Development of a Noncontacting μA -Order Current Sensor Using a Magnetic Bridge

T. Tadatsu and I. Sasada*

Loyalport Co., Ltd 779-7 Kubo, Koga-shi, Fukuoka 811-3115, Japan

*Interdisciplinary Graduate School of Engineering Sciences, Kyushu University
6-1 Kasuga-koen, Kasuga, Fukuoka, Japan 816-8580, Japan

A new noncontacting current sensor with a compact size was developed on the basis of the magnetic bridge principle. The magnetic bridge utilizes the monotonically increasing portion of the permeability of the core together with the flux density. To ensure that the sensitivity of the current sensor is high enough to detect a μA -order current, the magnetic bridge circuit is made in a round shape enclosing a current-carrying conductor. The whole structure of the magnetic bridge current sensor (MBCS) is encapsulated in a thick magnetic shield made of permalloy. The resolution of the current sensor presented in this paper is about 3 μA under an excitation current of 830 μA in 2.5 kHz. Therefore, the interference affecting the measured circuit is reduced to a negligible level.

Key words: current sensor, bridge, permeability

磁気ブリッジを用いた非接触 μA 電流センサの開発

忠津孝・笹田一郎*

株式会社エルポート，福岡県古賀市久保 7 7 9 - 7 (〒 811-3115)

*九州大学大学院 総合理工学府，福岡県春日市春日公園 6 - 1 (〒 816-8580)

1. はじめに

「測ること」は科学技術の発展と実用化に欠かすことが出来ない。益々高度化する昨今の科学技術では、現象をより詳しく正確に把握することが必須であり、それ相応の高性能な計測技術とセンサが求められている。

電流は基本的物理量の一つで、多くの分野で電流の計測が重要になることは多い。例えば、ナノテクノロジー分野で利用されているイオンビームの定量化や安定化。あるいは、放射光施設の加速器や蓄積リングの電子ビームの制御などは、高性能な電流計測なくしては実現できない。この様なイオンビームや電子ビームの計測では、非接触であること、高感度であること、ビームに干渉しないこと、などがセンサに求められる必要条件である。また、実用的にはセンサの小型化や省電力化も重要である。放射光施設の加速器兼蓄積リングの場合の一例では、最大電流 300 mA、通常運転時 100 mA、分解能 5 μA 以下が求められている⁽¹⁾。また、イオンビームによる超平滑研磨加工装置などの場合は、最大電流 1 mA 程度、分解能 1 μA 以下が求められている⁽²⁾。これらの値はこれで満足するものではなく、将来はより高度な要求が生じることは容易に予測できる。この様な電流センサの需要は今後益々高まると思われるが、まだ、これらの要求を十分に満たす性能のセンサを市場で見出すことが出来ない。

そこで我々は、イオンビームによる超平滑研磨加工装置を念

頭において、小型・低消費電力・無干渉の電流センサの開発を試みた。開発に当たっては、前記の条件を満たし得る検出原理として磁気ブリッジ方式⁽³⁾を採用し、さらに、小型化・高感度化を実現するために検出機能部分の形状や構造の工夫、および磁性材の選択とその組み合わせの検討を行った。

その結果、小型化・低消費電力化・無干渉化の条件をほぼ満たし、計測範囲 $\pm 3\text{ mA}$ 、分解能 3 μA を、負帰還なしで実現した。

2. センサの検出原理

この電流センサの検出原理は、著者らが発表している磁気ブリッジ方式⁽³⁾を採用した。磁気ブリッジ方式は磁気回路によってホイートストンブリッジを形成し、その磁気抵抗が磁界の強さで変化することを利用したものである。

Fig.1 に一般的な軟質磁性材の透磁率 μ 対磁束密度 B の特性を模式的に示すが、この様に軟質磁性材の透磁率は初透磁率 μ_i から最大透磁率 μ_m まで単調に増加する。その変化量は Co 系アモルファス・リボンでは 20 倍にまで達するものがある⁽⁴⁾。またその保磁力は DC で 0.2 A/m (焼鈍品) から 1.2 A/m (非焼鈍品) 程度で、磁界の僅かな変化で透磁率が急激に変化する⁽⁴⁾。この特性は、これを利用すれば高感度なセンサが実現できることを示唆している。

Fig.2(a) に磁気ブリッジの磁気回路の等価回路を示す⁽⁵⁾。この回路はいわゆるホイートストンブリッジであるが、ブリッジ

Fig. 1 Qualitative relationship between permeability and flux density in the magnetic core. The current sensor based on the magnetic bridge circuit (MBCS) uses the monotonically increasing portion of the permeability, where the flux density is less than B_m .

回路は僅かな変化量を検出するのに適しており計測等で盛んに用いられている。Fig.2(b)はFig.2(a)を変形したものであるがトポロジカルには等価である。Fig.2(c)はFig.2(b)を実用材料で製作できるように考案したものである。

このセンサの構造はFig.2(c)に示すように、二重のリング状の磁路があり、二つのリングは直径上の対面する位置、つまりFig.2(b)の点a-bと点c-dで磁性コアにより接続する。さらにこの接続した磁性コアの一方のコアに励磁コイルを巻く。図では点a-b間に巻いている。最後に二重のリングをひとまとめにしてトロイダル状の検出コイルを巻く。

Fig.2(b)では、接続点a-bとc-dを境にしてリング状コアを上半周と下半周に分けて、それぞれの磁路の磁気抵抗を等価的に表し R_1, R_2, R_3, R_4 とした。またそれぞれの磁路を通る磁束を $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, \Phi_4$ とし、その磁束密度をそれぞれ B_1, B_2, B_3, B_4 とした。さらにFig.2(b)およびFig.2(c)には、被

計測電流 I_x を中央に配置した。

$I_x = 0$ に対する磁束、磁束密度、磁気抵抗の各値には、 Φ_{10} のように添字0を付記して表すことにする。説明を簡素化する目的で磁気ブリッジの動作条件を次のように定めFig.2とFig.3により動作原理について説明する。

- ① $I_x = 0$ のとき、構造から $R_{10} = R_{30}, R_{20} = R_{40}$ とする。
- ② 励磁磁界は、Fig.2(b)の点a→bの方向を正とする。
- ③ 励磁磁束密度と I_x による磁束密度は前者の振幅が十分に大きく、かつそれらの合計はFig.1の B_m を超えない。
- ④ I_x は直流で紙面奥へ向かう方向を正とする。

以上の条件の元に、まず励磁コイルに交流電流を流して励磁磁束を作る。

いま励磁の正の半サイクルでFig.2(b)に示す向きに磁束が発生するものとして、ブリッジが対称に作られていると仮定すると、 $I_x = 0$ の場合は $\Phi_{10} = \Phi_{20}, \Phi_{30} = \Phi_{40}$ であり、円周に沿って周回する磁束は生じない。従って検出コイルには錯交する磁束が存在せず、起電力は生じない。

次に、 $I_x > 0$ とすると、励磁磁束が正の半サイクルでは、 Φ_2 と Φ_3 においては、励磁磁束と I_x による磁束 Φ_x が同方向でどちらも増加するので $\Phi_2 > \Phi_{20}, \Phi_3 > \Phi_{30}$ となる。他方 Φ_1 と Φ_4 においては励磁磁束と I_x による磁束 Φ_x が逆向きになるので Φ_1, Φ_4 共に $I_x = 0$ の場合に比べてどちらも減少して $\Phi_1 < \Phi_{10}, \Phi_4 < \Phi_{40}$ となる。したがって各リングコアの磁束密度は、 $B_1 < B_{10}, B_2 > B_{20}, B_3 > B_{30}, B_4 < B_{40}$ となる。

以上の結果とFig.1の μ と B の関係を参照すれば、 $R_1 > R_{10}, R_2 < R_{20}, R_3 < R_{30}, R_4 > R_{40}$ となり、前記の動作条件①から、 $R_1 > R_3, R_4 > R_2$ となる。従って $R_1 R_4 > R_2 R_3$ となりブリッジの平衡が崩れFig.2(b)の Φ_d が生じる。

さらに、励磁の負の半サイクルにおいても、正の半サイク

Fig. 2 Schematic diagrams showing the operating principle and structure of the sensor. (a) Wheatstone bridge circuit. In an MBCS, the reluctance decreases monotonically with the magnetic flux passing through it. (b) Structure develop for the MBCS, where the arms of the bridge are extended as far as possible and brought into contact at their for ends to allow fluxes to pass through. (c) Actual structure of the sensor, where two concentric thin magnetic cores provide bridge arms and a conductor carrying the current to be measured passes through the centers of the cores.

Fig. 3 Waveforms of relevant magnetic fluxes and the resulting output voltage in the presence of positive I_x . Φ_d is calculated as $\Phi_2 - \Phi_1$. Φ_3 and Φ_4 can be similarly obtained by translating Φ_1 and Φ_2 by the phase angle π .

ルと同様なプロセスで $\Phi_1 > \Phi_{10}$, $\Phi_4 > \Phi_{40}$, $\Phi_2 < \Phi_{20}$, $\Phi_3 < \Phi_{30}$ となるから, $R_3 > R_1$, $R_2 > R_4$ となり, $R_3 R_2 > R_1 R_4$ となってブリッジの平衡が崩れ Φ_d が生じる。

磁束密度と透磁率が Fig.1 のようになることおよび, 励磁磁界が正弦波であることから, 各動作磁束は模式的に Fig.3 のようになる。ブリッジの動作からもわかることであるが, Φ_d は励磁周波数の 2 倍になる。検出電圧は Φ_d の時間微分に比例するので, 同様に 2 倍の周波数として検出される。

次に I_x が反対に流れた時を考えると, Φ_d は Φ_x と同じ方向を向く性質があるので, Φ_d も Φ_x と共に反対向きになり, Fig.3 の V_{out} の波形も正負が反転する。従って同期検波をすると, その出力の極性は反転して, その極性から I_x の向きを知ることが出来る。この様にこの電流センサは, 出力信号の振幅から被計測電流 I_x の大きさがわかり, その位相で電流の向きが判るものである。そして, ブリッジの性質から $I_x = 0$ の時に $V_{out} = 0$ になるため, 僅かな変化でも検出し易く高感度なセンサに向いている。

3. センサの試作

磁気ブリッジ方式の電流センサは, フェライトコアなどで作った筒状のコアの一部に, 窓を二つ並べて開けてブリッジ部を形成することによって実現することが出来る⁽³⁾。その形状は, Fig.2(a) に示す回路と相似で原理的には判りやすいが小型で高感度にするには次のような欠点がある。検出機能を持つブリッジ部が小さいので小型で高感度なものは実現困難である。また検出機能に全く寄与しない磁路, 即ちブリッジ部の両端をつなぐ磁路が存在して無駄であると共に, この部分の残留磁化が性能に悪影響を及ぼす。

以上のような理由から, センサ全体に対してブリッジ部が占める割合を出来るだけ大きくし, 無駄な磁路をなくすることを目標に形状および構造を検討した。さらに, 使用する材質と製作の容易さなども考慮して決定したのが Fig.2(c) に示す形状である。

ブリッジ部に使用する磁性材については, 高感度を目的に最大透磁率 μ_m と初透磁率 μ_i の比 (μ_m / μ_i) が大きく, かつ製作しやすいものとして, Co 系アモルファス・リボン METGLAS2714A (日本非晶質金属製)⁽⁴⁾ を選択した。この材料は, 幅が約 25 mm, 厚さ約 20 μm であるが, センサの大きさに適切な幅 3 mm にスリットして円筒状に巻き重ねることにした。円筒状に巻き重ねると, 円周上のどの位置でも磁化軸の向きと磁化方向とが一致し, 巻くだけで積層も正確に出来るメリットがある。

次に両リングの架橋接続, つまり Fig.2(b) の点 a-b と点 c-d の接続コアについて述べる。リングと架橋部のコアは安定した接触が必要であるが, リングに用いるアモルファス・リボンは薄帯であって剛性に欠ける。従ってリングをコアに強く押し当てる外力が必要で, この力を受けるコアはブロック状の形状が良い。また, 微弱な励磁磁束を良く通すように μ_i は大きく, 磁束の歪を少なくするためには μ_m と μ_i の比が小さいのが良い。これらの条件を総合的に判断して MnZn 系フェライトを採用した。

製作は, まず内側のリング用ボビンを作りこれにアモルファス・リボンを巻いて内側のリングを作った。その外周に, 所定の位置に穴を開けた外側のリング用のボビンを取り付け, その穴に架橋用のフェライトコアと予め励磁コイルを 30 回巻いたコアを取り付けた。さらにこの外周にアモルファス・リボンを巻いて, 内外のリングと架橋用コアを密着させて磁気ブリッジを完成した。この磁気ブリッジの外側のリングの直径は 21 mm, 内側のリングの直径は 17 mm, 架橋部分の長さは約 2 mm である。さらにこのリングに Fig.2(c) に示したように検出コイルを 500 回巻いて検出部を作った。

本開発のセンサの被計測電流 I_x は μA オーダであるため, その発生磁界は地磁気よりも小さく, 地磁気が検出部に直接作用すると電流は測られない。そこで地磁気の影響を避けるために PC パーマロイで作った磁気シールドケースに収納した。磁気シールドの寸法は, 外径 35 mm, 厚さ 11 mm, 貫通孔径 5 mm, である。この磁気シールドケースに検出部を納めて蓋をする前の様子を Fig.4 に示す。磁気シールドのケースと蓋は

Fig. 4 The MBSC is encapsulated by a magnetic shield made of permalloy. Only the bottom part is shown in this photograph.

外周の縁で電氣的に絶縁して ϕ_d と錯交する電流回路を形成しないようにした。

4. 実験方法

実験は全て既成の計測器を用いて行った。使用した機器は、Oscillator (Kenwood 製 FG273), Lock-in amp. (NF 製 LI5641), Function generator (NF 製 1731), Oscilloscope (Yokogawa 製 DL1640L), X-Y recorder (Yokogawa 製 3023), である。

磁気ブリッジ方式では、磁束による透磁率の変化を如何にうまく使うかが重要である。そこでまず励磁条件を探る実験をした。その後適切な励磁条件で入出力特性を採った。実験に用いた接続図を Fig.5 に示す。また、実験中のセンサの写真を Fig.6 に示す。この写真でも判るとおり、実験はイオンビームの計測を想定して I_x を流す導線は直線状に張り、センサは固定して行った。

4.1 励磁条件の決定方法

Fig. 5 Block diagram of the measurement setup.

励磁条件は励磁周波数と励磁電流および励磁波形により決まる。この実験では励磁波形を正弦波に決め、残りの励磁周波数と励磁電流の決定をする。ここでは、まず磁束密度が B_m を超えない値で任意の励磁電流を決め、これにより適切な励磁周波数を求める。その後、求めた励磁周波数のもと適切な励磁電流を求める。

一般に磁性材の透磁率は周波数により異なる。この実験に用いた Co 系アモルファスリボンの場合も、励磁周波数を上げると μ_m が低下して μ_m / μ_i が小さくなる。このセンサでは μ_m / μ_i が大きいほうが高感度に来るので、周波数は低い方が高感度にし易くなる。しかし一方で検出コイルに誘起する起電力は周波数が高い方が大きくなり、且つセンサの応答速度も向上するので、励磁周波数は高い方が有利であるとも言える。

実験ではまず適した励磁周波数を探った。方法は I_x を一定

Fig. 6 Experimental setup for characterizing the current sensor. The current sensor is encapsulated in a magnetic shield made of a PC permalloy. In this case, the top and the bottom permalloy cases do not create a circular electric path in the radial cross-section.

にしておいて、励磁電流は磁束密度 B_m 以下の任意な値に設定しておき、励磁周波数を変化させて、ロックインアンプの出力を観測することにより出力電圧の測定を行った。ロックインアンプの参照信号は励磁周波数の2倍に設定した。この様にして、出力電圧が大きくてかつ安定している周波数帯域におおよその見極めをした。

この際、励磁周波数を変化させると、励磁コイルのインピーダンスが変化して励磁電流が変化するが、励磁コイルに直列接続した電流制限抵抗により際立った変化は起こらない。しかし周波数を大きく変化した場合は電流値を元の値に再調整した。また、磁束密度 B_m 以下の値であれば、励磁電流を変えても適した励磁周波数帯域は変化しないことが判っている。

次に、最適な励磁電流を求めるために、励磁周波数を適した値に固定しておき、 I_x が微弱な領域における感度を、励磁電流の設定を変えつつそれぞれの励磁電流値において $I_x = 0 \mu A$ と $I_x = 50 \mu A$ の時の出力を測定して、その差で求めた。あわせて、それぞれの時のノイズの大きさを測定した。ノイズの測定はロックインアンプに内蔵されたローパスフィルターのカットオフ周波数を、約 0.2 Hz (24 dB/oct) になるように設定して行った。この様にして SNR が最良となる励磁電流を求めた。

4.2 入出力特性の測定方法

励磁周波数と励磁電流が決定したところで、 I_x を変化させてその時の誘起電圧の実効値 V_{out} をロックインアンプを用いて測定した。 I_x は、ファンクションジェネレータで 10 mHz の正弦波を発生させてこの出力に抵抗負荷をかけて使用した。

測定結果は X-Y レコーダで記録することにして、X 軸には I_x として、ファンクションジェネレータの負荷抵抗の電圧降下を入力し、Y 軸にはロックインアンプの出力を入力した。

4.3 被計測電流への干渉の測定方法

干渉ノイズは、センサに導線を10回貫通させて巻き10Ωの抵抗負荷を接続して、その両端の電圧をオシロスコープで測定して行った。

5. 実験結果と考察

5.1 励磁条件決定の結果と考察

出力の大きさだけから判断すると、 V_{out} が大きくなる周波数帯域は複数存在することがわかった。また、オシロスコープを目視するだけで、明らかに V_{out} のノイズが大きい励磁周波数帯域と、そうでないところがあることもわかった。そこで、 V_{out} の大きさ、ノイズの大きさ、およびイオンビーム計測に必要な応答性と実用化電子回路製作の容易さ等の総合的判断から、励磁周波数を2.5 kHzに決定した。

さらに、励磁周波数2.5 kHzに於いては、830 μAでノイズが最小となることがわかった。

ノイズの算出は、設定した I_x の各励磁電流値において、それぞれ1000個のデータを取り、その平均値、即ち直流成分が I_x によるものとし、交流成分はノイズとした。つまり各データ値から全データの平均値を引き、それらの値を V_n として式(1)により求めた。

$$V_{rms\ noise} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N V_n^2} \quad \dots (1)$$

このようにして求めたノイズの値を、各励磁電流値における $I_x = 50 \mu A$ の直流分と比較して、ノイズの値を I_x に換算した。その結果をFig.7に示す。このグラフで最もノイズの小さい830 μAでは、ノイズが I_x 換算で約2 μAから3 μAの範囲内であった。

このセンサの励磁磁界の磁路長は約127 mmであり、励磁の起磁力は、励磁コイルの巻数30回と励磁電流830 μAから、約25 mAである。よって、励磁磁界は約200 mA/mとなる。これに正弦波の波高率を乗ずると励磁磁界の最大値は約280 mA/m程度である。一方、被計測電流 I_x の磁界は、磁

Fig. 7 Equivalent noise of the magnetic bridge vs. the amplitude of the excitation current. Noises are measured for zero and for 50 μA inputs. The optimum amplitude for the excitation current lies around 830 μA.

界が大きい内側のリングの場合、 $I_x = 1 \text{ mA}$ で約9.4 mA/m、 $I_x = 3 \text{ mA}$ では約28 mA/mである。よって、磁界の強さは励磁磁界が支配的で3 mAの電流を計測した場合でも最大の磁界の強さはおよそ300 mA/m程度である。

また、センサの感度は約8 nV/μA程度で、これに対して初段増幅回路の室温300 Kに於ける熱雑音 V_n は、周波数帯域を1 Hz、入力抵抗を5 kΩとして次の式で求めると約9.1 nVである。

$$V_n = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad \dots (2)$$

この値は被計測電流 I_x に換算すると1 μA以上になり、このままではこれ以上の分解能を得ることはできない。これらの結果から総合的に判断すると、励磁電流が小さくなると出力も比例して小さくなり相対的に熱雑音の影響が大きくなる。また励磁電流が大きくなり過ぎるとバルクハウゼンノイズの影響が大きくなる。結果的に励磁電流がある大きさになるとノイズが小さくなる値があると考えられる。その値がこの実験で得られた830 μAであると考えられる。

5.2 入出力特性の結果と考察

入出力特性は±3 mAと±50 μAの範囲で測定した。その結果をそれぞれFig.8およびFig.9に示す。この図はX-Yレコーダで記録したものである。

この実験結果は、実用品として充分に使用できる性能であり、この磁気ブリッジ方式で小型で高感度な電流センサを実現できることが証明された。今後はさらなる高性能化を図るが、今回の実験結果から具体的な注目点として次の点が挙げられる。

まず、Fig.8の±3 mAのグラフからは、全体的には良好な直線性が確認できるが、±2 mA付近で入力が増加中と減少中で、僅かに異なる値をとっている。この現象は、±2 mA付近でのみ現れていることと励磁磁界が弱いことを考慮すると、磁性材のヒステリシスの影響とは考え難く、今後、電子回路の影響も踏まえて多面的に究明しなければならない。また、±50 μAの特性では全体的には直線性の良い結果が得られているが、ノイズとヒステリシスが明らかに見受けられる。

これらの改善については、センサの出力をより大きくして、

Fig. 8 Characteristic of the developed current sensor.

Fig. 9 Characteristic of the developed current sensor for a small current input.

初段アンプの熱雑音との比率を大きくする対策が考えられる。つまり、リング状コアのアモルファスリボンの積層数を増やして磁性材の断面積を増やし磁束を増やすことが考えられる。また検出コイルの巻数を増やすことも有効である。ただし検出コイルの巻数を増やすと、等価的に直列接続になるコイルの抵抗と誘導性リアクタンスが増すと共に、並列接続になる層間の容量性リアクタンスが増し、巻数を増やすことによる起電力の増加分よりも、コイル内部の電圧降下の増加分の方が大きくなり、巻数を増やすと出力が低下することがある。従って、検出コイルの巻数を増やす場合はこの点に注意しておく必要がある。

さらに、実験におけるセンサ以外のノイズ源の可能性の究明と排除や、磁性材の特性を最大限に引き出すために、最適励磁条件を意図した値に設定出来る設計手法の確立などにより、解決していくことも必要であると考えられる。

5.3 被計測電流への干渉

従来、 μA オーダを計測出来る電流センサで市販されているものは、磁気変調方式を採用しているものが殆どであるが、これらのセンサは、励磁磁化方向を反転する際に、励磁磁界が非飽和領域を急速に通過するために急峻な磁束の変化が生じて、この磁束と錯交している被計測回路にスパイク性ノイズを誘起する。これを減少させるように工夫されているものもあるが、これを完全に排除することは困難なようで、その干渉の度合いは被計測電流 I_x に換算して数百 $\mu\text{Ap-p}$ から大きいものでは数 mAp-p にも及ぶものがある。

本研究の試作品で被計測電流回路から観測されたノイズは、センサを駆動しても停止してもほぼ同じレベルで、実験で用いた計測機器ではセンサの干渉によるノイズを分離して観測することができなかった。よってこのセンサの干渉ノイズも使用した計測器の計測限界以下であると判断した。この観点から干渉

ノイズは I_x に換算して $0.2 \mu\text{Ap-p}$ 以下である。

5.4 地磁気による影響

地磁気など外部磁界の影響を避ける目的で、磁気シールドケースを用いた。実験は磁氣的配慮は全く施されていない一般的な実験室で行ったが、その環境では地磁気や隣室等の実験装置が発する磁界の影響は、センサの出力で全く観測されなかった。従って、磁気シールドケースは今回試作したもので充分であると判断する。

6. まとめ

本研究は、微弱なイオンビーム電流の測定を念頭に置き、非接触で且つ電磁氣的にも被計測電流への干渉が充分に無視できる高感度な電流センサの開発を目標にした。

今回の試作品の分解能は $3 \mu\text{A}$ で、目標としている $1 \mu\text{A}$ には少し届かなかった。また、出力は一般の電子回路で処理できる大きさはあるものの約 $8 \text{ nV}/\mu\text{A}$ (V_{out}/I_x) であった。この両者には関係が有り、出力を大きくすれば分解能も向上すると考えられる。実験の結果から、試作品の形状や大きさを変更することなく、感度を 10 倍程度まで向上させることはコアの積層数を増やすことだけで可能である。

そのほかの特性は良好で、被計測電流への干渉は今回使用した計測器では測定できない範囲内にあり、大きく見積もっても I_x に換算して $0.2 \mu\text{Ap-p}$ 以下であった。また、励磁磁界は 200 mA/m と僅かで良く実際に流した電流は $830 \mu\text{A}$ だった。励磁電力は電流制限用負荷抵抗を含めても 0.2 mW 未満で、コイルやコアの発熱は非常に少なく、真空中に於ける使用でも放熱の問題を容易に解決できるものとなった。

今回の実験は負帰還なしで行ったが、負帰還をして 零磁界方式にすれば、特性はさらに良くなると考えられる。

この研究の結果、イオンビームの計測にも使用できる、非接触、小型、低消費電力、無干渉の高感度な微弱電流センサの製作が可能になった。

References

- 1) H.Yonehara, S.Date, K.Soutome, T.Ohshima, N.Kumagai, (Study of SPring-8 High-Flux Ring Project): *Japan Synchrotron Radiation Research Institute Accelerator Division, HFRproposal_V4*, (2006) [in japanese]
- 2) The light relation project follow-up study committee: *Report the impact of the light relation research and development project to technology, industry and society*, (2004) [in japanese], http://4users.spring8.or.jp/sp8_report/pdf/b2003-001.pdf
- 3) T.Tadatsu, I.Sasada: Sensing mechanism of the magnetic bridge of planar structure. *IEEE, MAG-04-53*, (2004) [in japanese]
- 4) Nippon Amorphous Metals Co., Ltd., http://www.metglas.jp/prod_01.html (As of December 20, 2006).
- 5) T.Tadatsu, I.Sasada: Development of the noncontacting μA -order current sensor using the magnetic bridge. *The 30th Annual Conference on MAGNETICS in Japan*. 14pB- 7, (2006) [in japanese]

2007年1月10日受理, 2007年7月11日採録