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^{***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、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)~5)}。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電させたタイプのセンサを開発してきた。磁性膜に直接通電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電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電させる伝送線路と、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電される。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 50 Ω 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.
Vol. 31, No. 1, 2007

^{*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 $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 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 $25 \mu\text{m}$ 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. $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 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 (MATSUMAMI 製 S-1111) に約 $4 \mu\text{m}$ 成膜した. その後熱処理は回転磁界中熱処理 (2 時間, 3 kOe (238.5 kA/m), 400°C) の後, 静磁界中熱処理 (1 時間, 3 kOe (238.5 kA/m), 150°C) を施した. $\text{Co}_{85}\text{Nb}_{12}\text{Zr}_3$ 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 $5 \mu\text{m}$ 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 $4 \mu\text{m}$) および絶縁膜厚 (約 $5 \mu\text{m}$) 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 35 dB , 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 2.4×10^{-6} Oe (1.9×10^{-4} (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 5.4×10^{-8} Oe/Hz^{1/2} ($5.4 \times$

10^{-12} T/Hz^{1/2}) (4.3×10^{-6} (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 2.4×10^{-6} Oe (1.9×10^{-4} (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 7.6×10^{-9} Oe/Hz^{1/2} (7.6×10^{-13} T/Hz^{1/2}) (6.1×10^{-7} (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。

4.3 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

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 以上上昇しはじ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), ミアンダ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), ミアンダ型導体の両面に 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幅幅から求めた. 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.

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

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、内部導体パターンの選択、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 $11000 \text{ } \Omega/\text{Oe}$ ($138.4 \text{ } \Omega/(\text{A/m})$) 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