Vrms であり、これはスペーシング周波数に約 4 μ Vpp の波が生じることを表している。 この大きさは典型的プリアンプ出力に対して (数 100 mVpp) 非常に小さく、シグナルに影響することはまずないと 思われる。従って、復調からの漏れ電圧は我々が議論するスペーシング周波数 100 kHz – 200 kHz の近傍では無視 して構わない。

main 成分は入力が十分に大きいときには入力電圧の一次関数となる。その入力電圧 [peak – peak] – 出力電圧 [mVrms] の傾き α_{main} を図 7.19 からエラーなしの最小二乗法直線フィットで求めた (フィットに使用した領域は $V_{in} > 1.3 \text{ Vpp}$)。 出力を 1 Vpp で割った傾きで漏れこみ成分を議論する理由は、入力電圧 1 Vpp はバイアス電流



89

図 7.20 クロストーク電圧の side± 成分を入力電圧の関数としてプロットしたもので、シグナル周波数は 10 kHz。キャリア周波数によって傾きは異なるが全ての周波数において入力電圧に比例している特徴がある。



図 7.21 クロストーク電圧の side± 成分のシグナル周波数依存性を入力電圧の関数としてプロットしたもの。 キャリアを 1.311 MHz にして、シグナルを 10 – 30 kHz で変化させてある。シグナル周波数が大きいと傾きも 大きくなる傾向は、1.311 MHz 以外の他の全ての周波数でも同様に検出できた。

100 μ App に相当し、TES を交流駆動する際の典型的バイアス電流値となるから議論しやすいためである。 α_{main} の 理論式は以下の式で表すことができる。

$$\alpha_{\text{main}}[\text{mVrms/Vpp}] = \frac{1000}{4b} \frac{\mathcal{L}(\Delta\omega)}{1 + \mathcal{L}_0}$$
(7.22)

分母のループゲインは DC 成分にかかるものであり、定数として扱う。従って α_{main} はスペーシング周波数のみの 関数になる。そのため、(7.22) 式を定数項をまとめて A とおき、

$$\alpha_{\min}[\text{mVrms/Vpp}] = A \frac{\mathcal{L}(\Delta \omega)}{b}$$
(7.23)

とすれば main の傾きを評価しやすい。 *A* を変えていった理論計算の結果と一緒にプロットしたものが図 7.23 であ る。図 7.23 のモデル曲線は理想的な回路を仮定したときの理論計算 ((7.21) 式参照) から算出した *L* を使用してい る。フィードバック抵抗が 10 kΩ、積分器キャパシタ 500 pF である。

さて、BBFB 回路はキャリア周波数のみをフィードバックし、他の周波数成分はフィードバックしない。そのため、他チャネルからのもれこみ電圧が存在するとそのまま入力へ返されることになる。TSS で読み出す場合を考えると、漏れこみ電圧の入力電流換算が $\pm 1/4\Phi_0$ の大きさを超えると SQUID のロックが外れフラックスジャンプを起こしてしまう。そのため、SQUID を安定にフィードバックするため漏れこみ電圧をリミットしなければならない。もれこみ電圧によって SQUID ロックが外れない条件は



図 7.22 main 成分のオフセットをスペーシング周波数の関数としてプロットし、さらにローパスフィルタと積分 器のゲインでフィットした。フィット関数は (7.21) 式である。算出した B の値は、 $B=0.14 imes 10^{-6}~[\mathrm{Vrms}]$ で あった。



図 7.23 α_{main} のプロットと、BBFB 回路のゲインから計算された曲線。ゲイン曲線の算出には積分器キャパシ タ 500pF、フィードバック抵抗 10 kΩ の理想的回路を仮定している。(7.23) 式の A を 0.7,1 の場合を図示して いる。

$$V_{\rm ext}(f)[\rm Vpp] < \pm \frac{1}{4} \Phi_0 \times \frac{R_{\rm FB}}{M_{\rm FB}G_{\rm mod}}$$
(7.24)

である。例えばフィードバックコイルのインダクタンスを 100 pH、フィードバック抵抗を 10 k Ω と仮定すれば漏 れこみ電圧の許容値は 200 mVpp(72 mVrms) であり、フィードバック抵抗を $51 \text{ k}\Omega$ にすれば許容値は 1 Vpp(360mVrms) になる。以上を考慮して図 7.23 を見ると、 $\Delta f = 80 \text{ kHz}$ では 1Vpp の入力に対して漏れこみ電圧出力の 実測値が $120 \mathrm{mVrms}$ を超えている。本測定ではフィードバック抵抗が $10~\mathrm{k\Omega}$ なので、もし SQUID を使って測定し ていればスペーシング周波数が 80 kHz では漏れこみ成分によって SQUID の FLL が外れ、測定ができないことに なる。 $lpha_{
m main}$ の値は、 $\Delta f = 80~{
m kHz}$ 以外の周波数では概ね理論曲線をトレースしていた。そのため、変調波を入力 した際に 3 本現れるスペクトル成分のうち、 Δf に現れる main 成分は復調電圧と入力電圧とが PSD とフィルタを 通って他のチャネルに漏れ込んだものと結論した。さらにクロストークのレベルは、 $\Delta f = 80~\mathrm{kHz}$ を除いて SQUID のフィードバックを外してしまうリミットよりも 1 桁以上小さく、 Δf がつくるクロストークは SQUID のフィード バックには影響しないことが明らかになった。

一方、 $side\pm$ 成分の入力依存性を表す傾き α_{\pm} の理論式は、

$$\alpha_{\pm} [\text{mVrms/Vpp}] = \frac{1000}{8b} \frac{\mathcal{L}(\Delta \omega \pm \omega_{\text{s}})}{1 + \mathcal{L}(\omega_{\text{s}})}$$
(7.25)

となる。(7.25) 式と測定データから計算した α_{\pm} を比較したものが図 7.24 である。



図 7.24 モデル曲線と測定データから計算した α_{\pm} の比較。実線の式は (7.25) 式からシグナル周波数を 10 - 30 kHz まで変化させて算出した。モデル曲線は (7.21) 式と (7.25) 式を使って求めたものである。

実測値から算出した α_{\pm} はオーダーの範囲でモデル曲線とコンシステントになった。図 7.24 ではスペーシング周 波数が 100 kHz を超えたあたりでプロットがモデルよりも小さくなっているが、これはモデルとして仮定した理想 的な開ゲイン曲線と実測した開ゲイン曲線 (図 7.13) とが 100 kHz 以上でずれているためと思われる。すべてのシグ ナル周波数かつモデル曲線と実測値の両方で、入力換算磁束量が $\pm 1/4 \Phi_0$ を超えない α を満たす最低スペーシング 周波数は、 $\Delta f \sim 120$ kHz であった。しかし実際に TSS を搭載して多入力測定をする場合、BBFB 回路が作るクロ ストーク以外にさらに TSS の入力コイル間のクロストークが効いてくるものとみられている。従って SQUID ロッ クが外れないためのスペーシング周波数はもっと広く取らなければならないと考えられる。フィットで求めた漏れこ み成分のキャリア周波数依存性を表 7.2 にまとめた。

また、様々なスペーシング周波数でノイズデータを取得した (図 7.25)。このときノイズスペクトルがチャネル 毎スペーシング周波数毎に異なるという現象を検出した。そのとき、スペーシング周波数に依らず先にフィードバッ クした方のノイズレベルが上昇する。この現象はイレギュラな現象であり、原因の究明にはさらなる実験と考察が必 要である。スペーシング周波数への議論としては、スペーシング周波数が 150 kHz 離れていれば 2 チャネルのノイ ズは同レベルになる。スペーシング周波数が 80 kHz では、他のスペーシング周波数よりも大きな干渉が起こってい るとみられ、それがノイズスペクトルにも現れている。1 入力のときのノイズレベルは約 1.6 μ V / $\sqrt{\text{Hz}}$ であるが、 2 チャネルにするとスペーシング周波数 120 kHz まではノイズスペクトルに有意な増加がみられる。それ以上のス ペーシングではノイズレベルに差がなくなり、個々で 1 入力のときと同じノイズレベルになり、大体 1.8 μ V / $\sqrt{\text{Hz}}$ に落ち着く。

最後に結果をまとめたものを示す。

- 4 入力 BBFB 回路には他チャネルからの漏れこみ成分が存在する。
- 漏れこみ成分にはキャリアに依存するものとシグナルに依存するものがあり、入力として変調度1の正弦波を 加えたところ、スペクトラムアナライザで計3本以上ものスペクトルを確認できた。
- 漏れこみ成分のうちキャリアに依存するものはさらに入力に比例するものと、入力ゼロでも復調同士が干渉し

$f_{\rm c}[{\rm MHz}]$	$f_{\rm s}[{\rm kHz}]$	$\alpha_{\rm main}[{\rm mVrms/Vpp}]$	main offset[mVrms]	$\alpha_{+}[mVrms/Vpp]$	$\alpha_{-}[mVrms/Vpp]$
1.081	10	9.4	7.4	9.6	16.8
1.081	20			24	26
1.081	30			40	36
1.091	10	124	8.8	76	52
1.091	20			94	48
1.091	30			116	52
1.111	10	5.4	6.2	13.4	7.4
1.111	20			24	18.6
1.111	30			36	28
1.121	10	10.0	6.4	14.6	5.4
1.121	20			24	17.6
1.121	30			32	32
1.131	10	2.6	5.8	7.0	11.8
1.131	20			15.2	26
1.131	30			24	48
1.161	10	1.74	3.2	2.6	8.4
1.161	20			7.4	18.8
1.161	30			11.2	36
1.211	10	0.98	1.66	2.8	3.8
1.211	20			5.0	8.8
1.211	30			7.2	15.8

表 7.2 エラー無しの最小二乗法によって算出したキャリア、シグナル周波数毎の漏れこみ成分の傾きと切片。 main 成分はシグナル周波数には依存しないので、10 kHz 変調時のみのデータで省略した。

合って出力されるものがある。これらの成分を理論計算と比較した結果、復調器や入力からの漏れ成分がロー パスフィルタと積分器を通って出力されたものと結論した。

- 漏れこみ成分のうちシグナル周波数に依存するものは、キャリア同士の干渉によってできるスペーシング周波数とシグナル周波数との干渉が原因である。スペクトルはスペーシング周波数の両側に分布し、大きさは入力に比例する。スペーシング周波数が狭いと、漏れこみ成分の実効値は 100 mVrms を超え、正規のフィードバック量に対して無視できないことが分かった。
- ノイズスペクトルから考察したスペーシング周波数は約150 kHz であった。ノイズレベルも(7.22) (7.25)
 式に従うと思われるが詳察は行っていない。これより小さいスペーシング周波数ではノイズ間で干渉が大きい。
- スペーシング周波数 80 kHz では他のスペーシング周波数とは違った共振の様な振る舞いを示す。この共振成 分は(1) キャリア周波数に依らない、(2) 積分器キャパシタの値を大きくすると抑えられる、ということが別 の実験で分かっている。
- 結局、適切なスペーシング周波数としてはシグナル帯域の2倍(非干渉の第二条件)と、正常にTSSをフィードバックできるスペーシング周波数((7.24)式から求まる)~120 kHz、ノイズから決まる150 kHz の大きい方の周波数を採用すれば良いと思われる。ただし実際にTSSを駆動する際には前段8 input SQUIDの入力コイル間のクロストークが加わり、スペーシング周波数をもっと広く取る必要があると思われる。



図 7.25 2 チャネルあるうち片方のキャリア周波数を 1.011 MHz で固定し (赤線)、もう一方のキャリア周波数 を変化させていった場合の各チャネルの積分器出力ノイズスペクトル。左上から右下にかけて、キャリア周波数 1.081 MHz、1.091 MHz、1.111 MHz、1.121 MHz、 1.131 MHz、1.161 MHz、1.211 MHz。スペーシング周 波数が 70 kHz、80 kHz では main 成分の線スペクトルが FFT アナライザの測定帯域にみられる。

7.3 TSS 下でのフィードバック

前節までで、BBFB 回路で SQUID が駆動可能だということを示した。カロリメータ交流駆動の第一歩として、 次は SQUID を搭載しての 4K 下での性能評価を行った。

7.3.1 セットアップ

SQUID と BBFB 回路をつなぐ際には Magnicon 測定でも使った 4K プローブ、4K デュワを用いた。図 7.26 は 4K プローブと BBFB 回路、測定機器を接続した写真であり、図 7.27 は等価接続図である。この測定では BBFB 回路を SQUID 電流バイアスとシグナル信号処理に用い、波形発生装置を入力信号印加用に、開ゲイン測定電源用に用 いている。オシロスコープは各部をモニタするために接続していて、ノイズ測定の時にのみ積分器出力端子を FFT アナライザを接続する。4K プローブには 5 つの BNC 端子と 1 つの BNO 端子がついていて、それぞれに抵抗が入っ ている。SQUID バイアス電流用の Ib1(SSA のバイアス電流)、Ib2(8 input SQUID のバイアス電流) には 47 kΩ、入力端子である ACB1(8 input SQUID 動作点用、入力信号印加用兼用)、ACB2(SSA の動作点調整用) には 10 kΩ、フィードバック端子 FB には 51 kΩ(測定によっては 10 kΩ に変更している)が入っている。4K プローブから BBFB 回路のプリアンプまでを結ぶ BNO 端子 (DIFF という名で管理) には抵抗がついていない。外部波形発生器からの信号は BNC 端子を通る際に 4K プローブ内の室温部抵抗を介して電流変換されて低温部へと流れる仕組みになっている。室温部抵抗は低温部 SQUID や配線が作るインピーダンスよりも十分に大きいため、回路の入力インピーダンス はほとんど室温抵抗で決まる。

7.3.2 測定

図 7.27 のセットアップで TSS を搭載した 1 入力 BBFB 回路の開ゲイン測定、入力線形性測定、ノイズ取得を 行った。測定に使用した機器はダミーセンサ治具での測定時と同じにしてある。また、測定の一連でフィードバック 抵抗 $R_{\rm FB} = 51 \ \mathrm{k\Omega}$ 、積分器キャパシタ $C = 100 \ \mathrm{pF}$ である。動作点時の TSS パラメタを表 7.4 にまとめた。

SQUID 名称	$Ib[\mu A]$	offset[V]	
80 SSA	30	0.141	
8 input SQUID	35	-0.018	

表 7.3 1 入力 BBFB 回路で TSS を測定したときの TSS 動作点設定。

図 7.29 上に開ゲインを示す。ゲイン曲線は、ダミーセンサ治具での測定時 (図 7.4、7.5 参照) と TSS との間で約 8 dB ほどの開きがある。TSS 測定時の開ゲインの式は、(7.1) 式と TSS の $V_{\Phi,TSS}$ 、さらに室温 – 低温間の配線が持 つゲイン G_{line} (低温配線とプリアンプの入力インピーダンスの積として定義)を使って以下の様に表すことができる。

$$\mathcal{L}_{\text{TSS}} = \frac{G_{\text{mod}}}{R_{\text{FB}}} \frac{M_{\text{FB}}}{\Phi_0} G_{\text{line}} V_{\Phi,\text{TSS}} G_{\text{pre}} G_{\text{PSD}} G_{\text{LPF}} G_{\text{int}}$$

$$= \frac{\mathcal{L}_{\text{dummy}}}{50 \ \Omega} \times \frac{M_{\text{FB}}}{\Phi_0} G_{\text{line}} V_{\Phi,\text{TSS}}$$
(7.26)

(7.26) 式を図 7.29 から見積もったゲイン比 $\mathcal{L}_{TSS}/\mathcal{L}_{dummy} \approx + 8 \text{ dB}$ に当てはめると、TSS のゲイン $V_{\Phi,TSS}$ と配線の影響 G_{line} の積が求まる。

$$G_{\text{line}}V_{\Phi,\text{TSS}} \approx 2.5 [\text{mV}/\Phi_0]$$
(7.27)

となり、第5章で求めた TSS の V_{Φ} の 1/10 という結果になった。これはプリアンプの入力インピーダンスが



図 7.26 BBFB 回路と 4K プローブ、測定機器などを接続した時の写真。青色の 4K デュワに SQUID が乗った 4K プローブが挿入されていて、左の金属棚にある BBFB 回路やオシロスコープ、波形発生装置などの測定機器 に接続されている。測定機器、デュワの GND は全て金属棚で落ちていて、さらに機器の電源をノイズカットト ランスを通して供給することでノイズ対策を行っている。

100 Ω (Magnicon で TSS を測定時したときは入力インピーダンスが ∞) であるために、実際の出力が TSS の動抵抗 ($R_{\rm dyn} \sim 600\Omega$) とプリアンプの入力インピーダンスとで分割され、その分出力が弱まったものと解釈できる。 V_{Φ} 減少の度合いは、第 5 章で測定した SSA の動抵抗 800 Ω とプリアンプの入力インピーダンス 100 Ω の比とコンシステントである。配線とプリアンプの入力インピーダンスによる TSS のゲイン減衰の影響については 7.4 で 4 入力 BBFB 回路の場合に限って詳述してある。位相差についてはダミーセンサ治具と TSS とでほとんど変わらない結果 となったが、これは我々が用いている SQUID が 1MHz 程度の帯域であれば周波数依存性を持たないことを示唆している。開ゲイン曲線と位相から位相余裕を見積もったところ、約 20 – 30 度となり、TSS と BBFB 回路からなる読み出し回路系は安定に動作していると言える。

フィードバック on(積分器テストモード off)時での入力電圧と出力電圧との関係を図 7.30 に示す。入力として 1.011 – 5.011 MHz の正弦波を変調度 1 で変調したものを入れている。入力電圧が 2.5 Vpp 以下においては、出力 電圧はキャリア周波数に依らず入力に対して線形となっている。これは開ゲインが 1 よりも十分に大きいときに成り 立つ仮定では予想されるものである。傾きは約 2.8 であり、この値は理論計算

$$\frac{V_{\rm FLLout.pp}}{V_{\rm in}} = \left(\frac{M_{\rm in}}{M_{\rm FB}}\right) \left(\frac{R_{\rm FB}}{R_{\rm in}}\right) \frac{1}{2G_{\rm mod}} = 2.5$$
(7.28)



図 7.27 図 7.26 の等価配線図。ダミーセンサ治具とは違い 4K プローブの測定端子は終端されていないので、余 計な反射を防ぐために入力とフィードバック出力には 50 Ω を並列に付けている。



図 7.28 1 入力用 BBFB 回路で TSS をフィードバックしたときの入力信号 (黄)、プリアンプ出力(赤)、積分器 出力(青)、フィードバック出力(緑)。入力はキャリア 3.011 MHz、シグナル1 kHz の変調度 1 の変調波。TSS を使った全ての測定に言えることだが、プリアンプ波形、積分器波形、フィードバック出力波形がダミーセンサ治 具を使った測定のときよりも歪んでいる。これは大きい入力では SQUID の入力線形性が崩れてきているためで ある。



図 7.29 1 入力 BBFB 回路と TSS からなる回路のループゲインと位相差の周波数依存性。積分器キャパシタは 100 pF、フィードバック抵抗 51 kΩ で測定している。黒線はダミーセンサ治具を使った時のデータ (図 7.4 で C = 100 pF、 $R_{\rm FB} = 51$ kΩ、 $f_{\rm c} = 1.011$ MHz のもの) である。TSS を BBFB でフィードバック出来ていること が確認できる。

とコンシステントである (分母の 2 は、オシロスコープでのモニタ値を 0 – peak 値から peak – peak 値に直す際 につく係数である)。また、入力 – 積分器出力の関係から (7.5) 式によって閉ゲイン (電流–電圧変換係数 Ξ) を計算で きる。図 7.30 の線形性がキャリア周波数に依存しないと仮定して、キャリア周波数 1.011 MHz のデータを使って Ξ の算出を行ったところ、

$$\Xi = 79 \text{ k} [\text{V/A}]$$
 (7.29)

となった。

開ゲイン \mathcal{L} で SQUID を FLL 動作させると SQUID の線形性が $(1+\mathcal{L})$ 倍に広がる。SQUID が線形であるのは 入力が $\pm 1/4\Phi_0$ までのときであるから、開ゲインによる入力限界を以下の式で定義することができる。

$$\Phi_{\rm lim} = (1+\mathcal{L})\frac{1}{4}\Phi_0 \tag{7.30}$$

図 7.31 は図 7.30 で得た入力限界と SQUID とでリミットされた限界入力磁束との比較である。本測定では得た開ゲ イン曲線の < 100 kHz までの箇所をエラー無しの最小自乗法で直線フィッティングして理論曲線を算出し、(7.30) 式を当てはめて入力限界曲線を作成した。この際、キャリア周波数が大きくなるにつれゲインが小さくなるという傾 向が若干ながら見られたが、理論曲線算出の際にはそれを無視してキャリア 1.011 MHz、積分器キャパシタ 100 pF、 200 pF での理論曲線を作成した。シグナルの周波数が上がっていくと開ゲイン *C* が小さくなるため入力できる磁束 が小さくなってゆくが、積分器出力と入力の関係はキャリア、シグナルの周波数には依らない。その開ゲインが 1 よ りも十分に大きい仮定の下ではシグナル波は線形性を保てるが、シグナル波が高周波になると開ゲインが小さくなり、 入力線形性を保てる限界磁束量が小さくなる。その結果低周波シグナルよりも高周波シグナルの方が入力限界は早く やってくる。図 7.30 ではシグナル周波数に応じて入力限界が違う様を見ることができる。

積分キャパシタの値が 100 pF のとき、10 kHz 以上の周波数成分に対して入力限界は開ゲインによってリミット されている。図 7.31 では参考用として積分器キャパシタのが 200 pF での開ゲインを載せている。積分器キャパシタ が 2 倍になると開ゲインが半分になるため、より低周波側で入力限界が来る。キャリアの周波数が大きいと入力限界 が小さくなる傾向が見られる。これは、配線が持つ寄生インピーダンスやプリアンプの入力インピーダンスがキャリ ア周波数帯域においてゲインを減少させるからである (§7.4 で詳述)。ちなみに、回路の最大出力電圧のリミット (入 力磁束換算で 13.5 Φ_0) は SQUID 駆動限界よりも大きいことを確認できた。 TSS 駆動下での入力電流換算ノイズスペクトルを図 7.32 に示す。図 7.9 や図 7.15 と同様に、入力電流換算ノイズ はキャリア周波数には依らず 21 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ であり、TSS の場合とダミーセンサ治具の場合とでほぼ同じレベルで あった。TSS の入力電流換算ノイズは 10 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ 程度あり (図 5.28)、SQUID のノイズが上乗せされた入力電流 換算ノイズスペクトルが見えるはずである。しかしノイズは 2 乗和で加算されるため、BBFB 回路単体で作るノイ ズと TSS が作るノイズとを目視で分離することはできなかった。

4 入力 BBFB 回路 β でも TSS を駆動した。セットアップは図 7.27 と同じである。まず、積分器キャパシタが 100 pF のとき正常にフィードバックしない現象が起こった。そのため本測定では積分器キャパシタが 200 pF – 1000 pF の間のデータのみ取得した。さらにキャリア周波数が 1.011 MHz で積分器キャパシタが 200 pF のときにはフィードバックはするものの、開ゲイン測定ができなかった。開ゲインを取得する際にはオシロスコープで peak – paek 値をメモするが、そこにキャリアの落とし損ないが混入し、オシロスコープのトリガがうまくかからなかったことが原因である。キャリアの落とし損ないが大きくなって現れた理由としては

- 1 入力 BBFB 回路から 4 入力 BBFB 回路の変更に伴い LPF から積分器周辺の抵抗値が変更され、フィード バックオン時のゲインが大きくなっている (しかし合計の開ゲインは 1 入力 BBFB 回路、4 入力 BBFB 回路 ともに変化なし)。
- SQUID ゲインが加算されて開ゲインが大きくなった。

である。キャリア周波数 2.011 MHz、積分器キャパシタ 200 pF で測定できたのは、配線によってキャリアのゲイン が減少したからである。

図 7.33 は開ゲイン曲線で、比較用として 1 入力 BBFB 回路で取得した開ゲイン曲線 (図 7.29) を実線で示してあ る。位相については 2 つの回路間で差はない。開ゲインはキャリア周波数が増えるとゲインが小さくなっているが、 これは 4K プローブに使っている配線の寄生インピーダンス成分がキャリアに作用し、ゲインの減少を引き起こして いるものであり、BBFB 回路本来の性質でない。室温測定と低温測定の両方で測定した開ゲインの差分から TSS の ゲインは $V_{\Phi,TSS} = 12.6 \text{ mV}/\Phi_0$ と計算できるが、これは第 5 章で測定した値の半分であり、§7.4 とコンシステント である。ただし、BBFB 回路で測定した TSS のゲイン $V_{\Phi,TSS}$ は第 5 章とは違い実質入力量が大きいので、実際測 定される $V_{\Phi,TSS}$ は最も変化が俊敏である動作点近傍における傾きではなく、SQUID 出力の非線形で傾きが小さい領 域まで測定している可能性がある。そのため BBFB 回路を使って測定した $V_{\Phi,TSS}$ は本来の $V_{\Phi,TSS}$ よりも小さく見 積もっている可能性がある。

図 7.34、7.35 はそれぞれキャリア周波数が 1.011 MHz、2.011 MHz で TSS で取得した入力線形性曲線である。また、これらから入力限界のカープを作成できる。図 7.36 は図 7.34、7.35 から算出した入力限界を磁束換算してシグナル周波数の関数としてプロットしたものである。同時に、(7.30) 式で決まる入力磁束限界を実線でプロットした。このとき開ゲインから決まる入力限界は、図 7.33 の開ゲイン曲線から < 100 kHz の部分を直線フィットして算出した。理論曲線よりも実測の方が大きく出ているが、これは上記の理由により開ゲインを過小評価しているためと推測されていて、実際は理論曲線よりももっと広い領域で入力線形性が保たれていると考えられる。入力限界磁束量(図 7.36) はシグナル周波数が 10 kHz を超えたあたりで開ゲインによってリミットされていることが明らかである。開ゲインは積分器キャパシタの容量とフィードバック抵抗の大きさで決まると言って良いが、それらの値を考慮すると4 入力 BBFB 回路 β の入力限界磁束量の振る舞いは図 7.31 と大体コンシステントである。積分器キャパシタが500 pF であれば、キャリア帯域 2 MHz において、10 kHz までのシグナルであれば要求バイアス電流値である 100 μ App を達成できている。

ノイズスペクトルを図 7.37 に示した。低周波側では TSS が作る 1/f ノイズが大きく、逆に高周波では BBFB 回路がつくるノイズに支配される。1 入力 BBFB 回路で TSS を測定した時よりも SQUID のノイズが大きいのは、 SQUID の感度が大きい動作点でノイズを取得したため、又は測定環境がノイズを拾いやすい状態にあったためと思われる。絶対値は約 30 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ であり、TES が作る典型的ノイズレベルよりもやや下にある。

7.3.3 TSS 下でのフィードバックまとめ

この節では BBFB 回路で TSS を実際に駆動し、ダミーセンサ治具の時と同じ性能評価を行ったところ、いずれ も予測範囲内の振る舞いを持つことを示した。一連の測定で明らかになったことを §7.3.3 でまとめた。

- BBFB 回路を用いて、TSS をフィードバックすることに成功し、BBFB 方式での MHz 帯域 SQUID フィー ドバックを実証した。
- 1 入力 BBFB 回路では帯域 5 MHz まで正常に駆動し、4 入力 BBFB 回路では 2 MHz まで駆動できた。
- 開ゲイン、位相回りはダミーセンサ治具を用いた測定に TSS のゲインを掛けた曲線となっており、ゲインは 10 kHz で 10 以上、位相余裕は約 30 度である。これらを考察すると、TSS を含めた回路の安定性は十分であ り、かつ 300 µA/µsec 以上の高スルーレートを実現できている。
- 入力電流換算ノイズレベルは約 20 30 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ 程度であった。ノイズレベルは SQUID の状態にも依るが、 1 kHz 以上においては BBFB 回路によって支配され、TES よりも小さいレベルである。

以上の測定考察により、BBFB 回路は 1 素子であればカロリメータ交流駆動に十分な帯域と最大入力電流値と、低 ノイズレベルであるとみなすことができ、従って BBFB 回路でカロリメータの交流読み出しが可能であると結論す る。



図 7.30 1-5 MHz 変調における積分器出力平均値と peak - peak、フィードバック出力と入力の関係。積分器 キャパシタ 100 pF、フィードバック抵抗 51 k Ω での測定値。上段: 1.011 MHz 変調。2 段目: 2.011 MHz 変 調。3 段目: 3.011 MHz 変調。4 段目: 5.011 MHz 変調。入力が大きくなると SQUID ロックが外れるか出力波 形がなまることによって線形性から外れる。シグナルの周波数が大きくなると開ゲインが小さくなり、線形性がく ずれやすい。


図 7.31 1 入力 BBFB 回路に変調波を入力したときに測定した入力限界とループゲインの理論曲線とを比較した もの。実線は積分キャパシタを 100 pF にしたときの実測値で、赤が 1.011 MHz 変調、紫が 2.011 MHz 変調、 青が 3.011 MHz 変調、緑が 5.011 MHz 変調。黒点線は積分キャパシタ C = 100 pF の時の 1.011 MHz 変調 での開ゲインからの理論曲線。赤点線は 200 pF での理論曲線。点線の内側 (左側) でのみ出力が安定する。積分 器キャパシタの値を大きくしてゆくと理論曲線が内側の入り込み入力限界領域が小さくなる。10 kHz 以上になる と開ゲインによる入力限界のリミットが卓越する。



図 7.32 1 入力 BBFB 回路と TSS を測定したときの入力電流換算ノイズスペクトル。赤線、青線、緑線、紫線 はそれぞれ積分器キャパシタ 100 pF、200 pF、500 pF、1000 pF に対応する。



図 7.33 TSS を駆動したときに取得した 4 入力 BBFB 回路 β の開ゲインと位相。上段がキャリア周波数 1.011 MHz で下段が 2.011 MHz である。比較用として 1 入力 BBFB 回路とダミー抵抗で取得したカープを実線で描 いている (図 7.4、7.5 に対応)。



図 7.34 TSS で取得した 4 入力 BBFB 回路 β の入力 – 積分器出力 (左: DC 成分、右: AC 成分)。キャリア 周波数は 1.011 MHz。上から順に積分器キャパシタの値を 500 pF、1000 pF としてある。実線はダミーセンサ 治具で取得した 1 入力 BBFB 回路 β の入力線形性曲線であり、キャリア 1.011 MHz で 1 kHz 変調、フィード バック抵抗 51 kΩ である。







図 7.36 図 7.35 と図 7.35 から求めた 4 入力 BBFB 回路 β の入力限界電圧を磁束に変換してシグナル周波数の 関数としてプロットしたもの。左図はキャリア周波数 1.011 MHz のデータで、右が 2.011 MHz 時のものであ る。点線は (7.30) 式で決まる入力限界磁束である。点線の左側で TSS は FLL が外れずに安定に動作できる。し かし実測値はいずれも理論曲線よりも大きく出てしまった。



図 7.37 4 入力 BBFB 回路 β を TSS つきで駆動したときの入力電流換算ノイズスペクトル。キャリア周波数は 1.011 MHz(左)、2.011 MHz(右) で積分器キャパシタは 200 pF(赤)、 500 pF(青)、 1000 pF(緑) いろいろ変え ている。フィードバック抵抗は 51 k Ω である。黒線は室温ダミー抵抗を使って取得した BBFB 回路の入力電流 換算ノイズと第 5 章で求めた TSS の電流ノイズを足し上げたものである。

7.4 キャリア周波数とループゲイン減衰の関係性についての測定

106

7.4.1 目的

4 入力 BBFB 回路 α の開ゲイン測定の際、キャリア周波数 2.011 MHz では 1.011 MHz に比べて減衰がみら れたため、回路または SQUID のどこかでキャリア波が影響を受けていると考えられる。図 7.38 は、4 入力 BBFB 回路を TSS を付けて測定した場合のゲイン曲線とダミーセンサ治具を使って室温で取得したゲイン曲線を比較した ものである。室温ダミーセンサ治具で測定したときにはゲイン曲線はキャリア周波数に関係がなく、一方、低温下で TSS で測定したときにはゲインがキャリア周波数依存性を持つようになる。TSS を使って得たデータでは、ゲインが キャリア周波数の増加によって減少し、キャリア周波数が 1.011 MHz から 2.011 MHz になるとゲインが -5 dB ず れる。これは BBFB 回路の帯域を数 10 kHz 狭めることに相当する。カロリメータの信号帯域を考えると、10 kHz でゲイン 10 は欲しいところであるから、ゲインがキャリア周波数に依存する影響を無視できない。よって、開ゲイ ンがキャリア周波数に依存する原因を突き止め、数式化して今後の実験に及ぼす影響を議論することが大切である。 本節は上記の事柄について考察したものである。測定には 4 入力 BBFB 回路 β を使用した (付録 B を参照)。



図 7.38 4 入力 BBFB 回路 α の開ゲイン曲線。上:ダミーセンサでのゲイン曲線と位相をキャリア周波数を変 えてプロット。積分器キャパシタを 1000 pF、フィードバック抵抗を 10 kΩ で取得した。キャリア周波数には 依らないことが見て取れる。下:低温で TSS を加えて測定したゲイン曲線。キャリア周波数が大きくなるとゲイ ンが減少している。位相についてはキャリア周波数に関して変化が無い。

7.4.2 TSS のゲイン測定

導入

ダミーセンサ治具での測定結果から、ゲイン減衰の原因は回路にあるとは考えにくい。おそらく低温で使っている TSS か又は 4K プローブ内の配線によるものだろう。原因の特定を行うため、まずは前段 8 input SQUID 、後段 SSA SQUID のゲインを取得する測定を行った。セットアップは図 7.39 に示した通りである。TSS の電流バイアスを 4 入力用 BBFB 回路で行い、入力信号として 10 kHz – 3 MHz の正弦波 (室温部の入力抵抗 $R_{\rm in} = 10$ k Ω を介して電流入力になる)を印加した。8 input SQUID を測定するときには 8 input SQUID の入力コイルから、SSA を測定するときには SSA のフィードバックコイルから入力し (図 7.40)、BBFB 回路のプリアンプ出力 (ゲイン $G_{\rm pre} = 180.$)をオシロスコープでモニタした。そしてオシロスコープでモニタしている入力電圧とプリアンプ出力の比を取ることで、SQUID とプローブ内配線とプリアンプのゲインの積を測定した。測定の間はフィードバックをオフにしてある。測定時の SQUID 動作点を表 7.4 にまとめた。

表 7.4 4 入力 BBFB 回路で TSS を測定したときの TSS 動作点設定。

SQUID 名称	$Ib[\mu A]$	offset[V]
80 SSA	33	0.59
8 input SQUID	73	0.13

図 7.41 左図の赤線は TSS + プリアンプのゲイン曲線を周波数を横軸にプロットしたものである。入力は $1/4 \Phi_0$ の正弦波である。緑線は SSA とプリアンプのゲイン曲線で、入力は $3/20 \Phi_0$ である。右図に 8 input SQUID のゲイン曲線を示す。8 input SQUID のゲインは周波数に依らず一定であることから、ゲインの周波数依存性は SSA またはプローブ内配線 + プリアンプの方にあると考えて良い。図 7.41 を用いて SQUID パラメタを見積もることできる。SSA の V_{Φ} のみが周波数依存性を持つと仮定すると、SQUID のゲインは、

$$G_{\text{TSS+pre}} = \frac{1}{R_{\text{in}}} \frac{M_{\text{in}}}{\Phi_0} \left(\frac{R_{\text{s}}}{R_{\text{s}} + 2R_{\text{a}}}\right) \frac{I_{\Phi} M_{\text{a}}}{\Phi_0} V_{\Phi}(f) G_{\text{line}} G_{\text{pre}}$$
(7.31)

$$G_{\rm SSA+pre} = \frac{M_{\rm x}}{R_{\rm x}\Phi_0} V_{\Phi}G_{\rm line}G_{\rm pre}$$
(7.32)

と表すことができる。 G_{line} は低温部から室温部までの配線のインピーダンスが作るゲインである。(7.31) 式から (7.32) 式を割ると前段 8 input SQUID SQUID のゲインを算出できる。算出の際には十分に周波数が低い箇所 (例え ば 10 kHz とか) の値を使った。

$$G_{\rm Sinpiut} = \frac{R_{\rm x}}{R_{\rm in}} \frac{M_{\rm in}}{M_{\rm x}} \left(\frac{R_{\rm s}}{R_{\rm s} + 2R_{\rm a}}\right) \frac{I_{\Phi} M_{\rm a}}{\Phi_0}$$
(7.33)

結果考察

§ 7.4.2 の式系に各値に設計値を代入し、さらに測定結果から求めたゲインの値を代入すると、SSA と 8 input SQUID 個々のゲイン $V_{\Phi,SSA}$ 、 I_{Φ} と TSS のゲイン $V_{\Phi,TSS}$ を求めることができる。さらに前段と後段の磁束伝達係 数 T_{a} を算出できる。計算の際には、低周波で (例えば 10 kHz) 配線のゲイン $G_{line} = 1$ であることを仮定した。

$$V_{\Phi,\text{TSS}} = 11 \text{ mV}/\Phi_0$$
 (7.34)

$$V_{\Phi,\rm SSA} = 10 \ {\rm mV}/\Phi_0$$
 (7.35)

108

第7章 SQUID 信号多重化用回路の測定

$$I_{\Phi} = 54 \ \mu \text{A} / \Phi_0 \tag{7.36}$$

$$T_{\rm a} = 1.1$$
 (7.37)

 $V_{\Phi, \mathrm{TSS}}$ と $V_{\Phi, \mathrm{SSA}}$ 、 I_{Φ} は第5章で測定した値の約半分であり、 T_{a} は第5章とコンシステントである。

次に SQUID – プリアンプ間ゲインがキャリア周波数依存性を持つ原因を考察する。ゲインの減衰は SSA 自体の インダクタンス and/or プリアンプまでの配線に含まれる寄生 L、C と考えられるが、仮に SQUID 自体の L のみ がこの減衰を作っていると仮定してゲイン曲線から L を算出すると、約 300 μ H となり、これは師岡 (26) の設計値 の 10 倍以上もの大きな値となる。そのため図 7.41 の減衰の原因は SSA 自体の L のみではないと結論できる。

7.4.3 4K プローブ配線インピーダンスの測定

SSA を動抵抗 ~600 Ω の抵抗とみなし、周波数依存性を持たないと仮定する。そしてプリアンプまでの配線を L、C、R を含む集中定数回路として考えた場合のゲインの減衰について考察する。この節では 4K プローブ内の配 線のインピーダンスを LCR メータで測定し、その結果に RLCG からなる集中定数回路を当てはめ、配線のゲイン曲 線を再現することを試みた。

セットアップ

測定は配線の先にある FPC 中継基板コネクタをオープンにした場合と、ボンディングワイヤでショートした場合の2通りで行なった。等価回路は図7.42を仮定している。各測定におけるインピーダンスは以下の式系で表される。 配線の先がオープンの場合は、

$$\frac{1}{Z_{\text{open}}} = i\omega C + G + \frac{1}{\frac{1}{i\omega C + G} + R + i\omega L}$$
(7.38)

$$\operatorname{Re}Z_{\operatorname{open}} = \frac{(A(\omega)^2 + B(\omega)^2)G + A(\omega)G + B(\omega)\omega C}{\left((A(\omega) + 1)G - \omega CB(\omega)\right)^2 + \left(\omega C(A(\omega) + 1) + B(\omega)G\right)^2}$$
(7.39)

$$\operatorname{Im} Z_{\operatorname{open}} = i \, \frac{-\omega C(A(\omega)^2 + B(\omega)^2) + GB(\omega) - A(\omega)\omega C}{\left((A(\omega) + 1)G - \omega CB(\omega)\right)^2 + \left(\omega C(A(\omega) + 1) + B(\omega)G\right)^2}$$
(7.40)

ショートの場合は

$$\frac{1}{Z_{\rm short}} = i\omega C + G + \frac{1}{R + i\omega L} \tag{7.41}$$

$$\operatorname{Re}Z_{\text{short}} = \frac{A(\omega)R + B(\omega)\omega L}{A(\omega)^2 + B(\omega)^2}$$
(7.42)

$$Im Z_{short} = i \frac{A(\omega)\omega L - RB(\omega)}{A(\omega)^2 + B(\omega)^2}$$
(7.43)

ただし

$$A(\omega) = 1 + RG - \omega^2 LC \tag{7.44}$$

$$B(\omega) = \omega(LG + RC) \tag{7.45}$$

である。オープン、ショート測定で得たインピーダンスの実数成分、虚数成分計4つのデータを測定した。各データ は100回以上測定した平均値を用いていて、誤差として2ヶの標準偏差をつけた。得られたプロットを(7.39)-(7.43) 式に従うカイニ乗フィットにかけ、インピーダンスの最適値と誤差を求めた。このとき、オープン、ショート各測定 のプロットを一列に並べて1つの関数で同時にフィットする工夫をした。 配線の状況

BBFB 回路がある室温部から TSS がある低温部まではいくつかのケーブルで接続されている。概略を図 3.8 に示 す。BBFB 回路から 4 K プローブまでは BNC ケーブル (プリアンプへの接続には BNO ケーブルを使用) で接続さ れている。 4 K プローブは金属製の箱でシールドでされていて、プローブは 4K デュワで接地している。低温部へ向 かう配線は 120 cm の constantan ツイストペア線 (loom wire、直径 100 μ m) を使用し、最下層で FPC コネクタ を経て TSS ヘボンディング接続される。本来配線のゲインは以上の全てで構成されるものであるが、本測定では、配 線のゲインは主に 4 K プローブ内の配線またはコネクタのみによって構成されるものとみなす。

結果考察

配線のゲイン曲線を求めるに当たって (7.32) 式を使用した。ただし $G_{\rm pre} = 180$ 、 $M_{\rm x} = 60.3$ pH、 $R_{\rm x} = 10$ kΩ を 代入し、 $G_{\rm ssa}$ は実測値を使用、 V_{Φ} は (7.35) 式で求めたものを使用した。図 7.43 は (7.32) – (7.35) 式を使って求め た配線のゲイン曲線である。得られたゲイン曲線が、インピーダンス測定で得られた配線の R、L、C、G で再現で きるかが評価のポイントとなる。

次に配線インピーダンス測定の結果を示す。配線のオープン、ショート測定からインピーダンスの実数、虚数成分 を求め、それらを同時にフィットして L、C、R を求めた。同時フィットの方法は、 4 つの測定データ (Re Z_{short} 、 Im Z_{open} 、Im Z_{short} 、Re Z_{open})を周波数を変えて平行移動して一列に並べ、1 つの関数でフィットを行うというもの である。図 7.46 は同時フィットの様子を示したものである。コンダクタンス無しのモデルも試みたが、プログラミン グに使っている root cern のフィットが収束せず、満足いく結果が得られなかったため、コンダクタンスを入れたモ デルでフィットを試みた。フィットの結果をまとめたものが表 7.5 であり、表 7.5 のベストフィット値を実測値と重 ねてプロットしたものが図 7.4.3 である。Re Z_{open} の高周波以外の箇所では、フィットがエラーの範囲でよく一致し ている。しかし Re Z_{open} の高周波部分ではフィットと実測の間に数 100 Ω のずれがあり、このずれはベストフィッ トのパラメタを 10% 程度変化させても再現することができなかった。フィット結果が配線のゲイン曲線をどの程度 再現しているかは次の節で議論する。

名称	value	
$R[\Omega]$	162.8 ± 0.5	
$L[\mu \mathrm{H}]$	3.54 ± 1.4	
$C[\mathrm{pF}]$	159 ± 10	
$1/G[\mathrm{M}\Omega]$	20(fix)	

表 7.5 4K プローブ内配線 (往復分)の寄生インピーダンス。4K での測定値。

SPICE を用いたゲイン曲線の再現

同時フィットで得られた配線インピーダンスは測定結果を再現するのかを考察した。TSS を用いたときの測定セットアップと配線モデルを電気回路シミュレーションソフト LT-SPICE を用いて再現した (シミュレートした回路図は 図 7.47)。LT-SPICE に先程の同時フィットで得られたインピーダンス R、L、C、G を代入し、ゲイン曲線と重ね てプロットしたものが図 7.49 である。LT-SPICE でのモデリングと図 7.49 から明らかになったことは、配線のゲイン曲線は寄生インダクタンスや寄生キャパシタンスの大きさにはあまり依存せず、SSA SQUID の R_{dyn} の値に よって大きく変化しうるということである。図 7.47 によると、 配線のゲイン曲線を最もよく再現する R_{dyn} は 800 \pm 200 Ω 程度であったから (表 5.6 参照)、配線のゲインのモデ ルフィットを利用して求めた動抵抗と Magnicon で求めた動抵抗の実測値はエラーの範囲でコンシステントである。従って 4K プローブ配線のゲイン曲線の周波数依存性は我々が仮定した集中定数回路で概ね説明することができると の見方が有力である。さらに、得られた配線のゲイン曲線の 1 – 2 MHz の減少度と BBFB 回路の開ゲイン曲線の

キャリア周波数依存性は同じ形であった。これにより、BBFB 回路の開ゲイン曲線がキャリア周波数とともに減衰す る原因は4K プローブ内の配線が持つ寄生インピーダンス成分とプリアンプの入力インピーダンスであると結論した。

7.4.4 配線インピーダンス測定まとめ

TSS を 4 入力 BBFB 回路で読み込むときに回路系のゲイン曲線がキャリア周波数に依存する問題の原因特定を 行った。原因は、80 SSA の動抵抗 R_{dyn} 、低温測定に使う 4K プローブ内の往復約 240 cm の配線に寄生するイン ピーダンス成分、プリアンプの入力インピーダンス C = 84 pF であると推測された。次に配線のインピーダンスを測 定し、モデル関数でのフィット、SPICE でのシミュレーションを経てゲイン減衰は配線が持つインピーダンスの寄生 成分とプリアンプの入力インピーダンスで概ね説明できることを示した。最後に本測定のまとめを箇条書きにする。

- TSS のゲイン曲線の周波数依存性を考察することができた。その結果、8 input SQUID は MHz 帯域でもゲインが減衰しないこと、SSA もおそらく高周波による減衰は無いということが分かった。
- 配線 + プリアンプのゲイン減衰を考慮することにより、BBFB 回路のキャリア周波数依存性を再現すること ができた。
- LCR メータで 4K プローブ内配線を測定するためのセットアップを構築した。
- 配線の同時フィットにより、4K プローブ内配線の寄生インピーダンス成分を求めることができた。配線往復 分で R = 163 Ω、C = 159 pF、L = 3.54 μH、1/G = 20 MΩ である。
- 配線のゲイン曲線のモデル化は SSA の動抵抗 R_{dyn} に大きく依存することを示した。



図 7.39 SQUID ゲイン測定時のセットアップ。2 チャネルのオシロスコープで入出力電圧をモニタしてゲイン を計算する。入力電圧がファンクションジェネレータから出発し、矢印の向きに進む。プロープ内にある抵抗 10 kΩ で電流に変換され SQUID へと入力される。SQUID 出力はプローブ配線を抜けた後に BNO – SMA 変換 box (自作)を経て外付けプリアンプに行き、4 入力 BBFB 回路を経由してオシロスコープへと出力される。



図 7.40 TSS と室温部の接続図。フィードバックをオフの状態で入力信号を印加し、SQUID 出力を constantan loom wire (長さ 120cm)を通して室温部のプリアンプで増幅したものをオシロスコープでモニタする。



図 7.41 左: 80 SSA とプリアンプのゲイン曲線。右: TSS のゲインから 80 SSA とプリアンプのゲインを差し 引きして作った 8 input SQUID のゲイン曲線。



図 7.42 赤線内で示された 4 K プローブ配線のインピーダンスを、LCR メータを使い 4 端子法で測定する。 LCR メータと 4 K プローブの中継に自作した変換ボックスを使用する。変換ボックスから 4K プローブまでの 接続 (青線) は BNO コネクタとツイストシールド線で行うが、測定の一貫でコネクタ、ケーブル間のインピーダ ンスを無視する。実際の測定ではプローブ先端をオープンで短絡、ショートで短絡した場合の 2 通りで測定した。



図 7.43 (7.31) - (7.35) 式から求めた 4 K プローブ内配線のゲイン曲線。1.011 MHz - 2.011 MHz にかけて ゲインが -4.4 dB 減少しているが、この減少度は図 7.38 とコンシステントである。



図 7.44 LCR メータで取得した配線のインピーダンスと位相回り。これらを用いてインピーダンスの実数、虚数 成分を求めた。100回以上の測定データから、平均値と標準偏差 (2σ)をプロットしてある。左2つがオープン測 定時のデータで、右2つがショート測定時のデータ。



図 7.45 上図から算出したプローブ配線のオープン / ショート測定時のインピーダンス成分。



図 7.46 図 7.44 のインピーダンス実数、虚数成分を周波数方向に 10 MHz ずつ平行移動することで 1 平面上に まとめ、 1 つの関数でフィットした。線の色は測定時の温度に対応していて、赤が 300 K、緑が 77 K 、青が 4 K である。黒線はコンダクタンスをモデルに含めた場合のフィット曲線であり、4 K のデータのみをフィットし ている。図左からショート測定の ReZ、オープン測定の ImZ の絶対値、ショート測定の ImZ、オープン測定の ReZ。



図 7.47 測定時の配線等価回路。左黒枠内の電源から入力抵抗を経て 4K プローブへと電流入力された信号は、 赤枠のプローブ内配線を通り低温部 SQUID (緑枠) へ行く。SQUID 出力から再び赤枠のプローブ配線を伝って 室温部の BBFB プリアンプへと入力される。ゲイン曲線を再現する際にはこの回路図を参考にしてインピーダン スパラメタを入力してゆく。



図 7.48 インピーダンスの実測値とモデルとの比較。同時フィットで求めた寄生インピーダンスのベストフィット値をモデル関数に代入している。コンダクタンスあり/なしの差はオープン測定時の ReZ のモデルに影響するだけで、他のパートではコンダクタンスがありとなしの場合で違いはない。



図 7.49 実測した配線のゲイン曲線 (赤点) と SPICE シミュレーション (赤実線がベストフィット値、黒点線は $L, C \in 10\%$ ずつ振った場合)の比較。配線インピーダンス成分 R, L, C, Gには表 7.5の値を代入している。 左は SSA SQUID の動抵抗 $R_{dyn} = 600 \Omega$ を仮定していて、右 2 つの図では $R_{dyn} = 800 \Omega$ を仮定している。

7.5 BBFB 回路測定まとめ

この章では我々が製作した BBFB 回路の評価を行った。まずは TSS を用いないで回路のみを測定 (ダミーセン サ治具を使用) し、得られた結果がデータシートとコンシステントであることを示した。これにより、BBFB 原理を 実証するとともに、BBFB 回路は我々が要求する性能を持っていることを確認することができた。

次に BBFB 回路で TSS の読み出しを行った。そして、TSS での測定がダミーセンサ治具での測定をトレースし、 開ゲインが 10 kHz で 20 dB 以上であること、入力電流の線形性が > 100 μ App 以上に広がったこと、ノイズレベル が TES 以下であることを示した。その結果、BBFB 方式、回路を用いない AC 成分駆動方式では SQUID 回路の交 流駆動帯域が数 100 kHz に限られていたのに対し、BBFB 回路を使えば 5 MHz まで帯域を広げることができること を示した。積分器出力のノイズレベルは電圧換算で 1.6 μ V / $\sqrt{\text{Hz}}$ のホワイトノイズである。ノイズはフィードバッ ク部の広帯域、高スルーレート乗算器 AD734($V_n = 1 \ \mu$ V / $\sqrt{\text{Hz}}$) と後置アンプ THS3091 の電流性ノイズ ($I_n = 17$ pA / $\sqrt{\text{Hz}}$) でほとんど説明できる。

ダミーセンサ治具を用いた測定とは違い、TSS での測定時には開ゲイン曲線にキャリア周波数依存性があることを 発見した。キャリア周波数が2 MHz だと開ゲインは約5 dB 小さくなり、シグナル帯域が数 10 kHz 狭くなる。本論 文では開ゲインの周波数依存性について考察し、それが室温 – 低温間の配線の寄生インピーダンスと4 入力 BBFB 回路のプリアンプの入力インピーダンスによるものであることをつきとめた。そして配線の寄生成分の数値化に成功 し、配線が BBFB と TSS からなる回路に与える影響を議論した。

さらに、4 入力用 BBFB 回路で2 チャネル同時フィードバックを行い、チャネル間のクロストークについて議論した。クロストーク成分の原因を特定し、準定量的に扱うことでクロストークが正常なフィードバックを妨げる度合いについて考察した。そして SQUID のフィードバックが外れない適切なスペーシング周波数の下限値が約 120 kHz でリミットされることを示した。しかしノイズスペクトルをみると2 つのチャネルが独立を保てるスペーシング周波数が 150 kHz 程度であると見積もることができる。そしてノイズレベルの増加をより詳細に議論するには、もっと実験と考察を重ねることが必要である。以下に今回の測定でのまとめを箇条書きにする。

- 1 入力用の BBFB 回路にダミーセンサ治具を付けてのテスト駆動を行った。その結果帯域 5 MHz までの フィードバックと安定駆動を実現し、開ゲインが 10 kHz で 20 dB 以上、入力線形性が 10 Φ_0 (最大バイアス 電流 = 500 μ App) 以上であることを示し、我々が回路に求める要請 (スルーレート > 300 μ A/ μ sec) をクリ アしていることを示した。
- 1 入力用 BBFB 回路を用いて、1 5 MHz の帯域で TSS のフィードバックに成功した。開ゲインは 10 kHz で 10 以上を得、位相余裕は約 30 度であり、回路は安定に動作している。この結果は、BBFB 回路がカロリ メータ交流駆動用 SQUID 読み出し回路として十分に動作していることを表す。入力線形性は開ゲインが 1 よ りも十分に大きい場合はキャリアに依らず一定値になることが確かめられた。ここから電流 電圧変換係数を 計算したところ $\Xi = 79 \text{ kV}/A$ であった。この値を使って計算した入力換算電流ノイズは 21 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ となっ た。これは TES が作るノイズレベル (50 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$) 以下である。
- 多入力用の BBFB 回路を製作し、回路自体の性能が1入力用 BBFB 回路と同じであること示した。TSS も 2 MHz までであればフィードバックができている。また、他チャネル間のクロストークについて議論し、クロス トーク量が予想とコンシステントであることを示し、クロストーク成分が TSS の入力限界量をリミットする 可能性があることを発見した。そして正常に FLL が供給できるスペーシング周波数として Δ*f* >120 kHz を 得た。ノイズレベルが1入力と同じレベルになるスペーシングは目視で 150 kHz と判断できるが、これにつ いて本論文では詳察はしていない。
- TSS での測定時に、開ゲインがキャリア周波数によって減少する現象を発見した。原因追及を行った結果配線の寄生インピーダンスと4入力 BBFB 回路のプリアンプに起因することをつきとめ、その影響を数値化することに成功した。

第8章

TES カロリメータ交流駆動に向けた試験

TES カロリメータの交流駆動には

- 1. TES カロリメータ
- 2. LC バンドエリミネーションフィルタ
- 3. シャント抵抗
- 4. SQUID (TSS)
- 5. BBFB 回路

が必要で、さらに各コンポーネントの周波数特性を知っておくことが重要である。例えば擬似定電圧バイアスに用いるシャント抵抗は数 mΩ しか抵抗を持たないが、シャント抵抗それ自体が約 1 nH のインダクタンスを持つだけで同 じオーダーのインピーダンスになってしまい、インピーダンスが周波数に依存するようになってしまう。カロリメー タ交流駆動には寄生成分が小さいコンポーネントを市販品とは別途製作する必要がある(もちろん市販品で代用でき るものもある)。本測定の目的は、これらのコンポーネントを組み合わせて 1 MHz 帯域で正常に動作する閉回路を作 り、正しく評価することである。

8.1 シャント抵抗のインピーダンス測定

擬似定電圧バイアスに用いる数 mΩ のシャント抵抗は、それ自体が 1 nH のインダクタンスを持つと、抵抗成分 に対し虚数成分が無視できなくなる。このとき、キャリア周波数の共振用に並列に入れる LC フィルタのインダクタ ンスやキャパシタンスと共振してもともとの共振点がずれる。この現象を回避するにはインダクタンス成分が低い抵 抗が必要であるが、我々が従来使っていたシャント抵抗は IC ソケットにリード線を入れた自作素子であったため、 IC ソケットや半田部分がもつインダクタンスが含まれてしまう。そのため、カロリメータの 1 MHz 交流駆動には不 向きである。そこで、研究室内の MEMS 加工技術を用いてリード線が無いシャント抵抗を製作した。この節ではカ ロリメータ交流駆動用に製作したシャント抵抗のインピーダンスを測定した結果を説明する。

8.1.1 シャント基板の説明

我々の研究室が持つ MEMS 技術により製作されたシャント抵抗基板の説明を行う。製作した基板は 2 cm 角の Si 基板に Al 配線 (厚さ 400 μ m 程度) と Au シャント抵抗が 1 μ m の厚さで EB 蒸着されたコンポーネントからなる。 ただし Si 基板と Au の間には 30 nm の Ti がバインダとして蒸着されている。金属の膜厚や形状は、電磁界シミュ レータにより寄生のインダクタンス成分が 1 nH 以下になるように設計されている。シャント抵抗基板のメリットを 以下に挙げると、

- シャント抵抗の大きさや長さを変えて測定出来る。
- 接続に半田を用いない、アルミボンディングワイヤによる配線(寄生成分は小さいと考えている)。
- リード線が無く、寄生インピーダンス成分が小さい。

である。



図 8.1 製作したシャント抵抗基板は Si 基板に Au 抵抗 (横線) と Al 配線 (縦線) が蒸着されている。Al 配線や Au 抵抗の長さや幅をいろいろ変えて測定できる構成になっている。



図 8.2 シャント抵抗基板の Al 配線部の厚みと Au 抵抗の厚みを触針式表面形状測定器で測ったもの。シャント 抵抗のうち Ti は 30 nm、Au は 1 μ m 蒸着されている。アルミ配線もあるが、 4K では超電導にならず抵抗測 定の邪魔にしかならないため、本測定では使用しない。そのため、ボンディング接続は Al 配線にではなく全て Au 抵抗に直に行った。

8.1.2 測定セットアップ

シャント抵抗基板の抵抗を測るときには LINEAR RESEARCH INC の LR 700 を使用し、寄生インピーダンス を測定するときには Agilent E5071C ネットワークアナライザを使用した。

AC ブリッジ回路での抵抗測定

抵抗の測定はブリッジ回路で超低抵抗を測定できる LR700 (LINEAR RESEARCH INC) と 4K プローブを用い て行う。LR 700 は回路に 16 Hz の交流電流を流して電圧をモニタするブリッジ回路である。4 端子測定なので 4K プローブの配線が持つ抵抗成分を無視でき、低温での測定が容易である。測定可能範囲は 2 mΩ 以下であり、シャン ト抵抗のような超低抵抗を精度良く測定出来る機器である。測定電圧レンジと抵抗レンジを適切に設定すれば有効 3 桁の精度で抵抗測定が可能である。本測定では 3 つの温度帯 (300 K、77 K、4 K) で測定を行い、LR700 に表示さ れる抵抗値を有効数字 3 桁四捨五入でメモした。接続図は図 8.3 に示した。



図 8.3 LR 700 でシャント基板の抵抗値を測定したときの測定セットアップ。Au シャント抵抗のみを 4 端子法 で測定することができるため、精度が良い。ただしボンディングを自力で行ったので、シャント抵抗の長さを決め るボンディング位置に人為的誤差がある。

ネットワークアナライザを用いたインピーダンス測定

シャント抵抗が持つインピーダンス成分を測定するため、Agilent Technologies E5071C ネットワークアナライザ を使った。測定セットアップ、測定時の写真、測定等価回路をそれぞれ図 8.4、8.5、8.6 に載せる。測定時はシャン ト抵抗の S パラメタと位相を各 20 回ずつ測定し、平均と標準偏差 (2σ) をそれぞれ最確値とエラーとして採用する。 ネットワークアナライザでの測定は精度が良いが、ネットワークアナライザを 4K プローブに接続して測定すると、 4K プローブ内の配線の寄生インピーダンス成分によって試料のインピーダンスが埋もれて見えない現象が起こった ので、本測定では低温下でネットワークアナライザを用いた測定で試料を測ることができなかった。そのため、本測 定ではネットワークアナライザでの測定は室温下に限る。

8.1.3 結果考察

まずはシャント抵抗の幅 w と長さ l を様々に変えて LR 700 抵抗値を測定し、シャントとして適切な抵抗を持つ シャント抵抗の w、l を決めた。図 8.7 は LR 700 で測定したときのシャント抵抗の実測値である。幅 w=0.5 mm では 4K でも抵抗値が 7 mΩ 以上であり、シャント抵抗として使用できるものの、寄生成分の存在を考慮するともっ と抵抗が小さいほうが良い。(w,l)=(1.0 mm,2.3 mm) では抵抗値が 5 mΩ となったが、測定した中では最も小さい 抵抗値が出たので、シャント抵抗としてはこの (w,l) を使用することに決めた。実測した抵抗値がどれだけ理論値と



図 8.4 ネットワークアナライザでシャント基板を測定したときの測定セットアップ。ネットワークアナライザの 校正面に含まれないものとして、半田、シール基板、アルミボンディングワイヤが挙げられる。



図 8.5 シャント基板をネットワークアナライザにつないだ写真。ボンディングワイヤの先まで 4 端子になっている。カプトンテープの裏に見える配線模様は測定とは全く関係ない。

合っているかを考察するため、抵抗率の換算を行った。長さ *l*、幅 *w*、厚み *d* の形状を持つ抵抗と体積抵抗率の関係 式は、

$$\rho = \frac{dwR}{l} \tag{8.1}$$

である。Au 抵抗の実測値から抵抗率を算出した。我々が製作したシャント抵抗基板には Au と並列に厚み 30 nm の Ti が蒸着されているが、Ti の抵抗率は Au に比べて 10 倍以上大きく、また厚みも Au に比べて十分に小さいの で、Au 抵抗率計算の際には Ti の影響を無視した。図 8.8 は図 8.7 の抵抗値を (8.1) 式で抵抗率に変換して温度毎に



図 8.6 シャント基板をネットワークアナライザで測定したときの測定等価回路。系のインピーダンス Z₀ = 50 Ω。半田やボンディングワイヤが持つインピーダンスは、Z₀ よりも十分に小さいとみなすことで無視できる。 本測定では透過電圧 S21 を V_R と V₂ の比で測定する。

平均値を求めたものをプロットしたものである。理科年表 (22) よりも抵抗率が大きく出た。理科年表に記載の抵抗 率は Au を塊 (バルク) として見たときの抵抗率であるが、本測定で用いた Au 抵抗は EB 蒸着によって膜付けされ たものであり、抵抗率がバルク時と違って不思議はない。以前に宇宙研で EB 蒸着した Au 抵抗の抵抗率を測定した データがあったが、それとはコンシステントである。



図 8.7 LR 700 で測定したシャント抵抗の抵抗値。

図 8.8 LR 700 で測定したシャント抵抗の抵抗値を (8.1) 式を使って抵抗率に変換し、各温度毎に抵抗率の平均 値をプロットしたもの。黒線は理科年表 (22) に記載の Au をバルクで見たときの抵抗率。4 K のデータは載って いなかったので、300 K、77 K のみ載せる。青が宇宙研で EB 蒸着した Au 基板を以前に測定したときの結果で ある。

図 8.9、8.10 は、Au 抵抗の長さや幅をいろいろ変えて測定したときの S パラメタと位相回りである。さらに図 8.9、8.10 のデータを用いてネットワークアナライザでの測定結果からインピーダンスの実数、虚数成分を求めた (図 8.11)。シャント抵抗基板のインピーダンスパラメタは、図 8.11 のデータに対して LR 直列回路を仮定し、カイ二乗 フィットを行うことで求めた。具体的には ReZ からは抵抗成分 (ReZ = R)、ImZ からはインダクタンス成分 (ImZ = $i\omega L$) を算出した。フィットで求めた L、R を表 8.1 にまとめてある。

ネットワークアナライザでのインピーダンス測定ではシャント抵抗の本来の抵抗成分を抽出することができなかった。この原因として考えられるのは、試料に半田、ボンディングワイヤ、シール基板も含まれているため、シャントの抵抗成分がそれらの抵抗成分に埋もれたという可能性である。特にシール基板は室温で 100 mΩ の抵抗を持つため



図 8.9 ネットワークアナライザで測定したシャント抵抗の S パラメタ。10 MHz 程度の周波数から系が持つ *L* が卓越し右上がりの曲線になってゆく。





図 8.11 シャント抵抗のインピーダンスの実数成分 (左) と虚数成分 (右) をシャント抵抗の長さを変えてプロットしたもの。カイニ乗フィットにより実数成分から抵抗 (フィット範囲 2 MHz) を、虚数成分 (フィット範囲 10 MHz) からインダクタンスを求めた。赤: (*l*[mm],*w*[mm])=(2.3, 1.0)、青: (1.5, 1.0)、緑: (0.6, 1.0)。

表 8.1 ネットワークアナライザの測定からフィットで求めたシャント抵抗のパラメタ実測値まとめ。シャント抵抗の幅 w は 1.0 mm である。括弧内の値は LR 700 での測定値。

長さ l [mm]	$R[\mathrm{m}\Omega]$	$L[\mathrm{nH}]$
2.3	$209^{*}(\text{open})$	3.6*
1.5	$160^{*}(7.87 \pm 0.01)$	3.3^{*}
0.6	$121^{*}(5.17\pm0.01)$	3.6^{*}

* 実測値はシャント抵抗だけではなくボンディングワイヤや半田のインピーダンスを含むため、実際のシャント抵抗 の値はこれらの値以下であると考えられる。

影響が大きい。ボンディングワイヤも室温で数 10 mΩ の抵抗を持つことが分かっている。そのため、今回測定した シャント抵抗のインダクタンスは、真値ではなく半田などのインダクタンスを含めた上限値として受け入れる必要が ある。

8.2 インダクタの評価

実際にカロリメータを交流駆動する前に、TES を動作抵抗と同じ抵抗で置き換え TES のバイアスラインからパルス波を入れることで TES と同様の信号を模擬し 8 input SQUID + 4 入力 BBFB 回路の動作試験を行う。そこで、狙った共振周波数のフィルタ回路を作り、正確に測れるかということは重要である。なぜなら我々は最終的には極低温で実験を行わねばならず、低温下では各コンポーネントの物性値が変化しうるからである。この節では擬似 TES 回路に必要なインダクタ、キャパシタ、抵抗を個々に測定した結果と、これらをまとめて 1 つの基板としたときの測定結果を示す。本論文では LC フィルタとは L、C のみからなる回路コンポーネントを指し、擬似 TES とシャント抵抗を加えた RLC 回路とは別個に扱う。

TES やシャント抵抗、LC フィルタを含む回路は配線を含めて全て超伝導物質で作らなければならない。そのた め、インダクタは超伝導配線で作る必要があり、市販のインダクタではフィルタに使えない。本測定では超伝導線で ソレノイドコイルを自作しそれを評価した。注意すべきはインダクタンスの値である。シャント抵抗基板が寄生イン ダクタンスとして数 nH を持っているので、LC フィルタのインダクタンスはそれよりも十分に大きく設定しないと 共振周波数がずれる。今回はインダクタンス数 100 nH – 1 μH を目安にインダクタを製作した。

空心ソレノイドコイルのインダクタンスを求める式はコイルの巻数 N、直径 d、長さ l に対して

$$L = k\pi^2 \frac{N^2 d^2}{l} \times 10^{-7} [\text{H}]$$
(8.2)

で与えられる。k は長岡係数で、ソレノイドコイルの形状に依存する係数である。製作したコイル (直径 2 mm、長 さが 3 – 5 mm 程度) に対しては、k は約 0.8 である。

8.2.1 レイアウト、測定方法

配線に Nb/Ti 線 Cu 皮膜付きを用い、爪楊枝 (半径 2mm)を芯としたソレノイドコイルを作製した (図 8.12)。 コイル配線が剥がれるのを防ぐために上からカプトンテープを巻いて固定している。室温でネットワークアナライザ を用いて S11 と位相を測定する。



図 8.12 自作したコイル (n,l)=(30, 5 mm)の写真。爪楊枝と配線はワニスで接着し、さらに上からカプトンテープを巻いて固定している。下の目盛は 1 mm である。コイルの外にはさらに長さ 1 cm ほどのリード線がついている。



図 8.13 ネットワークアナライザで自作コイルを測定したときのセットアップ写真。コイルを金属製の箱内の リード線 (抵抗の足を使用) に半田付けし、金属箱の外についている BNC コネクタと 30 cm の SMA ケーブルで ネットワークアナライザに接続する。ネットワークアナライザの校正面は SMA ケーブルの先までで行う。等価 回路図は図 8.14 に示してある。



図 8.14 インダクタンス L、キャパシタンス C 測定時の等価回路。S11 反射測定から試料のインピーダンスを得る。

8.2.2 結果考察

ネットワークアナライザで室温部のコイルの挙動を測定した結果を示す。図 8.15 はネットワークアナライザで取 得した S11 と位相からインピーダンスの虚数成分を求めたものである。青線は等価回路として L のみ ($\text{Im}Z = i\omega L$) を仮定した場合にカイ二乗フィットでフィットした直線であり、500 kHz 以上ではフィットと実測値が良く合ってい る。表 8.2 に実測したインダクタンスと理論値をまとめた。

全てにおいてインダクタンスが理論値よりも大きく出た。特に巻数が少ないコイルでは巻きのピッチにムラがあ ることや、構成面よりも先にあるリード線 (Nb/Ti 線 1 cm 程度) のインダクタンスが無視できない大きさであるこ とが原因であると思われるが、リード線の一部である抵抗の足 (図 8.13 左下のコイルについている配線のこと) は数 100 mΩ 程度の抵抗であり、インダクタンス、キャパシタンスをほとんど持たないことが確認出来ている。そのため、 本測定では L については実測値を真値として採用し、LC フィルタのパラメタとすることにした。



図 8.15 フィットで得た L の値。各図の上にフィットで求めたインダクタンスの値と理論値が載せてある。 フィットには 500 kHz 以上の値のみを使用し、等価回路として L のみを仮定した。

表8.2 ネットワークアナライザの測定からフィットで求めた自作コイルのインダクタンス。

(巻数 n , 長さ l)	L(理論値 (8.2) 式)	L(測定値)
$(10, 4mm^{*,**})$	$80.7 \ \mathrm{nH}$	$677\pm0.03~\mathrm{nH}$
$(20, 3.0 \text{mm}^*)$	403 nH	$613\pm0.03~\mathrm{nH}$
$(30, 4.0 \text{mm}^{*,***})$	$723 \ \mathrm{nH}$	1.06 \pm 3e-6 $\mu {\rm H}$
$(30, 4.0 \text{mm}^{*,****})$	723 nH	1.04 \pm 3e-6 $\mu {\rm H}$

* 定規で測り目視で記録した値。

** 配線が密集している領域の長さとする。

*** 元は 3 mm に設定。

**** 元は 5 mm に設定。

8.3 キャパシタの評価

128

室温領域で静電容量の温度依存性が小さい COG 誘電体のキャパシタである、村田製作所 GRM31C5C1E104JA01L (10 nF)、GRM31C5C1E473JA01L (47 nF)を測定した。このキャパシタは極低温 (160 mK)の測定も行っていて、 静電容量の変化が 300 K – 4 K との間で 10 % 以下であることが確認できている。本キャパシタのインダクタンス成 分も LC フィルタ測定時に考慮しなければならない。キャパシタの測定には、周波数特性を測るときにはネットワー クアナライザを使用し、温度特性を測定するときには LCR メータを使用した。うち LCR メータを使用した測定で は、図 8.3 のセットアップと同様の接続を行い、キャパシタに直にボンディングをして 4 端子で測定した。

8.3.1 結果考察

キャパシタを L と C からなる直列回路と近似し、インピーダンスの虚数成分にカイ二乗フィットを行うことで各 成分を算出した。フィットの範囲は共振点を中心に 20 MHz 程度の幅にとった。測定されたキャパシタンスと寄生イ ンダクタンス成分を表 8.3 に載せる。測定した寄生成分はリード線のものかキャパシタに内在のものなのか不可分な ので、あくまで上限値である。温度変化については、少なくとも 160 mK までは同じ容量を示すことが別実験から明 らかなので、これらのキャパシタは問題なく低温でも使えると考えられる。

表 8.3 ネットワークアナライザの測定からフィットで求めたキャパシタのパラメタまとめ

品番 (GRM31C5C1E*****01L)	$C[\mathrm{nF}]$	L[nH](stray)	f_c (共振)[MHz]
104 JA	10.42 ± 0.02	74.1 ± 0.1	5.73
473JA	43.30 ± 0.02	86.5 ± 0.04	2.60

8.4 擬似 TES 抵抗の評価

実際のカロリメータは 20 – 100 mΩ 程度で動作する。擬似 TES 抵抗として用いる抵抗はシャント抵抗基板や実際 の TES でも構わないが、本測定では擬似 TES 抵抗として市販の Panasonic ERJM1WSF20MU を選んだ。選んだ 理由は、少なくとも室温領域では (-55 K までで 100 ppm / C°) 温度係数が小さく低インダクタンス (1 nH 以下) だからである。4K プロープと接続して低温下での抵抗値を測定する必要がある。擬似 TES 抵抗の測定セットアップ はシャント抵抗基板を LR 700 で測定したときとほとんど同じ (図 8.3、写真は図 8.18) で、ポンディングワイヤを直 に擬似 TES 抵抗に接続し4 端子法で測定した。擬似 TES 抵抗を LR 700 で測定した結果を図 8.19 に載せる。抵抗 値は室温では 20.3 mΩ であるが、4K では 18.13 mΩ であった。 300K – 4 K の温度変化で約 10 % ほど小さくなる が、この程度の変化量であれば極低温でも十分に抵抗として使用できる。図 8.20 は擬似 TES 抵抗を金属箱に半田で 接続し (セットアップは図 8.13 と同様) ネットワークアナライザでインピーダンスを測定したものである。さらに S パラメタからインピーダンスの実数成分、虚数成分を求めたものが図 8.20 下である。コイルのインピーダンス算出と 同様に等価回路として RL 直列回路を仮定し、カイニ乗フィットで実数成分から *R* を、虚数成分から *L* を算出した。 擬似 TES 抵抗の抵抗値はネットワークアナライザの実測値で 167.9 ± 0.1 mΩ、インダクタンスが 41.90 ± 0.03 nH となり、本来の抵抗値 20 mΩ よりも 100 mΩ 程度大きく、インダクタンスも本来成分よりも 1 桁大きく出た。これ は測定セットアップにシール基板と半田やリード線が入り、本来の成分が隠れてしまっているものと思われる。従っ て、シャント抵抗基板の測定同様、擬似 TES 抵抗のインピーダンス成分の実測値は上限値としてみなすべきである。



図 8.16 ネットワークアナライザで測定した 47 nF キャパシタの S パラメタ、位相、インピーダンス。左上: S11 をデシベル表示したもの、右上: 位相、左下: 47 nF の S11 からインピーダンスに変換したもの。

10 f[Hz]



図 8.17 同 10 nF キャパシタの実測データのグラフ。



図 8.18 擬似 TES 抵抗配線写真と等価回路。ボンディングパッドからシール基板を介して、擬似 TES 抵抗に直 接ボンディングしてある。



図 8.19 LR 700 で測定した擬似 TES 抵抗の温度特性。4K 下でもデフォルトの $20 \text{ m}\Omega$ から 10 % しか変わらない。

表 8.4 ネットワークアナライザの測定からフィットで求めた擬似 TES 抵抗のパラメタ実測値まとめ。括弧内の 値は LR 700 での測定値。

$T[\mathbf{K}]$	$R[\mathrm{m}\Omega]$	L[nH]
300	$167.9{\pm}0.1(20.03{\pm}0.01)$	$41.9{\pm}0.03$
77	(19.51 ± 0.01)	
4	(18.13 ± 0.01)	



図 8.20 ネットワークアナライザで測定した擬似 TES 抵抗のインピーダンスと S パラメタ (左上)、位相 (右上)。 S パラメタからインピーダンスの実数成分 (左下図)、虚数成分 (左下図) を求め、各々から抵抗成分、インダクタ ンス成分をフィットで求めた。

8.5 LC フィルタと擬似 TES 抵抗からなる回路の評価

擬似 TES 抵抗を含めた RLC からなるフィルタ回路を製作し測定した。測定した回路は擬似 TES 抵抗と LC フィルタを直列に接続した RLC 回路 (ここでは RLC フィルタを呼ぶ)であり、今回は共振周波数が 930 kHz と 1.5 MHz になるよう、今までの測定結果から必要なコンポーネントを選んである。RLC フィルタ回路のうち共振周波数 が 930 kHz のものをフィルタ 1 とし、共振周波数が 1.5 MHz のものをフィルタ 2 と名付ける。コンポーネント間を つなぐ配線は全て超電導線である Nb/Ti 線の Cu 皮膜付きを使用した。さらに今回は、配線をできるだけ短く収め、 配線間の Hot – Return 間は極力ツイストペアにすることで寄生インダクタンスを抑える工夫をした。また、2 つの 入力間はスペースが許す限り離し、他入力間のクロストークを抑えるように配慮した。本測定はフィルタ回路を 2 つ 分作り、図 8.21 のような実装で共振周波数やインピーダンスの温度特性を測定した。室温での測定にはネットワー クアナライザを用い、低温での測定には LCR メータを用いた。ネットワークアナライザを用いた室温測定のセット アップは図 8.13 に示すように、自作コイルとシャント抵抗基板のインピーダンスを測定したときと同じである。フィ ルタを金属箱に入れ、リード線となる抵抗の足にフィルタを半田接続した状態で測定した。4K プローブを用いた低 温測定では 4K プローブの先に測定回路をマウントし、ポンディングで接続している (図 8.3 で測定機器を LR 700 か ら LCR のメータに変更したものに対応)。



図 8.21 自作した LC フィルタと擬似 TES 抵抗を同一基板上にマウントした写真と実装図。写真は 4K プローブ に RLC フィルタを接続したときのものである。約 2 cm 角のプリント基板に抵抗とキャパシタとインダクタが直 列に 2 ペア分接続されている。写真右下にあるボンディングから 4 端子法で LCR メータでインピーダンスを測 定する。

8.5.1 結果考察

室温でネットワークアナライザで測定した S パラメタと位相、インピーダンスを図 8.22、8.23 に示す。図 8.24 は フィルタ 1、2 を RLC 直列回路をモデルにしてフィットを行った結果である。フィットに用いた式は (8.3) 式で与え られる。フィットパラメタを表 8.6 に載せた。

$$Z = R + i\omega L (1 - \frac{1}{\omega^2 LC})$$

$$ReZ = R$$

$$ImZ = \omega L (1 - \frac{1}{\omega^2 LC})$$
(8.3)

表 8.5 ネットワークアナライザで測定した RLC フィルタのインピーダンス測定結果 (T = 300 K)

名称	フィルタ 1	フィルタ 2
$L[\mathrm{nH}]$	575.2 ± 1.3	1058 ± 1
$C[\mathrm{nF}]$	46.3 ± 0.09	9.99 ± 0.01
$R[\mathrm{m}\Omega]$	7.6 ± 97.6	289 ± 16
$f_{\rm c}[{\rm MHz}]$	0.963	1.530

室温ではかなり良い精度でフィルタ回路のL、Cを求めることができた。これらのパラメタは個々に測定した結果



図 8.22 フィルタ1のインピーダンス。ネットワークアナライザを使って室温で測定した。



図 8.23 フィルタ 2 のインピーダンス、位相。



図 8.24 左: フィルタ 1 のインピーダンスを RLC 直列回路でフィットした図。右: フィルタ 2。

をトレースする。寄生成分を含めた値よりも *L* も *C* も小さく出たが、これは配線をツイストペアにした影響が大きいと思われる。

図 8.25 に示すように、製作した LCR フィルタの共振周波数とインピーダンス成分は 300K と 4K とで目立った違いはない。配置や配線構成を工夫したことにより改善したものとみられる。LCR メータの測定では共振周波数近辺でエラーが大きく、共振点での残留抵抗を求めることができなかった (もともと、LCR メータの測定限界は 1 Ω 程度)。エラーなしで考えた場合共振点のずれは 4K と 300 K で 20 kHz 程度であり、自作の RLC フィルタ回路は、低温でもほぼ同じ共振周波数で共振しているものと思われる。

名称	パラメタ	$T=300~{\rm K}$	T = 4 K
フィルタ1	$C[\mathrm{nF}]$	49.7 ± 3.7	50.5 ± 5.3
	$L[\mathrm{nH}]$	637.0 ± 41.7	656.9 ± 43.7
	$R[\mathrm{m}\Omega]$	415 ± 92	762 ± 996
	$f_c[MHz]$	0.947	0.927
フィルタ 2	$C[\mathrm{nF}]$	11.5 ± 0.3	11.5 ± 0.2
	$L[\mathrm{nH}]$	918 ± 225	910 ± 265
	$R[\mathrm{m}\Omega]$	827 ± 3383	1218 ± 4237
	$f_c[MHz]$	1.59	1.56

表 8.6 擬似 TES 抵抗を入れた LCR フィルタのインピーダンスの温度特性。

8.6 まとめ

本章では、TES カロリメータの交流駆動の前準備として自作の RLC フィルタ回路を室温下、低温下で測定した。 まず各コンポーネント (シャント抵抗基板、自作コイル、キャパシタ、RLC フィルタ回路)を別個に評価した。シャ ント抵抗測定では、抵抗の実測値からシャントとして適切な幅、長さといった形状を決定した。寄生インピーダンス 成分は約3 nH 以下であり、シャントとして極低温で使用できることを明らかにした。自作コイルについてはその寄 生成分を含めたフィッティングを行った結果、実測値が理論値よりも大きく出たものの、桁で理論値とコンシステン トなものを作成できた。さらに擬似 TES を抵抗を組み合わせて低温での測定評価を行い、4 K 下でも室温抵抗から 10 % しか抵抗値が変化しないことを示した。自作した RLC フィルタ回路については、室温でも低温でも数 10 kHz のオーダーで共振周波数が等しく、フィットで求めたインピーダンス成分も 300 K と 4 K の測定ではエラーの範囲





図 8.25 LCR メータで測定したフィルタ 1 (上) とフィルタ 2 (下) のインピーダンスと位相の平均値と標準偏差 (エラーバー 2*σ*)。図中の赤線が 300 K での測定結果、緑線が 4 K での測定値。

で一致している。

本章の成果は、狙った共振周波数で RLC フィルタ回路を制作できること、また自作したフィルタ回路が室温でも 低温でも同じように動作することを確かめられたことである。これにより実験段階が SQUID を接続してのフィルタ 回路読み出しへとステップアップすることができると同時に、4 K 下でもカロリメータ交流駆動を模擬できる環境を 構築した。最後に、本測定の成果を箇条書きにした。

- シャント抵抗をLR 700 で測定した。その結果から、シャント抵抗としてふさわしい抵抗 5 mΩ を持つ条件 (*l*,*w*)=(0.6 mm, 1.0 mm)を算出した。ネットワークアナライザでもシャント抵抗基板の測定を行ったが、ボ ンディングワイヤの分が加算された分が実測された。そのためシャント抵抗が持つインダクタンス成分は 3.3 nH 以下と上限をつけるに留まった。これは電磁シミュレータで算出したインダクタンス値と桁でコンシステ ントである。
- キャパシタ、自作コイルをネットワークアナライザで測定した。キャパシタはほぼ設計値どおりの値を示し、 インダクタ (L = 613 nH、1.06 μH) も精度良く測ることができた。
- 自作した LCR フィルタ回路を 300 K 4 K 下で測定した結果、残留抵抗が大きくなる問題はあるが、温度変化による共振周波数のシフトは 20 kHz 以下であり、ほぼ予想通りのフィルタ回路である、かつ 4 K 下でもフィルタとして動作することを示した。また、インピーダンス成分をモデルとしたフィットによって共振周波数を有効 3 桁で求めることができた。
第9章

まとめと今後

9.1 本修士論文の成果

本修士論文では TES 型マイクロカロリメータの交流駆動、多素子化を目指し、SQUID を含めた交流読み出し回路 を開発し評価を行った。そして AM 変調を応用した SQUID 読み出し回路 (BBFB 回路)を製作し、BBFB 原理の実 証と回路の性能評価を行った。その結果、従来問題とされていた配線長さによる位相回り問題を克服し、1 素子なが ら SQUID を 5 MHz 帯域下で正確にフィードバックできるようになった。回路の性能は要求通りであり、我々が製 作した BBFB 回路を用いてカロリメータ信号を交流読み出し可能との結論を得た。

次に 4 入力に対応した BBFB 回路を製作評価を行ったところ、1 入力用 BBFB 回路と同様に設計通りの性能を示 すことを確認でき、また TSS ののフィードバックも成功した。また、SQUID を搭載してはいないが 2 入力間のクロ ストークについても考察を行った。入力間の周波数間隔とクロストーク成分を定性的に評価し、クロストーク源の特 定とモデル化を経て正常に SQUID フィードバックがかけられる周波数間隔 (スペーシング周波数)を決定した。これ により帯域 2 MHz までで何素子読み込みができるかについてリミットを設けることができた。

しかしカロリメータの交流駆動は行っていない。我々のゴールは「TES カロリメータを帯域1-2 MHz の間で8 素子程度交流駆動し、~2 eV のエネルギー分解能を出す」である。従って次のステップは1素子のカロリメータを 交流で駆動できるか、そしてカロリメータのエネルギー分解能が直流駆動下と交流駆動下とでどう変化するのかにつ いて議論することである。また SQUID 駆動下でクロストークがどのような影響を及ぼすのかについても議論してい ない。交流駆動下でカロリメータ多素子同時読み出しを定量的に議論するには、1素子の交流駆動と2素子間のクロ ストーク考察が不可欠である。以下では本論文の成果と残された課題について詳述する。

9.1.1 SQUID パラメタの測定

我々が製作した BBFB 回路を正確に評価するためには SQUID 部と信号読み出し回路部とで分離して考察しなくて はいけない。私は Magnicon for SQUID viewer を用いた測定によって TSS のパラメタを算出し、8 input SQUID の素子パラメタに関しては設計値ならびに木村 (21) とコンシステントであることを示した。80 SSA については師 岡 (26) の測定値と同じであり、宇宙研のセットアップで正当な評価ができることを示した。そして BBFB 回路駆動 に用いる TSS を測定し、ゲイン $V_{\Phi} \sim 25 \text{ mV} / \Phi_0$ 、動抵抗が 800 Ω 、入力電流換算ノイズが 20 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ を得た。 また、我々が使用する SQUID は数 MHz 程の広帯域でもゲインの減衰がなく正常に動作することも確かめられた。 今後の課題は多入力用 8 input SQUID に 2 チャネル以上の交流信号を入れて正常に信号を読み出せるかを BBFB 回路を用いて議論することである。

9.1.2 SQUID 信号多重化用回路の測定

今までも FDM によるカロリメータ交流駆動に向けた試験は行われてきたが、今回は AM 変調を応用した BBFB 回路を新たに製作し評価した。BBFB 回路は復調と再変調によって低温 – 室温部までの配線の位相の遅れをキャン セルすることができ、配線間位相回り問題を克服できる回路である。本論文では、まず BBFB 回路単体を測定し、 MHz 帯域でも正常にフィードバックがかかることを示し BBFB の原理でフィードバックが正確にかかることを確認 した。回路の開ゲインや最大入力量は我々の (カロリメータ交流駆動に対する) 要求を満たしていることを示して、 SQUID の 1 MHz 帯域でのフィードバックが可能であることを確認した。次に TSS と BBFB 回路からなる読み出し 回路を測定した。その結果、1 入力ながら従来は 100 kHz までであった SQUID 駆動の帯域を 5 MHz まで広げるこ とに成功し、BBFB 方式による TSS 駆動に初めて成功した。カロリメータの信号帯域である数 10 kHz に対して位 相余裕は 30 度ほどあり、MHz 帯域でも回路は正常に駆動している。ノイズレベルは従来の SQUID 駆動回路が 50 pA/\sqrt{Hz} に対して 27 pA/\sqrt{Hz} にまで改善し、カロリメータが作るノイズ以下であることを示した。ノイズ源は再変 調用 IC AD734 と THS3091 のノイズの和であり、これらの IC によって入力換算ノイズがリミットされている。開 ゲインやノイズレベル、最大入力電流値等の測定値はいずれも BBFB 回路を理想的な回路とみなした場合とコンシス テントであり、カロリメータ交流駆動に要求されるスルーレートやノイズレベルをクリアしている。以上の評価によ り、我々が製作した SQUID 高速駆動回路 BBFB を使って TES カロリメータの交流駆動が可能であると結論した。

さらに次のステップとして 4 入力用の BBFB 回路を製作し、 1 入力用の回路と同様の性能を持つかどうかを評価 試験を行った。その結果、ノイズ、ゲイン、入力線形性は 1 入力用 BBFB 回路と同じであることを示すことができ、 TSS のフィードバックにも成功した。また、2 チャネル同時入力によるチャネル間干渉 (クロストーク)の影響につ いても考察した。その結果クロストークが SQUID の帯域を制限することを発見し、チャネル間のスペーシング周波 数に制限をつけることに成功した。SQUID が安定にフィードバックする最低限のスペーシング周波数は、30 kHz ま での信号入射に対しては 120 kHz であり、BBFB 回路の寄生成分が作るノイズを抑えるために必要なスペーシング が 150 kHz であった。これは帯域 1 – 2 MHz までで 6 – 7 素子まで同時駆動できることを示している。しかし、実 際に TSS を搭載したときには SQUID の入力コイル間でもクロストーク起こるため、SQUID 駆動時のスペーシング 周波数を上記よりもさらに広くとる必要があると思われる。

さらに、実験室環境において、理想的な回路の性質ではないイレギュラーな成分についても考察した。特に、BBFB 回路のものではない開ゲインの減衰が回路の帯域をリミットする現象を検出した。私はゲイン減衰の原因が低温部 - 室温部間の配線の寄生インピーダンスであることをつきとめ、配線を集中定数回路でモデル化することによって、 BBFB 回路のゲイン曲線の減衰を再現することができた。低温配線のインピーダンス成分は今後の実験室測定におい て無視できないファクタであるとなってくるので、これを定量的に評価できたことは大きな収穫となった。

だが、BBFB 回路を用いて未だカロリメータ信号を検出していない。そのため、まずは1素子でもTES カロリ メータの交流駆動をBBFB 回路で実現することが当面の課題になっている。

9.1.3 TES カロリメータ交流駆動に向けた試験

カロリメータ交流駆動に必要なコンポーネントを自作し、これらを組み合わせて擬似カロリメータ交流駆動回路 を構築した。これらは R_{TES} = 40 mΩ の擬似 TES と、共振周波数が 960 kHz と 1.53 MHz の LC バンドパスフィ ルタを持った RLC 直列共振回路である。始めに個々のコンポーネントを測定した結果、狙った共振周波数で共振さ せることに成功した。各コンポーネントが持つ寄生成分を評価ないし上限をつけることに成功し、これにより低温下 でも各コンポーネントが室温と同様の性能を示すであろうことを確認できた。次に自作の RLC 回路を低温で測定し た。共振点での残留抵抗を求めることはできなかったものの、共振周波数やインピーダンス成分がエラーの範囲で室 温と変わらないことを示し、自作の RLC フィルタ回路を使ってカロリメータの交流駆動をシミュレートできること を示した。次の段階としては、TSS の入力に自作の RLC フィルタ回路を搭載して 4K 下で擬似 TES 信号を読み出す ことである。そして、カロリメータの信号波形やエネルギー分解能が交流駆動下でどのような振る舞いをするかを、 フィルタ回路や BBFB 回路の性質と関係づけて議論することが必要である。

付録 A

フィードバックとループゲイン

A.1 ループゲイン

フィードバック制御の一般論を説明する。出力の一部を入力へ返すことをフィードバックという。図 A.1 左のような閉回路を考える。出力の -b 倍を入力に返すとき、入力 x と出力 y の間には以下の関係式が成り立つ。

$$y(\omega) = A(\omega) \left[x(\omega) - by(\omega) \right]$$
(A.1)

bが正なら負帰還、負なら正帰還という。この式を解くと

$$y(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + bA(\omega)} x(\omega)$$
(A.2)

$$=\frac{1}{b}\frac{\mathcal{L}(\omega)}{1+\mathcal{L}(\omega)}x(\omega) \tag{A.3}$$

となる。このとき $\mathcal{L}(\omega) = A(\omega)b$ をループゲインという。ループゲインが 1 よりも十分に大きい時、

$$y(\omega) \approx \frac{1}{b}x(\omega)$$
 (A.4)

と近似され実質入力が 1/b に抑えられる。系のゲインはフィードバックラインのゲイン b で決まり、 $A(\omega)$ が ω に よって変化しても影響を受けない。

また、図 A.1 右のように入力 $x(\omega)$ が $A(\omega)$ の後に来るような系では、入力 $x(\omega)$ と出力 $A(\omega)$ は次の様な関係式となる。



図 A.1 フィードバック系 1 (左) とフィードバック系 2 (右)。

140

$$y(\omega) = \frac{1}{1 + \mathcal{L}(\omega)} x(\omega) \tag{A.5}$$

A.2 ノイズ

フィードバック下でのノイズについて議論する。

開ループの場合

図 A.2 のような、SQUID(ゲイン G) をプリアンプ (ゲイン $A(\omega)$) で読み込んで出力し、ゲイン B、 $C(=M_{\rm FB}/R_{\rm FB})$ でフィードバックする回路を考える。ノイズは信号が含むもの N_0 と読み出し回路の増幅部が含むもの N_1 があるとする。開ループのときはフィードバックをしないので、回路のゲインの積が出力となる。出力点のシグナル、ノイズ、S/N 比は

$$signal = S \times GA \tag{A.6}$$

$$noise = N_0 GA + N_1 A \tag{A.7}$$

$$S/N = \frac{S}{N_0 + N_1/G}$$
 (A.8)

と表せるから、入力換算ノイズは

$$noise = N_0 + N_1/G \tag{A.9}$$

となる。

閉ループの場合

閉ループ (フィードバック) 時には (A.3) 式により実質入力量が $1/(1 + \mathcal{L})$ になる。ただし $\mathcal{L} = GABC$ である。さらに図 A.3 のようにノイズ N_2 が加わるので、出力点のシグナル、ノイズ、S/N は

$$\operatorname{signal} = \frac{GA}{1+\mathcal{L}}S\tag{A.10}$$

noise =
$$\frac{GA}{1+\mathcal{L}}N_0 + \frac{A}{1+\mathcal{L}}N_1 + \frac{BCGA}{1+\mathcal{L}}N_2$$
 (A.11)

$$S/N = \frac{S}{N_0 + N_1/G + BCN_2}$$
(A.12)

となる。入力と出力との関係 Ξは

$$\Xi = \frac{GA}{1+\mathcal{L}} = \frac{\mathcal{L}}{1+\mathcal{L}}\frac{1}{BC} \sim \frac{1}{BC}$$
(A.13)

であるから、フィードバック時の入力換算ノイズは、

$$N_0 + N_1/G + N_2/\Xi$$
 (A.14)

となり、開ループ時の入力換算ノイズにフィードバックラインがつくるノイズが加わる形となる。



図 A.2 開ループ下での回路とシグナル S、ノイズ N₀、N₁ を模式的に示したもの。開ループ下ではフィードバッ クがかからないので、系のゲインの積がそのまま出力となる。



図 A.3 閉ループ下での回路とシグナル S、ノイズ N_0 、 N_1 、 N_2 を模式的に示したもの。実質入力が $1/(1 + \mathcal{L})$ になることに注意。

付録 B

修繕前の4入力 BBFB 回路の測定

4 入力 BBFB 回路は、納品時と現在では積分器キャパシタの容量が違ったり、フィードバック部のバイアスキャン セラを外したりしていて回路構造が微妙に異なっている。例えば、積分器キャパシタは 1 入力 BBFB 回路では C =100、200、500、1000 pF であったが、4 入力 BBFB 回路では C = 500、1000、2000、5000 pF となっている。ま た、フィードバック抵抗のデフォルト値が 10 kΩ であり、フィードバック抵抗を変更するには、回路が安定駆動する ように積分器キャパシタの容量を変更しなければならない。フィードバック抵抗が小さいと入力電流換算ノイズが大 きくなり、カロリメータの交流駆動に求められるノイズレベル (~ 10 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$) は達成できない。そこで我々は納 品時の 4 入力 BBFB 回路 (BBFB 回路 α と名付ける) の積分器キャパシタとフィードバック抵抗を、1 入 BBFB 回 路同じにした (C = 100、200、500、1000 pF、 $R_{\text{FB}} = 51 \text{ k}\Omega$)。修正後の BBFB 回路を 4 入力 BBFB 回路 β と言 うことにする。修正点は、

- 積分器キャパシタを C = 500、1000、2000、5000 pF から C = 100、200、500、1000 pF に変更 (1 入力 BBFB 回路と同じ)。
- •フィードバック部の配線構造を図 B.1 の様に変更。

である。この章では 4 入力 BBFB 回路 α 、 β がいずれも 1 入力 BBFB 回路の性能とコンシステントであることを測 定結果とともに述べる。

B.1 ダミーセンサ治具での評価

セットアップは、4 入力 BBFB 回路 α のフィードバックが 10 k Ω であることと、間違えてフィードバックラインを 2 重に 50 Ω 終端してしまったことを除けば図 7.1 と同じである。



図 B.1 4 入力 BBFB 回路の修正点。修正前はフィードバックオフ状態でもフィードバック変調波出力が存在す るなど、仕様が 1 入力 BBFB 回路とは違った。



図 B.2 ダミーセンサ治具で取得した 4 入力 BBFB 回路 α の開ゲインと位相。比較用として図 7.4 と同じ開ゲイン曲線を (B.1) 式で補正したものと図 7.5(位相については補正なし) と同じものを実線でプロットした。

開ゲインが 1 より十分に大きい時、積分器出力電圧と入力電圧の関係式は (7.3) 式で与えられる。今フィードバッ ク抵抗を 10 kΩ に変更し、さらにフィードバックラインの終端抵抗が 1 入力 BBFB 測定時の半分である 25 Ω に なっているので、

$$\frac{V_{\text{Fllout}}}{V_{\text{in}}} = \frac{3}{2} \frac{R_{\text{FB}}}{G_{\text{mod}}R_{\text{in}}} = 1.5 \tag{B.1}$$

となるはずである。図 B.3 は実測した 4 入力 BBFB 回路 α の入力線形性である。シグナル周波数を 1 – 30 kHz までで測定し、かつキャリア周波数を 1.011 MHz、2.011MHz の 2 通りで測定している。図 B.3 の実線は図 7.7 と図 7.6 を (B.1) 式を考慮して修正したものである。つまり点線と実線の比較が 1 入力 BBFB 回路と 4 入力 BBFB 回路 α をダミーセンサ治具で測定したときの比較になる。図 B.3 から両者はフィードバック抵抗や終端抵抗を考慮すれ ば、最大入力電圧を除いてコンシステントな入力線形性曲線を持っていると言える。最大限界入力電圧は、フィード バック抵抗に反比例するので 4 入力 BBFB 回路 α の最大限会入力電圧は 1 入力 BBFB 回路の $\frac{2}{3} \times \frac{51k\Omega}{10k\Omega}$ 倍に増えて いると思われる。入力線形性曲線の傾きから見積もった電流 – 電圧変換係数は 22 kV / A であり、これを入力換算 ノイズレベルに直すと約 60 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ となる。これは 1 入力 BBFB 回路が作る入力換算ノイズレベルよりも大きい。

入力線形性、ノイズレベル、開ゲインを考慮した結果、それぞれの結果はフィードバック抵抗や実験セットアップ、 積分器キャパシタの大きさの分は違えど、4入力 BBFB 回路 α の性能は 1入力 BBFB 回路とコンシステントである と言える。



図 B.3 上図、中図: ダミーセンサ治具で取得した 4 入力 BBFB 回路 α の入力線形性曲線。上 2 つはキャリア 周波数が 1.011 MHz のもので、下 2 つがキャリア 2.011 MHz のもの。下図: 入力換算ノイズスペクトル。赤 がキャリア 1.011 MHz で青が 2.011 MHz の時のデータである。ノイズレベルがキャリア周波数には依存しない のは同じであるが、フィードバックラインのゲイン (電流 – 電圧変換係数 $\Xi = 22 \text{ kV/A}$) が小さいので 1 入力 BBFB 回路のものよりも入力換算ノイズレベルが大きい。

付録 C

測定に使用した機器

ここでは本論文で測定に用いた機器を列挙し、解説を加えた。

- オシロスコープ: LeCroy waveJet 324、Tektronix TDS510A。BBFB 回路、Magnicon 測定時のモニタ用に レクロイのオシロスコープを使用している。このオシロスコープは垂直分解能が 8 bit である。4 チャネル接 続できかつ時間分解能が良いため、MHz 帯域での信号を同時にたくさんモニタする必要がある BBFB 回路で の測定時に使われる。テクトロニクスのオシロスコープは BBFB 回路で開ゲインを取得するときに用いる。 垂直分解能は 8 bit、2 チャネル対応式で、チャネル間の位相差を表示することができる。このオシロスコープ の値 (56 回の平均値)を目視でノートすることで開ゲイン曲線を作成した。
- 波形発生器: nF WF1974,WF1915。1974 は BBFB の入力信号や復調、再変調電圧を印加するために使う。
 この波形発生器は任意の波を入れることができるため汎用性が大きい。また波形発生器自体がつくるノイズが数 100 nV / √Hz と小さく、本論文の様なノイズに対する制約が厳しいときには重宝する。1915 は 4 入力
 BBFB での測定で波形発生器の台数が足りなくなった場合に SQUID 動作点調節用に使っている。
- FFT アナライザ: hp 35670A。ノイズ取得はすべてこの機器で行う。ノイズ取得範囲は 114 kHz までであ り、サンプリング周波数は 230 kHz である。また、ノイズ取得の際には周波数帯域によって平均回数を変えて いる。一連の測定において、周波数帯域 1 – 400 Hz では 10 avg、 0.4 – 1.2 kHz では 20 avg、 1.2 –100 kHz では 50 avg である。
- スペクトラムアナライザ: ADVANTEST R3132。垂直分解能が 16 bit であり、ダイナミックレンジ + 30dB までの入力に対応していて、自身のノイズレベルは 10 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$ 以下のスペクトラムアナライザである。我々 は 4 入力 BBFB 回路のクロストークを議論する際にこれを使用した。入力インピーダンスが 50 Ω であり、 測定時は積分器出力とマッチングが取れている状態で測定した。周波数分解能は 1 kHz であるが、実際の出力 は内部の IF フィルタによって線スペクトルでも広がって観測される。本論文では周波数分解能が十分細かく、 スペクトルが完全に分離できているものと仮定している。
- LCR メータ: HIOKI 3532-50 LCR Hi TESTER。4 端子法で入力出力間の電圧と位相差からインピーダンスを求める。本測定では1 mA の定電流を流し、H − L 間の電圧によってインピーダンスを算出している。本測定では、オプションとして付随するオープン補正、ショート補正、ケーブル長の補正はしておらず、資料とLCR メータを接続する測定ケーブルは測定に全く影響しないことを仮定している。
- ネットワークアナライザ: Agilent E5071C。周波数分解能は 3 kHz。本測定では 2 port 測定での評価をした。測定前には専用の校正キット (Agilent 85033D) で open、short、load、through のフル 2 ポート補正を行っている。測定可能周波数帯域は 9 kHz 8.5 GHz であり、本測定には支障がない周波数帯域である。
- 抵抗測定ブリッジ回路: LINEAR RESEARCH LR 700。16 Hz の交流電流を流し、試料の電位差をモニタ することで抵抗値を算出する回路である。4 端子法で 2 mΩ 以下 – 2 MΩ までの抵抗値を測定できる。8 章で シャント抵抗、擬似 TES 抵抗を測定したときには、測定電流 1 mA、電圧レンジを 200 μV として測定レンジ が 200 mΩ までの抵抗を有効 3 桁で測定している。



図 C.1 青:波形発生器 nF WF1974 のノイズレベルと、赤:FFT アナライザ hp 35670A のノイズレベル

付録 D

略語集

本論文では多くの略語が出てくるので、この章でまとめた。

- B BBFB(Baseband Feedback): AM 変調を応用した高周波帯域における SQUID フィードバック方式 (18)。 キャリアを含んだ TES 信号を復調によってシグナルとキャリアに分離、出力を得た後、再び変調してフィー ドバックする。復調 – 再変調によりキャリアの位相を自由に調節してフィードバックすることができる。
- D DIOS(Diffuse Intergalactic Oxygen Surveyer): 宇宙研、首都大、名古屋大等が主となって計画中の小型天文 衛星計画。WHIM 検出を主な目的としたミッションで、エネルギー分解能 ΔE = 2 eV を持つ TES カロリ メータを 16×16 素子でアレイ化し、銀河間物質の様な広がった天体について撮像と分光を同時に行うことが できる。
- E ETF(Electro-Thermal Feedback): 電熱フィードバック。TES に定電圧をかけることで、温度上昇による抵抗上昇時のジュール発熱 $P = V^2/R$ を抑制し素子の温度を下げ、TES を熱的に安定に動作させる効果がある。
- F FDM(Frequency-Division Multiplexing): 周波数分割方式。TES の信号多重化の方法の一つであり、TES を交流でバイアス (AM 変調) することで TES 信号をキャリアに乗せ、キャリア周波数の違いによって信号を 区別する方法。
- **F** FLL(Flux-Locked Loop):磁束固定ループ。SQUID への入力磁束をフィードバックによってゼロに保つ方法 (23)。
- S SSA (Serial SQUID Array): SQUID を多数直列に並べて単一の SQUID よりも大きな出力を確保できるようにした SQUID アレイのこと。
- T TDM(Time-Division Multiplexing): 時分割方式。TESの信号多重化の方法の一つ。
- T TES(Transition-Edge Sensor): 超伝導遷移端温度計。カロリメータの一種で、温度変化を超伝導遷移に伴う 抵抗値の変化として検出する。
- **T** TSS(Two-Stage SQUID): 2 段式 SQUID。単一の SQUID 出力を後段のアンプ SQUID に入力し、低温ス テージで出力電圧をさらに増幅して室温部へと送信する。
- W WHIM(Warm-Hot Intergalactic Medium): 10 万度 1000 万度程度の温度を持った希薄なガスとして存在 する高温銀河間物質の総称。宇宙のバリオンの半数以上は WHIM として存在すると考えられている。

参考文献

- [1] Akamatsu, H. 2009, LTD-13
- [2] Bregman, J. N. 2007, ARA&A, 45, 221
- [3] Cen, R. & Ostriker, J. P. 1999, ApJ, 514, 1
- [4] Cen, R. & Ostriker, J. P. 2006, ApJ, 650, 560
- [5] Clarke, J., & A.Braginski. 2004, The SQUID Handbook, 1st edn (WILEY-VCH)
- [6] Irwin, K. D. 1995b, PhD thesis, Stanford University
- [7] Irwin, K. D., Nam, S. W., Cabrera, B., Chugg, B., Park, G. S., Welty, R. P., & Martinis, J. M. 1995, IEEE Trans. Appl. Supercond., 5, 2690
- [8] Irwin, K. D. 2002, Physica C, 368, 203
- [9] Lee, A. T., Richards, P. L., Nam, S. W., Cabrera, B., & Irwin, K. D. 1996, APL, 69, 1801
- [10] Mather, J. C. 1982, Appl. Opt., 21,1125
- [11] Mewe, R., Gronenschild, E. H. B.M., & van den Oord, G. H. J. 1985, A&AS, 62,197
- [12] M. F. Cunningham, J. N. Ullom, T. Miyazaki, and S. E. Labov 2002, APL, 81, 1
- [13] Miyazaki, T. 2001, PhD thesis, Univ. of Tokyo
- [14] Mistuda, K. and Fujimoto, R., Miyazaki, T., Maegami, K., Aruga, Y. and Oshima, T., Nakayama, S., Shoji, S. and Kudo, H., Yokoyama, Y., Mihara, T., & Shimizu, H. M. 1999, NIMA, 436 252
- [15] Moseley, S. H., Mather, J. C., & McCammon, D. 1984, J. Appl. Phys., 56, 1257
- [16] Ohahsi, T., Ishida, M., Sasaki, S., Ishisaki, Y., Mistuda, K., Yamasaki, N. Y., Fujimoto, R., Takei, Y., Tawara, Y., Furuzawa, A., Suto, Y., Yoshikawa, K., Kawahara, H., Kawai, N., Tsuru, T. G., Matsushita, K., Kitayama, T. 2006, a proceedings of SPIE "Astronomical Telescopes and Instrumentation"
- [17] Szymkowiak, A. E., Kelley, R. L., Moseley, S. H., & Stahle, C. K. 1993, Journ. Low Temp. Phys., 93, 281
- [18] Yamasaki, N. Y., Masui, K., Mitsuda, K., Morooka, T., Nakayama, S., Takei, Y. 2006, NSTRUMENTS & METHODS IN PHYSICS RESEARCH SECTION A-ACCELERATORS SPECTROMETERS DETEC-TORS AND ASSOCIATED EQUIPMENT, 559, 790-792,
- [19] Yoshikawa, K., Dolag, K., Suto, Y., Sasaki, S., Yamasaki, N. Y., Ohashi, T., Mitsuda, K., Tawara, Y., Fujimoto, R., Furusho, T., Furuzawa, A., Ishida, M., Ishisaki, Y., and Takei, Y. 2004, PASJ, 56 939
- [20] 市坪, 太郎. 2004, Master's thesis, 東京大学
- [21] 木村, 俊介. 2007, Master's thesis, 東京大学
- [22] 国立天文台編. 2005, 理科年表第 78 冊.(丸善)
- [23] 小林, 俊一編. 1996, 物性測定の進歩 II -SQIUD, SOR, 電子分光-, 1st edn.(丸善)
- [24] 竹井, 洋. 2004, Master's thesis, 東京大学
- [25] 益居, 健介. 2006, Master's thesis, 東京大学
- [26] 師岡, 利光. 2004, PhD thesis