

Fig. 9 S/N ratio of each pickup coil (S/N ratio of light grey coils ≤ 5 , dark grey coils ≤ 3).

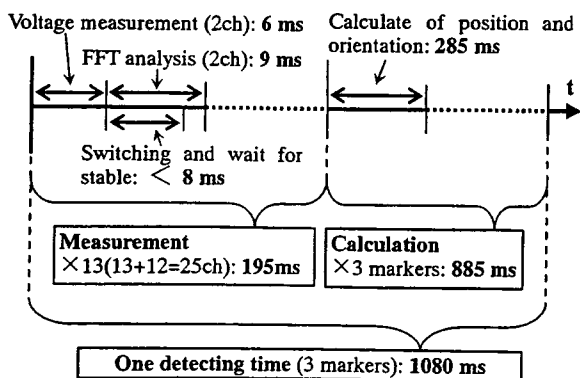


Fig. 10 An acquisition time chart for the motion of the marker.

分の電圧計測およびFFT変換に195 ms, 位置算出に3個で885 ms (1個のマーカあたり295 ms), 1回の検出あたりで1080 ms, 検出速度としておよそ1 Hzという結果を得た。ただし, 計測器を各検出コイル分, また算出用CPUを各LCマーカ分用意すること

で, 検出にかかる時間は1chの電圧測定にかかる15 msとマーカ1個にかかる295 msの和の310 msとなり, 検出速度にして3 Hz程度が実現可能である。位置算出アルゴリズムの最適化によって更なる高速化が可能であると考えられる。また一度に検出可能なマーカの数については, 現時点では詳細な検討を行っておらず今後の課題であるが, マーカ共振回路の性能指数や検出コイルの周波数特性について検討を行うことで更に増やすことが可能である。

4. まとめ

重畳励磁波とデジタイザを用いたFFT解析による複数のLCマーカの位置検出手法を提案し検討を行った。以下に得られた知見を示す。

- (1) 3個のLCマーカの位置検出を行った結果, 検出コイルアレイから50~100 mmの範囲で検出位置は5 mm立方程度のばらつきであった。
- (2) 3個のLCマーカの位置を検出するのに要する時間は1080 msで測定速度にするとおよそ1 Hzであった。その内訳は電圧計測に195 ms, 3個のLCマーカの位置算出に885 msであった。
- (3) LCマーカをある特定の領域に配置したとき, S/N比が低い検出コイルが検出コイルアレイ中に偏って分布し, 実際のマーカの位置よりも数mm程度ずれて検出されることがわかった。

謝辞 本研究の一部は新エネルギー・産業技術総合開発機構の「産業技術研究助成事業」(プロジェクトID:03A47063a)により行った。また本研究の一部は総務省の「戦略的情報通信研究開発制度」(5E5番126号)の助成により行った。

References

- 1) F. R. Raab, E. B. Blood, T. O. Steiner, and H. Jones, *IEEE Trans. Aero. Electro.*, **AES-15**, 709 (1979).
- 2) S.V. Marshall, *IEEE Trans. Vehicular Technology*, **VT-27**, 65 (1978).
- 3) W.M. Wynn, C.P. Frahm, P.J. Carroll, R.H. Clark, J. Wellhoner, M.J. Wynn, *IEEE Trans. Magn.*, **MAG-11**, 701 (1975).
- 4) J. E. Mcfee, Y. Das, *IEEE Trans. Antennas and propagation*, **AP-29** 282 (1981).
- 5) N. M. Prakash and F. A. Spelman, *Proc. 19th Inter. Conf. IEEE/EMBS*, 2394 (1997).
- 6) S. Yabukami, S. Hashi, Y. Tokunaga, T. Kohno, K. I. Arai, and Y. Okazaki, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **28**, 877 (2004).
- 7) Y. Tokunaga, S. Hashi, S. Yabukami, T. Kohno, M. Toyoda, T. Ozawa, Y. Okazaki and K. I. Arai, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **29** 153 (2005).
- 8) S. Hashi, Y. Tokunaga, S. Yabukami, T. Kohno, T. Ozawa, Y. Okazaki, K. Ishiyama and K. I. Arai, *J. Magn. Magn. Mater.*, **290-291**, 1330 (2005).
- 9) S. Yabukami, H. Kikuchi, M. Yamaguchi, K.I. Arai, A. Itagaki and N. Wako, *IEEE Trans. Magn.*, **36**, 3646 (2000).
- 10) T. Nakagawa, Y. Koyanagi, *Experimental Data Analysis by the least square method*, (in Japanese) p. 95, (The University of Tokyo Press, Tokyo, 1982).
- 11) S. Yabukami, K. Arai, H. Knetaka, S. Tsuji, K.I. Arai, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **28**, 711 (2004).

2005年10月19日受理, 2006年2月21日採録

Wireless Magnetic Motion Capture System for Multi-Marker Detection

Shuichiro Hashi¹, Masaharu Toyoda¹, Shin Yabukami², Kazushi Ishiyama², Yasuo Okazaki¹, and Ken Ichi Arai²

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

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

A wireless multi-motion capture system using five LC resonant magnetic markers has been developed and is demonstrated. Each marker has an individual resonant frequency, 157, 201, 273, 323, and 440 kHz, respectively. A new measuring technique is applied in order to reduce the acquisition time. In this new technique the markers are excited by a superposed wave corresponding to the all resonant frequencies, while the voltage signals induced through pick-up coils are separated in a frequency spectrum by FFT analysis. Regardless of the number of markers, the voltage amplitude for each resonant frequency can be easily obtained simultaneously and thus the proposed system can detect multiple markers. The positional accuracy for five markers is less than 2 mm within 100 mm of the pick-up coil array.

Index Terms—FFT analysis, LC resonant magnetic marker, multi-marker, wireless motion capture system.

I. INTRODUCTION

WIRELESS motion capture for multi-point detection at close range is a candidate technique for virtual input devices or medical treatment applications. In such applications, particularly for measurements of the motion of fingers, the markers used must be small and free from electric wiring to allow normal motion. In addition, the location and orientation of the markers must be known exactly during the measurement. Furthermore, if a dead angle is likely to occur, an optical method is unfavorable. There have been several investigations into determining the position of a magnetic object by measuring its magnetic field [1]–[6]. However, conventional systems require a comparatively large magnetic object as a marker or the marker must contain electric wiring, in order to obtain a high SN ratio for the magnetic signal from the marker. To address this, we have proposed and developed a wireless magnetic motion capture system using a magnetically-coupled LC resonant marker [7], [8]. The small sized marker uses a soft ferrite core with a coil, representing a minimal LC circuit with no battery, driven wirelessly by electromagnetic induction. The magnetic signal of the marker is detected by a matrix-designed pick-up coil array. Our proposed system allows the approximate orientation and the position of a single marker to be determined accurate to within 1 mm in a space 150 mm from the pick-up coil array. It also allows multi-point detection because the system allows the use of several markers with individual frequencies. In this paper, we extend our system to detect multiple markers and we examine the accuracy of the system in detecting the positions and orientations of the markers.

II. COMPONENTS AND MEASURING METHOD OF THE SYSTEM

Fig. 1 shows a schematic diagram of the motion capture system for multi-marker detection. The system is composed of measurement instruments and a coil assembly, consisting of a

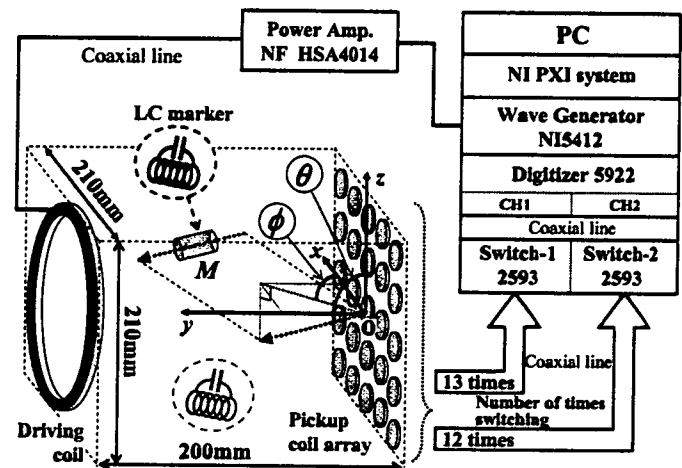


Fig. 1. Schematic diagram of the proposed wireless motion capture system for multiple markers.

driving coil, LC markers, and a pick-up coil array. The marker consists of a Ni-Zn ferrite core (3 mm in diameter and 10-mm long) with a wound coil and a chip capacitor, representing an LC series circuit designed for resonant frequencies of 157, 201, 273, 323, and 440 kHz. The pick-up coil array consists of 25 coils placed at intervals of 45 mm on an acryl board, configuring a matrix layout. Each coil is made of 40 turns of polyester enameled copper wire (PEW) around an acryl bobbin 25 mm in diameter. An excitation of 22 V is applied to the driving coil (10 turns of PEW around the Teflon coil, 200 mm in diameter) and the markers are strongly excited at their resonant frequency by electromagnetic induction. However, the system becomes slow with an increase in the number of markers, owing to time required to switch frequencies and make multiple measurements. In this paper, a new signal measurement method is adopted to increase the system speed. All the markers are excited simultaneously by a superposed wave corresponding to all the resonant frequencies of the markers. As shown in Fig. 2, the induced wave measured by the pick-up coil is analyzed into a frequency spectrum by FFT analysis. First, the spectrum is measured without the markers and then the spectrum is

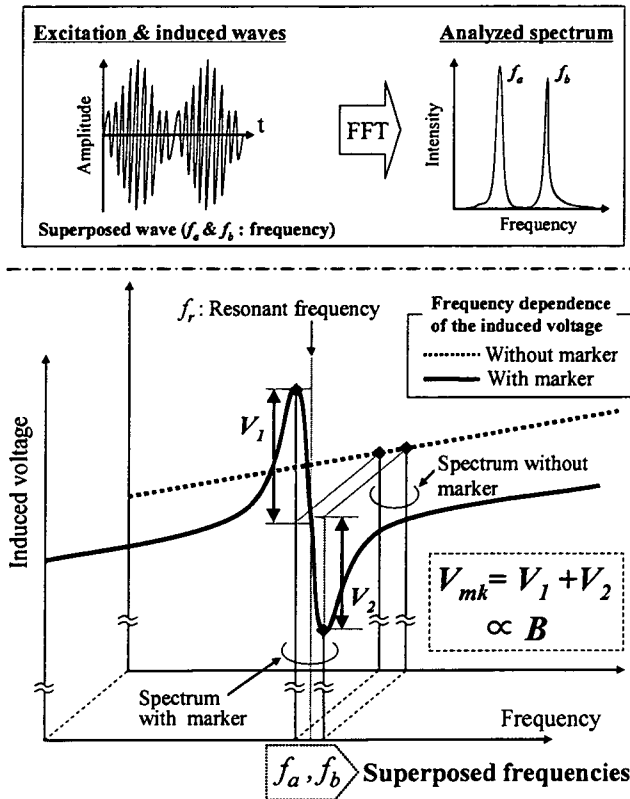


Fig. 2. Signal of LC marker acquisition technique (superposed wave excitation and FFT analysis).

measured with the markers. The induced voltages of the marker contributions, V_{mk} , can be obtained by subtracting as vectors the amplitude of the spectrum without the markers from the amplitude of the spectrum with the markers. The amplitudes V_{mk} measured by each pick-up coil are different from each other and proportional to the flux densities B that the markers produce at the location of the pick-up coils. The position and orientation of each marker is obtained by solving an inverse problem. However, several values (25 values in our study) of the flux density at a known location specify the magnetic flux source. To solve this problem, the generated flux density from a marker is considered to be a magnetic dipole field. Under this assumption, the position and orientation of a marker are calculated using the nonlinear method of least squares by the Gauss-Newton method [9]

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

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

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

Here $S(\vec{p})$ is an objective function (the least squares value), i is the coil number, n is the total number of coils, $\vec{B}_{\text{meas}}^{(i)}$ is the measured flux density, $\vec{B}_{\text{cal}}^{(i)}$ is the theoretical flux density that takes into account the magnetic dipole field, \vec{p} represents the parameters of the marker, \vec{M} is the magnetic moment, (x, y, z) is the

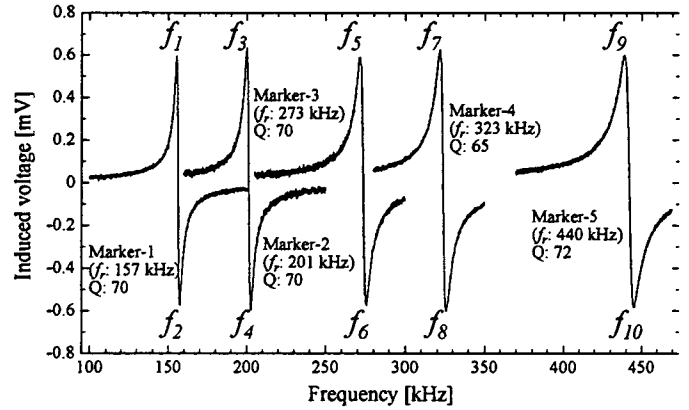


Fig. 3. Induced voltages due to excitation of five markers.

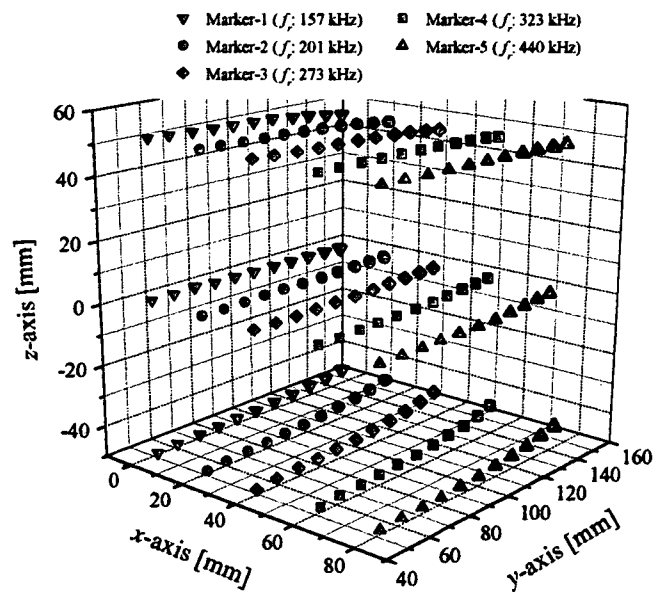


Fig. 4. Evaluation results of detected position (displayed in three dimensions).

position of the marker, and \vec{r} is an ideal dipole field expressed as a function of position and orientation. As shown in Fig. 1, ϕ is the angle between the x -axis and the direction vector when the moment is projected on an xy -plane and θ is the angle between the direction of the moment and the z -axis.

Fig. 3 shows the frequency dependence of the induced voltage from the markers. Sharp signals due to LC resonance of the markers were observed and there is no influence on neighboring signals from the skirts of the signals. In practice, the superposed wave, which is composed of ten frequencies corresponding to upper and lower peaks ($f_1 - f_{10}$), shown in Fig. 3 was used for excitation.

III. RESULTS AND DISCUSSION

The position accuracy was verified experimentally for the system. Fig. 4 shows the detected positions and Fig. 5 shows the detected orientations when the five markers were lined up in five ranks parallel to the y -axis at 20-mm intervals. The markers were swept from $y = 50$ mm to 150 mm in 10-mm steps along the y -axis in the xy -plane at $z = 50$ mm, 0 mm, -50 mm (refer

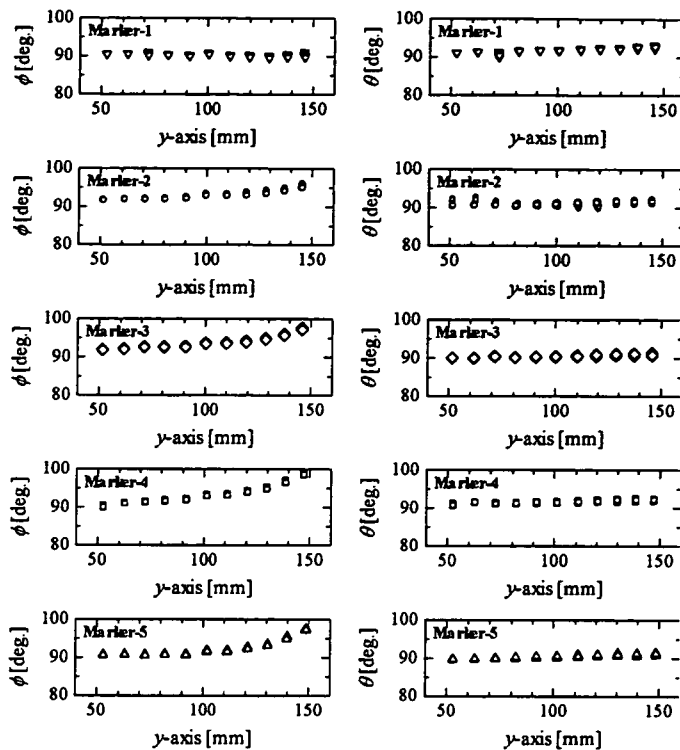


Fig. 5. Evaluation results for ϕ and θ (xy -plane at $z = 0$ mm).

to Fig. 1 for the coordinate system). As shown in Figs. 4 and 5, results can be distinguished to less than 1 mm and the position accuracy for each marker is within 2 mm. Approximately correct orientations were obtained when the markers were located up to 100 mm from the pick-up coil array. These results show that the system is capable of simultaneously capturing the motion of multi-markers wirelessly with a high accuracy. However, the detected positions were deflected toward the y -axis (the center axis of the pick-up coil array) gradually as the marker position increases over 100 mm from the pick-up coil array. Accordingly, the deviation of the attitude angle ϕ increases gradually up to about 10 degrees. A maximum positional deviation of around 6 mm was observed for markers located at (80, 150, 50), (80, 150, 0), and (80, 150, -50), whereas, as shown in Fig. 6, the intervals between adjacent markers were less than 3 mm in terms of relative position accuracy. The relative error of the measured position of all the points at intervals between adjacent markers was evaluated and expressed as an averaged value with a standard deviation. The results are as follows: 19.03 ± 0.88 mm at Mk1-2 (interval between Marker 1 and Marker 2), 18.79 ± 0.25 mm at Mk2-3, 19.88 ± 0.65 mm at Mk3-4, and 20.55 ± 0.41 mm at Mk4-5.

The increase in the detection error for large distances is thought to be due to the relation between the size and arrangement of the driving coil and the pick-up coil array, though the exact cause of these defects is not yet clear.

IV. CONCLUSION

The performance of a proposed wireless magnetic motion capture system for multi-markers was evaluated for five LC res-

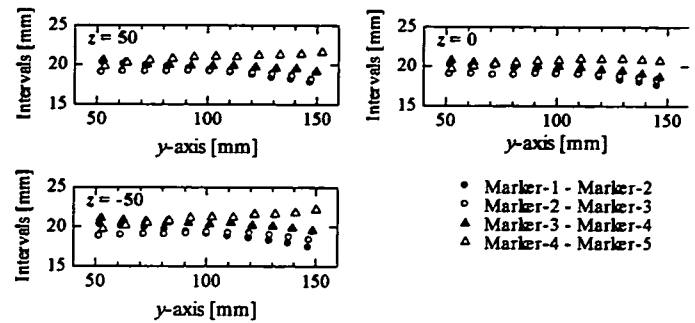


Fig. 6. Intervals between adjacent markers.

onant magnetic markers with individual resonant frequencies. The positional accuracy of the markers was found to be less than 2 mm and the approximate orientation of a marker could be determined when the marker was located within 100 mm^3 , up to 100 mm from the pick-up coil array. However, the detected positions were deflected toward the y -axis (the center axis of the pick-up coil array) gradually as the distance of the marker from the pick-up coil array increased.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Industrial Technology Research Grant Program in 03A47063a from the New Energy and Industrial Technology Development Organization (NEDO) of Japan, and also in part by Strategic Information and Communication R&D Promotion Programme (SCOPE) in the Ministry of Public Management, Home Affairs, Posts and Telecommunications (MPHPT).

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] F. H. Raab, E. B. Blood, T. O. Steiner, and H. R. Jones, "Magnetic position and orientation tracking system," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-15, pp. 709–718, 1979.
- [5] 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.
- [6] J. A. Paradiso, K. Hsiao, J. Stricken, J. Lifton, and A. Adler, *IBM Syst. J.*, vol. 39, no. 3 & 4, pp. 892–914, 2000.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] T. Nakagawa and Y. Koyanagi, *Experimental Data Analysis by the Least Square Method*. Tokyo, Japan: Univ. Tokyo Press, 1982, pp. 95–99.

High-Frequency Carrier-Type Magnetic Field Sensor with a Sub-pT Resolution Using a Magnetic Film and a Transmission Line

Y. Murayama, T. Ozawa*¹, S. Yabukami**², K. Ishiyama, and K.I. Arai***³, ****⁴

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

We developed a very sensitive high-frequency carrier-type magnetic field sensor with a sub-pT resolution using a resonating transmission line. Meander-type sensor elements using amorphous CoNbZr films were fabricated. We obtained a magnetic field resolution of 7.4×10^{-13} T/Hz^{1/2} at 501 kHz. The detectable magnetic field was limited by the noise caused by nonlinear magnetic excitation. We analyzed the quality factor of the resonance for enhancement of the signal-to-noise ratio.

Key words: sub pT resolution, resonating transmission line, thin-film sensor, quality factor

10⁻¹³ T 台の磁界検出分解能を有する高周波伝送線路型薄膜磁界センサ

村山芳隆・小澤哲也*¹・薮上信**²・石山和志・荒井賢一***³・****⁴

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通电し、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、GMI 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)~6)}。この磁界センサ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^{-13} T (7.95×10^{-8} A/m) 台に達するとの報告がある⁶⁾。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である。

筆者らは、これまで磁性膜に直接高周波電流を通电させたタイプのセンサを開発してきた。磁性膜に直接通电するタイプの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⁵⁾。また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の実験結果を報告した⁷⁾。

本稿ではキャリア電流を大きくした場合のノイズレベルの上昇を緩和することを意図し、磁性薄膜への直接通电を避ける構造のセンサ素子を検討した。センサ素子はキャリア電流を通电させる伝送線路と、近接配置した磁性薄膜から構成した。また共振を利用することでインピーダンス変化率を増大し、信号強度増大を図った。試作したセンサを用いて 501 kHz の交流磁界において 10^{-13} T (7.95×10^{-8} A/m) 台の磁界検出分解能を得た。

2. 伝送線路型薄膜磁界センサ

Fig. 1 は本論文で検討する磁界センサを模式的に示したものである。センサ素子はマイクロストリップ線路等の伝送線路の上部あるいは上下に磁性薄膜を近接配置した構造となっている。伝送線路と磁性薄膜の間はレジストで絶縁される。磁性薄膜の磁化容易軸は熱処理によ

って伝送線路の幅方向に付与する。バイアス磁界および交流磁界(測定磁界)は伝送線路の長手方向へ印加する。キャリア電流は伝送線路へ通电される。外部からの印加磁界によって磁性薄膜の磁化が回転し、透磁率が変化する。これにより伝送線路のインピーダンスが変化し、これを利用して交流磁界を検出する。以下本稿ではこの構造の磁界センサを伝送線路型センサと呼ぶ。

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。キャリア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、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。スペクトラムアナライザで計測されるキャリア電流は交流磁界により振幅変調され、その側波帯は交流磁界の磁界強度に比例する。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⁸⁾として(1)式で近似できる。

$$|v_o(\omega_c \pm \omega_s)| = \frac{JS(Z_b + 50)R_o h_{ac}}{2\{Z_b + R_o + R_i\}^2} \left(\frac{dZ}{dh}\right) \quad (1)$$

ただし v_o は側波帯レベル、 ω_c はキャリアの角周波数、 ω_s

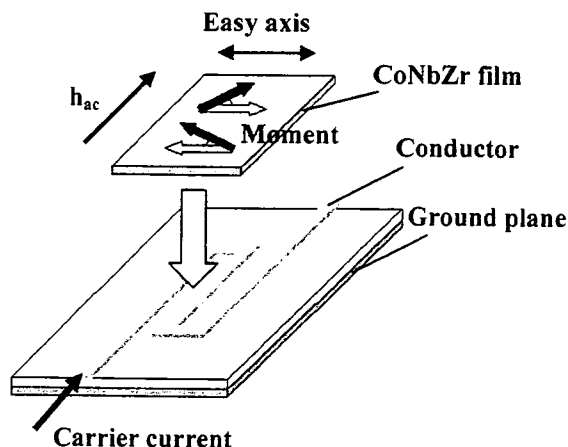


Fig. 1 Schematic view of the sensor element.

*1 宮城高等工業専門学校

**2 東北学院大学工学部

***3 電気磁気材料研究所

****4 情報通信研究機構

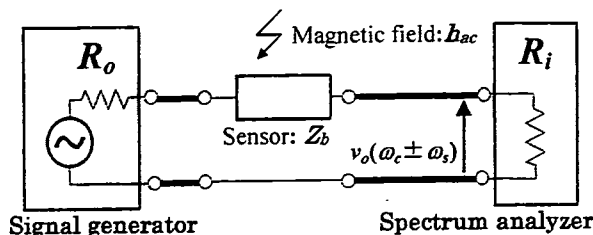


Fig. 2 Equivalent circuit.

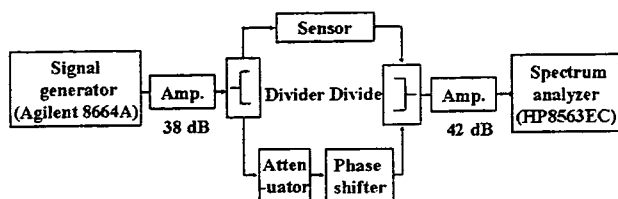


Fig. 3 Carrier-suppressing circuit.

は微小交流磁界の角周波数, J はセンサ素子に通電するキャリアの電流密度, 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_o はシグナルジェネレータの出力抵抗, R_i 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, dZ/dh は印加磁界に対するインピーダンス変化率である.

3. 実験方法

3.1 センサ素子の作製

センサ素子はマイクロストリップ線路上にアモルファス $Co_{85}Nb_{12}Zr_3$ 薄膜を近接配置した構造となっている。マイクロストリップ線路は、厚さ 0.5 mm のテフロン基板 (CHUCOH 製 CGK-500), あるいは厚さ 25 μm のポリイミド基板 (SHIN-ETSU 製 RBF-1) をウェットエッチングによって作製した。 $Co_{85}Nb_{12}Zr_3$ 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 (MATSUMAMI 製 S-1111) に約 4 μm 成膜した。その後熱処理は回転磁界中熱処理 (2 時間, 3 kOe (238.5kA/m), 400°C) の後, 静磁界中熱処理 (1 時間, 3 kOe (238.5kA/m), 150°C) を施した。 $Co_{85}Nb_{12}Zr_3$ 薄膜の異方性磁界強度は 19.9 A/m (0.25 Oe) となった。熱処理後, 磁性薄膜表面に絶縁層としてレジスト (ZEON 製 ZPN-1150) を約 5 μm 塗布した。作製したマイクロストリップ線路と磁性薄膜を重ね合わせて伝送線路型センサとした。磁性膜厚 (約 4 μm) および絶縁膜厚 (約 5 μm) は本論文の中で試作したセンサにおいては最も SN 比が高くなることから実験的に求めた。作製したセンサ素子のインピーダンスは, 伝送線路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) を用いて透過法により測定した。

3.2 微小磁界計測

微小磁界計測には Fig. 3 に示す搬送波抑制回路 (キャリアアサプレッス回路) ⁵⁾ を用いた。シグナルジェネレータ (Agilent 8664A) から出力されるキャリアは, 低雑音増幅器 (NOGAWA NHP-2046) により増幅され, センサ側およ

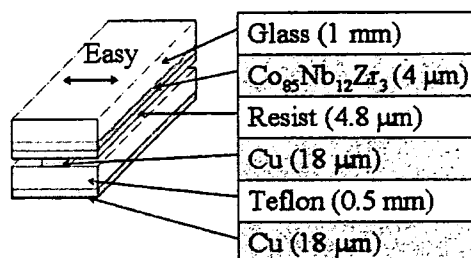
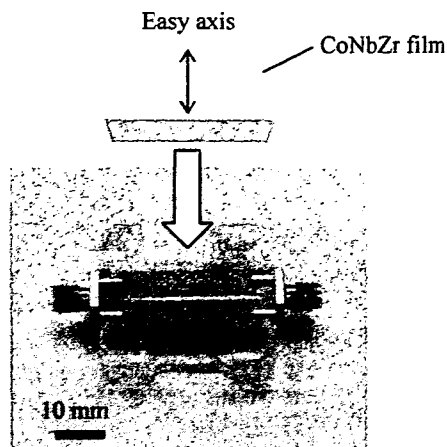


Fig. 4 Sensor element.

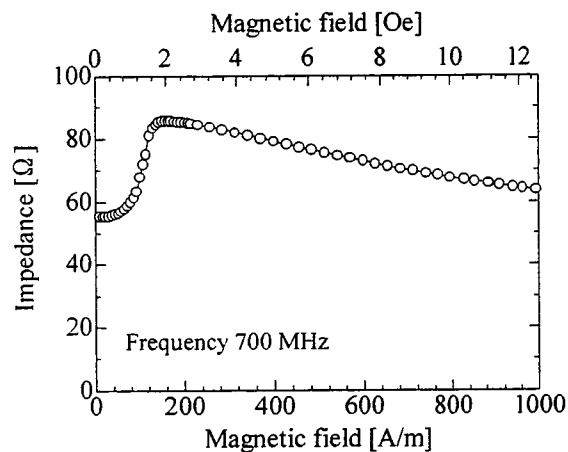


Fig. 5 Impedance of the sensor element.

び減衰器側に分けられる。センサに印加される交流磁界はセンサ素子に通電されるキャリアにより振幅変調される。分岐されたもう一方ではキャリアを上段と振幅が等しく位相が 180° 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キャリア成分を 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 直線状センサ素子

Fig. 4 に作製したセンサ素子の外観写真および断面の模式図を示す。伝送線路部分は厚さ 0.5 mm のテフロン基板

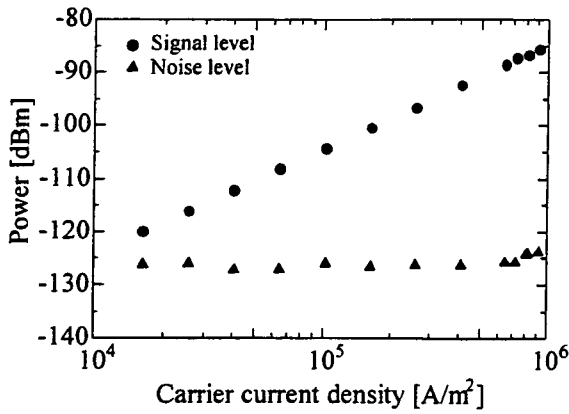


Fig. 6 Signal level and noise level as functions of the carrier current density.

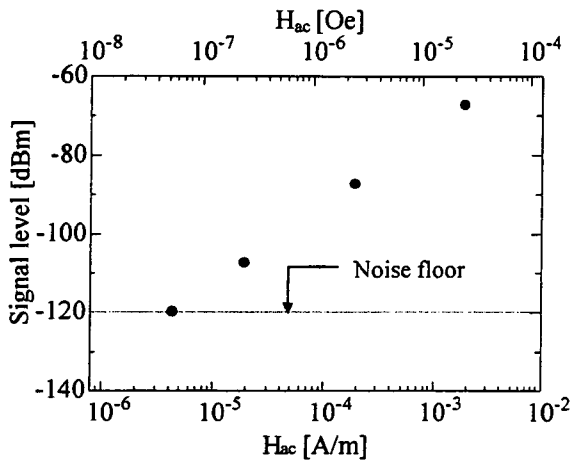


Fig. 7 Signal level as a function of the ac magnetic field.

を使用し、幅 0.8 mm、長さ 30 mm、厚さ 18 μm の直線形状とした。磁性膜を設置しない状態では特性インピーダンスはほぼ 50 Ω であった。また、伝送線路上にのせる $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜は一辺 25 mm の正方形、厚さ 4 μm とした。磁性膜上に塗布したレジスト厚さは約 5 μm とした。

Fig. 5 に Fig. 4 のセンサのインピーダンスと印加磁界のグラフを示す。キャリア周波数が 700 MHz においてインピーダンス変化率の最大値は 47.8 Ω/Oe (0.601 $\Omega/(\text{A/m})$) であった。

Fig. 6 に Fig. 4 のセンサの信号強度及びノイズレベルの通電電流密度依存性のグラフを示す。キャリア周波数は 700 MHz とした。測定交流磁界は周波数 501 kHz、振幅は $2.4 \times 10^6 \text{ Oe}$ ($1.9 \times 10^4 \text{ (A/m)}$) とした。Fig. 6 より伝送線路型センサによる磁界検出が可能であることが示された。センサの通電電流密度を上げた場合、ノイズレベルの上昇は磁性体に直接通電する場合と比較して小さかった。これは磁性体への直接の通電を避けることで、キャリア電流による大振幅励磁が起きにくくなるためと考えられる。

Fig. 7 は Fig. 4 のセンサの SN 比が最大となる条件における測定交流磁界強度と信号強度のグラフである。交流磁界強度と信号強度は比例関係にあり、信号強度がノイズフロアと同じレベルとなるときの交流磁界強度がこのセンサの磁界検出分解能となる。この実験では、交流磁界周波数 501 kHz において磁界検出分解能 $5.4 \times 10^8 \text{ Oe/Hz}^{1/2}$ ($5.4 \times$

$10^{12} \text{ T/Hz}^{1/2}$) ($4.3 \times 10^6 \text{ (A/m)/Hz}^{1/2}$) を得た。

4.2 共振を利用したセンサ素子

伝送線路型センサを共振状態で動作させることで、センサ素子のインピーダンス変化率を大きくし、信号強度の増大を意図したセンサ素子を試作した。

Fig. 8 に共振を利用したセンサ素子の外観写真および断面の模式図を示す。伝送線路部分は厚さ 0.5 mm のテフロン基板を使用し、幅 0.8 mm、長さ 10 mm、厚さ 18 μm 、3 ターンのミアンダ形状とした。また、伝送線路上にのせる $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜は一辺 25 mm の正方形、厚さ 4 μm とした。磁性膜上に塗布したレジスト厚さは約 5 μm とした。

Fig. 9 に Fig. 8 のセンサのインピーダンスと印加磁界のグラフを示す。周波数 600 MHz、印加磁界 68 A/m (0.86 Oe) のとき、共振によってセンサ素子のインピーダンスが大きく変化した。このときインピーダンス変化率の最大値は約 41000 Ω/Oe (515.3 $\Omega/(\text{A/m})$) を得た。磁性膜の共鳴周波数付近に共振周波数を設計することにより、所望の寸法条件で共振が発生するセンサ素子の作製が可能と考えられる。

Fig. 10 に Fig. 8 のセンサの信号強度およびノイズレベルの素子通電電流密度依存性のグラフを示す。キャリア周波数は 600 MHz とした。測定交流磁界は周波数 501 kHz、振幅は $2.4 \times 10^6 \text{ Oe}$ ($1.9 \times 10^4 \text{ (A/m)}$) とした。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。●▲は Fig. 8 のセンサであり、○△は比較のための直線状センサ (Fig. 4) である。共振を利用した Fig. 8 のセンサの信号強度は直線状センサに比較して約 30 dB 大きかった。これは共振状態におけるインピーダンスの大きくなった効果とマイクロストリップ線路の長さがより長いためである。

一方、ノイズレベルの上昇は共振を利用した Fig. 8 のセンサの方が顕著であった。SN 比の最大値を比較すると、共振を利用した Fig. 8 のセンサのほうが約 18 dB 大きくなった。

Fig. 11 は Fig. 8 のセンサの SN 比が最大となる条件における測定交流磁界強度と信号強度のグラフである。交流磁界強度と信号強度は比例関係にあり、信号強度がノイズレベルと同じレベルとなるときの交流磁界強度がこのセンサの磁界検出分解能となる。この実験では、交流磁界周波数 501 kHz において磁界検出分解能 $7.6 \times 10^9 \text{ Oe/Hz}^{1/2}$ ($7.6 \times 10^{13} \text{ T/Hz}^{1/2}$) ($6.1 \times 10^7 \text{ (A/m)/Hz}^{1/2}$) を得た。

4.3 マイクロストリップ導体の上下層に磁性膜を配置したセンサ素子

伝送線路の上下に磁性膜を配置することでより効果的にインピーダンス変化を得ることが可能と考えられる。そこで、伝送線路の両面に磁性膜を配置したセンサ素子を作製した。Fig. 12 に作製したセンサ素子の外観写真および断面の模式図を示す。伝送線路部分は厚さ 25 μm のポリイミド基板を使用し、幅 0.6 mm、長さ 20 mm、厚さ 18 μm 、4 ターンのミアンダ形状とした。また、伝送線路を挟む 2 枚の $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 薄膜は一辺 25 mm の正方形、厚さ 4 μm とした。磁性膜上に塗布したレジスト厚さは約 5 μm とした。

Fig. 13 に Fig. 12 のセンサのインピーダンスと印加磁界のグラフを示す。周波数 570 MHz、印加磁界 238 A/m のとき、共振によってセンサ素子のインピーダンスが大きく変化した。このときインピーダンス変化率の最大値は約 11000 Ω/Oe (138.4 $\Omega/(\text{A/m})$) を得た。Fig. 12 のセンサ

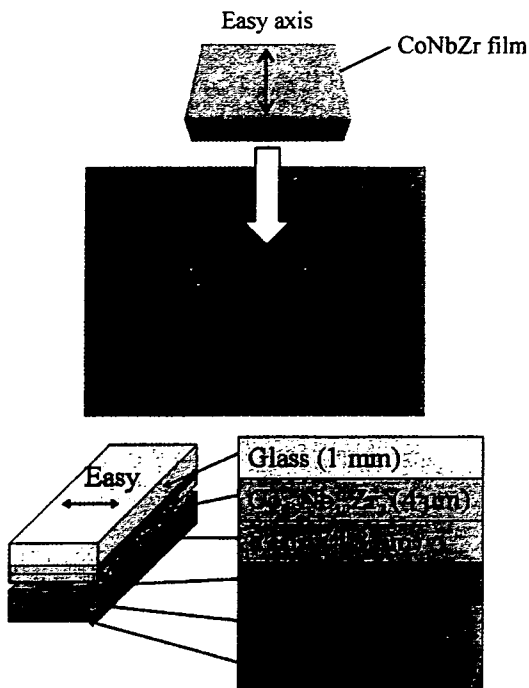


Fig. 8 Sensor element.

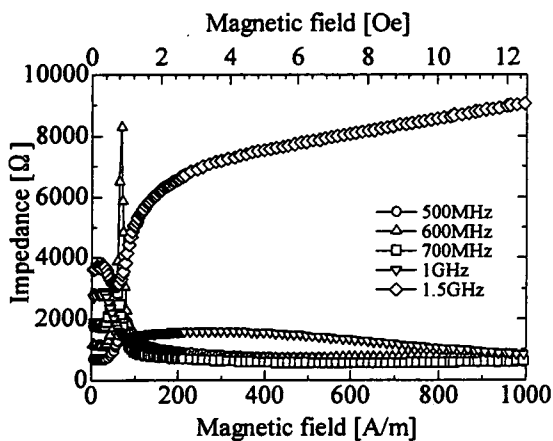


Fig. 9 Impedance of the sensor element.

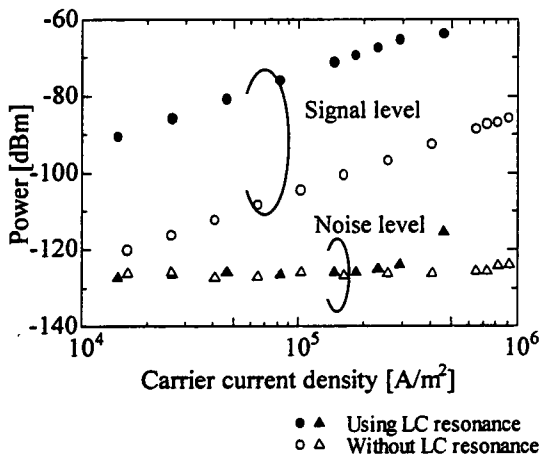


Fig. 10 Signal level and noise level as functions of the current density.

において磁界検出分解能は、交流磁界周波数 501 kHz において磁界検出分解能 $7.4 \times 10^{-9} \text{ Oe/Hz}^{1/2}$ (7.4×10^{-13}

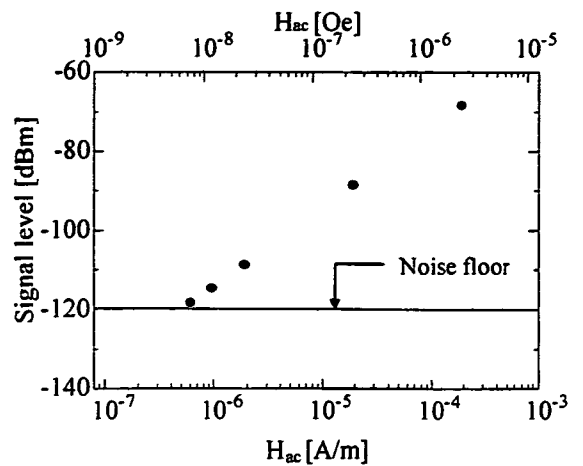


Fig. 11 Signal level as a function of the ac magnetic field.

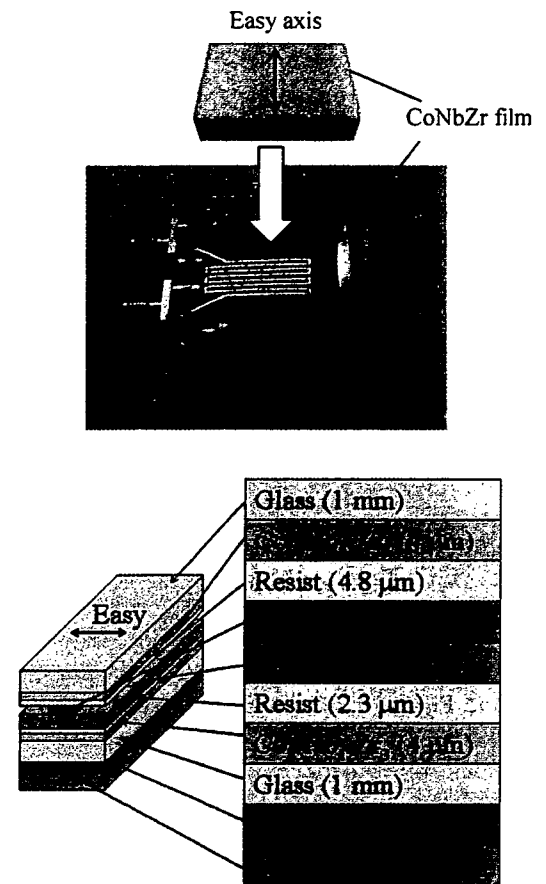


Fig. 12 Sensor element.

$T/\text{Hz}^{1/2}$) ($5.9 \times 10^{-7} \text{ (A/m)/Hz}^{1/2}$)を得た。

4.4 センサのSN比に関する考察

以上の実験結果を踏まえて、共振を用いた本論文のセンサのSN比の向上の要因について考察する。本論文で試作したセンサ素子は共振時におけるインピーダンスの変化を検出しているため、インピーダンス変化率の最大値は共振の性能指数（共振の鋭さ）にほぼ比例すると考えられる。Fig. 14はセンサの信号強度およびノイズレベルのキャリア電流密度に対するグラフを示した。Table1には上記の3種類のセンサについて共振子としての性能指数(Q)、インピ

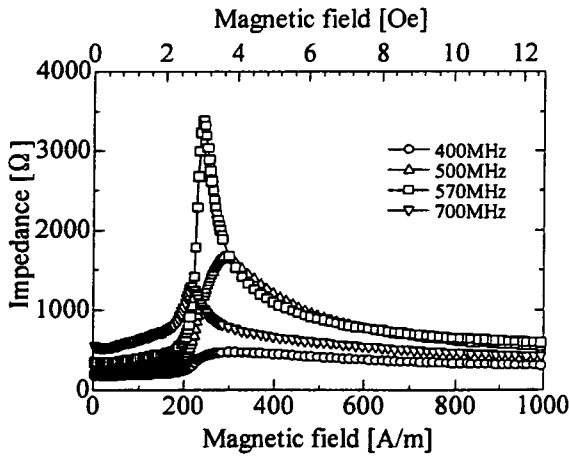


Fig. 13 Impedance of the sensor element.

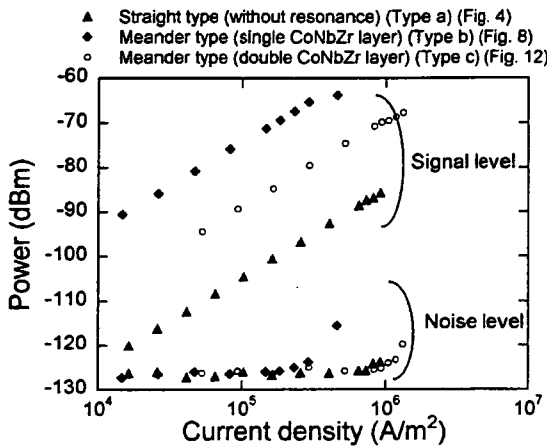


Fig. 14 Signal level and noise level as functions of the current density.

Table 1 Relationship between Q, dZ/dH and current density when noise increased.

Sensor	Quality factor	Impedance change ($\Omega/(A/m)$)	Current density when noise increased (A/m^2)
Straight type (Type a) (Fig. 4)	-	0.6	9.0×10^5
With a single CoNbZr layer (Type b) (Fig. 8)	32.7	515.3	3.0×10^6
With double CoNbZr layers (Type c) (Fig. 12)	9.2	138.4	1.0×10^6

インピーダンス変化率(dZ/dh)の最大値、ノイズレベルが熱雑音レベルから 3dB 以上上昇し始める電流密度を示す。センサは直線状センサ (センサ a) (Fig. 4), ミアング型導体の上部に単層の CoNbZr 薄膜を配置したセンサ (センサ b) (Fig. 8), ミアング型導体の両面に CoNbZr 薄膜を配置したセンサ (センサ c) (Fig. 12) について示した。測定交流磁界は周波数 501 kHz, 振幅は 2.4×10^6 Oe (1.9×10^4 (A/m)) とした。バイアス磁界は SN 比が極大となるように設定した。

Table 1 において性能指数は周波数に対するインピーダンスの極大値付近における半値幅から求めた。センサ b (Fig. 8) はセンサ c (Fig. 12) と比較して性能指数は約 3.6 倍、

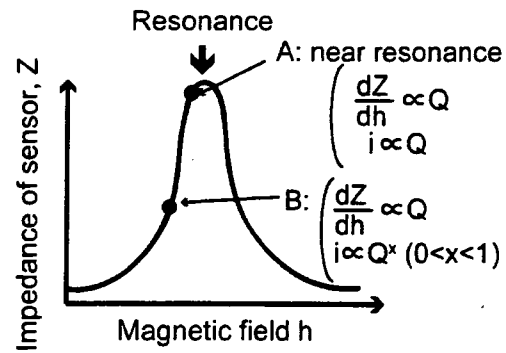


Fig. 15 Impedance of the sensor element.

インピーダンス変化率は約 3.7 倍となり、インピーダンス変化率は性能指数にほぼ比例した。

一方ノイズレベルの上昇は、性能指数が大きいほど顕在化すると考えられる。本センサで扱うノイズはキャリア電流の増大により、磁性膜表面において磁界強度が増大し、磁化の非線形応答に起因するものと考えられる。すでに通電するキャリア電流の増大に依存して、ノイズが増大する実験結果が得られている⁹⁾。並列共振時にセンサ内部では、キャリア電流が大きくなるため、ノイズレベルが上昇したと考えられる。一般に知られているように、並列共振回路中のインダクタンス素子内部を流れる電流 i は(2)式のように性能指数に比例して与えられる。

$$i = -jQI = -j(L/C)^{1/2}IR \quad (2)$$

ただし、 L , R および C はそれぞれ並列共振回路の抵抗、インダクタンス、キャパシタンスを表す。 I は共振回路の外から与えた等価電流源 (定数) である。(2)式より、共振回路の性能指数が大きいほど共振回路内部の電流が大きくなり、磁性膜の非線形駆動に起因したノイズレベルが上昇すると考えられる。なおこのノイズレベルの上昇のメカニズムについては稿を改めて詳細に報告する。

Table 1 においてノイズの上昇する電流密度は Fig. 14 においてノイズレベルが熱雑音のレベルから 3dB 以上上昇する時のキャリア電流密度とした。なおこの電流密度は伝送線路の断面に均一に電流が流れていることを仮定して求めたものであり、実際には表皮効果が顕在化することから、素子表面では Table 1 の電流密度よりも大きな電流密度になっていると考えられる。Table 1 によれば、ノイズが上昇する時の電流密度は単層磁性膜を用いたセンサ b (Fig. 8) において、両面に磁性膜を用いたセンサ c (Fig. 12) に比較して、約 3.3 倍であり、共振時の性能指数の比率 (3.6) よりも若干小さかった。これは実際のバイアス点が共振点よりも低いインピーダンスにおいて動作しているため、ノイズの上昇が性能指数に比例する傾向よりも緩和されたためと考えられる。

Fig. 15 には共振を用いることでセンサの SN 比が向上する理由を模式的に示した。動作点を並列共振点にほぼ一致させると (A 点), センサの信号強度は性能指数にほぼ比例し、さらにノイズレベルを決める共振回路の内部電流は性能指数に比例するため、SN 比は向上しないと考えられる。

一方実際のセンサ素子の動作点はバイアス磁界を調整して、共振点よりも低バイアス側に設定されている (B 点)。これによりインピーダンスの変化率はほぼ性能指数に比例し、かつ共振回路の内部の電流は共振点の電流よりも小さく

設定できるため、センサの SN 比は向上したものと考えられる。本センサの SN 比を向上させる基本的設計指針としては性能指数を可能な限り大きくしつつ、共振回路内部の電流を低減させることが必要であると考えられる。本センサは更なる高感度化に向けて、最適導体寸法の検討、伝送線路の選定、内部導体パターンを選択、素子全体の薄膜デバイス化、サイズと磁界検出分解能の関係についての検討が必要である。

5. まとめ

1. $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 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体への直接の通電を避ける構造の伝送線路型センサを作製した。
2. 伝送線路型センサを用いることで、センサへの投入パワー増大に伴うノイズレベルの上昇を緩和した。
3. 磁性膜を導体パターンの上下層に使用した伝送線路型センサにおいて共振を利用して $11000 \Omega/\text{Oe}$ ($138.4 \Omega/(\text{A/m})$) のインピーダンス変化率を得た。試作したセンサで 501 kHz の交流磁界を $7.4 \times 10^9 \text{ Oe/Hz}^{1/2}$ ($7.4 \times 10^{13} \text{ T/Hz}^{1/2}$) ($5.9 \times 10^7 \text{ (A/m)/Hz}^{1/2}$) の磁界検出分解能で測定した。
4. 本センサは正確に共振点で動作させれば、センサの信号強度およびはほぼ性能指数に比例し、SN 比は向上しないと考えられる。本センサは共振点よりも低バイアス側で動作させるため、信号強度はほぼ性能指数に比例し、ノイズレベルの増大が抑制されたため SN 比が向上したと考えられる。

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。

References

- 1) H. Yamadera, Y. Nishibe, T. Morikawa and Y. Nonomura, *T.IEE Japan*, vol. 118-A, pp. 689-694, Oct. 1998.
- 2) D. Atkinson and P.T. Squire, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp.3364-3366, 1997.
- 3) A. Takayama, T. Uehara, A. Yuguchi, H. Kato, K. Mohri and T. Uchiyama, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, pp. 3643-3645, 1999.
- 4) D. Robbes, C. Dolabdjian, Y. Monfort, and P. Ciureanu, *Physica C*, vol. 372-376, pp. 249-253, 2002.
- 5) S. Yabukami, T. Suzuki, N. Ajiro, H. Kikuchi, M. Yamaguchi, and K. I. Arai, *IEEE Trans. Magn.*, 37, 2019 (2001).
- 6) M. Takezawa : Doctoral dissertation of Tohoku University, p. 216 (1999).
- 7) Y. Murayama, T. Ozawa, S. Yabukami, K. Ishiyama, and K.I. Arai, *J. Magn. Soc. Jpn*, 30, 237 (2006).
- 8) H. Kikuchi : Doctoral thesis of Tohoku university. (2002)
- 9) S. Yabukami, Y. Murayama, K. Ishiyama, K.I. Arai, H. Okuno, *The Intermag2005 Conference*, FV-09 (2006).

2006年8月8日受理, 2006年11月13日採録

Magnetic Field Measurement Using a Step-Like GMI Sensor Combined with a Differential Circuit

T. Nakai, K. Takada, H. Abe, N. Hoshi*, H. Suzuki*, K. Ishiyama**, and K. I. Arai**

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

* NEC TOKIN Corporation, 6-7-1 Koriyama, Taihaku-ku, Sendai 982-8510, Japan

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

A giant magnetoimpedance sensor with a step-like impedance property was obtained in the case of amorphous $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ soft magnetic thin film in a rectangle shape with an in-plane uniaxial easy axis in a direction nearly 60 degrees relative to the width direction of the element. It was shown experimentally that the magnetic field in which the step-like impedance change occurs has an almost constant value with a standard deviation in the microtesla (μT) range. The magnetic field in which the step-like change occurs includes information on the external magnetic field. To realize a magnetic field sensor with an accuracy of $\text{nT}/\text{Hz}^{1/2}$ by using this step-like phenomenon, a differential circuit was studied in combination with an alternating bias field in the kilohertz (kHz) frequency range. The aim of the differential circuit was to make the driving circuit into a digital logic circuit, by using pulse signals timed to coincide with the step-like changes. The alternating bias field increases the sampling number, because of the step-like changes in the bias frequency. The aim of the ac bias is to improve the sensor accuracy by using an averaging effect. This paper reports a first trial of the method. As a result, a high-linearity sensor without hysteresis was obtained, which had a linearity error of less than 0.5% in the range of $\pm 100 \mu\text{T}$. A measurement accuracy of 460 nT was achieved with a 20 Hz time constant of the output low pass filter (LPF).

Key words: magnetic field sensor, magnetic thin film, magnetoimpedance, high frequency, step-like impedance

不連続的インピーダンス変化特性を有した薄膜 GMI センサと 微分回路を組合せた磁界検出方法に関する検討

中居倫夫・高田健一・阿部宏之・星則光*・鈴木秀夫*・石山和志**・荒井賢一**†

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

GMI センサ (Giant magnetoimpedance sensor) は、外部磁界の変化でインピーダンスが変化する現象に基づき磁界を検出するセンサ素子である。このセンサは、室温で動作する磁界センサとして非常に高い分解能を有し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。また、小型で低消費電力であることから、携帯電話に搭載される地磁気検出に基づいた方位センサや自動車の回転機構における回転速度検出等に应用されている。高周波キャリア型磁界センサにおける素子インピーダンス変化の原因は、素子を構成する磁性体の通電電流に対する透磁率が外部磁界で変化し、このことに起因して通電電流の表皮効果が変化することにある²⁾。センサ磁性体の透磁率変化は、磁気異方性に基づいた磁気モーメントの磁化回転および磁壁移動に起因するものであることも知られている。

外部磁界の変化で不連続的にインピーダンスが変わる薄膜 GMI センサに関しては、センサ素子である薄膜軟磁性体に付与する磁気異方性の容易軸を角度制御することで実現することが報告されている³⁾。不連続的なインピーダンス変化は、センサ磁性体の磁区構造がストライプ磁区構造から単磁区構造に転位することに起因

することも報告されている⁴⁾。また、インピーダンス不連続現象が発生する磁界強度のばらつきは、10 mOe (0.8 A/m) 以下になることが実験的に確認され、外部磁界強度に比例して不連続点の発生磁界が移動することを利用して、インピーダンス不連続現象発生点の磁界を検出することで mOe オーダーの精度を有する磁界センサを構築できる可能性が示されている⁵⁾。さらに、インピーダンス不連続点が発生する磁界強度の温度変化特性から、不連続現象発生点の磁界検出に基づいた磁界センサの簡易な温度補償方法も提案されている⁶⁾。

本論文では、不連続的インピーダンス変化特性を有する薄膜 GMI センサを用いた磁界センサモジュールを構築する際の電子回路を検討した。提案する電子回路は、急峻なインピーダンス変化を有効に利用することを目的として、センサ素子に交流バイアス磁界を印加し、発生する不連続点を微分回路を用いて高感度に検出する方法に基づいている。

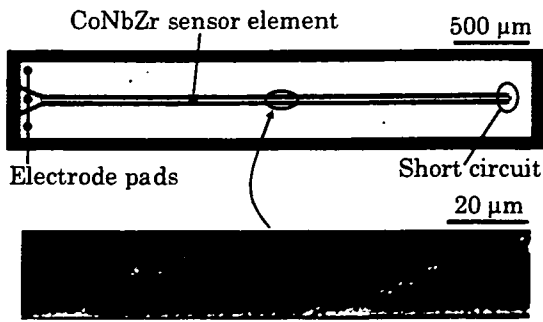
2. 実験方法

2.1 実験に用いたセンサ素子とその特性

Fig. 1 は、本論文の検討に用いた、外部磁界変化に対し不連続的なインピーダンス変化特性を有するセンサ素子の外観写真と磁区構造写真である。図における磁区構造は、Kerr 効果顕微鏡を用いて観察したものである。センサ素子の磁区構造は、磁性体に誘導

(現在の所属)

**† (独) 情報通信研究機構仙台リサーチセンター、仙台市青葉区南吉成 6-6-3 (〒989-3204)



Magnetic domain observed by using a Kerr microscope
Fig. 1 View of the sensor element and magnetic domain.

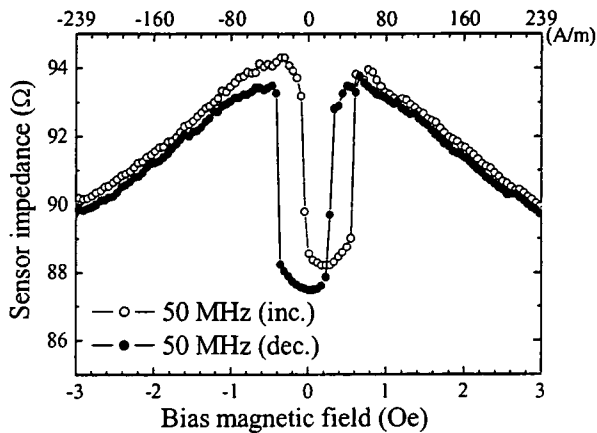


Fig. 2 Variation in the sensor impedance as a function of the bias magnetic field.

する磁気異方性の方向を制御して得られ、素子幅方向から膜面内に角度制御されたストライプ状磁区構造を有している。本図における 180° 磁壁の方向は、素子幅方向を基準として平均で 62° である。センサ素子構造は、電極をコプレーナ形状に配置して、一方の端部を電極パッドとし、もう一方の端部をセンサ磁性体と短絡させた素子構造とした。本素子におけるセンサ磁性体は、Ar 雰囲気中で RF スパッタした $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ のアモルファス薄膜であり、寸法は、幅 $20\ \mu\text{m}$ 、長さ $3000\ \mu\text{m}$ 、膜厚 $2.7\ \mu\text{m}$ で、リフトオフ法を用いて成形した素子である。磁気異方性は、真空磁界中熱処理で誘導した。熱処理条件は、 $673\ \text{K}$ - $240\ \text{kA/m}$ の回転磁界中熱処理を 2 時間、 $673\ \text{K}$ - $240\ \text{kA/m}$ の静磁界中熱処理を 1 時間とした。静磁界中熱処理における磁界印加方向は、素子幅方向を基準として 60° とした。

Fig. 2 は、センサ素子インピーダンスのバイアス磁界依存性を示す。バイアス磁界は、センサ素子の長手方向に付与した。図は、バイアス磁界を $-400\ \text{A/m}$ ($-5\ \text{Oe}$) を基点として $+400\ \text{A/m}$ ($+5\ \text{Oe}$) まで単調増加させた後に、 $+400\ \text{A/m}$ ($+5\ \text{Oe}$) から $-400\ \text{A/m}$ ($-5\ \text{Oe}$) に単調減少させながら測定した結果である。インピーダンス測定の際に、センサ素子に通電した高周波電流は、入力電力 $-14\ \text{dBm}$ 、周波数 $50\ \text{MHz}$ とした。素子インピーダンスの測定は、ネットワークアナライザを用い、反射法を用いて行った。Fig. 2 から、本素子は、バイアス磁界増加時には $-8\ \text{A/m}$ ($-0.1\ \text{Oe}$) 付近でインピーダンスが不連続的に減少し、 $+48\ \text{A/m}$ ($+0.6\ \text{Oe}$) 付近でインピーダンスが不連続的に増加する特性を有し、バイアス磁界

減少時には $+8\ \text{A/m}$ ($+0.1\ \text{Oe}$) 付近でインピーダンスが不連続的に減少し、 $-48\ \text{A/m}$ ($-0.6\ \text{Oe}$) 付近でインピーダンスが不連続的に増加する特性を有していることがわかる。本測定条件における素子インピーダンスの最小値は、約 $88\ \Omega$ であり、不連続的インピーダンスの変化幅は、約 $5\ \Omega$ である。

2.2 回路構成

本論文で提案する磁界センサの駆動回路は、センサ素子に kHz 近い交流バイアス磁界を印加して、素子のインピーダンス不連続点を微分パルスとして検出する駆動回路である。この微分パルスが発生する時点におけるバイアス磁界強度を電気的に取得することで外部磁界を測定するものである。

Fig. 3 に、駆動回路を説明する概念図を示す。Fig. 3 の下段は、素子に印加される交流バイアス磁界、中段は、バイアス磁界に対応した素子のインピーダンスである。ここでは、被測定量である直流磁界 H_{ex} が交流バイアスに重畳した状態でのインピーダンス変化を示している。素子は、ヒステリシス特性を有することから、バイアス磁界増加時を実線、バイアス磁界減少時を破線として示

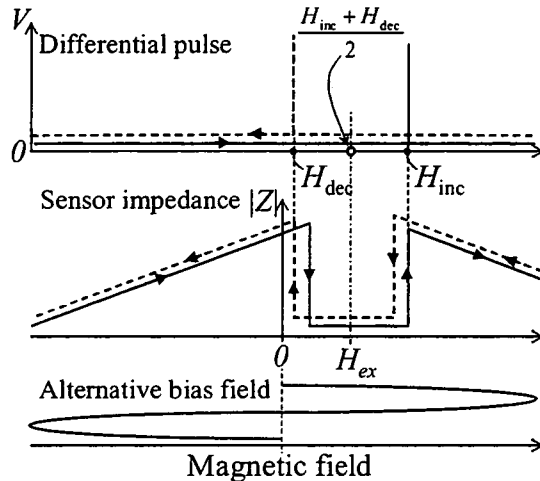


Fig. 3 Schematic illustration of the fundamental elements of the driving circuit.

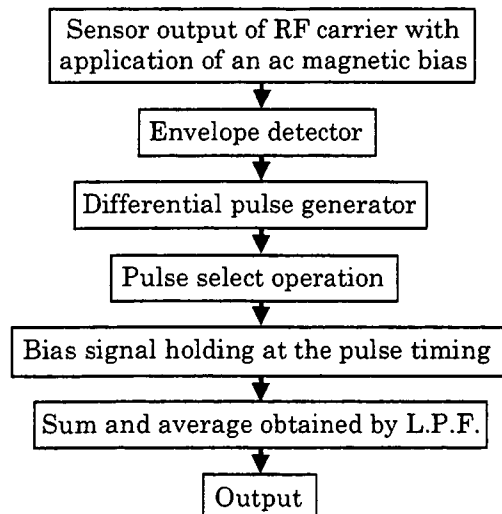


Fig. 4 Algorithm of the driving circuit.

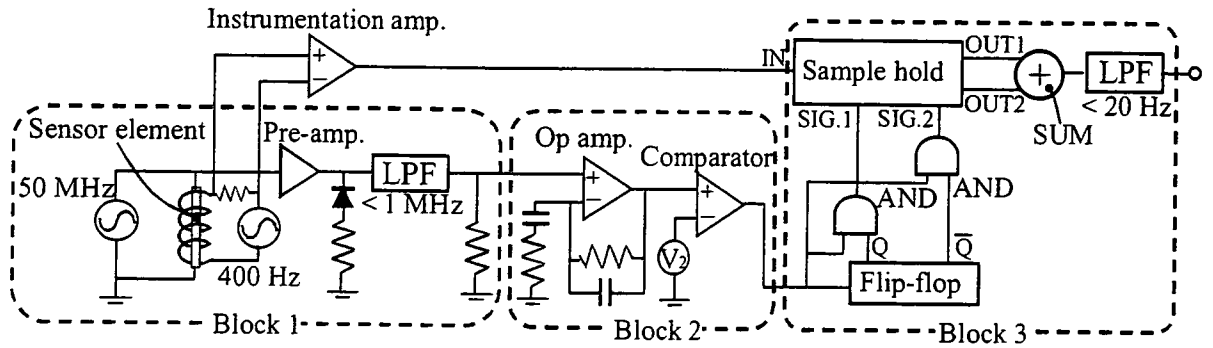


Fig. 5 Schematic diagram of the driving circuit.

した。図の上段は、素子の出力波形を微分して得られたパルス波形である。ここでは、+側のパルスのみ利用している。インピーダンス不連続点の発生は、 H_{ex} に対し左右対称になることから、バイアス磁界増加時と減少時の不連続点バイアス磁界を加算平均して H_{ex} を求める方法とした。この加算平均の方法は、インピーダンス不連続点が発生する磁界強度の温度変化特性に基づいた磁界センサの温度補償方法⁹⁾に対応する方法でもある。

Fig. 4 に、駆動回路の信号処理アルゴリズムを示す。センサ素子に通電される信号（キャリア信号）は、高周波電流であることから、素子のインピーダンス変化に伴う出力信号も高周波信号である。本論文で提案する回路構成においては、素子インピーダンスの不連続点を微分パルスに変換する方法であることから、キャリア電圧の波形を包絡線検波する必要がある。本検討では、キャリア信号より十分に小さな周波数で交流バイアスを掃引し、包絡線検波されたキャリア信号を用いて素子インピーダンス不連続特性を微分処理できるように回路定数を定めている。素子インピーダンス不連続点に対応した微分パルスは、デジタルロジック回路で処理できるパルス波形に整形した後、パルス演算回路でそれ以降の処理に必要なパルス信号を選択し、このパルスタイミングにおけるバイアス磁界強度信号をサンプルホールドして、バイアス磁界増加時とバイアス磁界減少時のインピーダンス不連続点におけるホールド信号を加算平均した。本駆動回路の最終的な出力信号は、交流バイアス磁界の周期より長い時定数に設定することで、不連続点が発生する磁界強度のばらつきを平均化して検出精度を向上させることができる。

Fig. 5 に、試作したセンサ駆動回路の回路図を示す。図のブロック 1 は、周波数 400 Hz、振幅 4 Oe (320 A/m) の交流バイアスをセンサ素子に印加し、半波整流された周波数 50 MHz のキャリア信号を包絡線検波する部分である。ブロック 2 は、包絡線検波された信号波形を微分し、コンパレータでパルス波形を整形する。ブロック 3 において、素子インピーダンスの不連続点で発生したパルス信号からバイアス磁界信号のサンプルホールドを行うために必要なパルス信号を選択するデジタル演算を行い、サンプルホールドされた信号から外部磁界を演算して出力する。出力の直前に時定数 20 Hz のローパスフィルタを配置して出力を平均化した。

以下に示す実験では、この回路を用いて検討を行った。

2.3 センサ素子の接続方法と実験装置

2.2 節で示した磁界検出回路にセンサ素子を接続して、交流バイ

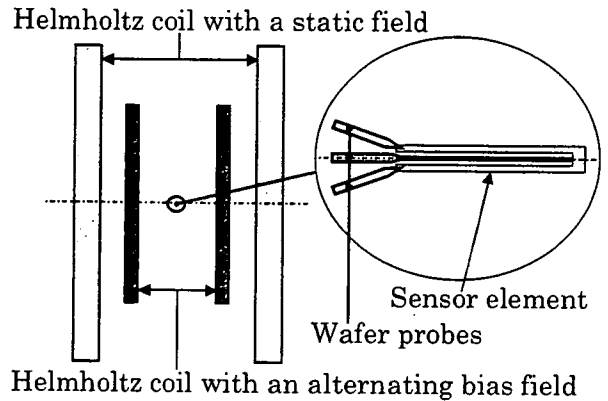


Fig. 6 Schematic illustration of the Helmholtz coil and the sensor arrangement.

アス磁界と被測定磁界である直流磁界を素子に印加する実験回路を構築するために、Fig. 6 に示すような装置を作製した。センサ素子と駆動回路の接続は、G-S-G 型のウエハプローブを用い、センサ素子への磁界印加は、二重のヘルムホルツコイルを用いて交流バイアス磁界と直流磁界を印加した。

3. 回路の評価と測定結果

Fig. 7 は、Fig. 5 に示す回路図のブロック 1 におけるローパスフィルタ直前の信号波形をデジタルオシロスコープで観測した波形図である。Fig. 7 の測定を行った際の条件は、交流バイアスが Fig. 5 に示す値と異なった周波数条件ではあるが、周波数 1 kHz、振幅 4 Oe (320 A/m) とした。キャリア信号は、出力インピーダンス 50 Ω のシグナルジェネレータで発生させ、周波数 50 MHz、出力電力 -4.7 dBm の交流波形である。本図は、交流バイアス 1 周期分の波形である。図は、デジタルオシロスコープのサンプリング周期とキャリア信号周波数が近いことに起因したサンプリング誤差を含んだ波形になっているが、Fig. 2 に示されたバイアス磁界と素子インピーダンスの関係に対応した観測波形が得られていることがわかる。このことは、交流バイアス周波数が 1 kHz の場合でも不連続的なインピーダンス変化特性が発生し得ることを示している。

Fig. 8 は、Fig. 5 に示す条件値と等しい交流バイアス条件である、周波数 400 Hz、振幅 4 Oe (320 A/m) として観測したブロック 1 におけるローパスフィルタ直前の信号波形と、ブロック 2 における微分回路の出力波形を同じ時間軸で示した図である。本図からわかるように、インピーダンス不連続現象の発生と同時に大きなパルス電圧が発生している。本検討の電気回路では、この微分パ

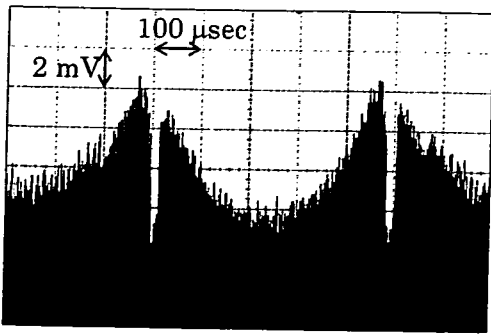


Fig. 7 Waveform of a 50 MHz carrier signal with application of a 1 kHz ac bias of 4 Oe (320 A/m).

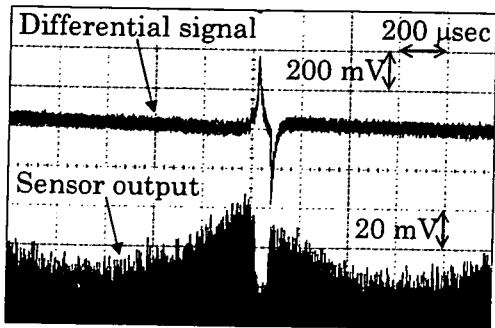


Fig. 8 Waveform of the differential pulse and carrier signal in an ac bias field of 400 Hz, 4 Oe (320 A/m).

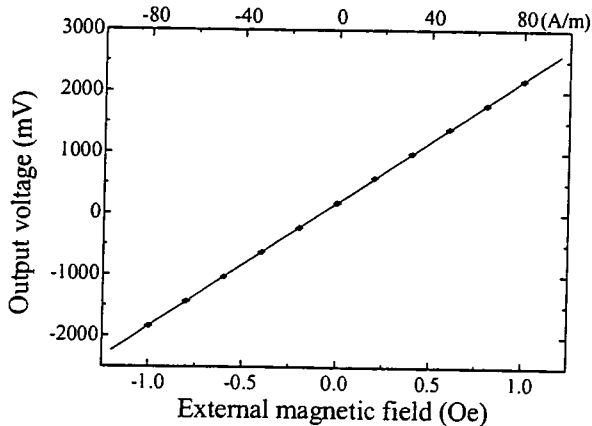


Fig. 9 Variation in the output voltage as a function of the external magnetic field.

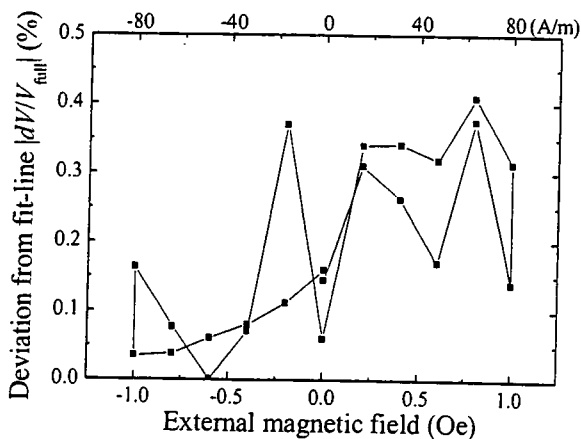


Fig. 10 Variation in the linearity error as a function of the external magnetic field.

ルスをシュミットトリガを用いたコンパレータ回路でパルス波形整形した後、デジタルロジック回路を用いた演算処理を行ない、最終的にこのパルスをトリガとしてバイアス磁界信号をサンプルホールドしている。このように微分回路を用いて、インピーダンス不連続現象発生のタイミングをパルス信号に変換する利点として、センサ駆動回路をデジタル的な信号処理回路にすることで回路設計を容易にできること、また、駆動回路に混入するノイズ信号に強い回路が構築できることが挙げられる。さらに、次節でも述べるが、従来キャリア周波数を低くした場合に生じる磁界変化に対する素子インピーダンス変化量の減少、すなわち、キャリア周波数低下に伴うセンサ感度低下の問題が、微分パルスがノイズレベルから弁別できる周波数までキャリア周波数を低下させることが可能になるという利点もある。

Fig. 9に、本論文中で提案する磁界検出回路を用いて測定した外部磁界と出力電圧の関係図を示す。出力は、1 Oe (80 A/m) で2Vの出力電圧になるように回路を調整した。図から、 ± 1 Oe (± 80 A/m) で良好な直線性が得られることが分かる。さらに、本測定は被測定磁界を往復させて出力を測定した結果であるが、測定結果にヒステリシス特性が有意に現れない結果が得られた。

Fig. 10は、Fig. 9の測定結果の直線性誤差を表した図である。直線性誤差は、理想的な直線関係からのずれをフルスケール電圧(すなわち2V)で規格化した値である。本図からわかるように、直線性誤差は、0.5%以下である。磁界測定誤差は、出力の標準偏差として4.6 mOe (0.37 A/m)であった。

本磁界検出回路の出力安定性を評価する目的で、一定の被測定磁界を印加した状態で60分間連続測定した。その結果、検出磁界の経時的誤差は、測定誤差である標準偏差4.6 mOe以下であった。

4. 小型低周波化への可能性について

本検討の磁界検出回路の利点として、磁界変化に伴うセンサ素子インピーダンスの変化量が減少しても、インピーダンス不連続現象に起因する微分パルス信号がノイズレベルよりも大きい限り、駆動回路として動作可能であることが挙げられる。Fig. 11は、幅10 μm 、長さ500 μm 、膜厚2.1 μm の素子において、キャリア周波数を10 MHzとした場合の外部磁界と素子インピーダンスの関係図である。キャリア周波数10 MHz

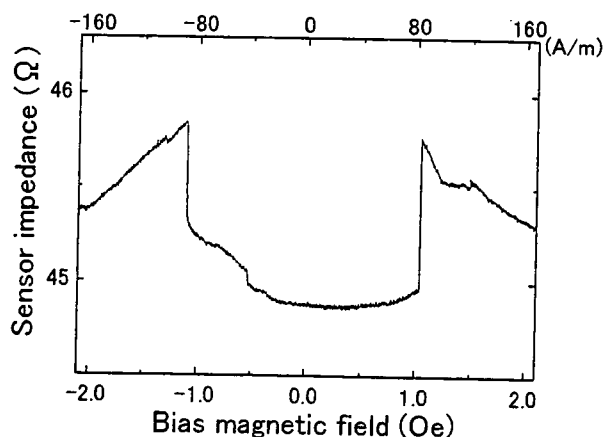


Fig. 11 Variation in the sensor impedance as a function of the bias magnetic field.

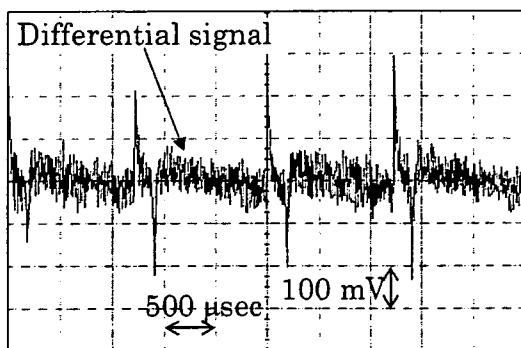


Fig. 12 Waveform of the differential pulse with a carrier frequency of 10 MHz.

では、素子インピーダンスの変化量が1 Ω 程度まで減少していることがわかり、従来の方法では磁界センサとして動作させることが困難である。しかしながら、本論文の提案するセンサ駆動回路においては、キャリア周波数10 MHzでも磁界センサとして動作する。Fig. 12は、キャリア周波数10MHzでセンサを駆動した場合の微分波形をデジタルオシロスコープで測定した結果である。図から、ノイズレベルより明らかに大きな微分パルスが発生していることがわかる。このように、従来手法では、センサとして有効に機能しなかった小型素子を、本論文で提案する手法では、低いキャリア周波数で動作させることを可能にするものである。以上、本手法を用いることにより、薄膜GMIセンサの薄型化すなわち成膜時間減少に伴う低コスト化、および、キャリアの低周波化が実現できる可能性が示された。

5. まとめ

磁界変化に対して不連続的なインピーダンス変化特性を有する薄膜GMIセンサを用いて、mOeオーダーの精度を有する磁界検

出を行うためのセンサ駆動電子回路の提案を行った。

提案した方法は、センサ素子に交流バイアス磁界を印加して素子インピーダンスの不連続的な変化を微分パルスとして検出し、この微分パルスが発生するバイアス磁界強度から被測定磁界である外部磁界を検出する方法である。電子回路を試作して特性評価を行った結果、 ± 1 Oe (± 80 A/m)の測定範囲で有意なヒステリシスの無い直線性誤差0.5%のセンサ特性が得られた。この場合の磁界測定誤差は、標準偏差で4.6 mOeであった。60分間の連続測定を実施したところ、出力ドリフトは、この測定誤差以下であった。

今後は、本現象の発生原理を解明するとともに、不連続点のばらつきを低下させるセンサ素子の構築方法を検討し、一般的なフラックスゲートセンサの感度である0.1 mOeの実現を目指す。

謝辞 本研究の一部は、(独) 科学技術振興機構 研究成果活用プラザ宮城の事業化可能性試験によるものである。また、本研究の一部は、東北大学電気通信研究所共同プロジェクト研究(採択番号H17/A02)によるものである。

References

- 1) H. Mawatari, H. Kikuchi, S. Yabukami, M. Yamaguchi, and K. I. Arai: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **27**, 414 (2003).
- 2) L. V. Panina, K. Mohri, K. Bushida, and M. Noda: *J. Appl. Phys.*, **76**(10), 15, 6198(1994).
- 3) T. Nakai, H. Abe, S. Yabukami, and K. I. Arai: *J. of Magnetism and Magnetic Materials*, **290-291**, 1355(2005).
- 4) T. Nakai, H. Abe, and K. I. Arai: *The Physics of Metals and Metallography*, **101**, S41-S44(2006).
- 5) T. Nakai, H. Abe, and K. I. Arai: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **29**, 747(2005).
- 6) T. Nakai, H. Abe, and K. I. Arai: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **29**, 675(2005).
- 7) T. Nakai, H. Abe, M. Yamaguchi, S. Yabukami, H. Kikuchi, and K. I. Arai: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **27**, 419 (2003).

2006年9月22日受理, 2007年3月19日採録

Anisotropy Control of a High-Frequency Carrier-Type Magnetic Field Sensor by Shape Anisotropy

T. Kato, K. Ishiyama, and K. I. Arai

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

We tried to control the magnetic anisotropy of a high-frequency carrier-type magnetic field sensor by varying the shape of the magnetic film instead of the induced anisotropy. We confirmed that the impedance of the sensor was changed by applying a magnetic field, and showed that the properties of the sensor could be controlled through the design of the magnetic film's shape.

Key words: high-frequency carrier-type magnetic field sensor, shape anisotropy, anisotropy control, thin film

形状磁気異方性による高周波キャリア型磁界センサの異方性制御

加藤 智紀, 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⁾. このセンサ素子の磁界検出の感度限界は熱による磁化のゆらぎで決定され, その値は室温で 10^{13} T 台に達するとの報告がある³⁾. この磁界センサの高感度化においては, 磁性薄膜の一軸磁気異方性を制御することが重要となる.

これまでに, 磁界中熱処理によってアモルファス CoNbZr 薄膜に誘導磁気異方性を付与した高周波キャリア型磁界センサが報告されている⁴⁾. このセンサ素子は熱処理温度により磁性薄膜の異方性強度を制御し高感度化を図ったものであった. 一方, 磁性薄膜の異方性分散を低減させると, インピーダンス変化が急峻になり更なる高感度化が望めると考えられる. しかし磁界中熱処理による異方性制御のみでは, 磁性薄膜の異方性強度と異方性分散を共に制御することは困難であった.

本研究は磁界中熱処理に代わる新たな異方性制御を試みることにより高周波キャリア型磁界センサの更なる高感度化を目指すものである. 本報告では新たな異方性制御の一つとして形状磁気異方性に注目し, 磁性薄膜の反磁界を制御することによりセンサ特性の制御を試みた結果について述べる. 具体的には, 形状磁気異方性を利用したセンサを提案し, 素子の異方性強度を小さくすることを目的とした素子設計を行った. さらに設計に基づいて試作したセンサのインピーダンスを測定し, センサ特性を評価した.

2. 形状磁気異方性を利用したセンサ

2.1 センサ構造

Fig. 1 に従来のセンサ素子と本研究で提案するセンサ素子の概念図を示す. 従来のセンサ素子は磁性薄膜に磁界中熱処理を施すことにより, 磁化容易軸を素子幅方向とした誘導磁気異方性を付与していた. これに対して提案するセンサ素子は磁性薄膜を磁化容易軸を長辺とする短冊状に加工し, 素子に形状磁気異方性を付

与した. これにより磁性膜は通電方向に対して分断されるため, 導電体を形成しここにキャリア電流を通電する構造とした. このように磁性薄膜を短冊状に加工し導電体にキャリア電流を通電する構造は, 千田氏らによる先行研究⁵⁾⁶⁾と類似した構造となっている. 先行研究では外部磁界入射方向の膜面内反磁界を抑えるため磁性薄膜を短冊状に加工しているのに対して, 本研究では素子の異方性を磁性薄膜の形状により制御する事を目的とし Fig. 1(b) に示すようなセンサ構造とした.

このようなセンサ構造にすることにより磁性薄膜の寸法比によりセンサ素子の異方性強度の制御が可能となる. また, 素子の異方性は磁性薄膜の形状でのみ決まるので, 磁性薄膜の形状を精度よく加工することにより異方性分散の低減化も期待される.

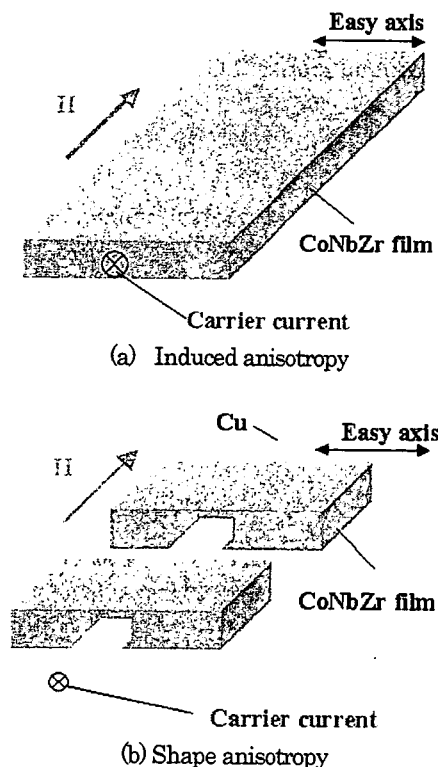


Fig. 1 Conceptual diagram of sensor elements.

2.2 素子設計

本センサは理論的には素子の異方性強度と等しい磁界強度を印加した時にインピーダンスが最大となる。これは、外部磁界によって磁性薄膜の磁化が回転し、磁化が全て困難軸方向を向いた時に透磁率が最大となるためである。インピーダンスが最大値となる外部磁界を小さくすることによりインピーダンスはより急峻に変化するため、センサの高感度化においては磁性薄膜の異方性強度を小さくする必要がある。本センサ素子では磁性薄膜の磁気特性が等方性であると仮定すると、磁化が困難軸方向に飽和する時の磁界強度と磁性膜幅方向の反磁界強度は等しくなる。そこで磁性膜幅方向の反磁界強度を素子の異方性強度と仮定して素子設計を行った。(1)式に磁性膜幅方向の反磁界強度 H_d の計算式を示す。

$$H_d = N \frac{M_s}{\mu_0} \quad (1)$$

M_s は磁性薄膜の飽和磁化量を表しており、本研究では磁性体としてアモルファス CoNbZr を用いたので 1 T とした。また、 N は反磁界係数を表しており、回転楕円体近似によって計算することが出来る⁷⁾。磁性膜幅方向の反磁界係数を求める計算式を式(2)および式(3)に示す。

$a \geq b \gg c$ の時

$$N = \frac{c}{a} \frac{E - (1 - e^2)K}{e^2(1 - e^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (2)$$

$$e = (1 - b^2/a^2)^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

ここで a は磁性薄膜の長さ、 b は幅、 c は膜厚を表しており、 K は e を引数とした第 1 種完全楕円積分、同様に E は第 2 種完全楕円積分である。

式(1)~式(3)を用いて従来のセンサの異方性磁界強度と同じ値である 7 Oe (0.6 kA/m) を指標として、磁性薄膜の短冊の寸法を計算した。従来のセンサと同程度のセンササイズにするには磁性薄膜の長さを 100 μm 以下にする必要があるが、この場合磁性薄膜の膜厚を数 10 nm にする必要がある。しかし、膜厚を非常に薄くすると磁気特性が劣化してしまう恐れがあるため、本研究では磁性薄膜の膜厚を最低 0.5 μm と設定した。この場合反磁界も大きくなるため磁性薄膜を大きくする必要がある。そこで今回は磁性膜の長さを 1 mm とした。このとき磁性膜の幅を 400 μm とすれば反磁界強度は 11 Oe (0.9 kA/m) となり従来のセンサに近い値となる。

3. センサ素子

3.1 素子作製

Fig. 2 に作製したセンサの模式図を示す。本研究では磁性体として $\text{Co}_{55}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_{33}$ を用い、高周波キャリアを通電する導電体として Cu を用いた。前述のように磁性膜のサイズが決定されたことからセンササイズはこれまでの検討に比べて大きくなり、Cu の寸法は長さ 15 mm、幅 100 μm 、膜厚 0.5 μm となった。CoNbZr の寸法は長さ 1 mm、幅 w を 100 μm 、200 μm 、400 μm 、膜厚 0.5 μm とした。また隣接する磁性薄膜が互いに影響を及ぼさないように

するために、磁性薄膜の間隔を $4w$ とした。このように磁性薄膜の幅 w を可変とすることで、磁性薄膜の形状を変化させてセンサ素子の異方性強度を制御した。

Fig. 3 にセンサの作製工程を示す。作製手順は以下の通りである。

1. レジストを 1 インチのガラス基板上に厚さ約 2 μm 塗布しフォトリソグラフィ技術によりレジストパターンニングを行う。
2. RF スパッタ法により CoNbZr 薄膜を成膜する。CoNbZr 薄膜の成膜条件は投入電力 200 W、Ar ガス圧 20 mTorr とした。また成膜時に磁界は印加せず、成膜後の熱処理も施さなかった。
3. 有機溶剤によりレジストおよびレジスト上に成膜された磁性膜を同時に剥離し(リフトオフ)、パターンニングを行う。
4. 1~3 の手順を繰り返し Cu 薄膜、CoNbZr 薄膜(2 層目)の順にパターンニングを行いセンサを作製した。

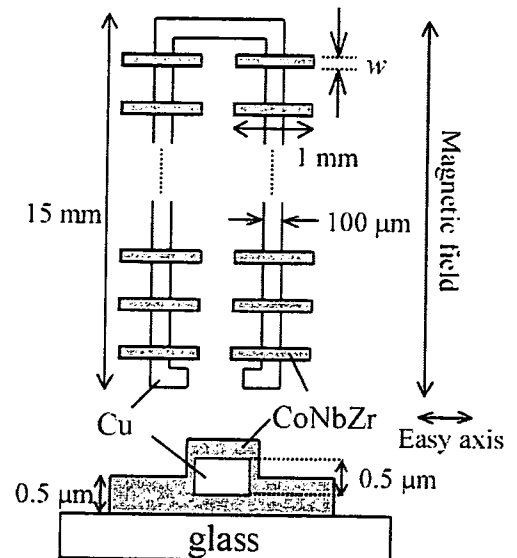


Fig. 2 Schematic view of sensor elements.

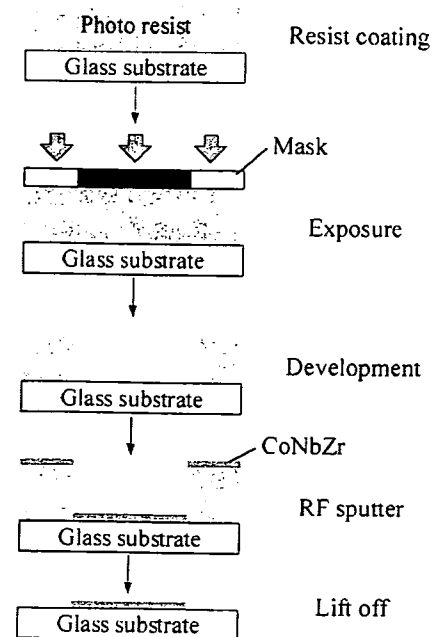


Fig. 3 Process chart.

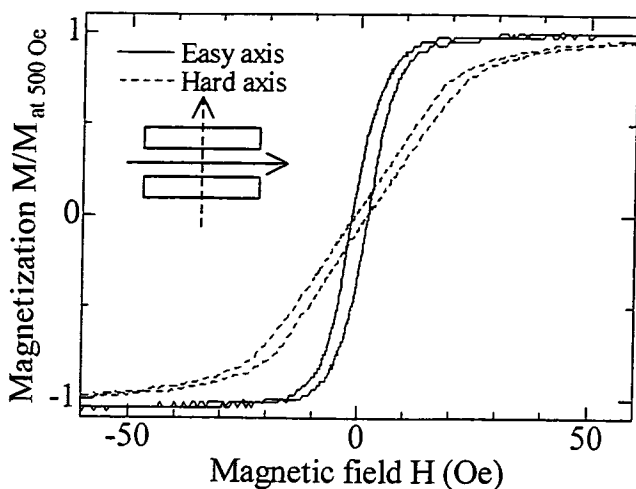


Fig. 4 M-H loops of the sensor.

3.2 磁気特性

Fig. 4 に作製したセンサ素子の磁化曲線を示す。測定した素子は磁性薄膜の幅が 200 μm の素子であり、振動試料型磁力計(VSM)を用いて測定した。Fig. 4 において実線は磁性膜長さ方向の磁化曲線であり、破線は磁性膜幅方向の磁化曲線である。測定結果から磁性膜長さ方向を磁化容易軸とする一軸磁気異方性が付与されていることが分かる。この結果から形状磁気異方性によって素子に一軸磁気異方性が付与されていることを確認した。

式(1)を用いて測定した長さ 1 mm、幅 200 μm 、膜厚 0.5 μm である磁性膜の幅方向の反磁界強度を計算した。その結果 24 Oe (1.9 kA/m) という計算値を得た。Fig. 4 から磁性膜幅方向では磁化が飽和し始める磁界強度と反磁界強度の計算値は概ね一致している事がわかる。この結果から、反磁界強度の計算の妥当性が示された。

4. 実験

4.1 実験方法

センサ素子の外部直流磁界対インピーダンスの関係を測定した。Fig. 5 はセンサ素子のインピーダンス測定系を示したものである。インピーダンスはネットワークアナライザを用いて反射法⁹⁾により測定した。外部直流磁界はヘルムホルツコイルによりセンサ素子の磁化困難軸方向に印加した。ネットワークアナライザからセンサ素子への入力電力は -10 dBm で一定とし、磁化容易軸方向に微小振幅の交流励磁が行われるように高周波キャリアを通电した。

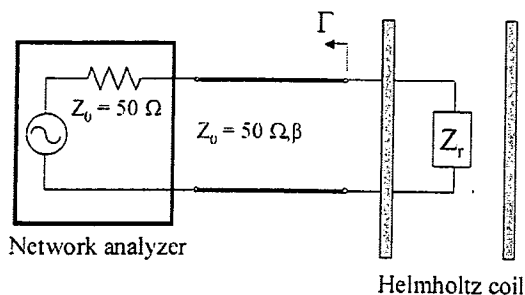


Fig. 5 Impedance measurement system.

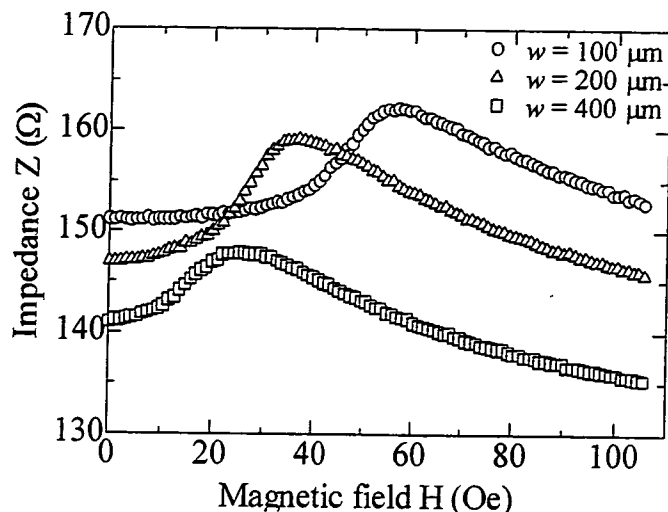


Fig. 6 Relationship between the magnetic field and the impedance of the sensor.

Table 1 Relationship between H_{dc} at maximum impedance and the demagnetizing field.

Width of the magnetic film (μm)	H at maximum impedance (Oe)	Demagnetizing field (Oe)
100	55	49
200	37	24
400	26	11

4.2 実験結果

外部直流磁界 H に対するセンサ素子のインピーダンス変化の測定結果を Fig. 6 に示す。丸プロットは磁性薄膜の幅 100 μm の結果、三角プロットは幅 200 μm の結果、四角プロットは幅 400 μm の結果である。キャリア周波数は 550 MHz であり、このとき全てのセンサ素子でインピーダンスの変化量が最大となった。

磁性薄膜の幅 100 μm のセンサ素子のインピーダンスは、外部磁界 0 の時に 151 Ω であったが磁界の増加とともに上昇し、外部磁界 55 Oe (4.3 kA/m) で最大値 162 Ω をとり、その後減少した。他の 2 つのセンサ素子に関しても同様な傾向を示し、幅 200 μm のセンサ素子では 147 Ω であったインピーダンスは外部磁界 37 Oe (2.9 kA/m) の時最大値 159 Ω となり、幅 400 μm のセンサ素子では 141 Ω であったインピーダンスは外部磁界 26 Oe (2.1 kA/m) の時最大値 148 Ω となった。この実験結果から形状磁気異方性を利用したセンサ素子で磁気インピーダンス効果が生じることを示した。また、磁性膜の幅によってインピーダンスピーク時の外部磁界強度が変化していることを確認した。

Table 1 にインピーダンスが最大値となる外部磁界強度と磁性膜幅方向の反磁界強度の計算値を示す。Table 1 からインピーダンスが最大値となる外部磁界強度と幅方向の反磁界強度は概ね一致していることが分かる。この結果から磁性薄膜の形状によって異方性強度の制御が可能であることを示した。

これらの結果から、形状磁気異方性を利用したセンサが高周波キャリア型磁界センサ素子として実現可能であることを示した。

5. 今後の課題

本報告で作製したセンサ素子はまだ反磁界が大きく、センササイズを小さくするとさらに反磁界が大きくなる。そのため磁性膜の形状による異方性制御に加え、新たな異方性制御を導入する必要がある。そこで我々は磁性薄膜の間隔を減少させることにより磁化困難軸方向の反磁界を緩和することを考えている。磁性薄膜の間隔を狭くすると、磁性薄膜が密になり連接する磁性薄膜の静磁結合によりマクロ的には1つの短冊状の磁性薄膜とみなすことが出来る⁹⁾。これを利用した磁性薄膜の間隔による新たな異方性制御の検討を開始している。

6. まとめ

反磁界強度を求めることによりセンサ素子設計の指針とした。指針に基づきセンサ素子を製作し、磁気インピーダンス効果が生じることを確認した。また、磁性薄膜の形状によって異方性強度を制御出来ることを示し、これらの検討により形状磁気異方性を利用したセンサが高周波キャリア型磁界センサとして実現可能であることを示した。

References

- 1) A. Takayama, T. Umehara, A. Yuguchi, H. Kato, K. Mohri, T. Uchiyama : *J. Magn. Soc. Jpn.*, 24, 763 (2000).
- 2) S. Yabukami, T. Suzuki, N. Ajiro, H. Kikuchi, M. Yamaguchi, and K. I. Arai : *IEEE Trans. Magn.*, 37, 2019 (2001).
- 3) M. Takezawa : Doctoral dissertation of Tohoku University, p. 216 (1999).
- 4) Y. Murayama, T. Ozawa, N. Horikoshi, S. Yabukami, K. Ishiyama, and K. I. Arai : *J. Magn. Soc. Jpn.*, 30, 237 (2006).
- 5) M. Senda, O. Ishii, Y. Koshimoto and T. Toshima : *IEEE Trans. Magn.*, 30, 4611 (1994).
- 6) M. Senda, H. Takei, O. Ishii, Y. Koshimoto and T. Toshima : *J. Magn. Soc. Jpn.*, 19, 465 (1995).
- 7) J. A. Osborn : *Physical Review*, 67, 351(1945).
- 8) K. I. Arai, M. Yamaguchi, and H. Ohzeki : *IEEE Trans. Magn.*, 28, 2175(1992).
- 9) M. Masuda, S. Shiomi and M. Shiraki : *J. Appl. Jpn.*, 26, 1680(1987).

2006年10月5日受理, 2007年3月19日採録

当院における気道異物症例

清嶋護之¹；朝戸裕二¹；鏑木孝之²；
橋本幾太²；内海啓子²；雨宮隆太¹

茨城県立中央病院・茨城県地域がんセンター 1外科，2内科



The Journal of the Japan Society for Respiratory Endoscopy

気管支学

第27巻 第7号 2005年11月