

修士論文

# オンチップコイル付MAGFETの 電気的特性

2007年2月2日提出

指導教員 浅田 邦博 教授

東京大学大学院 工学系研究科 電子工学専攻

学籍番号 56448

橋本 紘和

# 目次

<b>第1章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究の背景と目的	1
1.2	磁気センサ	3
1.2.1	ホール素子	3
1.2.2	Split-current sensor	3
1.2.3	磁気抵抗素子	5
1.2.4	Inductance	5
1.3	距離計測への応用	6
1.3.1	三次元距離計測技術	7
1.3.2	光往復時間法	8
1.3.3	磁気センサの利用	9
1.4	本論文の構成	10
<b>第2章</b>	<b>オンチップコイル付 MAGFET の設計</b>	<b>11</b>
2.1	MAGFET の動作原理	11
2.1.1	ホール効果とローレンツ力	12
2.1.2	MAGFET の特徴	15
2.2	コイルによる磁界強度	15
2.3	オンチップコイルと MAGFET の位置関係	16
2.4	試作デバイス	18
2.4.1	広範囲一様磁界生成を目的としたデバイス	18
2.4.2	強磁界生成を目的としたデバイス	19
2.4.3	対称性を重視したデバイス	22
<b>第3章</b>	<b>オンチップコイル付 MAGFET の直流特性</b>	<b>24</b>
3.1	無磁界におけるトランジスタ特性の測定	24
3.2	外部直流磁界下における測定	29
3.3	オンチップコイルによる直流磁界を用いた測定	31
3.3.1	無磁界での MAGFET 諸特性の測定	33
3.3.2	コイル電流による直流磁界下での測定	34



---

3.4	測定のばらつきに関する考察 . . . . .	37
3.5	MAGFET 感度 . . . . .	42
3.6	飽和現象に関する考察 . . . . .	43
<b>第4章</b>	<b>交流磁界下での MAGFET による高速検波</b>	<b>49</b>
4.1	同期検波の原理 . . . . .	49
4.2	オンチップコイル付 MAGFET を用いた同期検波 . . . . .	51
<b>第5章</b>	<b>結論</b>	<b>53</b>
	謝辞	58

# 目次

1.1	磁界強度と磁気センサ [1]	2
1.2	磁気センシング：ホール素子	4
1.3	磁気センシング：Split-current sensor	4
1.4	磁気センシング：磁気抵抗効果とインダクタンス	5
1.5	三次元距離計測手法	8
1.6	光往復時間法	8
1.7	デジタル信号による同期検波	9
2.1	MAGFET:MAGnetic Field-Effect Transistor	12
2.2	ビオ・サバルの法則	16
2.3	線分電流によって発生する磁界	16
2.4	ゲート下におけるチャンネルと空乏層	17
2.5	メタル層を用いたコイル	18
2.6	コイル内の磁界分布	19
2.7	チップ写真 1	20
2.8	強磁界生成のための小さいコイル	21
2.9	チップ写真 2	22
2.10	試作デバイス：レイアウト図	23
3.1	測定デバイス 1：Concave 型 MAGFET	24
3.2	測定環境 1	25
3.3	V <sub>ds</sub> -I <sub>ds</sub> 特性 1	26
3.4	V <sub>gs</sub> -I <sub>gs</sub> 特性 2	26
3.5	測定デバイス 2：Concave 型 MAGFET	27
3.6	V <sub>ds</sub> -I <sub>ds</sub> 特性 2	27
3.7	V <sub>gs</sub> -I <sub>gs</sub> 特性 2	28
3.8	ドレイン電流差 (オフセット)	28
3.9	磁界の有無におけるドレイン電流差	29
3.10	磁界の有無におけるドレイン電流差：V <sub>gs</sub> =0.4~0.7[V]	30

---

3.11 オフセットを引いたドレイン電流差 . . . . .	31
3.12 MAGFET 感度： $S \times B$ . . . . .	32
3.13 チップ写真：測定デバイス . . . . .	33
3.14 測定デバイス構成 . . . . .	34
3.15 測定環境 2 . . . . .	35
3.16 測定環境 2：プローバ装置内 . . . . .	36
3.17 無磁界状態でのオフセットドレイン電流差 (a)(b) . . . . .	37
3.18 無磁界状態でのオフセットドレイン電流差 (c)(d) . . . . .	38
3.19 コイル電流 50mA での両ドレイン電流差 . . . . .	39
3.20 コイル電流による両ドレイン電流差の変化 . . . . .	40
3.21 測定積分時間によるばらつきの違い . . . . .	41
3.22 測定回数によるばらつきの違い . . . . .	42
3.23 MAGFET 感度： $S \times B$ . . . . .	43
3.24 コイル電流による両ドレイン電流差の変化 . . . . .	44
3.25 コイル電流の大きさと両ドレイン電流差の変化 . . . . .	45
3.26 コイル電流の有無における各ドレイン電流の変化 . . . . .	46
3.27 コイル電位による影響に関する測定回路 . . . . .	47
3.28 コイル内の Via Contact 位置 . . . . .	47
4.1 ギルバート乗算器 . . . . .	50
4.2 位相差と乗算信号の波形 . . . . .	51

# 表目次

1.1 磁気センサに関連する原理発見の歴史 [1] . . . . .	2
2.1 試作チップ概要 1 . . . . .	19
2.2 試作チップ概要 2 . . . . .	21
3.1 コイル電流とコイル中心磁界の大きさの関係 . . . . .	35
3.2 コイル電流と両ドレイン電流変化の割合および MAGFET 感度 . . . . .	43
3.3 コイル電流とチップ別の MAGFET 感度 . . . . .	45

# 第1章

## 序論

### 1.1 研究の背景と目的

地磁気をはじめとした磁気の実在は古くから知られており、磁場を検知するセンサは方位測定用の磁針にはじまり長い研究の歴史を有している。磁界と電気の関係が研究され始めたのは1830年代にさかのぼるが、その後様々な現象や効果が発見され、材料開発の進展とともに様々な磁気センサが開発されている。Table. 1.1に主な磁気センサの動作原理となる磁気現象・効果の歴史を、図 1.1に主な磁気センサとその測定範囲をまとめた[1]。これからもわかるように、磁気センサの動作原理となる物理現象には様々なものがあり、その測定できる磁界の強さも様々である。それぞれの原理に基づくセンサは、色々な工夫によって高感度化や小型化が重ねられているが、大幅な特性向上は新しい原理の発見や材料の開発によるところが大きい。

磁気センサは単に磁界を測定する磁界センサと、磁気特性を利用して力学量を電気信号として出力する磁気利用センサに大別される。前者は磁気測定器や磁気コンパス、電流センサなどを含み、センサの精度が大変重要となってくる。これに対して、後者にはポジションセンサ、角度計や速度計、圧力計などがある。磁気利用センサを用いて測定する力学量は様々あり、その測定対象によって磁気センサが取舍選択される。こういった磁気利用センサにおいては、磁気センサが単体で用いられることはほとんどなく、主として信号処理回路を加えた磁気センサシステムとして構築されるため、センサの精度に加えて信号処理回路との適合性もまた重要となってくる。従って、近年では、コストと性能の要求を満たし、電子工学に適合できるものがしばしば使われている。この要求を満たすものとして利用される物理現象は、電磁誘導・ホール効果・磁気抵抗効果などである。

これらの現象を利用した磁気センサは長い間研究されてきており、その応用に関しても研究は進んでいる [2]-[6]。

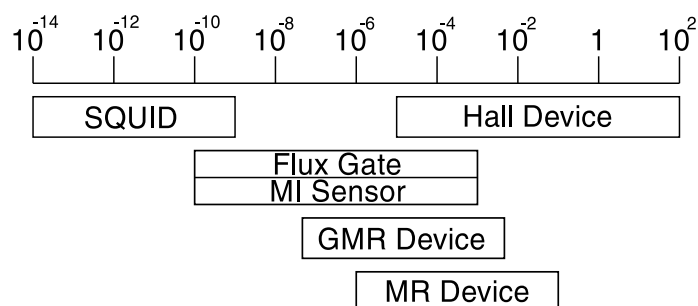


図 1.1 磁界強度と磁気センサ [1]

従来、磁界センサは外部磁界を検知する目的で使われ、磁気利用センサは永久磁石とともにその位置関係から力学量を抽出する。これらはどちらも外部空間中の磁界強度を測定するために磁気センサを使うことがほとんどである。

本研究では、磁界をチップ内のコイルで電氣的に制御し、それを磁気センサで検知するシステムについて検討する。オンチップコイルに高周波の変調信号を与え、この磁気信号と電流信号の同期検波を可能とするデバイスが期待できる。特にCMOSと親和性の高い磁気センサを用いることで、複雑な回路を用いずに同期検波が可能

表 1.1 磁気センサに関連する原理発見の歴史 [1]

Year	Discovered by	Principle	Magnetic Sensor
1831	Faraday	Induction	Search Coil
1842	Joule	Magnetostriction	Force Sensor
1845	Faraday	Magneto-Optical	Faraday Effect Device
1857	Thomson	AMR	AMR Device
1865	Villari	Magnetostriction	Force Sensor
1879	Hall	Hall Effect	Hall Device
1883	Kelvin	Magnetoresistance	Magnetoresistance Device
1911	Onnes	Superconductance	SQUID
1931	Thomas	Flux Gate	Flux Gate(FG) Sensor
1962	Josephson	Josephson Effect	SQUID
1966	Masumoto	Ferromagnetic Amorphous	FG Sensor, MI Sensor
1986	Bednorz,Muller	High-temperature Superconductance	SQUID
1988	Baibich	GMR	GMR Device
1993	Mohri	MI Effect	MI Sensor
1995	Miyazaki	TMR	TMR Device

となる。

## 1.2 磁気センサ

先述の通り、CMOS と親和性の高い磁気センサの原理には電磁誘導・ホール効果・磁気抵抗効果などがある。これらの原理を利用した磁気センサとして、ホール素子・Split-current sensor・磁気抵抗素子・Inductance などがある。

### 1.2.1 ホール素子

ホール素子は現在、最も広く使われている磁気センサであり、1879年にHallによって発見されたホール効果に基づいている[7]。これは、図1.2に示すように4端子を持つ半導体素子であり、輸送電流と外部磁界によってホール電圧が生じるものである。

ホール素子の利点として、基本特性が良いこと、構造や動作が単純であること、などが挙げられる。逆に欠点として磁界が無い状態でもホール電圧にオフセットがあること、 $1/f$ の影響を強く受けること、外部の温度によってばらつきがあること、などが挙げられる。広く使われている大きな理由としては、構造が簡単であるためにテクノロジーの進展に対しての特性劣化が少ないことが挙げられる。 $1/f$ 雑音に関しては、Spinning Current Technique[8]と呼ばれる手法で、その影響が大幅に抑制されることがわかっており、今後も広く使われていくことが予想される。

### 1.2.2 Split-current sensor

図1.3に示すように一端から入った輸送電流を2つに分けるような素子をSplit-current sensorという。基本的な原理はホール効果と同様であり、外部磁界によってローレンツ力を受けた伝導電子が一方の出口に偏るため、2つの電流をみることで外部磁界を検知することができる。

これをMOSFETに応用したものをMAGFET(Magnetic Field-Effect Transistor)と呼ぶ。MAGFETはドレイン端子を複数持っているMOSFETで、1980,90年代に様々な研究者によって解析され[9][10]、現在では形状を改良したものも提案されている

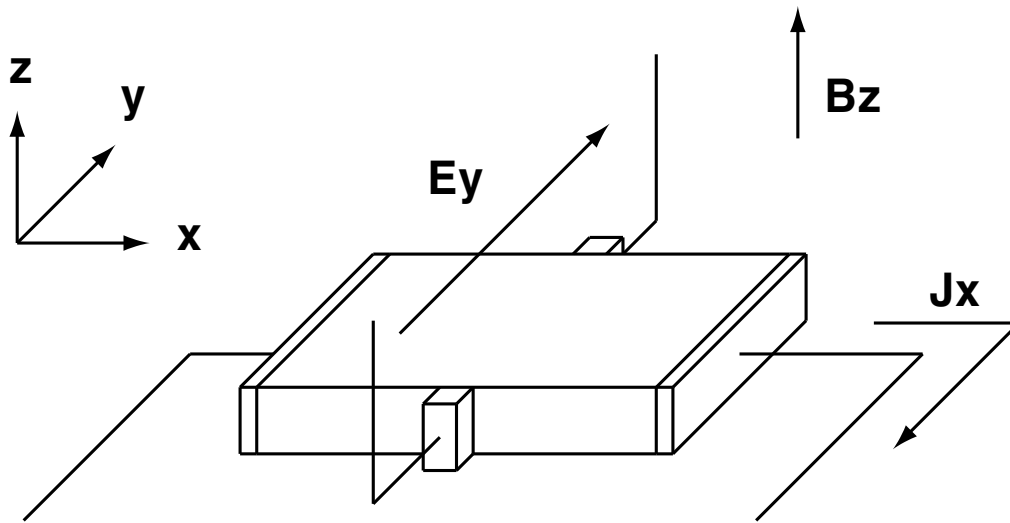


図 1.2 磁気センシング：ホール素子

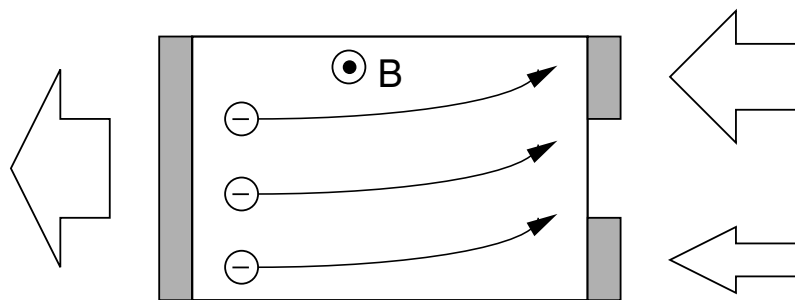


図 1.3 磁気センシング：Split-current sensor

[11]。

この Split-current sensor は先述の通り、外部磁界を電圧に変換するか電流に変換するかという点以外においては、ホール素子と基本的な特性は同じであるため、その特徴もほとんど変わりはない。従って、 $1/f$  雑音の影響を大きく受け、温度依存性が高いという問題を抱えている。しかし、テクノロジーの進歩に感度特性が影響されにくいという特長も持ちあわせている。



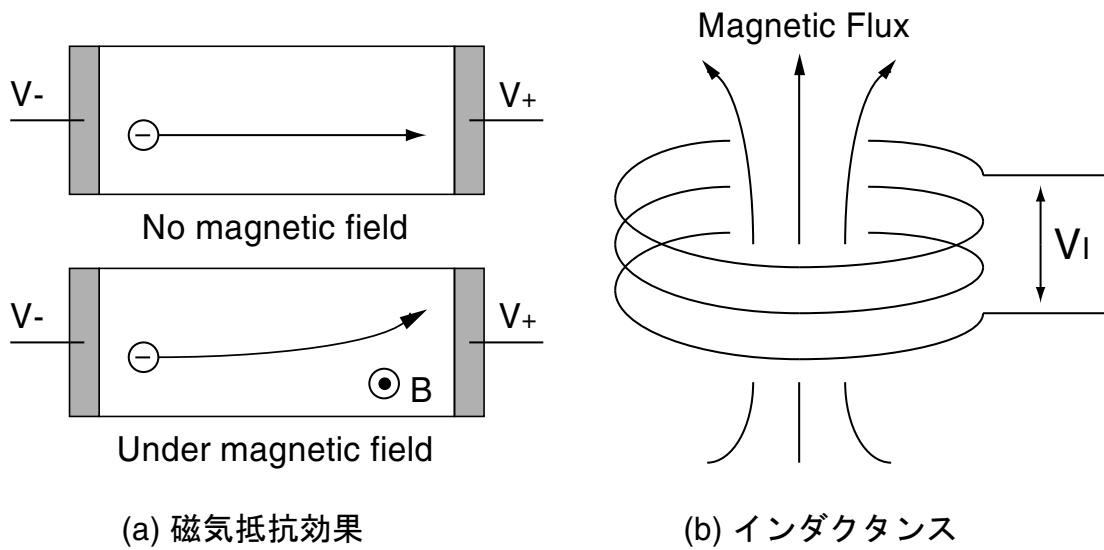


図 1.4 磁気センシング：磁気抵抗効果とインダクタンス

### 1.2.3 磁気抵抗素子

磁気抵抗素子は、抵抗値が磁界によって変化するもので、半導体、AMR、GMR などがある。

半導体型素子はホール効果と同様にローレンツ力を利用している。ローレンツ力によって電子の方向が変化すれば、図 1.4(a) に示すように電流の流れる道が長くなった分だけ電極間の電気抵抗が増加する。

磁気抵抗効果を利用する素子では移動度が大きいことが重要であり、材料としては InSb が最もよく使われているが、この材料は温度係数が高いという欠点を持っている。磁気抵抗素子は 2 端子素子であり、磁界に対して抵抗値が変化することが特徴であるため、その機能は磁界で動作する無接点可変抵抗機能が主であり、応用もほとんどその機能に限られている。ホール素子との大きな違いは原理的に磁場の方向に関する判定ができないことであるが、使い方によっては高磁界に対してホール素子よりもはるかに大きな出力電圧を得ることも出来る。

### 1.2.4 Inductance

インダクタンスを用いた方法は、ファラデーの電磁誘導の法則に基づいている。これは、図 1.4(b) に示すように磁束  $\Phi$  の中の  $N$  巻コイルの両端に電圧  $V_L = -N(d\Phi/dt)$  が現れるもので、これを用いたセンサシステム構成は、送信器・受信器・増幅器を

含む。コイルによって出力される電圧値は通常小さいため、増幅器が必要となる。

このセンサでは、コイルからコイルへの情報の非接触伝達が可能であるが、渦電流や表皮効果などの影響によるインダクタンス $L$ の変化が問題となる。また、コイルの感度を上げるために何周も巻くことがあるが、寄生因子が増加するという問題もある。

応用としては、アナログ出力を行うことで距離センサとして利用が可能であり、デジタル出力とすれば近接センサになる。近接センサはある一定距離内にあるかどうかを判定するセンサである。

### 1.3 距離計測への応用

近年、デジタルカメラを始めとしたカメラ撮像に対する人々の関心は深まってきている。また、コンピュータグラフィックスや映像技術の進歩も目を見張るものがあり、最近では3D映像を目にする機会も少なくない。こういった映像技術の発展は留まることを知らず、またそれらに対する関心は深まり、今後さらに映像の三次元化は進んでいくと考えられる。映像表現技術だけではなく、三次元の撮像技術も必要性を増してきている。ロボットの視覚を始めとして、物体認識や車間距離制御など、三次元の距離情報を取得する分野は多岐に渡っている。こういった応用分野に対して三次元距離計測技術には、正確なことはもとより、速度や機能など、様々な性能が要求される。

デジタルカメラに搭載されるイメージセンサには大別してCMOS型とCCD型がある。CCDは専用プロセスであり、CMOSに対して高画質なイメージセンサを実現できる。しかしながら、CCDは専用プロセスであるため、周辺の信号処理回路を同プロセスで混載できない。それに対してCMOSイメージセンサは、画質の面ではCCDに及ばないが、信号処理回路などのシステムを周辺に乗せやすいという特長をもっている。近年の集積回路技術の進歩により、チップ内の高集積化が急速に進んでいる。これに伴って、信号処理回路をセンサ周辺に作成することが可能となってきている。様々な性能が要求される三次元距離計測技術にとって、周辺回路を同プロセスで搭載できることは非常に重要である。

三次元距離計測技術として、現在最も一般的に使われている原理は三角測量法と呼ばれるものである。この手法を用いた計測法として光切断法やステレオマッチングなどが挙げられるが、これらの手法は物体の他に複数点の座標情報が必要とし、信号

制御や計算が複雑になるという問題を抱えている。光往復時間 (Time-of-Flight, TOF) 法もまた三次元距離計測手法のうちの一つであり、三角測量法が持っている上述のような問題を持たない。TOF 法に関する研究は、CCD[12]・CMOS[13][14] 共に報告されており、また、TOF 法を実際に用いてTV 撮像した報告 [15] もされている。こういったTV 撮像のようなりアルタイム撮像を可能とする高速動作は、計算量が少ないという TOF 法の特長の一つによるところが大きい。

本研究のデバイスはこの TOF 法に利用することが可能である。TOF 法に基づく距離計測においては、光速をもとに距離情報を算出しているため、センサ後段の信号処理回路における clock skew などの微小な時間の誤差が大きく影響する。MAGFET は受光素子の一つである Photo Gate としても働くことが可能であり、検波を行なう 2 信号のうち、磁気センサ内の電流に相当する信号に光電流を用いることが可能である。これにより、受光と検波を同時に行なう素子を実現でき、後段の検波回路を削減することが可能となる。

### 1.3.1 三次元距離計測技術

上述の通り、三次元距離情報の取得法として現在最も広く使われているのは三角測量法である。代表的な三次元距離計測法である光切断法は、図 1.5(a) に示すように、光を照射するプロジェクタと、その反射光を受光するカメラとで構成される。この時、距離情報取得を目標とする物体とあわせて空間上に三角形を構成し、距離情報を取得する。ステレオマッチング法は能動的に光を与えるプロジェクタの代わりにもう一台カメラを用意し、受動的に計測を行なう手法である。

これに対して、光往復時間 (Time-of-Flight, TOF) 法は図 1.5(b) に示すように、物体に光を照射し、その光が物体に反射して戻ってくるのに要した時間から距離情報を算出する手法である。これが三角測量法と大きく異なる点は、距離情報取得を目的とする物体の他に必要な座標点が 1 つであるという点である。このため、死角の問題や、投射光と反射光の密度差の問題がない。また、TOF 法は三角測量法に比べて計算量が少ないという特長も持っており、これは高速化という点において非常に優位である。

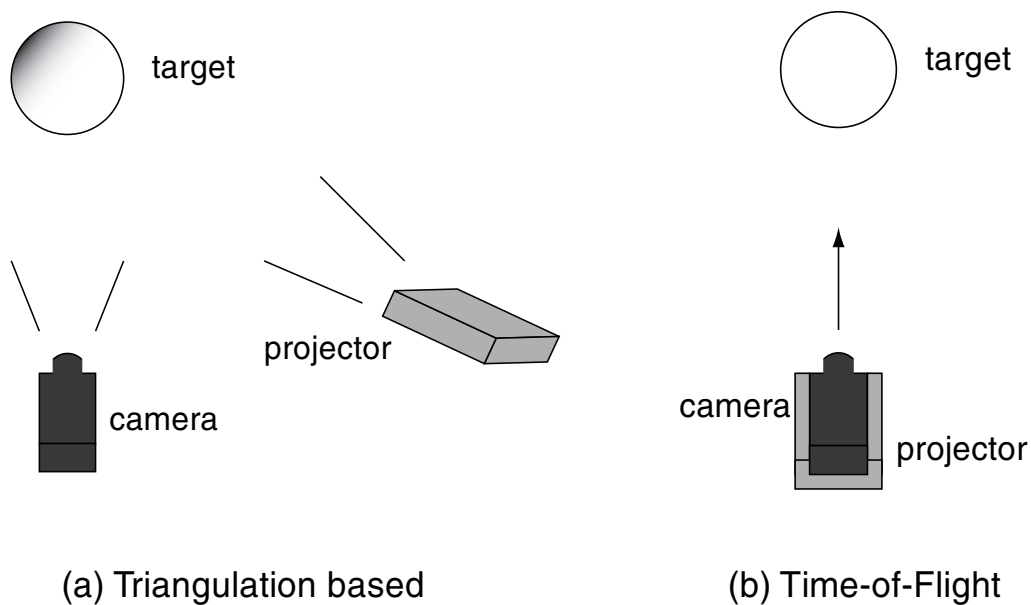


図 1.5 三次元距離計測手法

### 1.3.2 光往復時間法

光往復時間 (Time-of-Flight, TOF) 法は、距離計測を目的とする物体との間を光が往復するのに要した時間から距離を求める手法である。

図 1.6 に TOF 法の計測法を示す。

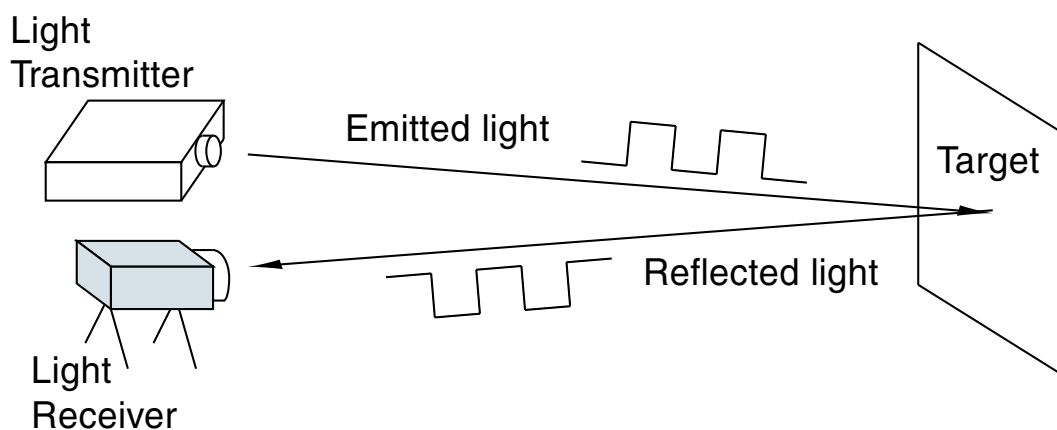


図 1.6 光往復時間法

まず、距離を計測する目標となる物体に光を照射する。照射された光が物体に反射し、戻ってきたその反射光をカメラで受光する。このようにして、光が物体との

間を往復するのに要した時間を測定することができる。この往復に要した時間から距離を求めるのがTOF法である。光が物体との間を往復するのに要した時間を  $t[s]$ 、光速を  $c[m/s]$  として、物体との距離  $d[m]$  は以下の式によって求められる。

$$d = \frac{1}{2}ct \quad (1.1)$$

光速は約  $3.0 \times 10^8 [m/s]$  であるので、時間  $1 [ns]$  は距離にして約  $15 [cm]$  に相当する。

### 1.3.3 磁気センサの利用

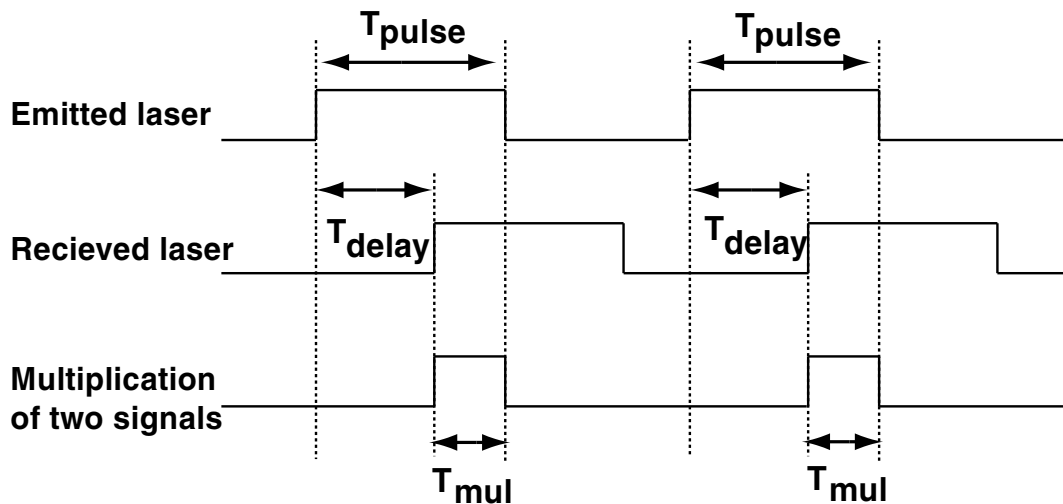


図 1.7 デジタル信号による同期検波

TOF法における往復時間は同期検波を用いて行なわれる [16]。投射光信号と反射光信号の往復時間は図 1.7 に示すように同期された 2 信号の位相差から求めることができるからである。

反射光によって生じた光電流と、投射光に同期した磁界信号とで、投射光と反射光の乗算結果を磁気センサの素子内で得られる仕組みが実現できる。

## 1.4 本論文の構成

第2章ではMAGFETの原理とその設計およびコイルの大きさと設計について述べる。実際に試作したチップについても説明を行なう。

第3章では設計を行なったオンチップコイル付MAGFETについてその直流磁界特性の測定結果と考察を述べる。

第4章では同期検波の原理とオンチップコイル付MAGFETによってそれが実現可能であることを説明する。

第5章で結論と今後の課題を述べる。

## 第2章

# オンチップコイル付 MAGFET の設計

本章では、オンチップコイル付 MAGFET の設計について述べる。

### 2.1 MAGFET の動作原理

電界効果トランジスタのドレイン端を2つに分けることで、そのトランジスタは磁気センサとして働く。磁界下において両ドレイン電流に差が生じ、その差分の大きさが外部磁界に比例するためである。MAGFET に関してはその特性を調べるもの [17][18] や、磁界の影響を考慮したシミュレーション法 [19] など、様々な研究が行なわれている。

#### Concave MAGFET

図 2.1(a) に示すような形をしたデバイスを Concave MAGFET という。Drain1・Drain2 で示される2つのドレインを持つ Concave MAGFET は、各々のドレインによって作られる2つの別々の MOSFET と同等のデバイスと考えることができる。従って、外部磁界が存在しない場合、2つのドレイン電流は理論的に等しくなる。しかし、ここに外部磁界が与えられると、輸送電流を構成する電子がローレンツ力を受け、2つのドレイン電流に差が生じる。この電流の差が外部磁界による変化として測定される。

#### Convex MAGFET

図 2.1(b) で示したものを Convex MAGFET と呼ぶ。基本的な動作原理は Concave 型と同じであるが、Convex 型は2つの Drain を分けるのに Gate を使っており、これは2つの別々の MOSFET と同等とは言えず、2つのドレイン間にも MOSFET が寄生

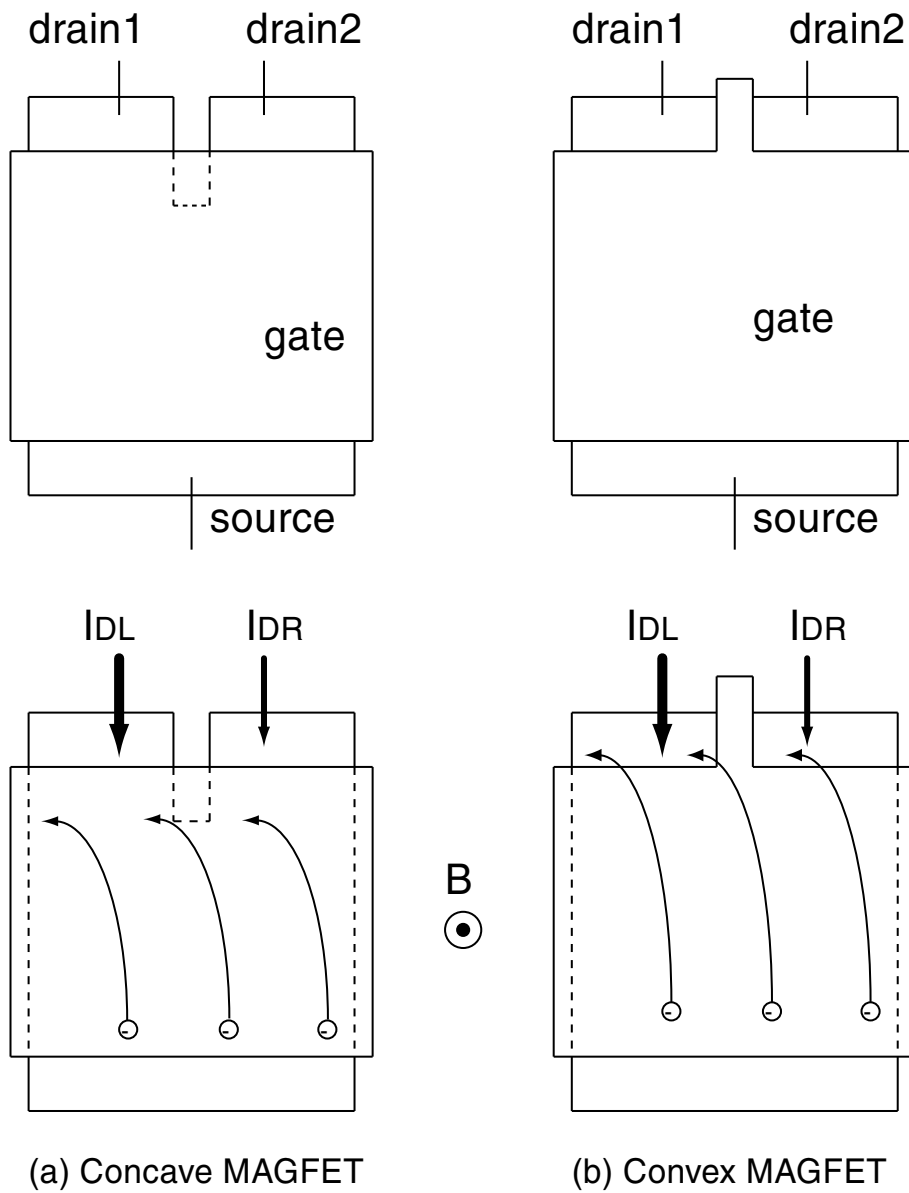


図 2.1 MAGFET:MAGnetic Field-Effect Transistor

トランジスタとして存在する。

### 2.1.1 ホール効果とローレンツ力

ホール効果は1879年にHallによって発見された現象で、図1.2に示すように、輸送電流  $J_x$  に対して直角に外部磁界  $B_z$  を与えると、キャリアがローレンツ力を受けて内部のキャリアに偏りが生じ、結果としてホール電界  $E_y$  を生じる [7]。



この電界  $E_y$  はホール係数を  $R_H$  として以下で与えられる。

$$E_y = R_H \times J_x \times B_z \quad (2.1)$$

また、一つ一つのキャリアが受けるローレンツ力  $F$  はキャリア速度  $v$ ・電荷素量  $q$ ・磁束密度  $B$  を用いて以下で与えられる。

$$F = q \times v \times B \quad (2.2)$$

MAGFET において外部磁界に比例した電流差が現れるのは、一つ一つのキャリアがローレンツ力を受け、その磁界の方向と強さに応じて軌道が曲がり、結果として複数存在するドレイン端にキャリア数の差が生じるためである。これは、一つ一つのキャリアの動きとして見ればローレンツ力による効果と考えることができるが、観測している電流信号の差分は、全体的なキャリアの偏りによるものとして扱えば、ホール効果に基づく現象であるといえる。

MAGFET の電流差信号の説明に先立ち、同様の原理で広く利用されているホール素子について説明を行なう。MOSFET によって実現されるホール素子における出力電圧はホール効果の理論式から導くことが出来る。

軸  $x, y, z$  を図 1.2 のように定義した時、輸送電流の方向  $x$  をドレイン-ソース方向とし、ゲートの面に直交する  $z$  方向に磁界が発生していると仮定する。まず、式 (2.1) に示すように、ホール電界  $E_y$  はホール係数  $R_H$ ・輸送電流  $J_x$ ・外部磁界  $B_z$  の乗算で与えられる。 $R_H$  はホール定数であり、 $\frac{1}{nq}$  で近似されることが知られている。さらに、

$$J_x = n \times q \times \mu \times E_x \quad (2.3)$$

$$E_x = \frac{V_{ds}}{L} \quad (2.4)$$

$$E_y = \frac{V_y}{W} \quad (2.5)$$

を用いれば、ホール効果によって現れる出力電圧は、

$$V_y = W \times \mu \times \frac{V_{ds}}{L} \times B_z \quad (2.6)$$

となる。

これは MOSFET をホール素子として利用した場合の電圧信号である。MAGFET における電流差信号も、キャリアの全体的な偏りとして見れば、このホール電圧に対

応した電流差が見られると考えられる。MAGFET においては信号は電流であるから、理論式としてホール電圧の式をそのまま用いることは出来ないため、MAGFET にはホール電圧の式と対応した理論式が以下で与えられる。

$$\Delta I = S \times I \times B \quad (2.7)$$

この  $S$  は感度 (Sensitivity) であり、一定磁界下において生じる電流差の輸送電流に対する割合を表す。

ホール電圧の式 (2.6) において、 $x$  軸方向 (ドレイン-ソース方向) の抵抗値を  $R_{ds}$ 、 $y$  軸方向 (ホール電圧生成方向) の抵抗値を  $R_y$  として、

$$V_y = \Delta I \times R_y \quad (2.8)$$

$$V_{ds} = I_{ds} \times R_{ds} \quad (2.9)$$

を代入すると、

$$\Delta I = \mu \times \frac{W}{L} \times \frac{R_{ds}}{R_y} \times I \times B \quad (2.10)$$

が得られる。

$R_{ds}$  が  $\frac{L}{W}$  に比例し、 $R_y$  が  $\frac{W}{L}$  に比例するとすれば、

$$\Delta I \propto \mu \times \frac{L}{W} \times I \times B \quad (2.11)$$

となる。

MAGFET の感度  $S$  は、

$$S = \frac{1}{2} \mu \frac{L}{W} G \quad (2.12)$$

とされており [2]、導出した式と比例関係が一致していることが確認できる。ここで、 $G$  は Geometry Correction Factor と呼ばれるものである。

$S$  と  $G$  に関しては、MAGFET の材質および形状による固有値であることは知られているが、設計の段階で理論式として導出される一般式としての定式化はされておらず、現在も研究が進んでいる [18]。

ホール素子におけるホール係数  $R_H$  が近似値  $\frac{1}{nq}$  として広く知られているのに対し、MAGFET の感度  $S$  が設計の段階で与えられない大きな理由は、半導体型ホール素

子と違い、MOSFET を扱っているためであると考えられる。半導体型ホール素子においては、面上に一様な抵抗が存在すると仮定できるが、MAGFET や MOSFET 型ホール素子については、内部の抵抗値を一様として計算することができない。

感度  $S$  は理論的に導出する式は与えられていないが、実験結果からの計算により、正方形型で一般に数 [%/T] であることが報告されている [10][18]。

### 2.1.2 MAGFET の特徴

MAGFET はホール素子に比べて、温度依存性やオフセットなどの問題が大きいことが知られている [2]。MAGFET とホール素子の大きな違いは、ホール素子が磁界を電圧信号に変換するのに対し、MAGFET は2つのドレイン間に流れる電流が変わり、この変化から外部磁界の情報を得る。この違いは非常に重要で、電圧か電流かによって周辺回路が変わってくる。磁気センサそのものの感度特性について言えば、MAGFET を改良することはホール素子の改良にも繋がるため、デバイスとして MAGFET がホール素子に対して感度特性を上回り、伸ばしていくことは難しいが、電気信号の違いや周辺回路の違いから、MAGFET がホール素子に対して優位になっていくことは可能である。

## 2.2 コイルによる磁界強度

図 2.2 に示すように、ある導体に電流を流すと磁界が生成される。この磁界は電流の方向と導体から観測点へ向かう方向との外積の方向を向いている。

曲線状に分布した電流が作る磁界を予測し、実験によって確認したものがビオ・サバールの法則 (Biot-Savart law) である。これは、ある点の磁界が曲線上の微小区間の作る微弱磁界の総和をとったもので与えられるというものである。微小区間  $\Delta s$  の作る微弱磁界  $\Delta \mathbf{B}$  は以下で与えられる。

$$\Delta \mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{I \Delta \mathbf{s} \times \mathbf{r}}{r^3} \quad (2.13)$$

$\Delta \mathbf{B}$  の総和が磁束密度にあたるので、曲線全体の電流がつくる磁界は

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \int \frac{I d\Delta \mathbf{s} \times \mathbf{r}}{r^3} \quad (2.14)$$

となる。

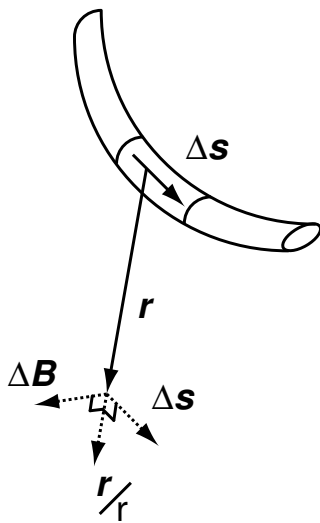


図 2.2 ビオ・サバルの法則

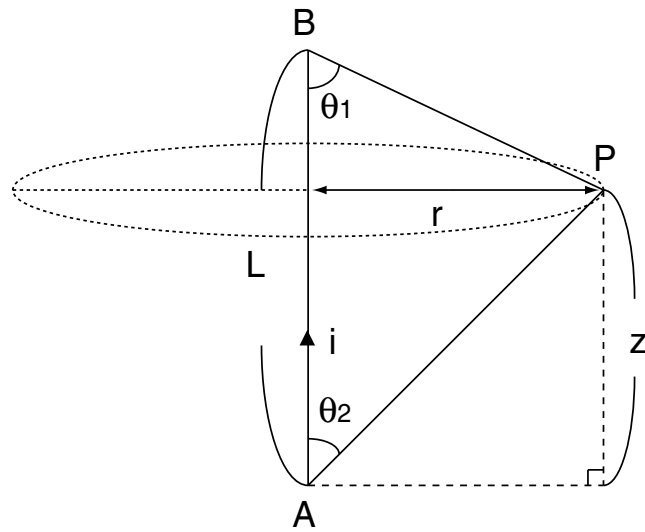


図 2.3 線分電流によって発生する磁界

さて、このビオ・サバルの法則を用いることで、図 2.3 のように線分電流 AB がある時、任意の点 P における磁界は、

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \quad (2.15)$$

と表される。 $\theta_1, \theta_2$  は直線 AP, PB が直線 AB と為す角である。

この理論式から、コイルの一边  $l[m]$  に対して電流  $I[A]$  を流すと、1 巻分で生成される中心の磁束密度  $B[T]$  は、

$$B = 8\sqrt{2} \times 10^{-7} \times \frac{i}{l} [T] \quad (2.16)$$

となる。コイルを小さくすれば磁界はそれに反比例して大きくなるのがわかる。

### 2.3 オンチップコイルと MAGFET の位置関係

外部磁界を検知するために磁気センサを使用する場合、磁気センサ部は通例外部磁界に対して微小面積である。従って、外部磁界は磁気センサに対して一様に存在するとして解析を行なうことができる。しかしながら、オンチップコイルで磁界生成を行なう場合、コイルと MAGFET の位置関係によっては一様な磁界とすることが出来ない。特に強磁界生成のためにコイルを小さくし、コイルの大きさが MAGFET

と同じ程度になると、ゲート下における磁界分布は決して一様とはいえない。

電流によって発生する磁界はその電流が流れている導体から離れば離れるほど小さくなっていく。従って、磁界と磁気センサを有効に使うためには、電流の流れている導体すなわちメタル層に近いところに磁界効果の大きな部分を配置すべきである。

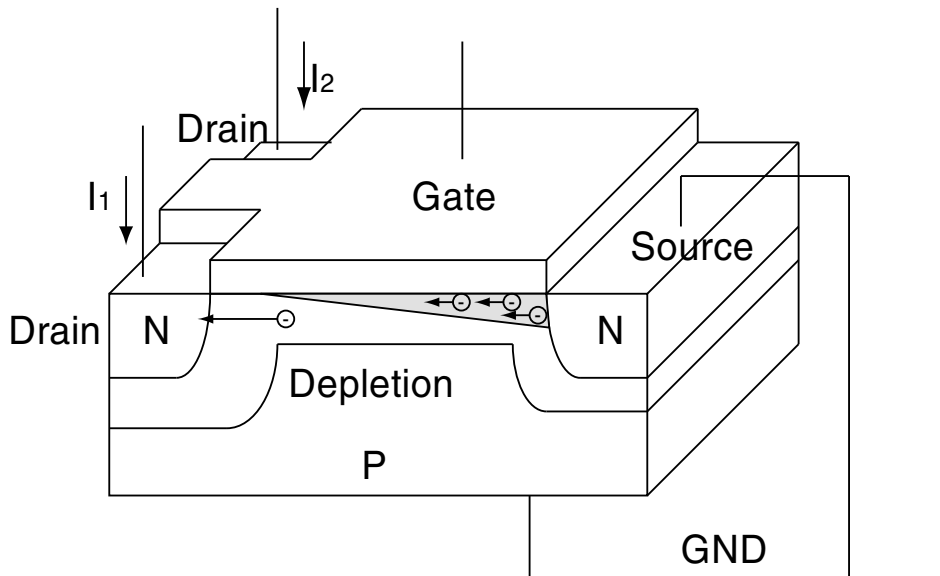


図 2.4 ゲート下におけるチャンネルと空乏層

MAGFETは磁気効果をもつ電界効果トランジスタであり、その磁気効果が得られるゲート下は一様ではない。チャンネルはソース側から徐々にのびていき、ピンチオフ後飽和領域に入る。図 2.4 に示すように、チャンネル内ではキャリアが非常に多く存在しているため、同じ電流が流れている状態では空乏層よりも1つ1つのキャリアの速度が遅い。キャリアに働くローレンツ力は速度に比例しているため、同じ電流・磁界下において、より大きな信号を得るためには、空乏層が広がっているドレイン近傍が最も磁気効果を大きく得られると考えられる。従って、コイルとMAGFETの位置関係としては、ドレイン近傍にコイルの導体部分が配置されるのが最も良いと考えられる。

## 2.4 試作デバイス

本節では実際に設計試作を行なったチップについて、その概要を説明する。

### 2.4.1 広範囲一様磁界生成を目的としたデバイス

前節で一様とはいえない磁界下における MAGFET の位置について述べたが、広範囲に一様磁界が広がれば複雑な磁界分布を考える必要はない。また、三次元距離計測への応用を視野に入れたとき受光部は大きい方がよい。本節では、以上の観点から広範囲に一様な磁界を生成することを目的として試作したデバイスについて説明する。

コイルが大きくなると生成できる磁界は小さくなってしまふ。しかしながら、検波部に一様な磁界を与えることができるという特長もある。大きいコイルでも十分な信号差が得られれば、磁気センサをアレイ化した場合でも各磁気センサに一様な磁界を与えることができる。将来的にはアレイ化も視野に入れているため、これは非常に重要な特性となる。

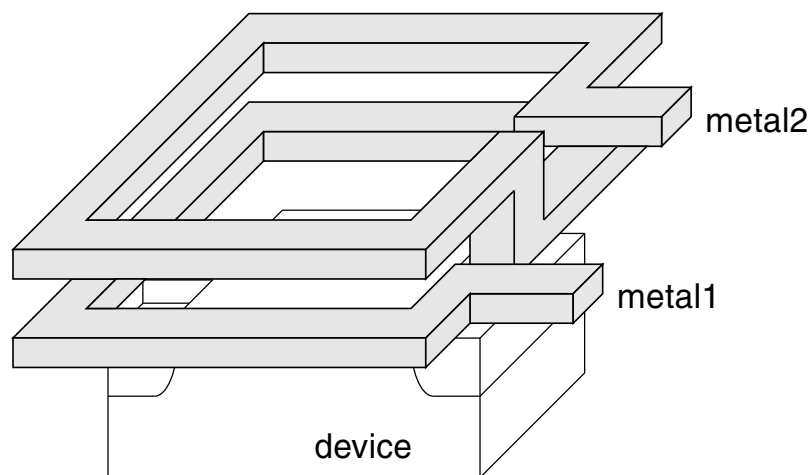


図 2.5 メタル層を用いたコイル

コイルはチップ内においてメタル層を用いて実現することが出来る。今回の試作設計では図 2.5 のように各デバイスに対してコイルを作成した。

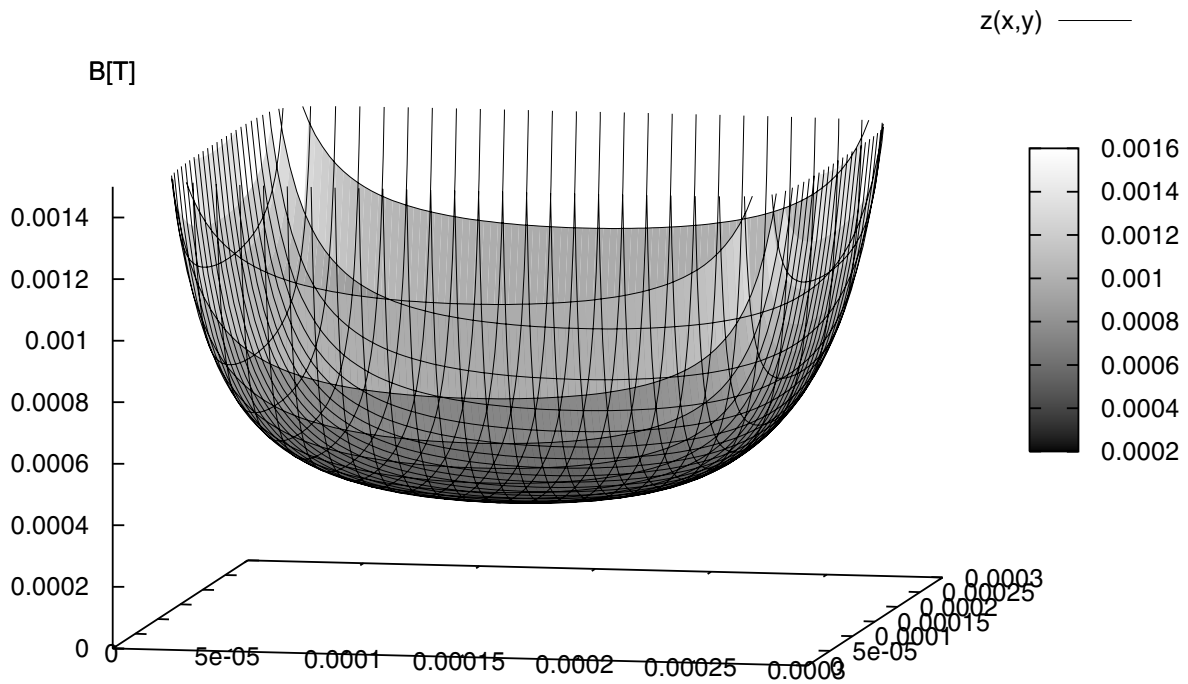


図 2.6 コイル内の磁界分布

これを用いた時、メタルによって作られたコイル内の磁界分布は図 2.6 のようになる。図の値は  $300[\mu\text{m}]$  四方のコイルに  $50[\text{mA}]$  の電流を流したときの値である。中心磁界は約  $0.38[\text{mT}]$  である。

表 2.1 試作チップ概要 1

Process	$0.35\mu\text{m}$ Standard CMOS
Chip Size	$4.9\mu\text{m} \times 4.9\mu\text{m}$
Device Types	22 types

試作チップのチップ写真を図 2.7 に、概要を表 2.1 に示す。

#### 2.4.2 強磁界生成を目的としたデバイス

広範囲に一樣に磁界を生成するためにはコイルを大きくする必要がある。しかしながら、コイルを大きくすることは磁界強度が小さくなることに繋がってしまう。前節では、一樣な磁界生成のための大きいコイルの設計について説明した。本節では、検波部が小さくなりかつ磁界分布が複雑になってしまう代わりに、コイルを

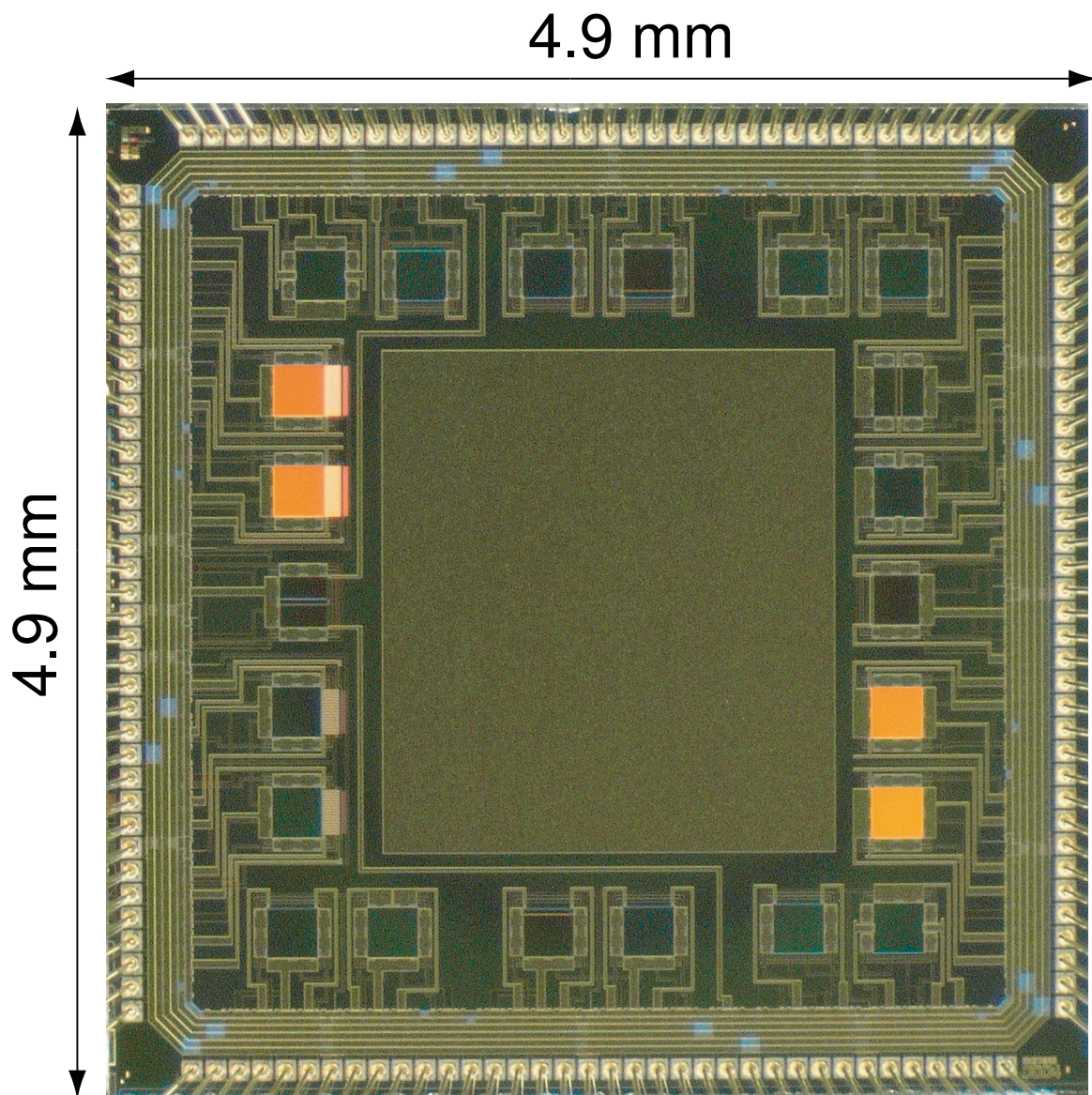


図 2.7 チップ写真 1

小さくして生成する磁界を強くすることを目的としたデバイスの試作について述べる。

コイルは図 2.8 に示すような形状である。

導線部 (メタル層) の中心は  $20[\mu\text{m}]$  四方である。オンチップコイルの大きさと生成磁界強度については前節の通りであり、式 (2.16) から、 $20[\mu\text{m}]$  四方のコイル 1 巻の中心磁界は



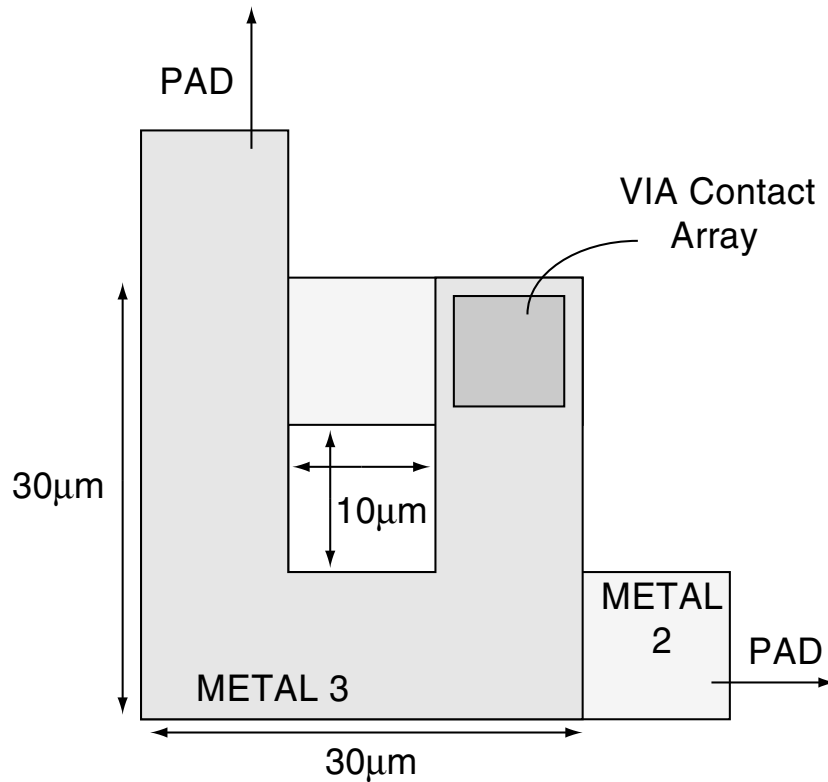


図 2.8 強磁界生成のための小さいコイル

$$B = 8\sqrt{2} \times 10^{-7} \times \frac{I}{20 \times 10^{-6}} = 4\sqrt{2}I \times 10^{-2} [T] \quad (2.17)$$

となる。  $\sqrt{2} \approx 1.4$  を用いると  $B = 0.056 \times I [mT]$  となり、  $20 [mA]$  の電流に対して  $1 [mT]$  程度の磁界が得られることがわかる。

これが 1 巻半されているため、中心磁界は  $50 [mA]$  で約  $4.2 [mT]$  である。

表 2.2 試作チップ概要 2

Process	0.35 μm Standard CMOS
Chip Size	2.4 μm × 2.4 μm
Device Types	11 types

図 2.9 にチップ写真を、表 2.2 にその概要を示す。

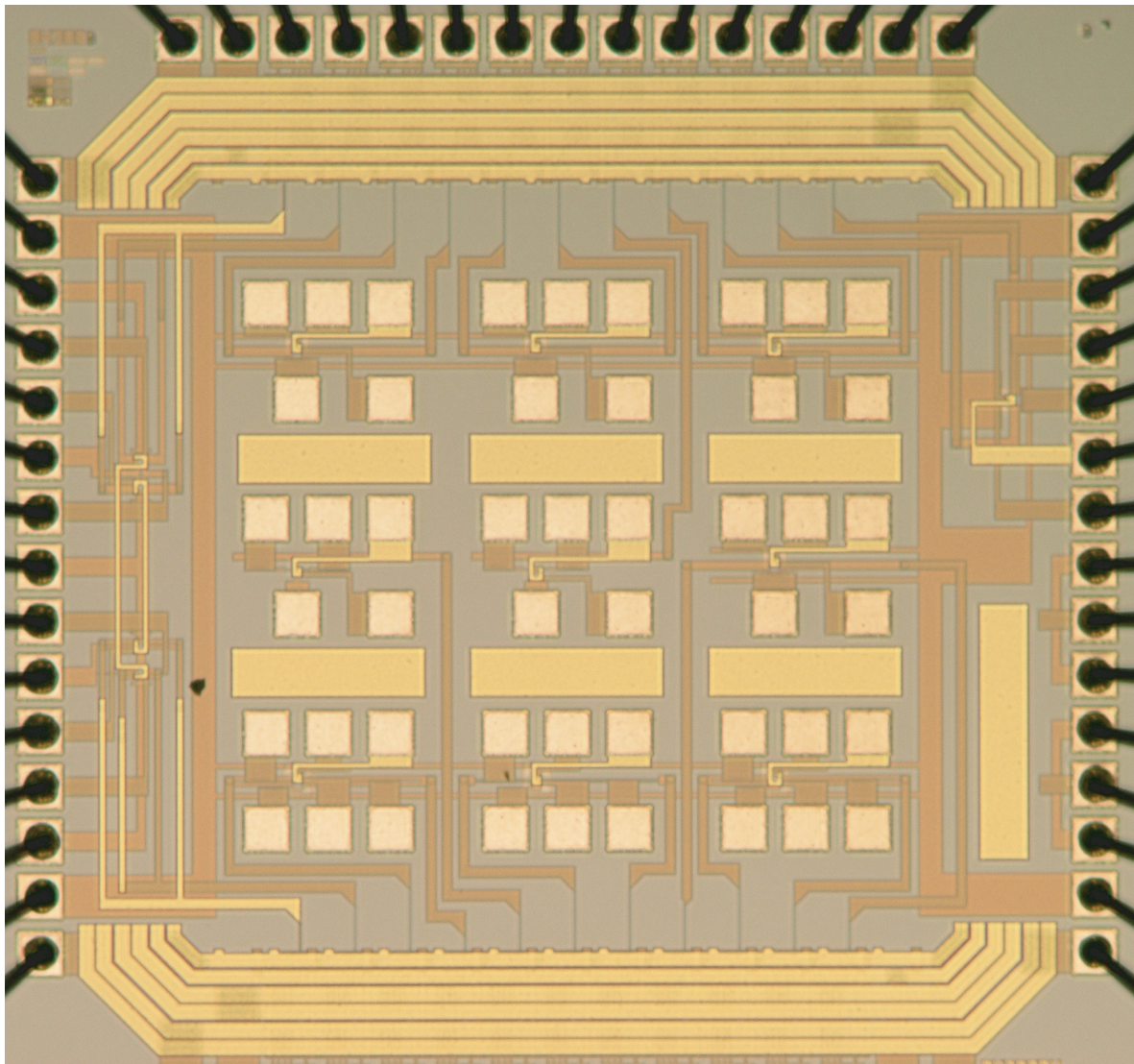


図 2.9 チップ写真 2

### 2.4.3 対称性を重視したデバイス

先述の2つのチップに搭載したコイルは2段構造となっており、そこに起因する非対称性が磁気センサの特性に影響してしまう可能性が大きい。特にコイルを小さくしたデバイスにおいては、メタルの層間をつなぐコンタクトを対称性をもって配置することは非常に困難であり、コンタクト数が少なくすることで対称性は保てるが、流すことのできる電流量が少なくなってしまう。

そこで、コイルを1段で構成したものを設計・試作した。コイルの位置はドレイン近傍でキャリアの速度が速くなることを踏まえ、その位置で磁界の大きさが大きくなるよう、配置した。



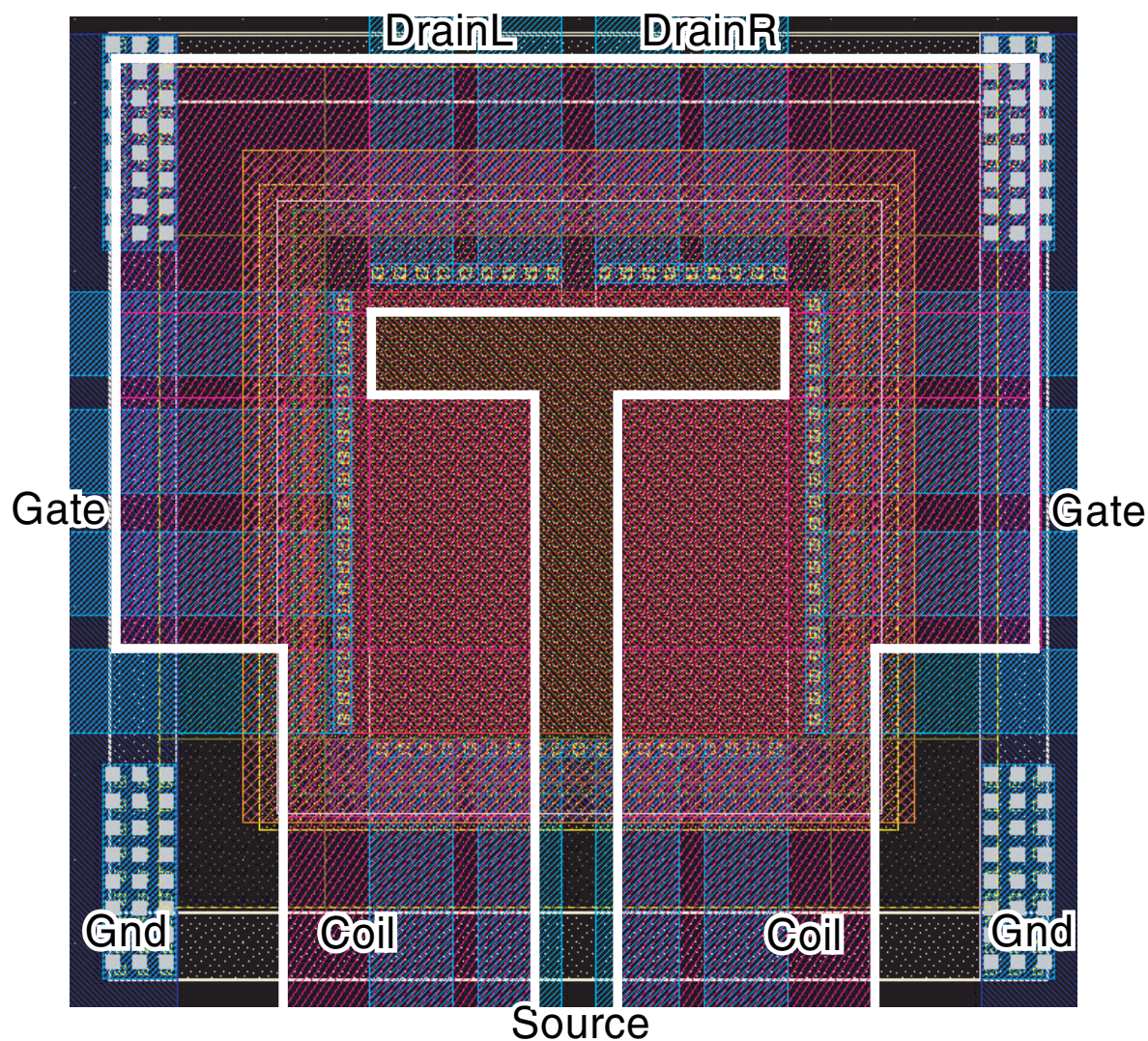


図 2.10 試作デバイス：レイアウト図

プロセスはCMOS90nmを用いた。先述の2チップよりも進んだテクノロジーであるため、コイルを小さくすることが可能である。しかしながら、三次元計測への応用を視野に入れているため、光が通らなくなることを避ける必要がある。本試作TEGでは光の波長より十分に大きいサイズで設計を行なった。メタル層とMAGFETの位置も近づくため、より大きい磁界効果が得られることが期待される。レイアウトを図2.10に示す。白い枠で囲った部分がコイルである。

## 第3章

# オンチップコイル付 MAGFET の直流特性

本章では、設計したチップの直流磁界特性について述べる。

### 3.1 無磁界におけるトランジスタ特性の測定

外部磁界を与えない状況で MAGFET の諸特性を測定した。

測定した素子は一様磁界生成を目的としたもので、図 3.1 にその寸法を示す。

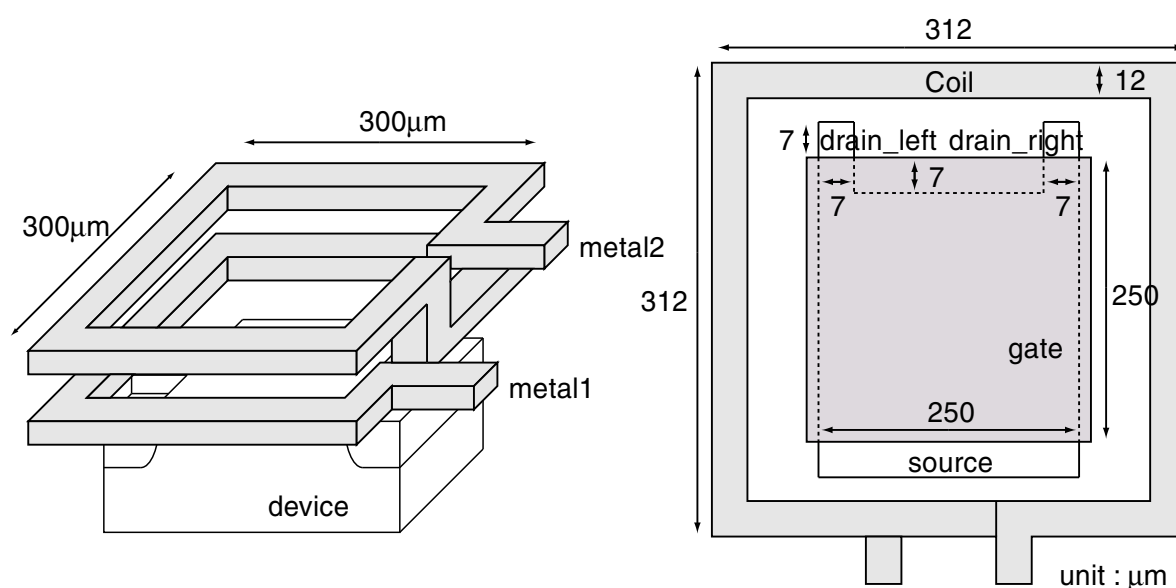


図 3.1 測定デバイス 1 : Concave 型 MAGFET

図 3.2 に測定環境を示す。MAGFET の特性測定には HEWLETT PACKARD 社の半導体パラメータアナライザ 4142B[21] を用いた。この型は三端子しかないため、これらをドレイン 2 端子と GND 線として使用した。従って、ゲートバイアスには電



圧源を用い、VDD用のものとあわせて2つ使用した。これらの計測器をパソコンで制御し、測定を行なった。

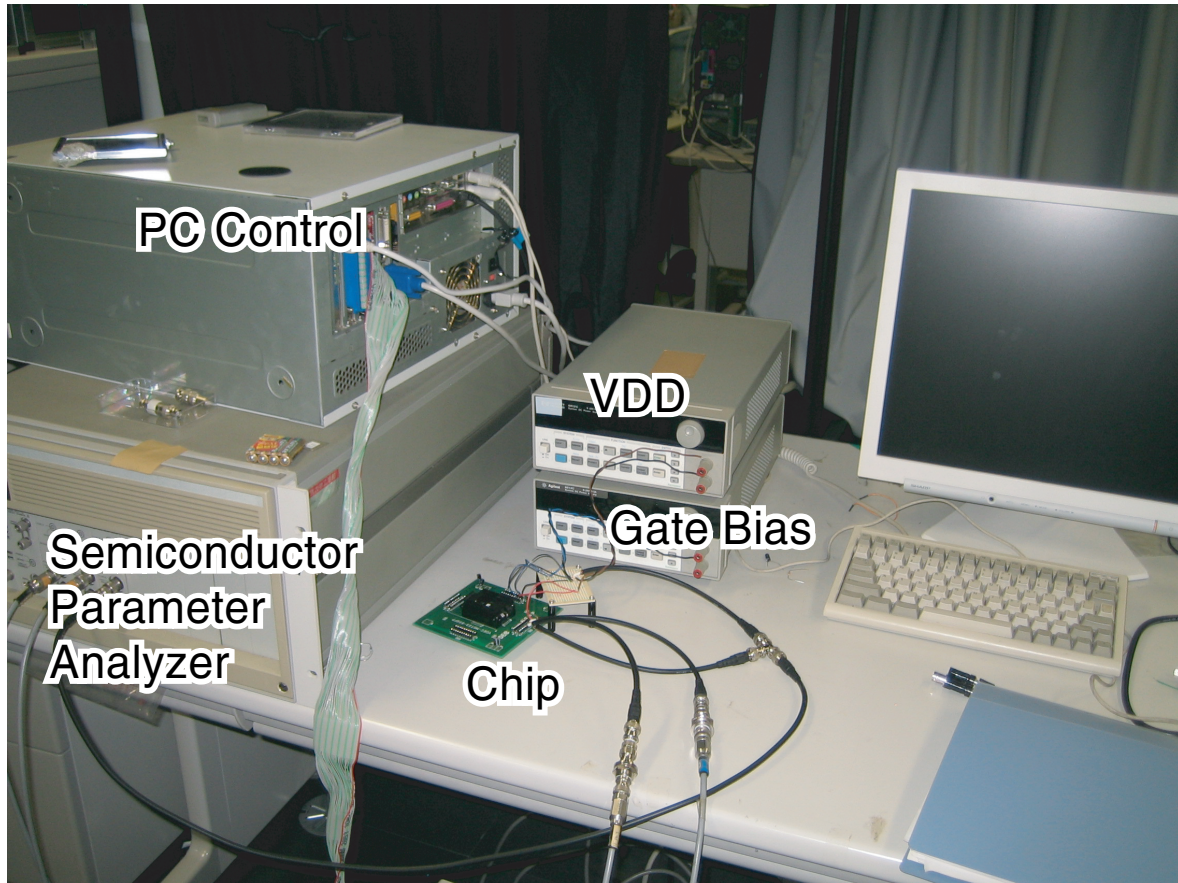


図 3.2 測定環境 1

まず図 3.3 に両ドレイン端子の  $V_{ds} - I_{ds}$  特性を示す。この結果より、対称性を持つ MAGFET の両ドレインの特性はほぼ同じであることが確認された。

次に、 $V_{gs} - I_{ds}$  特性を図 3.4 に示す。これに関しても対称性を持った結果が得られていることがわかる。 $V_{gs}$  が低い領域ではばらつきが見られる。本測定系の結果で両ドレインの差を検証していく上で、その差の信号はさらに数桁低い値を取っているため、測定精度と信頼性という点からこのレンジの結果は本測定では検証できない。従って、この範囲でばらついているものに関しては特に改善を行なわなかった。

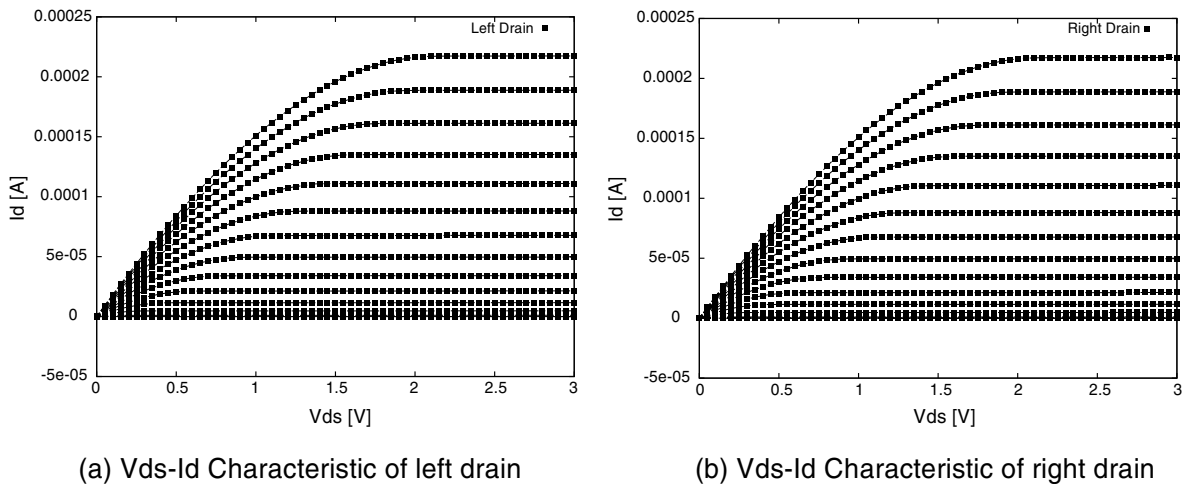


図 3.3  $V_{ds}$ - $I_{ds}$  特性 1

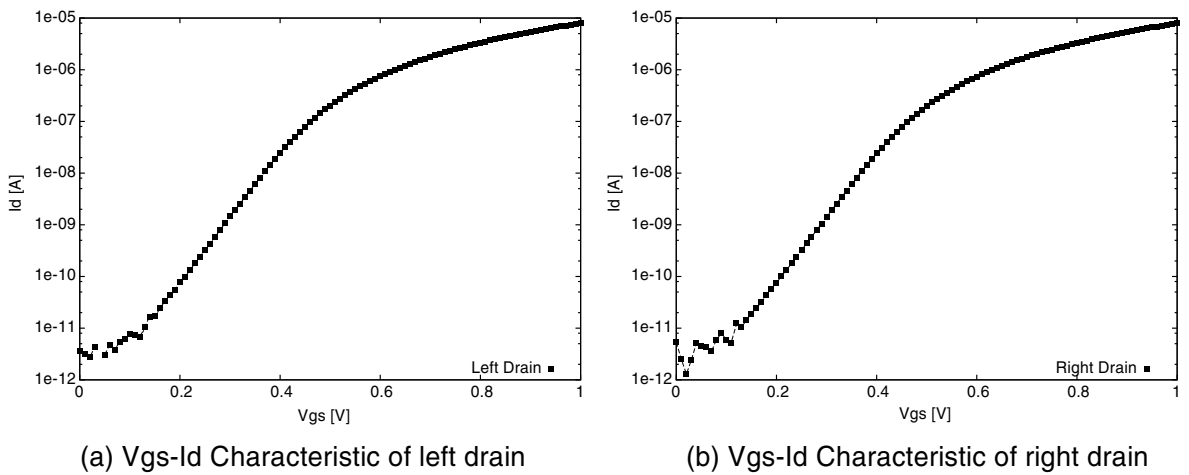


図 3.4  $V_{gs}$ - $I_{gs}$  特性 2

強磁界生成を目的として小さいコイルおよび MAGFET で作ったものに関しても、同様の測定を行なった結果を示す。測定したデバイスは図 3.5 である。図 3.6 に両ドレイン端子の  $V_{ds} - I_{ds}$  特性を、図 3.7 に  $V_{gs} - I_{ds}$  特性を示す。このデバイスについても、対称性を持った結果が得られたが、流れている電流値が低い  $V_{gs} < 0.2[V]$  の領域ではばらつきが見られる。

図 3.8 に二つのドレイン電流の差を示す。横軸は MAGFET のゲートソース電圧、縦軸はドレイン電流の差である。ドレインソース電圧は  $3[V]$  である。理論的には磁界が存在しない状況下では差はないが、両ドレイン電流は磁界が存在していない時にもオフセットとして差を持っていることが確認できる。測定系に依存するオフセットもあるが、前述の通り、磁気センサにはそもそもオフセットが存在していること

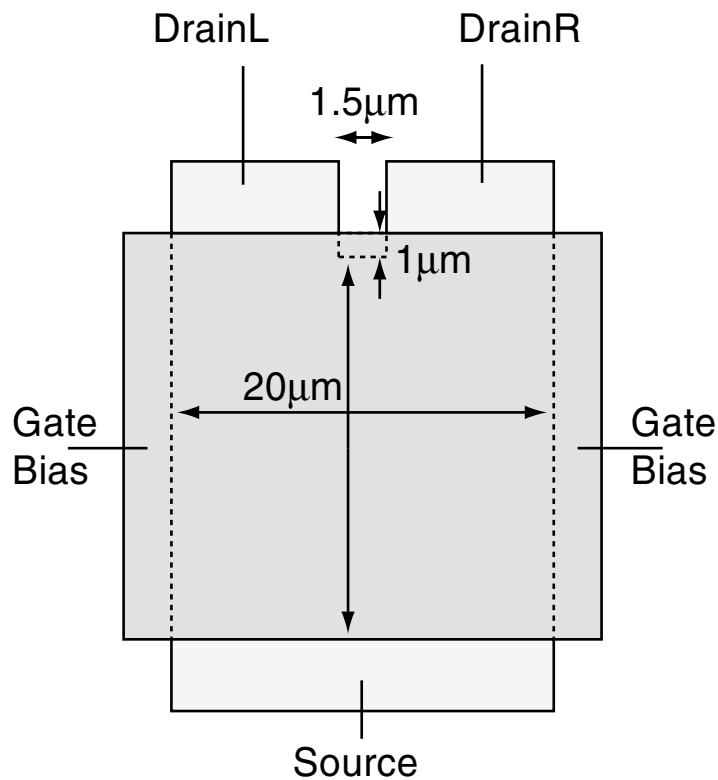


図 3.5 測定デバイス 2 : Concave 型 MAGFET

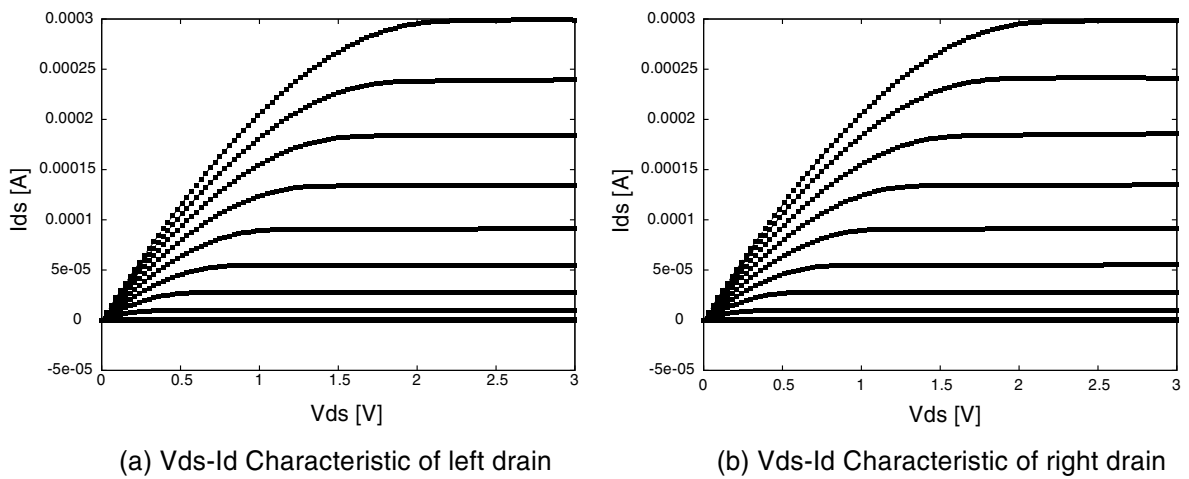


図 3.6  $V_{ds}$ - $I_{ds}$  特性 2

が知られている。測定系に依存しないオフセットの要因として考えられるのは

- プロセスばらつきによる非対称性
- 地磁気の影響
- チップ内部でのメタル線の経路の違い

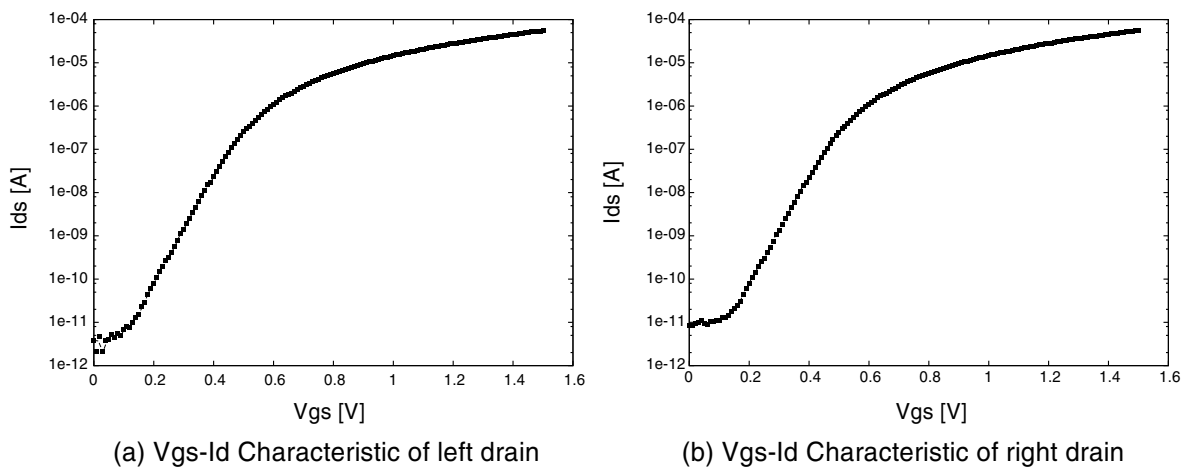


図 3.7  $V_{gs}$ - $I_{gs}$  特性 2

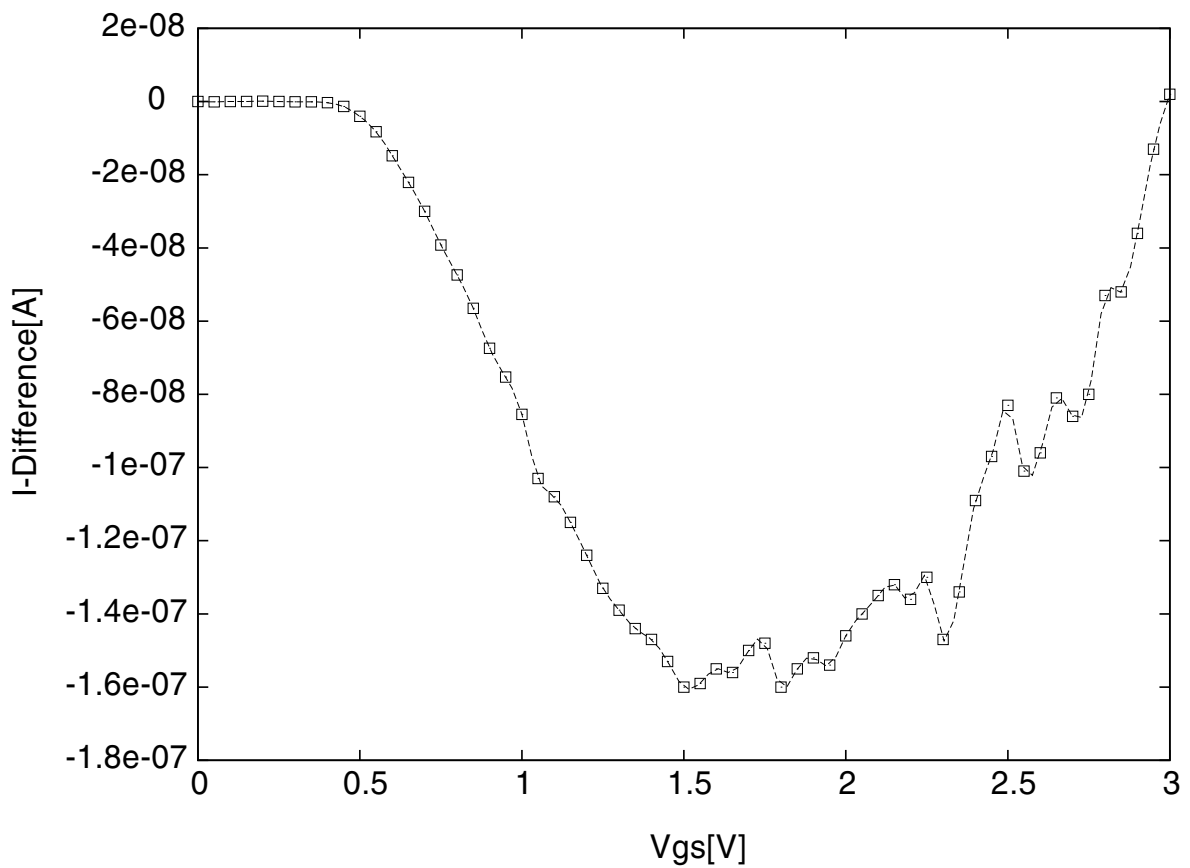


図 3.8 ドレイン電流差 (オフセット)

などがある。



### 3.2 外部直流磁界下における測定

試作デバイスに外部磁界を与え、ドレイン電流の変化を測定した。

外部磁界にはハードディスク用の磁石による直流磁界を用いた。この磁石による磁界は東陽テクニカ社製磁気測定器 [20] を用いて、 $300[mT]$  程度であることを確認した。これを実際に MAGFET の測定に用いる際には、チップと距離が離れており、チップ上における磁界強度は約  $40[mT]$  程度である。

今回は磁界を与えるために、ボードのチップ用ソケット上部に磁石を置いて測定を行なった。

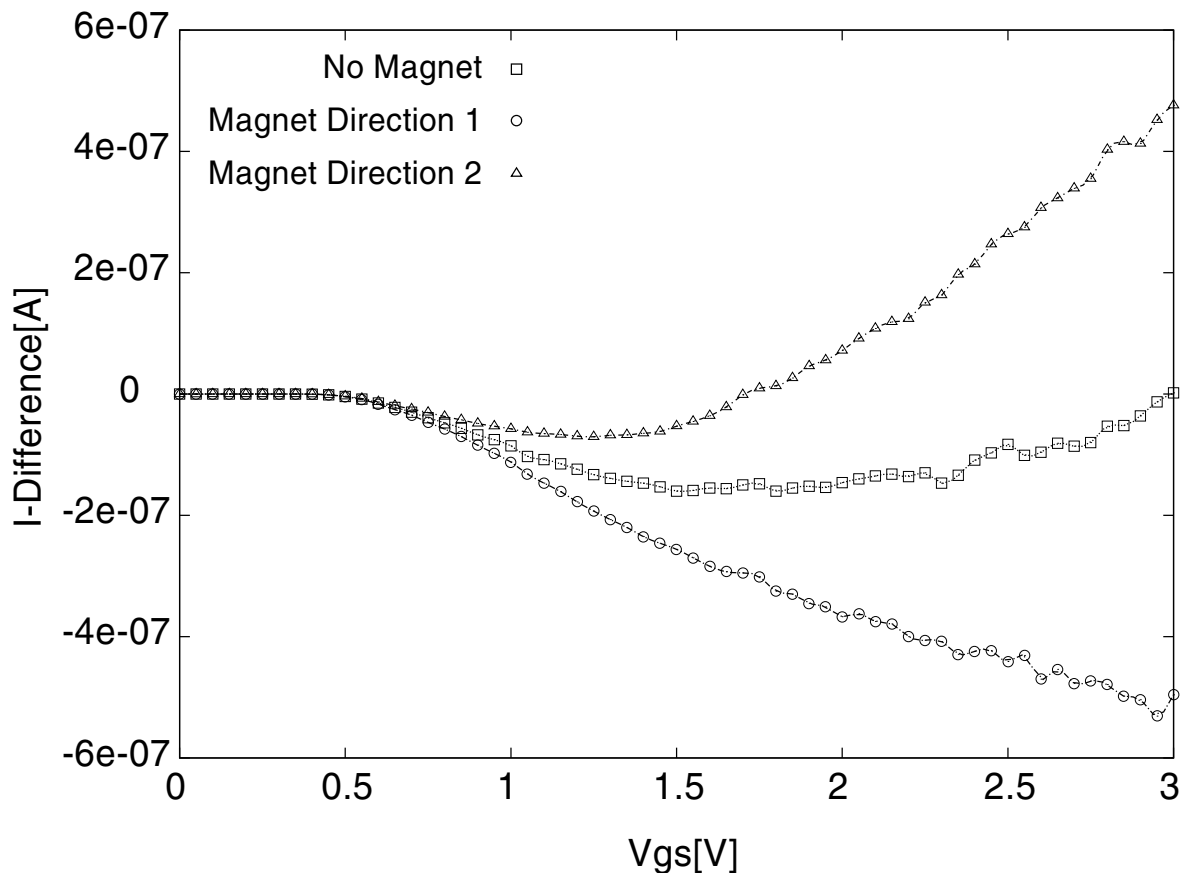


図 3.9 磁界の有無におけるドレイン電流差

測定結果を図 3.9 に示す。横軸は MAGFET のゲートソース電圧、縦軸は両ドレイン電流の差である。ドレイン電圧は  $3[V]$  である。先述のように磁界が存在しない時にも、両ドレイン間にはオフセットが存在していることがわかる。磁界の方向を上

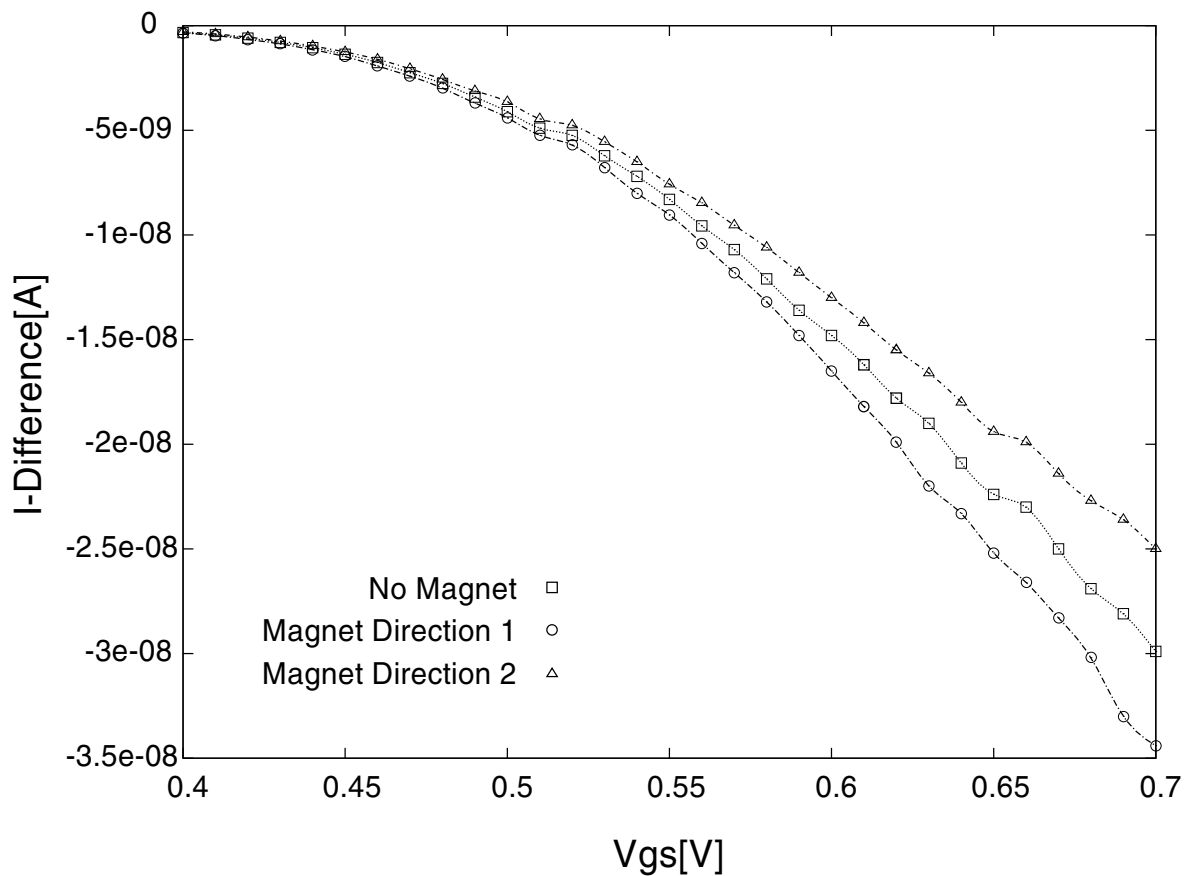


図 3.10 磁界の有無におけるドレイン電流差： $V_{gs}=0.4 \sim 0.7[V]$

下 2 方向与えたとき、先述のオフセットから上下方向に電流差が変化していることがわかる。図 3.10 に、 $V_{gs}$  が低い領域を拡大したものを示す。この領域においても磁界によって電流差に変化が現れていることがわかる。

磁界を与えていない時の両ドレインの電流差をオフセットと考え、これを引くことで磁界による影響で変化したドレイン電流の大小関係を求めることが出来る。これはすなわち以下の式で与えられる値である。

$$\Delta I = (I_{Right} - I_{Left}) \Big|_{WithMagnet} - (I_{Right} - I_{Left}) \Big|_{WithoutMagnet} \quad (3.1)$$

この結果を図 3.11 に示す。上下対称的に変化していることが見て取れる。

MAGFET の感度  $S [\%/T]$  は先述の通り

$$\Delta I = S \times I \times B \quad (3.2)$$

で定義される。

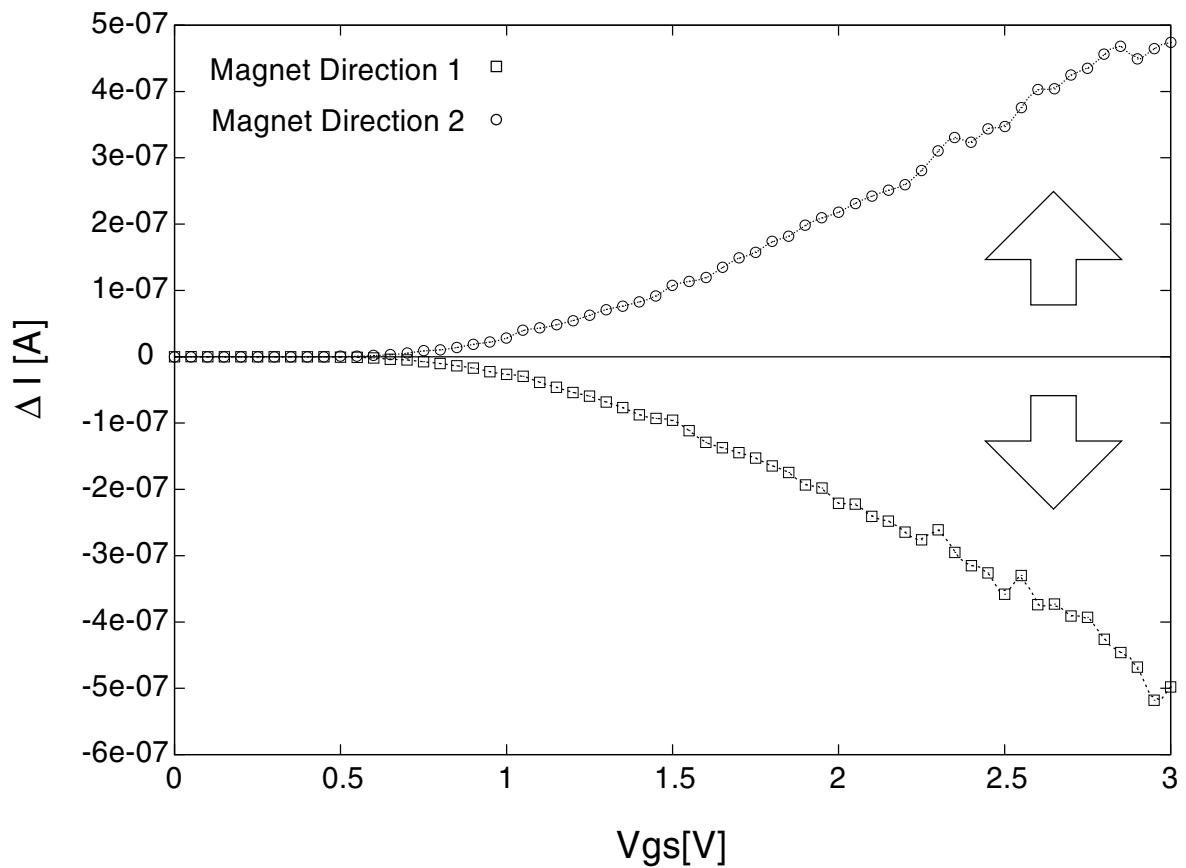


図 3.11 オフセットを引いたドレイン電流差

図 3.11 の値を  $\Delta I$ 、輸送電流  $I$  を  $I_{Right} + I_{Left}$  として、測定結果から MAGFET の感度を算出することができる。 $\Delta I/I$  を  $V_{gs}$  に対してプロットしたものが図 3.12 である。この結果の平均値をとると  $S \times B$  は約 0.136[%] である。さらに、外部磁界  $B$  は 40[mT] 程度であることがわかっているため、感度  $S$  は約 3.4[%/T] と求まる。感度  $S$  は数 [%/T] 程度であることが知られている [19] ので、この値は妥当であると言える。

### 3.3 オンチップコイルによる直流磁界を用いた測定

オンチップコイルによって直流磁界を生成し、ドレイン電流の変化を測定した。

オンチップコイルを用いた測定はチップ内の PAD にプローブ針で信号を与え、Agilent 社の半導体パラメータアナライザ [22] にて測定を行なった。測定した素子のチップ写真を図 3.13 に示す。この素子は図 2.9 のチップに搭載されているものである。図のようにドレインとソースおよびコイルは PAD から直接引いており、ゲートの信

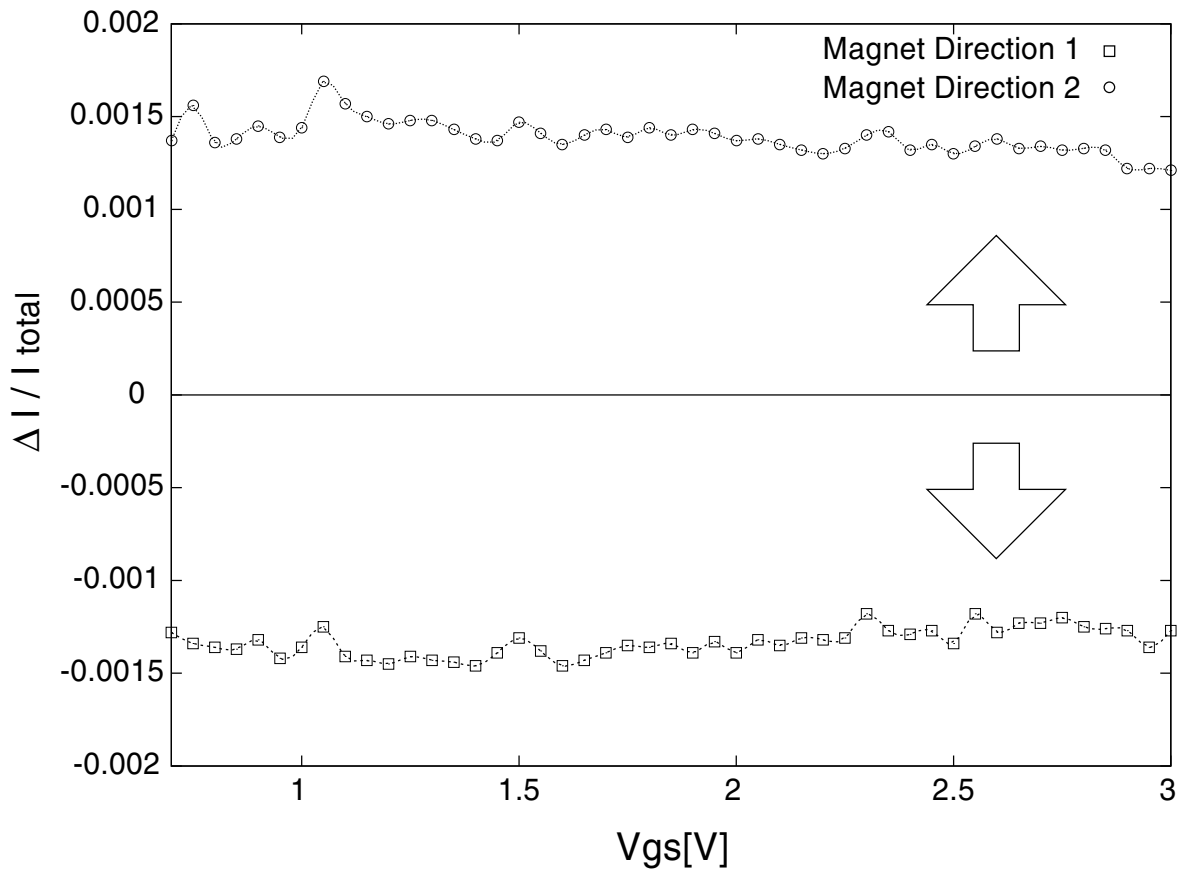


図 3.12 MAGFET 感度 :  $S \times B$

号は ESD 対策のためのアナログ IO バッファを通してある。ゲート電圧の対称性を保つために、MAGFET の両側からゲート線を引き出してある。

測定環境を図 3.15, 3.16 に示す。半導体パラメータアナライザおよび電圧源から信号線を出し、プローバ装置に備え付けてある同軸端子を用いてプローバ装置内に通す。プローバ装置のセット内部では同軸ケーブルから直接プローブ針に変換し、チップにプロービングを行なう。チップはベアチップを用い、銀ペーストで銅板に固定した。このプローブ針は VDD, GND(基盤共通), VDDO, GNDO の 4 つの電源・GROUND 線と、ドレイン 2 端子、ゲート 2 端子、ソース、コイル 2 端子の計 11 台ある。半導体パラメータアナライザおよびコイル電流用の電圧源はこれまでの測定同様 GPIB ケーブルによりパソコンで制御した。

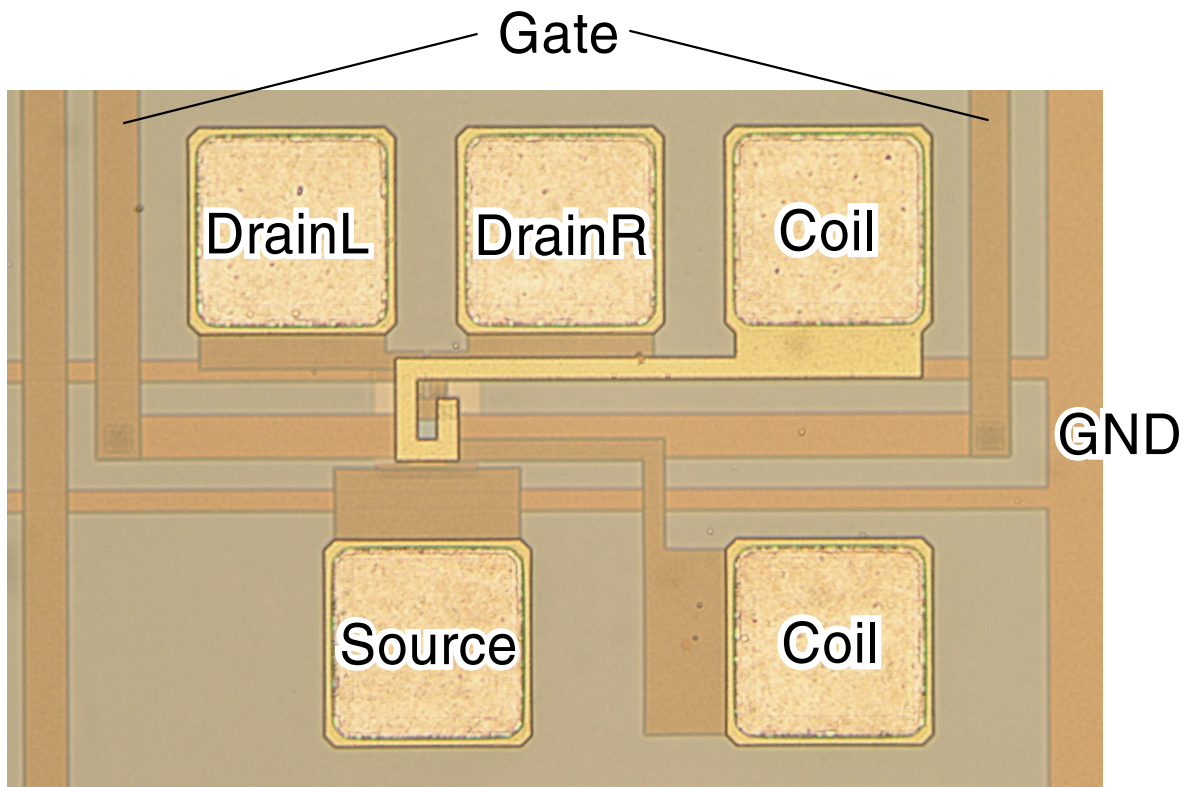


図 3.13 チップ写真：測定デバイス

### 3.3.1 無磁界での MAGFET 諸特性の測定

まず始めに外部磁界を磁石で与えた時と同様に、オフセット電流について測定を行なった。この測定結果を図 3.17, 3.18 に示す。横軸は MAGFET のゲートソース電圧、縦軸は両ドレインの電流差 ( $I_{Right} - I_{Left}$ ) である。ドレインソース電圧には 3[V] 与えた。

(a)~(d) は 4 種類のベアチップを用いて同じ形状の素子を測った結果である。これを見てわかるように、同じ素子でもチップによってオフセットが異なる特性を持っている。特に (c) および (d) においては、一度は左側のドレイン電流の方が大きかったにもかかわらず、 $V_{gs}$  が大きくなるに従ってその大小関係が反転している。これはつまり、MAGFET の左側が先に飽和領域に入るが、その後の  $V_{gs} - I_{ds}$  特性の傾きが、右側の方が大きいことを示している。この原因としては、チップ作成プロセス上において、不純物注入濃度やゲートの厚さに偏りが出来たためと考えられる。

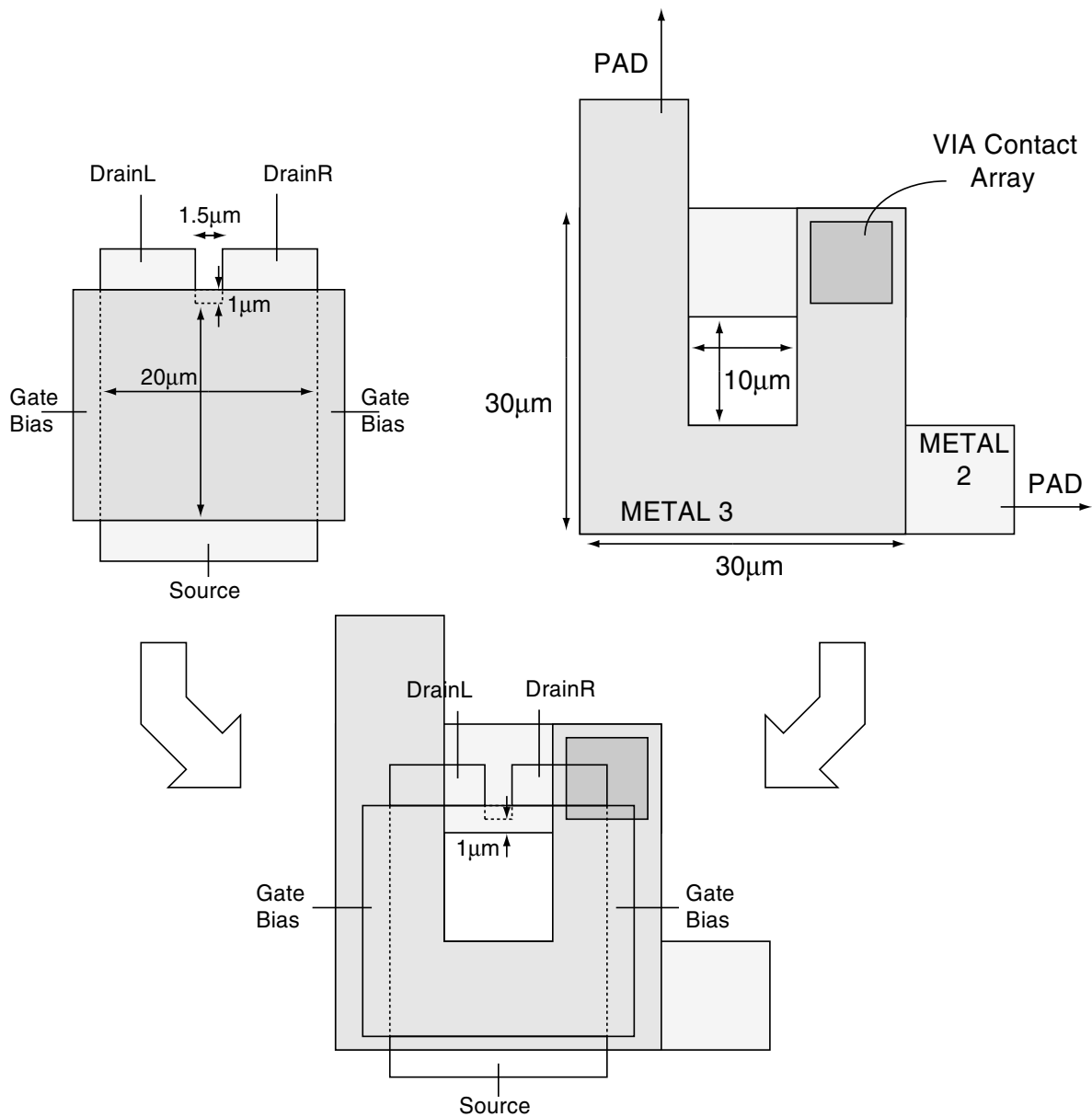


図 3.14 測定デバイス構成

### 3.3.2 コイル電流による直流磁界下での測定

次にコイルに電流を流し、直流磁界を発生させて両ドレインの電流差の変化を測定した。

この測定では、まずコイルに電流を流さない状態で測定し、その後コイルに電流を流して測定を行ない、これを1サイクルとして100サイクル繰り返し、その平均値を求めた。1つの測定点の電流積分時間は20[ms]で行なった。測定はコイル電流を10[mA]から50[mA]まで10[mA]間隔で与えた。設計したオンチップコイルによっ

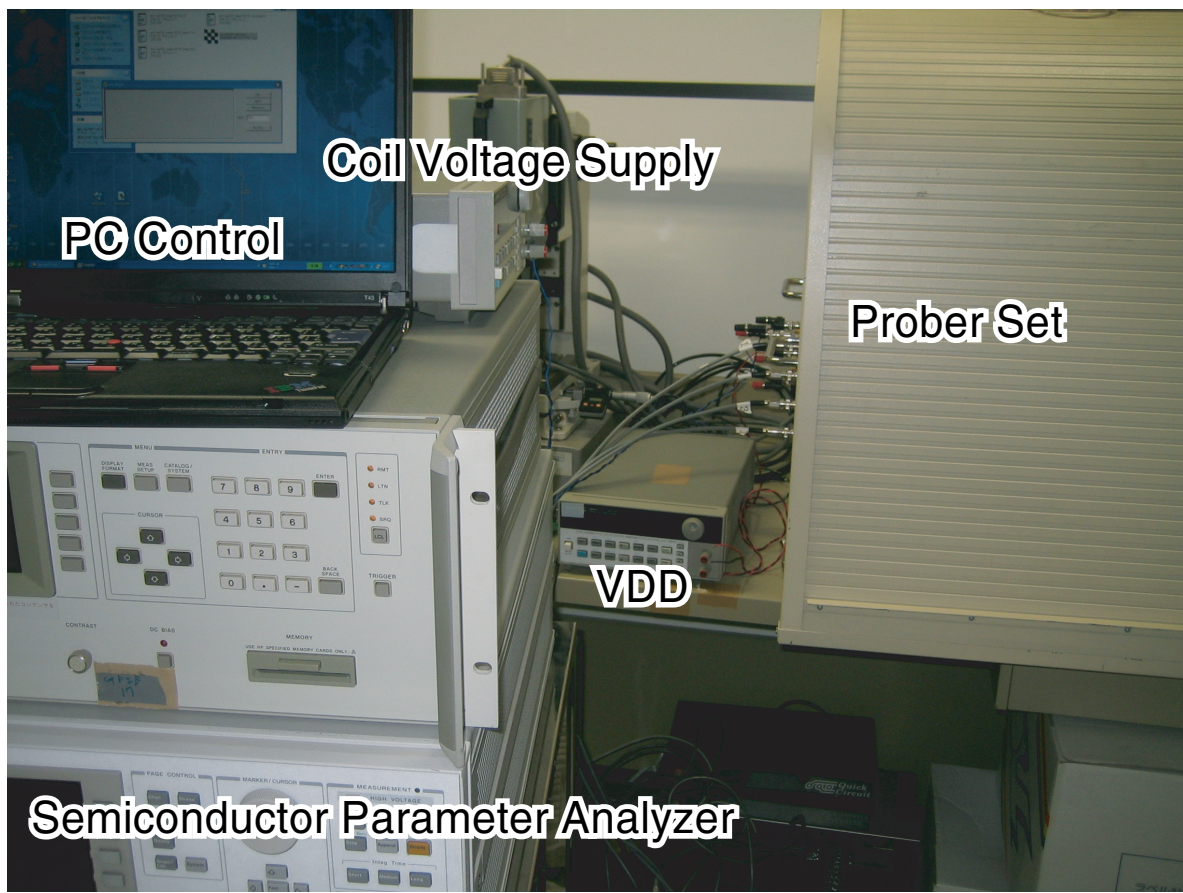


図 3.15 測定環境 2

て生成される磁界はコイル中心で  $B = 0.084I[T]$  程度である。このコイルによって生成される中心磁界を表 3.1 にまとめる。磁界の大きさは磁石より一桁小さい値となっているため、得られる両ドレイン電流差の変化も一桁小さくなることが予想される。

表 3.1 コイル電流とコイル中心磁界の大きさの関係

コイル電流 [mA]	10	20	30	40	50
中心磁界 [mT]	0.84	1.68	2.52	3.36	4.2

図 3.17(a) のチップでの測定結果を図 3.19 に示す。無磁界における両ドレイン電流差に加えて、コイル電流を  $50\text{mA}$  与えた時の両ドレイン電流差をプロットしたものである。(a)(b) はコイル電流の方向を逆にしたものであり、両ドレイン電流差は微小ながら上下逆方向に遷移していることがわかる。



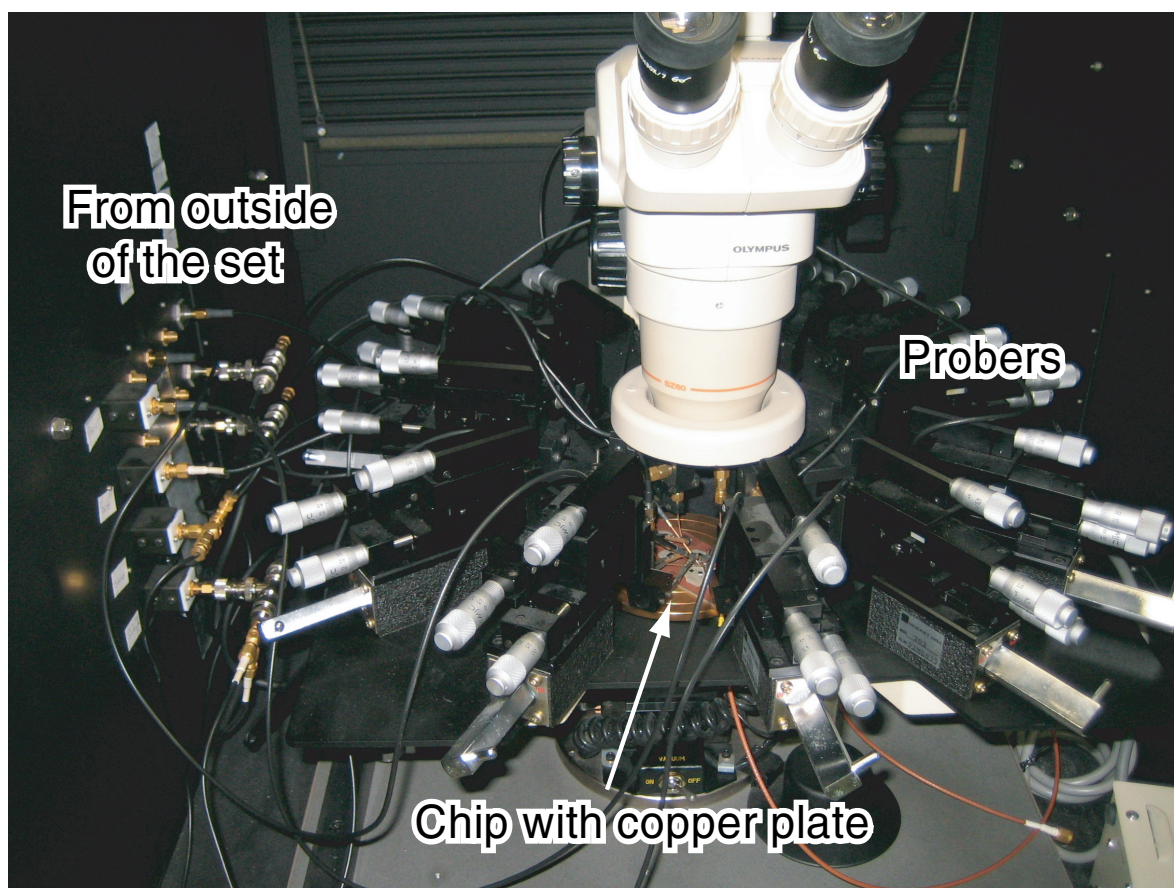
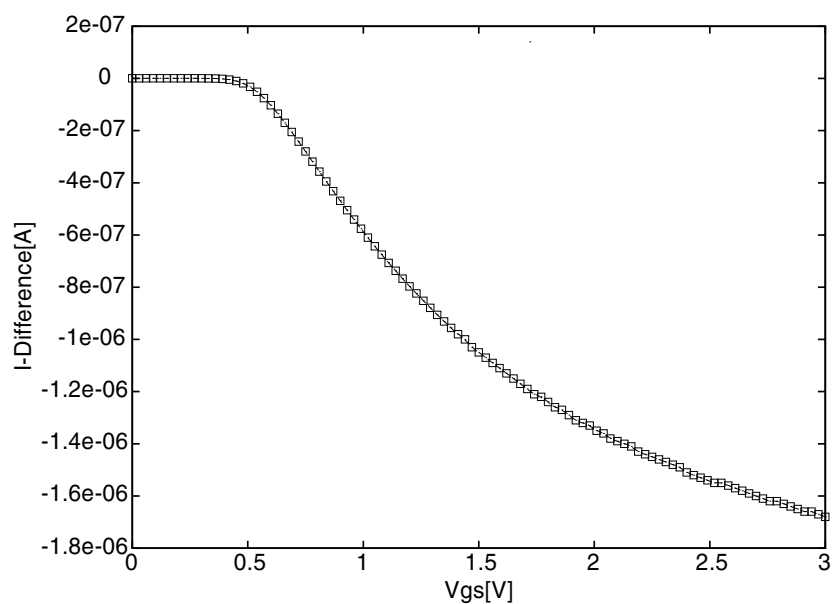


図 3.16 測定環境 2 : プローバ装置内

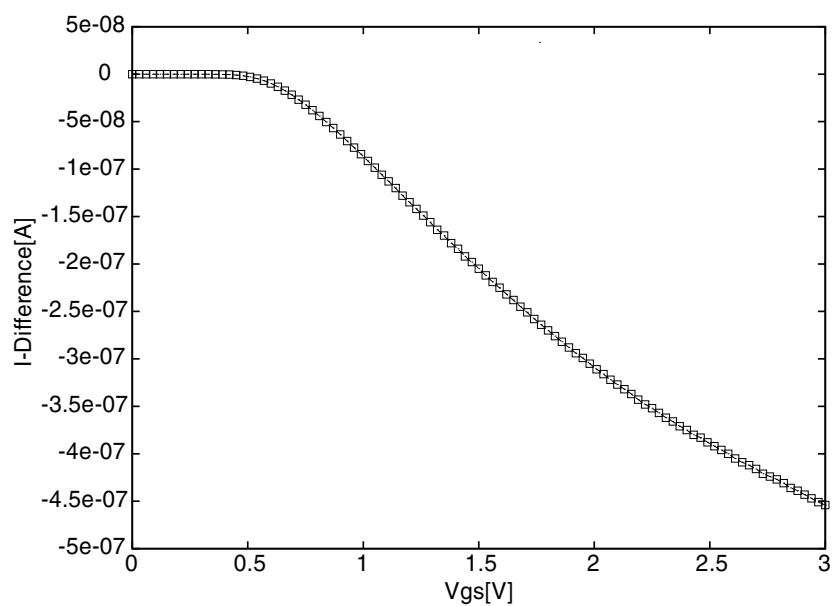
コイルに電流を流した測定結果から、オフセット分を引いたものを図 3.20 に示す。コイル電流は  $10\text{mA}$  から  $50\text{mA}$  まで変化させた。

コイルに流す電流を大きくすることで、両ドレインの電流差は大きくなっていることがわかる。磁界はコイルの電流値に比例し、コイル電流を逆にすれば磁界が反転するため、理論的にはこの結果は 0 を中心に上下対称になるべきである。しかしながら、オフセットに対して大きくなる方向、すなわち右側のドレイン電流が大きくなる方向に飽和現象が見られた。





(a) Chip 1



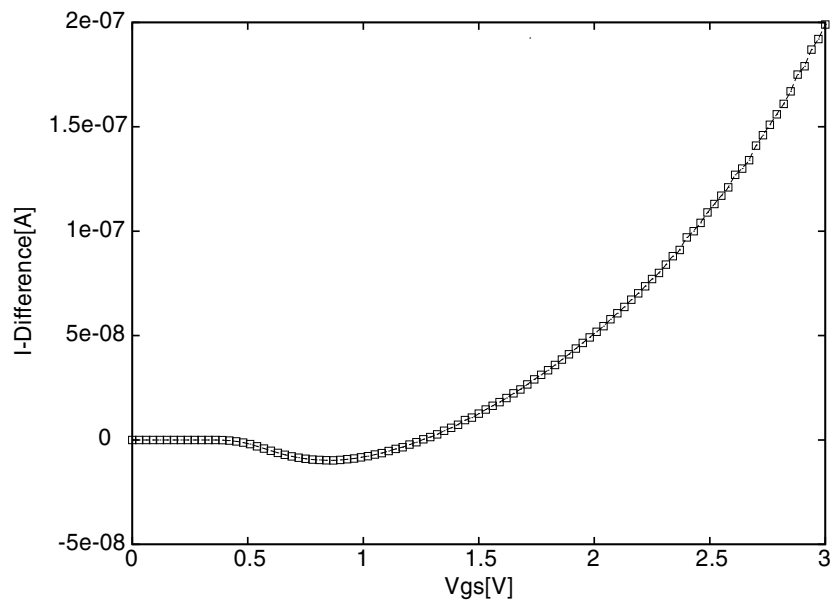
(b) Chip 2

図 3.17 無磁界状態でのオフセットドレイン電流差 (a)(b)

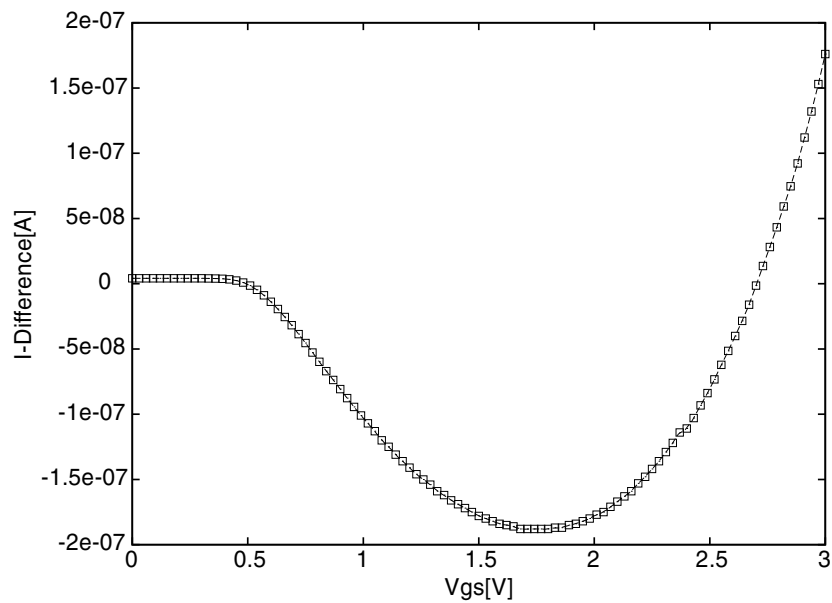
### 3.4 測定のばらつきに関する考察

図 3.20 の結果をみると値がばらついているのがわかる。本節では測定系の測定精度に関して考察を行なう。

今回用いた半導体パラメータアナライザ 4155C では、各測定点毎の積分時間を指



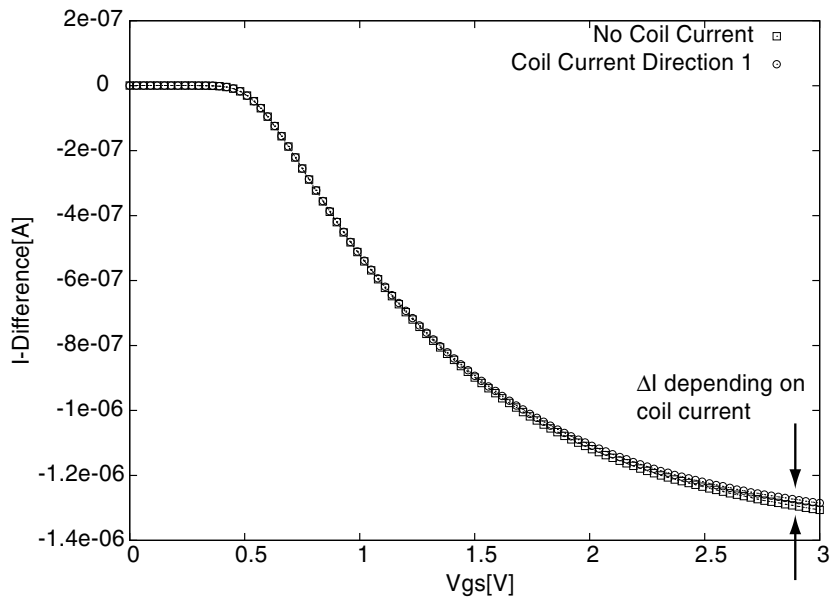
(c) Chip 3



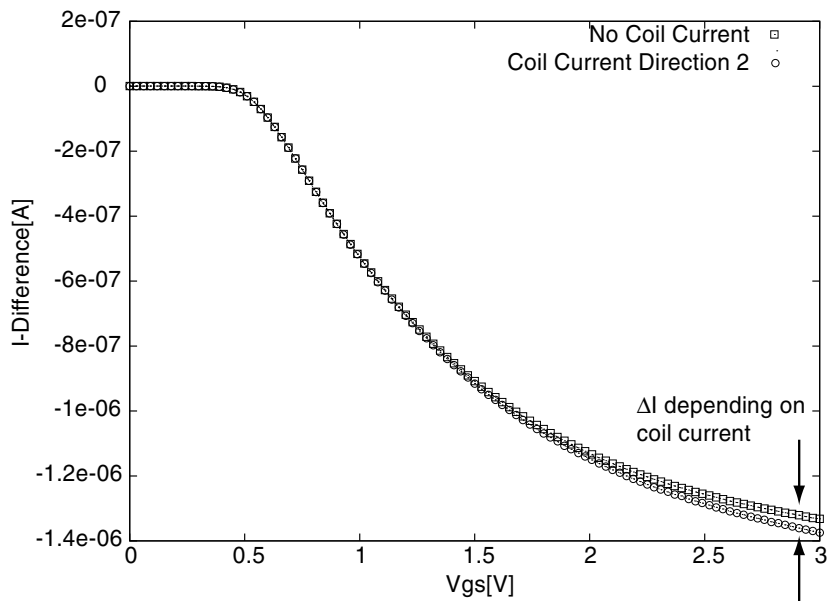
(d) Chip 4

図 3.18 無磁界状態でのオフセットドレイン電流差 (c)(d)

定することができる [22]。積分時間の設定は Short Mode, Medium Mode, Long Mode と三種類から選択することが出来る。Medium Mode はコンセントからの電源周波数によって決められており、 $50[\text{Hz}]$  では  $20[\text{ms}]$  に固定される。Short Mode は積分時間を設定変更することが可能であり、Long Mode は Medium Mode に対する倍数を指定することが可能である。それぞれのデフォルト値は Short Mode が  $640[\mu\text{s}]$ , Long



(a) Coil Current Direction 1



(b) Coil Current Direction 2

図 3.19 コイル電流 50mA での両ドレイン電流差

Mode が  $20[ms] \times 16 = 320[ms]$  である。

図 3.21 にそれぞれの測定によるばらつきを示す。これは磁界が存在しない状態で 1 回測定を行ない、両ドレイン電流の差をとったものである。(b)Short Mode では積分時間が短いため、大きくばらついていることがわかる。(c)Medium Mode と (d)Long Mode には大きな差はないが、双方ともまだばらつきが残っていることが見

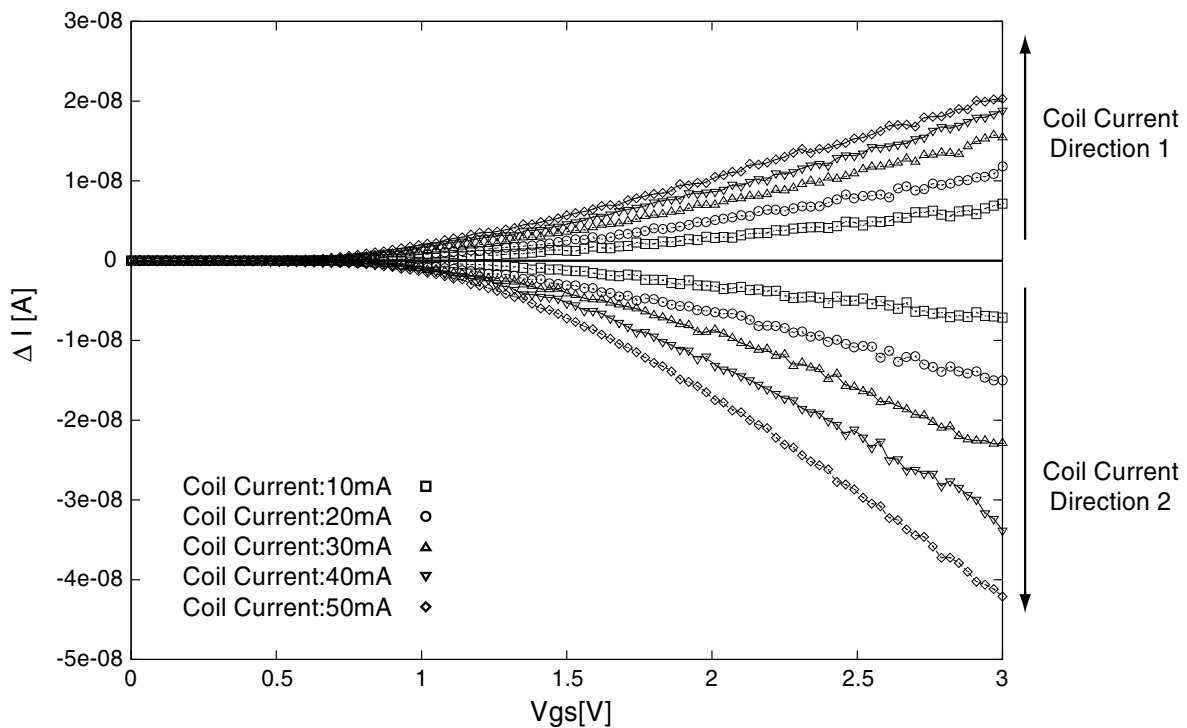


図 3.20 コイル電流による両ドレイン電流差の変化

て取れる。

ここで、半導体パラメータアナライザの分解能と確度について説明する。測定に用いた 4155C 型では、電流測定レンジに対して 6 桁低い分解能を持っている。例えば、 $V_{ds} = 3[V]$ ,  $V_{gs} = 3[V]$  においては、両ドレイン電流がそれぞれ  $190[\mu A]$  程度あり、この時測定レンジは  $1[mA]$  となる。従って、分解能は  $1[nA]$  となる。更に、確度は  $1[mA]$  の測定レンジにおいて、

$$\pm(0.3[nA] + 2[nA] \times V_{out}[V]) \quad (3.3)$$

で与えられる。これは測定レンジが一桁変化すれば同様に一桁変化する。この条件式から  $V_{ds} = 3[V]$ ,  $V_{gs} = 3[V]$  における確度は  $\pm 6.3[nA]$  と算出される。それぞれのドレイン電流値がこの確度で測定されるため、その差分信号である図 3.21 の結果は  $\pm 12.6[nA]$  の確度となる。従って、この結果において  $10^{-8}[A]$  のオーダーの誤差は、測定器の性能上 1 回の測定では取り除くことの出来ない誤差であることがわかる。

以上の結果より、今回の測定系においては Medium Mode で十分と判断し、測定を行なった。

図 3.20 の結果は、Medium Mode を用いて 100 回測定を行なった平均値を用いている。上述の通り、1 回の測定では  $\pm 1.26 \times 10^{-8}[A]$  の確度である。これの 100 回測定

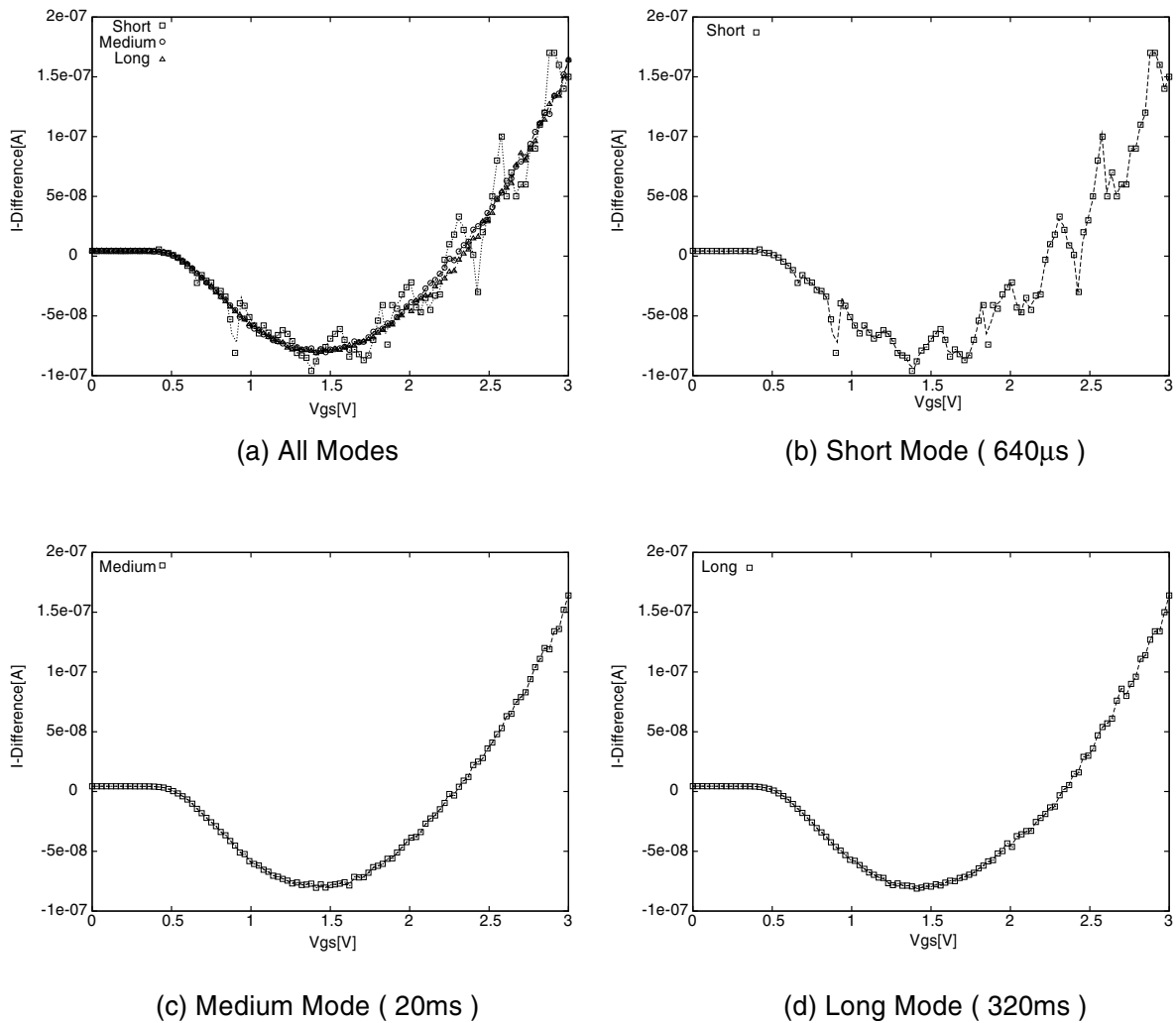


図 3.21 測定積分時間によるばらつきの違い

平均を取ることにより、理論上  $\pm 1.26 \times 10^{-10}$  [A] の確度での測定結果が得られていると考えられる。この結果は磁界の有無における変化分であり、この 100 回測定の信号の差であるから、その確度は  $\pm 2.52 \times 10^{-10}$  [A] となり、半導体パラメータアナライザの性能による誤差が  $0.5$  [nA] 程度存在することがわかる。特に、 $V_{gs} = 2.4$  [V] 付近からバラつきが大きくなるのは、電流測定レンジが 1 つ上がり、確度が落ちるためと考えられる。

図 3.22 に示すのは、100 回の測定を平均したものと 500 回の測定を平均したものである。100 回測定の平均を取った (a) のグラフでは、明らかに上述した半導体パラメータアナライザの誤差範囲内を超えるばらつきを持っている。これは、測定系に存在するランダムノイズの影響であり、500 回平均をとることではばらつきが改善されていることがわかる。このようにばらつきが多い測定については測定回数を増や

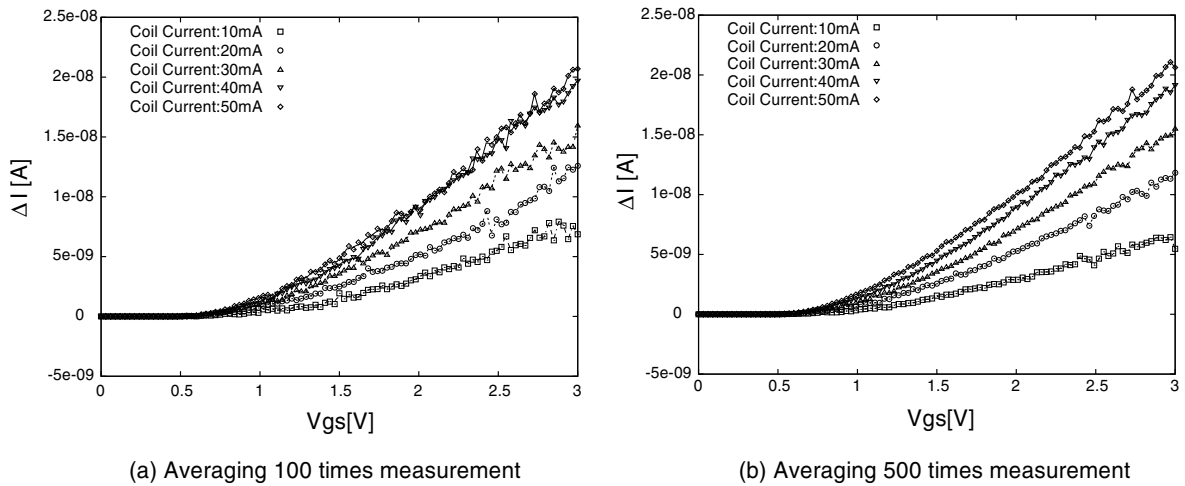


図 3.22 測定回数によるばらつきの違い

してばらついている結果の改善を行なった。

### 3.5 MAGFET 感度

磁石を用いた測定と同様に MAGFET の感度を測定結果から算出した。図 3.23 に各コイル電流値におけるドレイン電流差を、ドレイン電流の和で割った値を示す。横軸は MAGFET のゲートソース電圧  $V_{gs}[V]$  である。この  $\Delta I/I_{Total}$  は総電流に対する変化分の割合を示しており、MAGFET 感度の定義式から  $S \times B$  に相当する。各コイル電流値における平均値は表 3.2 に示す通りである。

更に、表 3.1 に示したコイル電流から中心磁界を求めた値を用いて、感度  $S[\%/T]$  の値も表 3.2 にまとめる。この値からも一方向に対して飽和していることが見て取れる。

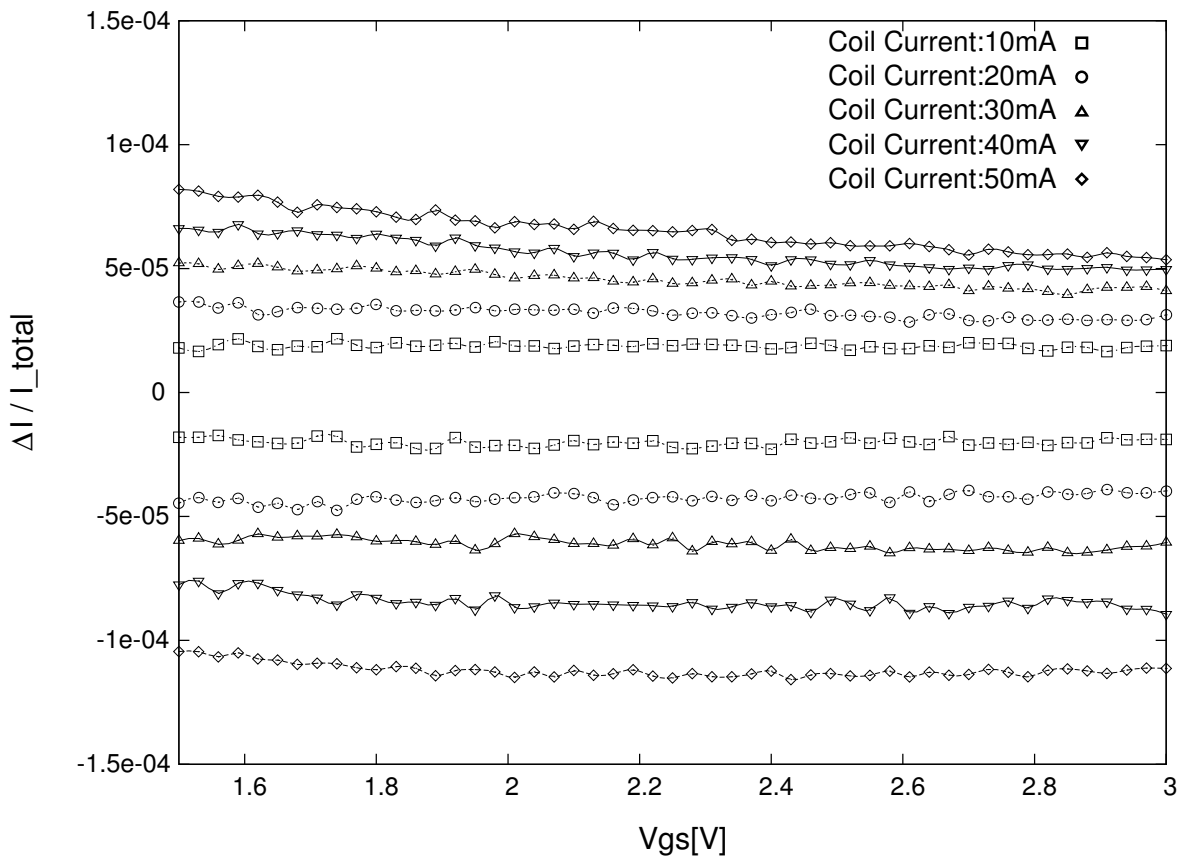


図 3.23 MAGFET 感度 :  $S \times B$

表 3.2 コイル電流と両ドレイン電流変化の割合およびMAGFET 感度

コイル電流 [mA]	$\Delta I / I_{Total}$	感度 S [%/T]
50	$6.53 \times 10^{-5}$	1.55
40	$5.62 \times 10^{-5}$	1.67
30	$4.57 \times 10^{-5}$	1.81
20	$3.21 \times 10^{-5}$	1.91
10	$1.87 \times 10^{-5}$	2.23
-10	$-2.02 \times 10^{-5}$	2.40
-20	$-4.26 \times 10^{-5}$	2.54
-30	$-6.12 \times 10^{-5}$	2.43
-40	$-8.46 \times 10^{-5}$	2.52
-50	$-11.2 \times 10^{-5}$	2.67

### 3.6 飽和現象に関する考察

同じ方法で測定した他の3チップを図3.24に示す。これらは無磁界下において測定を行なった図3.17(b)および図3.18(c)(d)に相当するものである。無磁界下におい

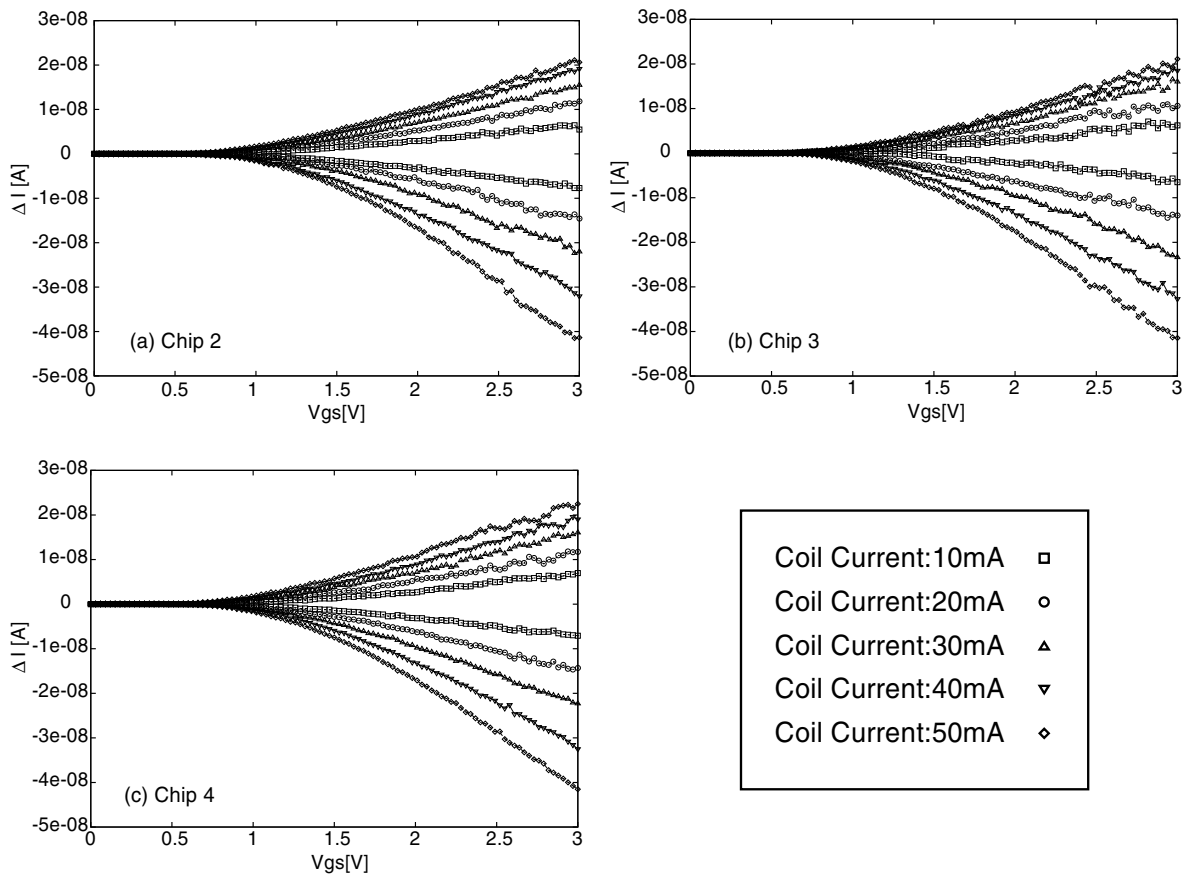


図 3.24 コイル電流による両ドレイン電流差の変化

てチップ毎に異なったオフセット特性があったが、コイル電流に対する飽和現象は全てのチップにおいて観測された。従って、この飽和現象はチップのばらつきに依存したものではないと判断できる。

この4種のチップについて横軸にコイル電流を取ったものを図 3.25 に示す。 $V_{gs}$  は 2.01[V] および 3[V] を用いた。この図においても、コイル電流一方向に対して飽和しているのが見て取れる。

図 3.26 に、コイル電流を与えた時と与えていない時の各ドレイン電流の変化量を示す。コイル電流が 10[mA] のときは、両ドレイン電流はコイル電流の向きが逆になると、それぞれの変化量が対称的に反転している。しかしながら、30[mA] および 50[mA] においては、コイル電流の向きを変えても、他方の特性と一致していない。このことから、コイル電流を増やした時に何かしらの影響を受けて、対称的な特性



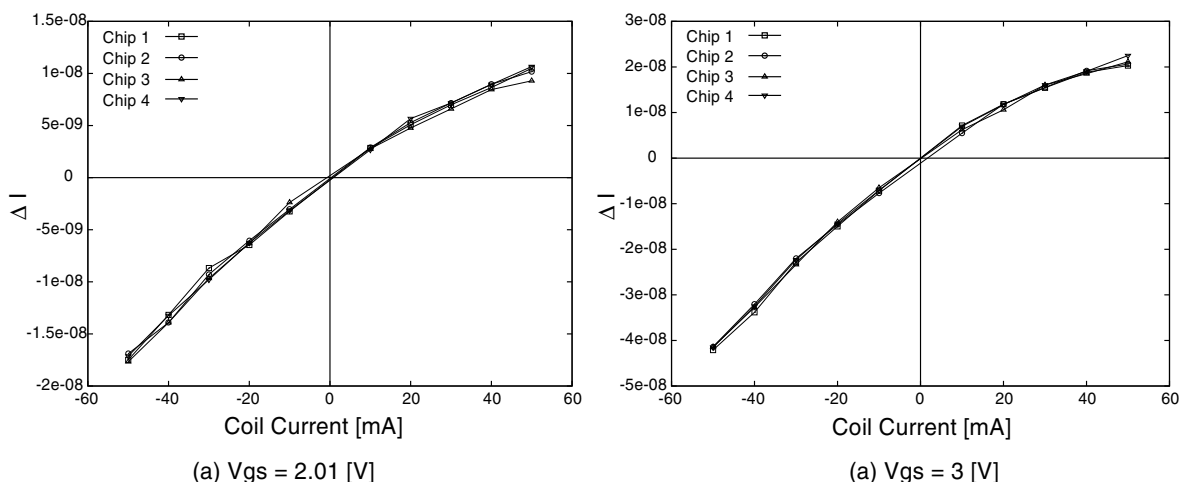


図 3.25 コイル電流の大きさと両ドレイン電流差の変化

表 3.3 コイル電流とチップ別の MAGFET 感度

コイル電流 [mA]	Chip1	Chip2	Chip3	Chip4
50	1.55	1.53	1.46	1.68
40	1.67	1.69	1.63	1.73
30	1.81	1.79	1.82	1.88
20	1.91	2.01	1.93	2.00
10	2.23	2.27	2.27	2.27
-10	2.40	2.80	1.85	2.40
-20	2.54	2.35	2.47	2.45
-30	2.43	2.37	2.50	2.48
-40	2.52	2.58	2.69	2.58
-50	2.67	2.65	2.78	2.67

が得られていないことが考えられる。

また、チップ別の感度  $S$  [%/T] を表 3.3 にまとめた。MAGFET の感度  $S$  は素子の構造によって決まり、磁界の大きさに依存しない値で与えられる [2]。しかしながら、チップ依存性も無く全てのチップにおいて一方向の飽和現象が見られる。この表の値から、飽和現象の見られなかった方向の感度は、コイルの電流が大きくなるに従って、僅かながら上昇する傾向にある、ということもわかる。このことから、コイル電流が大きくなるに従って、磁界の影響とは別の現象によって、ドレイン電流差が負の方向に変化しているのではないかと考えられる。ここで言う負の方向とは、図 3.20 の結果に対してのものであり、これは右側のドレイン電流から左側のドレイン電流を引いた値を用いているため、左側のドレイン電流が大きくなる方向に傾いて

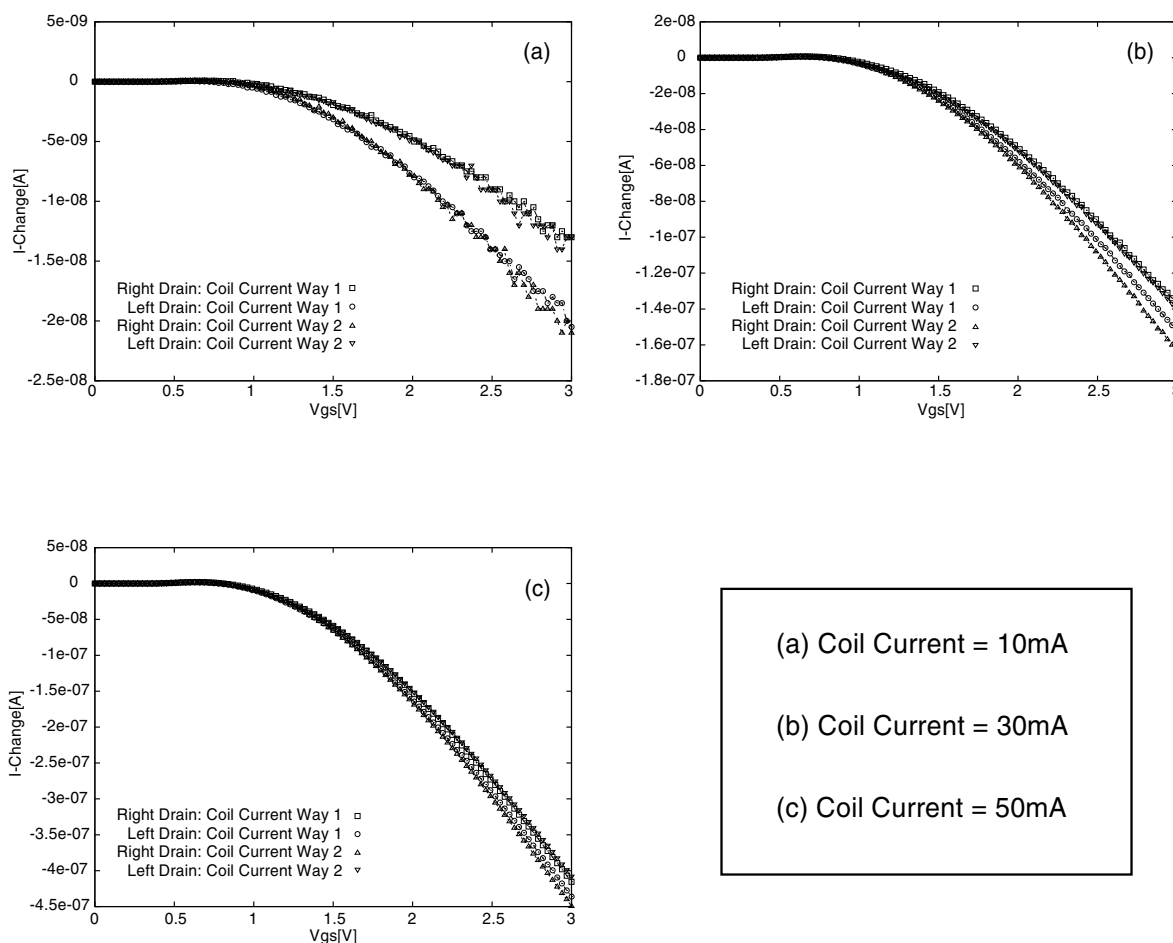


図 3.26 コイル電流の有無における各ドレイン電流の変化

いるといえる。この原因として以下が考えられる。

- コイルの電位による影響
- コイルが発生する熱による効果

まずコイルの電位によってドレイン電流差が変化するかを確認するために、図 3.27 に示すように、コイルの両端を短絡し、その電位を変化させて測定を行なった。実際コイルに電流を流しているときに与えている電圧は 50[mA] の電流に対して 250[mV] 程度であるため、今回の測定では電圧はチップ基盤に対して 0[mV] ~ 300[mV] を 100[mV] 間隔で与えた。結果として、ドレイン電流差に変化はなく、これにより、電位による影響ではないことが確認された。

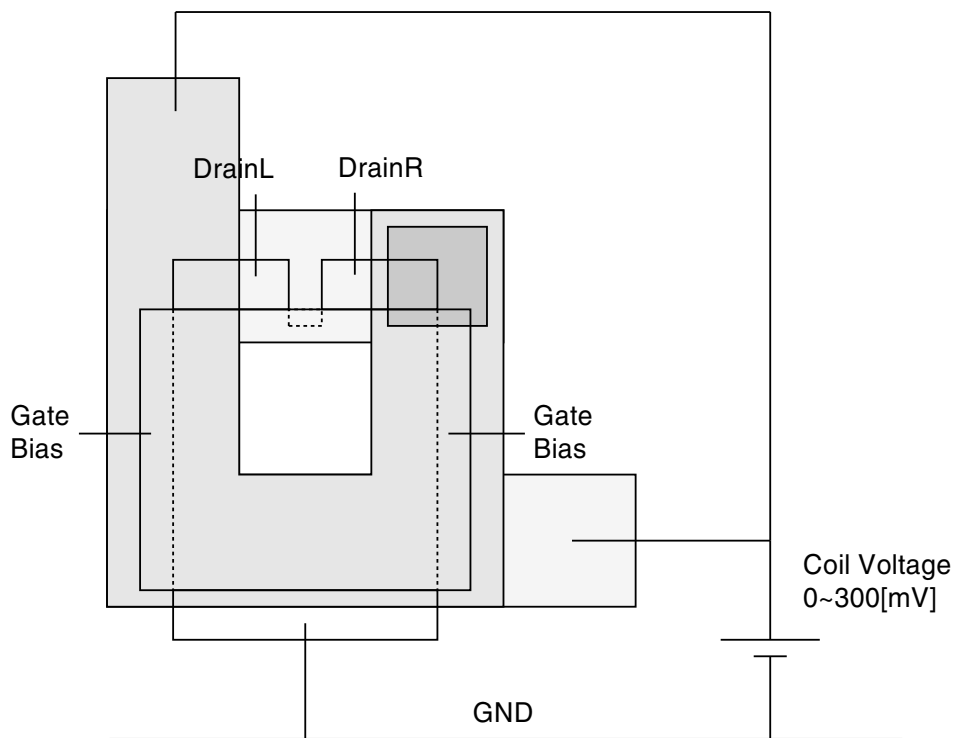


図 3.27 コイル電位による影響に関する測定回路

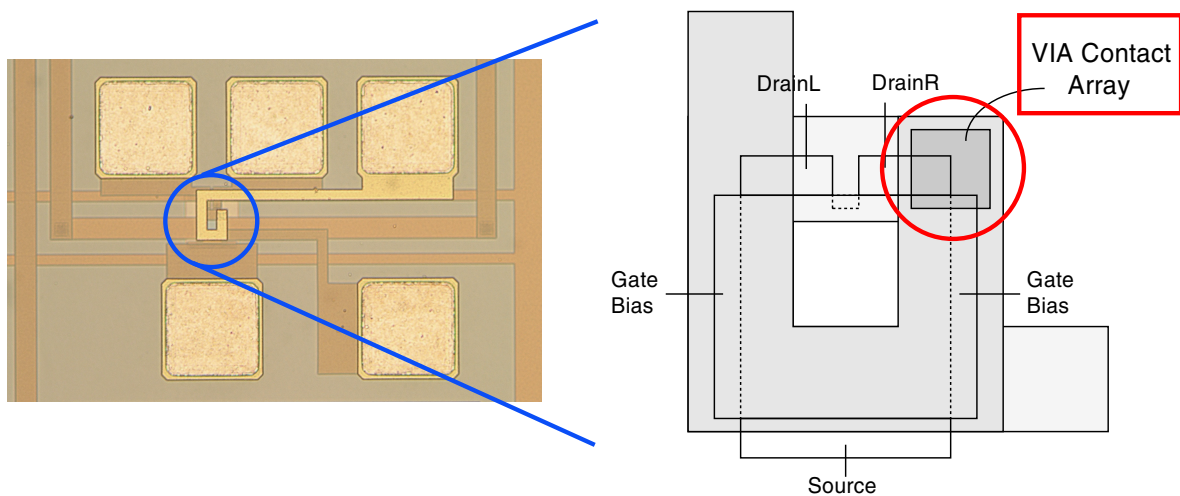


図 3.28 コイル内の Via Contact 位置

図 3.28 に示すのは今回測定に用いたオンチップコイルである。このオンチップコイルは小さいものを 2 段構造で実現するために、Via Contact が右ドレイン近傍に存在する形となっている。コイル内において、最も抵抗が高いのはこの Via Contact であり、この部分での電力消費が最も高いと考えられる。このコイルは導線の中心が  $20[\mu\text{m}]$  四方で、コンタクトアレイが存在する部分は  $10[\mu\text{m}]$  四方である。コイルに

50[mA] の電流を流すときには 250[mV] 程度の電圧を与えている。従って、10[mW] 以上の電力の多くを 10[ $\mu$ m] 四方の面積で消費していることになる。これを 1[cm] 四方の領域に変換すると 10[kW] 以上の電力となり、非常に高密度な電力消費を行なっていると考えられる。

これにより発生した熱による影響がドレイン電流差の飽和現象に現れていると考えられる。コイルを左右対称にした形状、および、Via Contact アレイを左ドレイン近傍に配置したデバイスを試作し、測定を行なうことで、熱による効果であるかどうかの検証が可能となる。これは今後の課題の一つである。

## 第4章

# 交流磁界下でのMAGFETによる高速検波

既存の磁気センサは元来、空間中の磁界の大きさを測定するものがそのほとんどである。本研究の最終目的は、交流磁界下において、電流信号との同期検波を行なうことである。

今回設計したようなオンチップコイル付磁気センサを用い、ゲートの下を流れる電流として交流信号と、それに同期した交流電流をコイルに流す。コイルに流れる交流信号によって、コイル内部に交流磁界が発生し、これが磁気センサに作用する。これにより2信号を乗算した信号が得られ、これは同期検波信号に相当する。

### 4.1 同期検波の原理

同期検波とは同じ周波数に同期された2信号の検波を行なうことであり、それらの位相差に相当する情報を得ることができる。今、2信号を以下のように定めると、位相差は $\theta$ である。

$$S_1 = A \sin \omega t \quad (4.1)$$

$$S_2 = B \sin(\omega t - \theta) \quad (4.2)$$

これら2信号の乗算信号は、

$$S_1 \times S_2 = AB \sin \omega t \sin(\omega t - \theta) = -\frac{1}{2}AB(\cos(2\omega t + \theta) - \cos \theta) \quad (4.3)$$

となる。

この信号の平均値は、

$$\overline{S_1 \times S_2} = \frac{1}{2} AB \cos \theta \quad (4.4)$$

また、積分値は、周期は  $\frac{2\pi}{\omega}$  を用いて、

$$\int_0^{2\pi/\omega} S_1 \times S_2 = \frac{\pi}{\omega} AB \cos \theta \quad (4.5)$$

となる。

このように、2信号を乗算した信号の平均値および積分値は位相差  $\theta$  の余弦に比例している。

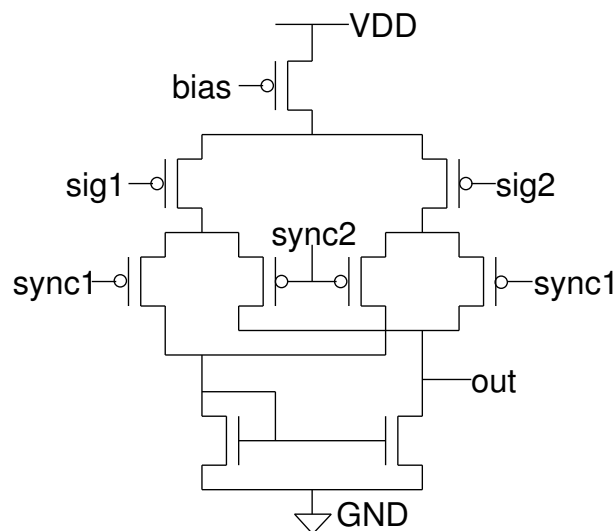


図 4.1 ギルバート乗算器

実際に、図 4.1 に示す乗算器を用いて、位相差を持つ 2 信号の乗算シミュレーションを行なった。その波形を図 4.2 に示す。この波形は位相差を 0 度から 180 度まで徐々に増加させたときの乗算結果を示しており、位相差が増加していくにつれて乗算結果の値がバイアス値に対して正から負へと変化していることがわかる。

同期検波では、この乗算結果信号の直流成分を観測することで、位相差の余弦に比例した信号を得ることが出来る。

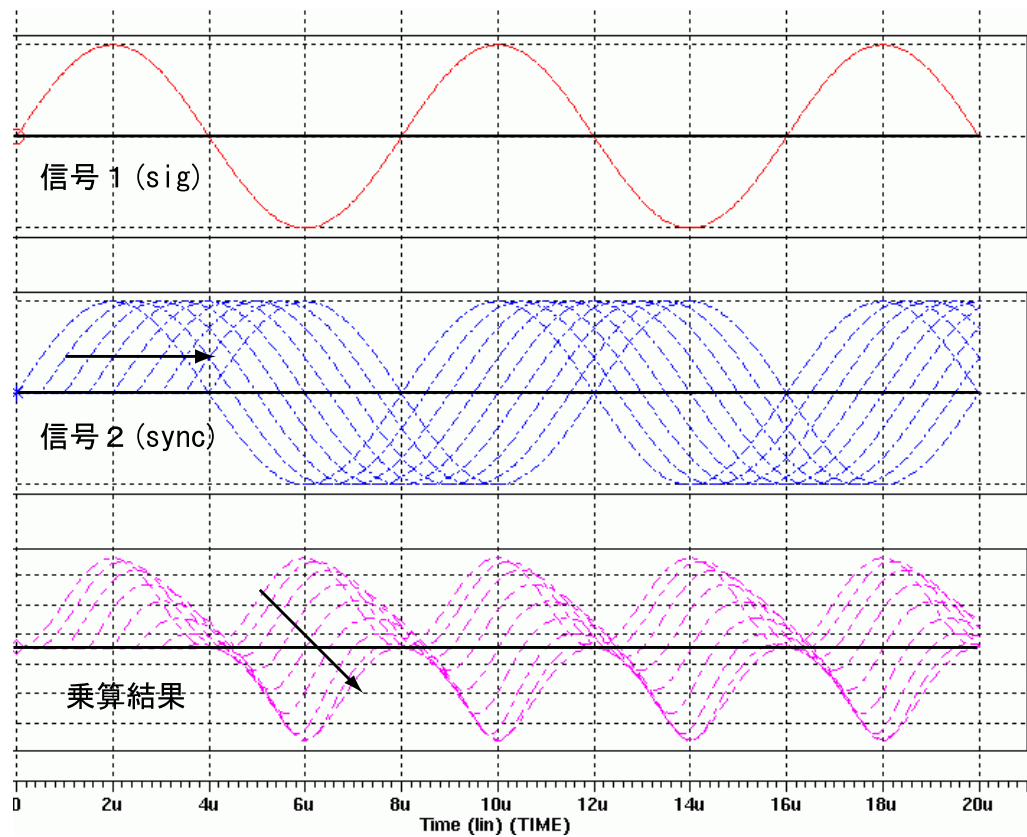


図 4.2 位相差と乗算信号の波形

## 4.2 オンチップコイル付MAGFETを用いた同期検波

図 3.20 の結果において、磁界存在下においては 0 に対して磁界の方向に対応して上下に変化している。これはつまり、磁界の一方に対しては片側のドレイン電流が増加し、逆方向の磁界に対しては逆側のドレイン電流が増加する。その増加分は磁界が強くなると大きくなっている。位相が一致している状態では、総電流信号が大きいき磁界によって一方のドレインに電流が偏り、総電流が小さいときには逆側のドレインに偏る。従って、その差分が直流信号として現れる。位相がずれていくに従って、この直流成分の大きさが変化していくという原理である。

前節で同期検波の理論式について述べた。本手法においてはコイルの電流方向を逆転させることで磁界の方向を上下逆転させることは可能である。しかしながら、MAGFET 内の電流信号に負の値を用いることはできないため、2 信号のうち片方には直流成分が入る。

$$I = I_0 + I_1 \sin \omega t \quad (4.6)$$

$$B = B_1 \sin(\omega t - \theta) \quad (4.7)$$

これら2信号の乗算信号は、

$$I \times B = I_0 \times B_1 \sin(\omega t - \theta) - \frac{1}{2} I_1 \times B_1 (\cos(2\omega t + \theta) - \cos \theta) \quad (4.8)$$

となる。

しかしながら、この直流信号は、

$$\overline{I \times B} = \frac{1}{2} I_1 B_1 \cos \theta \quad (4.9)$$

となる。これより、高周波にて変調した同期信号を扱い、本デバイスで位相差の余弦に相当した直流信号を得られることがわかる。



## 第5章

### 結論

本稿では、オンチップコイル付 MAGFET の電気的特性について報告した。

主として空間中の磁界強度を測定するために用られている磁気センサにオンチップコイルを搭載する。これにより、磁界強度を電流で制御することが可能となる。磁気センサの一つである MAGFET 中を流れる電流と、コイルによる磁気信号を制御することで同期検波が可能であると考えられる。

本研究では、MAGFET にオンチップコイルを搭載したデバイスを設計・試作し、その電気的特性を測定した。

- オンチップコイルと MAGFET の位置関係に関して考察を行なった。
- ドレイン端子を 2 つ持っている MAGFET に関して対称的な特性が得られることを確認した。
- ドレイン電流の差にオフセットが存在することを確認した。また、このオフセットはチップ間・チップ内位置によって異なっていることがわかった。
- コイルで発生させた直流磁界によって、MAGFET の両ドレインの大小関係が変化することを確認した。
- MAGFET によって得られる信号の飽和現象について、電位による影響と熱による効果について検討した。
- このデバイスを用いて、交流信号の同期検波が可能となることを説明した。

以上の結果によって、オンチップコイル付 MAGFET で、能動的に磁気信号を制御し、MAGFET の電流信号として処理できることが確認できた。

今後の課題としては、まず飽和現象に関してその原因を解明することが挙げられる。そのためには、Via Contact アレイの位置を変えたデバイスや、コイルを対称的

にしたデバイスの試作・測定が有用であると考えられる。また、チップ内の位置や、周囲の回路構造によって MAGFET 特性にどのような影響があるかを調べる必要がある。特に MAGFET のオフセット特性については、より深い検討が求められる。さらに、このデバイスを用いて同期検波を行ない、三次元距離計測への応用が今後の課題として挙げられる。

## 参考文献

- [1] 脇若弘之, “磁気センサ技術の変遷,” IEEJ Journal, vol.124, No.1, 2004, pp.36-39
- [2] R. S. Popovic, J. A. Flanagan, P. A. Besse, “The future of magnetic sensors,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.56, 1996, pp.39-55
- [3] R. Wunderlich, C. Thomas and K. Schumacher, “A Monolithic Position Sensor,” *IEEE J. Solid-State Circuits* 39 (2), 2004, pp.320-326
- [4] A. Haberli, M. Schneider, P. Malcovati, R. Castagnetti, F. Maloberti and H. Baltes “Two-Dimensional Magnetic Microsensor with On-Chip Signal Processing for Contactless Angle Measurement,” *IEEE J. Solid-State Circuits* 31 (12), 1996, pp.1902-1907
- [5] S. Kawahito, T. Takahashi, Y. Nagano and K. Nakano, “A CMOS Rotary Encoder System Based on Magnetic Pattern Analysis with a Resolution of 10b per Rotation,” *ISSCC Dig. Tech. Papers*, 2005, pp.240-241,596
- [6] G. Boero, M. Demeirre, P.-A. Besse, R. S. Popovic, “Micro-Hall devices: performance, technologies and applications,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.106, 2003, pp.314-320
- [7] E. H. Hall, “On A New Action of the Magnet on Electric Currents,” *American Journal of Mathematics*, Vol.2, No.3, Sep. 1879, pp.287-292
- [8] P. J. A. Munter, “A Low-offset Spinning-current Hall Plate,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.21-23, 1990, pp.743-746
- [9] A. Nathan, A. M. J. Huizer, and H. P. Baltes, “Two-Dimensional Numerical Modeling of Magnetic-Field Sensors in CMOS technology,” *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol.ED-32, no.7, 1985, pp.1212-1219
- [10] J. Lau, P. K. Ko, P. C. H. Chan, “Modelling of split-drain magnetic field-effect transistor (MAGFET),” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.49, 1995, pp.155-162

- [11] Y. Yunruo, Z. Dazhong, G. Qing, "Sector split-drain magnetic field-effect transistor based on standard CMOS technology," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol., 2005, pp.347-351
- [12] R. Miyagawa and T. Kanade, "CCD-Based Range-Finding Sensor," *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol.44, No.10, Oct. 1997, pp.1648-1652
- [13] O. M. Schrey, O. Elkhaili, P. Mengel, M. Petermann, W. Brockherde and B. J. Hosticka, "A 4x64 Pixel CMOS Image Sensor for 3D Measurement Applications," *European Solid-State Circuits Conference* on 16-18 Sep. 2003, pp.333-336
- [14] J. Nissinen, P. Palojarvi, J. Kostamovaara, "A CMOS Receiver for a Pulsed Time-of-Flight Laser Rangefinder," *European Solid-State Circuits Conference*, 2003, pp.325-328
- [15] M. Kawakita, K. Iizuka, H. Nakamura, I. Mizuno, T. Kurita, T. Aida, Y. Yamanouchi, H. Mutsumine, T. Fukaya, H. Kikuchi and F. Sato, "High-definition real-time depth-mapping TV camera: HDTV Axi-Vision Camera," *Opt. Express* 12, 14 Jun. 2004, pp.2781-2794
- [16] C.-C. Tong, J. F. Figueroa, and E. Barbieri, "A Method for Short or Long Rnge Time-of-Flight Measurements Using Phase-Detection With an Analog Circuit," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol.50, No.5, Oct. 2001, pp.1324-1328
- [17] G. -M. Sung, "Error correction for transformed concave and convex MAGFETs with dc supply voltage," *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol.117, Issue1, 3 Jan. 2005, pp.41-49
- [18] J. W. A. von Kluge and W. A. Langheinrich, "An Analytical Model of MAGFET Sensitivity Including Secondary Effects Using a Continuous Description of the Geometric Correction Factor G," *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol.46, No.1, Jan. 1999, pp. 89-95
- [19] S. -I. Liu, J. -F. Wei, and G. -M. Sung, "SPICE Macro Model for MAGFET and its Applications," *IEEE Trans. Circuits Syst.II* Vol.46, No.4, Apr. 1999, pp.370-375
- [20] LakeShore Gaussmeter 421
- [21] HP 4142B Modular DC Source/Monitor Operation Manual

- 
- [22] Agilent Technologies 4155C/4156C User's Guide
- [23] R. R.-Torres, E. A. G.-Dominguez, R. Klima, and S. Selberherr "Analysis of Split-Drain MAGFETs," IEEE Trans. on Electron Devices, vol.51, No.12, Dec. 2004, pp. 2237-2245

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、浅田邦博教授、池田誠助教授には御多忙にも関わらず、熱心かつ丁寧に御指導頂きましたことを深く感謝致します。

研究に関して様々な御指導・御助言・御支援を頂きました、浅田・池田研究室助手の鄭若丹<sup>シ</sup>氏、佐々木昌浩氏、浅田・池田研究室OBの大池祐輔氏、名倉徹氏、大学院生の吉田浩章氏、飯塚哲也氏、谷内出悠介氏、ジェームズタンドン氏、金允王景氏、風間大輔氏、石井健氏、門馬太平氏、梁志成氏、曹溶成氏、栗原健一郎氏、曾我部拓氏、ジャーナルバンチ氏、ファンハイディンミン氏、金雄鉉氏、山本裕介氏、金鎮明氏、卒論生の井上拓郎氏、猪飼啓太氏、中村大輔氏、技官および秘書の方々に深く感謝致します。

本研究におけるチップ試作は東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、ローム株式会社、株式会社半導体理工学研究センター、富士通株式会社、松下電器産業株式会社、NECエレクトロニクス株式会社、株式会社ルネサステクノロジ、株式会社東芝および凸版印刷株式会社の協力で行われたものであり、深く感謝致します。