

Fig. 7 Measured phase characteristic of the bandpass filter.

る。そのために、Fig. 6 で確認できるようにカットオフ周波数を IF 信号より高周波側に設定した 200 Hz-30 kHz のバンドパスフィルタや 200 Hz-50 kHz のバンドパスフィルタで信号処理をしたときよりも 200 Hz-10 kHz のバンドパスフィルタ使用時の位相差ジッタエラーは大きくなる。

IF 信号の周波数 10 kHz を通過帯域が 200 Hz-100 kHz のバンドパスフィルタで信号処理した場合は、Fig. 7 で確認できるように 10 kHz 時のバンドパスフィルタの周波数-位相特性が 4 種類のフィルタの中で最も緩やかな特性を有しているため、IF 信号に含まれている周波数ジッタにより位相の変動が発生しにくい設定になる。しかし、通過帯域が広がるので、 $f_{RF} - f_{LO}$ 周波数成分以外の不要な周波数成分が含まれた IF 信号が生成されて、位相差ジッタエラーが増える結果となる。したがって、Fig. 6 で確認できるように 200 Hz-30 kHz や 200 Hz-50 kHz の通過帯域を有するバンドパスフィルタで信号処理をしたときより 200 Hz-10 kHz のバンドパスフィルタ使用時の位相差ジッタエラーは大きくなる。

次に、通過帯域が各々 200 Hz-10 kHz, 200 Hz-30 kHz, 200 Hz-50 kHz, 200 Hz-100 kHz の特性を持つ 4 種類のバンドパスフィルタに、通過帯域範囲内で IF 信号の周波数を変化させたときの得られる位相差ジッタエラーの最小値のみをまとめたものを Fig. 8 に示す。

Fig. 8 で確認できるように IF 信号の周波数が高い場合は、3.1 章で予測していたようにタイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーの影響で位相差ジッタが多くなる。また、IF 信号の周波数が低い場合は、3.2 章にて予測していたように信号源の周波数ジッタの影響で位相差ジッタエラーが増加している傾向がわかる。更に、バンドパスフィルタの高域カットオフ周波数と IF 信号の周波数が近い場合、IF 信号の周波数ジッタとフィルタの位相特性から位相差ジッタエラーが増加する傾向が確認できる。Fig. 8 により位相差ジッタエラーが最も小さいの条件は、IF 信号の周波数を 15 kHz に設定して、200 Hz-50 kHz の通過帯域を持つバンドパスフィルタを通過させるときであり、そのときの最小ジッタエラーの値は $1.18 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}} / \text{Hz}^{1/2}$ を得た。予測値と実測値を比較す

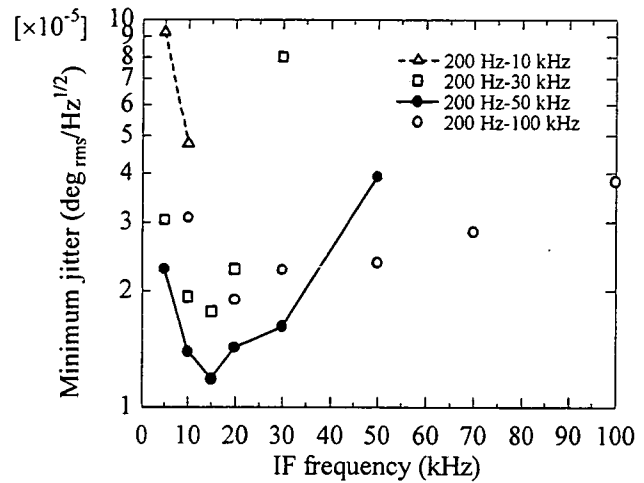


Fig. 8 Minimum phase difference jitter error.

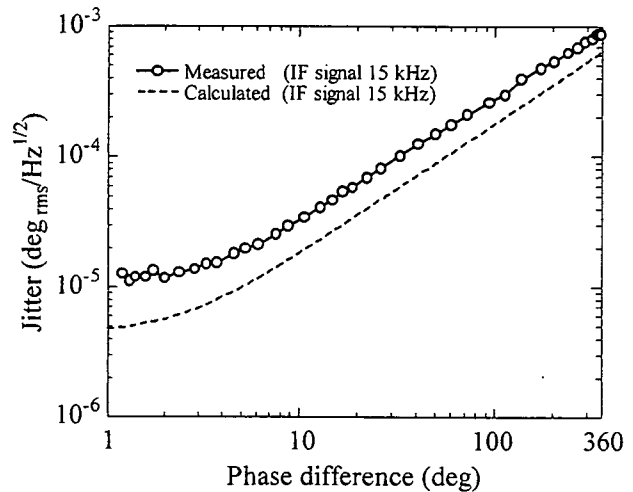


Fig. 9 Measured phase difference jitter error and calculated value.

るために、この最適条件下における位相差-位相差ジッタエラーの実測値と 3.3 章で得られる予測値を重ねた結果を Fig. 9 に示す。

予測値と実測値を比較すると、実測値の方が全体的に位相差ジッタエラーが多く、位相差が 1 deg 時における予測値は $4.49 \times 10^{-6} \text{ deg}_{\text{rms}} / \text{Hz}^{1/2}$ であるのに対して、実測値は $1.18 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}} / \text{Hz}^{1/2}$ であり、2.6 倍の格差がある。これは、予測値では $f_{RF} - f_{LO}$ 周波数以外の不要な周波数成分を全く生成しない理想的なミキサを仮定しており、実際の DMTD 方法で使用されているアンプとバンドパスフィルタ、コンパレータによるノイズ増加の影響を考慮していないためである。また、実際の DMTD 方法ではミキサとアンプ、バンドパスフィルタ、コンパレータが 2 組ずつ使用されているが、それらの位相特性が完全に同じであることはないため、予測値よりも位相差ジッタエラーを増加させる原因となる。しかし、予測値と実測値の位相差ジッタエラーの特性は酷似しており、本論文で開発された DMTD 方法による位相差測定装置は、信号源とタイムインターバルアナライザの仕様から決定される測定能力の限界を概ね達成していると考えられる。

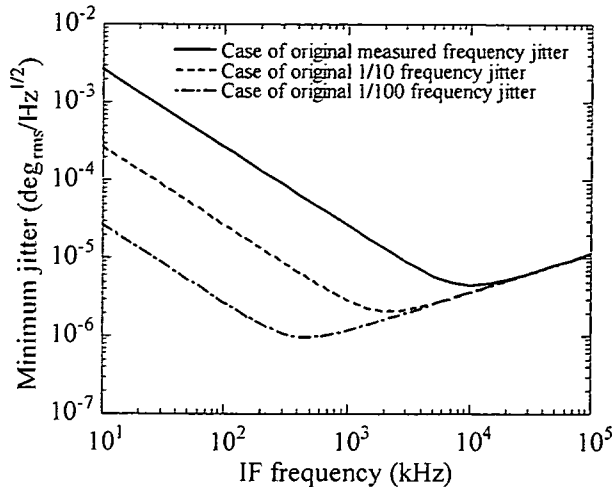


Fig. 10 Minimum phase difference jitter error calculated from the signal source frequency jitter.

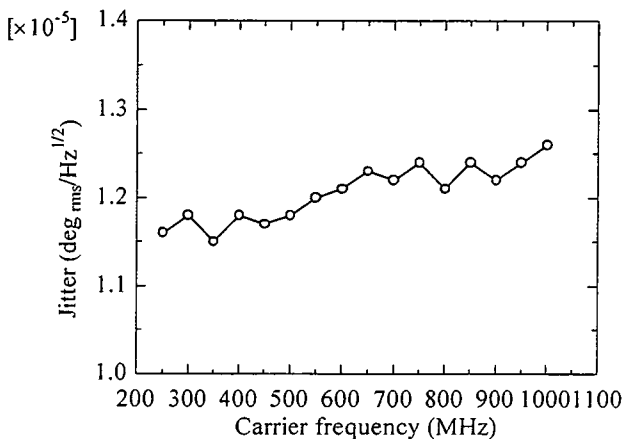


Fig. 11 Measured minimum phase difference jitter error of the phase difference measurement system.

3.5 位相差測定条件の最適化のまとめ

更に位相差ジッタエラーを減少させて位相差測定分解能を向上させる方法としては、安定性の高い信号源を採用して周波数ジッタを減少させる方法が考えられる。安定性の高い信号源を採用することで現状の信号源よりも周波数ジッタを10分の1と100分の1に減少できたと仮定した場合において、位相差が1 deg 時の位相差ジッタエラーについてまとめたものを Fig. 10 に示す。IF 信号の周波数が 10 kHz 以上の場合は位相差ジッタエラーがほとんど同じ値を示し、信号源の安定性を改善しても位相差測定の分解能が改善しないことがわかる。これは、タイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーによる測定分解能の影響が大半を占めているためである。IF 信号が 1 kHz 程度まで低くなると、タイムインターバルアナライザの内部ジッタエラーにより制限される測定分解能の影響が少なくなり、信号源の周波数ジッタ減少の効果が反映されて、発生する位相差ジッタエラーも減少することがわかるが、同時に位相差測定のサンプリングレートが低下することにもなる。したがって、サンプリングレートが 10 kHz 程度以上である必要があるアプリケーションに応用する場合、例えば 1 kHz

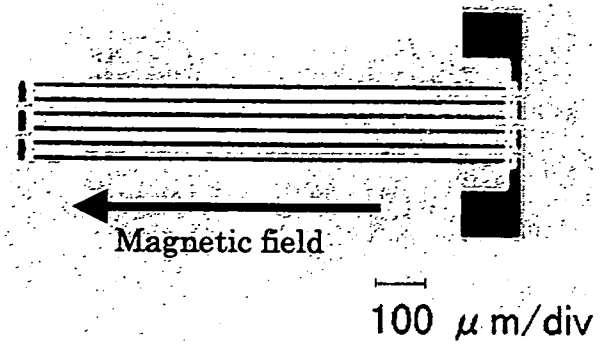


Fig. 12 High-frequency carrier thin film sensor.

程度の交流磁界成分を持つ脳磁界測定に応用する場合を考えている場合、現在使用している信号源よりも安定性の高い信号源を使用しても、これ以上の位相差測定分解能を得ることはできないということがわかる。したがって、1 kHz 程度の交流磁界成分の測定を行なう場合には、現在の位相差測定装置の持つ測定分解能が限界性能であることがわかる。

Fig. 11 は、高周波キャリア型薄膜磁界センサに通電させるキャリアに相当する RF 信号の周波数を 250 MHz から 1000 MHz まで変化させたときの位相差ジッタエラーの最小値をまとめたものである。DMTD 方法の条件は、先に最適な結果を得た IF 信号の周波数を 15 kHz に設定、200 Hz-50 kHz の通過帯域を持つバンドパスフィルタを通過させる条件とした。Fig. 3 にみられるように信号源の周波数が高くなると僅かに周波数ジッタが増える傾向にあるので、Fig. 11 で示される位相差ジッタエラーの最小値も RF 信号の周波数が 250 MHz から 1000 MHz に変化すると、位相差ジッタエラーは $1.16 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ から $1.26 \times 10^{-5} \text{ deg}_{\text{rms}}/\text{Hz}^{1/2}$ へ僅かに増加する結果を得た。

4. 位相差測定による交流磁界測定

最適化された DMTD 方法による連続サンプリング位相差測定装置に高周波キャリア型薄膜磁界センサを導入して交流磁界の測定を行なった。使用した高周波キャリア型薄膜センサ²⁾の写真を Fig. 12 に示す。CoNbZr 薄膜を RF スパッタリングにより成膜している。センサのパターンは、リフトオフプロセスにより作成した。磁化容易軸は、熱処理により短冊軸方向へ付与した。センサの寸法は、長さ 1 mm、幅 20 μm 、膜厚 4.1 μm の 3 ターンで構成されるミアンダーパターンである。ネットワークアナライザを使用して、この高周波キャリア型薄膜センサに 500 MHz のキャリア (RF 信号) を通電したときの直流磁界に対するインピーダンス特性と DMTD 方法を用いて測定した位相差特性をまとめて Fig. 13 に示す。交流磁界測定は、500 MHz のキャリア (RF 信号) を通電して、8 Oe の直流バイアス磁界を加えて位相差変化率が 1.90 deg/Oe になるように調整した。このときの DMTD 方法は、最適条件下 (IF 信号の周波数は 15 kHz、バンドパスフィルタの通過帯域は 200 Hz-50 kHz、アンプはバンドパスフィルタの入力電圧範囲の $\pm 10 \text{ V}$ に増幅、位相差測定のサンプリングレートは 15 kHz) に設

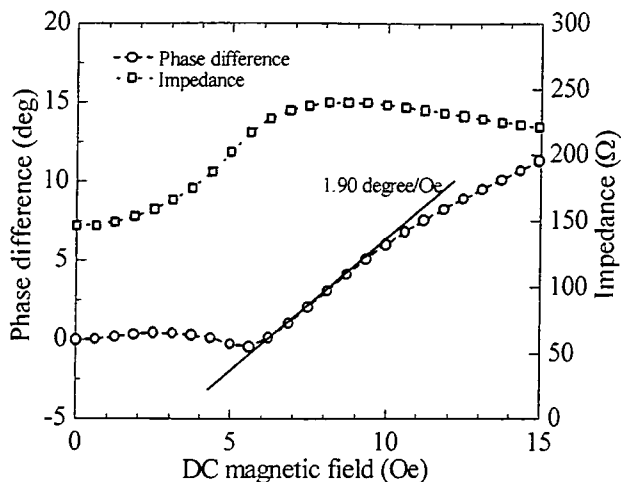


Fig. 13 Relationship of the dc magnetic field to the phase difference and the impedance of the sensor at a carrier frequency of 500 MHz.

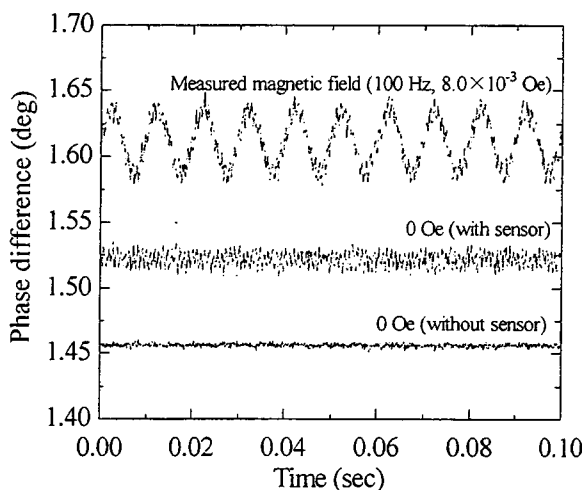


Fig. 14 Measured ac magnetic field and phase difference fluctuations.

定している。また位相差測定による磁界測定の実験は、磁気シールドルーム内で行なわれた。これらの条件下で高周波キャリア型薄膜磁界センサに 8.0×10^{-3} Oeの交流磁界を加えた場合と交流磁界を加えない場合、更に高周波キャリア型薄膜磁界センサを取り外した場合の各々の位相差測定結果をまとめて Fig. 14 に示す。

Fig. 14 で見られるように、開発された連続サンプリング位相差測定装置を使用することで、位相差測定による交流磁界測定が実現できた。また高周波キャリア型薄膜磁界センサを取り付けたときの位相差ジッタエラーは 3.23×10^{-5} deg_{rms}/Hz^{1/2}であり、取り付ける前のキャリア 500 MHz 時の位相差ジッタエラー 1.18×10^{-5} deg_{rms}/Hz^{1/2}に比較して 2.7 倍程度に増加しており S/N 比を悪化させていることがわかった。また、交流磁界測定時にも同じく増加した位相差ジッタエラーが混在していることが確認できる。このときの高周波キャリア型薄膜磁界センサの位相差変化率と増加した位相差ジッタエラーの比率を考慮すると、磁界測定の分解能は 1.7×10^{-5} Oe/Hz^{1/2}と見積もられる。

今後の高分解能化を考慮すると、センサを接続することにより

位相差ジッタエラーが増えないセンサ構造が必要である。使用したセンサは、振幅変調用の設計であるので集中定数回路素子としてのインピーダンスの変化量を重視したものであり、Fig. 13 によると位相差測定による磁界測定を行なったときのインピーダンスは 240 Ω であることが確認できる。位相差ジッタエラーは、センサを取り付けた時点で増加していることから、センサの有するインピーダンス 240 Ω による特性インピーダンス不整合による多重反射が位相差ジッタエラー増加の原因と考えられる。開発した位相差測定装置の性能を十分に引き出しながら磁界測定分解能を向上させるには、位相の変化率を重視した磁界センサを開発すると同時に、特性インピーダンスの整合性を考慮したセンサ構造が必要である。

5. まとめ

DMTD 方法で位相差を連続サンプリングするときの最適な条件を検討した。その結果、15 kHz のサンプリングレートで 250 MHz から 1000 MHz までの高周波で生じる位相差を $1.16 - 1.26 \times 10^{-5}$ deg_{rms}/Hz^{1/2}の高分解能で連続測定可能な位相差測定装置を開発した。

開発された連続サンプリング位相差測定装置を使用することで、高周波キャリア型薄膜磁界センサの位相差変化を 15 kHz でサンプリングすることが可能となり、直流から 1 kHz 程度までの低周波交流磁界測定が可能となった。

謝辞

本研究の DMTD 法の開発に際して有意義なご助言を頂きました独立行政法人産業技術総合研究所の今江理人氏、ならびに独立行政法人情報通信研究機構の森川容雄氏、花土ゆう子氏に謝意申し上げます。本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金基盤研究 A (採択番号 16206041)、ならびに東北大学 21 世紀 COE プログラム「新世代情報エレクトロニクスシステムの構築」により行なったものである。

Reference

- 1) S. Yabukami, T. Suzuki, N. Ajiro, H. Kikuchi, M. Yamaguchi, and K.I. Arai, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, p2019-2021, 2001.
- 2) H. Mawatari, H. Kikuchi, S. Yabukami, M. Yamaguchi, and K.I. Arai, *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 27, p414-418, 2003.
- 3) Allan, D. W.: "The measurement of frequency and frequency stability of precision oscillators", *NBS Tech. Note 699*, May 1975.
- 4) Allan, D. W. and Daams, H.: "Picosecond time difference measurement system", *Proc. 29th Annu. Symp. Frequency Control*, pp.404-411, May 1975.
- 5) T. Ozawa, H. Mawatari, Y. Murayama, S. Yabukami, K.I. Arai, Y. Hanado, and M. Imae, *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 28, p718-721, 2004.

2004年10月5日受理, 2005年6月10日採録

Development of Real-Time and Highly Accurate Wireless Motion Capture System Utilizing Soft Magnetic Core

Shuichiro Hashi¹, Yuuki Tokunaga¹, Shin Yabukami², Masaharu Toyoda¹, Kazushi Ishiyama², Yasuo Okazaki¹, and Ken Ichi Arai², *Member, IEEE*

¹Department of Materials Science & Technology, Gifu University, Gifu 501-1193, Japan

²Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University, Sendai 980-8577, Japan

Highly accurate wireless motion capture system using *LC* resonant magnetic marker has been developed. The marker consists of soft magnetic core with wound coil and a chip capacitor without battery or electric wires, driven wirelessly by the action of electromagnetic induction. The system realized the position accuracy is less than 1 mm within the space of 150 mm from the pickup coil array. Compared with dc magnetic system, the proposed system is applicable for precision motion-capturing under optically isolated space without magnetic shielding because the system is not influenced very much by the earth field noise.

Index Terms—Electromagnetic induction, *LC* resonant magnetic marker, motion capture system, wireless driving.

I. INTRODUCTION

IN ORDER to detect invisible targets safely in optically isolated space such as in or on a human body, an attached marker is desired to be free from electric wiring. An exact localization and direction of the targets are, additionally, required for a medical field or a human interface of the next generation. Magnetic motion capture system is thought to satisfy these requirements. There have been several investigations to determine the position of a magnetic object by measuring the magnetic field of the object [1]–[5]. However, conventional system requires comparatively large size marker and markers are not free from electric wiring as to obtain a high signal-to-noise ratio (SNR) for magnetic signal of marker. Accordingly, we have proposed and developed a new kind of magnetic motion capture system using magnetically coupled *LC* resonant marker [6], [7]. The small size marker utilizing soft ferrite magnetic core composed of a minimal *LC* circuit with no battery, is driven wirelessly by the action of electromagnetic induction. The magnetic signal of the marker is detected by a matrix designed pickup coil array. Former investigation of the position sensing system using *LC* resonant tags was reported. However, this system is unable to detect the location of the tags in millimeter unit, making it more difficult to track the orientation of the tags [8]. Our proposed system realized approximately correct orientation of the marker and the position accuracy of the marker was within 1 mm at an acquisition speed of 1 Hz [9], [10]. In this paper, the proposed system is demonstrated, and an accuracy of position and orientation of the marker is discussed.

II. SYSTEM CONFIGURATION AND THEORY

Fig. 1 shows a schematic diagram of the motion capture system. The system is composed of a driving coil, a marker,

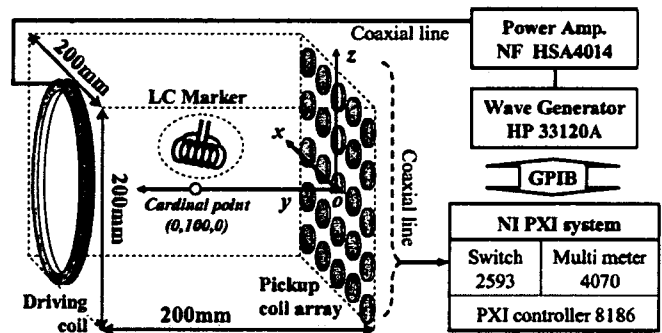


Fig. 1. Schematic diagram for proposed motion capture system.

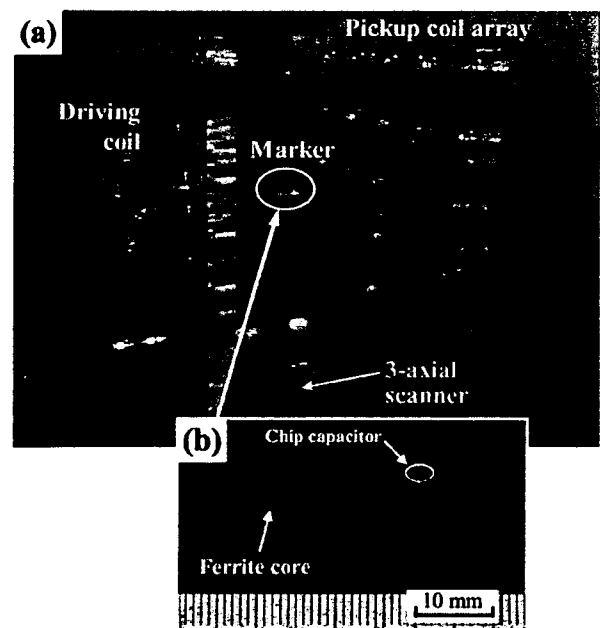


Fig. 2. Pictures of (a) detecting part of the motion capture system and (b) *LC* resonant magnetic marker with high permeability ferrite core.

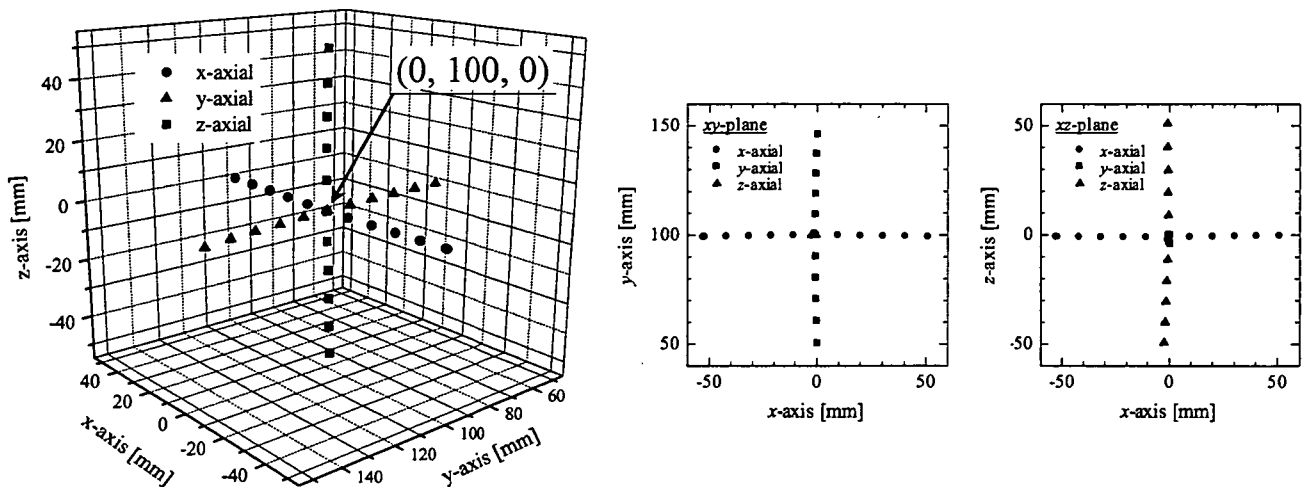


Fig. 3. Evaluation results for the developed motion capture system (displayed in three-dimensional, xy -plane and xz -plane plot).

and a pickup coil array. In this paper, we adopted a coordinate system in which was shown in Fig. 1. A picture of the developed coil system and LC magnetic marker is shown in Fig. 2. The marker consists of a high permeability ferrite core (3 mm in diameter and 10 mm long) with wound coil and a chip capacitor, which represents LC series circuit designed for a resonant frequency of 191 kHz. The pickup coil array consists of 25 coils placed at interval of 45 mm on an acryl board to configure a matrix layout. Each coil is made of 100 turns of polyester enameled copper wire (PEW) around acryl bobbin 25 mm in diameter. The excitation is 18-V sinusoid applied to the driving coil (ten turns of PEW around acryl coil 200 mm in diameter). The marker is strongly excited at around its own resonant frequency by the action of electromagnetic induction.

Induced voltage as an induction field of the marker is required to determine the position and the orientation of the marker. However, a resultant induction of exciting field and marker's field detected as an induced voltage at the pickup coils, because they have the same frequency component as each other. To extract the voltage of marker's contribution, first, induced voltage without marker, then, induced voltage with the marker was measured respectively. It is therefore possible to obtain the desired voltage by vectorially subtracting induced voltage with the marker from induced voltage without the marker [6], [7]. The position and orientation of the marker is calculated by the use of (1)–(3) make an optimization using the Gauss–Newton method [11]

$$S(\vec{p}) = \sum_{i=1} \left| \vec{B}_{\text{meas}}^{(i)} - \vec{B}_{\text{cal}}^{(i)}(\vec{p}) \right|^2 \rightarrow \text{Minimum} \quad (1)$$

$$\vec{B}_{\text{cal}}^{(i)}(\vec{p}) = \frac{1}{4\pi\mu_0} \left\{ -\frac{\vec{M}}{r_i^3} + \frac{3(\vec{M} \cdot \vec{r}_i) \cdot \vec{r}_i}{r_i^5} \right\} \quad (2)$$

$$\vec{p} = (x, y, z, \theta, \phi, M). \quad (3)$$

$S(\vec{p})$ is an objective function (the least square value), i is coil number, $\vec{B}_{\text{meas}}^{(i)}$ is the measured flux density, $\vec{B}_{\text{cal}}^{(i)}$ is the theoretical flux density which is taken into account of the magnetic dipole field and \vec{p} is the parameter of marker. \vec{M} is the magnetic moment, (x, y, z) is the position of the marker, and \vec{r} is equation of an ideal dipole field, which is expressed as a function of

position and orientation. θ is the angle between the direction of moment and the y -axis. ϕ is the angle between the x -axis and the direction vector when the moment is projected on an xz -plane.

III. RESULTS AND DISCUSSION

The position accuracy was verified experimentally for the system. Fig. 3 shows the capturing results when the marker is located on the cardinal point (cf., Fig. 1) with parallel to the y -axis. The marker was swept every 10 mm step along the x -axis, z -axis, and y -axis within the range of 100 mm by the three-dimensional-axial scanner (made of nonmagnetic resin, cf., Fig. 2). The positions captured from measured induced voltages by pickup coils and calculated by (1)–(3) are represented by circle as x -axial, square as z -axial, and triangle as y -axial results, respectively, in Fig. 3. A good linearity correspond to the actual displacement was obtained at each axes. Relative position accuracy of each point to point was evaluated and expressed average value \pm standard deviation; results are as follows: 0.37 ± 0.26 mm as x -axial displacement, -0.43 ± 0.40 mm as y -axial displacement, and 0.03 ± 0.54 mm as z -axial displacement, respectively. According to the results, relative position accuracy was less than 1 mm.

To capture exact motion of the object with maker, also an attitude angle of the marker is required. Therefore, attitude angles were evaluated at various positions. Fig. 4 shows the evaluation results for relative attitude angle of θ when the marker was rotating in a xy -plane at a point with coordinates, $(0, 100, 0)$, $(-50, 50, 50)$, $(-50, 100, 50)$, and $(-50, 150, 50)$, respectively, where $\theta = 90^\circ$ was defined when the marker was aligned with y -axis. As shown in Fig. 4, approximately correct attitude angles were acquired. However, the system could not acquire the correct attitude angle while the deviation angle between an exciting field vector and a normal vector of marker approached to be at a right angle (cf., $\theta \cong 0^\circ, 180^\circ$ in Fig. 4). This is a simple reason: because the marker is not excited efficiently and it reduces the SNR. Fig. 5 shows the relation between the SNR and the relative position accuracy, where the noise level of the system was defined 1 μV . As shown in Fig. 5, the position accuracy is obtained within 1 mm at SNR above 50.

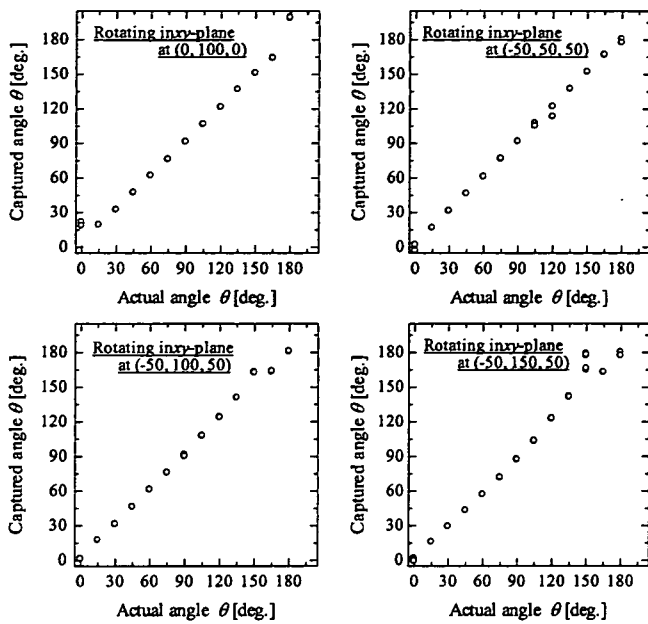


Fig. 4. Evaluation results for attitude angle in a xy -plane at a point with coordinates, (0, 100, 0), (-50, 50, 50), (-50, 100, 50), and (-50, 150, 50).

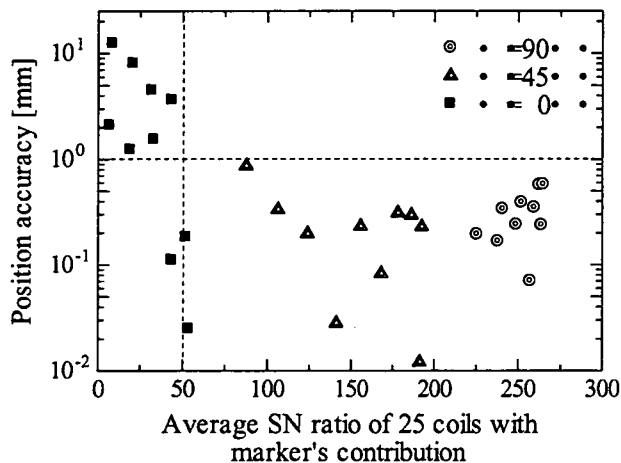


Fig. 5. Average SNR dependence of the relative position accuracy.

In addition, the capturing speed of the system was 1 Hz (one capturing per second) under synchronized operation of two multimeters: total time for voltage acquisition is about 780 ms and the time of about 210 ms is needed for calculation.

As a result, the system is capable of capturing motion of the marker wirelessly with a high accuracy in millimeter scale.

IV. CONCLUSION

A new type of motion capture system using LC resonant magnetic marker has been proposed and demonstrated. The position accuracy was less than 1 mm and approximately attitude angle was acquired at SNR above 50 when the marker was located within the space of 150 mm from pickup coil array. Except, however, the region of deviation angle between a vector of the exciting field around the marker and a normal line component vector of the marker is nearly equal to 90° . The system operation speed was 1 Hz by using two multimeters.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Industrial Technology Research Grant Program in 03A47063a from the New Energy and Industrial Technology Development Organization (NEDO) of Japan.

REFERENCES

- [1] F. Grant and G. West, *Interpretation Theory in Applied Geophysics*. New York: McGraw-Hill, 1965, pp. 306–381.
- [2] S. V. Marshall, "Vehicle detection using a magnetic field sensor," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-27, pp. 65–68, 1978.
- [3] W. M. Wynn, C. P. Frahm, P. J. Carroll, R. H. Clark, J. Wellhoner, and M. J. Wynn, "Advanced superconducting gradiometer/magnetometer arrays and a novel signal processing technique," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-11, pp. 701–707, 1975.
- [4] J. E. Mcfee and Y. Das, "Determination of the parameters of a dipole by measurement of its magnetic field," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-29, pp. 282–287, 1981.
- [5] S. Yabukami, K. Arai, H. Kanetaka, S. Tsuji, and K. I. Arai, "Magnetic jaw-tracking system available with six degrees of freedom," *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 28, pp. 711–717, 2004.
- [6] S. Yabukami, S. Hashi, Y. Tokunaga, T. Kohno, K. I. Arai, and Y. Okazaki, "Development of a position-sensing system for a wireless magnetic marker," *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 28, pp. 877–885, 2004.
- [7] S. Hashi, Y. Tokunaga, S. Yabukami, T. Kohno, T. Ozawa, Y. Okazaki, and K. I. Arai, "Wireless motion capture system using magnetically coupled LC resonant marker," *J. Magn. Mater.*, to be published.
- [8] J. A. Paradiso, K. Hsiao, J. Stricken, J. Lifton, and A. Adler, "Sensor systems for interactive surfaces," *IBM Syst. J.*, vol. 39, no. 3&4, pp. 892–914, 2000.
- [9] S. Yabukami, S. Hashi, T. Ozawa, T. Abe, T. Kohno, K. I. Arai, and Y. Okazaki, "Development of a position-sensing system for a wireless magnetic marker using a differential pickup coil," *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 29, pp. 146–152, 2005.
- [10] Y. Tokunaga, S. Hashi, S. Yabukami, T. Kohno, M. Toyoda, T. Ozawa, Y. Okazaki, and K. I. Arai, "Precision position-detecting system using an LC resonant magnetic marker," *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 29, pp. 153–156, 2005.
- [11] T. Nakagawa and Y. Koyanagi, *Experimental Data Analysis by the Least Square Method*. Tokyo, Japan: Univ. Tokyo Press, 1982, pp. 95–99.

Manuscript received February 7, 2005.

Improvement of the Sensitivity of a High-Frequency Carrier-Type Magnetic Field Sensor Through the Use of an Edge Extension Structure

M. Sendoh, T. Nakai*, N. Tachibana**, N. Hoshi**, H. Suzuki**, N. Horikoshi***, S. Yabukami***, K. Ishiyama***, and K. I. Arai***

Miyagi Organization for Industry Promotion, 1-14-2 Kamisugi, Aoba-ku, Sendai 980-0011, Japan

*Industrial Technology Institute, Miyagi Prefectural Government, 2-2 Akedori, Izumi-ku, Sendai 981-3206, Japan

** NEC Tokin Co., Ltd., 6-7-1 Koriyama, Taihaku-ku, Sendai 982-8510, Japan

***Research Institute of Electrical Communication, Tohoku Univ., 2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan

Improvement of the sensitivity of a high-frequency carrier-type (HFC-type) magnetic field sensor through the use of an edge extension structure is reported. The HFC-type magnetic field sensor is composed of a rectangular CoNbZr thin film with a coplanar-structure Cu thin film as an electrode. The edge extension structure causes reduction of the sensor's demagnetization field effect. A variation in the sensor impedance was obtained as a function of the external magnetic field for edge extension lengths ranging from $X = 0$ mm to $X = 1$ mm. The length of the sensor was 1 mm, the thickness was 2 μm , and the widths were 20 and 80 μm . It was demonstrated that the gain of an HFC-type magnetic sensor with an edge extension length of $X = 1$ mm was three times higher than that of a sensor with an edge extension length of $X = 0$ mm. This result shows that an edge extension structure improves the sensitivity of an HFC-type magnetic field sensor.

Key words: high-frequency carrier-type magnetic field sensor, edge extension structure, impedance characteristic, improvement of sensitivity, magnetic thin film

端部磁性体を配置した高周波キャリア型磁界センサの感度向上に関する研究

仙道雅彦・中居倫夫*・橋奈緒子**・星則光**・鈴木秀夫**・堀越直***・

藪上信***・石山和志***・荒井賢一***

財団法人みやぎ産業振興機構, 仙台市青葉区上杉 1-14-2 (〒980-0011)

*宮城県産業技術総合センター, 仙台市泉区明通 2-2 (〒981-3206)

**NEC トーキョー株式会社, 仙台市太白区郡山 6-7-1 (〒982-8510)

***東北大学電気通信研究所, 仙台市青葉区片平 2-1-1 (〒980-8577)

1. はじめに

高周波キャリア型磁界センサは GMI (Giant Magneto Impedance) センサとも呼ばれ, 室温動作する磁界センサとして非常に高い磁界検出分解能を有し¹⁾, 生体磁気計測や非破壊検査などへの応用が期待されている。しかしながら, このセンサを素子長 1 mm 程度まで小型化すると, 反磁界によりセンサの実効磁界が減少し, 感度が低下するという問題が顕著になる。

一方, 高周波キャリア型磁界センサの高感度化手法として, 以下の2点が報告されている。一つは, 薄膜プロセスを用いて作製した高周波キャリア型磁界センサ幅方向に対して 40 度から 70 度の間に角度制御された傾斜磁区構造を形成することで, 素子幅方向の相対的な異方性磁界を減少させ, これに伴い, インピーダンス変化を高感度化する方法²⁾。もう一つは, センサ端部の磁性体を伸ばすことで, センサ端部に局在する反磁界影響部分を除去し, センサ感度を増加させる方法である³⁾。

本研究では, 前述した2つの高周波キャリア型磁界センサの高感度化手法を組み合わせることで, 高感度な小型素子を実現することを目的に, 特にセンサ端部の磁性体を伸ばすことによりセンサ感度の向上ができることを実験的に確認した結果を報告する。

2. 素子構成・作製プロセス

Fig.1 に本研究で作製した素子の概略図を示す。図中アモルファ

ス $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜は 1.2 mm + 2X mm の連続した矩形構造となっている。その内訳は, 中央部の長さ 1 mm のセンサ部 (磁界検出部), 電極となる Cu 薄膜との接触部分が 2ヶ所合わせて 0.2 mm, 伸ばした磁性体部分が 2X mm である。以後, X の部分を端部磁性体と呼ぶことにする。なお, この $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ の組成にお

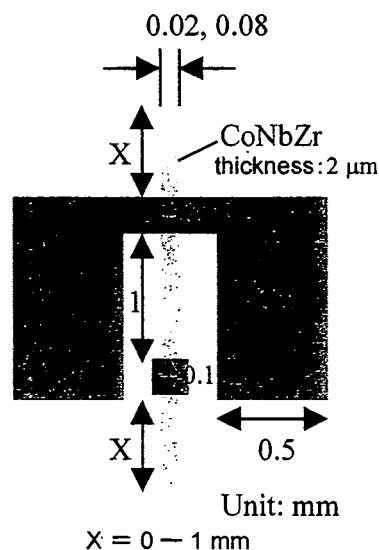


Fig. 1 Schematic illustration of the HFC-type sensor with an edge extension structure.

いて磁歪は0である。この連続した矩形磁性体にCu薄膜をコプレーナ構造となるように配置して電極とした。磁性体の膜厚は2 μm 、幅は20 μm ならびに80 μm とした。また端部磁性体の長さ X は次節にて説明するシミュレーション結果より0から1 mm とした。

Fig. 2に本素子作製プロセスのプロセスチャートを示す。この図はFig.1中の破線部分の断面を見たものである。ガラス基板にフォトリソグラフィによりレジストをパターンニングし、その後にCoNbZrをRFスパッタ法により製膜した。その後、温度400°C下で、磁界強度3 kOeの回転磁界中熱処理を2時間、磁性体の幅方向に対して50° 傾けた方向に3 kOeの静磁界中熱処理を1時間行なって、斜め方向に磁気異性を誘導した。熱処理後、電極となるCu薄膜を1層目のCoNbZr薄膜と同様にRFスパッタ法ならびにリフトオフ法で作製し、素子が完成する。

完成した素子の概観写真をFig. 3に示す。この素子の磁性体幅は20 μm 、端部磁性体長さは $X=1\text{ mm}$ である。Fig. 4にカー効果

顕微鏡にて観察したこの素子の磁区構造を示す。磁化は図中矢印の方向を向いていると考えられる。ストライプ状磁区の磁壁は、素子幅方向から平均で45° 面内に傾斜していることが確認できる。

3. 素子内部磁界分布解析

端部磁性体長さに対する素子の反磁界の影響を調べるため、3次元有限要素法によるシミュレーションを行った。Fig. 5は幅20 μm ならびに80 μm 、厚さ2 μm 、長さ1.2 + 2X mmの磁性体の長手方向に1 Oeの外部磁界を印加した場合の素子内部の磁界分布をシミュレーションした結果である。図における縦軸は、磁界の絶対値である。シミュレーションの条件としては、磁性体の飽和磁束密度が9.4 kG (0.94 T)、異方性磁界6 Oeの磁化容易軸を50° 傾けた条件を模擬して行った。すなわち、磁性体のM-H曲線は、センサ素子と同じ条件となるように磁化容易軸を50° 傾け、センサ素子の磁界印加方向と対応した方向の外部磁界

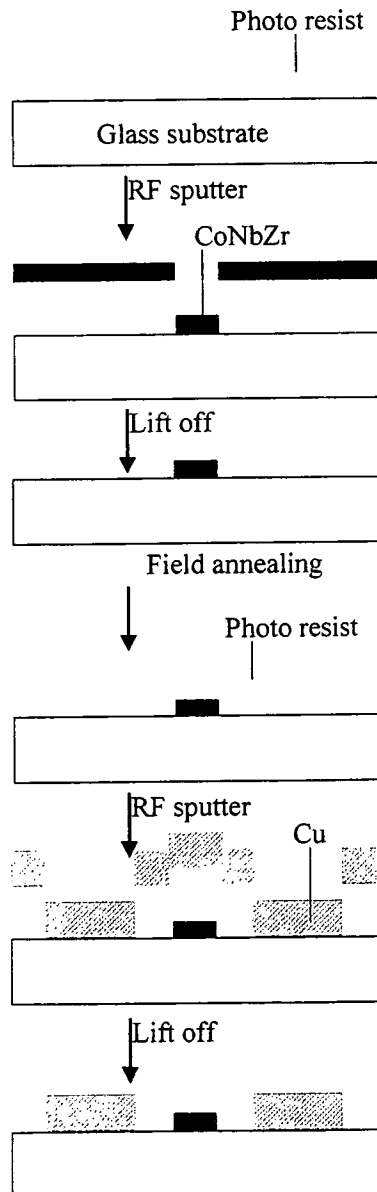


Fig. 2 Fabrication process for the sensor.

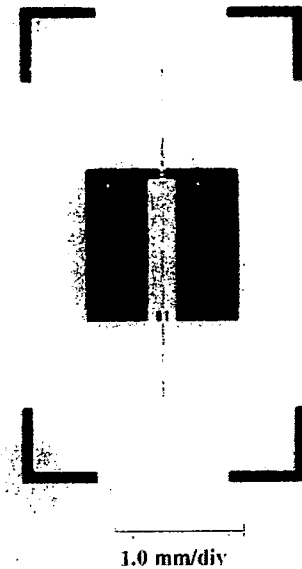


Fig. 3 Photographic view of the fabricated HFC-type magnetic field sensor.

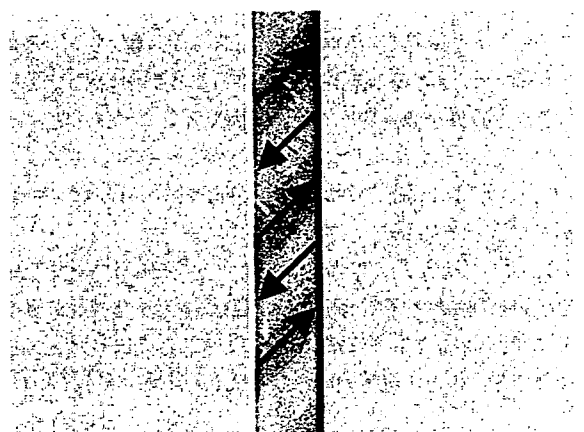


Fig. 4 Domain structure of the sensor (width = 20 μm , $X = 1\text{ mm}$).

によるM-H曲線を $\phi 5\text{mm}$ の円盤形状の磁性薄膜において測定したものをを用いた。なお、本解析の条件では磁性体は飽和していない。さらに本解析は磁区構造を考慮しないバルクの解析である。また、素子長手方向中心を0 mmとし、センサ部となる1 mmの領域に縦線をひいてある。ここでセンサ部とはFig. 1上下2つの電極に挟まれた領域を示し、素子インピーダンスの測定部分である。幅20 μm 、80 μm いずれの場合でも端部磁性体長さ X を大きくすることでセンサ部における磁界が均一化することがわかる。特に $X=1\text{mm}$ ではセンサ部における磁界がほぼ均一であるため、本研究では、端部磁性体長さ X が0から1 mmの素子を作製した。

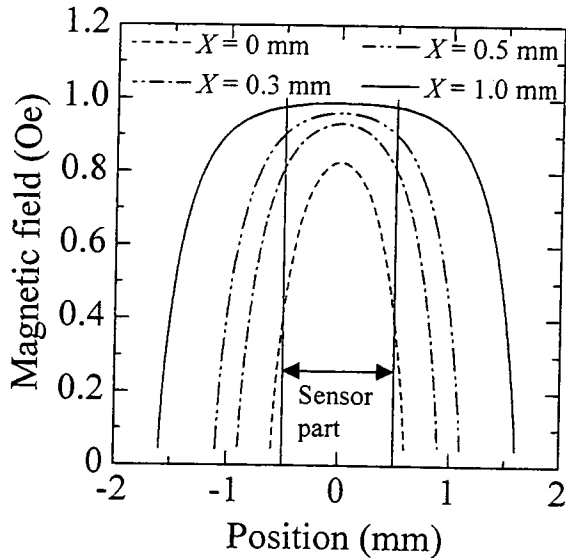
4. 実験方法

Fig. 6 に素子のインピーダンス測定装置を示す。素子イ

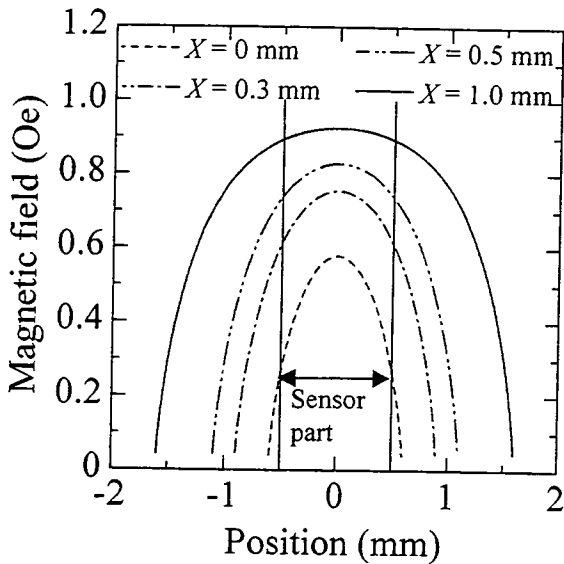
ンピーダンスの測定は、3端子ウェハープローブを用い、ネットワークアナライザによりS11を測定することで行った⁴⁾。測定は、ヘルムホルツコイルにより外部磁界をセンサ長手方向に印加し、その磁界強度に対する素子インピーダンス特性を測定することで行った。なお、センサ素子に通電した高周波電流（以下、キャリア電流またはキャリアと呼ぶ）は、-10 dBm と入力電力一定とした。

5. 実験結果

磁性体幅20 μm のセンサ素子について外部磁界強度に対するセンサ素子インピーダンスの測定結果をFig. 7に示す。丸プロットは端部磁性体長さ $X=0\text{mm}$ で素子に通電したキャリア周波数600 MHzでの実験結果、四角プロットは $X=1\text{mm}$ 、キャリア周波数500 MHzの実験結果である。キャリア周波数が異なるのは、センサ感度最大の条件を選んだためである。図よりインピーダンスの変化は、 $X=0\text{mm}$ のときは1.2 Oe付近で、 $X=1\text{mm}$ のときは0.5 Oe付近で不連続的なものとなっている。そこでインピーダンスが連続的と認められる点(図中には実線で示した)においてセンサ感度を導出すると、 $X=0\text{mm}$ では19 Ω/Oe 、 $X=1\text{mm}$ では63 Ω/Oe と約3倍の感度増加が得られた。磁性体



(a) Sensor width: 20 μm



(b) Sensor width: 80 μm

Fig. 5 Simulated magnetic field in the sensor element.

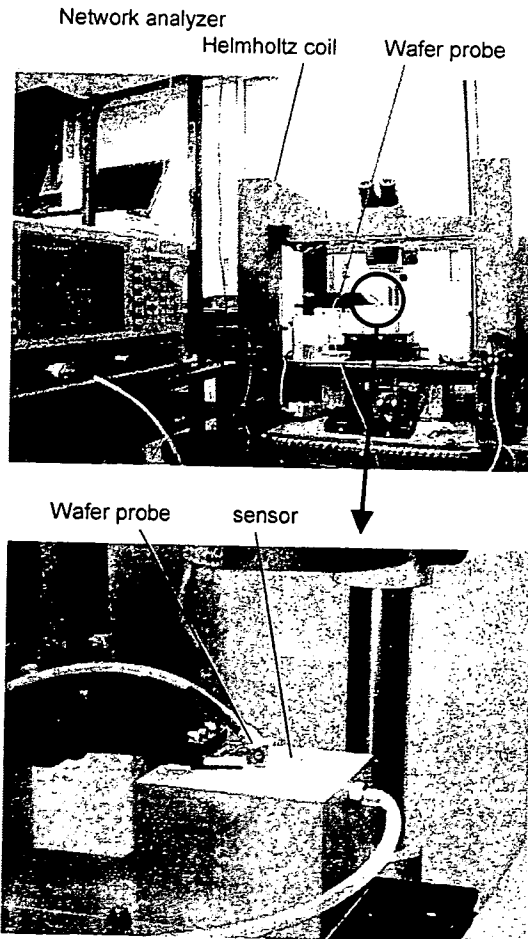


Fig. 6 Impedance measurement system.

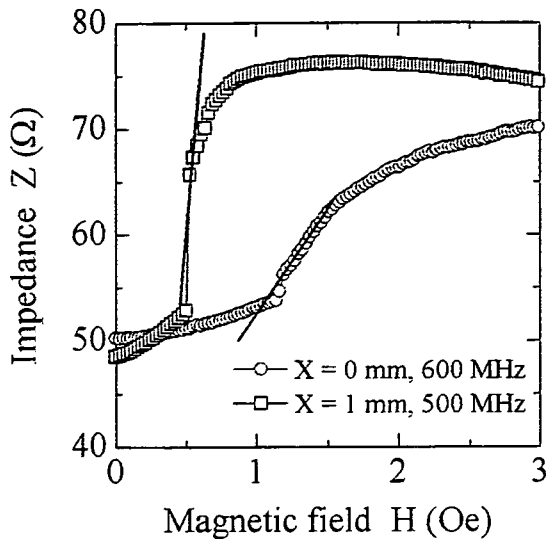


Fig. 7 Dependence of the sensor impedance on the external field (width 20 μm).

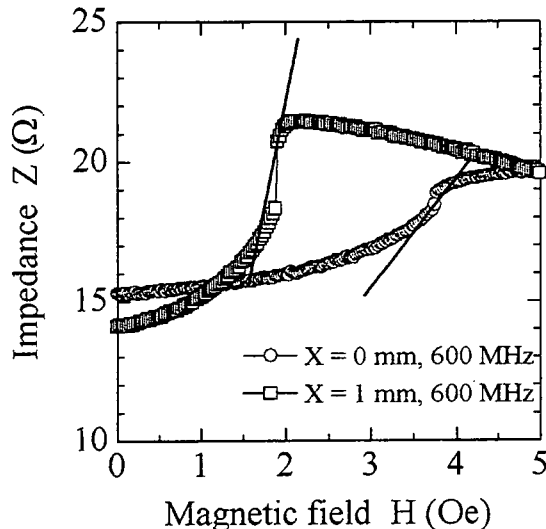


Fig. 8 Dependence of the sensor impedance on the external field (width 80 μm).

幅 80 μm の素子のインピーダンス測定結果を Fig. 8 に示す。幅 20 μm と同様にセンサ感度を測定すると、 $X=0$ mm では 3.3 Ω/Oe 、 $X=1$ mm では 7.8 Ω/Oe と約 2.4 倍の感度増加が得られた。インピーダンス特性に不連続的な点が生じる原因については、インピーダンスが不連続的に変化する現象と Fig. 4 に示したような傾斜したストライプ状磁区構造が消失あるいは出現する現象とが対応していることが報告されている⁵⁾。しかしながら、本報告において外部磁界変化による磁区構造変化の測定は行っていない。従って、不連続点を感度を含める可能性を除くために、明らかに連続とみなされる部分で感度を計算した。

以上の結果からインピーダンスが連続的に変化している点において、端部磁性体長さ X に対するセンサ感度 $\Delta Z/\Delta H$ の最大値を求めると Fig. 9 のようになる。図から、端部長

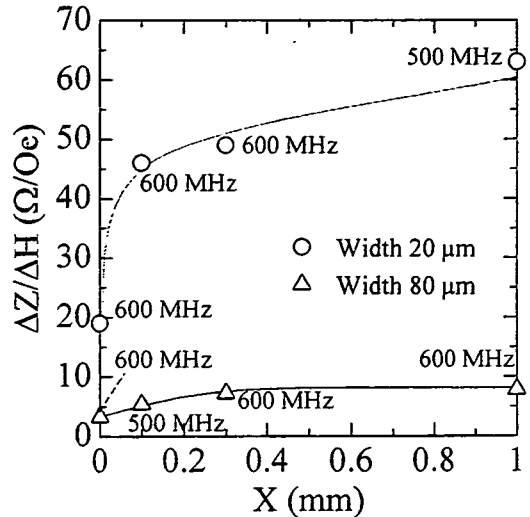


Fig. 9 Dependence of the sensor gain $\Delta Z/\Delta H$ on the edge extension length X .

さの増大によりセンサ感度が増加することがわかる。

以上の結果より、端部磁性体の配置は高周波キャリア型磁界センサの感度向上に有効であることが示された。

6. まとめ

端部磁性体の配置により小型かつ高感度な高周波キャリア型磁界センサを実現することを目的に、傾斜磁区ならびに端部磁性体を持つセンサ素子の作製およびインピーダンス特性の測定を行った。端部磁性体を配置することで、高周波キャリア型磁界センサの磁界検出部における反磁界の影響を除去でき、その結果、幅 20 μm の素子で端部長さ $X=0$ mm に対して $X=1$ mm の素子では約 3 倍の感度増加が得られた。同様に幅 80 μm の素子では 2.4 倍の感度増加が得られた。このことより、端部磁性体の配置はセンサ部長さ 1 mm と小型な高周波キャリア型磁界センサの感度向上に有効であることが示された。

謝辞 本研究の一部は平成 16 年度地域新生コンソーシアム研究開発事業 (受付番号 16G2012) により行った。

References

- 1) H. Mawatari, H. Kikuchi, S. Yabukami, M. Yamaguchi, and K. I. Arai: *J. Magn., Soc., Jpn.*, 27, 414 (2003).
- 2) T. Nakai, H. Abe, S. Yabukami, M. Yamaguchi, and K. I. Arai: *J. Magn., Soc., Jpn.*, 27, 832 (2003).
- 3) Y. Amamoto, K. I. Arai, M. Yamaguchi: Japanese patent unexamined published, 2004-039837 (2004).
- 4) T. Nakai, H. Abe, M. Yamaguchi, S. Yabukami, H. Kikuchi, and K. I. Arai: *J. Magn., Soc., Jpn.*, 27, 419 (2003).
- 5) T. Nakai, H. Abe, N. Hoshi, H. Suzuki, and K. I. Arai: *The papers of Technical Meeting on Magnetics, IEE Jpn.*, MAG-04-248 (2004).

2005年10月19日受理, 2006年1月16日採録

Enhancement of High-Frequency-Carrier Type Magnetic Field Sensors by Controlling the Annealing Temperature

Y. Murayama, T. Ozawa, N. Horikoshi, S. Yabukami, K. Ishiyama, and K. I. Arai

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku Univ., Katahira 2-1-1, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan

We designed high-frequency-carrier type thin-film sensors to obtain high impedance change by controlling the annealing temperature, and investigated the relationships between the noise level, magnetic permeability, and domain structure. Meander-type sensor elements were fabricated, and a magnetic field resolution of 3.4×10^{-8} Oe/Hz^{1/2} at 501 kHz was obtained.

Key words: high sensitivity, high-frequency-carrier type thin film magnetic field sensor, annealing, noise level

熱処理温度制御による高周波キャリア型薄膜磁界センサの高感度化

村山芳隆・小澤哲也・堀越直・藪上信・石山和志・荒井賢一

東北大学電気通信研究所, 仙台市青葉区片平 2-1-1 (〒980-8577)

1. はじめに

高透磁率磁性体へ高周波電流やパルス波を直接通電し, 外部磁界を印加することで, その透磁率変化を介し, 表皮効果及び自然共鳴によりインピーダンスが大きく変化することを利用した磁界センサは, MI センサあるいは高周波キャリア型磁界センサと呼ばれ, 高感度化の研究及び産業応用が議論されている¹⁾²⁾. この磁界センサ素子の検出感度の限界は磁化の熱ゆらぎで決定されると考えられ, その値は室温で 10^{-9} Oe (7.95×10^{-8} A/m) 台に達するとの報告がある³⁾. この磁界センサを高感度化するにはセンサ素子自体の感度を高めるとともに, 信号検出時のノイズの抑制が重要となる.

本論文では, 磁性薄膜の熱処理温度を制御することにより, センサ素子の磁気異方性を低下させて高周波キャリア型薄膜磁界センサのインピーダンスを大きく変化させ, 信号強度を大きくすることを意図した.

一方, 高周波キャリア型薄膜磁界センサではノイズレベルは主として位相雑音と熱雑音で決まることが報告されているものの²⁾, 高い SN 比を得るためにセンサへの投入パワーを増加させることによる SN 比の悪化およびノイズレベルの上昇については議論されておらず, このノイズの発生要因とセンサ内部の磁気特性, 磁区構造との関係について検討が必要である.

そこで本稿では搬送波強度を大きくした場合のノイズレベルの増大の問題を実験的に検討することを目的とし, ノイズ増大時の周波数スペクトル, 熱雑音との関係, 磁性薄膜の比透磁率および磁区構造とノイズレベルの上昇について議論した. 得られた知見に基づき, 熱処理温度の制御によりセンサ素子を試作し, 信号強度の増大とノイズレベル上昇の抑制が両立可能であることを示した.

2. 高周波キャリア型薄膜磁界センサの動作原理

Fig. 1 は高周波キャリア型薄膜磁界センサの動作を模式的に示したものである. センサ素子は短冊あるいはミアンダ形状としており, 磁化容易軸は短冊の幅方向へ磁界中熱処理によって付与する. バイアス磁界および交流磁界 (測定磁界) は短冊長手方向へ印加する. 搬送波電流は短冊長手方向へ通電される. 外部からの印加磁界によって素子幅方向の磁化が回転し, 透磁率及びインピーダンスが変化す

る. インピーダンスの変化を利用して磁界検出を行う.

Fig. 2 は微小交流磁界の計測方法を概念的に示したものである. 搬送波電流はシグナルジェネレータによりセンサ素子へ加えられ, 出力信号はスペクトラムアナライザ等の 50Ω 系の測定装置で計測される. センサ素子には, 直流バイアス磁界をインピーダンス変化率が最大となるように印加している. 計測される交流磁界は振幅変調され, 磁界強度は側波帯に比例する. 信号強度は線形領域での励振であれば, 振幅変調波の側波帯⁴⁾として(1)式で近似できる.

$$|v_o(\omega_c \pm \omega_s)| = \frac{JS(Z_b + 50)R_o h_{ac}}{2\{Z_b + R_o + R_f\}^2} \left(\frac{\Delta Z}{\Delta H} \right) \quad (1)$$

ただし v_o は側波帯レベル, ω_c は搬送波の角周波数, ω_s は微小交流磁界の角周波数, J はセンサ素子に通電する搬送波の電流密度, S はセンサ素子の断面積, h_{ac} は測定される交流磁界強度, R_f はシグナルジェネレータの入力抵抗, R_o はスペクトラムアナライザの入力抵抗であり, Z_b は素子の動作点におけるインピーダンス, $\Delta Z/\Delta H$ は印加磁界に対するインピーダンス変化率である.

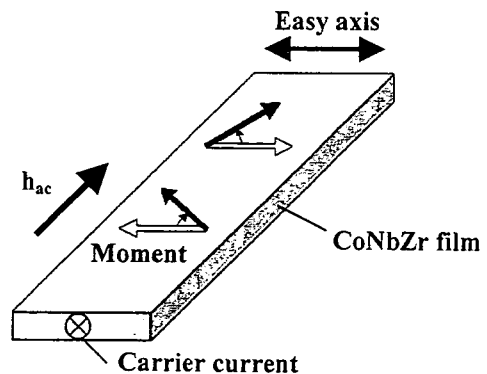


Fig. 1 Schematic view of a sensor element.

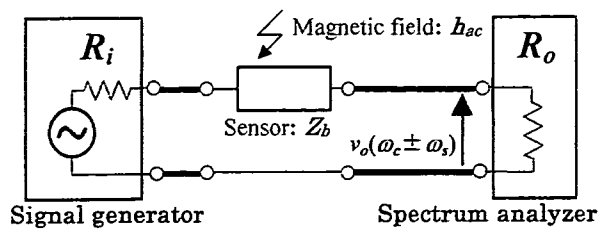


Fig. 2 Equivalent circuit.

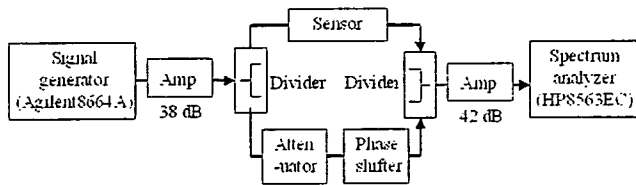


Fig. 3 Carrier-suppressing circuit.

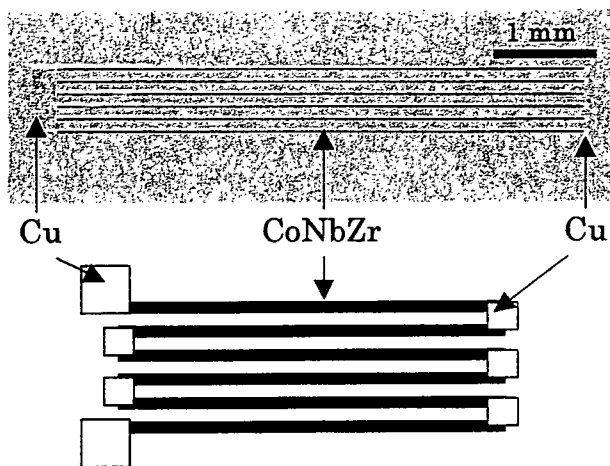


Fig. 4 Sensor element.

3. 実験方法

3.1 センサ素子の作成

センサ素子は $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ の短冊薄膜により構成され、それらを Cu 薄膜電極により電氣的に接続してミアンダ構造にしている。 $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜はアモルファスであり、磁歪は 0 である。 $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜は RF スパッタ法により投入電力は 200 W, Ar ガス圧は 20 mTorr の条件でガラス基板 (MATSUNAMI 製 S-1111) に約 4 μm 成膜し、リフトオフにより微細加工を施した。その後、電極の Cu 薄膜を RF スパッタ法により 3 μm 成膜し、リフトオフにより加工した。その後、磁界中熱処理を施し短冊の幅方向に磁界を印加しながら異方性を付与した。熱処理条件は回転磁界中熱処理 (2 時間, 3 kOe (238.5 kA/m), 400 $^{\circ}\text{C}$) の後、静磁界中熱処理 (1 時間, 3 kOe (238.5 kA/m)) で行い、静磁界熱処理の温度は 200 $^{\circ}\text{C}$, 250 $^{\circ}\text{C}$, 300 $^{\circ}\text{C}$, 350 $^{\circ}\text{C}$, 400 $^{\circ}\text{C}$ とした。 $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜では熱処理温度が低くなると異方性磁界が弱くなる傾向が見られ、インピーダンス変化率と熱処理温度との関係を実験的に検討した。

素子のインピーダンスは、素子長手方向に直流磁界をヘルムホルツコイルで印加しながら、ネットワークアナライザ (HP 8752A) を用いて透過法で S_{21} を測定し算出した。

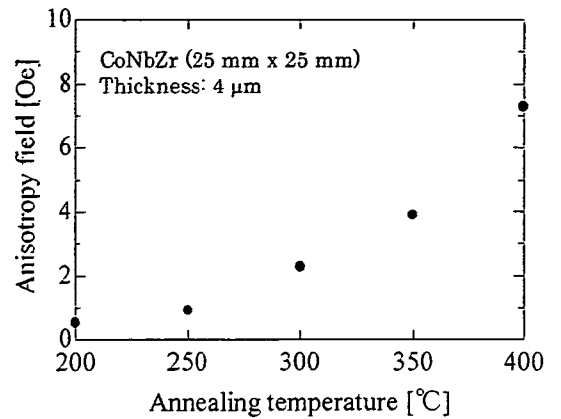


Fig. 5 Anisotropy field of CZN film.

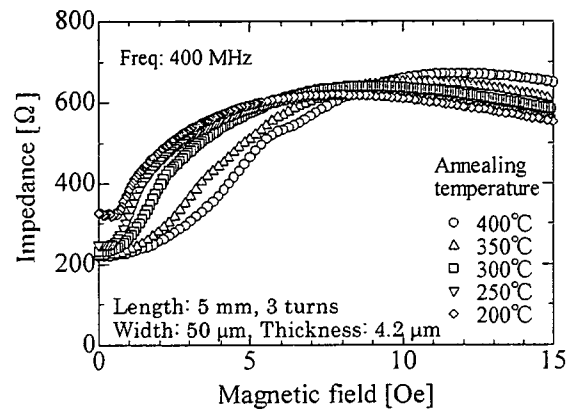


Fig. 6 Impedance of the sensor element.

3.2 ノイズレベルおよび微小磁界計測

ノイズレベルの計測及び微小磁界計測には Fig. 3 に示す搬送波抑制回路²⁾を用いた。シグナルジェネレータ (Agilent 8664A) から出力される搬送波信号は、低雑音増幅器 (NOGAWA NHP-2046) により増幅され、センサ側および減衰器側に分けられる。センサ素子に通電される搬送波信号は、センサに入力される交流磁界により振幅変調される。分岐されたもう一方では搬送波を上段と振幅が等しく位相が 180 $^{\circ}$ 異なるように、移相器 (ARRA 2448A) および減衰器 (Agilent 8494B, KEYCOM KAT-001010-M) により調整した。これらの信号を合成することで搬送波成分を 60 dB 以上抑制し、オフセット周波数 501 kHz における位相雑音を熱雑音以下に低減した。側波帯強度およびノイズレベルの測定はスペクトラムアナライザ (HP8563EC) を用いた。実験は全て、磁気シールドルーム (遮蔽率は 1 Hz で約 35dB, 500 kHz で約 60 dB) で行った。

4. 実験結果

4.1 磁性膜の熱処理温度と異方性

Fig. 4 に試作したセンサ素子の外観写真と構成図を示す。Fig. 4 に示したセンサ素子は 1 本の短冊の幅が 50 μm 、厚さが 4.2 μm 、隣接短冊の間隔が 50 μm であり、3 ターンのミアンダ構造を有している。

Fig. 5 に 1 辺 25 mm、膜厚 4 μm の $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜における異方性磁界強度の静磁界中熱処理温度依存性を示す。静磁界中熱処理温度が低いほど異方性が弱くなる傾向

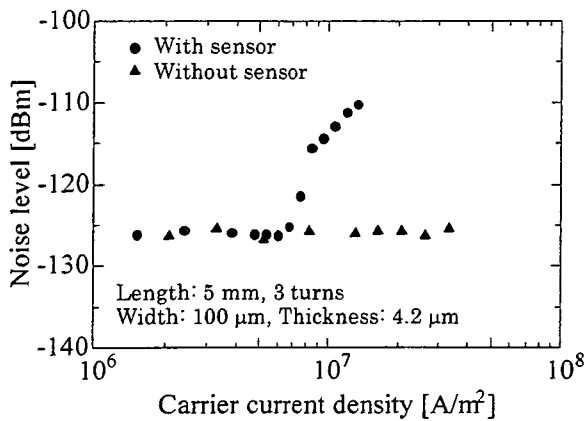


Fig. 7 Noise level dependence of the current density.

が見られる。従ってセンサ素子の短冊幅方向に一軸異方性を付与する際に、熱処理温度制御によって異方性が制御できる。

Fig. 6 にセンサ素子のインピーダンスと印加磁界のグラフを静磁界中熱処理温度を 200°C~400°C で変化させた場合について示す。センササイズは短冊幅 50 μm, 間隔 50 μm, 膜厚 4.2 μm, 長さ 5 mm, ターン数は 3 ターンである。測定した搬送波周波数は 400 MHz, センサへの投入パワーは -10 dBm とした。静磁界中熱処理温度を 400°C 以下に設定すると、インピーダンス変化率は 400°C の場合に比較して増加した。静磁界中熱処理温度が 250°C のときインピーダンス変化率は最大値をとり、約 190 Ω/Oe (2.39 Ω/(A/m)) を得た。一方、静磁界中熱処理温度が 200°C の場合においては、素子幅方向の異方性が弱くなり、膜内部において素子長手方向を容易軸とする磁化成分が増えるため、印加磁界が 0 の時のインピーダンスが増加し、インピーダンス変化率は低下した。以上より静磁界中熱処理温度を 250°C に設定することで信号強度 (振幅変調の側波帯) は向上すると考えられる。

4.2 ノイズレベル

4.2.1 ノイズレベルと搬送波電流密度

Fig. 7 は搬送波電流密度に対してノイズレベルを示したものである。搬送波は 400 MHz であり、交流磁界は印加しなかった。ノイズレベルは振幅変調の側波帯に対応する 400.501 MHz において測定した。電流密度は動作点におけるセンサのインピーダンス、50 Ω 系の特性インピーダンスを考慮し、電流がセンサ素子断面に一樣に流れるとして求めたものである。表皮効果が顕在化する条件では、表面付近の実際の電流密度はさらに大きいと考えられる。●はセンサからの出力信号を搬送波抑制回路を通して計測したものであり、▲は搬送波抑制回路においてセンサを除去し、その部分を短絡させた状態でのノイズレベルを示したものである。

Fig. 7 の●をみると、ノイズレベルは電流密度に換算して 7×10^6 A/m² 以下では概ね -125 dBm 程度であり、これは熱雑音に相当すると考えられる。一方 7×10^6 A/m² 以上ではノイズレベルが急速に上昇した。なおセンサのみを除去した Fig. 7 の▲によればノイズレベルは上昇しなかった。このためノイズレベルの上昇はセンサ素子そのものに起因すると考えられる。このように搬送波の振幅を大きくした場

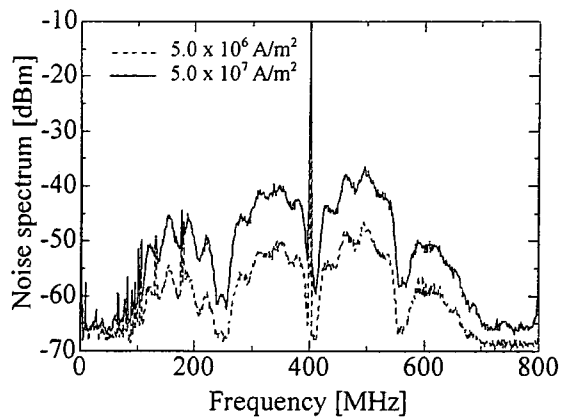


Fig. 8 Noise spectrum of a carrier-suppressing circuit.

合にノイズレベルの上昇が顕在化することからノイズの発生要因は磁性膜の飽和に伴う非線形励振と関係することが示唆される。

Fig. 8 に搬送波抑制回路におけるセンサの出力信号の周波数スペクトルを示す。搬送波周波数は 400 MHz であり、交流磁界を印加しなかった。素子通電電流密度は 5.0×10^6 A/m² と 5.0×10^7 A/m² の場合とした。 5.0×10^7 A/m² の電流密度を流した状態のノイズレベルは 5.0×10^6 A/m² の電流密度を流した状態に比較して、400.501 MHz (振幅変調時の側波帯周波数に相当) において約 12 dB 上昇した。ノイズレベルは使用したアンプの周波数帯域 (300 MHz~600 MHz) の範囲ではほぼ周波数に対して一樣に上昇した。なお搬送波の両側の凸状のスペクトルは搬送波抑制回路における多重反射によるものと考えられる。

4.2.2 熱雑音および温度上昇による影響

Fig. 8 よりノイズは 300~600 MHz 帯でほぼ一樣に上昇したため、ここでは熱雑音あるいは温度上昇にともなうノイズレベルの上昇との関連性について検討した。Fig. 9 は Fig. 7 のノイズレベルの上昇を熱雑音による上昇と仮定して、等価的な温度に換算したものである。温度とノイズレベルとの関係は(2)式を用いた。

$$P_n = kTB. \quad (2)$$

ただし k はボルツマン定数 (1.38×10^{-23} J/K), T は絶対温度 (K), B は帯域幅 (Hz) である。

Fig. 9 によれば 6×10^7 A/m² 以下の電流密度では換算温度は概ね室温程度であるが、ノイズレベルが 10 dB 程度増加した 1×10^7 A/m² では温度に換算すると約 4000 K となり非現実的な換算温度となった。従って本稿で議論するノイズレベルの上昇は温度上昇に伴う熱雑音の増加では説明できないと考えられる。

さらに物理的にセンサを冷却および加熱することでノイズレベルが変化するかどうかを実験した。Fig. 10 はセンサを液体窒素により冷却した場合、およびメタルハライドランプにより加熱した場合の実験方法を模式的に示したものである。液体窒素による冷却は Fig. 10 に示すようにアルミニウムの容器に液体窒素を満たし、容器を熱伝導用グリース (Sunhayato 製 SCH-20) を介してセンサと接触させた。なおアルミニウムの容器をのせたことによるセンサのインピーダンス変化は実測で 1 Ω 以下であり、ノイズ上昇による

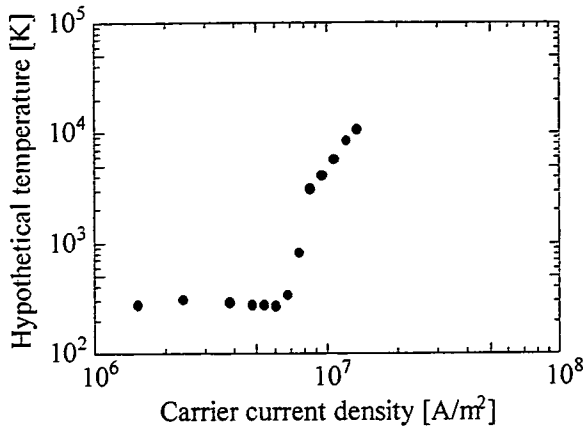


Fig. 9 Thermodynamic temperature dependence of the current density.

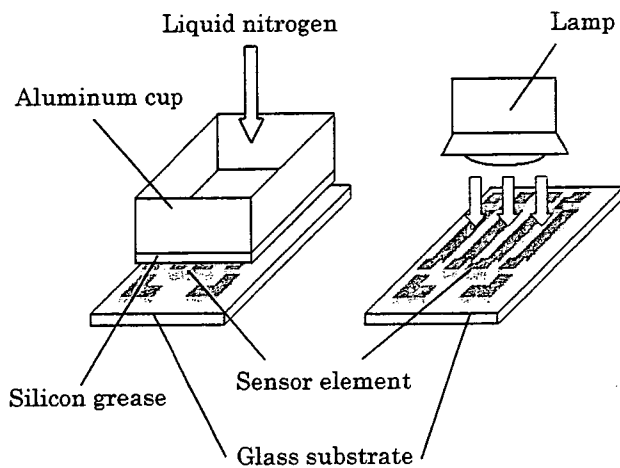


Fig. 10 Experimental model.

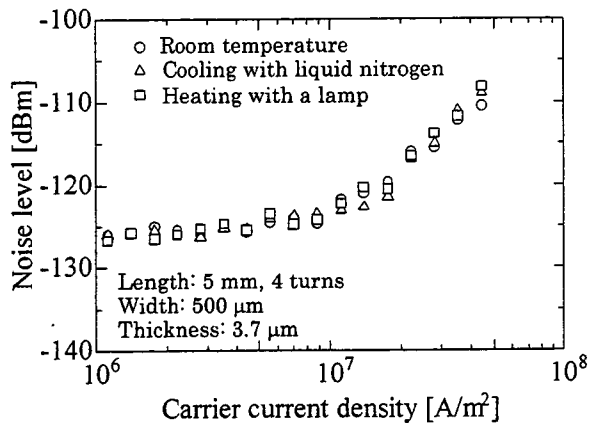


Fig. 11 Noise level dependence of the current density.

変化に比較すると十分小さいことを確認した。またメタルハライドランプ (PHOTRON製 HVC-SL) をセンサ素子に約 100mm の距離に配置して、センサ素子付近の温度を上昇させた。素子表面の大きな温度は市販の赤外線反射温度計 (Avio製 TVS-2200) で測定し、液体窒素によりセンサを冷却した場合のセンサ表面の温度は約 120°C であり

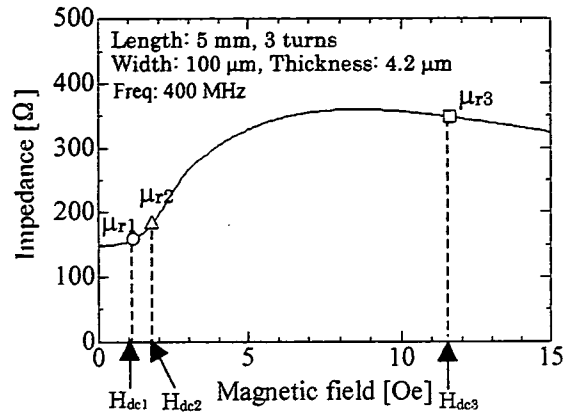


Fig. 12 Impedance of the sensor element.

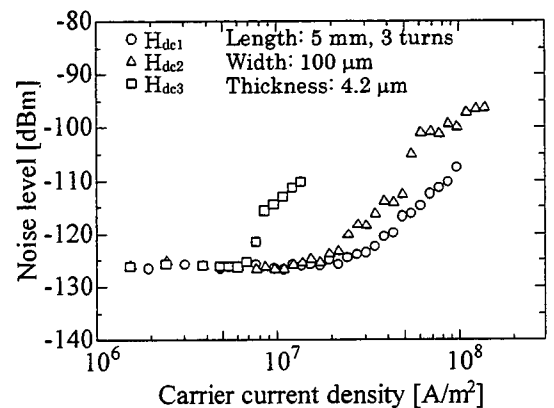


Fig. 13 Noise level dependence of the current density.

メタルハライドランプにより加熱した条件では約 90°C であった。

Fig. 11 は室温、液体窒素による冷却、メタルハライドランプによる加熱をそれぞれおこなった場合における搬送波の電流密度とノイズレベルの関係を示したものである。それぞれの実験時には 5 分間ほど経って定常状態に達したことを確認した。模擬的に温度上昇および冷却を加えた場合でも、ノイズレベルに有意な差は見られなかった。この結果から ±100°C 程度以内の範囲ではノイズレベルの温度依存性は小さいものと考えられる。

4.2.3 センサ素子の比透磁率とノイズレベル

検討対象としているノイズレベルの上昇は搬送波の電流密度を大きくすることにより顕在化するため、その要因は磁性薄膜の磁気的な飽和にともなう非線形現象が寄与していることが考えられる。そのためここでは磁性膜の比透磁率を変化させてノイズレベルの上昇を測定した。これは比透磁率の大きな状態では小さな磁界強度で飽和しやすいと考えられるためである。センサ素子の寸法は短冊幅は 100 μm、隣接する短冊の間隔は 50 μm、磁性膜の膜厚は 4.2 μm、短冊の長さは 5 mm、ターン数は 3 ターンとした。Fig. 12 で示すように異なる 3 点のバイアス点を設定して、それぞれにおけるノイズレベルの上昇を比較した。搬送波周波数は 400 MHz とした。交流磁界は印加しなかった。このセンサ素子は素子幅方向が容易軸であり、バイアス磁界

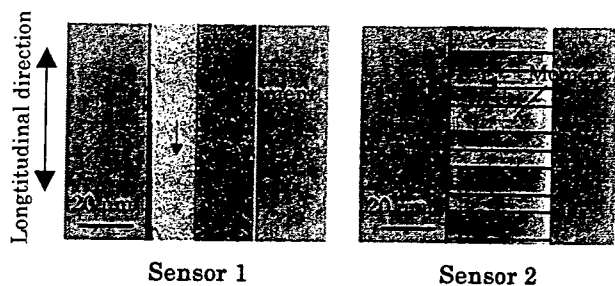


Fig. 14 Domain structure of the sensor element.

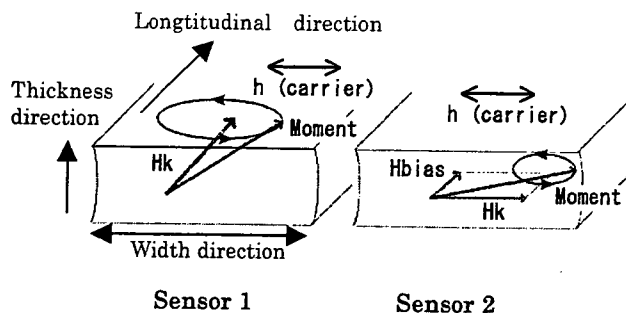


Fig. 16 Moment model.

上昇を示した。センサ1へのバイアス磁界は0 Oeとし、センサ2へのバイアス磁界は約4.5 Oeとした。これにより素子幅方向の比透磁率（微小振幅の範囲）はほぼ一致させる条件に設定した。Fig. 15によれば長手方向に磁化が向いている状態のほうが幅方向に磁化が向いている状態に比べてノイズレベルの上昇が抑制された。

Fig. 16はセンサ1とセンサ2において、搬送波周波数の磁界による磁化の応答を模式的に示したものである。センサ1では磁化が主として長手方向へ向いているため搬送波による発生磁界により磁化は幅方向へ歳差運動をする。一方センサ2では容易軸方向から長手方向へ磁化が傾いた状態を安定状態とし、そこから素子幅方向へ歳差運動をする。センサ1とセンサ2の歳差運動を比較すると、大きな搬送波周波数の磁界が印加された場合には、センサ2のように安定方向が幅方向へ向いている状態の方が、飽和しやすいものと考えられ、これによりセンサ2よりもセンサ1の方がノイズレベルの上昇が抑制されると考えられる。

4.3 SN比を高めるためのセンサ素子および微小磁界計測

以上の検討からノイズレベルの上昇を抑制するための条件として、短冊幅方向の比透磁率が低いこと、および磁化が短冊幅方向へ飽和しにくい構造とすることが効果的であることが実験的に明らかになった。一方側波帯強度を大きくするためには、センサ素子の中の一定面積以上は幅方向への容易軸が付与されていることが必要である。そこで主として電流が集中し、磁性膜が磁的に飽和しやすい短冊幅方向の端部では長手方向へ容易軸が付与し、中央部では短冊幅方向へ容易軸が付与される構造を提案した。熱処理温度を制御することで所望の磁区構造を有するセンサ素子を試作した。

Fig. 17は上記の磁区構造を有するセンサ素子の磁区写真である。このセンサ素子は熱処理温度250°Cで静磁界中熱処理を行ったものである。センササイズは短冊幅50 μm、間隔50 μm、膜厚4.2 μm、長さ5 mm、ターン数は3ターンである。短冊中央部においては素子幅方向へ磁化容易軸が付与され、短冊幅方向端部では長手方向へ容易軸を還流磁区として形成した。

Fig. 18に試作したセンサ素子のノイズレベルおよび側波帯と搬送波の電流密度依存性を示す。●▲はFig. 17のセンサであり、○△は比較のために、400°Cで静磁界中熱処理をして、幅方向へ容易軸を付与したセンサ素子である。バイアス磁界はセンサ素子でSN比が極大となるように設定した。側波帯は幅方向へ容易軸を付与したセンサと比較して、Fig. 17のセンサの方が大きくなった。一方ノイズレベ

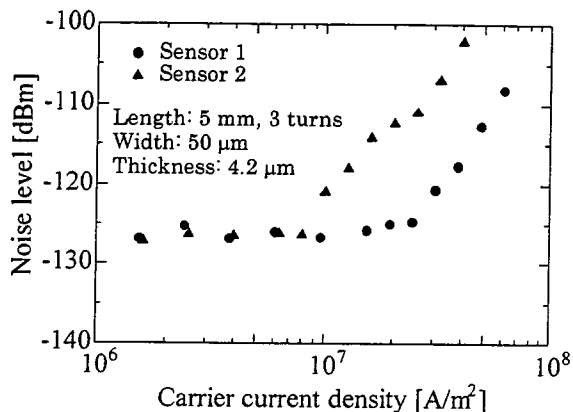


Fig. 15 Noise level dependence of the current density.

が十分小さい場合には幅方向の比透磁率は1に近いと考えられる。一方長手方向へのバイアス磁界を大きくするに従い、幅方向へ磁化が回転しやすくなることで、幅方向への比透磁率も増加する。したがって、Fig. 12における3点のバイアス点はセンサ幅方向の比透磁率に換算すると $\mu_{r1} < \mu_{r2} < \mu_{r3}$ となっていると考えられる。この3点のバイアス磁界において、通電電流の増加に伴うノイズレベルの上昇を測定した。

Fig. 13にFig. 12の3点のバイアス点におけるノイズレベルと搬送波の電流密度の関係を示す。400.501 MHz（振幅変調時の側波帯周波数に相当）におけるノイズレベルを測定した。グラフ内の○は H_{dc1} 、△は H_{dc2} 、□は H_{dc3} にそれぞれ対応している。Fig. 13より、ノイズレベルは素子幅方向の比透磁率が大いほど上昇しやすいことがわかり、センサ素子の磁化しやすさとノイズレベルは明確に対応した。これは容易に飽和する磁化状態のセンサ素子ほどノイズレベルが上昇することを示唆している。

4.2.4 素子の磁区構造とノイズレベル

磁区構造とノイズレベルとの関係を検討した。Fig. 14は長手方向に異方性を誘導したセンサ素子（センサ1）と幅方向へ異方性を誘導したセンサ素子（センサ2）についての磁区写真をカー効果顕微鏡（NEOARK社製BH-780IP）を用いて観察したものである。センサ素子の寸法は短冊幅は50 μm、隣接する短冊の間隔は50 μm、磁性膜の膜厚は4.2 μm、短冊の長さは5 mm、ターン数は3ターンとし、写真の上下が短冊長手方向である。搬送波周波数は400 MHzとし、交流磁界は印加しなかった。

Fig. 15は上記のセンサ素子についての400.501 MHz（振幅変調時の側波帯周波数に相当）におけるノイズレベルの

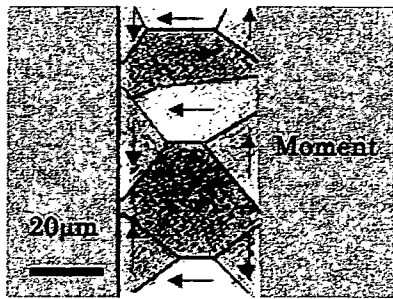


Fig. 17 Domain structure of the sensor element.

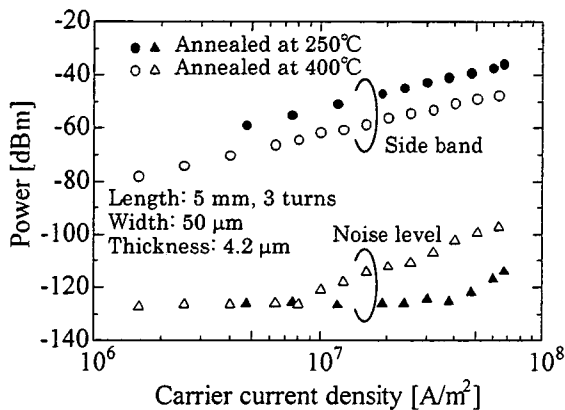


Fig. 18 Signal level and noise level dependence of the current density.

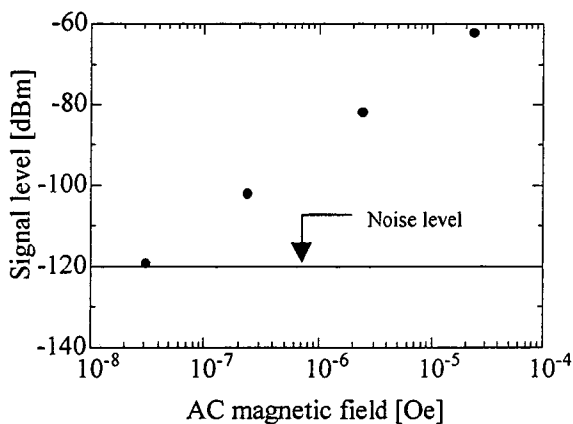


Fig. 19 Signal level dependence of the ac magnetic field.

ルは Fig. 17 のセンサにおいて幅方向へ容易軸を付与した場合よりも抑制された。このことからセンサ素子の中央において幅方向の容易軸を持つ磁区と、幅方向の端部に長手方向に容易軸を有する磁区を作成することで信号強度（側波帯）を大きくしつつ、ノイズレベルを低減することを両立可能であることを示した。

Fig. 19 は 4.3 で試作したセンサ素子について搬送波抑制回路を用いて、SN 比が最大となるときの交流磁界（501 kHz）と側波帯レベルのグラフである。側波帯レベルがノイズフロアに埋もれる時の磁界信号強度がこのセンサ素子

の磁界検出分解能となる。このとき磁界検出分解能は $3.4 \times 10^{-8} \text{ Oe/Hz}^{1/2}$ ($2.7 \times 10^{-6} \text{ (A/m)/Hz}^{1/2}$) を得た。

5. まとめ

1. $\text{Co}_{55}\text{Ni}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜を用いた高周波キャリア型薄膜磁界センサにおいて磁性膜の熱処理温度を変化させることでセンサ素子の異方性を制御し、250°Cの熱処理温度において $190 \Omega/\text{Oe}$ ($2.39190 \Omega/(\text{A/m})$) のインピーダンス変化率を得た。
2. 搬送波強度の増大に伴って、ノイズレベルが上昇すること、およびノイズレベルが電流密度に換算して 10^7 A/m^2 付近以上で上昇することを示した。ノイズレベルの上昇は比透磁率および磁区構造に明確に対応することを実験的に示した。大振幅励磁による磁化の飽和による非線形応答を抑制することができればノイズレベルの上昇が抑制可能との知見を得た。
3. 上記の知見に基づき、熱処理によりセンサ素子の磁区構造を制御し、信号強度（側波帯）の増大およびノイズレベル上昇の抑制を両立可能であることを示した。試作したセンサで 501 kHz の交流磁界を $3.4 \times 10^{-8} \text{ Oe/Hz}^{1/2}$ ($2.7 \times 10^{-6} \text{ (A/m)/Hz}^{1/2}$) の磁界検出分解能で測定した。

なお本報告で検討したノイズレベルの上昇の発生要因はカオスであると考えられ、その発生メカニズムについての詳細な検討は稿を改めて報告する。

謝辞 本研究の一部は経済産業省地域新生コンソーシアム（16G2012）及び文部科学省の科学研究費補助金基盤A（16206041）による研究成果である。マスクは東北大学ベンチャービジネスラボラトリー（VBL）のパターンジェネレータを使用しました。

References

- 1) A. Takayama, T. Umehara, A. Yuguchi, H. Kato, K. Mohri, T. Uchiyama: "Field Detection Characteristics of Differential Magnetic Sensor Using Integrated Thin-film MI Sensor Heads", *J. Magn. Soc. Jpn*, **24**, 763 (2000).
- 2) S. Yabukami, T. Suzuki, N. Ajiro, H. Kikuchi, M. Yamaguchi, and K. I. Arai: "A High Frequency Carrier-Type Magnetic Field Sensor Using Carrier Suppressing Circuit", *IEEE Trans. Magn*, **37**, 2019 (2001).
- 3) M. Takezawa: Doctoral dissertation of Tohoku University, p. 216 (1999).
- 4) K. Hiramatsu: Tsushin houshiki (in Japanese), (Koronasha, 1985)
- 5) H. Mawatari, H. Kikuchi, S. Yabukami, M. Yamaguchi, and K. I. Arai: "High-Frequency-Carrier Type Thin Film Magnetic Field Sensor for AC Detection", *J. Magn. Soc. Jpn*, **27**, 414 (2003).

2005年10月20日受理, 2006年1月16日採録

Development of Wireless Magnetic Multi-position Detecting System Using FFT Analysis

M. Toyoda, S. Hashi, S. Yabukami*, M. Ohya, K. Ishiyama*, Y. Okazaki, K. I. Arai*

Faculty of Engineering Gifu University, 1-1 Yanaino, Gifu 501-1193, Japan

*Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University, 2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan

A wireless multi-position detecting system using three *LC* resonant magnetic markers was developed and demonstrated. The markers were given individual resonant frequencies of 183 kHz, 487 kHz, and 730 kHz, respectively. The new measuring technique described in this paper was applied to the system in order to reduce the acquisition time: the markers were excited by a superposed wave corresponding to the resonant frequencies, while the voltage signals induced through the pickup coils are separated into each frequency spectrum by *FFT* analysis. Regardless of the number of markers, the necessary voltage amplitude of each frequency spectrum can be obtained easily at the same time. Thus, our proposed system can detect multiple markers at a time. All the positional accuracies of the three markers are less than 5 mm within 100 mm of the pickup coil array.

Key words: multi-position detecting, *LC* resonant magnetic marker, wireless sensing, *FFT* analysis

複数 LC 共振型磁気マーカを用いた多点位置検出システム

豊田征治, 栢修一郎, 藪上信*, 大矢雅志, 石山和志*, 岡崎靖雄, 荒井賢一*

岐阜大学工学部, 岐阜市柳戸 1-1 (〒501-1193)

*東北大学電気通信研究所, 仙台市青葉区片平 2-1-1 (〒980-8577)

1. はじめに

これまでにモーションキャプチャに代表される 3 次元空間内における物体の位置や方向を計測する手法については、様々な方式が考案され実用化されている^{1) - 5)}。しかしながら検出対象物が光学的に遮蔽された空間に存在し、貼付するマーカへの配線が困難または望ましくないような状況下で高精度な計測を行う方式はほとんど見あたらない。そこで著者らは、このような状況に対応可能な、*LC*共振型ワイヤレス磁気マーカ (以下、*LC*マーカと呼ぶ) を用いた位置・方向検出手法を提案し検討を行っている。この方式で用いるマーカは配線およびバッテリーの搭載が不要なため小型化が可能であり、また *LC* マーカに異なる共振周波数を個別に設定することで多点計測が可能となるため、例えば、指先など生体の複雑な動きを正確に捉える用途に適している。具体的な応用例として仮想空間内における入力デバイスが挙げられる。これは、指先に添付したマーカの位置を検出し各指先の動きをトレースすることで、仮想的なキーボード操作を可能にするものである。この例では、指の動きによってマーカがセンサの死角に入る場合が

考えられる。また指の自然な動作を妨げないように、マーカは小型・軽量で駆動のための配線が無いことが望ましいと言える。

Table 1 は本論文で試作したシステムと他のシステムとの仕様を比較できるようまとめたものである。本システムに比べて他のシステムでは以下のような問題点が挙げられる。同じ交流磁気式ではマーカに配線が必要であること、永久磁石を用いた直流磁気式ではマーカ数が 2 個までに限られ、また地磁気の影響を受け易いこと、光学式についてはマーカがカメラの死角に入った場合や背景に対してマーカのコントラストが十分得られない場合には検出不可能になること、多点計測の際に全てのマーカの動きを視認できる位置にビデオカメラを配置する必要があるため設置位置の自由度が少ないことが挙げられる。しかし、*LC*マーカを用いたシステムではこれらの問題を解決可能であると考えられる。我々はこれまでに、この手法を用いたシステムを試作し、100 mm 立方の空間内に配置した 1 個の *LC* マーカの位置および方向を、計測速度 1 Hz 程度、相対位置精度 2 mm 以下で検出可能であることを示してきた^{6) - 8)}。

Table 1 Specification comparison of proposed system with other system.

| | This paper | AC magnetic | DC magnetic ¹⁾ | Optical |
|-------------------|---|---|---------------------------------|---|
| System | LC resonant magnetic marker / Pickup coil | AC magnetic field source 3-axial magnetic sensor | Permanent magnet Hole sensor | Luminescent, Color contrast Video camera |
| Wired/Wireless | Wireless | Wired | Wireless | Wireless |
| Detectable range | 50-100 mm | ≤ 760 mm | ≤ 50 mm | ≤ 30 m |
| Position accuracy | 5 mm cubic | 0.76 mm cubic | 0.3 mm cubic | range / 1,000 |
| Detection speed | 1 Hz (3 Hz) ^{*1} | 120 Hz | 100 Hz | 60 Hz |
| Number of markers | ≥ 3 ^{*2} | ≤ 16 | ≤ 2 | ≤ 64 |

*1 Under a sufficient number of instruments and CPUs, *2 Under consideration.

今回、著者らはこのシステムを更に発展させ、複数個の LC マーカの位置および方向を同時に検出するシステムを試作し、多点計測に関する基礎検討を行った。本論文に示すシステムの特徴は、個々の LC マーカに異なる共振周波数を設定することによって各マーカを同時かつ個別に検出できる点である。このために、LC マーカに印加する励磁磁界に複数の周波数成分を重畳した重畳励磁波を用いた。また、磁界検出コイルの誘起電圧の測定には高速サンプリングが可能なデジタイザを用いて誘起電圧波形を取得し、得られた波形データを FFT 解析することにより個別の周波数成分に分離して電圧振幅を得る方式を採用するなど、計測系の見直しを行った。更に、過去に報告されている永久磁石をマーカに用いた直流磁気式⁹⁾に対する優位性を示すため、3 個の LC マーカを用いた同時検出についての検討を行った。その結果、Table 1 に示すように、検出コイルアレイから 50~100 mm の範囲を 5 mm 立方以内のばらつきで 3 個のマーカを同時検出可能であることが明らかとなった。以下にその詳細を報告する。

2. システムの構成と位置検出原理

2.1 システムの構成

構築したシステムの模式図を Fig. 1 に示す。直径 210 mm のフロン製ボビンに巻かれた励磁コイル（線径 0.26 mm×10 回巻き）と、直径 25 mm のアクリル製ボビンに巻かれた 25 個の検出コイル（線径 0.1 mm×50 回巻き）が 45 mm 間隔で 5×5 のマトリクス状に配置されている検出コイルアレイを 150 mm の間隔且つ励磁コイルおよび検出コイルアレイ中心に配置した検出コイルの中心軸が一致するように対置している。また、各検出コイルはスイッチモジュールを介して誘起された電圧波形を計測するためのデジタイザに接続されている。これに加えて、励磁波を生成するための任意波形発生装置およびパワーアンプと、システム全体を制御し LC マーカの位置を算出するためのパソコンから成る。今回使用したデジタイザは 2 系統の入力端子を有しているため、スイッチモジュールを 2 台用いて、それぞれに 13 個と 12 個の検出コイルを割り当て、同時に 2 個ずつの検出コイルの電圧測定を行うことが可能である。

外部磁界による駆動が可能な LC 共振型磁気マーカを Fig. 2 に示す。直径 3 mm、長さ 10 mm のフェライト磁心 (TDK 製 PC40, Mn-Zn フェライト, $\mu = 2,300$, $B_s = 0.51$ T) に施した 335 回の巻線の両端にチップコンデンサが接続されている。これよりマーカ自身が LC 共振回路を構成している。また今回作製した LC マーカ 3 個の仕様を Table 2 に示す。各マーカはコイル巻数とコンデンサ容量によって共振周波数を変化させているが、サイズは全て Fig. 2 に示すように、直径 4 mm、長さ 10 mm、重さは 0.64g 程度である。また LC マーカは、Fig. 1 に示すような座標系を設定し、非磁性、非金属の台座によって検出空間内に、1 mm 程度の設置精度で配置した。

2.2 誘起電圧計測方法

検出空間内に配置された LC マーカの位置と方向を求めるには、LC マーカから発生される誘導磁界を検出コイルによって測定する必要がある。しかし、LC マーカを駆動するための励磁磁界と LC マーカの発する誘導磁界は同じ周波数成分を持つため、直接測

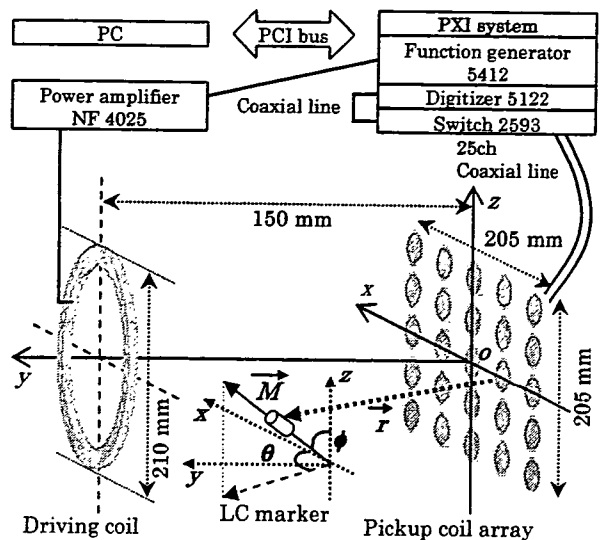


Fig. 1 Schematic diagram of the system.

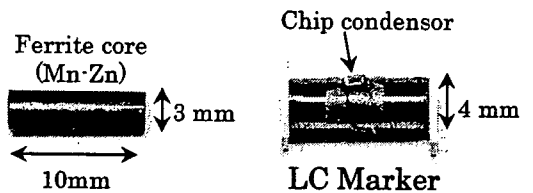


Fig. 2 Shape of the LC resonant magnetic marker.

定することは困難である。しかし、以下の手順を経ることで間接的に測定することが可能である。

検出コイルに誘起される電圧について、検出空間内の LC マーカの有無に対する LC マーカ共振周波数付近の周波数特性を Fig. 3 (a) に示す。また両者の差分をとった結果を Fig. 3 (b) に示す。これらが共振周波数の前後に極値を持つのは、励磁磁界に対して誘導磁界の位相が大きすぎずれるためである。このピーク-ピーク電圧が LC マーカの発する磁界強度に比例することから、本論文ではマーカ寄与電圧 V_{MK} と定義し、検出コイル毎の V_{MK} を用いて、2.3 で述べる算出原理に基づいて位置および方向を求めている。しかし、Fig. 3 (b) に示すようにマーカ 1 個につき 2 点の周波数 (f_1, f_2) の電圧計測を行う必要があり、電圧計測器として DMM (Digital Multi-Meter) を用いた以前のシステムでは⁷⁾、マーカ個数の増加に伴って測定周波数を切り替える回数が増加し、計測速度の低下が懸念される。Fig. 4 は、3 個の LC マーカの V_{MK} を測定する場合の周波数特性の概略図である。3 個の場合、各 LC マーカの共振周波数前後の $f_1 \sim f_6$ についての電圧を計測し V_{MK} を得る必要がある。

そこで、必要な複数の周波数成分を重畳させた重畳波 (PC 上で作成) でマーカの励磁を行い、高速サンプリングが可能なデジタイザで誘起電圧波形を測定し、PC 上で FFT 解析を行うことで各周波数成分のスペクトル強度として電圧振幅を得る手法を用いた。これにより LC マーカの数に依存せず同時に複数の周波数成分の電圧測定が可能となる。Fig. 3 (a) にその概念図を示す。また、FFT

Table 2 Specifications of LC markers.

| | Marker 1 | Marker 2 | Marker 3 |
|--------------------------|----------|----------|----------|
| Resonant frequency (kHz) | 183 | 487 | 730 |
| f_1 (kHz) | 182 | 481 | 720 |
| f_2 (kHz) | 185 | 492 | 740 |
| Diameter of core (mm) | 3 | 3 | 3 |
| Coil turns | 335 | 335 | 280 |
| Condensor (pF) | 680 | 68 | 33 |
| Inductance (μ H) | 1026 | 1598 | 1546 |
| Quality factor | 59 | 27 | 27 |

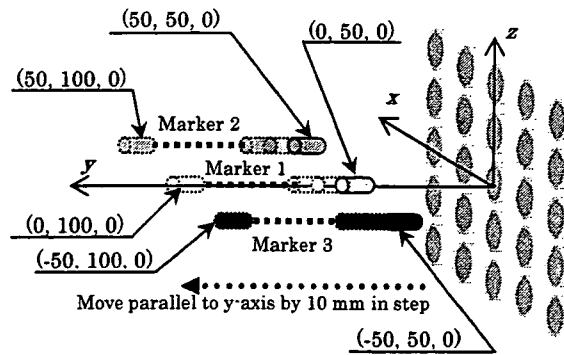


Fig. 5 Arrangement of the markers and pick-up coil array.

できる時間と同程度になるよう検討した結果、サンプリング数を50,000個とした。これに対しFFT解析の周波数分解能が1kHzになるように、サンプリング周波数を50MHzとした。

2.3 位置算出原理

本研究ではLCマーカから発生する誘導磁界をダイポール磁界に近似できると仮定して、式(1)~(3)からマーカの位置および方向を算出し、Gauss-Newton法¹⁰⁾により最適化を行った。

$$S(\vec{p}) = \sum_{i=1}^n |\vec{B}^{(i)}_{meas} - \vec{B}^{(i)}_{cal}(\vec{p})|^2 \rightarrow \text{Minimum} \quad (1)$$

$$\vec{B}^{(i)}_{cal}(\vec{p}) = \frac{1}{4\pi} \left\{ -\frac{\vec{M}}{r_i^3} + \frac{3(\vec{M} \cdot \vec{r}_i) \cdot \vec{r}_i}{r_i^5} \right\} \quad (2)$$

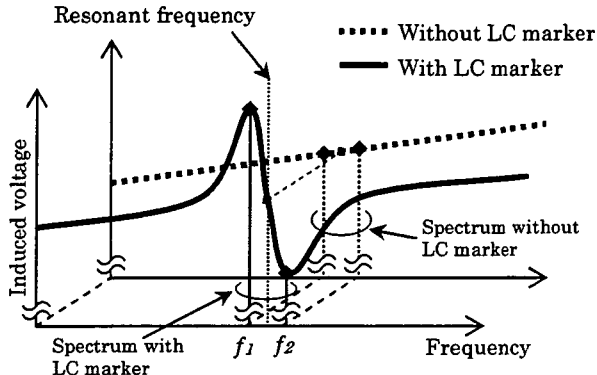
$$\vec{p} = (x, y, z, \theta, \phi, M) \quad (3)$$

ここで $S(\vec{p})$ は評価関数、 n は検出コイルの数、 i は検出コイルの番号(1~25)、 $\vec{B}^{(i)}_{meas}$ は検出コイル i における磁束密度の測定値、 $\vec{B}^{(i)}_{cal}$ はダイポール磁界を考慮した検出コイル i における磁束密度の理論値、 \vec{r}_i は検出コイル i の中心からマーカまでの位置ベクトル、 \vec{M} はマーカの磁気モーメント、 θ は xy 平面に射影したモーメントの方向ベクトルと x 軸とのなす角、 ϕ はモーメントの方向ベクトルと z 軸とのなす角(Fig. 1参照)、 \vec{p} はマーカのパラメータにより構成されるベクトル量である。

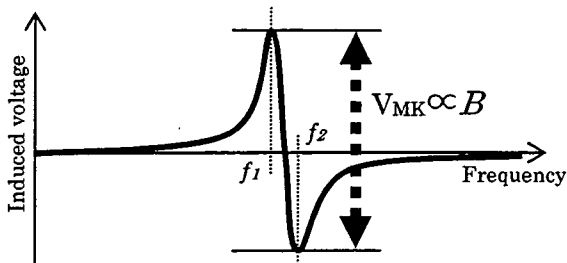
3. 実験結果および考察

3個のLCマーカ(1~3)をFig. 5のように x 軸と平行な直線上に並べ、10mm刻みで $50 \leq y \leq 100$ の範囲の各位置において100回ずつマーカの位置・方向の検出を行った。各LCマーカはマーカの中心軸と励磁コイルおよび検出コイルの中心軸が平行($\theta=90^\circ$, $\phi=90^\circ$)になるように設置した。なお、LCマーカの実際の設置座標は検出コイル側のマーカ端面の中心を基準とした。

Fig. 6は、検出の結果を(a) xy 平面、(b) yz 平面から見たものである。各検出位置におけるLCマーカの信号対雑音比(S/N比)を数値で示した。なお、このS/N比は各検出コイル25個のS/N比の二乗平均値で算出しており、本システムのノイズレベルは30 μ V程度であった。Fig. 6より、どの位置でも検出位置のばらつきはおよそ5mm立方以内となった。標準偏差で評価した検出位置のばらつきとS/N比の関係をFig. 7に示す。図から、S/N比が低



(a) Influence on the induced voltage of the LC marker, and amplitude spectrum after FFT



(b) Marker's contribution voltage

Fig. 3 Background and marker's contribution.

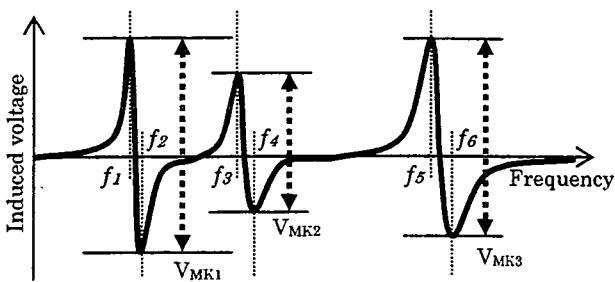


Fig. 4 Marker's contribution voltage when three markers are detected.

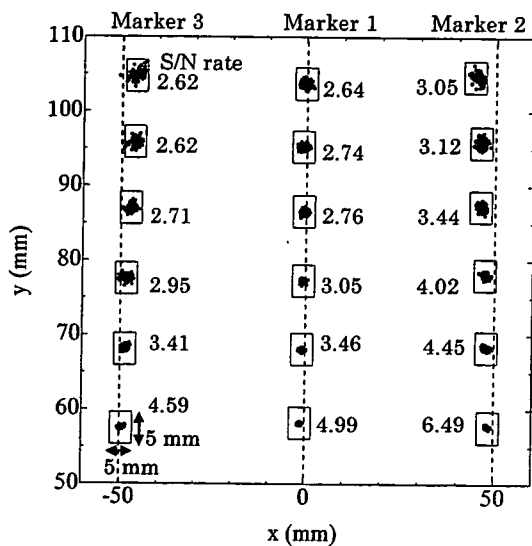
解析後のスペクトルの周波数分解能はデジタイザのサンプリング周波数とサンプリング数に依存するが、サンプリング数が増えるとFFT解析にかかる時間が増加する。一方、本論文のシステムではスイッチの切り替えおよびその安定までの待機時間が必要なため、FFTの計算にかかる時間はスイッチが安定するまで十分待機

い位置ではばらつきが大きくなる事が分かる。S/N 比が1桁台にもかかわらず検出位置のばらつきがこの程度に収まっているのは、マーカとの距離が比較的近い検出コイルのS/N比は高いが、全体としてはS/N比が低いものが多いためである。

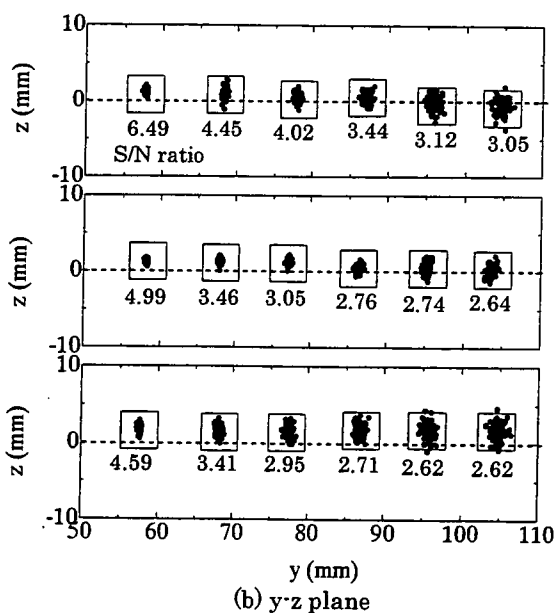
また Fig. 6 (a)より、検出コイルからの距離が大きくなるにしたがって、マーカ2およびマーカ3の検出位置が徐々に中心へずんでいくことが分かる。実際のLCマーカの設置位置には1 mm程度の不確定さがあるが、このずれはそれを超えているため、S/N比の低い検出コイルの配置に原因があるのではないかと考えた。そこで、マーカ2を座標(50, 100, 0)に配置したときの実測データからS/N比がそれぞれ3および5以下となる検出コイルの配置を調べ、各検出コイルのデータを式(2)より求められるダイポール磁界がつくる理論値に置き換えて位置算出を行い、実測値のみの場合と比較した結果を Fig. 8 に示す。これよりS/N比の低い検出コイルのデータを理論値に置き換えることで、算出位置が実際のマ

ーカ設置位置に近づくことがわかる。また Fig. 9 に、マーカ2の設置位置がそれぞれ(a) (50, 50, 0), (b) (50, 100, 0)のときの各検出コイルのS/N比の分布を示した。Fig. 9 (a)に示すように、マーカが検出コイルアレイに対して比較的近い位置にある場合はマーカに近い検出コイルのS/N比が高いため、S/N比の低い検出コイルの影響を受けにくい。Fig. 9 (b)ではS/N比が最大のもので30程度しかなく、更にS/N比の低い検出コイルがマーカから見て右よりに偏っていることがわかる。以上のことから、S/N比が全体的に低く、またS/N比が5以下の検出コイルがアレイの片側に偏って存在するような場合にはマーカの検出位置への影響が大きくなるものと思われる。なお、Fig. 9に示すS/N比について、検出コイルアレイに対するLCマーカの配置や姿勢角によって、マーカの発する磁界ベクトルの検出コイルへの鎖交状況は大きく変化するため、単純にマーカと検出コイルの距離に対応した値にはならず、ある一定の距離を境に検出コイル裏側から回りこんで鎖交する磁界ベクトルの影響も考慮する必要がある。

また、検出にかかった時間を Fig. 10 に示す。検出コイル25個



(a) x-y plane



(b) y-z plane

Fig. 6 Calculated position and S/N ratio of each position.

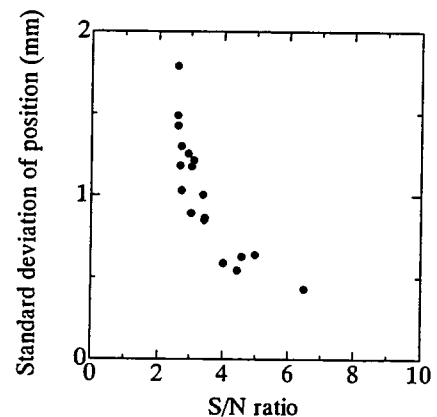


Fig. 7 Position unevenness as a function of the S/N ratio.

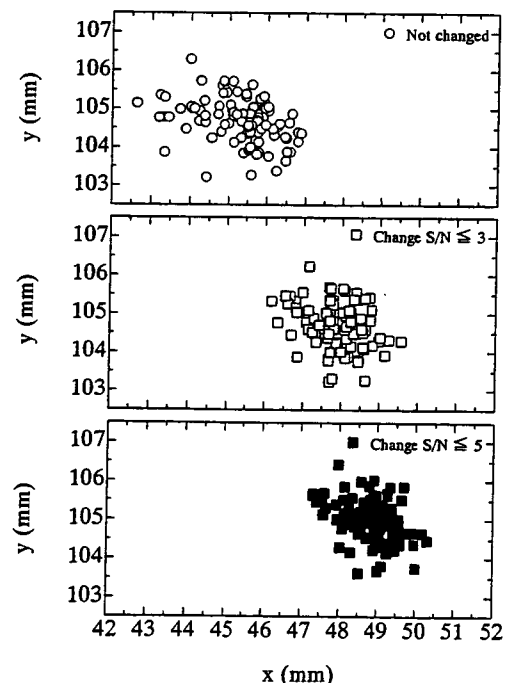


Fig. 8 Position calculated by changing V_{MKS} which have low S/N ratios to theoretical values.