高感度高機能磁場計測システムのための SQUID の研究

上原　弦

①

学位請求論文

高感度高機能磁場計測システムのためのSQUIDの研究

上原 弦

目次

第1章	はじめに	1
第2章	多チャンネルSQUIDシステム	12
第3章	SQUID製作プロセス	18
第4章	ダブルワッシャ型SQUID	25
第5章	直接磁場検出型SQUID	38
第6章	緩和発振型SQUID	63
第7章	結論	72
	文献リスト	
	謝辞	

第1章　はじめに

1-1 研究の目的

SQUIDは超伝導電子の波動の干渉を利用した素子で、生体磁場計測、帯磁率などの物性測定、精密計測、地球物理などの応用分野がある。特に生体磁場計測への応用は臨床医学としても大脳生理学、循環器生理学としても重要なテーマである。従来のSQUID磁束計は数チャンネル程度のセンサをもつシステムであり、測定対象からコヒーレントなデータを得るためには、多チャンネルSQUIDシステムを構築することが大きな課題となっている。

超伝導センサ研究所では生体磁場計測システムの完成を目標として、SQUIDデバイス、電子回路、データ収集装置、冷却設備等の全ての要素を含み200以上のチャンネル数を持つチャンネルSQUIDシステムの開発を進めている。

本論文はそのキーデバイスであるSQUIDについて、多チャンネルシステムに組み込むためにはいかなる性能が必要か、またそれはいかに実現可能かについて研究したものである。

1-2 背景

本章ではSQUID磁束計の原理の説明について説明し(1-2-1)、既に他の研究機関で行われている研究の概要の説明として、性能の改善(1-2-2)、新しいタイプのSQUID(1-2-3)、多チャンネルSQUIDシステム(1-2-4)などの紹介を行ない、他の研究機関で行われている研究に対する本研究の位置づけを行なう(1-2-5)。

1-2-1 SQUID磁束計の原理と構成

図1-1(a)はSQUIDの模式図で、2つのジョセフソン接合を含む超伝導ループに電流電圧端子をつけた構成になっている。Icはジョセフソン接合の臨界電流、Lsは超伝導ループのインダクタンスである。Rはジョセフソン接合の常伝導抵抗、あるいはトンネル接合の場合はヒステリシスを消すために加えたシャント抵抗である。

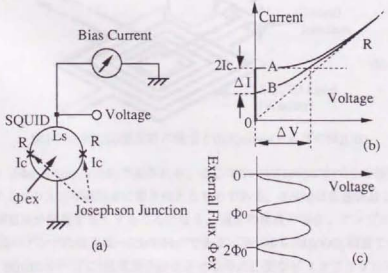


図1-1 (a)SQUIDの模式図 (b)電流電圧特性 (c)磁束-電圧曲線

SQUIDの特性と動作について図1-1(b)で説明する。ループの中に入っている磁束Φexが磁束量子Φ_0

の整数倍のとき、SQUIDに電圧を発生せずに流し得る最大の電流(最大電流と呼ぶ)は2Icになり、SQUIDの電流電圧特性(I-V特性)はAで示される曲線になる。Φexが磁束量子Φ_0の(整数+1/2)倍のとき、最大電流は2Ic-ΔIになり、SQUIDのI-V特性はBで示される曲線になる。Φを連続的に増やしていくとI-V特性はこの2つの曲線の間を往復し、その周期はΦ_0になる。従って$I=2Ic$になるように電流をバイアスして電圧を観測すると図1(c)のような周期Φ_0の磁束-電圧曲線(Φ-V曲線)が得られる。ΔI/2Icの値はSQUIDの変調深さと呼ばれており遮蔽パラメーターβ(=2LsIc/Φ_0)の関数として詳しく計算されている。おおまかには$\Delta I/2Ic = 1/(1+\beta)$であり、βが大きい方が変調は浅くなる。

図1-2(a)はSQUID磁束計の構成である。SQUIDループは通常大きくないため直接測るべき磁場を入れるのは効率が悪い。そこで測るべき磁場はピックアップコイルLpによって検出され、入力コイルLiを通じてSQUIDループLsに結合される。Liのとなりのコイル Mfは変調コイルと呼ばれ、発振器でドライブされて変調磁束をLsに加える。SQUIDの出力電圧をPSD(Phase Sensitive Detector)でロックイン検波してやるとΦ-V曲線の1次微分が得られる。この出力をMfに加算して負帰還してやるとΦ-V曲線の1次微分が0になる点(山あるいは谷)に安定し、測るべき磁場は負帰還量をOUTPUTでモニターすることで分かる。この状態をロックされたと表現する。この方法はFLL(Flux Locked Loop)法と呼ばれ、いわゆる零位法の一種であり、入出力の関係が線形になるのが特徴である。整合回路はSQUIDと室温にあるアンプとのインピーダンス整合をとるためのものである。この図ではLC回路だが、トランスを使う場合も多い[1]。

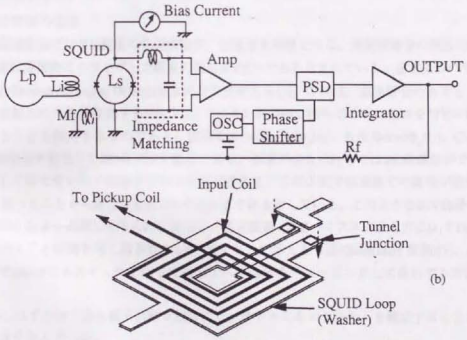


図1-2 (a)SQUID磁束計の構成と(b)KetchenタイプのSQUID

磁束分解能Φn はΦn = Vn/(∂V/∂Φ)で表される。ここでVn [V/Hz$^{0.5}$]はすべての雑音をSQUID 出力の雑音あるいはアンプの入力等価雑音に置き換えたものである。∂V/∂Φは伝達係数と呼ばれ、これを大きくすることが磁束分解能を良くすることになる。通常の構成の場合、アンプの入力等価雑音が支配的であり(室温のアンプの限界は～0.5nV/Hz$^{0.5}$である。∂V/∂Φも100μV/Φ_0程度であるのでΦnは数μΦ_0/Hz$^{0.5}$になる。SQUIDループに1磁束量子結合させるのに必要なピックアップコイルでの磁場を磁場感度Sと呼ぶことがある。次元は[T/Wb]または[T/Φ_0]。Sを改善するには入力コイルとSQUIDループの結合係数を上げればよい。このために考えられたのがKetchenタイプのSQUID[2]と呼ばれるもの

で図2(b)のような構成になっている。超伝導ループはワッシャと呼ばれ、入力コイルから見てグランドプレーンに見える。入力コイルに流れた電流はこのグランドプレーンに鏡像をつくるのでほぼ1の結合係数が得られるのが特長である。この形の素子を薄膜積層すると11から13枚のマスクレベルのものになる。

結合係数が1のときのSは入力磁場Bに対してSQUIDループにどれだけの磁束が発生するかを知ることで計算される。ピックアップコイルは半径Rの1ターンとするとピックアップコイルと入力コイルがつくるループの磁束の量子化条件などから、$S=(Li+Lp)/[(Li\ Ls)^{0.5}A]$を得る。ここでAはピックアップコイルの面積である。IsとLpを固定してLiをふって計算すると、Li =LpのときSが最良になる。これは通常のKetchenタイプのもので数nT/Φ_0から数$100nT/\Phi_0$になる。

また磁場分解能Bn は磁束分解能Φnと磁場感度Sの積になる。$(Bn\ [T/Hz^{0.5}]=S[T/\Phi_0]\times\Phi n[\Phi_0/Hz^{0.5}])$ 従って通常の構成では数$fT/Hz^{0.5}$から数$100fT/Hz^{0.5}$になる。実際には測定する磁場の空間分解能あるいは空間周波数に合わせて、ピックアップコイルの大きさが決まり、それに応じて最適設計がなされる。

1-2-2 従来の研究

この節では従来の研究でSQUIDの性能改善の工夫がどのようになされてきたかを紹介し、1-2-5節での"本研究の位置づけ"の説明の助けとする。

低周波雑音の改善

生体磁場計測では1Hz程度の低周波雑音、1/f雑音も問題となる。低周波雑音の原因は接合のIcの揺らぎと超伝導薄膜にトラップした磁束の揺らぎの2つであるとされている。前者についてはFogliettiらのSHAD(Second Harmonic Detection)方式の工夫がある[3]。これは、磁場信号のあるときにはΦ-V曲線が磁束軸方向に平行移動するのに対し、2つのIcが逆相で揺らぐときは原点を対称に横ずれする違いがあることを利用するものである。変調をA:$(+I,\Phi dc+(\Phi_0/4))$、B:$(0,\Phi dc+(\Phi_0/2))$、C:$(-I,\Phi dc+(3\Phi_0/4))$の3つの点で行なって2次高調波を検波すると、磁束の変化に対しては2次高調波がでるがIcの揺らぎに対してはでないので磁場信号のみを測定できる。この方式で低周波での雑音が従来のものに比べ1/3に減ったことから雑音の原因はIcの揺らぎであるとしている。このようなΦ-V曲線の特徴を利用して低周波雑音を低減したものには栗城らの磁束変調+交流バイアスによる方法[4]やDösselらの磁束変調とバイアス変調を同じ周波数で1/4周期ずらして与える方法(Quadrature 変調)[5]、Andersonらのレーザでon/offするスイッチを作って検出すべき磁場をチョッピングして検出する方法などもある[6,7]。

しかしいずれの方法も電子回路を複雑にし、多チャンネルシステムを構成するときには障害となる問題点を含んでいる。

トラップした磁束の揺らぎについては、SQUIDを磁気シールドルームの中に入れて始めからトラップさせない方法もあるが、もっと積極的にチップの中に薄膜抵抗ヒーターを入れてトラップを追い出す方法も考えられている[8]。

伝達係数∂V/∂Φの改善

Ketchen方式のSQUIDでは入力コイルとワッシャーが作るLC共振あるいはマイクロストリップライン共振によってΦ-V曲線が歪み、∂V/∂Φが小さくなることが知られている。これはワッシャーに巻回すターン数が多いときに顕著である。共振を抑える工夫として大川ら[9]やCantorら[10]のSQUIDルー

プに並列にダンピング抵抗を入れる方法がある。ダンピング抵抗をシャント抵抗と同程度にしてやると共振はほぼ抑えられ∂V/∂Φが改善される。また、入力コイルとピックアップコイルの間に中間トランスを入れてワッシャーに巻回すターン数を減らすことや[11,12]容量を調整して共振周波数をSQUIDの動作電圧より高いところに持っていくことも試されている[10]。

また、∂V/∂Φを積極的に大きくする工夫としてAPF(Additional Positive Feedback)がある[13,14]。APFはSQUIDの出力がSQUIDループをシャントしているコイルに流れ、そのコイルがつくる磁束がSQUIDループに正帰還で結合することにより実現される。これによりΦ-V曲線が山の片側で急峻になり∂V/∂Φが大きくなる。Ryhänenらはこの方法により∂V/∂Φとして4.7mV/Φ_0を得た。Drungらも∂V/∂Φが50μV/Φ_0のものにAPF法を適用して140μV/Φ_0に改善した[13]。さらにSeppäらはRを液体ヘリウム温度で動作するFETのソース・ドレーン抵抗に置き換えることを試みている[15]。これはゲート電圧∂V/∂Φをコントロールできることが特長でAdaptive Positive Feedbackと呼んでいる。

これらの工夫は電子回路に起因する雑音を低減する効果をもっており有望なアイデアである。

マルチループによる磁場感度の改善

SQUIDループを大きくして直接磁場を検出できれば、素子の構成を単純にできるだけではなく磁場感度も改善することができる。しかし、最大電流の変調深さも欲しいので遮蔽パラメーターβは小さくしたい。そこで面積は大きいまま、βを小さくするマルチループ方式が考え出された[13]。ある一定の面積に1ターンのコイルを巻くのに比べ、その面積をn等分してn個の小さいコイルを巻いて並列接続するとインダクタンスはn^2分の1従って、βもn^2分の1になり、変調深さも深くなる。一方磁場感度について考えてみると、n個のコイルそれぞれにΦ_0与える必要があるので有効面積はn分の1になり、磁場感度は$S = (n\pi R^2)^{-1}$になる。

磁束分解能と磁場感度の損得を見ながら磁場分解能を最適にする設計が必要になるが、Drungらはnとして8が最適であることを計算し、8個のループ(4nH)を並列接続したインダクタンス0.5nHのマグネトメータを製作した。チップの大きさは9mm□で、通常のピックアップコイルとSQUIDループとを磁気結合する方式よりも高い磁場感度S=0.4nT/Φ_0を得た。このとき磁束分解能は20μΦ_0/$Hz^{0.5}$とあまり良くない値になるが、磁場分解能としては8fT/$Hz^{0.5}$の値を得た。

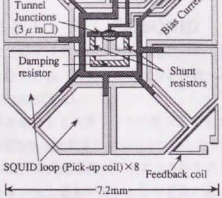


図1-3 マルチループSQUID (Drung 型SQUID)

整合回路

整合回路の存在は、部品点数が増える、帯域が狭いのでスルーレイトが悪い、体積が大きいので多チャンネル化の障害となる、などのデメリットを生じている。整合回路を不要にするための工夫として液体ヘリウム温度にSQUIDアンプを置くというアイデアがある。WetleyらはSQUIDを直列につないで出力を大きくするというSQUIDオペアンプを試作した[16]。1個あたり20μm□の面積をしめるSQUIDを100個直列につないだところ1個あたり25μVの出力が100個直列で500μVになった。矩形波信号の立ち上がりから推定して175MHzまでは使えるとしている。

GershensonらはSQUIDの出力をヒステリシスを持つ別のSQUIDで受けてその出力を室温の電子回路で受けることを考えた[17]。FogliettiらもSQUIDの出力を別のSQUIDアンプで受けてその出力を室温の電子回路で受けることを考え[18]、この構成でSQUIDに変調なしでロックする方式を採用した。通常のFLLではΦ-V曲線の1次微分が0になるところにロックをかけるのだが、この場合SQUIDの出力電圧と基準電圧との差をとって負帰還しロックしようというものである。この方式はロックイン検波ではないので分解能は悪くなるが、発振器やPSDなどが不要であるので電子回路の負担を軽くすることができる。またSQUIDとアンプは整合回路なしで結合できるので、スルーレイトが改善される。計算では、1.4μΦ_0/Hz$^{0.5}$の磁束分解能と1Φ_0/μsのスルーレイトが得られるとしている[19]。

基準電圧との差をとる方法はMcWaneらによって考案されたものだが[20]Drungらによって見直されてDOIT(Direct Offset Integration Technique)としてよい結果が得られている[21]。負帰還によりSQUIDの出力電圧が基準電圧と一致するような磁束にロックがかかる。これに、前述のマルチループ方式とAPF方式を組み合わせている。電子回路部分も通常のFLLより単純な構成になっており、8.6fT/Hz$^{0.5}$の磁場分解能を持ちながら、31mT/sのスルーレイトを得ている[13]。以下では、この方式との区別をするためにロックイン検波する方法を便宜上変調方式と呼ぶことにする。

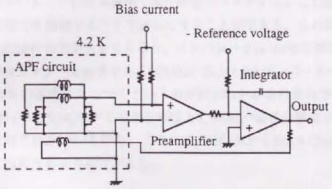


図1-4　DOIT方式のFLL

1-2-3 新しいタイプのSQUID

前節まではアナログ出力のSQUIDについて説明してきたが、デジタル出力や周波数出力の新しいタイプも研究され、大規模のチャンネル数への展開が期待されている。

Single Chip SQUID

トンネル接合をヒステリシスのあるまま使おうというアイデアが富士通の藤巻ら[31]あるいは名大の藤巻ら[32]から提案されている[32]。ここでは富士通の藤巻らのSingle Chip SQUIDについて説明する。SQUIDには交流電流がバイアスされており、SQUIDの入力磁束ー最大電流のしきい値特性は非対称であるが入力磁束が無いときの正負の最大電流値は同じ大きさになっている。バイアス電流の振幅は入力磁束がゼロのときにしきい値をわずかに下まわるように調整されている。入力磁束があったときにはその正負に応じて電圧パルス列が発生する。このパルス列は書き込みゲートに入力され

1パルスごとに1Φ_0の磁束を蓄積リングにためる。この蓄積リングは積分器としての役目を果たすだけではなくSQUIDと磁気結合しており、FLLを構成している。すべての構成要素が超伝導素子であり、1つのチップの上に集積化されているために液体ヘリウム温度にすべてのものが完結していることが特長である。

雑音特性には1/f雑音が全く見られず白色雑音で62μΦ_0/Hz$^{0.5}$である。これは最大電流の揺らぎが正のスイッチ確率と負のスイッチ確率を同相で増減するのでSHAD方式と同じ効果があるためである。チップの大きさは入力コイルを含まないで10×4mm^{2}である。バイアス周波数が10MHzで、ダイナミックレンジ2.5×10$^6\Phi_0$、スルーレイトは170Φ_0/s、カットオフ1.1kHzであり、生体磁場計測には十分である。またこれにジョゼフソンマルチプレクサを組み合わせての動作もおこなった[33,34]。マルチプレクサは16個の1bitシフトレジスタと16個のANDと1個の出力ゲートからな。時間領域でマルチプレクスされた信号は1本のケーブルで室温に送られ、室温のデマルチプレクサでもとの信号に戻される。この構成では16チャンネルのマルチプレクスが可能で、ケーブルはSQUIDに17本、マルチプレクサに6本必要であり、従来型に比べて1/4で済むとしている。マルチプレクスのチャンネルを増やせば効果はもっと大きくなる。

デジタル出力マグネトメータ

デジタル出力を出すSQUIDとしてMatzらのデジタル出力マグネトメータがある[35]。ピックアップコイルとシャントされたSQUIDとコンパレータが6×12mm^{2}のチップの上に集積化されている。室温におかれた12bitのカウンターと12bitのDAコンバーターに接続されている。ピックアップコイルは面積50mm^{2}のマグネトメータになっている。コンパレータはシャントされていない2つのトンネル接合からなり、ヒステリシスを持つ。コンパレータにパルス列を送るとSQUIDの出力との加算によってコンパレータはある確率で電圧状態にラッチする。この確率はセンサのゲート電流を変えてSQUIDの出力を調整することで50%にすることができる。この状態でピックアップコイルに信号が入ってSQUIDの出力が大きくなると、コンパレータは100%の確率で電圧状態にラッチする。コンパレータはカウンターをupさせる。SQUIDの出力とDAコンバーターからの負帰還信号がバランスしていると50%の確率におちつくというのがFLLのかかる仕組みである。クロックが18.4MHzのとき1.5Hzにおいて3.5μΦ_0/Hz$^{0.5}$の磁束分解能と8.5fT/Hz$^{0.5}$磁場分解能を得た。スルーレイトとして6kHzまでの周波数で11.5Φ_0/msを得た。このタイプの磁束計もSingle Chip SQUIDと同様にすべてを液体ヘリウム中に収められる可能性がある。

自励発振型SQUID

SQUID自身が発振しその周波数が磁場によって変調を受けるというタイプのものも研究されている。松本らはFMSQUIDと呼ばれるものを試作した[37]。タンク回路(LC回路)とSQUIDループに負性抵抗回路(トンネルダイオード)を接続し発振させ、外部磁場の変化を発振周波数の変化でとらえるタイプのSQUID。SQUIDはループの中に1つのジョセフソン接合を含むタイプで、タンク回路のインダクタンスに結合している。負性抵抗が配線などのロス分より大きいとき発振が始まる。外部磁束の変化による周波数の変化は約1MHz、周波数の安定性は4Hzなどを得た。

緩和発振型のSQUID、ROSQUID(Relaxation Oscillating SQUID)も研究されている。ヒステリシスを持つトンネル接合をインダクタンスと抵抗でシャントして負荷曲線を安定点がないようにかけると、バイアス電流がトンネル接合とインダクタンスの間で増減するのが緩和発振の原理であるが[38]、トンネル接合をSQUIDループで置き換えたものがROSQUIDである。Mückらはヒステリシスを持つプ

リッジ接合を用いてROSQUIDを構成し[39]磁束分解能10μΦ_0/Hz$^{0.5}$を得た。このタイプのSQUIDは周波数多重などによる多チャンネル化の可能性がある。また河合らはトンネル接合を用いたROSQUIDを試作し、ブリッジ接合のものよりスペクトルがシャープになることを確認している[40]。

1-2-4 従来の多チャンネルSQUIDシステム

以下に各研究グループの多チャンネルシステムについて述べる。

多チャンネルSQUIDはモジュール式のものとそれ以外のものがある。モジュール式のものは各チャンネルが独立しており、ピックアップコイル、SQUIDチップ、読みだし用電子回路、コネクターなどが1つの細長い円筒構造体モジュールの中に収まっている。図1-4はモジュール式多チャンネルSQUIDをデュワに挿入した例の1つである[22]。モジュール式の利点はチャンネル数を増やすときに同じものを追加して製作するだけで済むこと、故障した場合もそのモジュールだけ交換すればよいこと、磁束トラップなどがあったときもチャンネル毎に温度を上下してトラップを排除できること、またもちろん1チャンネルのSQUID磁束計としても使えることなどである。

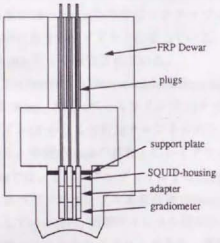


図1-4 モジュール式多チャンネルSQUID

モジュール式のもの

Philipsのものは各チャンネルが独立に抜き差しできるモジュール式になっている[22]。素子はKetchenタイプのもの。入力コイルとプライマリーコイルのインダクタンスをそれぞれ900nH、360pHと固定して、グラジオメータの巻数を最適化し磁場感度0.2μT/Φ0を得た。ピックアップコイルの直径は20mm。Quadrature変調でIcの揺らぎをキャンセルして低周波の雑音低減を図っている。磁場分解能としては12 fT/Hz$^{0.5}$を得た。電子回路は変調方式であるため約150×200×20mmと大きい。

University of Twenteのものは19チャンネルシステムのグラジオメータ(コイル径20mm、40mmベースライン)である[23]。近接したチャンネルどうしのクロストークを防ぐため、負帰還信号をピックアップコイルに加える外部負帰還方式24)を採用している。磁束分解能は1μΦ_0/Hz$^{0.5}$で磁場分解能は5fT/Hz$^{0.5}$である。手巻きのグラジオメータとKetchen型SQUIDの接続にはNb/Pdパッドにアニールした Nbワイヤでボンディングする方法を考案した。

PTB Berlinのシステムではは SQUIDはマルチループ方式とDOIT方式とAPF方式を組み合わせたものになっている[13,25)。8個のマルチループのSQUIDで直接磁場を検出するタイプで37チャンネルのマグネトメータをϕ5mm×約1m長のモジュールに収めている。電子回路はICがLT1028とAD708の2個だけで全体が18mm×5.6mmに収まるコンパクトなものである。デュワーは内径250mm、外径

346mm、内深990mm。37チャンネルのプローブを挿入したときの液体ヘリウム量は25リットルで消費量は6リットル/日。通常のモジュール式のメリットに加え、液体ヘリウム温度に保つ必要のあるのは最深部のSQUIDチップだけであるので、液体ヘリウムが完全になくなるまで使用できるという特長がある。磁場分解能は各チャンネルとも1kHzで約4 fT/Hz$^{0.5}$である。

IREE(Institute of Radio Engineering and Electronics)ではデュワーまで含んでモジュールにした[26]。これは小さいデュワーを多数並べて多チャンネルにするというものである。テイル部は外径32mm×内径17mm×230mm長×底の真空断熱層6mm、リザーバを含んだ上部は外径110mm×500mm長。この方式は様々な頭の大きさや形に対応できるのが特長である。軸方向2次のグラジオメータ(コイル径15mm、50mmベースライン)が挿入される。このデュワーを7本製作し、各デュワーにxyzの3チャンネル分が入れば21チャンネルになるとしている。

モジュール式以外のもの

Helsinki University of Technologyでは24チャンネルのシステムを作っている27)。変調90kHz、帯域1kHz以下、分解能5fT/cmHz$^{0.5}$。ピックアップコイルは手巻きの8の字型の1次グラジオメータで頭表面に垂直な磁場の接線方向の微分dBz/dx, dBn/dyを取る形になっている。ピックアップコイルから脳までの距離は25～30mmなのでピックアップコイル径も30mmとしている。24チャンネル分が直径125mmの中に収まるレイアウトになっている。これを発展させたものが122チャンネルのシステムとしてNeuromag社より販売されている。

IESS-CNR(Instituto di Elettronica dello Stato Solidi -CNR)では16チャンネルの軸方向グラジオメータ(コイル径18mm、85mmベースライン)と12チャンネルの平面グラジオメータ(コイル径10mm、15mmベースライン)からなる合計28チャンネルのシステムを製作している[28]。これをハイブリッド式と呼んでいる。半径135mmの球面上にレイアウトされている。

Siemensでは、ピックアップコイルを対辺25mmの6角形超伝導ループ(検出面積600m^2)を37個ハニカム状に並べたフレキシブル基板(直径190mm)を2枚70mmのベースラインで配置して1次のグラジオメータとしている[29]。近接チャンネル間のクロストークを防ぐため外部負帰還方式を用いており、高密度にチャンネルをレイアウトできる。液体ヘリウム温度と室温の接続をフレキシブルなフラットケーブルで行っており、熱流入の問題が少ないこと、アセンブリが容易であることなどが特長である。SQUIDは1つのチップの中に10個集積されて4チップで40チャンネル分になる。これらは超伝導磁気遮蔽箱に収められている。グラジオメータのバランスは0.5%、1000分の1減衰の磁気シールドルームと組み合わせる。

BTiからも37チャンネルのものが製品として販売されている[30]。素子はジョセフソン接合などを薄膜集積したチップを超伝導ブロックの中に収めたもの。超伝導ブロックはトロイダル状の空洞になっており、SQUIDループを作っている。トロイダル入力コイルはこの空洞に収まるというハイブリッド式のものである。製品ということではCTF社からも64チャンネルシステムが販売されている。Ketchen型SQUIDにグラジオメータを組み合わせたものである。

以上の各グループの多チャンネルシステムについて表1にまとめて示す。チャンネル数の多いのはNeuromag社のものだが、磁場分解能についてはどの機関も同程度である。またコイル面積についてはPTB Berlinが1桁程度小さく空間分解能の点で優れている。

表1 各研究機関の多チャンネルシステム

研究機関	Ch数	ピックアップコイル	コイル面積	磁場分解能
Philipps	38	dBn/dz*, Two Dewars	314 mm^2	12 $fT/Hz^{0.5}$
U.Twente	19	dBn/dz	314 mm^2	5 $fT/Hz^{0.5}$
PTB Berlin	37	Bn, dBn/dz	40 mm^2	4 $fT/Hz^{0.5}$
IREE	27	d^2Bn/dz^2	804 mm^2	5 $fT/Hz^{0.5}$
Neuromag	122	dBn/dx, dBn/dy	256 mm^2	3～5 $fT/Hz^{0.5}$
IESS-CNR	28	16ch: dBn/dz, 12ch: dBn/dx	254 mm^2	2.3 $fT/Hz^{0.5}$
CTF	64	dBn/dz	400 mm^2	10 $fT/Hz^{0.5}$
Siemens	37	dBn/dz	600 mm^2	10 $fT/Hz^{0.5}$
BTi	37	dBn/dz	314 mm^2	10 $fT/Hz^{0.5}$

zとnは頭表に垂直な方向、xとyは平行な方向。

1-2-5 本研究の位置づけ

以上紹介してきたように、SQUIDチップとしては、Ketchen型SQUIDのように外部ピックアップコイルと組み合わせて用いるものと、Drung型のような直接磁場検出型の2通りがある。Ketchen型においては、ユーザが必要な大きさのコイルを組み合わせて使えるという利点があるが、磁場感度が悪く効率的な使い方とはいえない。また、ピックアップコイルの大きさが大きくなりがちで空間分解能を悪くするという欠点や、チップとの接続が安定しないという欠点もある。しかしながら、グラジオメータなどの外部磁場の影響を排除する構成にしたいときには融通が利くという利点もあるので、長らく研究開発が進められ、使用もされてきた。

直接磁場検出型においては、磁場感度が上がり効率が良いという特徴があり、組立部品も少なく安定に多チャンネルシステムを構成するのに向いている。しかしながら、マグネトメータの構成になるので、外部磁場の影響を排除するには、高性能の磁気シールドルームと組み合わせるなどの構成にならざるを得ないという欠点がある。また磁場感度を上げるためにはチップの大きさが大きくなり、薄膜工程を経て生産するには1ウェーハあたりのチップ収率が上げられないという欠点もある。従って、ユーザの事情によってKetchen型と直接検出型の2つのタイプを使い分ける必要がでてくる。

本研究ではこの2つの型のSQUIDについて研究を行なった。前者においては、グラジオメータと組み合わせることを前提に、部品点数が多くなりがちで接続が安定しないという従来のものの欠点を補うべく研究を行なった。具体的には、ダブルワッシャ型の考案によりSQUIDチップを磁気遮蔽するためのNb管を不要にし、ピックアップコイルを薄膜化することでグラジオメータとしてのバランスを向上し、超伝導ワイヤボンディングによりピックアップコイルとの接続を安定化させた。

後者においては、このアイデアがまだ歴史が浅く、最適化されていない点も考慮しつつ製作パラメータと性能の関係について研究を行なった。具体的には、バイアス電流非対称注入法を考案して、バイアス電流揺らぎに対する安定性を向上させ、ループ数についての最適化を検討した。従来の最適化はチップの固有雑音を最適化するという考えから、アンプの雑音は考慮されなかった。その結果としてβ=1という条件がながらく用いられてきた。本研究では実用的システムをつくるという立場から、アンプの雑音も考慮にいれて検討を行ない、βが大きいときに最適値があることを見いだした。この結果、磁場分解能を損なわずにチップの占める面積を小さくすることが可能になった。

また、この章では将来のSQUIDとしてデジタル型あるいは周波数出力型についても紹介を行なったが、従来の研究ではブリッジ型接合を熱的な容量でヒステリシスを持たせるという不安定な状況

で研究が行なわれてきた。本研究では上記の2つのSQUIDを製作する上で培った安定なトンネル接合技術を用いて周波数出力型SQUIDの研究を行なった。

1-3 構成

本論文の構成は、章の順に述べると以下のようである。2章においてセンサ研究所において開発したシステムの概要についても解説する。そのなかで本研究の対象となったSQUIDデバイスの多チャンネルSQUIDシステムの中での位置づけを明らかにしていく。3章ではSQUID素子製作に必要な技術について薄膜プロセスを中心に述べる。歩留まりよく特性の揃った素子を得るための研究である。SQUID素子を製作するための製造プロセスについて述べる。素子はトンネル接合と抵抗と超伝導ループの組み合わせからなっておりそれらの製作法について述べていく。

4章から6章は多チャンネルシステムに必要な3つのSQUID素子についての研究である。4章では64チャンネルシステムに用いたダブルワッシャ型SQUIDについて述べる。ダブルワッシャ型により従来必要とされていたSQUID素子を外来磁場雑音から遮蔽するためのNb管が不要になったことが大きな特徴である。設計に続き素子の製作方法について述べ、その電流電圧特性と磁束電圧特性の計測、さらにダブルワッシャによる一様磁場のキャンセル率の測定について述べる。また、ピックアップコイルとの組み合わせによる総合特性の評価についても述べる。

5章では256チャンネルシステムに用いられたDrung型SQUIDについて述べる。これは直接磁場をSQUIDループが検出するタイプのものであり、実装が容易で全体の大きさも小さくなるという特徴がある。前章のKetchen型SQUIDはピックアップコイルと組み合わせたグラジオメータであったが、このSQUIDはマルチループのマグネトメータである。直接磁場を検出することのメリット、APFによる磁束電圧変換率の改善、非対称電流注入法による雑音の低減のほか、シングルウェーハ型多チャンネルの基礎実験について述べていく。また歩留まりという観点から、製作バッチごとの特性の変動についても述べる。またマルチループのループ数の最適化を行ない、より少ないループでチップサイズも小さくできることも示した。(Clover Leaf SQUID)

6章は多チャンネル化に適した素子の1つとして、周波数出力型のSQUIDの研究である。従来電圧出力のものについての特性の評価法はそのまま適用できないのであらたな評価方法を提唱し、その結果性能のポテンシャルの高いことを示す。

またトピックスを拾っていくと本論文の構成は以下のようである。デバイスの製作方法については3章にトンネル接合について、4章ではSQUIDの12層プロセスについて、5章ではSQUIDの8層プロセスについて述べられている。デバイスのパラメータと電圧出力などの性能の関係は4章と5章について述べられている。歩留まりについては4章にwafer内の歩留まりが、5章にwafer間の歩留まりが述べられている。デバイスの評価方法については4章に一様磁場キャンセル率の測定法、5章に電流磁束感度の測定法とクロストーク測定法が述べられ、6章では周波数揺らぎから磁束雑音を評価する方法について述べられている。

また新しい構成やアイデアとしては、4章にダブルワッシャ差動型SQUIDが提案され、5章では磁場直接検出SQUIDと非対称電流注入法の組み合わせ、ループ数を最適化したClover Leaf SQUIDが提案されている。また6章では、磁場を電圧に変換するのではなく磁場を周波数に変換するRelaxation Oscillation SQUIDが提案されている。

参考文献

[1] M. Nakanishi, M. Koyanagi, S. Kosaka, A. Shoji, M. Aoyagi and F. Shinoki, Japn. J. Appl. Phys.

26,1050(1987).
[2] M.B.Ketchen: IEEE Trans. on Magn. MAG-17, 387(1981).
[3] V.Foglietti, W.J.Gallagher and R.H.Koch: IEEE Trans. on Magn. MAG-23,1150(1987).
[4] S.Kuriki, M.Matsuda and A. Matachi: J. Appl. Phys. 64, 239(1988).
[5]O.Dössel,B.David,M.Fuchs,W.H.Kullmann and K.-M.Lüdeke: IEEE Trans. on Magn. MAG-27,2797(1991).
[6] J.T.Anderson,B.Cabrera, M.A. Taber, S.B. Felch and J. Tate: Rev.Sci.Instrum. 60,202(1989).
[7] J.T.Anderson,B.Cabrera, M.A. Taber: Rev.Sci.Instrum. 60,209(1989).
[8] 後藤公太郎、藤巻則夫、今村健、蓮尾信也：電子情報通信学会技術研究報告 SCE91-22,43(1991).
[9] N.Ohkawa: Jap J.Appl.Phys. 24, L794(1985).
[10] R. Cantor, T. Ryhänen, D. Drung and H.Koch: IEEE Trans. on Magn. MAG-27,2927(1991).
[11] J. Knuutila, M. Kajola,H. Seppä, R. Mutikainen and J. Salmi: J. Low Temp. Phys. 71, 369(1988).
[12] B. Muhlfelder, J. A. Beall, M. W. Cromar and R. H. Ono: Appl. Phys. Lett. 49, 1118(1986).
[13] D. Drung, R. Cantor, M. Peters, H. J. Scheer and H. Koch, Appl. Phys. Lett. 57, 406(1990).
[14] T. Ryhänen R. Cantor, D.Drung, H.Koch, Appl.Phys. Lett. 59, 228 (1991).
[15] H. Seppä, A.Ahonen, J.Knuutila, J.Simola and V.Vilkman,IEEE Trans. on Magn. MAG-27, 2488(1991).
[16] R. P. Wetley and J. M. Martinis: IEEE Trans. on Magn. MAG-27, 2924(1991).
[17] M. Gershenson: IEEE Trans. on Magn. MAG-27, 2910(1991).
[18] V. Foglietti and M. E. Giannini,IEEE Trans. on Magn. MAG-27, 2989(1991).
[19] V. Foglietti, Appl. Phys. Lett. 59, 477(1991).
[20] J. W. McWane, J. E. Neighbor and R. S. Newbower: Rev. Sci. Instrum. 37, 1602(1966).
[21] D. Drung: Proc. SQUID'91, Berlin,1991 (to be published).
[22] O.Dössel, B.David, M.Fuchs, J. Kruger, W.H.Kullmann, K.-M.Lüdeke: Proc.SQUID'91, Berlin,1991(to be published).
[23] H. J. M. ter Brake, J. Flokstra, E. P. Houwman, D. Veldhuis, W. Jaszczuk, R. Stammis, G. K. van Ancum and H. Rogalla: Proc. SQUID'91, Berlin,1991 (to be published).
[24] H. J. Brake, F. H. Freuren, J. A. Ulfman adn J.Flokstra, Cryogenics 26, 667(1986).
[25] H. Koch, R. Cantor, D. Drung, S. N. Erne, K.P. Matthies, M. Peters, T. Ryhänen, H. J. Scheer and H. D. Halbohm: IEEE Trans. on Magn. MAG-27, 2793(1991).
[26] Matlashov, A.Bakharev,Y.Zhuravlev and V. Slobodchikov: Proc. SQUID'91, Berlin,1991 (to be published).
[27] A. I. Ahonen, M. Hämäläinen, M. Kajola, J. Knuutila, O. Lounasmaa, J. Simola, C. Tesche and V. Vilkman: IEEE Trans. on Magn. MAG-27, 2787(1991).
[28] G. Torrioli, S. Casciardi, C. Del Gratta, V. Foglietti, W. J. Gallagher, M. B. Ketchen, A. W. Kleinsasser, A. Pasquarelli,V. Pizzella, G. L. Romani, and R. L. Standstrom:Proc. SQUID'91,Berlin,1991(to be published).
[29] H. E. Hoenig, G. M. Daalmans, L. Bär, F. Bömmel, A. Paulus, D. Uhl, H. J. Weisse, S. Schneider, H. Seifert, H. Reichenberger and K. Abraham-Fuchs, IEEE Trans. on Magn. MAG-27, 2777(1991).
[30] 金子裕、高倉公明： 日本臨床 49、1707(1991).
[31] N. Fujimaki, H. Tamura, T. Imamura and S. Hasuo: IEEE Trans. on Electr. Dev. 35, 2412(1988).
[32] 藤巻朗、岩田裕司、高井吉明、早川尚夫：電子情報通信学会技術研究報告 SCE89-53、7(1989).
[33] K. Gotoh, N. Fujimaki, H.Suzuki and S. A. Shibatomi: Proc. ISEC '91 , Glasgow,1991,p.148
[34] N. Fujimaki, K. Gotoh, and S. Hasuo: Proc. SQUID'91, Berlin,1991 (to be published).
[35] H. Matz, D. Drung, E. Crocoll, R. Herwig, G. Krämer, M.Neuhaus and W. Jutzi: IEEE Trans. on Magn. MAG-27 2979(1991).
[36] C.Dubuc,K.Benhida and D.Bloyet: Rev. Sci.Instrum. 62, 1333(1991).
[37] K. Matsumoto, T. Noda, K. Fujioka and Y. Kuraoka: Proc. ISEC '91, Tokyo,1987, p.25
[38] F.L.Vernon,Jr. and R.J. Pederson: J.Appl.Phys. 39, 2661(1968).
[39] M.Mück and C.Heiden: IEEE Trans on Magn. MAG-25, 1151(1989).
[40] J. Kawai, G. Uehara, N. Mizutani, Y. Kondo, N. Harada and H. Kado: Proc. SQUID'91, Berlin,1991 (to be published).

第2章　多チャンネルSQUIDシステム

2-1 はじめに

超伝導センサ研究所では、SQUIDチップ、電子回路、データ収集装置、冷却設備等の全ての要素を含み200以上のチャンネル数を持つ多チャンネルSQUIDシステムの開発を進めている。この章では試作された2つの多チャンネルシステムについて概略を述べることにする。そのシステムにおいて本研究の対象となったSQUIDチップに要求される特性を明らかにしていく。

2-2 マルチチャンネルシステムの試作

超伝導センサ研究所では大規模の多チャンネル化を目指した研究開発が行われている。第1のフェーズにおいては64チャンネルのセンサのシステムを試作し、第2のフェーズでは256チャンネルシステムを試作し、200チャンネル以上の動作を確認した。また超高性能磁気シールドルームも完成し高感度センサと合わせて磁場分解能の高いシステムとなっている。以下にその構成を説明する。

システム全体の構成

図2-1にシステムのブロック図を示す。磁気シールドルーム内のデュワー中のSQUIDチップとワイヤハーネス、磁気シールド室外のFLL電子回路とアンプ・フィルタとデータ収集装置、さらに冷却系と感度・位置校正装置とからなっている。

SQUIDチップは64チャンネルシステムではグラジオメータであり、256チャンネルシステムではAPF(Additional Positive Feedback) つきのマグネトメータ型のものである。アンプ・フィルタは専用設計のものを作製し、データ収集装置につながってる。また別にリアルタイム波形表示機能をもつモニターを用意した。冷却系は液体ヘリウム自動補給装置により、可能な限り連続冷却運転できる設計とした。その他感度・位置校正をするための装置等も用意されている。磁束計のセンサ部分は磁気シールドルーム"COSMOS"内に置かれている。COSMOS内は磁気雑音がきわめて低いのでセンサそのものはノイズキャンセル効果を持たないマグネトメータとすることができ、磁束計として感度の高いものになっている。磁気シールドルームCOSMOSは、遮蔽率10万分の1を達成している。

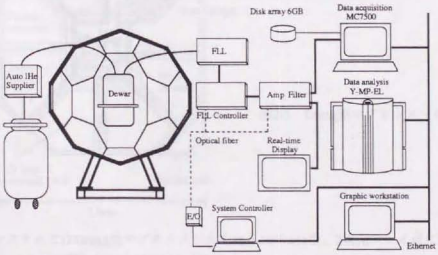


図2-1　システムブロック図

またシステム構築に際しては、機能別にブロック化し、各ブロック間のインターフェースの規格化を行った。これによってブロック別に開発を進めることができ、また各ブロックの改良が行いやすいなどの利点もある。以下に各要素について説明していく。

SQUIDチップ

64チャンネルシステムではダブルワッシャ差動型Ketchen型SQUIDを採用した。このため超伝導シールドは用いなくて済むようになった。ピックアップコイルはグラジオメータで10mm×10mmのコイルをベースライン40mmで構成しており、硝子基板上に薄膜積層することでバランスを改善した。SQUID素子とピックアップコイルの接続には超伝導ワイヤボンディングを開発した。プローブはモジュール式で8×8の64チャンネルになっている。

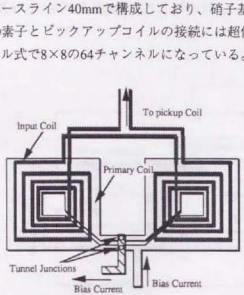


図2-2　ダブルワッシャ型SQUID

256チャンネルシステムにおいては高密度実装に適したDrung型マグネトメータ[1][2]を採用した。図2-3にその模式図を示す。このデバイスの主な特徴は、デバイスが直接磁場を検出し磁束伝達率が高い、インプットコイルとピックアップコイルや超伝導ワイヤボンディングが不要、などである。

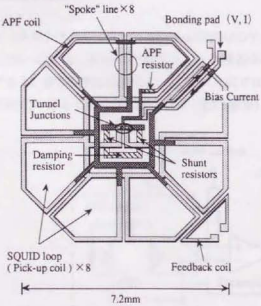


図2-3　Drung型マグネトメータ

試作したシステムではDrung型マグネトメータを16×16の256個、2次元アレイ状に配置した。個々のマグネトメータの間隔は12mmで全体の大きさは190mm×190mmである。これにFPC(フレキシブルプリント基板)で作ったワイヤーハーネスをつなぎ室温のFLL電子回路に接続してある。

FLL電子回路

64チャンネルシステムにおいては変調型FLLを採用した。図2-4はセンサを駆動するためのエレクトロニクスである。3つの特長がある。整合回路をなくしたこと、低入力雑音であること、高速のPSDを持つことである。整合回路をなくしたことで位相まわりがなくなるのでロックイン検波するときの位相調整が不要になる。このことは、マルチチャンネルのアレイをつくるときには重要である。低入力雑音であることは磁束分解能を向上させる。0.4nV/Hz$^{0.5}$を実現した。高速のPSDにより高速外乱信号によるロック外れを低減することができる。

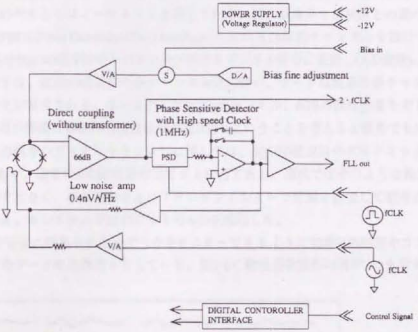


図2-4 FLL電子回路

256チャンネルシステムにおいてはDrung型SQUIDマグネトメータ用としてDOIT方式FLL電子回路を採用した[3]。これは、SQUIDの電圧出力を直接基準電圧と比較して偏差を負帰還するものであり無変調型である。変調型FLL回路に比べ、この方式では発信器と位相検波器が不要になりエレクトロニクスが単純化できるという特徴がある。(図2-5参照)

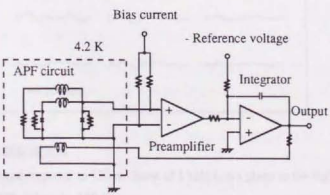


図2-5　DOIT式FLL回路

磁気シールドルーム

本システムではマグネトメータを用いて脳磁計測を行うことを目的としているため、低周波域(0.1Hz～1Hz)で外部磁場を10万分の1に減衰させるシールド性能を有する超高性能磁気シールドルームの開発を進めてきた。4重の遮蔽層それぞれが球体に近い32面体構造になっている。最外層の直径は6.1m、最内層の直径は4mである。磁気遮蔽材として高透磁率のパーマロイ板を使用している。

データ処理

SQUID磁束計から得られるアナログ信号はデジタル化して各種データ解析を行いその結果を表示する必要がある。収集系、解析系及び表示系の3つに分類され各々に計算機を割り当てている。各計算機間のデータのやりとりはイーサネットを通じて行う。特に収集系と解析系との間の大量データの転送のためにFDDI (Fiber Distributed Data Interface) 方式の高速転送チャンネルを設けている[3]。

データ収集系はSQUID磁束計からのアナログ信号をデジタル信号に変換し(A/D変換)、計算機に取り込む機能を有する。SQUID磁束計の多チャンネル化に伴い、データ収集系の多チャンネル化、保存領域の大容量化が要求される。本システムでは256チャンネル、6GBの保存容量を有している。また取り込みの時間分解能は脳磁の周波数成分が数100Hzということを考えると最高でも10 kHz程度で十分である。入力信号のダイナミックレンジに関しては、SQUID磁束計のダイナミックレンジ自体は120dB以上であり、通常のA/D変換器の20ビット相当である。現状ではそのような高分解能のA/D変換器は一般的ではなく、取り込むまえにアナログフィルターで帯域を制限して信号に対する分解能を確保している。本システムでは12ビットのA/Dを採用した。

またデータが正常に収集されたかどうかをモニターできるように加算平均処理やコンターマップ表示の機能などのデータ処理機能も有している。図2-6に聴性誘発波形の例の1つを示す。

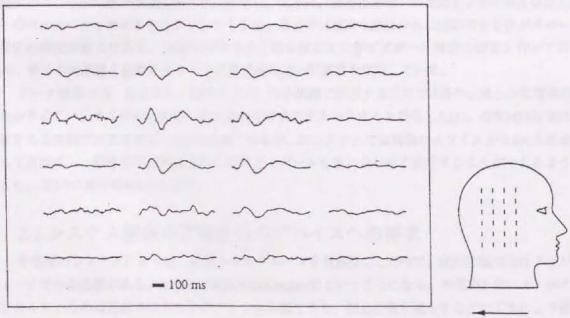


図2-6　聴覚性誘発脳磁測定例

Auditory evoked response to 120 ms burst of 1 kHz tones given to the right ear.

Averaging: 100, Filter: 3 - 120 Hz.

図2-7 3次元MRI画像との磁場分布の重ね合わせ表示例

データ解析は以下のようである。SQUID計測の目的のひとつは測定した磁場情報からその発生源を推定することである。数学的には逆問題といい、結果からその原因を求めることである。しかし現状ではこの逆問題を完全に解く手法はない。従来は、磁場源を単一の電流ダイポールと仮定してそのパラメータを求める手法がとられてきた。最近では複雑な磁場分布に対応できる多ダイポール推定の研究が盛んである。当研究所ではネジ締め法による多ダイポール推定の研究を行っており[4]、多くの計算量を必要とするので計算速度の速い計算機を使用している。

データ表示では、推定された電流ダイポールを単独で表示するだけでは脳や心臓との位置関係がわかりにくい、そこでMRI画像と組み合わせて表示するシステムを開発した[5]。通常MRI画像は対象をある角度でスライスした2次元画像であるが、本システムでは複数のスライスから3次元画像として再構成し、磁場分布や推定された電流ダイポールを重ね合わせて表示することができるようにした。図2-7に表示例の1つを示す。

2-3 システム構成の立場からのデバイスへの要求

中規模のシステムに於ては、磁気シールドルームを簡易型にしたので、SQUID磁束計はグラジオメータである必要がある。このときSQUIDはKetchen型ということになる。中規模とはいえ、64チャンネルというのは現状ではかなりのチャンネル数であり、部品点数を減らすなどの工夫により組立を容易にする構造でなくてはならない。したがって、SQUIDを磁気遮蔽するための部品、SQUIDの出力を増幅するためのLC回路などはなしで済ませられることが必要である。出力電圧も大きくSQUIDだけで磁気遮蔽の効果をもつようなデバイスが要求される。

大規模のシステムにおいては、電子回路も大幅に簡略化される必要があるが、従来のような変調方式のFLLでは1チャンネルあたりの価格も回路寸法も大きい方式では、実現が不可能である。従っ

てDOIT方式のような単純化された電子回路を用いることになるが、その場合DOIT方式のバイアス電流変動が磁束雑音になるという欠点を補うことのできるSQUIDの実現が重要である。また、256チャンネルというレベルになると、測定対象のヒトの頭の表面にすべてのチャンネルを配列するためにはチップそのものが小さくなければならない。これは、空間分解能の点でも隣接チャンネルとのクロストークを低減するという点でも重要なことである。

また、将来さらにチャンネル数が増えることが予想されるが、500あるいは1000という数字になると、ケーブルの数が増えて熱流入の問題でもはやアナログ出力のSQUIDでは実現が不可能である。そこではヘリウム温度で周波数軸上にすべてのセンサの情報を多重化する処理を行なうなどの新たな方式が必要とされてくる。

2-4 まとめ

この章では、超伝導センサ研究所で開発された2つのシステムについて概略を述べ、そのシステムに用いられるデバイスに何が要求されるか述べた。以下の章では、この2つのシステムで採用されたKetcheng型SQUIDとDrung型SQUIDの開発について、さらには、将来において、よりチャンネル数が増えた場合に対応できる素子として期待される緩和発振型SQUIDについて述べていく。

文献

[1] D. Drung et al.; " An Electronic Second-Order Gradiometer for Biomagnetic Applications in Clinical Shielded Rooms", IEEE Trans, on Appl. Superconductivity, vol. 3, pp.2594-2597, 1993

[2] N. Matsuda et al. "Fabrication and Evaluation of a Drung Type SQUID", 4th International Superconductive Electronics Conference Proceedings, Boulder, Colorado, August, 1993, pp.132-133

[3] 樋口; "磁束計支援システム", Medical Imaging Technology, vol.11, No.2, pp.101-106,1993

[4] M. Shimogawara et al.; "Magnetic Source Imaging by Current Elements Distribution", Biomagnetism: Clinical aspects. pp.757-760,1992

[5] 下川原他; "磁場源解析と可視化技術", Medical Imaging, Technology, vol.11, No.2, pp.113-118,1993.

第3章　SQUID製作プロセス

3-1 はじめに

SQUIDを製作する上で、製造プロセスを確立することが研究のツールを整備するという意味で重要である。このとき、再現性あるいは歩留まりを向上することが多チャンネルのシステムを構成するのに必要なことである。本章ではSQUIDを製作するための製造プロセスについて述べる。素子はひとことでいうとトンネル接合と抵抗と超伝導ループの組み合わせからなっており、以下ではそれらの製作法について述べていく。

3-2 トンネル接合作製プロセス

トンネル接合の構造と製作

トンネル接合は模式的には図3-1のような構造であり、基本的には薄い絶縁層(Al_2O_3)を2つの超伝導体膜(Nb)でサンドイッチしたものである。特性の安定性は薄い絶縁層の信頼性にかかっている。この場合ポイントは、Al_2O_3が非常によい酸化膜であること、AlのNbに対する濡れ性がよく下部のNbを完全に被覆し3)下部Nb膜が酸化されないことに合わせて、Nb/Al/Nbの3層(Tri-Layerと呼ぶ)が同一真空中で連続して積層でき、ウェーハ全面にわたって均一に素子ができることなどである。

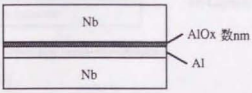


図3-1 トンネル接合の模式的構造

ウェーハ全面にわたってできたTri-Layerは所望の素子寸法に加工され、配線層のNb薄膜によって他の素子に配線される。ここでTri-LayerをRIEなどでエッチング加工するとNb薄膜の内部応力が緩和して素子の破壊が起きることが知られている。そこでまずNb薄膜の内部応力を最小にする成膜条件をもとめた[1,2]。内部応力の測定はSiウェーハにNbをスパッタしたときにウェーハがどのくらい反るかを測ることによって行った。図3-2にスパッタするときのAr圧力と着膜したNb薄膜の内部応力の関係を示す。Ar圧力が低くなるとスパッタプラズマ中に高速粒子の数が増加しNb薄膜に打ち込まれる効果(peening効果)が大きくなり、Nb薄膜の内部応力は圧縮応力となる(0.60～0.65Pa)。逆にAr圧力が高くなると膜の構造は空隙の多い柱状構造となりNbの原子同士が引っ張りあって引っ張り応力となる(0.67～0.70Pa)。この結果Ar圧力0.66Pa付近において応力は0となることがわかった。この時のNb薄膜の臨界温度も9.1Kとほぼ満足の行く結果であった。また電圧は高速粒子の打ち込まれる速度の指標となるので製作過程でのモニターすべきパラメータである。

図3-3には同様のAr圧力でのスパッタレートのデータを示す。これによって付けるべきNbの膜厚をスパッタ時間でコントロールすることができる。

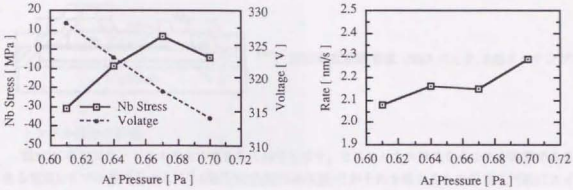
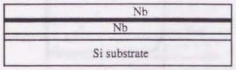
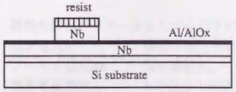


図3-2 スパッタ時のAr圧力とNb薄膜内部応力と基板電圧の関係(左図)、成膜レートの関係(右図)

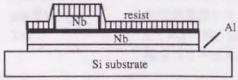
Alの膜厚は5nm、6.5nm、8nmと振って下部Nb薄膜を完全に被覆する条件を探した。具体的にはトンネル接合がウィークリンク接合にならない条件を探した。Alの膜厚が5nmのときウィークリンク、6.5nmのときウィークリンクとトンネル接合が混在、8nmのときトンネル接合になることが分かった。これらの条件を用いて図3-4のような工程でトンネル接合を製作した。



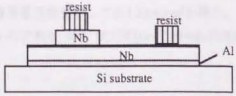
Tri-Layer形成 (Al/Nb/Al成膜, Al表面酸化, Nb成膜)



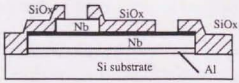
上部電極形成 (Nb RIEエッチング)



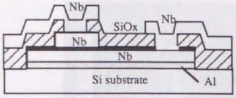
下部電極形成 (Nb RIEエッチング)



反転レジストパターニング



コンタクトホール形成 (SiO2スパッタ リフトオフ)



超伝導配線層形成（Nbスパッタ, RIEエッチング）

トンネル接合の評価

図3-5に典型的なトンネル接合の電流電圧特性を示す。ヒステリシス特性をもつのが特徴である。ある電流Icまでは電流を流しても0電圧状態(超伝導状態)だがそれを越えると有限電圧状態にスイッチし、さらに電流を流すとオーミックに電圧も増加する。この状態から電流を小さくして行くと、行きとは別の経路をたどって原点に戻る。

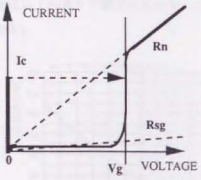


図3-5 典型的なトンネル接合の電流電圧特性

特性の評価パラメータとしては以下のものがある。

臨界電流Ic	接合に電圧を発生しないで流し得る最大の電流。
ノーマル抵抗Rn	常伝導抵抗。
臨界電流密度Jc	Icを接合の面積で割ったもの。接合の応答速度の目安で大きい方が速い。
IcRn積	IcとRnの積。接合の応答スピードの目安で大きい方が速い。
gap電圧Vg	超伝導薄膜のギャップ電圧。
Vm	IcとRsgの積。Rsgは0.5Vg＜V＜Vgでの抵抗。 接合のリーク電流の目安で大きい方がリークが少ない。

上記のプロセスで製作したトンネル接合の典型的な電流電圧特性を（I - V特性）をFig.3に示す。臨界電流密度として約1.2 kA/cm^{2}を得た。これはAlバリア層を40℃ O2圧1 Torrで10-min自然酸化したものである、40℃ O2圧8Torrで10-min自然酸化したものでは250 A/cm^{2}であった。

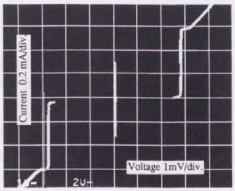
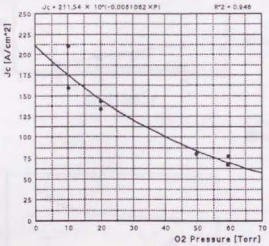


図3-5　トンネル接合のI - V特性

トンネル接合の酸化条件

酸化圧力と臨界電流密度の関係を調べるために40℃、40minで酸素分圧を変える実験を行なった。結果は以下の通りで酸化圧力をコントロールすることで臨界電流密度もコントロールできることが分かる。



3-3 Underlayer法の効果

特性の良いSQUIDを再現性良く作製するためには、ジョセフソントンネル接合(接合)単体の特性が重要となる。接合の特性を評価する方法として、サブギャップ領域でのリーク電流の量を観察することが考えられる。リーク電流が少ない接合からなるSQUIDほど、設計値通りで、かつ良い特性のものとなる。

Nb薄膜のストレスが接合の特性に大きく影響を与えることは前節で述べたとおりであるが、かなりストレスの小さい状態で成膜しても、その特性は劣化することが分かってきた。そこでTri-Layerの下にNbのUnder Layerを形成しその段差でTri-Layerのストレスを緩和することを試みた[]。これにより、ストレスフリーから多少外れた条件でも、リークの少ない良好な接合が安定して作製できる。以下にその効果について述べることにする。

Nb Under Layerの効果

Nb Under Layerを使わずに作製したものに比べ、使ったものがどの程度改善されるかを調べるため、次の検討を行った。

接合を作製する際、Nb薄膜のストレスがTensile及びCompressiveとなる2つのスパッタ条件でTri-

Layerを形成し、それぞれUnder-Layerを用いた場合と用いない場合の2通りのトンネル接合を作製した。そして、作製したトンネル接合のリーク特性の比較を行った。評価項目としては、VmとRsg/Rn(接合のノーマル抵抗RnとサブギャップRsgの比)の2点について検討した。また、Vm、Rsg/Rnとも大きい値ほど特性の良いものとなる。2μm□、3μm□、5μm□の3種類の接合サイズについて行った。その結果を図3-6に示す。

TensileのものはNb薄膜をガス圧は0.93Paで成膜し、そのときのストレスは約40MPaであった。CompressiveのものはNb薄膜をガス圧は0.56Paで成膜し、そのときのストレスは約-40MPaであった。

Under-Layerを用いるものの作製法は(1)で述べた5×5μm□の接合と同じ方法を用いた。Under Layerを用いないものについては、Tri-Layer成膜、接合形成、配線層形成の3工程で作製され、Tri-Layerの下部Nbの膜厚は200nmとした。

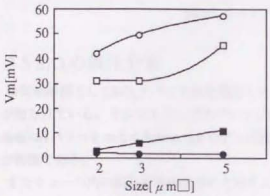


図3-6(a)　接合のVmによる評価。

○Tensile, UL使用　□Compressive, UL使用
●Tensile, ULなし　■Compressive, ULなし

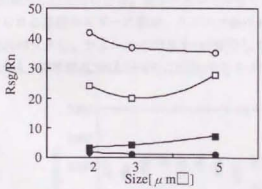


図3-6(b) 接合のRsg/Rnによる評価。

図3-6より、Under-Layerを用いずに作製した接合はTensile,Compressive共に、リークが大きく悪い特性のものとなった。これに対し、Under-Layerを用いたものの特性は向上し、ストレスが緩和されていることが確認された。この結果から、Under-Layerを用いることにより、ストレスフリーから多少ずれた条件でも良好な接合ができることがわかる。

3-4 シート抵抗の測定

抵抗はスパッタによって堆積した薄膜をvan der Pauw法でシート抵抗を測定することで評価した。結果は図3-7のとおりでスパッタ時間によりシート抵抗を調整できることが分かる。これをもとに所望のパラメータになるようプロセスを調整していけば良い訳である。

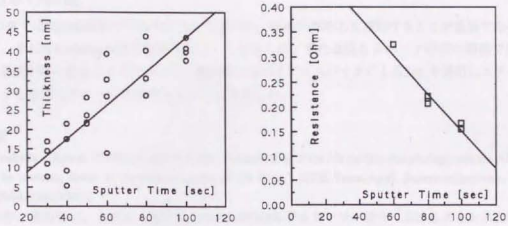


図3-7 スパッタレートとシート抵抗

3-5 SiO_2の膜圧分布

層間絶縁膜としてSiO_2スパッタ膜を採用したが、メタル配線の上の部分で段切れが起きやすいことが知られている。そこでステップカバレッジを改善するためバイアススパッタ法を用いた。これは基板にrfパワーを加えて基板を叩きながら成膜するもので、ステップの部分にも厚く堆積できることが特徴である。

またウェーハ内の膜圧分布の改善のためウェーハの向きを変えて2度スパッタする方法を検討した。この方法でSiO_2を堆積して膜圧分布を測定した結果は以下のとおりである。横軸はオリエンテーションフラットに垂直方向につけたチップ番号である。この数字に5をかけるとウェーハ内の位置をmm表示したものになる。数字の若い方がオリエンテーションフラットから遠い。3枚ウェーハを載せられる基板ホルダーに載せ、スパッタ条件Ar 40sccm, 10mTorr, 2kW, bias - 20V, sbst-tgt 70, 5minで1回スパッタし、ウェーハの向きを180度回してもう1回同じ条件でスパッタした。結果は平均膜圧4854Å、標準偏差296Å (±6%に相当)であり十分満足すべき条件であることが分かった。(図3-8)。

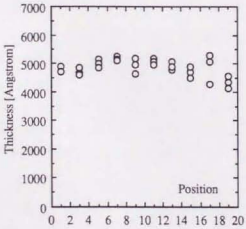


図3-8 SiO_2の膜圧分布

第3章の結論

この章ではSQUID製作プロセスについて述べた。Nbの内部応力を緩和することが重要であることを示し、それはUnderlayer法で改善されることも示した。また抵抗もスパッタ時間の調整で所望のシート抵抗が得られることが分かった。絶縁層にはバイアススパッタによるSiO_2を採用しステップカバレッジを改善しウェーハ内分布も良いことを示した。

文献

[1] K.Tsukada, J.Kawai, G.Uehara, and H.Kado, "Relationship of the Nb surface morphology and the Al coverage to intrinsic stress of magnetron-sputtered Nb films", IEEE Trans.Appl. Superconductivity, vol .3, pp.2944-2946(1993).

[2]河合淳、塚田啓二、上原弦、賀戸久,"Nb/Al-AlOx/Nbジョセフソン結合におけるストレスと界面の解析" 第53回応用物理学会学術講演会、16pC-7,1992,9月.

[3] H. Nakagawa, I. Kurosawa, M. Aoyagi and S.Takada, "Fabrication Process for a Josephson Computer ETL - JC1 Using Nb Tnnel Junctions", IEEE Trans. on Mag., vol. 27-2, pp. 3109-3112 (1991).

第4章　ダブルワッシャ型SQUID

4-1 はじめに

この章では64チャンネルシステムに用いたダブルワッシャ型SQUIDについて述べる。このシステムではグラジオメータを採用し、駆動回路を変調方式としたため、全体の部品点数が増えることになった。そこで部品点数をできる限り少なくするために、デバイスの改良により出力電圧を大きくしてLC共振回路を不要にし、またダブルワッシャ方式の採用により磁気遮蔽するためのNb管を不要にした。

以下では、SQUID設計法に引き続きUnder Layer法[1]を用いた素子の製作方法について述べ、その電流電圧特性と磁束電圧特性の計測により出力電圧が大きくなったことを示す。さらにダブルワッシャによる一様磁場のキャンセル率の測定について述べ、磁気遮蔽が不要になったことを示す。また、ピックアップコイルとの組み合わせによる総合特性の評価についても述べる。

4-2ダブルワッシャ型の設計

図4-1 にダブルワッシャ型SQUIDの構成を示す。プライマリーコイルは2つのワッシャを逆相に巻回したのち、これらを並列接続した構成になっている。1つのワッシャの穴の 1 辺は$d = 33\ \mu m$であり、1つのワッシャのインダクタンスLは

$$L = 1.25\,\mu_0 d = 52\ pH \tag{4-1}$$

である。ここでμ_0は真空の透磁率である。またこれに結合するインプットコイルはそれぞれのワッシャにターン数$n = 30$ずつ巻いたものを2つ直列に接続してある。この構成の特長は2つある。1つは外部から直接プライマリーコイルに入る一様磁場雑音をキャンセルできるのでSQUIDチップの磁場シールドが不要になること。もう1つはプライマリーコイルのインダクタンスLsを小さいままインプットコイルのインダクタンスLiを大きくできることである。LsとLiは以下のように計算される。

$$Ls = L / 2 = 52\ pH / 2 = 26\ pH \tag{4-2}$$

$$Li = n^2 L \times 2 = 30^2 \times 52\ pH \times 2 = 94\ nH \tag{4-3}$$

Lsを小さくすればシールディングパラメータβとして$\beta = 2Ls\,Ic/\Phi_0 = 1$ を満足する臨界電流Icを大きくでき、雑音の点で有利になる。この場合は$Ic = 40\ \mu A$になる。またLiを大きくできると、ピックアップコイルとのマッチングが良くなり、ピックアップコイルでの磁場分解能が良くなる。因みに面積$A = 10 \times 10\ mm^2$のループを2つでグラジオメータにした薄膜ピックアップコイル[2](インダクタンスLpは120 nH)と組み合わせる場合には、磁場分解能Bnを$10\ fT/Hz^{0.5}$とするためには、SQUIDの磁束分解能Φnとして$3.6\ \mu\Phi_0/Hz^{0.5}$が必要である。

$$\Phi n = A \times Bn \times (Li + Lp)^{-1} \times (Li\ Lp)^{0.5} \tag{4-4}$$

またこの構成では電流バイアスを流し込む点と取り出す点がプライマリーコイルのインダクタンス対して対称な位置にないが、これについては後述する。表4-1 にパラメータの一覧を示す。$\beta = 1$になるように設計した。また、モジュレーションコイルも図には示していないがインプットコイルと同じ方式でターン数$n = 1$で巻いてある。

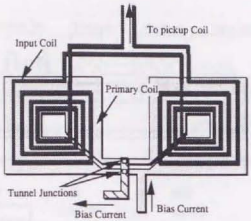


図4-1 ダブルワッシャ型 dc SQUID.

表 4-1. dc SQUID のデバイスパラメータ

Parameter	Designed Value	
SQUID		
critical current Ic	40	μA
junction size	4 × 4	μm
washer hole size	33	μm
inductance	26	pH
shunt resistance	2	Ω
damping resistance	2	Ω
Input Coil		
turns	30 × 2	turns
line width	3	μm
inductance Li	94	nH
Modulation Coil		
turns	1 × 2	turns
line width	3	μm
inductance Lm	104	pH

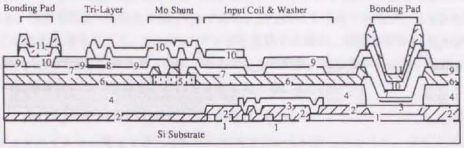
4-3 製作

製作プロセスは3章に述べたプロセスを用いた。4インチ Si 基板を用いて多数個の素子を集積できることが特徴である。図4-2に製作されたSQUIDの断面の模式図を示す。図4-2ではコイルを先に作ってその上にシャント抵抗を積層する方法を示したが、以下のようにシャント抵抗を先に作る方法も可能である。

(1)Mo薄膜をシャント抵抗とダンピング抵抗としてRFマグネトロンスパッタにより120 nm成膜する。硝酸と燐酸の混合エッチャントによりパターニングする。SiO2絶縁層 (300-nm)を RF マグネトロンスパッタにより成膜する。コンタクトホールは CF_4ガスを用いてリアクティブイオンエッチング (RIE)により形成する。

(2)Tri-layerの工程に先立ちUnder Layerとしてベース Nb電極の層を形成する。Nb/AlOx/Nbのtri-layerを成膜室と酸化室の2つのチャンバを持つ到達圧の良い真空装置によりDCマグネトロンスパッタして成膜する。ベースNb電極(アンダーレイヤーとあわせて240 nm)、Al 層 (8 nm)を連続成膜する。Al 表面は酸化室でO_2ガスにより自然酸化される。酸化温度は10℃から70℃の範囲で制御される。臨界電流密度は O_2ガス圧と基板温度で制御される。基板は再び成膜室に戻され Nb (200 nm)が成膜される。トンネル接合はRIEプロセスで形成される。

(3) SiO_2絶縁層を成膜、穴あけしたのちインプットコイルとモジュレーションコイルを成膜する。



パターン		名称	材料	膜厚
	1	COIL B	Nb	200 nm
	2	層間絶縁	SiO_2	300 nm
	3	COIL C	Nb	400 nm
	4	層間絶縁	SiO_2	
	5	SHUNT	Mo	120 nm
	6	層間絶縁	SiO_2	300 nm

パターン		名称	材料	膜厚
	7	BASE	Nb	240 nm
		バリア	AlOx	8 nm
	8	COUNTER	Nb	200 nm
	9	層間絶縁	SiO_2	400 nm
	10	WIRING	Nb	600 nm
	11	BONDING	Au	16 nm

図4-2　dc SQUIDの断面構造

(4)超伝導ワイヤボンディング[4]をするための接着層としてAuを成膜する。この層は近接効果により、超伝導になる。

(5)最後に5×5mm²にダイシングしたのちワイヤボンディングして完成する。

4-4 基礎特性の測定

図4-3はdc SQUIDのI-V特性である。2つの曲線はモジュレーションコイルから電流を入れて磁場による応答を見たものである。最大臨界電流が88から44μAまで変化していることがわかる。変調深さm= ΔI/2Icが50%であり、m = ΔI/2Ic = $(1+\beta)^{-1}$の関係から見積ってβが設計どおりほぼ1であることが分かる。

特性に屈曲と交叉が見られるが、これはいわゆる共振ではない。共振の場合、磁場を変えたとき交叉点は1点だけでシフトしないが、この場合は磁場とともに交叉点はシフトしていく。これについては後述する。

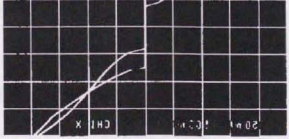


図4-3 dc SQUIDのI-V特性

図4-4はdc SQUIDのΦ-V特性である。磁場はモジュレーションコイルから電流を入れて加えてい

る。曲線群はバイアス電流を0、66、88、110、132、154 μAと22 μAずつ変えながらプロットしたものである。出力電圧ΔVは最大で66 μVppである。∂V/∂Φは未測定であるが、ΔVから推定して130 μV/ϕ_0以上はあると考えられる。SQUIDにアンプを直結する場合、磁束雑音を3 μΦ_0/$Hz^{0.5}$に押さえるためには390 pV/$Hz^{0.5}$以下に押さえる必要があることがわかる。現在製作中の電子回路[8]では400 pV/$Hz^{0.5}$以下の仕様設計になっており、これで十分といえる。

$$\Phi n\ [\Phi_0/\ Hz^{0.5}] = Vn\ [V/\ Hz^{0.5}]\ /\ (\ \partial V/\partial\Phi\ [V/\ \Phi_0]) \qquad (4\text{-}5)$$

インプットコイルから電流を流してΦ_0相当の電流値から計算したところ、プライマリーコイルとインプットコイルの相互インダクタンスMsiはMsi = 1.7 nHであった。Ls、Li、Msiの間には$Msi^2 = Ls\ Li$の関係があり、Lsとして設計値を用いると

$Li = Msi^2 / Ls = (1700\ pH)^2 / 26\ pH = 111\ nH$が得られる。Liは設計値の96 nHとほぼ同じ値になる。

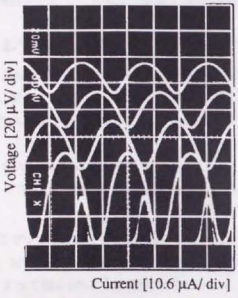


図4-4 dcSQUIDのΦ - V特性

またバイアス電流を変えていくとΦ - V曲線の山の位置がシフトしていくがこれはSQUIDへの電流注入位置が2つの接合の中点あるのに対し、取り出し位置が片側の接合の直近であり、対称でないためと考えられる。バイアス電流がつくる磁場が自分自身に結合して、図4-5のようにシフトがおこると考えられ、その大きさはLs程度になるはずである。1Φ_0だけシフトするためのバイアス電流は約90 μAであるのでこれは22 pHのインダクタンス相当になり、確かにLsと同じ程度の大きさになることがわかる。

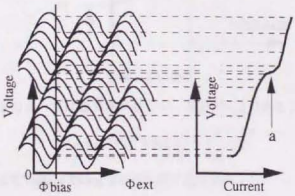


図4-5 Φ-V特性とI-V特性の関係

モジュレーション磁束をSQUIDに入力して同期検波するタイプのFLLでは、いつもΦ-V曲線の山または谷の位置にロックされるので、バイアス電流の変動による出力電圧の変動は上述のシフトがないかぎりキャンセルされる。シフトがある場合、バイアス電流の変動が直接磁束雑音としてカウントされるというデメリットを生ずる。この程度を見積ると磁束雑音を3 $\mu\Phi_0/Hz^{0.5}$に押さえるためには270 $pA/Hz^{0.5}$に押さえる必要があることがわかる。製作した電子回路では40 $pA/Hz^{0.5}$以下の仕様設計になっており[5]、これで十分といえる。

$$\Phi n\ [\Phi_0/\ Hz^{0.5}] = In\ [A/\ Hz^{0.5}]\ /\ (\partial Ib/\partial\Phi\ [A/F_0]) \qquad (4\text{-}6)$$

この節ではダブルワッシャ型SQUIDを設計製作し、その基礎特性を測定した。このSQUIDはプライマリーコイルのインダクタンスは小さいままインプットコイルのインダクタンスを大きくできるという特長をもつことを示した。また、Φ-V曲線がバイアス電流により、Φ方向にシフトする現象を確認し、バイアス電流の変動による磁束雑音の程度を見積った。

4-5 電圧振幅についての考察

SQUIDの電圧振幅はその性能を表す典型的なパラメータである。大きければ大きいほど性能が良い。従ってどのパラメータを調整すれば大きな電圧振幅が得られるか、あるいはどのような表式で表されるかが興味の対象である。この節ではこの点について検討と実験を行なってみる。

1.Voltage Swing ΔVの計算

ヒステリシスの無くなるようにシャントしたトンネル接合のV-Iカーブは双曲線近似ができる。

$$V = R\sqrt{I^2 - I_c^2} \qquad (4\text{-}7)$$

ここでVはjunctionの両端の電圧、Rはシャントした後のjunctionの抵抗、Iはjunctionに流れる電流、Icはjunctionの臨界電流値である。SQUIDにしたが時も同様の考え方で良いのだが、入力磁束Φiによって図4-6のように変調を受ける。a、bはそれぞれΦi=nΦ$_0$のとき、Φi=(n+1/2)Φ$_0$のときのカーブ。

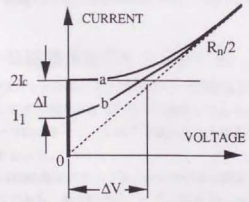


図4-6 接合のV-I特性の双曲線近似

bのカーブは臨界電流値がI1、抵抗がR/2であることを考えて、次式で表される。

$$V = R/2\sqrt{I^2 - I_1^2} = R/2\sqrt{I^2 - \left(\frac{I_1}{2I_c}2I_c\right)^2} \qquad (4\text{-}8)$$

従ってVoltage Swing ΔVは次式で表される。

$$\Delta V = V(I = 2I_c) = R/2\sqrt{(2I_c)^2 - \left(\frac{I_1}{2I_c}2I_c\right)^2} = R\ I_c\sqrt{1 - \left(\frac{I_1}{2I_c}\right)^2} \qquad (4\text{-}9)$$

また、SQUIDの変調深さΔImは近似的に$\frac{\Delta I_m}{2I_c} = \frac{\Phi_0}{\Phi_0+2L_sI_c}$で表され、これを変形した

$$\frac{I_1}{2I_c} = \frac{2I_c - \Delta I_m}{2I_c} = \frac{2L_sI_c}{\Phi_0+2L_sI_c} \tag{4-10}$$

を(4-9)に代入すると次式を得る。

$$\Delta V = R\ I_c\sqrt{1-\left(\frac{2L_sI_c}{\Phi_0+2L_sI_c}\right)^2} = \frac{R\ I_c}{\Phi_0+2L_sI_c}\sqrt{\Phi_0^2+4L_sI_c\Phi_0} \tag{4-11}$$

以上のように得られたVsの計算式を実際の値と比較してみる。図4-7は様々なIcとRnのバリエーションを作って、実測した電圧振幅Measured VsとR/2, 2Ic, L(=26pH, SQUIDインダクタンス)から計算したCalculated Vsの関係を示したものである。双曲線近似は良い一致を示し、傾きが1.03、相関係数は0.97である。このことから、IcとRnを知ることでSQUIDの特性を知ることができるということが分かった。

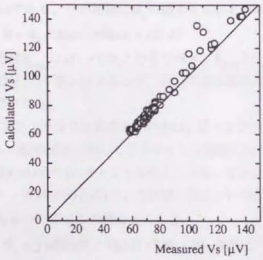


図4-7　実測した電圧振幅Measured Vsと計算したCalculated Vsの関係

4-6 一様磁場雑音のキャンセル率

ダブルワッシャ構造によって外来の一様磁場雑音をキャンセルできる効果を期待した設計を行ったが果たしてその通りかどうか以下に検証してみる。一つにはNb管のあるなしで特性がどう変わるか、もう一つにはキャンセル率の定義の仕方を提案して現状はどういう実力なのか計測してみるという方法をとった。

図4-7,4-8にNb管中にチップを入れた時のΦ-V特性とI-V特性を示す。縦軸はどちらも電圧軸で、同じスケールである。Φ-V特性はバイアス電流を6.25μA刻みで56.25μAから112.5μAまで変えながらプロットしたものである。I-V特性はΦ-V特性のΦ =0 に相当する外部磁場のところでとったものである。Φ-V特性に現れる "停留点" がI-V特性上に電圧の変わらない点として現れているのがよく分かる。一方、図4-9, 4-10にチップをNb管中に入れずに測った時のΦ-V特性とI-V特性を示す。地磁気と都市雑音に対してむき出しである。正確にはヘリウムコンテナによる電波シールドの効果があるが、同様にΦ-V特性に "停留点" が現れている。このスケールでみる限り、外部雑音の影響による特性の

変化は認められない。従って、Nb管のあるなしで特性は変わらない、つまりNb管を不要にできることが示された。これにより、磁束計として組み上げるときの部品点数を削減き、信頼性の向上が図れる。

キャンセル率の定義として、シングルワッシャをダブルワッシャにすることで磁場感度がどれだけ変わるかを採用した[6]。また、地磁気は理想に近い一様磁場と考えられるので以下の測定を行うことでSQUIDの磁場感度を計算した。千葉ニュータウン近辺では地磁気の水平分力は約30.2 μTである。Nb管のない状態でSQUIDをFLL動作させ、プローブを長手方向を軸にして回転してみた。チップは鉛直に配置されているので放線ベクトルはプローブの軸を中心に東南西北の順に回転することになる。回転に対して出力は周期的に変動し、FLL出力振幅は3.259 $\Phi_0$ppに相当した。一方SQUIDが受けている磁場は回転によっての変動があるので、磁場感度S_{double}は

$$S_{double} = 60.4\mu\mathrm{Tpp}\,/3.259\ \Phi_0\mathrm{pp} = 18{,}533\ \mathrm{nT}/\Phi_0 \qquad (4\text{-}12)$$

であると計算される。ダブルワッシャにすることで、一様磁場をキャンセルするはずだったが果たしてどの程度キャンセルしたかを見積もるには、シングルワッシャのときの感度とダブルワッシャの感度の比をとってやればよい。シングルワッシャは内径33μm外形400μmであるので有効面積は33μm×400μmである。この面積にΦ_0の磁束を入れるために必要な磁束密度Bは

$$B = \Phi_0\,/33\mu\mathrm{m} \times 400\mu\mathrm{m} = 157\ \mathrm{nT} \qquad (4\text{-}13)$$

であるから感度S_{single}は157 nT/Φ_0と計算される。S_{single}とS_{double}の比は118分の1である。これは、予想(1,000分の1以下)より悪い値であるが、近くの超伝導体の影響(配線、パッド、お互いのワッシャ)があるためと思われる。

この値が実用上十分であるかないのかは、ピックアップコイルをつけて動作させる場合、ピックアップコイルの磁場感度に対してどうかという議論になる。これは数nT/Φ_0のオーダーであるのでそれに対しては4,000分の1のキャンセル率といえる。ピックアップコイルがグラジオメータになっているときのバランスが4,000分の1という状態と同じということである。別の見方をすると、都市雑音は1 nT/Hz$^{0.5}$であるので直にこの雑音を拾うと

$$\Phi_n = 1\ \mathrm{nT/Hz^{0.5}} \div 18{,}533\ \mathrm{nT}/\Phi_0 = 54\ \mu\Phi_0/\mathrm{Hz}^{0.5} \qquad (4\text{-}14)$$

のオーダーであり、100分の1程度の磁気シールドがあれば環境雑音の影響はダブルワッシャ構成によってキャンセルされるといえる。

次に、都市雑音以外の電磁波発信源がある時これがどの程度キャンセルされるか見積もってみる。まず原点にP_0[W]の電磁波発信源があるとき、原点からR[m]離れた所での磁場の大きさB[T]を計算する。原点からR[m]離れた所での電磁波のパワーP[W]は $P = \dfrac{P_0}{4\pi R^2}$ で表され、Bは、自由空間のインピーダンスをZ[Ω]とすると $B = \mu_0 H = \mu_0\sqrt{\dfrac{P}{Z}}$ で表されるので、$B = \mu_0\sqrt{\dfrac{P_0}{4\pi R^2 Z}}$ となる。Zは

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx \sqrt{\frac{4\pi\times10^{-7}}{10^{-9}/36\pi}} = 120\pi \text{ であるから}$$

$$B = 4\pi\times10^{-7}\sqrt{\frac{P_0}{4\pi R^2\times120\pi}} = \frac{1\times10^{-7}}{\sqrt{30}}\frac{\sqrt{P_0}}{R} \approx 18\times10^{-9}\frac{\sqrt{P_0}}{R} \quad \text{となる。}$$

なおパワーP[W]と磁場H[A/m]と電場E[V/m]の関係は $H = \sqrt{\dfrac{P}{Z}}$ [A/m] ,$E = \sqrt{PZ}$ [V/m]である。

具体的な数値であたると、

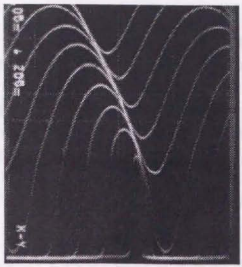


図4-7　Nb管中にチップを入れた時のΦ-V特性
Hor: Flux, Ver: Voltage[10μV/div.]

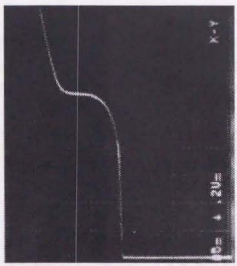


図4-8　Nb管中にチップを入れた時のI-V特性
Hor: Current[−20μA/div], Ver: Voltage[10μV/div.]

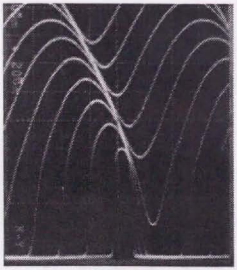


図4-9　Nb管からチップを出した時のΦ-V特性
Hor: Flux, Ver: Voltage[10μV/div.]

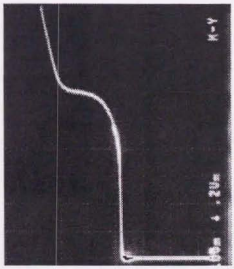


図4-10　Nb管からチップを出した時のI-V特性
Hor: Current[−20μA/div],
Ver: Voltage[10μV/div.]

P_0が1 Wで	Rが1 mのとき	Bは 18 nT	磁束雑音は 971 $\mu\Phi_0/Hz^{0.5}$
P_0が1 mWで	Rが1 mのとき	Bは 570 pT	磁束雑音は 30 $\mu\Phi_0/Hz^{0.5}$
P_0が1 Wで	Rが5 mのとき	Bは 3.6 nT	磁束雑音は 194 $\mu\Phi_0/Hz^{0.5}$
P_0が1 mWで	Rが5 mのとき	Bは 114 pT	磁束雑音は 6 $\mu\Phi_0/Hz^{0.5}$ になる。

いずれの場合も100分の1の磁気(電波)シールドルームがあれば生体磁気計測には問題ないレベルまで落ちることが分かる。

4-7 ウェーハ内の特性分布

マルチチャンネルの磁束計を作るためには大量に特性の揃ったチップを製作する必要がある。そのためチップの特性のウェーハ内分布が重要になってくる。この節では、この点について述べる。

1つのウェーハから68チップをピックアップして全数測定し良品62個を得た。歩留まり91%である。不良は接合ができていないものが2チップ、インプットコイルの臨界電流が300μA以下のものが4チップだった。不良接合はウェーハ周辺部に、インプットコイル臨界電流が小さいものはウェーハ中心部に集中している。

実測したVsは60～80μVあり、実用上十分と思われる。接合ができていないものは2つのチップでウェーハの端のチップである。これは、端のものを最初からrejectしておけば良いということが分かる。

またインプットコイルの臨界電流が300μA以下のものはウェーハ中心部に集中している。これは、SiO_2のバイアススパッタをするときのバイアスのかかりが中心部で悪いことを示している。このため、段差を乗り越えるNb配線が薄くなり、臨界電流が小さくなってしまう。図4-11にインプットコイルの臨界電流値の分布を示す。横軸はチップの中心からの距離、縦軸は臨界電流である。この事情がより明らかに示されている。従ってこのタイプの不良は中心の数チップを除けば発生しないと思われる。なお、バイアスを一様にかけるための工夫はまた別に必要になってくるものと思われる。

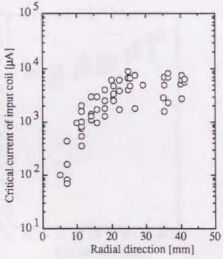


図4-11 インプットコイルの臨界電流値分布

歩留まりという点から見直してみるためにインプットコイルの臨界電流を変数とした累積度数分布を図4-12にプロットしてみた。例えば300μA以下のチップが5%、1000μA以下のチップが20%、10,000μA以下のチップが90%ある、と読むことができる。すなわち、300μA以上を良品とするならば、インプットコイルの臨界電流については95%の歩留まりということになる。因みにどのくらいの電流が流せればよいか見積ってみると以下のようになる。FLL回路からのSQUIDのフィードバックコイルへの最大帰還量が$10\Phi_0$だとするとそのときインプットコイルに流すべき電流は$\Phi = 10\Phi_0 = Mi \times Iinput = 1.7\ nH \times Iinput$から $Iinput = 12\mu A$ であり、300μAという値は満足すべき値である。)

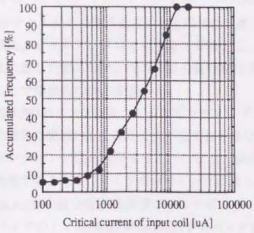


図4-12 臨界電流を変数とした累積度数分布

また図4-13に抵抗値R/2の分布を示す。横軸はorientation flatに直角方向の位置を示し、100mmのところがorientation flatに相当する。図4-14に接合の臨界電流2Icの分布を示す。今までの知見ではウェーハ周辺部がRIEのover etchにより、2Icが小さくなるという傾向があったが、今回はorientation flatに遠いほうがover etchになる傾向がある。原因はRIE装置の特性等に依るものと思われる。前の節でIcとRnからSQUIDの特性が分かると述べたが、この結果はSQUID特性としては十分であることを示している。

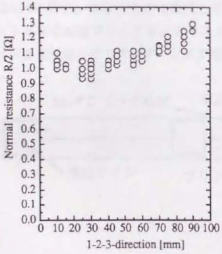


図4-13　抵抗値R/2の分布

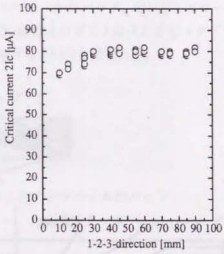


図4-14　接合の臨界電流2Icの分布

横軸はorientation flatに直角方向の位置を示し、100mmのところがorientation flatに相当する。

4-8 ピックアップコイルへの実装[7]

多チャネル化に伴う量産化と信頼性を考慮し、実装方法の検討を行った。SQUID素子、ダンピング抵抗、ピックアップコイルを全て薄膜化し、それらをピックアップコイル上に集積することで量産化に適した形にした。接続にはAl線や超伝導線（PbInAu線）によるワイヤボンディングを採用することで信頼性の向上を図った。

SQUIDのインプットコイルとピックアップコイルとは超伝導接続をする必要がある。これまで、この部分の信頼性を上げる工夫がなされてきた。今回、その超伝導接続にはPb,In,Au合金によるワイヤボンディング法を使用することにした。64チャンネルシステムで採用したピックアップコイルは平面型であるため、ワイヤボンディングに適し、これにより、信頼性の向上と量産化が期待できる。Pb,In,Au合金線は直接Nb薄膜にワイヤボンディングすることはできない。そこで、SQUIDのNb薄膜のパッドの上にAu薄膜(40nm程度)をスパッタ成膜することで超伝導接続を可能にした。

SQUIDとピックアップコイルとを接続することによって共振が生じ、その影響でΦ-V特性の電圧振幅が小さくなったり、波形が歪んだりする。これを防ぐためには、インプットコイルとピックアップコイルの接続部と並列に共振を抑制するダンピング抵抗を挿入する必要がある。抵抗材には非磁性材料のMoスパッタ薄膜を、接続にはAl線ワイヤボンディングを使用することにした。Mo抵抗作製では、Si基板上にMo薄膜を150nm成膜し、RIEで抵抗パターンを形成した。実際には約80Ωの抵抗値のものを使用した。

作製したSQUIDチップ、Moダンピング抵抗をピックアップコイル上に配置した様子とその拡大図を図4-15に示す。実装手順はMo抵抗とピックアップコイルのパッド、SQUIDとプローブ接続用のプリント基板をAl線でワイヤボンディングし、SQUIDのインプットコイルとピックアップコイルのパッドを超伝導ワイヤボンディングで超伝導接続するというものである。

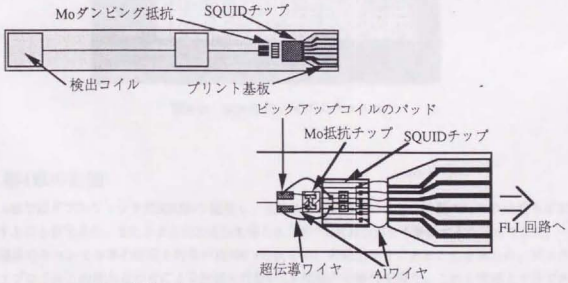


図4-15 Moダンピング抵抗をピックアップコイル上に配置した様子とその拡大図

磁場分解能測定

エレクトロニクスのノイズを含めたSQUIDシステムの性能を調べるため、SQUIDをピックアップコイル上に実装した状態で磁場分解能を測定した。SQUIDをピックアップコイル上に実装し、プローブに納めたSQUID磁束計を磁気シールドルーム内に入れ、FLL回路で駆動させてた状態で、その

ノイズスペクトルを測定した。なお、SQUIDとピックアップコイルをNbシールド管に入れて測定し、1チャンネル分の性能を調べた。そのノイズスペクトルを図4-16に示す。測定対象に近い側のピックアップコイルで検出される磁場とFLL回路の出力との伝達関数Tpvは式(4-15)で表される。

$$Tpv = \frac{Lp + Li}{Msi}\frac{Mf}{Rf}\frac{1}{S} \quad [T/V] \tag{4-15}$$

MisはインプットコイルとSQUIDとの相互インダクタンス、Lpはピックアップコイルのインダクタンス、Liはインプットコイルのインダクタンス、Mfはピックアップコイルを付けた状態でのモジュレーションコイルとSQUIDとの相互インダクタンス、RfはFLL回路の帰還抵抗値、Sはピックアップコイルの面積である。Misは1.7nHであり、Lp=120 nH (設計値)、Li=94 nH (設計値)、Mf=50pH (実測値)、Rf=25kΩを採用し、S=10×10mm²であるので、Tpvは2.5 nT/V となる。

図4-16の結果から、式(4-15)を用いてSQUIDシステムの磁場分解能は求められ、白色雑音領域では5.5 fT/Hz$^{0.5}$、1Hzでは6.0 fT/Hz$^{0.5}$という値が得られた。また図には示されないが帯域は20 kHzまで延びている。この結果、本システムが10fT/Hz$^{0.5}$以下という生体磁気計測に十分使える磁場分解能を持つことが確認された。

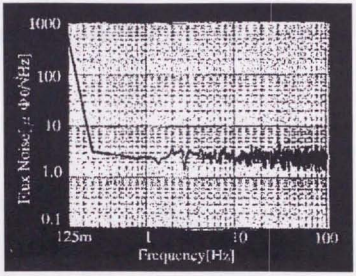


図4-16　SQUIDのノイズスペクトル

第4章の結論

4章ではダブルワッシャ型SQUIDを提案し、従来必要とされていた素子遮蔽のためのNb管を不要にすることができた。また大きな出力電圧を得られたのでL共振回路を不要にすることもできた。一様磁場のキャンセル率の測定を行ない18500 nT/Φ_0を得、実用上十分であることを示した。ピックアップコイルとの組み合わせによる評価も行ない5.5 fT/Hz$^{0.5}$の特性を得た。これも実用上十分である。この素子により64チャンネルシステムを完成することができた。またこの素子の特性から非対称電流注入により磁束軸方向にシフトがおこる現象を見つけた。この特性は第5章において性能改善の方法として生かされることになる。

参考文献

[1] H. Nakagawa, I. Kurosawa, M. Aoyagi and S.Takada, "Fabrication Process for a Josephson Computer ETL - JC1 Using Nb Tnnel Junctions", IEEE Trans. on Mag., vol. 27-2, pp. 3109-3112 (1991).

[2] 師岡, 塚田, 山崎, 水谷, 河合, 松田, 上原, 賀戸, "生体磁気計測用多チャンネルDC SQUID (2) SQUIDを実装した平面型ピックアップコイル" 第53回応物学会学術講演会予稿集, 大阪, 9月,1992,16aC-8.

[3] M.Nakanishi, M.Koyanagi, S.Kosaka, A.Shoji, M.Aoyagi and F.Shinoki, "Integrated DC-SQUID Magnetometer" Jpn. J. Appl. Phys. 26, pp.1050-1055, July 1987.

[4] K.Tsukada, S.Yamasaki, N.Mizutani, G.Uehara, H.Kado, H.Akimoto and T.Ogashiwa, "Proximity Effects in Superconducting Wire Bonding", ASC '92, Chicago, August, 1992 (to be published in IEEE Trans. Superconductivity , 1993).

[5] 小室, 原田, 近藤, 風見, 足立, 河野, 賀戸, "FLL回路の設計" 第7回日本生体磁気学会大会論文集,福岡, 1992, 6月, pp. 68-69.

[6]上原, 松田, 河合, 水谷, 山崎, 賀戸, "ダブルワッシャSQUIDの一様磁場キャンセル率" 第55回応用物理学会学術講演会、20aZS-5,1994,9月.

[7]師岡利光、塚田啓二、足立確、原田尚彦、上原弦、賀戸久,"多チャネルシステム用DC-SQUID磁束計の開発" 電子情報通信学会論文誌vol. J77-D-II No.3 pp.160-163

第5章直接磁場検出型SQUID

5-1 はじめに

本章では256チャンネルシステムに用いられた直接磁場検出型SQUIDについて述べる。256チャンネルシステムでは、高性能の磁気シールドルームと組み合わせることにし、また回路規模を大きくしないために変調方式ではなくDOIT方式を採用した。従って、SQUIDとしてマグネトメータタイプのものを使うことができるので直接磁場検出型SQUIDを採用した。これはSQUIDループが直接磁場を検出するタイプのものであり、実装が用意で全体の大きさも小さくなるという特徴がある。一方DOIT方式を採用しため、この方式の電流バイアス揺らぎに弱いという欠点を克服する改良が必要になってくる。

この章では、Drung型SQUIDを基本として検討を行い、直接磁場を検出することのメリット、APFによる磁束電圧変換率の改善、非対称電流注入法による雑音の低減について述べる。またシングルウェーハ型マルチチャンネルの基礎実験について述べていく。また歩留まりという観点から、製作バッチごとの特性の変動についても述べる。

また章の後半(5-9節以降)ではSQUIDの磁場分解能について熱雑音とアンプの雑音の両方を含んだ検討を行い、Drung型SQUIDより小さいチップサイズのSQUID(Clover Leaf SQUID)を考案してその特性について述べることにする。

5-2 SQUIDインダクタンスの大きさの検討

Ketchen型SQUIDではピックアップコイルからSQUIDループへの磁束伝達効率を最適化するにはインプットコイルとピックアップコイルのインダクタンスを同じにすればよいということが知られている。ではSQUIDループのインダクタンスはどういう価が良いのか磁場分解能Bn の計算を行なうことで検討してみる。その結果、直接磁場を検出するほうが実は効率が良いことを示すことにする。

まずVoltage Swing ΔVの計算を行なう。ヒステリシスの無くなるようにシャントしたJosephson接合のV-Iカーブは双曲線近似ができる。

$$V = R\sqrt{I^2 - I_c^2} \tag{5-1}$$

ここでV は接合 の両端の電圧、R はシャントした後の 接合 の抵抗、I は 接合 に流れる電流、Ic は接合 の臨界電流値である。これを用いると次式を得る。

$$\Delta V = R\, I_c\sqrt{1-\left(\frac{2L_sI_c}{\Phi_0+2L_sI_c}\right)^2} = \frac{R\, I_c}{\Phi_0+2L_sI_c}\sqrt{\Phi_0^2+4L_sI_c\Phi_0} \tag{5-2}$$

次に磁束雑音 Φn の計算を行なう。Φnは(5-3)で計算される。ここでVnはすべての雑音をSQUIDの出力電圧雑音あるいはアンプの入力電圧雑音に換算したもの。

$$\Phi_n = V_n\frac{\partial\Phi}{\partial V} \cong V_n\frac{\Phi_0}{2\Delta V} \tag{5-3}$$

これに(5-2)のVoltage Swing ΔV の計算を代入して次式を得る。

$$\Phi_n = V_n \frac{\Phi_0}{2} \frac{\Phi_0 + 2L_s I_c}{R\, I_c \sqrt{\Phi_0^2 + 4L_s I_c \Phi_0}} \quad \left(= V_n \frac{\Phi_0}{2} \frac{1+\beta}{R\, I_c \sqrt{1+2\beta}} \right) \tag{5-4}$$

ここで $\beta = \frac{2L_s I_c}{\Phi_0}$ である。

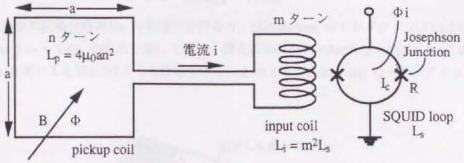


図5-1

さらに磁束伝達効率 Φi/B の計算を行なう。図5-1のような構成で入力磁場B に対してSQUID loop にどれだけの磁束が発生するか計算する。pickup coil と input coil のつくるloop の磁束の量子化条件から、

$$n\Phi_x + (n^2 L_p + L_i)\, i = 0 \tag{5-5}$$

$$i = -\frac{n}{n^2 L_p + L_i} \Phi_x \tag{5-6}$$

を得るが、さらに $L_p \cong 4\mu_0 a n^2$ (μ_0は真空の透磁率 $4\pi \times 10^{-7}$[H/m]、a はpickup coil の1辺の長さ)の近似を用いると、

$$\Phi_i = M\, i = -\sqrt{L_i L_s}\, \frac{n}{n^2 L_p + L_i} \Phi_x = -\frac{n\sqrt{L_i L_s}}{n^2 L_p + L_i} \Phi_x = -\frac{n\sqrt{L_i L_s}}{n^2 4\mu_0 a + L_i} a^2 B \tag{5-7}$$

を得る。結局磁束伝達効率の式として次式を得る。

$$B = -\frac{4\mu_0 a n^2 + L_i}{a^2 n \sqrt{L_i L_s}} \Phi_i \tag{5-8}$$

これを読み代えると、入力磁場雑音Bn(あるいは入力磁場分解能Bn)は磁束雑音Φn に換算して

$$B_n = -\frac{4\mu_0 a n^2 + L_i}{a^2 n \sqrt{L_i L_s}} \Phi_n \tag{5-9}$$

ということになる。(5-4)の磁束雑音 Φn を用いると、

$$B_n = -\frac{4\mu_0 a n^2 + L_i}{a^2 n \sqrt{L_i L_s}} V_n \frac{\Phi_0}{2} \frac{\Phi_0 + 2L_s I_c}{R\, I_c \sqrt{\Phi_0^2 + 4L_s I_c \Phi_0}}$$

$$= -\frac{\Phi_0}{2} \frac{V_n}{R\, I_c} \frac{4\mu_0 a n^2 + L_i}{a^2 n \sqrt{L_i L_s}} \frac{\Phi_0 + 2L_s I_c}{\sqrt{\Phi_0^2 + 4L_s I_c \Phi_0}} \tag{5-10}$$

となり、さらに$L_i = m^2L_s$を用いると、最終的に次式を得る。

$$B_n = -\frac{\Phi_0}{2}\frac{V_n}{R\,I_c}\frac{4\mu_0 an^2+m^2L_s}{a^2n\sqrt{m^2L_sL_s}}\frac{\Phi_0+2L_sI_c}{\sqrt{\Phi_0^2+4L_sI_c\Phi_0}}$$

$$\left(B_n = -\frac{V_n\Phi_0}{2\,R\,I_c}\frac{4\mu_0 an^2+m^2L_s}{a^2n\,mL_s}\frac{1+\beta}{\sqrt{1+2\beta}} \right) \qquad (5\text{-}11)$$

最後に磁場分解能Bn の最適化を行なう。SQUID loop のインダクタンスLsとinput coil のターン数 m をふってBn の最小を探してみる。例えば$V_n = 0.5\,nV/Hz^{0.5}$, $I_c = 10\,\mu A$, $R = 1\,\Omega$, a = 10mm, n = 1 turn を用いると図5-2のような結果を得る。このときのpickup coil のインダクタンスLpは50 nHになる。

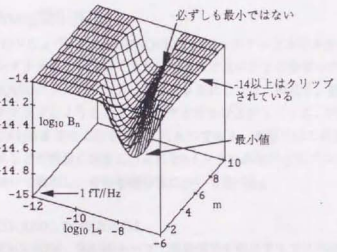


図5-2（$L_i = m^2L_s$に注意）

従来『input coil のインダクタンスLiをpickup coil のインダクタンスLpと等しくしたときに雑音が最小になり、その値はLiによらない』とされていたが必ずしもそうではないことがこれを見ると分かる。確かに谷底は$L_i = m^2L_s$だがmの小さいほうが雑音もより小さい。

さらに注目すべき点はこの最小値が『SQUID loop のインダクタンスLsをpickup coil のインダクタンスLpと等しくしたときに得られる』と言うこと。つまりSQUID loop で直接磁場をpick up する構成にしたほうが良いことが分かる。(5-11)は煩雑で分かりにくいが、pickup coilを1ターン（n=1）にしてLi、Lpで表現すると少し見やすくなる。

$$B_n = -\frac{\Phi_0}{2a^2}\frac{V_n}{R\,I_c}\frac{L_p+L_i}{\sqrt{L_i}}\frac{1}{\sqrt{L_s}}\frac{1+\beta}{\sqrt{1+2\beta}} \qquad (5\text{-}12)$$

$\frac{L_p+L_i}{\sqrt{L_i}}$の項は良く教科書に出てくる磁束伝達効率の逆数である。（ここで　$\beta = \frac{2L_sI_c}{\Phi_0}$　）これはLpを固定してLiをふってやると確かにLp = Li の時に最小になる。もう少し一般的な形にするために

$\sqrt{L_s} = \sqrt{\frac{\Phi_0\,\beta}{2I_c}}$などを用いて変形をしていくと

$$B_n = -\frac{\sqrt{\Phi_0}}{\sqrt{2}a^2}\frac{V_n}{R\sqrt{L_c}}\frac{L_p+L_i}{\sqrt{L_i}}\frac{1+\beta}{\sqrt{\beta}\sqrt{1+2\beta}} \tag{5-13}$$

となり、さらにMcCummberパラメータ $\beta_c = \frac{2\pi}{\Phi_0} I_c R^2 C$ から導出した $\frac{1}{R\sqrt{L_c}} = \frac{\sqrt{2\pi}}{\sqrt{\Phi_0}}\frac{\sqrt{C}}{\sqrt{\beta_c}}$ を用いると最終的に(5-14)を得る。ここでCは接合の接合容量である。Ketchen方式をとるかぎり、I-Vカーブにヒステリシスがあってはならないので、$\beta c=1$である。従って接合の接合容量が小さいほど磁場分解能も小さいことが分かる。

$$B_n = -V_n\frac{\sqrt{2\pi}}{a^2}\frac{\sqrt{C}}{\sqrt{\beta_c}}\frac{L_p+L_i}{\sqrt{L_i}}\frac{1+\beta}{\sqrt{\beta}\sqrt{1+2\beta}} \tag{5-14}$$

5-3 Drung型SQUID

前節に述べたようにKetchen型SQUIDではピックアップコイルからSQUIDに伝達される効率はSQUIDインダクタンスを大きくすればするほど良いことが分かった。その極限ではピックアップコイルとSQUIDインダクタンスは同じ大きさにしたほうが良く、結局SQUIDループそれ自身で磁場をピックアップしようというアイデアが浮かび上がってくる。PTBのDrungらによって開発されたdc SQUID[1]はまさにこれを実現したものである。本節ではこの素子の、磁場感度が良い、プロセスが簡単などの特長に注目し、これを4インチSi基板の上にアンダーレイヤー法[4]によるトンネル接合を用いて製作し、その基礎特性について述べる。

Drung型SQUIDとDOIT方式FLL

Drung型SQUIDは、SQUIDループで直接磁場を検出する方式のSQUIDである。ループを8枚に分割し並列接続することでインダクタンスを小さくしている(図5-3)。

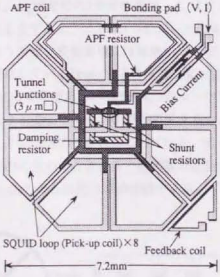


図5-3 Drung型 SQUIDの構成.

また、従来のFLLは磁束変調によりSQUIDの出力を位相検波してフィードバックする方式であったが、DOIT(Direct Offset Integration Technique)方式FLL[3]では直接SQUIDの出力を増幅してフィードバックする方式である。具体的には図5-4のように、ある基準電圧Vrに対して出力の大小

をみて常にこの差が0になるようにフィードバックがかかり○印にロックする。この方式では変調用の発振器と位相検波器が不要になり、エレクトロニクスが単純にできるという特長がある。プロセスと実装についても、インプットコイルを積層する必要がなく、Ketchen型SQUIDに比べて製作工程数が少ないという特長もある。

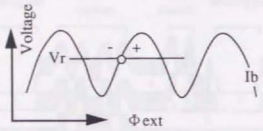


図5-4 DOIT方式FLL

Drung型SQUIDの設計

図5-3をもう一度詳しく説明するとチップサイズ7.2×7.2mm^{2}の8角形の中に8つのループを同相に並列接続した構成になっている。SQUID素子にはAPFコイル、フィードバックコイルが付加され、帰還がかけられるようになっている。中心部分にはジョセフソン接合、シャント抵抗、ダンピング抵抗、APF抵抗などが集積化されている。SQUIDループのLは、

$$L = L_1 / 8^2 + L_S / 8 \qquad (5\text{-}15)$$

で与えられる。ここでL_1は全体の8角形を1つのループと見たときのインダクタンス、L_Sはスポーク部(1本)のインダクタンスである。8分割して並列接続されるため、分割後の1つのループの1/8になっている(図5-5)。各ループのスポーク部はスロットライン構造になっており、行き帰りの結合を高くして、寄生インダクタンスの低減を図っている。さらにライン幅も太くしてインダクタンスを小さくしている。SQUIDの有効面積Aは、

$$A = A_1 / 8 - A_S \qquad (5\text{-}16)$$

で与えられる。A_1は全体の8角形の面積、A_Sはスポーク部（1本）の面積である。磁場がループ全体に印加されるとすると、これが1つのループの場合、1Φ_0単位でSQUIDの位相が2π回転するため、磁場を拾う面積（有効面積）は単純にA_1で表される。ところが全体のループを8つに分割し、同相に並列接続しているDrung素子の場合、SQUIDに2π の位相差を与えるにはそれぞれのループに1Φ_0ずつ与える必要がある。つまり8つのループで合計8Φ_0の磁束をピックアップしてはじめて、位相が2π回転することになる。Φ_0単位で考えると、分割した1つのループが有効面積となり、$A_1/8$からA_Sを差し引いたAで表されることになる。従って結合係数は、ピックアップした磁場がダイレクトにSQUIDに伝わることから、分割数の逆数すなわち、1/8で12.5%となる。これは典型的なKetchen型SQUIDのそれに比べて約10倍である。

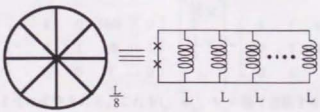


図5-5 SQUIDインダクタンスの等価回路

製作プロセスはダブルワッシャ型SQUIDと同様の方法を用い、4インチSi wafer上に製作が可能である。前述の様にインプットコイル、Auパッドなどが不要なため、積層数は12層から8層へと2/3に減らすことができる。

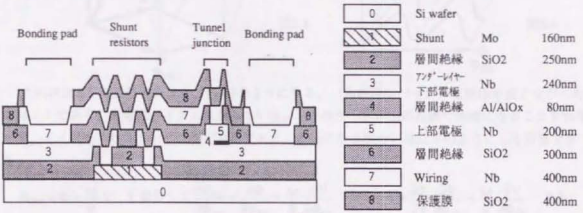
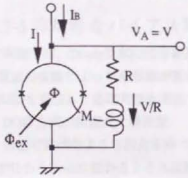


図5-6 製作プロセス

5-4 Additional Positive Feedback

この節ではAPFについてその効果について計算を行なってみる。



$$I_B = I + \frac{V}{R}$$

$$V_A = V$$

$$\Phi_{ex} = \Phi + \frac{M}{R} V$$

図5-7 APFの構成

図5-7のような構成でSQUIDループに実際に加わる電流、電圧、磁束をI、V、Φとするとこの3つのパラメータの間の関係は通常のSQUIDのそれになる。ところが、APF用の抵抗RとインダクタンスLを付けて端子を付けると外部からは電流I_B（SQUIDループに流れる電流とRに流れる電流の和）と外部磁束Φ_{ex}と電圧V_Aが見えることになる。I, V, ΦのセットとI_B, Φ_{ex}, V_Aのセットの関係は

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ex} \\ I_B \\ V_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & M/R \\ 0 & 1 & 1/R \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi \\ I \\ V \end{bmatrix}$$

で表され、所謂アフィン変換になる。I軸,V軸,Φ軸はそれぞれ

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & M/R \\ 0 & 1 & 1/R \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \frac{M}{R} V \\ \frac{1}{R} V \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & M/R \\ 0 & 1 & 1/R \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & M/R \\ 0 & 1 & 1/R \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

のように変換される。これをI_B、Φ_{ex}、V_Aの軸で表現すると図5-8のようになる。

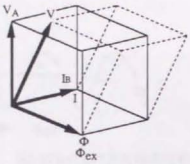


図5-8

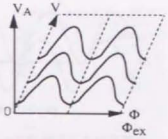


図5-9

この状況をV-Φ関係で見ると、図5-9のようになる。（曲線群はバイアス電流IBを変えながらのプロットであり、定電流バイアスになっている。）V-Φカーブが山の右側で急峻になることを利用して、ノイズを下げるという工夫が可能である。急峻になる度合いは以下のようにして計算できる。

$\Phi_{ex} = \Phi + \frac{M}{R}V$　を微分して $\frac{\partial \Phi_{ex}}{\partial \Phi_{ex}} = \frac{\partial \Phi}{\partial \Phi_{ex}} + \frac{M}{R}\frac{\partial V}{\partial \Phi_{ex}}$　とし、$1 = \frac{\partial \Phi}{\partial V}\frac{\partial V}{\partial \Phi_{ex}} + \frac{M}{R}\frac{\partial V}{\partial \Phi_{ex}}$　から

$\frac{\partial V}{\partial \Phi_{ex}} = \left[\frac{\partial \Phi}{\partial V} + \frac{M}{R}\right]^{-1}$　となりM/Rを調整することで山の右側で（∂V/∂Φが負になるところで）V-Φカーブを急峻にできることが分かる。

5-5 非対称なバイアス電流注入法

本節では、Drung型SQUIDを駆動するためのDOIT方式と呼ばれるエレクトロニクスの「バイアス電流の変動によって分解能が悪化する」という欠点を補う方法を考案し、実際にその方式のSQUIDを製作して基礎特性を測定した。

DOIT方式の問題点と解決策

前節で述べたような利点を持つDOIT方式ではあるが、図5-10に示すように、バイアス電流の変動がIbからIb+αに変わるとそれは直接磁束雑音になる。(ロック点は2つの○印)これは、変調をかける方式のFLLでは問題にならなかった点である。そこで解決策として今回提案するのは、バイアス電流が増えたときにΦ-V曲線がΦ軸方向にシフトする特性をもつ構成にすることである。これは電流注入の位置をSQUIDループに対して非対称にすることで実現する[6]。(図5-11)

具体的には図5-12の様なΦ-V特性になり、バイアス電流がIbからIb+αに変わっても磁束の変化は小さいので雑音にはならない。Φ軸方向のシフトをうまく調整することで、この○印はバイアス電流に対して停留するはずである。

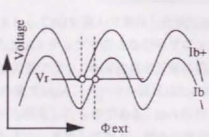


図5-10 バイアス電流の変動と磁束雑音の関係

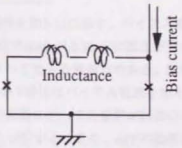


図5-11 非対称電流注入方式

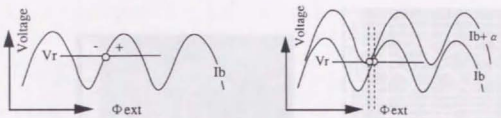


図5-12 (a) DOIT方式 (b)非対称電流注入によって低減された磁束雑音

SQUIDの製作と特性

電流注入の位置をSQUIDループに対して非対称にしたマスクパターンを用いて、8層のプロセス[5]でSQUIDの製作を行なった。プロセスは以下のとおりである。

(1) Al薄膜をDCマグネトロンスパッタにより成膜しこれをシャント抵抗とダンピング抵抗とする。

(2) SiO_2絶縁層を成膜、穴あけしたのちtri-layerのアンダーレイヤーとしてベースNb電極の層を形成する。Nb/AlOx/Nbのtri-layerを成膜室と酸化室の2つのチャンバを持つ到達圧の良い真空装置によりDCマグネトロンスパッタして成膜する。Al表面は酸化室でO_2ガスにより自然酸化される。臨界電流密度はO_2ガス圧と基板温度で制御される。トンネル接合はRIEプロセスで形成される。

(3) 再びSiO_2絶縁層を成膜後、穴あけしたのちNbのワイヤリング層を成膜する。

このときのパラメータはTable 1のとうりである。＊印はSQUIDの臨界電流の変調特性やΦ-V特性などから推定した値である。特性の再現性を高めるため、接合サイズを3μm□に選び、RIEなどによるサイズの減少の割合を減らすことにした。また接合のシャント抵抗とSQUIDループのダンピング抵抗は同じ値Rに設定した。APFコイル用の抵抗は2Rとした。

表 5-1 デバイスパラメータ

Parameter	Designed or estimated* values
washer size	7.2 ×7.2 mm^2
inductance L	444* pH
critical current 2Ic	20 μA
junction size	3 × 3 μm
shunt resistance	8 Ω
damping resistance	8 Ω
feedback coil mutual inductance	66 pH

Rとして8Ωを選んで製作したSQUIDのI-V特性とΦ-V特性を図5-13に示す。バイアス電流を14μAから2μAステップで変えながらプロットしてある。I-V特性では40μVと70μVに屈曲が見られるがこれは共振ではなくΦ-V曲線が斜面に沿ってずれることによってできる停留点である。臨界電流は2Icの値で14μA、ノーマル抵抗はRs/2の値で4.1Ωである。Φ-V特性はバイアス電流を2μAずつ変えながら測定したものである。Φ-V特性ではバイアス電流の変動に対して曲線群が斜面の右側に沿って左方向に移動しており、確かに停留点ができていることが分かる。また、APFの効果によりΦ-V曲線が傾き、山の左側が急峻になり、右側が緩やかになっていることも分かる。電圧振幅は最大35μVである。また90μVの電圧の上下でΦ-V特性の山谷の関係が逆転しておりここに共振があることも分かる。

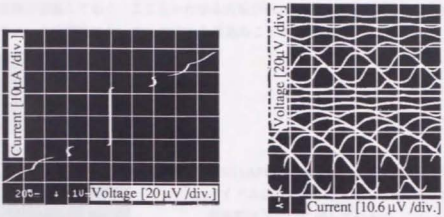


図5-13 SQUIDのI-V特性とΦ-V特性

5-5 APFを正と負にかけたDrung型SQUID [7]

APFの向きとΦ軸シフトの向きの関係

前節で、Φ軸シフトの効果によりバイアス電流の変動による磁束雑音が低減できることを示したが、停留点が山の緩やかな方(∂V/∂Φが小さい方)にある。停留点が∂V/∂Φの急峻な方(∂V/∂Φが大きい方)にあれば、磁束分解能はより向上するはずである。

このようすを模式したのが図5-14である。紙面から手前方向を磁束の向きの正とする。図5-14(A)と図5-14(a)でSQUIDのバイアス点の非対称によって発生する自己磁場は正であるのでΦ-V特性はバイアス電流を増すと負の方向にシフトする。一方APFが磁束を増やす向きにかかっていると、Φ-V特性は山の左側が急峻になり山の右側が緩やかになる。従って、この場合は、山の緩やかな方が停留点になるようにΦ軸方向にシフトしていく。しかもあまり停留しない停留点になる。これではバイアス電流の変動が直接磁束雑音となってしまう。もし停留していたとしても、∂V/∂Φの小さいところで停留することになる。

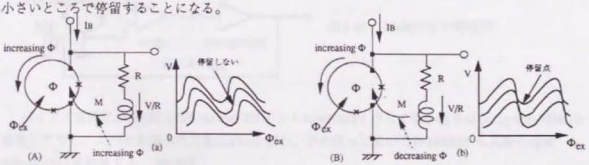


図5-14 APFの向きとΦ-V特性の関係

(A) APFはSQUIDの磁束を増す向き。　(a)そのときのSQUIDのΦ-V特性

(B) APFはSQUIDの磁束を減らす向き。 (b)そのときのSQUIDのΦ-V特性

図5-14(B)と図5-14(b)でAPFの向きを負にすると前節と同様の議論で、山の急峻な方に停留点ができ、バイアス電流の変動が直接磁束雑音とならない。この考えをもとにAPFの向きを負にした構成でSQUIDを製作した。そのΦ-V特性を図5-15に示す。意図したとおり、バイアス電流を変えるとΦ-V特性はΦ軸方向にシフトして行き、山の急峻な斜面に停留点ができていることが分かる。臨界電流はIcの値で8.0μA、抵抗Rは9.4Ωである。電圧振幅Vsはバイアス電流Ibが2Ic (=16μA)のとき最

大になり35μVである。またバイアス電流を大きくしていくと電圧が100μVのところの上下でΦ-V特性の山谷の関係が逆転しており、ここにいわゆる共振があることも分かる。従って100μV程度までならば、パラメータの調整によってVsの向上を見込むことができる。

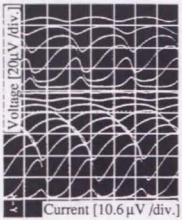


図5-15 APFの向きを負にしたSQUIDのΦ-V特性。
バイアスは14から44μAまで2μA刻みで変えた。
曲線群はお互いに接している。

この節ではDOIT方式FLLの欠点である、バイアス電流の変動による分解能の悪化の解決手段として、バイアス電流の注入位置を非対称にすることを提案した。またSQUIDを製作しバイアス電流の変動に対して停留点ができるという所望の結果を得た。さらにAPFの向きに注意すると、∂V/∂Φが大きい点に停留点ができることも示した。

5-6 APF正負による電流磁束感度 [7]

前節の内容を定量的に議論するため、測定用チップとしてE8(APF正)とD8(APF負)の2つを用意してバイアス電流に対する磁束の変動dΦ/dIを図5-16の構成で測定することにした。

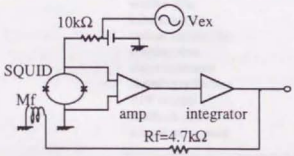


図5-16　∂Φ/∂I測定の構成図

バイアス電流にΔVex(例えば0.1mVpp-30Hz)からRb=10kΩを介して微小信号ΔI (=10pApp-30Hz)を重畳してやる。このとき微小出力電圧ΔVoを読む。予め知っておいたβ=Mf/Rfから実際の磁束ΔΦ(=β ΔVo)を計算する。∂Φ/∂Iは

$$\partial\Phi/\partial I = \Delta\Phi/\Delta I = \beta\,\Delta Vo/\Delta I = \beta\,\Delta Vo/(\Delta Vex\,Rb) \qquad (5\text{-}17)$$

から求められる。この計測をバイアス電流を変えながら行なった。また各バイアス点での磁束雑音(@1kHz)Φnと∂V/∂Φのデータも合わせて測定したのでまとめて図5-17に示す。E8(APF正)が267～144nΦ$_0$/pAであるのに対しD8(APF負)は最小で7.6nΦ$_0$/pAと200分の1以下になっていることが分かる。これはバイアスの変動に対し200倍以上強くなったことを示す。∂V/∂ΦはFLLの帯域とアンプゲイン、積分器の定数などから計算した。なおアンプのノイズが1nV/√Hz、バイアスの電流性ノイズが10pA/√Hz程度であることと、$\Phi n^2 = (\partial\Phi/\partial V)^2 Vn^2 + (\partial\Phi/\partial I)^2 In^2$の予想ができることから、Φn、(∂Φ/∂V)×1nV、(∂Φ/∂I)×10pAも合わせて図5-17にプロットしてみた。

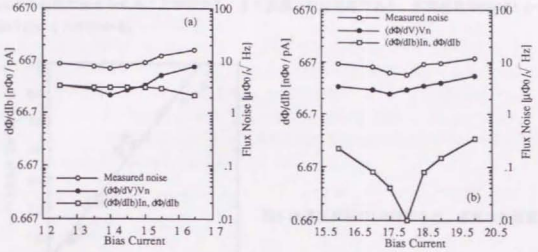


図5-17 2つの素子のバイアスと∂Φ/∂I, ∂Φ/∂V, 磁束雑音

5-7 多チャンネルのための素子製作 [8]

本節では、Drung式SQUIDを用いた多チャンネルシステムを作るため、素子パラメータの選択と生産性向上の検討を行なったので報告する。SQUIDを量産するために、計算による予測と実際の対応やバッチごとの変動などに注目して実験を行なった。なお製作のパラメータを表5-2に再掲する。

表5-2. Device parameters of dc SQUID

Parameters	Designed or estimated* values	
washer size	7.2 ×7.2	mm^2
inductance Ls	444*	pH
critical current 2Ic	20	μA
junction size	3 × 3	μm
shunt resistance	R	
damping resistance	R	
APF resistor	2 R	
feedback coil		
mutual inductance	66*	pH

素子パラメータの検討

前節のように停留点が山の急峻な斜面にできることが分かったので、このような特性をもつSQUIDを量産するための、あるいはパラメータに対する特性の変動を見積るための実験を行なった。具体的にはIcとRを様々に変えて、電圧振幅Vsと∂V/∂Φと磁束分解能Φnの測定を行なった。Vsはバイアス電流を変えて、振幅が最大になる点を測定した。∂V/∂Φは微小磁束に対する電圧出力をみる方法で測定した。電圧振幅VsはDOIT回路での基準電圧Vrを設定するときに必要になるパラメータである。またプリアンプや基準電圧のドリフトの影響を低減するためにはVsは大きいほうが都合が良い。磁束分解能Φnはもちろん小さいほうが良いが、後述するように$8\mu\Phi_0/Hz^{0.5}$が得られれば、磁場分解能$4fT/Hz^{0.5}$が得られ、生体磁場計測が十分可能なレベルになる[6]。

IcとRと電圧振幅Vsの関係

図5-18は電圧振幅VsのIcR積に対する依存性を調べたものである。IcR積を変えることでVsを10

～65μVの範囲で変えられることが分かる。また直線は回帰直線であり、相関係数は0.934とかなり相関の良いことが分かる。

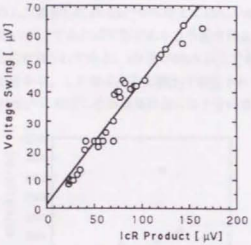


図5-18 電圧振幅のIcR積依存性。直線は回帰直線

これを定量的に理解するためにSQUIDの電流電圧特性が双曲線近似に従うものとして以下のように考えてみた。4章の双曲線近似の結果を再録すると

$$V_s = R\ I_c\sqrt{1-\left(\frac{2L_sI_c}{\Phi_0+2L_sI_c}\right)^2} = \frac{R\ I_c}{\Phi_0+2L_sI_c}\sqrt{\Phi_0^2+4L_sI_c\Phi_0} = R\ I_c\frac{\sqrt{1+2\beta}}{1+\beta} \qquad (5\text{-}18)$$

を得るが、この式によって計算される電圧振幅値に対して実測した電圧振幅値をプロットしたものを図5-19に示す。ここでLsとして444pHの値を用いた。直線は回帰直線であり、相関係数は0.972とさらに良くなり、原点も通るようになったことが分かる。また傾きが0.66であるが、これは以下のように説明がつく。

SQUIDの出力抵抗はシャント抵抗Rが2つ並列に入っているので、0.5Rと計算される。これにさらにAPF用のコイルと抵抗2Rがつくので、結局内部インピーダンスR/2の出力をインピーダンス2Rで受けることになる。(5-1)式によって計算される電圧振幅値Vsは

$$V_s^* = \frac{2R}{2R+0.5R}V_s = 0.8\ V_s \qquad (5\text{-}19)$$

と2割減の値になることが分かる。0.66と0.8の差は依然として残るが、双曲線近似が良い近似であるといえる。

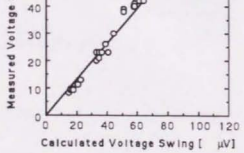


図5-19 電圧振幅の実測値と計算値の関係。

IcR積と∂V/∂Φ、IcR積とΦnの関係

図5-20はIcR積に対して∂V/∂Φをプロットしたものである。8μΦ_0/Hz$^{0.5}$を得るためにはプリアンプの入力雑音1.45 nV /Hz$^{0.5}$から考えて180 μV/Φ_0以上の∂V/∂Φ値が必要と思われるが、これはIcR積が60μV以上であれば可能であると予測される。実際にIcR積に対して磁束分解能Φnをプロットしたものが図5-21である。IcR積が60μV以上であれば確かに磁束分解能Φnは8μΦ_0/Hz$^{0.5}$以下になることが分かる。この値は別の実験[5]で測定された磁場-磁束感度0.47nT/Φ_0から計算して磁場分解能3.8fT/Hz$^{0.5}$に相当し生体磁場計測には十分の値になる。

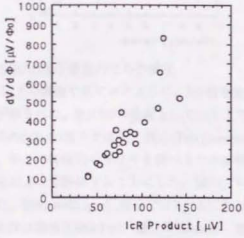


図5-20 IcR積と∂V/∂Φの関係

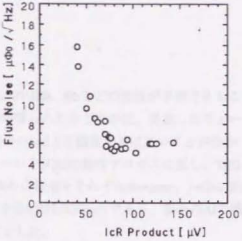


図5-21 IcR積とΦnの関係

∂V/∂ΦとΦnの関係

また、図5-20,21の結果をまとめて、横軸を∂V/∂Φの逆数∂Φ/∂V、縦軸をΦnでプロットしなおしたものが図5-22である。磁束雑音の原因をプリアンプの入力雑音Vnによるものと仮定すると、Vn= 1.45 nV /√Hz を用いて、

$$\Phi_n = \frac{\partial \Phi}{\partial V} V_n = 1.45\ [\mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}}]\ \frac{\partial \Phi}{\partial V}\ [\Phi_0/\mathrm{nV}] \qquad (8)$$

の関係があるはずである。これを図中の実線で表した。実測値はやや計算値より大きな価であるが概ねの一致を見ることができる。

また∂Φ/∂Vが小さくなっていくと、点線の6μΦ_0/Hz$^{0.5}$z程度で飽和していることが分かる。これは、Φnの測定をNb管の超伝導シールドの中で行なってはいるものの、環境の磁束雑音を捕捉しているため、あるいはSQUID自身の固有雑音が見えているためと考えられる。因みに6μΦ_0/Hz$^{0.5}$の磁束雑音は2.8fT /Hz$^{0.5}$の磁場雑音に相当する。

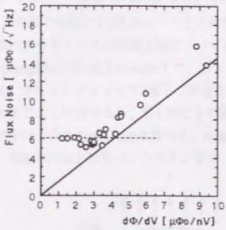


図5-22 ∂Φ/∂VとΦnの関係

SQUID素子量産のための検討

以上の議論で見てきたように、IcR積を知ることでVs、∂V/∂Φ、Φnなどの特性が予想できることが示された。SQUIDの量産をしていく上で所望の素子が得られたかどうかは、完成したウェーハ中のSQUID素子ではなくTEG (Test Element Group) の接合のIcとRを測定すれば良いことが分かる。そこで特性のバラツキを調べるために何枚かのウェーハをSQUID製作プロセスに流し、TEG測定によって評価することにした。製作プロセスはJcとRの目標値をそれぞれ80A/cm^2、14Ωに設定した。80A/cm^{2}は3μm□接合では7.2μAにあたり、目標とするIcR積は100μVである。接合のAlの酸化条件は酸素圧45mTorr、酸化時間40min、酸化温度40℃とした。

図5-23,24は臨界電流密度JcとRのバッチごとの変動をプロットして、「IcR積が60μV以上」という条件がどの程度実現可能か調べたものである。JcもRも±20%の範囲に収まっており、IcR積は最悪の場合でも±40%すなわち60μVから140μVの範囲に収まる。これはFig.9から、8μΦ_0/Hz$^{0.5}$以下の磁束雑音すなわち3.8fT/Hz$^{0.5}$以下の磁場雑音になると読み取れる。したがって4fT/Hz$^{0.5}$程度の磁場分解能を持つSQUIDの量産が十分可能であることが示された。

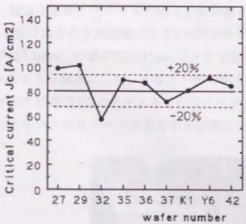


図5-23 臨界電流密度Jcのバッチごとの変動

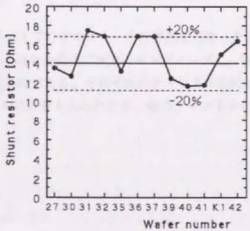


図5-24 Rのバッチごとの変動

この節ではIc、Rのパラメータをふる実験を行ない、IcR積を知ることでVs、∂V/∂Φ、Φnなどの特性が予想できることを示した。またバッチごとのバラツキの測定により4fT/Hz$^{0.5}$程度の磁場分解能をもつSQUIDの量産が可能であることを示した。

5-8 1枚のWaferに積層されたSQUIDアレイ [8]

この節では素子を1枚ウェーハ上に製作したsingle wafer SQUID(図5-25)を提案し、そのチャンネル間のクロストークの計測方法について述べる。

Drung型SQUID素子はwafer上で、ピックアップコイルを含めた全ての製作プロセスを完了するため、ダイシングによって1素子づつ切り出さないで、1枚waferのまま多チャンネルシステムを構築することも可能である。図5-25にその実装図を示す。まずPCB基板とSQUID素子の間にボンディングを行うためのVia Holeを開ける。PCBとSi Waferを接着し、素子とPCBのPadをボンディングする。配線はPCB上で行い、コネクタを介して室温へ引き出される形になる。

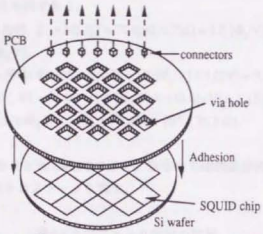


図5-25 1枚ウェーハ上に製作したsingle wafer SQUID

この方式の特長は、1チャンネルづつアセンブリするタイプに比べ、各センサ間の位置関係が正確、キャリブレーションが簡単、実装が簡単、センサアレイを小さな構造物にできる、Monolithic Gradio- or Magnetometer に向くなどである。4インチWafer上に集積できるSQUID数は、クロストークを考えると、せいぜい50チャンネル程度であるが、このシステムを幾つか組み合わせることで、複雑な曲面にフィットすることも可能と思われる。

本節ではその予備実験として3×3の9チャンネルのアレイでのクロストークの評価を行なった。素子は7.2mm□の素子[2]を11mmピッチで並べたものに、via hole経由でPCBにボンディングし、図5-26のような構成にした。一番左が#1であり、一番手前が#7である。それぞれのチャンネルにFLLをかけた状態で1つのチャンネルのフィードバックコイルに信号を入れたとき、他のチャンネルにどのくらいクロストークが出るかを計測した。

図5-26 3×3 SQUIDアレイ.

チャンネルiとチャンネルjのクロストークの計測手順

1. 各chにそれぞれFLLをかけ、Mfを測る。
2. 磁束電圧感度 β [Φ_0/V]をβ = Mf /Rfで計算する。
3. 既知信号Vjをch-jに加える。例えばVj = 1.0Vpp -10Hzで行う。
   (ch-jの入力磁束はΦj = βj Vjになる。)
4. ch-iの出力にはクロストークによりVjが発生しているのでこれを測定する。
5. Φi = βi ViによりΦiを計算する。

求めるべきクロストークはΦi /Φj = βi Vi /(βj Vj)になる。

確認のためVj = 1.0Vpp -1Hzでも同じ計測を行なって容量性の結合が無いことを確認する。

以下はその具体例である。

#1 Mf = 77.8pH, β1 = Mf /Rf = 77.8pH /4.7kΩ = 8.0 [Φ_0/V].

#3 β3= 7.7 [Φ_0/V].

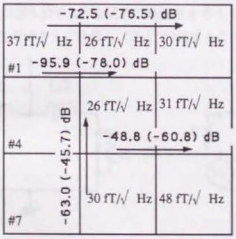
V3 = 1.0Vpp-10Hz #3, Φ3 = β3 V3 = 7.7 [Φ_0/V]$\times$1.0[V] = 7.7 [Φ_0].

V1 = 143.6 μV, Φ1 = β1 V1 = 8.0 [Φ_0/V]$\times$143.6[μV] = 1.15 [mΦ_0].

Φ1 /Φ3 = 1.15 [mΦ_0] / 7.7 [Φ_0] = 1.494$\times 10^{-4}$ = 76.5 dB.

測定の結果をまとめて表5-3に示す。数字は矢印の向きのクロストークを表す。括弧内の数字は矢印と逆向きのクロストークを表す。

表5-3 クロストーク測定の結果



もっとも悪いのは#5から#8へのクロストークでこれは45.7dBである。もっとも良かったのは#1から#2への95.9dBである。なお磁束雑音も同時に計測したが26から48 fT /Hz$^{0.5}$の間の値であった。これは環境の雑音も計測しているためと考えられる。結局、各チャンネル間のクロストークは46dBから96dBであり、満足できる値である。素子形状とレイアウトから計算した値より大きく、主なクロストークは素子間ではなく、ケーブルどうしの間であることが分かった。

この節ではDrung型SQUIDを1枚ウェーハ上に製作したsingle wafer SQUIDを提案し、その予備実験として3×3の9チャンネルのアレイでのクロストークの評価を行なった。また各ch間のクロストークは45dBから90dBであり、満足できる値である。主なクロストークは素子間ではなく、ケーブルどうしの間であると想像される。

5章後半 ループ数の検討とClover Leaf SQUID

前節までは非対称電流注入法により電流感度が小さくなり、結果として電流性ノイズによる磁束分解能の低下を防げることを示してきた。以降の節では、非対称電流注入法の別の利点を探るという立場から検討を加えていく。具体的には非対称電流注入法によりAPFと同様に磁束電圧変換率が向上し、SQUIDの特性が改善することを示す。この方式では制御すべきパラメータが少ないので製作が容易になるという特長がある。

以下の節では、まず最初にマルチループのループの枚数を減らしたほうが特性が良くなることを示し、チップ面積を減らせる可能性を示す。次に非対称電流注入法を採用したときのdcSQUIDの最大電流の変調深さを求め、次にI-V特性を双曲線近似から求めて磁束電圧変換率を計算する。最後にこれらの結果をもとに実際にループが4枚のSQUIDを製作し、その特性を評価する。SQUIDは前節までのものを改良して寸法も小さくしたものである。また、このSQUIDの性能評価の一環として生体磁場計測も行なった。

5-9 Multiloopの磁場分解能Bn の計算 [10]

この節では、半径rでn枚のループを持つDrungのMultiloopのSQUIDについて磁場分解能の計算式を導出する。その結果をもとにループの枚数を減らしたほうが良いということを定性的に示す。

まずアンプのノイズVnaと固有ノイズVniを求める。Vnaは室温アンプを使うかぎり最良のもので

$$Vna = 0.5\ nV/Hz^{0.5} \tag{5-21}$$

程度である。Vniは図5-27のような構成で熱雑音を考える。左の抵抗と右の抵抗は相関のない白色ノイズを出すので左だけ考えて計算し、あとで2倍することにする。

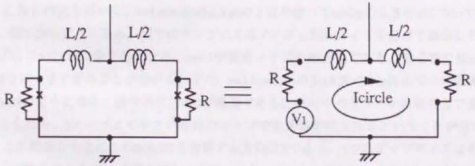


図5-27

角周波数ωで帯域1Hzで考えるとV1に$(4kT)^{0.5}$の電圧が発生することになる。この電圧信号はRのインピーダンスで分割されて直接出力に電圧を発生すると同時に、SQUIDループに電流I_{circle}が流れ込み、磁束LI_{circle}を発生することによっても電圧を発生する。前者(Vnv)後者(Vni)はそれぞれ

$$V_{nv} = \frac{1}{2}\sqrt{k\,T\,R} \tag{5-22}$$

$$V_{ni} = \frac{\partial V}{\partial \Phi} L\ I_{circle} = \frac{\partial V}{\partial \Phi} L \frac{1}{j\omega L + 2R} \sqrt{k\,T\,R} \tag{5-23}$$

であるのでこれらを足し合わせ、2倍すると固有電圧ノイズVniが出る。

$$V_{ni} = \left(1 + \frac{\partial V}{\partial \Phi} \frac{2L}{j\omega L + 2R}\right)\sqrt{k\,T\,R} \tag{5-24}$$

次に$\partial V/\partial\Phi$を求める。I-V曲線を双曲線近似すると$\frac{\partial V}{\partial\Phi}[V/Wb]=\frac{2}{\Phi_0}\frac{R\,I_c\sqrt{1+2\beta}}{1+\beta}[V/Wb]$　を得る。ただし、ここで$\beta=\frac{2LI_c}{\Phi_0}$である。

さらに磁束分解能Φnを求める。電圧ノイズVnはアンプノイズVnaであるとしても固有ノイズVniであるとしても、いずれも以下の議論は成り立つ。最後に(5-21)または(5-22)を代入することとする。

$$\Phi_n\left[Wb/\sqrt{Hz}\right]=\frac{V_n\left[V/\sqrt{Hz}\right]}{\left(\partial V/\partial\Phi\right)\left[V/Wb\right]}=V_n\frac{\Phi_0}{2}\frac{1+\beta}{R\,I_c\sqrt{1+2\beta}} \tag{5-25}$$

次に磁場感度Sを求める。磁場感度SはSQUIDループに1Wbの磁束を入れるためには、何Tの磁束密度が必要かで定義される。Multiloopの場合、ループ1つ1つに1Wbの磁束を入れなければならない。従って、$S=\frac{n}{\pi r^2}[T/Wb]$　を得る。

最後に磁場分解能Bnを求める。上の結果を使って、

$$B_n\left[T/\sqrt{Hz}\right]=S\left[T/Wb\right]\Phi_n\left[Wb/\sqrt{Hz}\right]=\frac{n}{\pi r^2}V_n\frac{\Phi_0}{2}\frac{1+\beta}{R\,I_c\sqrt{1+2\beta}} \tag{5-26}$$

の式に$\beta=\frac{2LI_c}{\Phi_0}$を代入し、スポーク部のインダクタンスを無視して、$L\cong\frac{2\pi r\mu_0}{n^2}$の近似を用いると

$$B_n=\frac{V_n\,n\,\Phi_0}{2\pi I_c R r^2}\frac{\left(1+\frac{4\pi I_c\mu_0 r}{n^2\Phi_0}\right)}{\sqrt{1+\frac{8\pi I_c\mu_0 r}{n^2\Phi_0}}} \tag{5-27}$$

を得る。

これらの式を用いて、r=4 mm,Ic=3 μA,R=7.5 Ωを使ってω=2πのときのnについて最適値を求めると、図5-28のようになる。図ではアンプによるノイズと固有ノイズを分けて表示してあるが、総合ノイズはこの2つの2乗平均になる。n=11が固有ノイズの最適値であり、総合的にはn=1が最適でありn=8では大きすぎることが分かる。また、r=3.6 mm,Ic=9.5 μA,R=7.5 mΩについて最適値を求めると、図5-29のようになる。総合的にはn=2が最適である。従ってパラメータの取り方で最適値は変わってくるものの、8ループより小さい枚数のループで最適値が得られるということが分かる。

この結果をもとにこのSQUIDを改善する方向は2つある。1つはチップサイズはそのままで素直にループ数を減らしてノイズを減らす方向、もう1つはチップ全体を小さくして感度の落ちる分をループ数減により改善してノイズは同じに保つという方向である。5章後半では後者の改善を試みた。

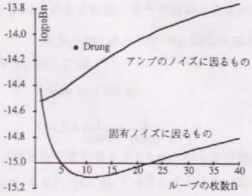


図5-28

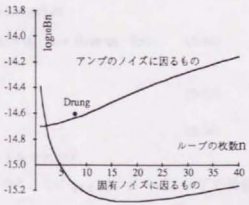


図5-29

5-10 SQUIDの最大電流の変調深さ

この節と次の節で、非対称電流注入法が5章前半で述べたようなメリットの他に、$\partial V/\partial\Phi$を大きくする効果のあることを示す。まずこの節ではSQUIDで「2つの臨界電流I_1, I_2が等しいときは、電流注入位置がどこにあっても(インダクタンスの対称非対称に依らず)、閾値曲線にみる最大電流の変調深さは変わらない」ことを示す。また閾値曲線が対称の閾値曲線のAffine変換になっていることも示す。以下にその計算をしてみよう。

まずSQUIDループの中の磁束の量子化条件は

$$2\pi n = \varphi_1 - \varphi_2 + 2\pi\frac{\Phi_e}{\Phi_0} + 2\pi\frac{L_1 I_1}{\Phi_0}\sin\varphi_1 - 2\pi\frac{L_2 I_2}{\Phi_0}\sin\varphi_2 \qquad (5\text{-}28)$$

である。この式は $\beta_1 = 2\pi\frac{L_1 I_1}{\Phi_0}$, $\beta_2 = 2\pi\frac{L_2 I_2}{\Phi_0}$, $\phi_e = \frac{\Phi_e}{\Phi_0}$ とおくと、

$$2\pi n = \varphi_1 - \varphi_2 + 2\pi\phi_e + \beta_1\sin\varphi_1 - \beta_2\sin\varphi_2 \qquad (5\text{-}29)$$ となる。

一方、SQUIDの最大電流値と外部磁場は

$$I(\varphi_1,\varphi_2) = I_1\sin\varphi_1 + I_2\sin\varphi_2 \quad と \qquad (5\text{-}30)$$

$$2\pi\phi_e = \varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2\sin\varphi_2 - \beta_1\sin\varphi_1 \quad で表される。 \qquad (5\text{-}31)$$

すなわち φ_1 と φ_2 のパラメータが $(-\pi, \pi)$ の範囲を走り回るとIとϕのセットができるわけである。閾値曲線は(2)式の拘束の下で(3)式を最大にする φ_1 と φ_2 のパラメータセットを求めることで得られる。これは、ラングランジュの未定定数法で求められており、結果は

$$\varphi_2 = \cos^{-1}\left[\frac{-1}{I_2(I_1\cos\varphi_1) + \beta_1}\right] \text{、ただし}\beta_1 = \beta_2 + \beta_1\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \text{となる。} \qquad (5\text{-}32)$$

さて、I1 とI2 が等しい場合は $i = I/I1 = I/I2$とおいて、(5-30), (5-31), (5-32)式は

$$i = \sin\varphi_1 + \sin\varphi_2 \qquad (5\text{-}30')$$

$$2\pi\phi_e = \varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2\sin\varphi_2 - \beta_1\sin\varphi_1 \qquad (5\text{-}31')$$

$$0 = \beta_1 + \beta_2 + \frac{1}{\cos\varphi_1} + \frac{1}{\cos\varphi_2} \quad となる。 \qquad (5\text{-}32')$$

上の命題は、この条件で非対称インダクタンスの閾値曲線が対称の閾値曲線のAffine変換になっていることを証明すればよい。

$$\beta_1 + \beta_2 = \beta,\ \beta_1 = p\beta,\ \beta_2 = (1-p)\beta \qquad (5\text{-}33)$$

とおくと、pが異なる2つの閾値曲線がお互いにAffine変換になっていることが示せればよい。因みに、$p = 0.5$のとき対称、そうでないとき非対称である。(4') は

$$2\pi\phi_e = \varphi_2 - \varphi_1 + \beta\sin\varphi_2 - \beta p(\sin\varphi_2 + \sin\varphi_1) = \varphi_2 - \varphi_1 + \beta\sin\varphi_2 - \beta p\, i \qquad (5\text{-}34)$$

となり、(3'), (5')は

$$i = \sin\varphi_1 + \sin\varphi_2 \qquad (5\text{-}35)$$

$$0 = \beta + \frac{1}{\cos\varphi_1} + \frac{1}{\cos\varphi_2} \qquad (5\text{-}36)$$

$p = p$のときの解のセットと$p = p^*$のときの解のセットをそれぞれ

$(\varphi_2, \varphi_1, i, \phi_e)$, $(\varphi_2^*, \varphi_1^*, i^*, \phi_e^*)$とすると(7), (8)から分かるように $\varphi_2 = \varphi_2^*$, $\varphi_1 = \varphi_1^*$, $i = i^*$の関係があ

る。また、磁束については(6)から

$$2\pi\ \phi_e^* = \varphi_2 - \varphi_1 + \beta \sin\ \varphi_2 - \beta p^* i = 2\pi\ \phi_e - \beta i\ (p - p^*) \tag{5-37}$$

の関係がある。すなわち下のような関係になり、2つの閾値曲線がお互いにAffine変換になっていることが示された。また図5-30はこの結果をもとに対称注入と非対称注入のそれぞれの閾値曲線を示したものである。

$$\begin{bmatrix} 2\pi\ \phi_e^* \\ i^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \beta(p - p^*) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2\pi\ \phi_e \\ i \end{bmatrix} \tag{5-38}$$

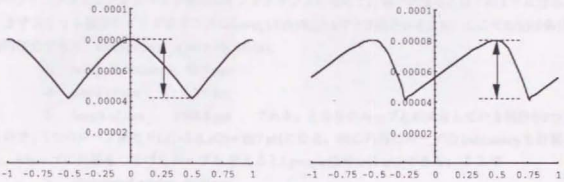


図5-30 対称注入(左図)と非対称注入(右図)のそれぞれの閾値曲線

5-11 非対称電流注入によるΦ-V曲線 [11]

前節のように変調深さについての計算方法が分かったのでこの節では具体的にSQUIDループインダクタンスL1 =745 pH, L2 = 0 pH　臨界電流値I1 = I2 = 10μA、シャントR1 = R2 = 16Ω のパラメータを選択して∂V/∂Φが大きくできることを示す。

閾値曲線をもとにI-V曲線を双曲線近似で計算してVを求め、それをΦの関数としてプロットしたものが図5-31(a)である。なお、R1,R2が発生する雑音の効果も計算に含めてある。結果はAPFを用いた場合と同様に左の傾斜がきつく、右側の傾斜が緩やかになっている。図5-31(b)は同時に∂V/∂Φを計算したものである。最大で298μV/Φ_0までの値が得られることが分かる。

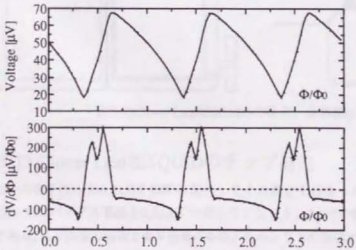


図5-31(a) Φ–V曲線(上の図)

図5-31(b) Φ–∂V/∂Φ特性(下の図)

5-12 Clover Leaf SQUID [12]

前節までの結果をもとに電流が非対称に注入され、4枚のループをもつマルチループを考案したのでこの節ではそれについて述べる。

その構造を図5-32(a)に示す。全体の大きさは5mm□に収まり、8ループのものに比べ収率の改善が見込める。チップサイズを小さくしたことによる感度の低下をループ数の改善で補おうという設計である。中心部の拡大を図5-32(b)に示す。電流注入がループに対して非対称になっていることが分かる。形状からこのSQUIDをClover Leaf SQUID(CLS)と呼ぶことにする。なおこのときのSQUIDループインダクタンスをスリット部分のインダクダンスも含めて計算で見積ると以下のようになる。

まずスリット部分のインダクダンスは$Ls=\mu_0 l K(k)/K((1-k^2)^{0.5})$で表される[13]。ここでK(k)は第1種楕円積分であり、$k=d/(d+2w)$、$\mu_0=4\pi 10^{-7}$ [H/m]、

w　width of conductor　98.5 μm

d　width of slot　3.0 μm

l　length of line　1998.5 μm　である。となりのループとの共有している部分が2つあるので、1つのループあたり$Ls1=2\ (Ls/2) = 667$ pHになる。次に外周のループの inductance を計算する。4ループの外周をつなげたループを考えると$Lp=\mu_0\ a\ (2/\pi)\ \ln(2\ a/c))$である。ここで

a　diameter of washer　4000 μm

c　width of line　200 μm　であり、1ループあたり$Lp1 = Lp/4 = 2.95$ nH である。

結局、1つのループあたりのtotalでは$(Ls1+Lp1)$、4ループ並列接続では$Lt = (Ls1+Lp1)/4 = 905$ pHと見積られる。

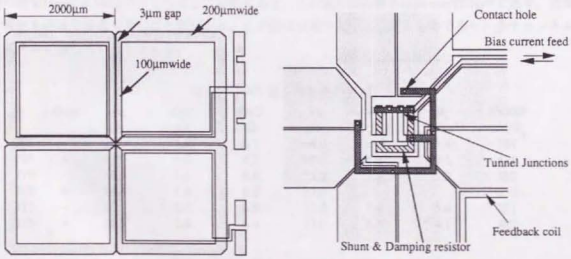


図5-32Clover Leaf型SQUIDの構造。全体図(a)と中心部拡大図(b)

5-13 Clover Leaf型SQUIDのチップ測定

3つの素子(J05, J10, J15)を実際に製作してその測定を行なった。

図5-33はバイアス電流を0.3μAずつ変えてプロットしたJ05のΦ-V曲線、図5-34は同じくJ05のI-V曲線である。I-V曲線の屈曲とΦ-V曲線のΦ軸方向のシフトの関係がよく分かる。またΦ-V曲線の左傾斜が前節で予想された結果と同様にきつくなっていることも分かる。これらは電流注入位置の非対称

によるものである。また磁束-磁場感度は校正用のコイルを用いて測定したところ0.639nT/Φ_0を得た。これは素子パラメータに依存せずSQUIDループ形状だけで決まるものである。

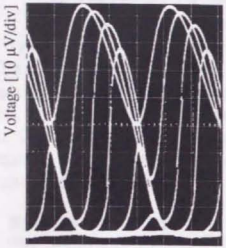


図5-33 J05のΦ-V曲線

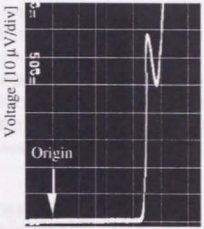


図5-34 J05のI-V曲線

3つの素子の特性を測定した結果を下の表5-3に示す。ΔIcは変調深さを表している。J10では右傾斜の192μV/Φ_0が左傾斜の259μV/Φ_0に改善している。(表では便宜上左傾斜を+、右傾斜を-と表示してある)Bnも4fT/Hz$^{0.5}$程度の値が得られている。この効果も電流注入位置の非対称によるものである。

また多チャンネルの場合空間分解能も重要なパラメータであるので、ここで検出面積と磁場分解能の積をFigure of Meritのひとつとして定義すると、このSQUIDの場合は64 mm^{2}fT/Hz$^{0.5}$であり、空間分解能も磁場分解能も良いことが分かる。この値は従来のSQUID上回るものであり、多チャンネルシステムに適しているといえる。

表5-3　3つの素子の特性の要約

#	slope	2Ic	△Ic	Rn/2	Vs	Φ_n	B_n	dV/dΦ
		μA	μA	Ω	μV	μΦ_0/Hz$^{0.5}$	fT/Hz$^{0.5}$	μV/Φ_0
J05	-	17.0	1.6	6.7	68.0	10.0	6.4	161
J05	+	17.0	1.6	6.7	68.0	6.2	4.0	415
J10	-	14.4	1.4	6.8	53.0	9.3	5.9	192
J10	+	14.4	1.4	6.8	53.0			259
J15	-	16.5	1.5	6.8	73.0	8.4	5.4	271
J15	+	16.5	1.5	6.8	73.0	6.4	4.1	489

またVsは値が最大になるようにバイアス電流Ibを調整して測定したがこのときのIbはIb/2Ic=1.03程度であり、双曲線近似の示す"Ib/2Ic=1の時にVs最大"とほぼ一致する。帰還コイルとSQUIDの間の相互インダクタンスMfiは1.29nHとかなり大きく多チャンネルにしたときに隣のチャンネルとのクロストークを軽減できる。

設計でのSQUIDループインダクタンスLsは905 pHであったが、実際はどうであろうか?変調深さから見積もったLsは平均1120 pH、標準偏差σ=180 pHである。図5-33でバイアス電流の変化ΔIb =1.8 μAによるΦ軸方向のシフトΔΦ=0.4 Φ_0からLs(ΔIb/2) = ΔΦの関係を用いてLsを見積もるとLsは934pHになる。結局200pH程度の寄生インダクタンスがあるようだ。

また固有雑音との比較のため以下の計算を行ってみた。アンプあるいはバイアス回路からの雑音は(5-39)、熱雑音は(5-40)で表される。

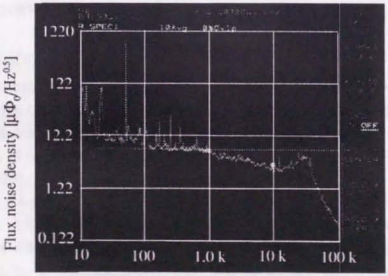
$$\Phi_a^2 = V_n^2 / (\partial V/\partial\Phi)^2 + I_n^2 / (\partial I_b/\partial\Phi)^2 = \Phi_V^2 + \Phi_I^2 \qquad (5\text{-}39)$$

$$\Phi_i^2 = 2\, I_{th}^2\, L_s^2 = (4\, k_B\, T/Re)\, L_s^2,\ Re = Rd//Rs//Rs = (2/3)R \qquad (5\text{-}40)$$

ここでVnは電圧性雑音、I_nは電流性雑音、I_{th}は抵抗の熱雑音である。I_sとして1120 pH、I_nとして実測した8.88 pA/Hz$^{0.5}$を用い、$\partial\Phi/\partial I_b$としてΦ-V特性から読みとった値(+側で0.362 μΦ_0/pA、-側で0.072 μΦ_0/pA)を用いて計算した。結果を表5-4に示す。計算値$(\Phi_V^2+\Phi_I^2+\Phi_i^2)^{0.5}$と実測値$\Phi_n$とは良い一致を示す。#J05+と#J15+とのケースでは$\partial V/\partial\Phi$は十分大きくアンプの電圧性雑音と固有雑音は同程度である。しかし同時に電流性雑音も増しており、更なる改善はバイアス電流をまた別のコイルからSQUIDに結合させるなどの方法(Bias Current Feedback)を導入するのが良さそうである。なお、図5-35にJ05の磁束雑音の周波数特性を示す。

表5-4　計算された磁束雑音と実測した磁束雑音*の比較

chip	Φ_I	Φ_V	Φ_i	$(\Phi_V^2+\Phi_I^2+\Phi_i^2)^{0.5}$	Φ_n
#J05-	0.6	9.0	2.8	9.4	10.0*
#J05+	3.2	3.5	2.8	5.5	6.2*
#J10-	0.6	7.6	2.8	8.1	9.3*
#J10+	3.2	5.6	2.8	7.0	
#J15-	0.6	5.4	2.8	6.1	8.4*
#J15+	3.2	3.0	2.8	5.2	6.4*



$\Phi n = 6.2\ \mu\Phi_0/Hz^{0.5}$

$Bn = 4.0\ fT/Hz^{0.5}$

図5-35 J05の磁束雑音の周波数特性

5-14 CLSQUIDによる聴性誘発脳磁

前節まではCLSの基礎特性について調べてきたがこの節ではこのSQUIDで果たして誘発脳磁が測定できるものかどうか確認する。

実験のセットアップは以下のようである。チップはデュワー底面に平行に底面から約4mm設置した。頭表の法線方向の磁場を測ることができるセットアップである。FLL回路の出力をFilter(Gain 10×, Filter 0.1 ～ 50 Hz, Notch有りに設定)とAmp(Gain 50×, Filter 1 ～ 1000 Hzに設定)で受けて信号を取り込んだ。音刺激装置は1kHz音を立ち上がり10ms, 持続400ms, 立ち下がり10msでランダムで発生さ

せた、クリスタルイヤフォンから約1mのエアチューブを経由して被験者の右耳に導入した。左側頭部を狙って測った。またS/N比をかせぐために100回刺激によるアベレージングを行った。計測は磁気シールドルームの中で行なった。CLSはマグネトメータであるため誘発脳磁以外の信号、例えば自発脳磁や心磁も拾ってしまうので注意を要する。そこで対照実験(コントロール)をするために以下のような5セットの計測を行なって測定の有意性を確認しながら行なった。即ち(被験者あり,音刺激あり)を2セット、(被験者あり,音刺激なし)を1セット、(被験者なし,音刺激あり)を1セット、(被験者なし,音刺激なし)を1セットの合計5セットである。

図5-34に結果を示す。表示は30点移動平均をとったものである。これは30msのwindow, 33HzのSinc関数filterに相当する。トリガーの立ち上がり(0 ms)から約120msのところにピークが現れている。

したがってCLSは脳磁計測に用いることのできる5mm□のSQUIDチップであるということができる。

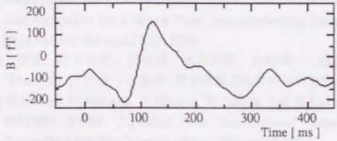


図5-34横軸: 時間 [Full scale 500 ms]縦軸: 磁場 [Full scale 485 fT]

第5章の結論

5章では磁場を直接SQUIDループが検出するタイプのものについて述べ、実装が容易で全体の大きさも小さくなることを示した。非対称電流注入法による雑音の低減を図り、電流感度を200分の1低減することができた。磁場分解能の評価も行ない4 fT/Hz$^{0.5}$の特性を得、実用上十分であることを示した。さらにシングルウェーハ型マルチチャンネルを提案しクロストークを測定し45dBより良い結果を得た。

またマルチループのループ数についてSQUIDの固有雑音とアンプの雑音の両方を考慮した検討を行ない、さらに非対称電流注入により磁束電圧関数を改善できることを確認した結果、Clover Leaf SQUIDを考案した。製作したSQUIDの評価によりアンプ雑音と固有雑音が同程度になっていることを確認した。またこのSQUIDは検出面積と磁場分解能の積をFigure of Meritのひとつと考えると、64 mm^{2}fT/Hz$^{0.5}$であり、空間分解能も磁場分解能も良いことが分かる。この章の素子を用いることにより256チャンネルシステムを試作した。

参考文献

[1]松田他 "Drung方式dc SQUIDの製作" 信学技報SCE92-66, pp.55-60, 1993.

[2]風見他"Drung型dc-SQUID磁束計の評価検討", 第8回日本生体磁気学会大会論文集, 東京, 1993, 6月, pp.54-58.

[3] D. Drung, R. Cantor, M. Peters, T. Ryhänen and H. Koch, "INTEGRAED dc SQUID MAGNETOMETER WITH HIGH dV/dB", IEEE Trans. on Mag., vol. 27-2, pp.3001-3004 (1991).

[4] H. Nakagawa, I. Kurosawa, M. Aoyagi and S.Takada, "Fabrication Process for a Josephson Computer ETL - JC1 Using Nb Tnnel Junctions", IEEE Trans. on Mag., vol. 27-2, pp. 3109-3112 (1991).

[5] M.Nakanishi, M.Koyanagi, S.Kosaka, A.Shoji, M.Aoyagi and F.Shinoki, "Integrated DC-SQUID Magnetometer" Jpn. J. Appl. Phys. 26, pp.1050-1055, July 1987.

[6]上原, 師岡, 松田, 河合, 水谷, 山崎, 塚田, 賀戸, "生体磁気計測用dc SQUID" 信学技報SCE92-52, pp.31-36, 1992.

[7] Gen Uehara, Naoki Matsuda, Kunio Kazami, Youichi Takada and Hisashi Kado, "Asymmetric Bias Injection Technique for a Drung Type Superconducting Quantum Interference Device" Jpn. J. Appl. Phys.Vol.32(1993)pp.L1735-L1738

[8]上原弦、松田直樹、河合淳、水谷直樹、山崎周一、塚田啓二、高田洋一、風見邦夫、賀戸久, "Drung式SQUID素子の製作" 電子情報通信学会技術報告 SCE93-40 (1993-10) pp.55-60

[9] G.Uehara, N.Matsuda, K.Kazami, Y.Takada, and H.Kado, "WAFER SCALE INTEGRATION OF DRUNG TYPE SQUIDS" 4th International Superconductive Electronics Conference Proceedings,Boulder,Colorado,August 1993,pp184-185.

[10]上原弦、師岡利光、賀戸久, "SQUIDインプットコイルの検討", 第7回日本生体磁気学会大会　論文集、pp.60-61,1992,6月.

[11]河合淳、上原弦、松田直樹、高田洋一、風見邦夫、賀戸久, "非対称にバイアス電流を注入したSQUID" 第41回応用物理学関係連合講演会、30pZT-16, 1994, 4月.

[12]松田直樹、上原弦、風見邦夫、高田洋一、賀戸久, "Clover Leaf SQUIDの試作" 電子情報通信学会超伝導エレクトロニクス研究会SCE93-41 (1993-10) pp.61-66

[13]Gupta et at al. , "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House, Inc, Norwood MA USA, 1979, pp.257 - 267.)

第6章　緩和発振型SQUID

6-1 はじめに

前章までのSQUIDは、64チャンネルあるいは256チャンネルということであったので、回路規模を小さくしたり、デバイスを単純化するなどの工夫により対応してきた。そこで用いたSQUIDは出力がアナログ電圧であり、多数のSQUIDセンサをアレイ状に並べるには信号線をSQUIDセンサの数だけ用意しなければならないが、256チャンネル程度までは対応することができた。しかしこれが500を越えるようなレベルになるともはやアナログの出力では対応できなくなる。本章ではこのような将来の展望のもとに磁束を周波数に変化するSQUIDを検討したのでそれについて述べる。

このタイプのSQUIDはマルチチャンネル化したときに周波数領域で多くのセンサ出力を多重化できる可能性をもっており、将来のデバイスとして期待されるものである。緩和発振型SQUIDは古くはトンネル接合ではなくマイクロブリッジを用いて研究がされてきた[1]。緩和発振をさせるためにはヒステリシスが必要であるが、マイクロブリッジはヒステリシスを持たないため動作温度を臨界温度まで高めて熱的に容量を持たせてヒステリシスを実現していた。そのため発振周波数が高々500MHzと低く磁束分解能が悪い、温度の安定性を確保するのが難しいなどの欠点があった。本章ではこの緩和発振型SQUIDを信頼性の高いNb/Al/Nbトンネル接合を用いて実現し、その原理、メカニズム、実験方法、特性の評価方法について述べる。

6-2 緩和発振型SQUIDの原理

緩和発振型SQUID(Relaxation Oscillation SQUID)の原理[1,2,3,4]

電流-電圧特性がヒステリシスを持つトンネル接合を含むSQUIDを直列接続された抵抗とインダクタでシャントして、直流電流を流すと、SQUIDのリングを貫く磁場の大きさに比例してその発振周波数が変化する発振器型のSQUIDが実現される。

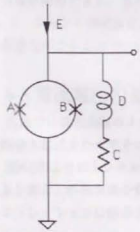


図6-1(a)　全体構成

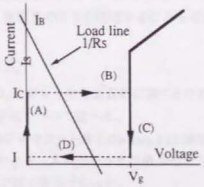


図6-1(b)トンネル接合の電流-電圧特性

図6-1(a)は全体構成を示す。2つのトンネル接合A,Bを並列に接続し抵抗CとインダクタDを直列に接続したものでシャントされている。Eは直流電流IBである。図6-1(b)はトンネル接合の電流-電圧特性でありヒステリシスを持っていることを示している。Icは臨界電流値、Rnはトンネル接合の常抵抗を表す。

図6-1において直流電流を加えると最初電流はトンネル接合A,B側に超伝導電流として流れ始める

(A)が電流値がIcになったときにトンネル接合A,Bは高抵抗状態になり(B)、今度は抵抗とインダクタのシャント側に流れ始める。これにより、トンネル接合に流れる電流値は減少する(C)。さらに減少し続けてImより小さくなるとトンネル接合は再び超伝導になる(D)。これらの4つのサイクルを繰り返すことにより緩和発振が起きる。接合に流れる電流の変化を示すと図6-2のようになる。発振周波数fはIc、Im、I、シャントのインダクタLs、シャントの抵抗Rsで決まり

$$f=\frac{R_s}{L_s}\ln\left(\frac{I-I_m}{I-I_c}\right) \tag{6-1}$$

で表せる。Relaxation Oscillation SQUIDは外部磁場によってIcが変調を受けることにより周波数が変化することを利用するものである。

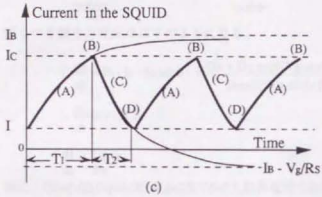


図6-2　接合に流れる電流の変化

Lsを小さくしRsを大きくするなどの方法で発振周波数を高くすることが可能であるが、高くすれば高くするほど変化する周波数範囲は増すので外部磁場に対する分解能は増加する。発振周波数の上限はトンネル接合の応答時間により決まるので数100GHz程度になる。このようにRelaxation Oscillation SQUIDでは磁場を周波数に変換して出力できるので、デジタル信号処理が容易になり、既存のジョゼフソンデジタル信号処理技術と組み合わせることにより、低温で完結するエレクトロニクスの実現が期待できる。また将来多数のSQUIDセンサをアレイ状に並べる時には、各センサ毎にIc、Im、I、シャントのインダクタLs、シャントの抵抗Rsのうちいずれかを少しずつずらしてやれば周波数多重化ができるので、1本の信号によって、室温まで信号を伝送することも可能である。

6-3 電流電圧の遷移の微分方程式

前節では緩和発振のメカニズムを概略説明したがもう少し定量的に調べるために電流電圧に関する微分方程式をたててそのメカニズムを探る手法について述べる。

図6-3のようにトンネル接合を接合容量と純ジョセフソン素子($I_j=I_c\sin\theta$)と準粒子抵抗の要素からなると考え、外部回路を負荷抵抗として考えたとき、スイッチングの様子がどうなるか検討する。シミュレーションは微分方程式をRunge-Kuttaで解く方法で行った。

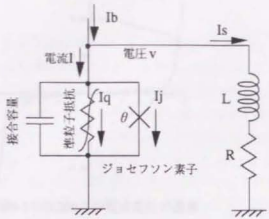


図6-3　Relaxation Oscillator

解くべき微分方程式は以下のようになる。

$$C\frac{dv}{dt} = Ib - Is - Io\sin\theta - v\frac{Gn + Gq\exp[(Vg-abs[v])/Vd]}{1+\exp[(Vg-abs[v])/Vd]} \tag{6-2}$$

$$L\frac{dIs}{dt} = v - R\,Is \tag{6-3}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{2\pi}{\Phi_0}v \tag{6-4}$$

仮に、Gn=0.02;Gq=0.001;Vg=2.8;Vd=0.1,臨界電流を0.04mA、接合容量を0.24 pHとすると、準粒子抵抗の電流電圧特性は図6-4のようになる。横軸は電圧(mV)、縦軸は電流(mA)である。

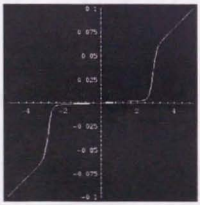


図6-4 準粒子抵抗の電流電圧特性

Lを1nH、Rを200Ωにしたとき

臨界電流ぎりぎりにバイアスしておき少しバイアスを増やしてやると図6-5のようにスイッチする。シミュレーションは1ps刻みで5nsまで行なった。直線を通らずに有限電圧にスイッチしているのは、負荷にインダクタンスがあるためである。また、これを時間ー電流の関係で表したものが図6-6である。ある一定の電流に落ち着くのが分かる。これはラッチモードである。

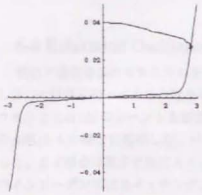


図6-5 1nH,200Ωの電流電圧の遷移

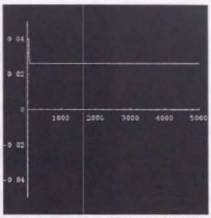


図6-6 1nH,200Ωの電流の時間変化

Lを1nH、Rを20Ωにしたとき

電流電圧の遷移は図6-7のようになる。インダクタンスは遷移が早いときにはハイインピーダンスに見える。この影響でギャップ電圧近くまで一端電圧が上昇する。そののちオーバーシュートして、抵抗Rで決まる安定点に落ち着く。また、電流の時間変化は図6-8のようになる。

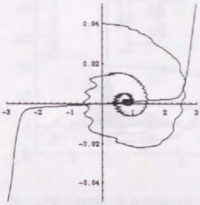


図6-7 1nH, 20Ωの電流電圧の遷移

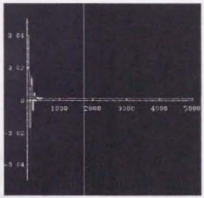


図6-8 1nH、20Ωの電流の時間変化

Lを1nH、Rを2Ωにしたとき

この時は緩和発振を始める。図6-9のスパイラルを描いている時間は、図6-10でばたばた振動している時間に対応している。図6-9の原点付近から3角形を描きながら、臨界電流値に近づいている時間は図6-10で指数関数的に上昇している時間に対応している。電流が臨界電流値に達すると再びスパイラルを描いて同じことが繰り返される。

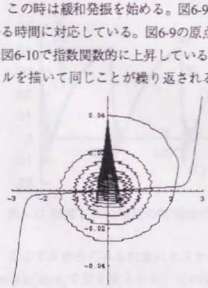


図6-9 1nH, 20Ωの電流電圧の遷移

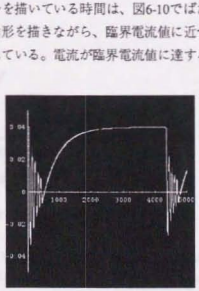


図6-10 1nH, 2Ωの電流の時間変化

6-4 Relaxation Oscillationのメカニズム

前節で緩和発振のメカニズムを数値計算によって解析する方法が分かったので、本節ではもう少し詳しく計算を行ってみる。結果を図6-11,12に示す。抵抗R=4Ω(ロードラインを決める)とインダクタンスL=1 nHのシャントを容量0.04-pFと非線形コンダクタンス(準粒子コンダクタンス、Fig. 1の点線)をもつ接合に接続した。バイアス電流Ibは臨界電流Ic=0.04 mAより20%大きいところに設定した。まず接合は電圧状態にスイッチしてVg=2.8 mVの電圧を発生する。このときインダクタンスのインピーダンスはスイッチングスピードから計算してほとんどopenに見えるからである(A)。次にロードラインと準粒子コンダクタンスの交点を目指して動き始める(B) つづけてリンギングが起こるがこれはすぐにおさまる(C)。このとき電流はほとんどインダクタンス側のブランチに流れている。そして時定数τ=L/Rでだんだん減衰して行き接合側のブランチの電流はだんだん増えていき最後にはIcに達する(D)。最終的には以上のプロセスが再び繰り返すことになり、緩和発振が起こる。

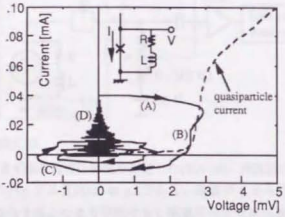


図6-11 計算されたI-V特性上の遷移のようす。

接合が電圧状態にある時間は非常に短いので発信周波数は以下のように表される [4]

$$F = \frac{R}{L}\left[\ln\left(\frac{I_b}{I_b - I_c}\right)\right]^{-1} \tag{6-5}$$

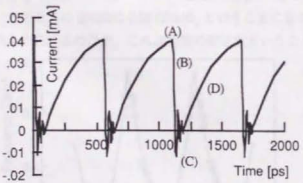


図6-12 計算された電流の時間変化. (A),(B),....などは図6-11のそれに対応する.

ここで単接合のある位置にヒステリシスのあるSQUIDを置き換えると,式(6-5)のIcはImax(Φ) = $Ic_1 \sin\theta_1 + Ic_2 \sin\theta_2$で置き換えられ、この素子は磁束電圧変換器として働く。ここで Ic_1, Ic_2, θ_1, and θ_2 はdcSQUIDの臨界電流値と位相差である。磁束が結合するとImaxは周期的に変調を受けそれが周波数

に(6-6)の形で反映される。

$$F = \frac{R}{L}\left[\ln\left(\frac{Ib}{Ib - Imax}\right)\right]^{-1},\ Imax = Imax(\phi). \tag{6-6}$$

6-5 発振スペクトラムの観測

図6-13はROSの発振スペクトラムの観測の模式図である。パラメータは2Ic=200 μA, SQUIDループインダクタンスはLs=15 pH, 抵抗とシャントインダクタンスはR=0.8 Ω, and L=1.3 nHである。チップは真鍮のブロックの上に置かれ10から50へのインピーダンス変換器を経由してセミリジッドケーブルに接続されている。出力は 47-dB アンプ (HP8447F)で増幅されそのスペクトラムはスペクトラムアナライザで(HP8566B)モニターされている。バイアス電流は乾電池から100kWのポテンショ経由で供給され、出力の高周波信号とはバイアスティーよって分離されている。

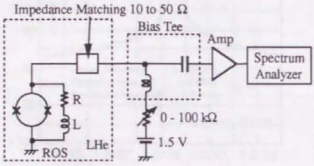


図6-13 ROSの発振スペクトラムの観測の模式図

まず磁束周波数特性を測定した(図6-14)。周波数は磁束の増加とともに周期的に変化する。このときのバイアス電流は340 μAである。磁束が 0 から $0.5\Phi_0$まで変わると周波数は300 から 550 MHzまで変化する。つまり平均すると磁束周波数変換係数 $\partial F/\partial\Phi$は 0.5 GHz/Φ_0ということになる。図6-14の実線は式(6-6)から計算した理論曲線である。フィッティングパラメータは Ib=340 μA, Ic1=120 μA, Ic2=80 μA, L1=6 pH, L2= 9 pH, Ls= 15 pH, and R=0.33 Ωである。ここでL1 と L2 はLsの2つのブランチのインダクタンスである。フィッティングはR を除けば非常に良い。Rのずれはプロセスのばらつきによるものと思われる。バイアス電流が466 μAのとき周波数変化は 0.70 GHz から 1.19 GHzであった。このときの $\partial F/\partial\Phi$は 0.98 GHz/Φ_0 ということになる。高い磁束分解能はいかに周波数を細かく測れるかによるのだが、これは発振の安定度ということで次の節で議論される。

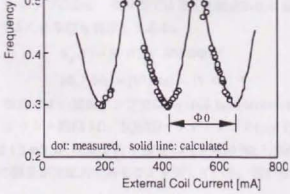


図6-14 磁束周波数特性

図6-15は1.016 GHzで発振させたときのスペクトラムである。データは max hold モードで 3 min とったものである。 周波数ドリフトは小さく 30 kHz in 3 min (30 ppm in 3 min)である。3 dBライン幅は10^5以下である。これは接合に信頼性の高いNb/Al/Nbトンネル接合を用いたためである。SSB位相雑音(Single side band phase noise[5])£(f) は図6-15から読みとると £(10 kHz)= - 40 dBc/Hz=10^{-7}/Hz and £(100 kHz)= -60 dBc/Hz= 10^{-8}/Hzである。周波数揺らぎ $S_f(f)$と£(f) の関係は(6-7)で表される[5]。

$S_f(f) = 2 f^2 £(f)$. (6-7)

これを用いて周波数揺らぎを計算すると$S_f(10\ \mathrm{kHz}) = S_f(100\ \mathrm{kHz}) = 2\times10^4\ \mathrm{Hz^2/Hz}$を得る。発振パワーは1 nWであるが計算値より100倍小さいが、これはマッチング回路が最適化されていないためと思われる。

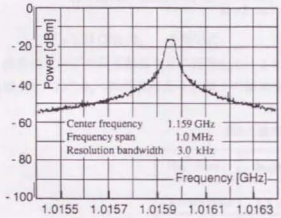


図6-15 発振スペクトラム

6-6 従来型のSQUIDと緩和発振型SQUIDの磁束分解能の比較

従来型のSQUIDと緩和発振型SQUIDの磁束分解能の比較をするためには素子の固有雑音とアンプの雑音を考慮する必要がある。素子固有雑音はどちらもほとんど同じと言われている。6] しかしアンプの雑音は電圧性の雑音であるか周波数揺らぎ雑音であるかの違いがある。では以下のパラメータで磁束雑音について見積を行なってみる。従来型SQUIDについてシャント抵抗5Ω、SQUIDインダクタンスLs = 15 pH 、臨界電流Ic = 100 μAとしてみた。このときシールディングパラメータ $\beta = 2Ls\,Ic/\Phi_0$ は1.5である。

A.固有雑音　従来型SQUIDの固有雑音は以下の式で表せられる [7]

$$S_\Phi(f) = 8\,k\,T\,Ls^2/Rs = 5.3\times10^{-15}\Phi_0^{\,2}/\mathrm{Hz} \qquad (6\text{-}8)$$

ここで k は Boltzman 定数、T は温度4.2 Kである。緩和発振型SQUIDの雑音はこれと同程度と見積られる。[6]

B.アンプの雑音　従来型では電圧性雑音Sv(f)は磁束換算すると以下の式で表される。分かりやすくするため単位も表示してある。

$$S_\Phi(f) = Sv(f)\times(\partial V/\partial\Phi)^{-2} \qquad (6\text{-}9)$$

$$[\Phi_0^{\,2}/\mathrm{Hz}] = [V^2/\mathrm{Hz}]\times[V/\Phi_0]^{-2} \qquad (6\text{-}10)$$

性能のよい室温アンプでは Sv (f)は f=10 Hzから1 kHzで $(0.5\ \mathrm{nV})^2$ /Hz程度である。

シャント抵抗 5Ω、SQUIDインダクタンスLs = 15 pH、臨界電流Ic = 100μAを仮定すると$(\partial V/\partial\Phi)$ は 1.3 mV $/\Phi_0$ 程度であり Sf (f)は 1.5 $\times10^{-13}\Phi_0^{\,2}$ /Hz程度である。これは固有雑音の30倍大きくアンプの雑音が支配的であることを示している。言い換えると測定された磁束雑音はかならずしも素子

固有雑音を示してはいないということである。

一方緩和発振型ではアンプの周波数揺らぎの雑音$S_F(f)$が問題でありこれは式(7)によって磁束雑音に換算される。これも分かりやすくするため式(8)に単位を示した。

$$S_\Phi(f) = S_F(f) \times (\partial F/\partial\Phi)^{-2} \tag{6-11}$$

$$[\Phi_0{}^2/\mathrm{Hz}] = [\mathrm{Hz}^2/\mathrm{Hz}] \times [\mathrm{Hz}/\Phi_0]^{-2} \tag{6-12}$$

ここで$\partial F/\partial\Phi$は式(6-6)から計算された値

$$\partial F/\partial\Phi = (\partial F/\partial \mathrm{Imax}) \times (\partial \mathrm{Imax}/\partial\Phi)$$

$$= \frac{2\beta R}{(1+\beta)(\mathrm{Ib}-\mathrm{Imax})\,L\,Ls\left[\ln\dfrac{\mathrm{Ib}}{\mathrm{Ib}-\mathrm{Imax}}\right]^2}$$

$$= 1.53\ \mathrm{GHz}/\Phi_0 \quad \text{を用いた。} \tag{6-13}$$

通常のアンプの周波数揺らぎの雑音$S_F(f)$は$2\times10^9\ \mathrm{Hz}^2/\mathrm{Hz}$ at f =100 Hz程度である[8]。従って$S\Phi(f)$は$8.5\times10^{-28}\ \Phi_0{}^2/\mathrm{Hz}$程度になる。以上の結果をまとめて表6-1に示す。

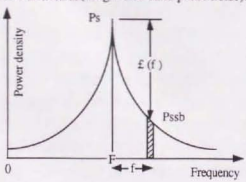
表6-1 磁束雑音の比較

$[\Phi_0{}^2/\mathrm{Hz}]$	Intrinsic	Amplifier
Conventional	5.3×10^{-15}	1.5×10^{-13}
ROS	5.3×10^{-15}	8.5×10^{-28}

緩和発振型ではアンプの雑音は固有雑音に比べて無視できるほど小さいことが分かる。言い換えると測定された磁束雑音は固有雑音であるといえる。この議論は周波数領域で信号が処理されるかぎり有効であるので、RLLを構成するときにF-Vコンバータなどで一端電圧に変換してしまうと以上のメリットは失われてしまう。ここで実際に測定された値で$\partial F/\partial\Phi = 0.98\ \mathrm{GHz}/\Phi_0$と$S_F(10\mathrm{kHz}) = 2\times10^4\ \mathrm{Hz}^2/\mathrm{Hz}$を式(7)に適用すると$S_\Phi(10\mathrm{kHz}) = 2.1\times10^{-14}\ \Phi_0/\mathrm{Hz}$を得る。また、$S_\Phi(100\mathrm{kHz})$についても同様に$2.1\times10^{-14}\ \Phi_0/\mathrm{Hz}$を得る。

付録

SSB位相雑音(Single side band phase noise)£(f)の定義は図6-Aのようである。



$$£(f) = \frac{\text{power density in one sideband Pssb}}{\text{total signal power Ps}}$$

図6-A　SSB位相雑音£(f)の定義

第6章の結論

6章では将来システムの規模が500チャンネル1000チャンネルになったときに対応できるデバイスを検討し、周波数出力型のSQUIDとして緩和発振型SQUIDを提案した。基礎特性と評価法の提案を行なった結果、磁束分解能としては0.14 $\mu\Phi_0/Hz^{0.5}$のポテンシャルがあることを示した。

参考文献

[1] M. Mück and H. Heiden, "Simple dc-SQUID System Based on a Frequency Modulated Relaxation Oscillator", IEEE Trans. on Magn., vol. 25, pp. 1151-1153, March 1989.

[2] Yu. V. Maslennikov, O. V. Snigirev, and A.V. Vasiliev, "Integrated-Relaxation-Driven Dc SQUIDs", in Proceedings of the 2nd International Superconductivity Electronics Conference ISEC'87, Tokyo, Japan, August 1987, pp. 144-146.

[3] J. Kawai, G. Uehara, N. Mizutani, Y. Kondo, N. Harada, and H. Kado, "Relaxation Oscillating SQUIDs Using Nb/AlOx/Nb Josephson Tunnel Junctions", in Proceedings of the 4th International Conference SQUID '91 (Sessions on Superconducting Devices), Berlin, Germany, June 1991, pp. 341-345.

[4] M. Mück, H. Rogalla, and C. Heiden, "Relaxation Oscillator for Switching and Local Oscillator Applications", in Proceedings of the 2nd International Superconductivity Electronics Conference ISEC'87, Tokyo, Japan, August 1987, pp. 197-199.

[5] G. S. Curtis, "The relationship between Resonator and Oscillator Noise, and Resonator noise measurement", in Proceedings of the 41st Annual Frequency Control Symposium, 1987, pp. 420-428. See also appendix.

[6] O. V. Snigirev, "Ultimate Sensitivity of the dc SQUIDs Using Unshunted Josephson Tunnel Junctions", IEEE Trans. Magn. vol. MAG-19, pp. 584-586, May 1983.

[7] M. B. Ketchen, "DC SQUIDS 1980: The State of the Art", IEEE Trans. Magn., vol. MAG-17, pp. 387-394, Jan. 1981.

[8] G. Uehara, H. Katakura, and S. Naito, "Magnetostatic Wave Oscillator", Jap. J. Appl. Phys., vol. 27, pp. L2108-L2111, Nov. 1988.

第7章 結論

従来の研究では、SQUIDチップとしては、Ketchen型SQUIDのように外部ピックアップコイルと組み合わせて用いるものと、Drung型のような直接磁場検出型の2通りがあった。Ketchen型においては、ユーザが必要な大きさのコイルを組み合わせて使えるという利点があるが、磁場感度が悪く効率的な使い方とはいえない。また、ピックアップコイルの大きさが大きくなりがちで空間分解能を悪くするという欠点や、チップとの接続が安定しないという欠点もある。しかしながら、グラジオメータなどの外部磁場の影響を排除する構成にしたいときには融通が利くという利点もあるので、長らく研究開発が進められ、使用もされてきた。

直接磁場検出型においては、磁場感度が上がり効率が良いという特徴があり、組立部品も少なく安定に多チャンネルシステムを構成するのに向いている。しかしながら、マグネトメータの構成になるので、外部磁場の影響を排除するには、高性能の磁気シールドルームと組み合わせるなどの構成にならざるを得ないという欠点がある。また磁場感度を上げるためにはチップの大きさが大きくなり、薄膜工程を経て生産するには1ウェーハあたりのチップ収率が上げられないという欠点もある。従って、ユーザの事情によってこれら2つのタイプを使い分ける必要がでてくる。

本研究ではこの2つの型のSQUIDについて研究を行なった。中規模のシステムに於ては、磁気シールドルームを簡易型にしたので、SQUID磁束計はグラジオメータでなければならない。従ってKetchen型のSQUIDを採用した。中規模とはいえ、64チャンネルというのは現状ではかなりのチャンネル数であり、部品点数を減らすなどの工夫により組立を容易にする構造でなくてはならない。したがって、SQUIDを磁気遮蔽するための部品、SQUIDの出力を増幅するためのLC回路などはなしで済ませられることが必要である。出力電圧も大きくSQUIDだけで磁気遮蔽の効果をもつようなデバイスが要求される。これらの要求に対して、ダブルワッシャ型の考案によりSQUIDチップを磁気遮蔽するためのNb管を不要にし、ピックアップコイルを薄膜化することでグラジオメータとしてのバランスを向上し、超伝導ワイヤボンディングによりピックアップコイルとの接続を安定化させた。

大規模のシステムにおいては直接磁場検出型を採用した。200を越えるチャンネル数を目指したため電子回路も大幅に簡略化される必要があった。従ってDOIT方式のような単純化された電子回路を用いることになるが、その場合DOIT方式のバイアス電流変動が磁束雑音になるという欠点を補うことのできるSQUIDの実現が重要であった。また、256チャンネルというレベルになると、測定対象のヒトの頭の表面にすべてのチャンネルを配列するためにはチップそのものが小さくなければならない。これは、空間分解能の点でも隣接チャンネルとのクロストークを低減するという点でも重要なことである。これらの要求に対して、バイアス電流非対称注入法を考案してバイアス電流揺らぎに対する安定性を向上させ、ループ数についての最適化を検討した。また従来の最適化はチップの固有雑音を最適化するという考えから、アンプの雑音は考慮されず、その結果としてβ=1という条件がながらく用いられてきた。本研究では実用的システムをつくるという立場から、アンプの雑音も含めた検討では、βが大きいときに最適値があることを見いだした。この結果、磁場分解能を損なわずにチップの占める面積を小さくすることが可能になった。

また、将来さらにチャンネル数が増えることが予想されるが、500あるいは1000という数字になると、ケーブルの数が増えて熱流入の問題でもはやアナログ出力のSQUIDでは実現が不可能である。そこではヘリウム温度で周波数軸上にすべてのセンサの情報を多重化する処理を行なうなどの新たな方式が必要とされてくる。その要求に対しては緩和発振型SQUIDの試作と評価を行った。

また、章の順を追って結論をまとめると以下のようである。

1, 2章において生体磁気計測の有用性を示し、それにはマルチチャンネルSQUIDセンサが不可欠であることを示した。またSQUID磁束計の原理と応用分野について説明し、超伝導センサ研究所で試作したマルチチャンネルSQUIDシステムの紹介も行なった。

3章ではSQUID素子製作に必要な薄膜プロセスを中心に述べた。Underlayer法の採用により、歩留まりよく特性の揃ったトンネル接合を得られるようになった。また酸化条件を変えることで臨界電流密度をコントロールできることを示した。

4章ではダブルワッシャ型SQUIDを提案し、従来必要とされていた素子遮蔽のためのNb管を不要にすることができた。一様磁場のキャンセル率の測定を行ない18500 nT/Φ_0を得、実用上十分であることを示した。ピックアップコイルとの組み合わせによる評価も行ない5.5 fT/Hz$^{0.5}$の特性を得た。これも実用上十分である。この素子により64チャンネルシステムが完成した。またこの素子の特性から非対称電流注入により磁束軸方向にシフトがおこる現象を見つけた。

5章では磁場を直接SQUIDループが検出するタイプのものについて述べ、実装が容易で全体の大きさも小さくなることを示した。非対称電流注入法による雑音の低減を図り、電流感度を200分の1低減することができた。磁場分解能の評価も行ない4 fT/Hz$^{0.5}$の特性を得、実用上十分であることを示した。さらにシングルウェーハ型マルチチャンネルを提案しクロストークを測定し45dBより良い結果を得た。さらに非対称電流注入により磁束電圧関数を改善できることも確認しClover Leaf SQUIDを考案し、4 fT/Hz$^{0.5}$の値を得た。アンプ雑音と固有雑音が同程度になっていることを確認した。また、従来の研究と比較するため検出面積と磁場分解能の積をつ1つのFigure of Meritとして定義すると、従来のものでは最高で160 mm^{2}fT/Hz$^{0.5}$だったのに対し、Clover Leaf SQUIDでは64mm^{2}fT/Hz$^{0.5}$であった。この章の素子により256チャンネルシステムを試作が可能になった。

6章では周波数出力型のSQUIDとして緩和発振型SQUIDを提案し、基礎特性と評価法の提案を行なった。磁束分解能としては0.14 μΦ_0/Hz$^{0.5}$のポテンシャルがあることを示した。

以上のことにより、高感度高機能磁場計測システムを構築するためのSQUIDを供給することができるようになり、64チャンネルあるいは256チャンネルの大規模なシステムを試作することができるようになった。

文献リスト

本論文に直接関係するもの

G.Uehara, T.Morooka, J.Kawai, N.Mizutani, and H.Kado
Characteristics of the Relaxation Oscillating SQUID with Tunnel Junctions
IEEE Trans.Appl. Superconductivity, vol .3 (1993) pp.1866-1869.

Gen Uehara, H. Katakura, S. Naitoh
Magnetostatic Wave Oscillator
Jpn. J. Appl. Phys.Vol.27(1988)pp.L2108-L2111

Gen Uehara, Naoki Matsuda, Kunio Kazami, Youichi Takada and Hisashi Kado
Asymmetric Bias Injection Technique for a Drung Type Superconducting Quantum Interference Device
Jpn. J. Appl. Phys.Vol.32(1993)pp.L1735-L1738

上原弦、賀戸久
超伝導量子干渉素子（SQUID）技術の現状
応用物理、Vol.61, No.5, pp.464-471 (1992).

G.Uehara, N.Matsuda, K.Kazami, Y.Takada, and H.Kado
WAFER SCALE INTEGRATION OF DRUNG TYPE SQUIDS
4th International Superconductive Electronics Conference Proceedings,Boulder,Colorado,August 1993,pp184-185

上原弦、師岡利光、松田直樹、河合淳、水谷直樹、山崎周一、塚田啓二、賀戸久
生体磁気計測用dcSQUID
電子情報通信学会信学技術報告SCE92-52,pp31-36(1992).

上原弦、松田直樹、河合淳、水谷直樹、山崎周一、塚田啓二、高田洋一、風見邦夫、賀戸久
Drung式SQUID素子の製作
電子情報通信学会技術報告 SCE93-40 (1993-10) pp.55-60

上原弦
Drung式SQUID
第8回日本生体磁気学会大会, vol.6, No.1, 1993, pp.50-53.

上原弦、賀戸久
最近のSQUID微小磁場計測技術
第31回日本エム・イー学会大会,p.122,1992 5月.

上原弦、賀戸久
超伝導センサ研究所でのマルチチャンネルSQUIDの開発
第11回スピニクス研究会1993.07.28

上原弦、師岡利光、賀戸久
SQUIDインプットコイルの検討
第7回日本生体磁気学会大会　論文集、pp.60-61,1992,6月.

上原弦、師岡利光、賀戸久
緩和発振素子の電流電圧遷移のシミュレーション
第53回応用物理学会学術講演会、16aC-3,1992,9月.

上原弦、風見邦夫、高田洋一、松田直樹、賀戸久
1枚のウエーハに積層されたSQUIDアレイ
第54回応用物理学関係連合講演会　28pZH-16,1993,9月

上原弦、松田直樹、河合淳、高田洋一、風見邦夫、賀戸久
非対称にバイアス電流を注入した SQUID
第41回応用物理学関係連合講演会、30pZT-16, 1994, 4月.

上原, 松田, 河合, 水谷, 山崎, 賀戸
ダブルワッシャSQUIDの一様磁場キャンセル率
第55回応用物理学会学術講演会、20aZS-5,1994,9月.

K. Kazami, Y. Takada, G. Uehara, N. Matsuda, H. Kado
Evaluation of Drung-Type Magnetometers for Multi-Chanel Systems
Supercond. Sci. Technol. vol.7 (1994) pp.249-252

K. Okajima, T. Komuro, N. Harada, A. Adachi, M. Ueda, A. Kandori, G. Uehara, H. Kado
A 64-channel dc-SQUID Magnetometer
IEEE 1993 Medical Imaging Conference(to be published)

K.Tsukada, J.Kawai, G.Uehara, and H.Kado
Relationship of the Nb surface morphology and the Al coverage to intrinsic stress of magnetron-sputtered Nb films
IEEE Trans.Appl. Superconductivity, vol .3, pp.2944-2946(1993).

K.Tsukada, S.Yamasaki, N.Mizutani, G.Uehara, H.Kado, (H.Akimoto, and T.Ogashiwa)
Proximity effects in superconducting wire bonding
IEEE Trans.Appl. Superconductivity, vol .3, pp.2965-2967(1993).

S.Yamasaki, T.Morooka, N.Matsuda, J.Kawai, N.Mizutani, K.Tsukada, G.Uehara, and H.Kado
Design and Fabrication of Multichannel DC SQUIDs for Biomagnetic Applications
IEEE Trans.Appl. Superconductivity, vol .3, pp.1887-1889(1993).

師岡利光、塚田啓二、足立確、原田尚彦、上原弦、賀戸久
多チャネルシステム用DC-SQUID磁束計の開発
電子情報通信学会論文誌vol. J77-D-II No.3 pp.160-163

J.Kawai, G.Uehara, N.Mizutani, Y.Kondo, N.Harada, and H.Kado
Relaxation Oscillating SQUIDs Using Nb/Al/Nb Tunnnel Junctions
Proceedings of the 4th International Conference SQUID'91,Berlin,pp.341-345(1991).

J. Kawai, G. Uehara, H. Kado
The Effects of the Self-Magnetic Fields in Relaxation Oscillation SQUIDs
SPIE's International Symposium on Optoelectronic and Microwave Engineering

K.Tsukada, T.Morooka, J.Kawai, N.Matsuda, N.Mizutani, S.Yamasaki, G.Uehara, and H.Kado
HYBRID SQUID PROBES USING 2-AND 3-DIMENSIONAL THIN FILM PICK-UP COILS FOR MULTICHANNEL BIOMAGNETIC SYSTEM
9th International Conference on Biomagnetism,Vienna,August 1993,pp.290-291

N.Matsuda, G.Uehara, K.Kazami, Y.Takada, and H.Kado
FABRICATION AND EVALUATION OF A DRUNG TYPE SQUID
4th International Superconductive Electronics Conference, Proceedings, Boulder, Colorado, August 1993, pp132-133

Y.Takada, K.Kazami, M.Ueda, G.Uehara, K.Tsukada, N.Matsuda, and H.Kado
EVALUATION OF KETCHEN TYPE DC-SQUID WITH ADDITIONAL POSITIVE FEEDBACK(APF)
4th International Superconductive Electronics Conference Proceedings, Boulder, Colorado, August 1993,pp178-179

近藤泰志、上原弦、河合淳、水谷直樹、原田尚彦、賀戸久
Nb/AlOx/Nbトンネル接合を用いたRelaxation Oscillating SQUID
電子情報通信学会超伝導エレクトロニクス研究会,SCE9-20,PP.31-36(1991).

松田直樹、上原弦、風見邦夫、高田洋一、賀戸久
Drung 方式dc SQUIDの製作
電子情報通信学会信学技術報告SCE92-66,pp55-60(1993).

松田直樹、上原弦、風見邦夫、高田洋一、賀戸久
Clover Leaf SQUIDの試作
電子情報通信学会　超伝導エレクトロニクス研究会SCE93-41 (1993-10) pp.61-66

河合淳、上原弦、賀戸久
Relaxation Oscillation SQUIDにおける自己磁場の影響
平成5年秋季第54回応用物理学関係連合講演会　28pZH-7,1993,9月

河合淳、上原弦、賀戸久
Q値の大きい Relaxation Oscillation SQUID
第41回応用物理学関係連合講演会

河合淳、塚田啓二、上原弦、賀戸久
Nb/Al-AlOx/Nbジョセフソン結合におけるストレスと界面の解析
第53回応用物理学会学術講演会、16pC-7,1992,9月.

原田尚彦、近藤泰志、上原弦、河合淳、水谷直樹、賀戸久
Relaxation Oscillating SQUIDの特性
電気学会マグネティクス研究会,MAG-91-209(1991).

原田尚彦、上原弦、近藤泰志、河合淳、師岡利光、賀戸久
Relaxation Oscillation SQUIDの特性
第7回日本生体磁気学会大会論文集、pp.74-77,1992,6月

山崎周一、師岡利光、松田直樹、河合淳、水谷直樹、塚田啓二、上原弦、賀戸久
生体磁気計測用多チャンネルDC SQUID（1）設計と製作
第53回応用物理学会学術講演会、16aC-6,1992,9月

師岡利光、上原弦、賀戸久
RO-SQUIDの磁束一周波数特性（Φ－f）
第52回応用物理学会学術講演会, 10p-RD-11, 1991,秋.

師岡利光、上原弦、賀戸久
SQUID磁束計の磁束密度分解能の最適化
第39回応用物理学関係連合講演会、28p-V-9,1992春.

師岡利光、塚田啓二、山崎周一、水谷直樹、河合淳、松田直樹、上原弦、賀戸久
生体磁気計測用多チャンネルDC SQUID(2) SQUIDを実装した平面型ピックアップコイル
第53回応用物理学会学術講演会、16aC-7,1992,9月.

松田直樹、上原弦、風見邦夫、高田洋一、賀戸久
Drung型dc-SQUID（1）素子作製と基礎特性
第40回応用物理学関係連合講演会　31pGC-15,1993,3月

松田直樹、上原弦、風見邦夫、高田洋一、賀戸久
Clover Leaf型SQUID-設計と製作-
第54回応用物理学関係連合講演会　28pZH-10,1993,9月

塚田啓二、山崎周一、水谷直樹、上原弦、賀戸久
ピックアップコイルとSQUIDの超伝導接続
第7回日本生体磁気学会大会　論文集、pp.90-91,1992,6月

塚田啓二、師岡利光、足立確、松田直樹、河合淳、山崎周一、水谷直樹、上原弦、賀戸久
生体磁気計測用平面型SQUIDプローブ
第40回応用物理学関係連合講演会　31pGC-13,1993,3月

小室貴紀、原田尚彦、上原弦、岡島健一、尾形久直、足立確、原川健一、風見邦夫、上田雅之、賀戸久
64chシステムの概要
第8回日本生体磁気学会大会, Vol.6,No.1,pp.32-35

風見邦夫、高田洋一、岡島健一、上原弦、松田直樹、賀戸久
Drung型dc-SQUID磁束計の評価検討
第8回日本生体磁気学会大会, Vol.6,No.1,pp.54-57

風見邦夫、高田洋一、松田直樹、上原弦、賀戸久
Drung型dc-SQUID（２）磁束計の評価
第40回応用物理学関係連合講演会　31pGC-16,1993,3月

風見邦夫、高田洋一、松田直樹、上原弦、賀戸久
Drung型dc-SQUIDのダイナミック抵抗
第54回応用物理学関係連合講演会　28pZH-6,1993,9月

風見邦夫、小室貴紀、高田洋一、上田雅之、上原弦、河合淳、松田直樹、尾形久直、樋口正法、春田康博賀戸久
256ch生体磁気計測システムの開発
電気学会マグネティクス研究会MAG-94-39

風見邦夫、塚田啓二、上原弦、賀戸久
生体磁気計測用多チャンネルDC SQUID (3) SQUIDセンサ用セラミックパッケージ
第53回応用物理学会学術講演会、16aC-8,1992,9月.

本論文に関連するもの

Gen Uehara, M. Nakanishi, K. Hara
Fabrication of the Weak-Link Josephson Junction on a Microstep
Jpn. J. Appl. Phys.Vol.22 (1983)p.544

G.Uehara, T. Takahashi, and S. Naitoh
DC SQUID Using Nb Thin-Film Point Contacs
International Superconductivity Electronics Conference Proceedings,Tokyo,Japan,August 1987,pp 273-276

Naoki Mizutani, Shuichi Yamasaki, Youichi Takada, Akira Adachi,Gen Uehara and Hisashi Kado
Fabrication and Evaluation of Superconducting Quantum Interference Devices with Nb/Al-AlOx-Al/Nb Edge Junctions
Jpn. J. Appl. Phys.Vol.33(1994)pp.L635-L638

J. Kawai, G. Uehara, T. Komuro, H. Kado
The Unstable Mode of a Relaxation Oscillator with a Josephson Junction
1993 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications
Proceedings of NOLTA'93

Y. Kikuchi, T. Tsunoda, S. Naitoh, T. Takahashi, G. Uehara
A Sound Feature Extraction Mechanism in Human Brain
6th International Conference on Biomagnetism,Tokyo,August 1987,pp.150-151

山崎周一、水谷直樹、上原弦、賀戸久
微小面積、高臨界電流密度ジョセフソン接合の作製
第54回応用物理学関係連合講演会　27aZH-9,1993,9月

塚田啓二、師岡利光、上原弦、賀戸久
超伝導Nbマイクロブリッジの低周波応答
第53回応用物理学会学術講演会、17aC-2,1992,9月.

高田洋一、風見邦夫、上原弦、塚田啓二、賀戸久
Additional Positive Feedback(APF)の磁束ノイズ特性
第54回応用物理学関係連合講演会　28aZH-10,1993,9月

高田洋一、風見邦夫、塚田啓二、岡島健一、上原弦、賀戸久
Ketchen 型dc-SQUIDを用いたAdditional Positive Feedback(APF)の特性評価
第8回日本生体磁気学会大会, Vol.6,No.1,pp.58-61

謝辞

本論文を執筆するにあたり、適切なアドバイスと親身のご指導をいただいた岡部洋一先生に感謝いたします。先生には論文執筆に取り掛かる以前より、学会発表などにいつも温かい評価と励ましをいただき、研究に前向きの考え方を保つことができました。また、論文執筆にあたり貴重なアドバイスをいただいた多田邦雄先生、神谷武志先生、斉藤忠夫先生、鳳紘一郎先生、浅田邦博先生に感謝いたします。

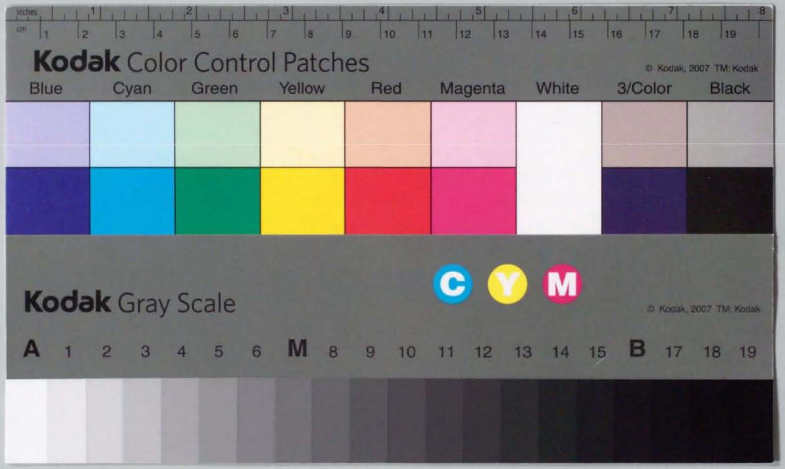
原宏先生には私の修士課程時代から大学助手の時代を通じて、物事の理解の仕方、研究のあるべき姿についてご指導いただきました。また先生には私のスローペースな仕事ぶりに対しても、ご寛容にも辛抱強く論文の執筆を勧めていただきました。

本論文は、横河電機で行なった研究と超伝導センサ研究所で行なった研究をまとめたものです。超伝導センサ研究所においては、賀戸久氏の直接の指導のもとに研究開発を行ない、本研究のベースとなる仕事をさせていただきました。多くの動機づけをしていただいたばかりではなく、研究を遂行するための様々な困難を取り除いていただき、研究開発に専念できたことを感謝いたします。遠藤栄一専務には弛まぬ激励をいただき、具体的な研究開発の進めかたについても有益なディスカッションをいただきました。また横河電機と超伝導センサ研究所の両方でお世話になった井深丹氏、河合淳氏に感謝いたします。井深丹氏には、超伝導センサ研究所で研究する機会を与えていただき、企業での研究の在り方について多くのご指導と研究の方向づけをしていただきました。河合淳氏には、横河電機と超伝導センサ研究所の両方で本研究の中心となったデバイスの製作と多くのディスカッションをしていただいたばかりではなく、常に明るく前向きに研究をする姿勢を示していただきました。

横河電機では、内藤誠一氏のもとで多くの仕事をすることができ、多くのディスカッションをしていただきました。また同じテーマで研究をした東野靖氏にはSQUIDについての理解を深めさせていただきました。超伝導センサ研究所においては、デバイスグループの師岡利光氏、松田直樹氏、水谷直樹氏、山崎周一氏、塚田啓二氏にデバイスの共同研究をしていただき、本研究の中心となるSQUIDの開発をしていただきました。また、様々なアイディアを出していただきました。高田洋一氏、小室貴紀氏、風見邦夫氏、近藤泰志氏を始めとするシステムグループの皆様には電子回路について協力をいただいたほか多くのディスカッションをしていただきました。尾形久直氏を始めとする冷却研究と磁気遮蔽研究のグループの皆様にはデバイス評価のための快適な環境を準備していただき、磁場源解析グループには生体磁気計測の方法を教えていただきました。高温超伝導研究のグループの皆様にも多くのディスカッションをいただきました。黒田富男氏を始めとする総務部の皆様と研究管理課の皆様には、雑事を色々と引受ていただき研究に専念することができました。

また、超伝導センサ研究所に出資している関係会社の皆様に感謝いたします。特に、研究所立ち上げ時期の困難なときにクリーンルームを快くお貸しくださった竹中工務店の海野健一氏、呂俊民氏、山崎慶太氏に感謝いたします。横河電機では、辛抱強く温かい応援をいただいた山中卓会長、山崎弘郎先生、中川脩一取締役、尾崎雄三課長に感謝いたします。

最後に、研究と論文執筆の期間を通じて、多くのサポートと激励をしてくれた妻、上原洋子に感謝いたします。


inches
cm
Kodak Color Control Patches
© Kodak, 2007 TM: Kodak
Blue
Cyan
Green
Yellow
Red
Magenta
White
3/Color
Black
C
Y
M
Kodak Gray Scale
© Kodak, 2007 TM: Kodak
A 1 2 3 4 5 6 M 8 9 10 11 12 13 14 15 B 17 18 19