

Co- and Ti-substituted M-type hexaferrites for high frequency applications

Ranajit Sai^{*1}, Masahiro Yamaguchi¹, Shigeru Takeda², Shin Yabukami³ and S. A. Shivashankar⁴

¹Department of Electrical Engineering, Tohoku University, Sendai, Japan;

²Magnonotech Ltd., Kumagaya, Saitama, Japan

³Department of Electrical Engineering, Tohoku Gakuin University, Tagajo, Japan

⁴Centre for Nano Science and Engineering, Indian Institute of Science, Bengaluru, India

The radio waves for 5G are expected to be in X- band (8-12 GHz) or in K-band (12-40 GHz) according to the latest 3GPP release. This necessitated the development of magnetic materials suitable at aforesaid frequency bands for passive devices as conventional soft-magnetic materials cannot be employed anymore owing to their extremely lossy characteristics at those frequency bands. M-type hexaferrites are blessed with reasonably high permeability and high magnetocrystalline anisotropy that restricts losses up to a few tens of GHz. However, appropriate cation substitution in their crystal lattice not only enables tuning of anisotropy but also transforms it magnetically soft. Co- and Ti-substituted Sr-based M-type hexaferrite can thus be of extreme importance owing to their suitable soft-magnetic properties in the desired frequency regime.

In this work, the candidature of $\text{SrCo}_x\text{Ti}_{12-2x}\text{O}_{19}$, $x=1.0, 1.2, \text{ and } 1.4$ polycrystalline powder as a suitable material for its use in microwave passives is assessed. H_C drops drastically from ~ 300 Oe to ~ 40 Oe as the level of substitution, x increases from 1.0 to 1.4. As a result, ferromagnetic resonance (FMR) frequency also decreases from ~ 20 GHz to 5.4 GHz, making it particularly suitable for the use of high frequency passives. ZFC/FC measurement reveals the absence of interparticle interactions in the samples. At the same time the magnetic layers, formed when the powder of all sample are mixed with epoxy resin, found to be magnetically isotropic in all direction. This lowers their real part of permeabilities to some extent. High frequency magnetic characteristics of ferrite-epoxy layers are investigated through two different measurement techniques [1], [2], such as microstrip probe, and shorted micro-strip line measurement. Both measurements are calibrated by high external DC bias field. The resulting frequency dispersion of permeability of one of the sample, obtained from both measurements agrees well with each other as demonstrated in Figure 1c, indicates the shift of FMR frequency from with level of substitution. Minute presence of impurity phases as revealed by XRD (Figure 1a) resulted in a small FMR peak around 1.3 GHz observed in all measurements as well. These results outlined the suitability of CoTiM family of hexaferrites for their integration into high frequency passives. The work also highlights the strength and weaknesses of different broadband measurement techniques for the investigation of high frequency magnetic characteristics of relatively low permeable hexaferrites.

Reference

- 1) S. Takeda et al., J. J. Soc. Pow. Mat., 61, p303, (2014).
- 2) T. Kimura et al., J. Magn. Soc. Jpn, 38, 87, (2014).

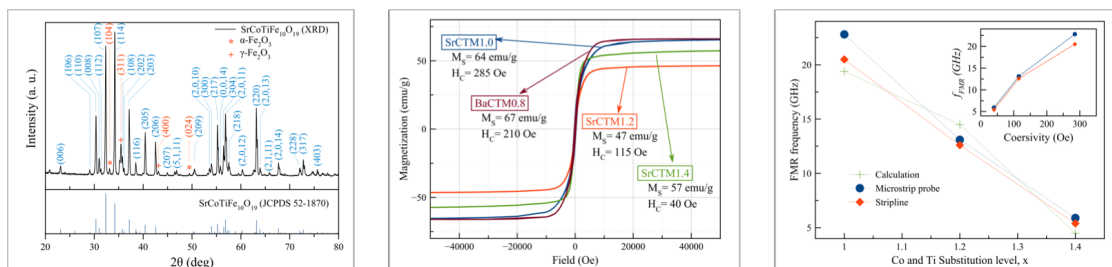


Figure 1: (a) Powder XRD pattern of the SrCoTiM; (b) M-H plot of four different CoTiM hexaferrite powder (c) Effect of Co and Ti substitution on FMR frequency and in inset, dependence of FMR frequency on coercivity.

Analysis of magnetic near field noise suppression of multilayered Co-Zr-Nb film integrated on MSL

Jingyan Ma, Hanae Aoki, Masahiro Yamaguchi

Tohoku University, Sendai, Japan

1. Introduction

As the IC technology becomes finer and its switching speed becomes faster, a radio frequency integrated circuit (RF IC) chip in a receiver of wireless communication system is tend to be led to a failure of signal processing [1], due to inductive and conductive noise couplings generated by magnetic flux and displacement currents. Therefore, a blocking of those coupling paths is required. Soft magnetic film integration has advantage in suppressing near field [2] and conduction noises [3] without increasing footprint on a die, owing to the performance of ferromagnetic resonance (FMR). In order to develop better soft magnetic film, it is necessary to understand the mechanism of noise suppression. Therefore, a microstrip line (hereafter MSL) with an eight-layer crossed-anisotropy Co-Zr-Nb film on the top is chosen as a basic structure to substitute the complicated film-integrated RF IC chip which is consisted of many power and ground lines.

2. Approach

Figure 1 shows the experimental setup in this work. The multilayered magnetic film is deposited on a glass substrate. The film is placed upon the top surface of MSL whose signal line is 160 μm wide and 20 mm long, and corresponding characteristic impedance is 50 Ω . A magnetic near field probe with a planar shield loop type sensing coil is placed 600 μm above the film to measure the magnetic field intensity. A network analyzer provides input power of -5 dBm along frequency range of 0.1 to 4 GHz

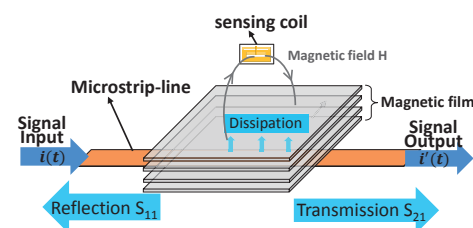


Fig. 1 Experimental setup

3. Results and discussion

The experimental results and the simulation results agree in both magnetic field and conduction loss, respectively. Additional simulations are performed to analyze the suppression effect of near field noise. The FMR and eddy current loss are considered as the main reasons for near field shielding effectiveness. Therefore, the contributions of frequency-dependent complex permeability and film resistivity into shielding effect is studied separately. Different permeability and resistivity through case B to case E are assumed as shown in Table 1. The corresponding results are shown in Fig.2.

4. Conclusion

In this paper, the magnetic near field shielding effectiveness and conduction noise suppression of four-layer uniaxial anisotropy Co-Zr-Nb film were investigated by both measurement and simulation. The eddy current and FMR losses were analyzed separately by controlling film resistivity and frequency-dependent complex permeability in simulation. The contribution of eddy current and FMR loss in near field shielding were explained. The results clarified that both eddy current and FMR are contributing significantly to magnetic shielding, wherein the quantitative degree of near field noise suppression is significantly controlled by eddy current loss, while the frequency of maximum near field suppression was dominated by FMR frequency.

Table 1. Assumed relative permeability and resistivity

Case	e.a. orientation	Permeability parameter, μ_r	Resistivity, ρ , $\mu\Omega\cdot\text{cm}$
A^a	MSL//e.a.	$\mu(f)$	120
B	Isotropic	780	≈ 0
C	Isotropic	780	≈ 0
D	MSL//e.a.	$\mu(f)$	$\approx \infty$
E	Isotropic	1	≈ 0
F^b	Blank (without film)	1	0
G	MSL//e.a.	$\mu(f)$	60
H	MSL//e.a.	$\mu(f)$	1200

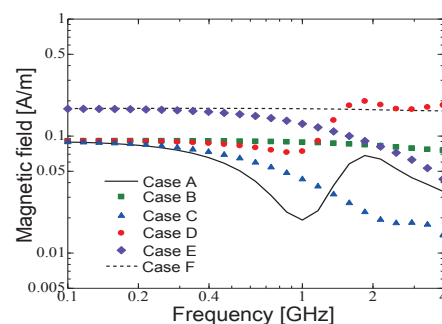


Fig. 2 simulation results of case A to F

Reference

- 1) T Sudo, et al. (2004), IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 27, No. 2, pp. 304-314.
- 2) J Kim et al. (1998), Electronic Components and Technology Conference, vol. 48, pp. 610-614.,
- 3) Y Kayano, et al. (2004), IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility, vol. 46, no. 1, pp. 46-53..

高 Q-RF インダクタ用複合材料磁心の基礎検討

*曾根原 誠, 宮嶋 優希, 佐藤 敏郎
(信州大学)

Basic examination of the composite magnetic core for high Q-factor RF-inductor

M. Sonehara, Y. Miyajima, T. Sato
(Shinshu University)

はじめに

携帯情報端末には通信の安定性向上とバッテリー駆動の長時間化が要求されている。その一例として送受信回路における CMOS-LNA の低損失化・高効率化が挙げられる。CMOS-LNA には、MOS-FET の他にインダクタなど各種受動部品が多数使用されている¹⁾。特にインダクタに注目すると、平面スパイラル構造の空心インダクタであり、近接効果による損失が問題になっている。

そこで筆者らは、コイル間にカルボニル鉄粉（以下、CIP と記述）をエポキシ樹脂中に分散させた複合材料を充填した高 Q-RF インダクタを考案し、開発を進めている。複合材料磁心インダクタは、コイル間に磁性複合材料があるため、交番磁束は隣接するコイル導体よりも複合材料の方へ通り易くなり、近接効果を低減することができる。520 x 450 x 8 μm^3 , L/S = 55/15 μm , 2 turn の複合材料磁心スパイラルインダクタを作製したところ、1 GHz において $Q = 29$ を達成し、同サイズの空心インダクタよりも Q 値を約 30 % 高くすることができた²⁾。本稿では、更なる高 Q 化のため、CIP が凝集しても渦電流が粒子間を跨いで流れて渦電流損失が大きくならないように CIP を大気中熱処理して高抵抗被膜を形成した実験結果について述べる。

実験・測定方法

表面酸化 CIP の作製には、マッフル炉（デンケン・ハイデンタル製；KDF-009）を用いて大気中熱処理をした。熱処理条件は、180-300 [°C] で 6 h とした。表面酸化 CIP の酸化膜の観察には電界放出形走査電子顕微鏡 (FE-SEM) を使い、結晶構造の観察には粉末 X 線回折法 (XRD) を用いた。

実験結果

Fig. 1 に断面 SEM 像より見積もった表面酸化 CIP の酸化膜厚と熱処理温度の関係を示すが、熱処理温度が高くなるに伴い単調に酸化膜厚が厚くなるのがわかる。

Fig. 2 に大気中熱処理した CIP の XRD 回折パターンを示す。As-made CIP は $\alpha\text{-Fe}$ のみが観測されるが、表面酸化 CIP は熱処理温度が高くなるに伴い Fe_3O_4 および Fe_2O_3 の強度が増す。また Fig. 3 に Fig. 2 の $\alpha\text{-Fe}$ (110) の半値幅より算出した平均結晶子サイズと熱処理温度の関係を示す。同図より 240°C 以上で結晶子サイズが増大することがわかり、保磁力も増大するものと考えられる。

当日は、表面酸化 CIP/エポキシ樹脂複合材料の複素透磁率の周波数特性や電磁界解析の結果などについて報告する。

謝辞

現在本研究は、JSPS 科学研究費補助金 15K18047 の助成を受けており、ここに深謝します。

参考文献

- 1) O.A. Hidayov, et al.: *Electronics letters*, **49**, 23, pp.1433-1435 (2013).
- 2) M. Sonehara, et al.: *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, **11**, 6, (2016) (In press).

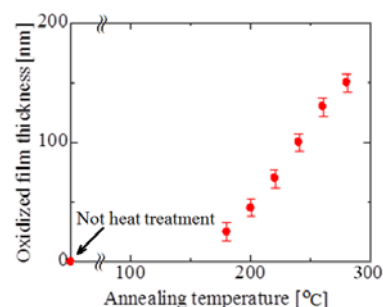


Fig. 1 Oxidized film thickness on CIP vs. annealing temperature

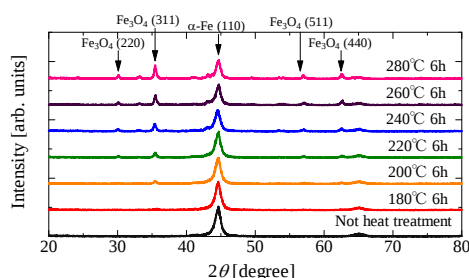


Fig. 2 Powder XRD pattern of annealed CIP

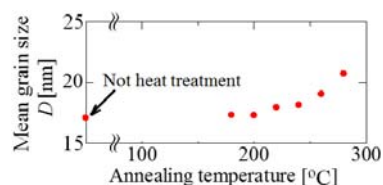


Fig. 3 Mean grain size in annealed CIP vs. annealing temperature

負の透磁率材料を用いた高周波線路の表皮効果抑制メカニズムの考察

森山竜太、黒川勇太、中山英俊、清野雄貴、湯澤凌芽
(長野高専)

Consideration of Skin Effect Suppression Mechanism in RF Transmission Line
with Negative Permeability Material

R. Moriyama, Y. Kurokawa, H. Nakayama, Y. Kiyono, R. Yuzawa

(Nat. Ins. Tech. Nagano Coll.)

はじめに

高周波線路では表皮効果により損失が増大するため、低損失化の大きな課題である。表皮効果を解決する革新的手法として、負の透磁率材料による表皮効果抑制に関する研究^{1),2)}が進められ、山口らの先行研究により、その抑制効果が実証された¹⁾。同研究では、薄膜積層構造による矩形断面線路の表皮効果抑制の設計指針を示したが、矩形線路は複雑な電磁界メカニズムで解析が難しいため、詳細な設計は有限要素法解析等に頼らざるを得ない。本研究では、負の透磁率材料の適用効果の原理的検証のため、円形断面線路を対象に理論検証を行い、そのメカニズムを理解することにより、設計における有効な指針を得ることを試みた。

負の透磁率材料を用いた高周波伝送線路理論

本研究では原理検証のため、最も単純な円形断面構造の線路を対象に、Fig.1 に示す電磁界モデルで検討した。同心円状の多層線路の電流密度分布は、電磁界理論式の導出により式(1)で求められる³⁾。半径 a [m] の第1層に正の透磁率材料(導電率 σ_1 、透磁率 $\mu_1 > 0$)を、半径 b [m] の第2層に負の透磁率材料(導電率 σ_2 、透磁率 $\mu_2 > 0$)を想定した場合、それぞれの内部の電流密度 $i_{z1}(r)$ および $i_{z2}(r)$ は式(1)により算出できる。

$$i_{z1}(r) = \frac{k_1 I_1 J_0(k_1 r)}{2\pi a J_1(k_1 a)}, \quad i_{z2}(r) = \frac{\sigma_2 J_0(k_2 a) k_1 I_1 J_0(k_2 r)}{\sigma_1 J_0(k_2 a) 2\pi a J_1(k_1 a)} \quad \dots (1)$$

ここで、 k_1 および k_2 は各材料特性に基づく係数であり、 J_0 および J_1 は Bessel 関数を示す³⁾。

結果と考察

Fig.2 に2層構造の円形断面線路における電流密度分布の一例を示す。設定条件は、第2層の半径 $b = 7\mu\text{m}$ 、周波数 $f = 3\text{GHz}$ とし、2つの材料の導電率を Cu と同等($\sigma_1 = \sigma_2 = 5.81 \times 10^7 \text{S/m}$)とし、比透磁率の大きさが1である正/負の透磁率材料($\mu_{r1} = +1$, $\mu_{r2} = -1$)を想定した。第1層の半径を $a = 0 \sim 7\mu\text{m}$ に変化させた場合、Fig.2(b)のように電流密度の位相 $\angle i_z(r)$ が層の境界面で変曲する結果が得られた。以上より、単位電流を流す場合に、損失を小さくするには、特に位相に配慮して、電流密度の偏りが少なくなるように積層厚さを設計すれば良いことが分かった。

謝辞

本研究の一部は、JSPS 科研費 26820135 および総務省 SCOPE 若手ワイヤレス研究者等育成型 165104001 の助成を受けており、ここに感謝申し上げます。

参考文献

- 1) Yamaguchi et al.: MWE 2008 Microwave Workshop Digest, 207-210 (2018).
- 2) Nakayama et al.: Digest of the 37th Annual Conf. Magn. Jpn., 37, 381 (2013).
- 3) Mizuno et al.: The Papers of Technical Meeting on Magn., IEE Jpn., MAG-06-82~87, 7-15 (2006).

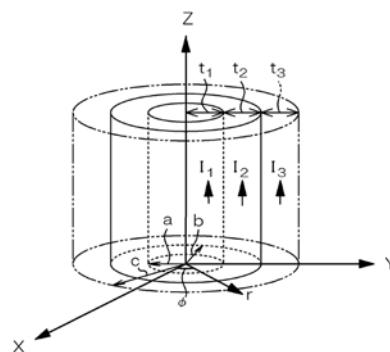
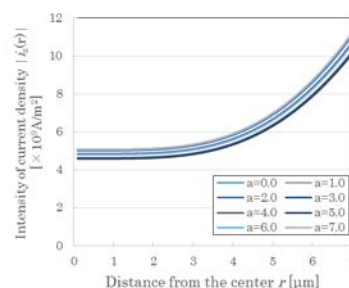
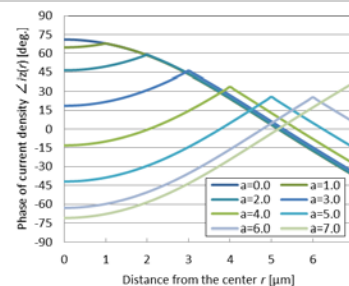


Fig. 1 Structure of cylinder transmission line.



(a) Intensity of current density



(b) Phase of current density

Fig. 2 Current density vs. distance from the center ($f = 3\text{GHz}$, $b = 7\mu\text{m}$).

可塑性樹脂／磁性破碎粒子複合材料 成形過程における配向性付与の可能性

大久保秀輝*, 三浦健司, 長田洋 (岩手大学)

Feasibility of orientation control during forming process for magnetic powder-plastic composites

Hideki Okubo, Kenji Miura, Hiroshi Osada (Iwate University),

まえがき

電波吸収体の減肉化を目的として、可塑性樹脂とソフトフェライト磁性粉の複合材料の透磁率を、熱圧縮方向を考慮して評価することで、熱圧縮成形過程での粒子配向の可能性について検討した。粒子形状に由来する複合材料の反磁界係数算出のために、使用した磁性破碎粒子と軸比において酷似している三次元ボロノイセルを利用することで粒子配向時の反磁界係数の上限（下限）値を求め、その反磁界係数をもとに算出した無配向時／配向時の透磁率と実験で得られた透磁率と比較することで、配向度に関する考察を行った。

試料作製および実験方法

Mn・Zn フェライトコアを粉碎した磁性粉とポリプロピレンを主原料とするコンパウンド（磁性粉体積割合：約 40 %）を作製し、顆粒状にしたものを 100 × 100 × 5 mm の金型内で 180℃で熱圧縮することにより平板型に成形した。このサンプルの中心から 0, 15, 27, 57 mm の 4 距離（各 A, B, C, D とする）の位置で一辺約 5 mm の立方試験体を作製し、VSM を用いてヒステリシス曲線を測定した。このとき、平板型サンプルにおける中心からの面内方向と厚さ（圧縮）方向をそれぞれ x, z 方向とした。

実験結果

Fig. 1 に平板型サンプル中心からの距離に対する各軸方向の比透磁率（反磁界補正後）を示す。すべての位置において z 軸方向の比透磁率が他の二軸の比透磁率より小さいが、中心から離れるほど x, y 軸方向の比透磁率の平均と z 軸方向の比透磁率の差が減少する傾向が確認された。これらから、中心付近では粒子短軸が圧縮方向に配向する傾向が強く、中心から離れるほどランダム分散の度合いが強まると考えられた。

Fig.2 に、反磁界係数と透磁率との関係式から導出した、磁性粒子三次元ランダム配向時の比透磁率（ μ_{random} ）に対する、後述する粒子配向時の比透磁率（ μ_{oriented} ）の関係を示す。ここでは、全粒子の短軸を z 軸方向に配向（長軸は xy 平面内でランダム配向）した場合の計算結果について示す。完全に z 軸方向に短軸が配向した場合、 μ_{random} が 6 程度であるとして μ_z と μ_x の比が約 2 倍程度になることが予想された。また、この理論値と試作した複合材料の透磁率を比較したところ、配向度は必ずしも高くはなく、改善の余地があることが明らかになった。

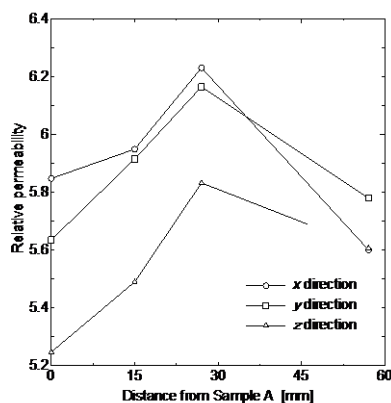


Fig. 1 Relative permeabilities of the specimen A, B, C, and D.

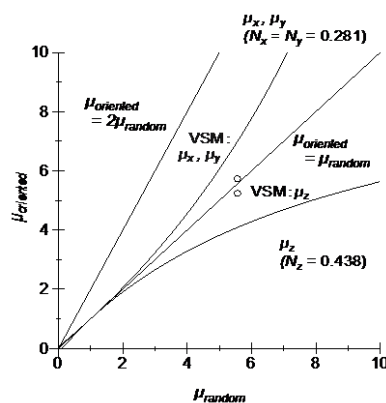


Fig. 2 Relationship between permeabilities of oriented/random cases.

30GHz 帯を目指した磁性薄膜の高周波透磁率測定

武田 茂、直江正幸*、発知富夫**、本村貞美**、鈴木洋介**

(Magnontech, *電磁研、**キーコム)

High Frequency Permeability Measurements of Magnetic Thin Films aiming at 30GHz Band

S. Takeda, M. Naoe*, T. Hotchi**, S. Motomura**, H. Suzuki**

(Magnontech, Ltd., *Res. Inst. for Electromagnetic Materials, **KEYCOM Corp.)

はじめに 我々は、遮蔽型短絡マイクロストリップ線路を用いて、10GHz までの磁性薄膜の高周波透磁率の測定結果を報告した¹⁾。今回、さらなる高周波化を目指して、30GHz までの基礎検討を行ったので報告する。

問題点と対策 我々の測定原理である集中定数近似²⁾を用いて高周波化する場合の問題点を整理する。一つは、電磁波の伝播方向の試料の電気的長さを $\lambda/4$ 以下にすることである。また、形状を正方形の形状のまま小さくすると検出信号が下がる。TEM モードが維持され平面波が伝播するとすれば、その面内垂直方向の寸法制限は緩い。そこで試料の一辺の長さだけ短くして、形状を長方形とした。さらに、基板体積由来の静電容量の影響をできるだけ抑えるために、薄い基板を用いた。もう一つは、薄膜試料による微弱な信号強度と同程度の細かい不要共振モードの雑音を如何に抑えるかということである。このため、測定治具の形状、ストリップ線路の形状、多重反射を抑えるための吸収体の貼り付けなどを検討した。

実験方法 Fig.1 に測定治具の断面図を示す。ストリップ線路幅 $w=3.24$ mm, 線路高さ $h_1=0.8$ mm, $h_2=3.7$ mm である。治具全体の共振の効果を見るために、長さ $l=3$ mm, 8 mm の二つの治具を用いた。試料には高異方性のナノグラニューラ面内一軸異方性膜³⁾を用い、その磁化困難軸の透磁率を測定した。試料形状は、 2 mm $\times$ 10 mm の短冊試料とした。基板の厚みは、 $d=0.2$ mm, 0.3 mm の2種類である。ゼロ点測定には、外部からマイクロ波磁界と平行に 5kOe の静磁界を加えた (Field 法)。周波数掃引範囲は $0.1\sim 30\text{GHz}$ である。

実験結果と考察 Fig.2 に $l=8$ mm 長治具を用いて測定した結果を、Fig.3 に $l=3$ mm 長治具を用いて測定した結果を示す。基板の誘電率と厚みはそれぞれ 6.4 及び 0.2 mm で、試料膜厚は 1.015 μm である。Fig.2 に示すように、 8 mm 長の治具を用いた場合は、 20 GHz まではスムーズな曲線が得られたが、それ以上では鋭い不要共振が見られ、測定不能であることが分かる。一方、Fig.3 の 3 mm 長治具を用いた場合は、 20 GHz 以上の鋭い共振がなくなり、大幅に不要モードによる共振ノイズが軽減されているのが分かる。しかし、 26 GHz にもブロードなピークが観測された。試料は不連続な異方性の強度分散を示しているが³⁾、このピークが膜の特性か否かは検討中である。いずれにせよ、今回の検討で 20 GHz まではスムーズに測定できることが分かった。ここで、磁化 $4\pi M_s$ を実際の 9.3 kG とし、強磁性共鳴周波数 f_r と低周波における透磁率 μ' との関係を、異方性磁界を変化させて計算すると、 $f_r=30$ GHz $\rightarrow \mu'=2.32$, $f_r=20$ GHz $\rightarrow \mu'=3.40$, $f_r=10$ GHz $\rightarrow \mu'=8.64$ である。 μ' は $1+(4\pi M_s/H_k)$ とした。そのときの H_k は、それぞれ 7034 Oe, 3876 Oe, 1216 Oe である。実際には、 H_k が 1216 Oe であり、 $f_r=10$ GHz、 5GHz での μ' は 8.0 であった。これらは上記計算結果と非常によく一致している。

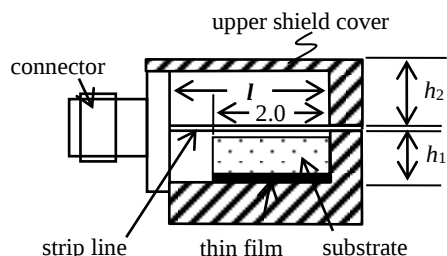


Fig.1 Shielded short-circuited microstrip line with magnetic thin film,

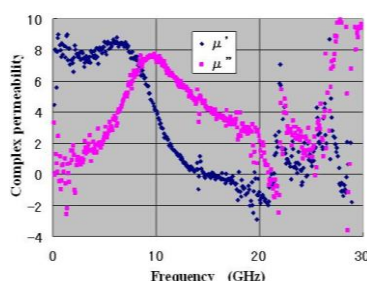


Fig.2 μ - f responses of magnetic thin film by 8mm long jig

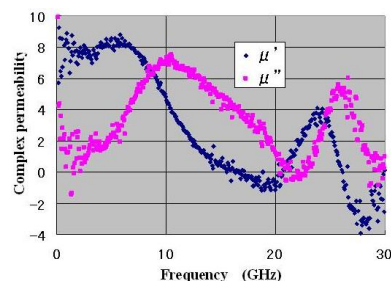


Fig.3 μ - f responses of magnetic thin film by 3mm long jig

参考文献

- 1) S. Takeda, et al., *J. Magn. Soc. Jpn.*, **39**, 227-231 (2015),
- 2) S. Takeda, et al., *J. Magn. Soc. Jpn.*, **39**, 116-120 (2015),
- 3) M. Naoe, et al., *IEEE Magn. Lett.*, **5**, #3700404 (2014)

磁性薄膜の応力と強磁性共鳴の評価

森 修, 薮上 信*, 遠藤 恭**, 島田 寛**, 内海 良一

(東栄科学産業, *東北学院大学, **東北大学)

Ferromagnetic resonance and stress of magnetic thin film by microstrip probe

O. Mori, S. Yabukami*, Y. Endo**, Y. Shimada**, R. Utsumi

(Toei Scientific Industrial co., ltd, *Tohoku Gakuin University, **Tohoku University)

1 はじめに インピーダンス整合を考慮したマイクロストリップ型プローブを磁性膜に近接させ強磁性共鳴周波数と応力との関係の評価した。

2 計測方法 Fig. 1 は磁性薄膜への歪みの印加方法を示したものである。磁性薄膜上部からマイクロストリップ型プローブ¹⁾を磁性薄膜にポリスチレンフィルムを介して近接配置し、磁性薄膜へ Fig. 1 のようにスペーサ (PTFE フッ素樹脂, 約 0.2 mm 厚) を薄膜下に配置することで、磁性薄膜へ応力を与え、薄膜内部の異方性を変化することにより、強磁性共鳴周波数の変化を評価する。マイクロストリップ線路に流れる高周波電流は線路の幅方向に高周波磁界を励磁するため、薄膜の磁化困難軸方向をマイクロストリップの幅方向と平行にして、強磁性共鳴周波数を評価する。プローブは同軸ケーブルを介してネットワークアナライザ (アジレントテクノロジー製 N9928A) に接続し、薄膜の容易軸方向へ約 1700 Oe の直流磁界を印加し、ほぼ飽和させた状態でネットワークアナライザをキャリブレーションする。その後磁界を解除してメインの測定をする。

3 計測結果 Fig. 2 に NiFe 薄膜 (24 mm × 12 mm, 厚さ 50 nm) のインピーダンスに対する磁性薄膜の寄与分 $(50(1-S_{21})/S_{21})^{1)}$ を周波数に対して示した。メイン測定は磁化容易軸方向へ 150 Oe の直流磁界を印加させて透過係数 (S_{21}) を測定した。BW は 1 kHz, 平均化回数は 10 回とした。NiFe 薄膜はガラス基板 (厚み 0.15 mm) 上に RF スパッタにより約 50 nm 成膜し、光てこ法で測定した磁歪定数は約 5×10^{-6} であった。Fig. 2 の実線は応力を印加しない状態、破線は Fig. 1 のように NiFe 薄膜へ引っ張り応力を与えた場合、一点破線は Fig. 1 の薄膜と基板を反転させて NiFe 薄膜へ圧縮応力を与えた場合の強磁性共鳴の変化を併記した。与えた歪みは Fig. 1 に記載するように厚さの変化が約 0.2 mm 程度であり、これを円周近似すると曲率半径は約 0.36 m と見積もられる。Fig. 2 より応力印加による強磁性共鳴周波数の変化は圧縮応力および引っ張り応力ともに約 230 MHz であった。磁性薄膜の容易軸方向へ引っ張り応力を

与えた場合には磁性薄膜の異方性磁界が高くなり、強磁性共鳴周波数が高周波化したものと考えられる。一方磁性膜厚の容易軸方向へ圧縮応力を与えることで、異方性磁界が低下し、強磁性共鳴周波数が低下したものと考えられ、これらの結果は定性的に合理的と考えられる。今後は共鳴周波数シフトと磁歪定数との関係の妥当性について吟味し、磁歪評価へ進める予定である。

謝辞 本研究の一部は宮城・仙台富県チャレンジ応援基金事業の成果である。

参考文献 1) T. Kimura, S. Yabukami, T. Ozawa, Y. Miyazawa, H. Kenju, and Y. Shimada, *Journal of the Magnetism Society of Japan*, **38**, 87 (2014).

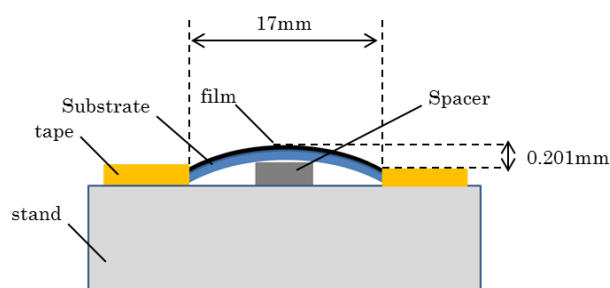


Fig. 1 Schematic of measurement system.

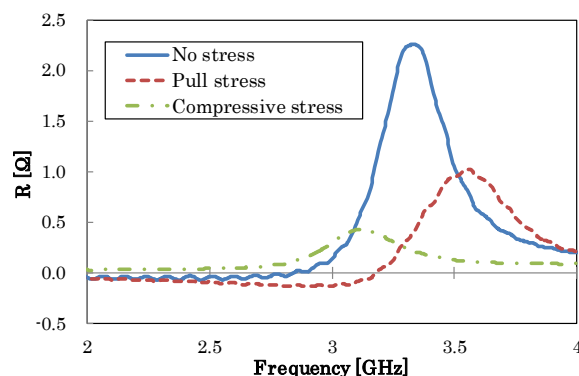


Fig. 2 FMR of FeNi film (24 mm × 12 mm, 50 nm thick).

スマートフォンに内蔵可能な地上波デジタル放送受信アンテナ

山本節夫, 栗巣普揮, 米原正道
(山口大)

Terrestrial digital TV broadcast reception antenna for smartphone

S. Yamamoto, H. Kurisu and M. Yonehara
(Yamaguchi Univ.)

はじめに

既に、二つ折り型携帯電話に内蔵可能な地上波デジタル TV 放送受信アンテナを提案し、試作し実用的な性能が得られることを実証した¹⁾。本研究では、スピネルフェライトを用いて、スマートフォンに内蔵可能な地上波デジタル TV 放送受信アンテナについて、有限要素法高周波電磁界解析シミュレーション(HFSS, Ansoft 社)で設計し、実際にアンテナを試作して性能実証を行った。

アンテナの構造

携帯電話端末に搭載するアンテナは、アンテナエレメント部だけが単独で機能するのではなく、基板 GND も含めた全体で、ダイポールアンテナ的に動作する。スマートフォンの基板 GND 部の長さは、二つ折り型携帯電話の場合よりもさらに一段と短いため、アンテナとして動作させるための実効的な長さが不足する。大きな比帯域に対応するとともに、筐体以内蔵するためのアンテナ長への厳しい制約(40 mm 以下)に加えて、基板 GND 長がさらに短い条件の中で、実用的なアンテナ利得(-5 dBi 以上)を満たす必要がある。そこで、Fig.1 に示すように、スマートフォンの基板 GND 面に、2 本のスリットを互いに逆向きに入れることによって、アンテナ給電部から見たときの基板 GND 長を確保した。フェライトと導体の構造の最適化により、整合回路を排除した。

シミュレーションと試作の結果

フェライトとしては、(周波数 400 - 800 MHz において比透磁率 3 - 3.1, 比誘電率 4.6, 磁氣的損失 0.039 - 0.04, 誘電正接 0.022) のものを想定した。シミュレーションによって、600MHz近傍でインピーダンスマッチングし、アンテナ利得の周波数特性(Fig.2 の実線)からわかるように地上デジタル放送の帯域を 85%以上カバーし、放射パターンについては等方的なパターンが発現するように設計した。

シミュレーション結果に基づいて、このアンテナを試作してアンテナ特性を測定評価した。その結果、470、600、710MHz の三点で放射パターンを測定し、どの周波数においても、8 の字パターンと等方的なパターン組み合わせによる典型的なダイポールアンテナ的な等方的指向性であることを確認した。また、アンテナ利得の周波数特性についてはシミュレーションと実測値がおおむね一致し、目標帯域の 100%をカバーした。また 600MHz の時、-0.31dBi という良好なアンテナ利得が確認された。

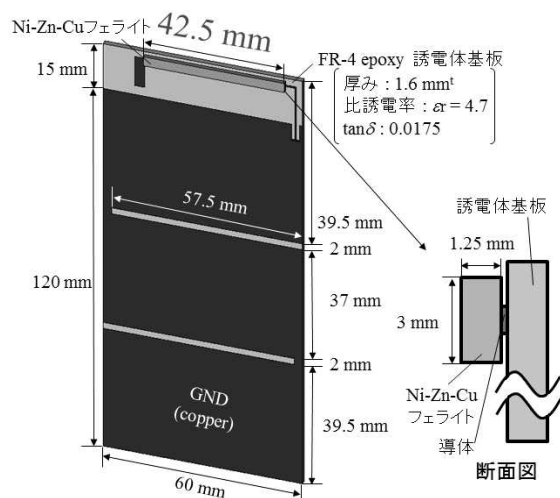


Fig.1 Structure of antenna.

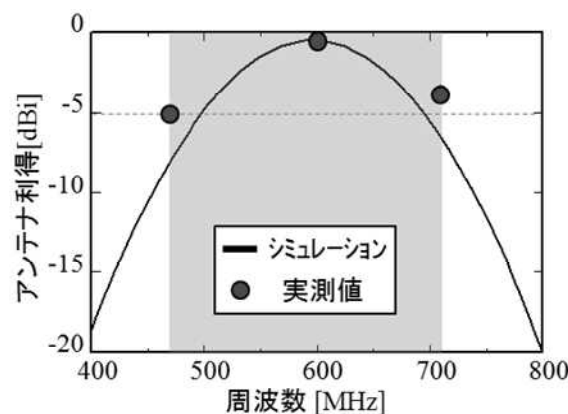


Fig.2 Frequency characteristics of antenna gain.

MI グラジオメータ用アクティブ磁気シールドの開発

滝谷貴史、内山剛

(名古屋大学)

Development of active magnetic shielding for MI gradiometer

T. Takiya, T. Uchiyama

(Nagoya Univ.)

はじめに

近年、生体磁気(10^{-12} T オーダ)検知を可能とする超高感度磁気センサの研究が盛んに行われている¹⁾。微小磁気検出では、環境外乱磁界の影響を抑制する必要がある、磁気シールドルームの使用が一般的である。しかし、検出する磁界が小さいほど高い磁界遮蔽率が要求され、磁気シールドの大きさは検出対象物の大きさに依存するため、装置の大型化および設置費の高騰が懸念される。我々が開発している MI センサは、磁界検出分解能が良く、地磁気下で安定動作することから差動出力(MI グラジオメータ)を構成し、空間的に様な外乱磁界の影響を抑制可能である²⁾。理想的な MI グラジオメータは、検出および参照用 MI 素子の磁界検出特性が一致しているが、実際には両素子の特性を完全に一致させることは困難であり、両素子の出力差がノイズとして出力される。本研究では、検出および参照用 MI 素子に共通に印加される磁界(コモンモード磁界)を、フィードバックコイルを介してセンサヘッドに負帰還させるアクティブ磁気シールドを試作した。

実験方法

MI グラジオメータ用アクティブ磁気シールドは、MI グラジオメータの参照用 MI 素子の出力電圧(E_{ref})を電流に変換し、直径 25 mm、長さ 80 mm のフィードバックコイル(ソレノイドコイル)に通電し、コモンモード磁界と逆相の磁界を発生させる(Fig.1)。本研究では、ヘルムホルツコイル(直径 400 mm, コイル間距離 200 mm)を用いて交流のコモンモード磁界を印加した場合の MI グラジオメータの参照用 MI 素子出力(B_{ref})とフィードバックコイル内に発生した磁界(B_{coil})を比較した。フィードバックコイル内の磁界は、市販のフラックスゲートセンサ(Fluxmaster, Stefan Mayer Instruments)を用いて測定した。

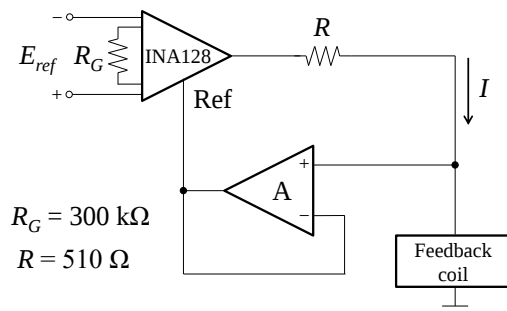


Fig.1 Block diagram of voltage to current converter

実験結果

Fig.2(a),(b)はヘルムホルツコイルを用いて振幅 $1\mu\text{T}$ 、10 Hz のコモンモード磁界を印加した時の B_{ref} と B_{coil} の比較である。 B_{ref} と B_{coil} は、振幅 $1\mu\text{T}$ で一致し、位相は反転した。この場合、フィードバックコイル内の磁場勾配は一定となり、検出および参照用 MI 素子に共通に印加される磁界が除去可能である。この結果、Fig.2(c)に示すように、従来のグラジオメータでは検出対象の微小磁気信号(振幅 5nT , 3Hz)にコモンモード磁界(振幅 70nT , 20Hz)が重畳されていたが、アクティブ磁気シールドを用いることによって目標信号を明白に検知可能である。

参考文献

- 1) T. Kobayashi: IEEJ Journal, Vol.136 No.1, pp8-9, 2016
- 2) T. Takiya, T. Uchiyama, H. Aoyama: J. Magn. Soc. Jpn., **40**, pp51-55, 2016

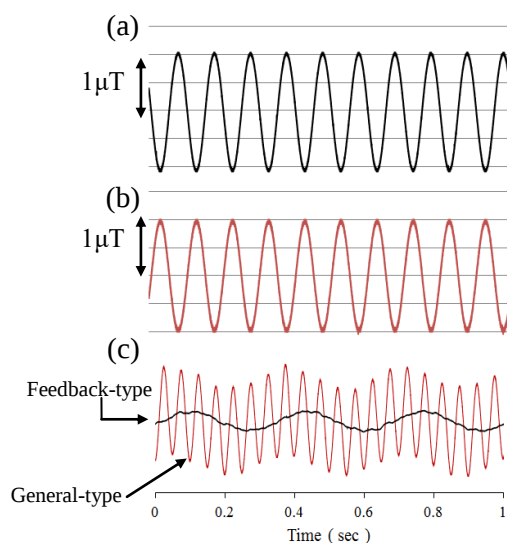


Fig.2. (a) Output of the reference-type MI element B_{ref} . (b) Magnetic field in a feed-back coil B_{coil} . (c) Microscopic magnetic signal in the common-mode field

高分解能 AD コンバーターTAD を用いたデジタル差分型

MI グラジオメータ

史 柯、滝谷 貴史、*渡辺 高元、内山 剛

(名古屋大学、*株式会社デンソー)

MI sensor based on Time Analog to Digital converter(TAD)for Gradiometer

Shi Ke、T. TAKIYA、*T. Watanabe、T. Uchiyama

(Nagoya Univ.、*DENSO CORPORATION)

はじめに

近年、ウェアラブルコンピューティングを構成するためにセンシングシステムはより重要になり、高性能化、集積化が進んでいる。本研究では、従来パルスを生成するため基板上に配置されていたCMOS IC・抵抗・キャパシタを省き、TADとFPGAで動作するデジタル型MIグラジオメータを構成した。TADはオールデジタル構成のため、回路の高度集積化が可能である。

実験方法

TADによって構築したMIセンサをヘルムホルツコイル(直径40cm)に配置し、 $0.25\mu\text{T}$ から $6.7\mu\text{T}$ の直流磁界を印加した場合の直流磁界感度を測定する。直流磁界感度が同程度の一組のMIセンサを用いてグラジオメータを構成する。

実験結果

Fig. 1はTADによって構成したグラジオメータの原理図である。FPGAはTADとMIセンサのパルスを生成し、MIセンサの出力は直接TADに入力され、TADがセンサの出力をAD変換して、信号をFPGAへ送信する。

Fig. 2はMIセンサおよびグラジオメータの出力である。(a)はセンサをヘルムホルツコイルに置き、同じ直流磁界を測定した。(b)はセンサ1とセンサ2の出力の差分を示す。差分出力が一樣磁界に対して変化しないようにデジタル補正を行った後、勾配磁界検出特性を評価する予定である。

参考文献

- [1]T. Uchiyama, K. Mohri, Life Fellow, IEEE, Y. Honkura, and L. V. Panina, "Recent Advances of Pico-Tesla Resolution Magneto-Impedance Sensor Based on Amorphous Wire CMOS IC MI Sensor," IEEE Trans. Magn., vol. 48, no.11, pp. 3833-3839, Nov. 2012.
- [2] 渡辺 高元、山内 重徳、寺澤 智仁、"デジタル式センサを可能とする時間分解能型オールデジタル" デンソーテクニカルレビュー Vol. 17 2012.

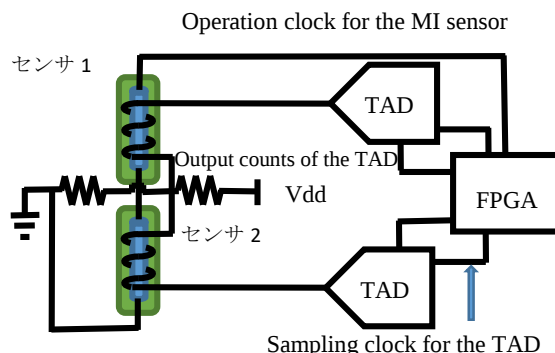


Fig.1 Schematics of the MI sensor systems.

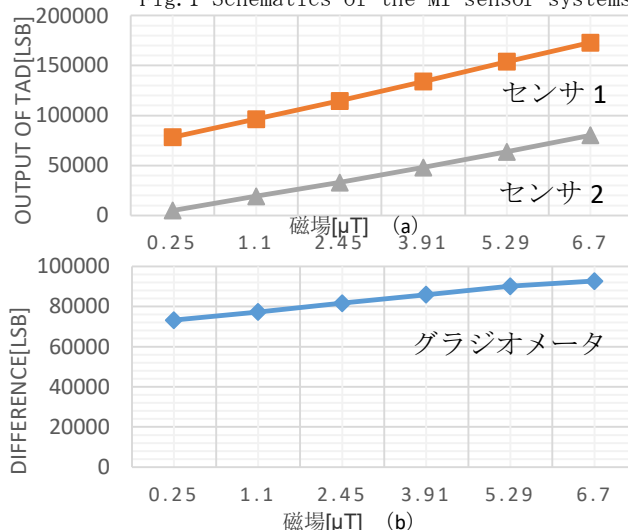


Fig. 2 Results of the TAD output.

薄型高感度金属異物検出機の開発

岡部俊亮, 笹田一郎, 加呂光
(九州大学)

Development of a planar type high sensitivity metallic contamination detector

S. Okabe, I. Sasada and H. Karo
(Kyushu Univ)

はじめに

食品や飲料, 医薬品などの産業では, 生産過程で製品に金属異物が混入するのを防ぐために金属検出機が広く使用されている. 我々は, 高感度な金属異物検出のために, 設置の容易性を考えて, 軸方向に薄い矩形ソレノイド励磁コイル内で, その励磁磁界と直交する方向に配置される磁気コア付の扁平ソレノイド検出コイルを用いる方法を検討している. 本稿では磁気コアに高周波特性に優れたアモルファス磁性リボンをを用いて微小金属球を対象として検出性能を調べた結果を報告する.

実験方法

提案するコイル構造を Fig.1 に示している. 励磁磁界の方向と検出コイルの感度軸方向は直交するように配置している. 励磁コイルには一辺 15cm, 6 ターンの正方形コイルを使用している. 検出コイルには 10 mm 離れた 2 箇所各 20 ターンの巻き線がありそれらを差動結合したものを用いている. 検出コイル断面は高さ 1cm, 幅 2cm である. 磁性コアには長さ 50mm, 幅 3mm のアモルファス磁性リボンを 15 枚, 両面テープで貼り合わせたものを使用しており, 渦電流が生じにくくなるよう幅方向が励磁磁界の方向と平行になるよう配置されている. 励磁周波数を 1013kHz, 励磁電流は実効値で 2.0A として励磁磁界を発生させた. 鉄球と SUS 球を検出コイルの上端面から高さ 5mm の上空で, 1 つの磁気コアの真上を通過させて検出した. 誘起電圧はかけ算器によって 100 Hz にダウンコンバートし, 非平衡電圧分をデジタル的に除去した後, 同期検波を行い, 検出波形を得た.

実験結果

提案するコイル構造で実験を行ったところ, 鉄球は直径 0.4mm, SUS 球は直径 1.0mm を検出することができた. Fig.2 に直径 0.4mm の鉄球を検出したときの波形を示す. 2.7 秒付近に検出信号が現れている. 鉄球, SUS 球ともに十分な検出感度が得られることを確認した.

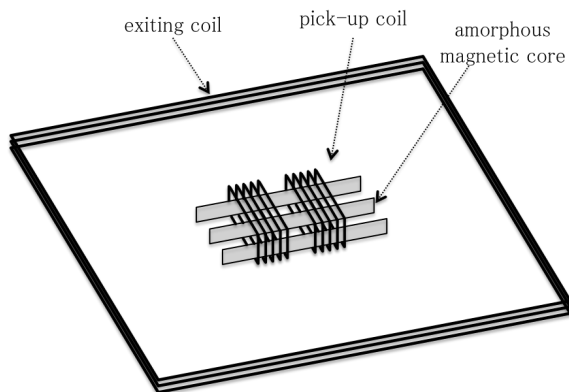


Fig.1 Schematic diagram of the proposed metallic contaminant detection coils.

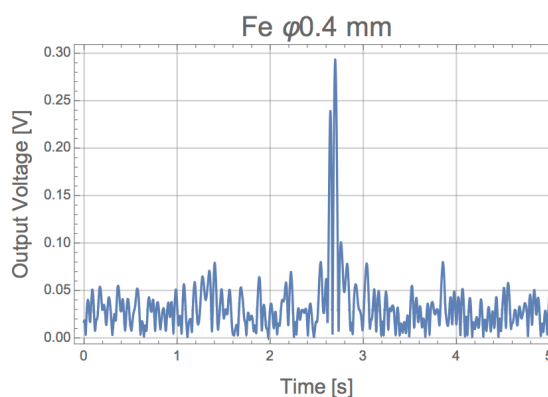


Fig.2 Output signal detecting a steel ball of 0.4 mm diameter.

基本波型直交フラックスゲートグラディオメータを用いた磁気微粒子検出

加呂光, 笹田一郎
(九州大学)

Magnetic nanoparticle detection system by using fundamental mode orthogonal fluxgate gradiometer

H. Karo, I. Sasada
(Kyushu Univ.)

1 はじめに

センチネルリンパ節の検出のために MRI の造影剤として用いられる磁気微粒子分散液を乳がん近くに注射して、その集積場所を調べるためのセンサが検討されている¹⁾。磁気微粒子の発する微弱な磁界を測定する為には、高感度で空間分解能の高い磁界センサが必要である。本研究では、マグネトメータを組み込んだ低雑音な基本波型直交フラックスゲート (FM-OFG) グラディオメータ²⁾³⁾ に交流励磁コイルを組み合わせた磁気微粒子検出器を試作し、この性能評価をおこなった。

2 検出器の構成

試作した磁気微粒子検出器の構成を Fig. 1 に示す。FM-OFG は磁性ワイヤコアとコアの周囲に巻かれた検出コイルで構成したセンサヘッドおよび、駆動回路からなる。磁性コアの励磁には、交流電流とこれの振幅より大きな直流バイアス電流を通電する。検出コイルに現れる誘起電圧は、増幅、同期検波後に誤差増幅器に入り、入力磁界を打ち消すように帰還抵抗を介して検出コイルに負帰還電流を流す。センサの感度はコイルの巻線密度と帰還抵抗の比により決まる。1つの磁性コアに2つの検出コイルを施したセンサヘッドを2つ用意し、1組の検出コイルのペアを差動接続にすることでグラディオメータを構成した。また、残った検出コイルのペアを順接続にしマグネトメータを構成した。マグネトメータは磁性微粒子の信号測定に用いないが、磁性コアに重ねて巻かれたマグネトメータ用検出コイルに負帰還電流を流す事で、励磁磁界でコアが飽和しないようにしている。直径 30 mm、長さ 7 mm の円形励磁コイルに $6A \cdot \text{ターン}$ の正弦波電流 (100 Hz) を通電することで、対象微粒子を磁化し、微粒子が発する磁界をベースライン 12 mm のマグネトメータを組み込んだグラディオメータで測定する。ここで、コイルの作る磁界はコイル中心で $250 \mu\text{T}$ 、中心から 15 mm 離れた軸上で $88 \mu\text{T}$ である。グラディオメータ出力は励磁電流と同じ周波数で同期検波する。ここで平滑用のローパスフィルタのカットオフ周波数は 1 Hz とした。グラディオメータには非平衡性があるので、そのままではキャンセルしきれない励磁の 100 Hz 成分の影響が大きく、増幅率を高くできないが、励磁コイルの調整によりこれを大幅に改善する事ができる。無調整時と調整時で不平衡誘起電圧は 1/28 まで抑制できる。本実験では最適な調整条件にて磁性微粒子の検出実験をおこなった。

3 実験方法・結果

測定対象の磁性微粒子のサンプルとして $5 \mu\text{L}$ のレゾビスト®を用いて、試作した磁気微粒子検出用プローブの振幅距離特性を評価した。グラディオメータに用いた片側のセンサヘッド先端から任意距離だけ離れたセンサ軸延長線上にサンプルを置き、他方のセンサヘッド軸上間とを往復させることで、磁化した磁性微粒子の信号を測定した。Fig. 2 に 10 mm および、14 mm の位置にサンプルを置き測定した出力波形を示す。地磁気の 3 倍以下という小さな励磁磁界で磁化した磁気微粒子が発生する磁界を検出できている。

謝辞

レゾビスト® サンプルを提供頂きました東京大学 関野正樹准教授およびバスクの金子美樹さんに謝意を表します。

References

- 1) 大橋開智他, 電気学会研究会資料, MAG-16-12, (2016).
- 2) I. Sasada, *J. Appl. Phys.*, **91**, No.10, p.7789, (2002).
- 3) I. Sasada and S. Harada, *IEEE Trans. Magn.*, **50**, No.11, (2014).

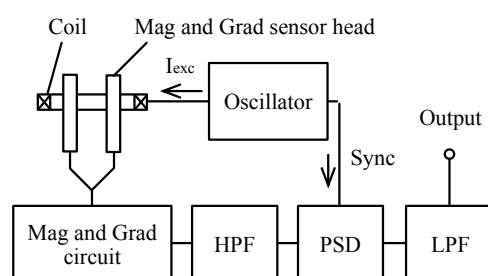


Fig. 1 Block diagram of the magnetic nanoparticle detection system.

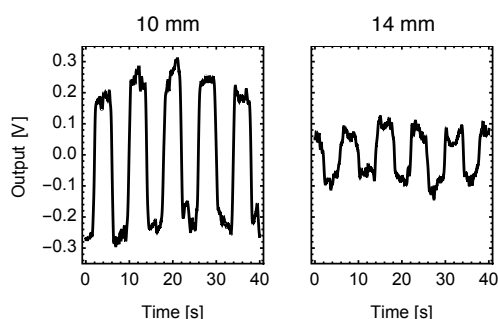


Fig. 2 Waveforms showing the detection capability. The sample is $5 \mu\text{L}$ Resovist®. The distance from the top of the sensor heads are 10 mm (left) and 14 mm (right).

磁気光学ガーネット膜を用いた 能動 Q スイッチレーザーの小型化

森本凌平*, 後藤太一***, John Pritchard***, 高木宏幸*, 中村雄一*,
Pang Boey Lim*, Mani Mina***, 平等拓範****, 井上光輝*
(*豊橋技術科学大学, **JST さきがけ, ***アイオワ州立大学, ****分子科学研究所)

Downsizing of Magneto-optical Q-switch Using Magnetic Garnet Films

R. Morimoto*, T. Goto***, J. Pritchard***, H. Takagi*, Y. Nakamura*,

P. B. Lim*, M. Mina***, T. Taira****, M. Inoue*

(*Toyohashi University of Technology, **JST PRESTO, ***Iowa State University,
****Institute for Molecular Science)

はじめに

マイクロチップ固体レーザーとは、従来の共振器長が 1 m 級の固体レーザーを、薄片の媒質を用いることで超小型化したものを指す¹⁾。これはレーザーダイオードとほぼ同サイズでありながら、狭線幅の単一モード発振や Q スイッチ、モードロック発振による短パルス化によって、高い時間分解能、高安定性、および高尖頭値のレーザー光が望める。特に出力パルスの繰り返し周波数やパルスパターンを制御可能な能動 Q スイッチとして、電気光学効果および音響光学効果を利用したものが報告されているが、原理的に素子サイズの小型化に限界があることや、駆動装置が大型になるといった難点があった。我々は、原理的に薄膜化が可能で²⁾、応答速度が極めて高速な磁気光学効果を利用した磁気光学能動 Q スイッチを提案している³⁾。本研究では、透過率が高く、単位膜厚あたりの磁気光学効果の大きな強磁性ガーネットを使用することにより、共振器長の短い小型な能動 Q スイッチレーザーの構築を行った。

実験方法

磁気光学能動 Q スイッチ素子として、膜厚 190 μm の単結晶磁性ガーネット膜を直径 5.3 mm のコイルで挟み、厚み 4 mm の Nd:GdVO₄ 結晶と外部鏡の間に配置した。外部鏡の位置を変化することでキャビティ長を変化した。Fig. 1 に示すように、共振器長を 130 mm から最小で 10 mm となるまで短縮し、Q スイッチ発振出力の尖頭値とパルス幅を測定した。このときの励起光強度は 27.4 W、印加パルス信号は半値幅 2.3 μs 、振幅 56 A、繰り返し周波数 100 Hz とした。

実験結果

共振器長 130 mm では、得られたパルス光は半値幅 45 ns、尖頭値 30 W であった。共振器長を 10 mm まで小さくすることによって、半値幅 5.2 ns、尖頭値 255 W となり、一桁程度出力が増大した。この結果は、理論的な試算と良い一致を示した。以上より、マイクロチップ固体レーザーの形成による出力向上が期待される。講演会では、共振器構造等について詳細に報告する。

謝辞

本研究の一部は、JSPS 若手研究 (A) No. 26706009、科研費基盤研究 (S) No. 26220902 の助成を受けて行われた。

参考文献

- 1) T. Taira, et al., Opt. Lett., **16**, 1955 (1991).
- 2) T. Goto, et al., J. Phys.: Conf. Ser., **36**, 197 (2011).
- 3) 森本凌平 他, 第 39 回日本磁気学会学術講演会, 8aD-9, (2015).

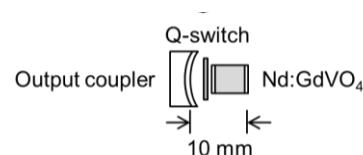


Fig. 1 Sketch of the cavity components of the MO Q-switched laser system. The cavity length was 10 mm at the shortest.

MTJ 磁場センサの高感度・低ノイズ化に向けた 磁束コンセンレータを用いた磁場変調

吉田 一貴¹, 大兼 幹彦¹, 城野 純一², 藤原 耕輔¹, 土田 匡章², 安藤 康夫¹
(東北大院工¹, コニカミノルタ²)

Magnetic field modulation using Magnetic Flux Concentrator for improving performance of MTJ sensor
K. Yoshida¹, M. Oogane¹, J. Jono², K. Fujiwara¹, M. Tsuchida² and Y. Ando¹
(Tohoku Univ.¹, Konicaminolta²)

はじめに

微小な生体磁場 (心磁場: $10^{-6} \sim 10^{-8}$ Oe, 脳磁場: 10^{-10} Oe) を検出する素子として、強磁性トンネル接合(MTJ)を用いた磁場センサに注目が集まっている。現状、生体磁場の周波数領域である 10 Hz 以下において、検出可能磁場は 10^{-6} Oe となっているものの、脳磁場検出のためにはさらなる高性能化が必要である。低周波領域では $1/f$ ノイズが支配的であり、これを低減または回避するための新しい手法が求められている。本研究では、磁束コンセンレータ(MFC)¹⁾を用いて、信号強度の増加と磁場変調によるノイズ低減を同時に実現可能な手法の確立を目的とした。

実験方法

SiO₂-sub./Buffer/NiFe(70)/Ru(1)/CoFeB(3)/MgO(1.5)/CoFeB(3)/Pin/Cap 構造の MTJ センサ素子を検証に用いた。センサ素子と MFC の距離を変化させて磁気抵抗効果を測定することで、磁場増幅効果を調べた。併せて、有限要素法磁場解析ソフトを用いて磁場増幅効果のシミュレーションを行った。MFC をピエゾステージにより 410 Hz で振動させることで、外部印加磁場を変調し、そのセンサ出力をオシロスコープとロックインアンプを用いて測定した。

実験結果

Fig. 1 に磁気抵抗曲線から算出された、センサ-MFC 間距離と磁場増幅の関係を示す。実験およびシミュレーション結果から、磁場増幅は距離に反比例することが確認できた。Fig. 2 に MFC を振動させた場合のセンサ出力の周波数特性を示す。5 Hz で印加した外部磁場が変調され、405 Hz と 415 Hz において信号が観測された。これらの結果より、MFC によってセンサの信号強度が増幅され、信号周波数が高周波に変調されることで $1/f$ ノイズの影響を低減できると考えられる。

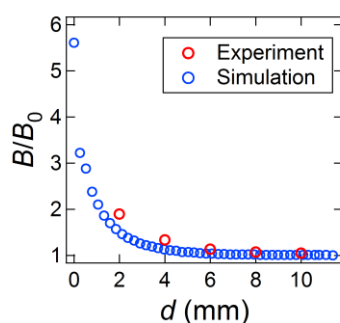


Fig.1 Magnetic gains as a function of distance between sensor and MFC. (B_0 : magnetic flux density without MFC.)

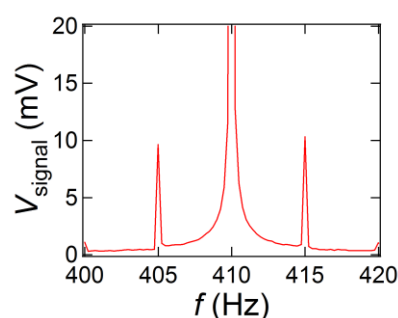


Fig.2 Acquired data resulting from the magnetic field modulation of 5 Hz signal.

謝辞

本研究は、JST 戦略イノベーション創出推進プログラム(S-イノベ)の支援により行われた。

参考文献

- 1) A. S. Edelstein *et al.*, Appl. Phys. Lett. **105**, 07E720 (2009).

交流変調を用いた TMR 磁気センサの駆動

馬島 八世, 八杉 拓也, 堺 健司, 紀和 利彦, 塚田 啓二
(岡山大学)

AC modulation method of a TMR magnetic sensor

Y. Majima, T. Yasugi, K. Sakai, T. Kiwa, K. Tsukada
(Okayama Univ.)

背景

磁気センサは、生体磁気や地磁気の測定、非破壊検査まで幅広く用いられている。中でも磁気抵抗効果を用いた MR センサは印加された磁場によって抵抗値が変化する材料を用いるが、その薄膜構造の違いから、異方性磁気抵抗効果(AMR)や巨大磁気抵抗効果(GMR)、トンネル磁気抵抗効果(TMR)があり、それぞれ異なる特性を持っている。これらの MR センサをアナログ計測用として用いる場合、磁気とセンサ出力の間での線形性が重要となる。この線形性を得る方法の一つとして、永久磁石をセンサ近傍に設置し、直流磁場により動作点を線形領域に移動させる方法がある。本研究では、偶関数特性を持つ TMR¹⁾を駆動させる方法として、交流磁場を変調磁場として加え、磁場を測定する手法を開発した。

検波システム

本研究で開発した駆動方法を説明する。Fig. 1 に検出信号として交流信号を振幅変調したときの出力特性を示す。また、Fig. 2 に検出方法のフローチャートを示す。検出磁場に変調磁場を足した波形を TMR センサに入力すると、出力波形は入力波形を折り返した波形が得られる。センサ出力をアンプで増幅した後に搬送波の周波数、位相で同期検波することで信号の復調を行う。最後にローパスフィルタで変調周波数を除去し、検出磁場を検波する。以上の行程により検出信号のみを取得することができる。また、検出磁場は交流磁場だけでなく直流磁場であっても取得することができた。ただし、変調磁場の周波数は、印加する信号の周波数より十分大きい必要がある。

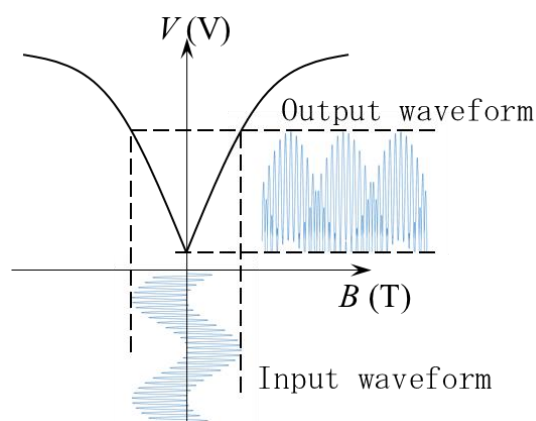


Fig.1 Input-output characteristic of a TMR magnetic sensor

結果・まとめ

MR センサの駆動法として、交流変調法を検討した。交流磁場を搬送波として印加し、検出磁場を搬送波で変調させた。変調後に本システムを用いて復調し検波することにより検出信号を取得することが可能となった。また、本手法により直流から交流磁場まで測定が可能となった。

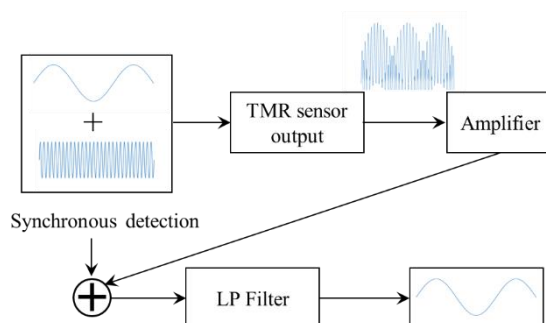


Fig. 2 Flowchart of a signal processing

参考文献

- 1) N. Kobayashi, et al., J. Appl. Phys. Vol. 90, pp. 4159-4162 (2001)

磁気バイアスによるセキュリティマーカに対する磁気検出力の向上

南谷 保, 山田 外史
(金沢大学)

Improvement of marker detection by magnetic bias for security application

Tamotsu Minamitani, Sotoshi Yamada

(Kanazawa University)

はじめに

筆者らは、うず電流検査法(ECT)の応用として磁気・導電性インクで印刷された紙幣や証券のセキュリティの検出を研究している. ECT プローブの検出素子として, GMR (Giant Magneto-Resistance) 素子を適用し, 導電性と磁性マーカを同時に読み取り, 位相情報により磁気・導電性マーカの種別が可能になることを報告した 1), 2). 今回, 直流磁気バイアスによるマーカに対する検出力の向上について検討した結果を報告する.

うず電流検査法によるマーカ検出方法

図 1 に示す ECT プローブは, GMR 素子と励磁コイルで構成され, GMR 素子は x 方向の磁界の検出, 励磁コイルは z 方向に高周波交流磁界を発生する. x 方向のマーカ移動で, 導電性マーカはうず電流による磁界の x 成分, 磁性マーカは磁束の収束による磁界の x 成分を GMR 素子で検出する.

図 2 は高出力化を目指した ECT プローブの構成と GMR の磁束密度に対する抵抗特性である. 検出力向上のため, 磁石により GMR に検出方向の磁束密度 B_x を $-2 \sim 3$ mT, 垂直方向の磁束密度 B_z を $20 \sim 130$ mT 印加する. GMR の動作点が①から②になると, 磁束密度に対する抵抗の傾きが大きくなり, GMR の検出力は向上する. また, 垂直方向の磁束密度が大きくなると, 磁性マーカの通過による磁束の変化が大きくなるので磁性マーカに対する検出力が向上できる.

導電性・磁性マーカの測定結果

図 3 は磁石がない場合の出力に対して, 磁束密度 B_z を印加したときの出力比である. マーカの材料は Cu 箔, 導電性インク, 磁気インクの 3 種類である. 磁石により GMR の B_x を -2.5 mT とし, B_z を変化させた. $\phi 10$ mm, 高さ 2.5 mm, $N=10$ のソレノイドコイルを周波数 0.5 MHz, 電流 30 mA で励磁し, GMR 素子とマーカの間隔は 0.2 mm とした. GMR の動作点を①から②の位置にすることで, 出力は 2.5 倍に向上する. また, B_z が大きくなると, 非磁性マーカの出力は変化しないが, 磁性マーカは出力が向上する. これより, 磁石の印加は検出力を向上する効果があることが確認できた.

研究の一部は, 科学研究補助金基盤研究(C)(課題番号 26420384)により行われた.

参考文献

- 1) T.Minamitani, S.Yamada, Digest of 015 JIEE Annual Conference, 2-120, 2016
- 2) T.Minamitani, S.Yamada, J. Magn. Soc. Jpn., Vol40, 3, pp.56-60, 2016

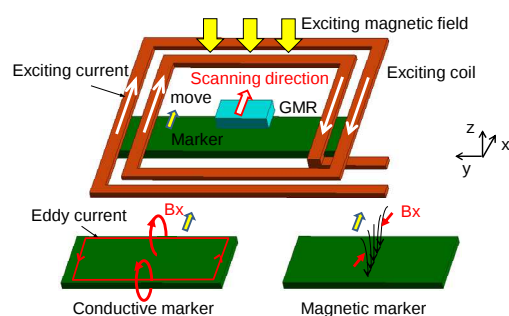


Fig. 1 Principle of ECT inspection of maker.

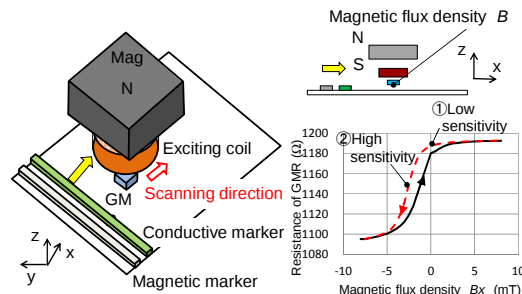


Fig. 2 Structure of high sensitive ECT probe

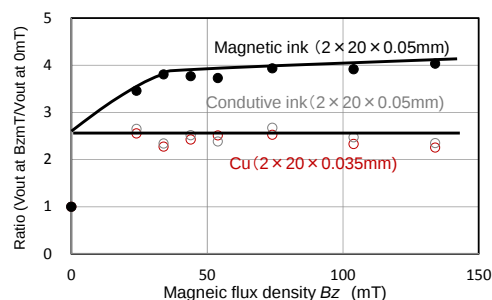


Fig. 3 Relations of B_z and output ratio

低周波渦電流探傷法を用いた金属内部欠陥検出法の開発

宋 楠楠 馬島 八世 八杉 拓也 堺 健司 紀和 利彦 塚田 啓二
(岡山大学)

Development of detection method of metal internal defects by a low-frequency eddy current test
Nannan Song Yatsuse Majima Takuya Yasugi Kenji Sakai Toshihiko Kiwa Keiji Tsukada
(Okayama University)

はじめに

非破壊検査とは素材や構造物を傷つけることなく傷や劣化の状況を検出する技術である。非破壊検査法は数多くあるが、渦電流探傷法は非接触で安全に検査できるという特徴がある。従来の渦電流探傷法では高周波磁場を用いて対象物の表面にある傷を検出していたが、本研究では高感度磁気センサを用いた低周波渦電流探傷検査法を開発して、金属内部のスリット傷の非破壊検出を行った。

実験方法

図1に測定装置の構成を示す。発振器、交流電流源、磁場印加コイル、AMRセンサ、X-Y自動走査ステージ、ロックインアンプ、PCで構成している。印加コイルは長方形24.55 mm × 13.80 mmの5層プリント基板楕円コイル、巻き数は30回であり、周波数100 Hz、振幅0.1 Aの交流電流を流した。検出部には異方性磁気抵抗素子(AMR)を用いた。測定試料として、厚さ10 mmのアルミニウム、厚板の中心に裏面から幅1 mm、長さ15 mmのスリット欠陥が深さ4 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm, となるように配置したものを用いた。

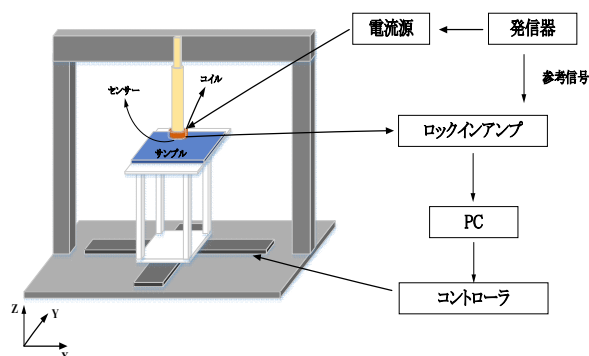


図1 測定装置構成

実験結果の考査

用いた印加コイル形状による渦電流分布を解析した。電磁解析ツールとして市販シミュレーションソフトJMAGを用いた。貫通欠陥ではエッジ部分で渦電流分布が集中している。傷の深さの違いにより、渦電流分布のずれが違い、渦電流が作る磁場の位相のずれも違うと推定された。

スリット傷深さ10 mm, 8 mm, 6 mm と4 mmの測定試料の実測結果を図3に示す。この図は測定試料をx y方向にスキanningして測定し、得られた磁場の位相をマッピングしたものである。結果から、スリット傷の形状の推定ができることが分かった。

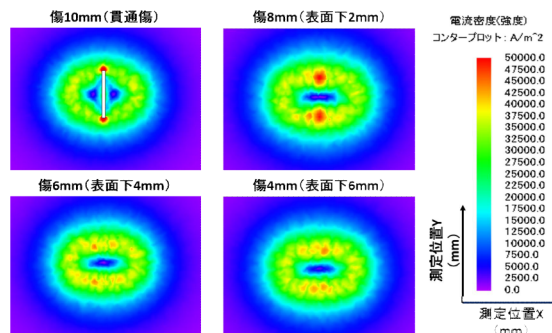


図2 傷の深さによる渦電流の分布の変化

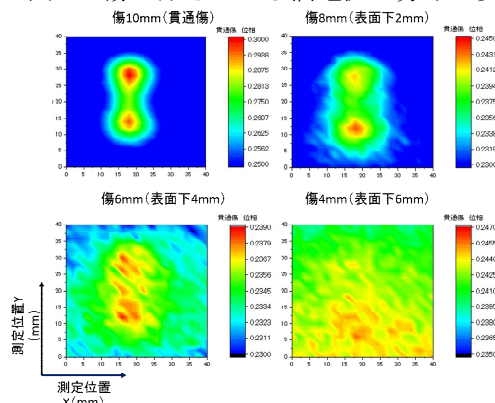


図3 傷深さの違いによる位相マップの変化

磁気ワイヤを用いた振動型発電素子におけるストローク幅の低減

竹渕哲聡、山田努、竹村泰司
(横浜国立大学)

Reduction of amplitude in vibration-type electric generating element using magnetic wire

Akitoshi Takebuchi, Tsutomu Yamada, Yasushi Takemura

(Yokohama National University)

はじめに

FeCoV 複合磁気ワイヤは熱ひねり加工を施すと、ワイヤ外周部の保磁力が内周部より低くなり、一定の磁場強度を印加することで大バルクハウゼンジャンプと呼ばれる急峻な磁化反転を生じる。検出コイルを用いることでこの磁化反転からパルス出力を得ることができ¹⁻⁴⁾、この出力は印加磁場の時間変化に依存しないと特徴を持つ。我々はエネルギー・ハーベスティング素子、特に振動型発電素子への応用に着目し、励磁用磁石が 1.5 mm の往復動作（以下、ストローク）をすることで発電可能であることをすでに報告した⁵⁾。本稿では、ストローク幅の低減を目的とし、磁石のサイズ変化に伴う出力のストローク依存性を測定した。

実験方法

長さ 20 mm、線形 0.25 mm の FeCoV 複合磁気ワイヤに巻き数 1000 turn の検出コイルを直接巻き、その上を励磁用磁石がワイヤと垂直方向にストロークするように配置した(Fig. 1)。磁石はワイヤの端部でストロークさせ、ストローク量の変化に対する出力の依存性を測定した。同様な実験を、ワイヤと磁石間の距離 d [mm] や磁石のサイズを変えて行った。

実験結果

出力結果を Fig. 3 に示す。4×4×2 mm³ の NdFeB 磁石の場合、 $d = 2.8$ mm のとき正方向への半ストローク量が 1 mm から出力が観測され、出力される位置は -0.5 mm であった。 $d = 2.3$ mm にすると、半ストローク 0.5 mm から出力が観測され、出力されるのは -0.5 mm より小さい位置となり、ストローク量の低減化に成功した。一方で、ストローク量が大きくなると出力を得ることができなかった。4×4×1 mm³ の NdFeB 磁石を用いると、 $d = 2.3$ mm のとき正方向への半ストロークが 1 mm から出力が観測され、出力される位置は -0.5 mm となった。磁石のストロークに対する磁場強度のシミュレーション結果を Fig. 2 に示す。計算位置は Fig. 1 に示す 3 点である。着磁長さが 2 mm から 1 mm になると、磁場強度が弱くなるためストローク量が低減せず、磁石のサイズの最適化に知見を得た。

謝辞：FeCoV 磁性線は、ニッコーシ株式会社様のご好意により、提供いただいたものです

参考文献

- 1) J. R. Wiegand, et al., U.S. Patent 3,820,090, 1974.
- 2) S. Abe, et al., IEEE Trans Magn., 33, 3916, 1997.
- 3) R. Malmhall, et al., IEEE Trans. Magn., 23(5), 3242, 1987.
- 4) M. Vazquez, et al., IEEE Trans. Magn., 30(2), 907, 1994.
- 5) A. Takebuchi, et al. 2016 Joint MMM-Intermag Conference, DJ-02, San Diego, Jan, 2016.

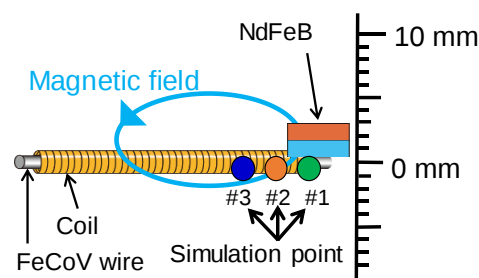


Fig. 1 Configuration of magnetic wire, magnet and detection coil and simulation point.

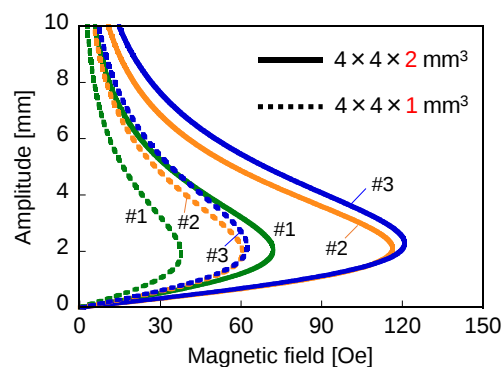


Fig. 2 magnetic field intensity for the amplitude from the simulation ($d = 2.3$ mm).

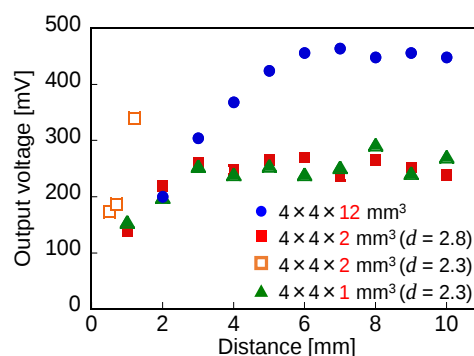


Fig. 3 The output voltage measured by detection coil.

パターン化した磁性薄膜による集積化デジタルノイズ抑制体

山口正洋¹、遠藤 恭¹、樊 鵬¹、馬 静言¹、田中 聡¹、永田 真²
(¹東北大、²神戸大)

Integrated Digital Noise Suppressor by Means of Patterned Magnetic Thin-film

Masahiro Yamaguchi¹, Yasushi Endo¹, Pen Fan¹, Jingyan Ma¹, Satoshi Tanaka¹ and Makoto Nagata²

¹Tohoku Univ., ²Kobe Univ

研究背景 第4世代 LTE-Advanced 携帯電話システム(1 Gbps, downlink) が急速に普及し、第5世代 の社会実装が2020年に想定されている。10年間で1000倍の通信容量増大を目指す無線通信システムではデジタルノイズによる受信回路の感度劣化を防ぐことが重要である[1]。このため我々はRF ICチップのパッシベーション上に磁性薄膜を集積化実装し、FMR損失によってデジタルノイズを低減するような新しいマイクロ磁気デバイスを提案し、次のような性能を実証してきた[2]。Fig. 1の上部に示すように、完全にLTEコンパチブルな受信回路 (Band1, 下り 2110-2170 MHz)を5x5 mm²の65nm Si-CMOS技術で実装し[2]、同図下部に示すようにCo₈₅Zr₃Nb₁₂直交磁化膜を集積化実装した。これにより、デジタルノイズを低減し、無線通信のスループットを8dBも向上できた。電磁界解析により、磁性薄膜は、各種雑音のうち、伝導雑音の低減に寄与したと推測された[2]。このため本研究では、まずノイズ伝導にかかわる配線を特定し、その配線上のみに磁性薄膜を実装した試料を作成し、ノイズ低減効果を調べた。

結果と考察 まず電磁界解析 (HFSS Ver. 15) によりノイズ伝導にかかわる配線を特定し、Co_{79.6}Zr_{4.7}Nb_{15.7} film ($4\pi M_s=0.63$ T, 異方性磁界 $H_k=640$ A/m, FMR 周波数 $f_r=0.8$ GHz) [3] を主にその配線上のみに集積化実装した。その形状パターンは図の右下のようなものである。スパッタ法による積層膜構造の詳細はSiO₂ (100 nm) / [Co-Zr-Nb (250 nm) / SiO₂ (5 nm)]×4 / SiO₂ (100 nm) / [Co-Zr-Nb (250 nm) / SiO₂ (5 nm)]×4 / SiO₂ (50 nm) (/ Glass substrate) であり、リフトオフ法によりパターン化した。2つの[Co-Zr-Nb / SiO₂]×4積層膜は直交磁化膜の構成とし、面内方向の様な磁界に対して等方性を示す[3]。主に配線上のみに磁性膜を実装することにより、図下中央に示した従来パターンに比べて11 dBもの帯域内スプリアスを低減できた。以上により、ノイズ伝搬にかかる配線を適切に推測できたこと、ならびにノイズ結合メカニズムが伝導性であることを実証できた。

ご助言頂いた島田寛名誉教授 (東北大) およびご協力頂いた

室賀翔講師 (豊田高専) および伊藤哲夫博士 (NEC トーキン) に深謝します。本研究は、総務省電波資源拡大のための研究開発の補助を受けた。

参考文献

- 1) L. Lavagno, et al (Ed.), EDA for IC Implementation, Circuit Design, -, CRC Press, Boca Raton, 2006.
- 2) M. Yamaguchi, et al, Proc. 2015 Asia-Pacific EMC Symposium (APEMC2015), 536, 2015.
- 3) Y. Endo, et al, J. Appl. Phys., 117(17), 17A330-, 2015.

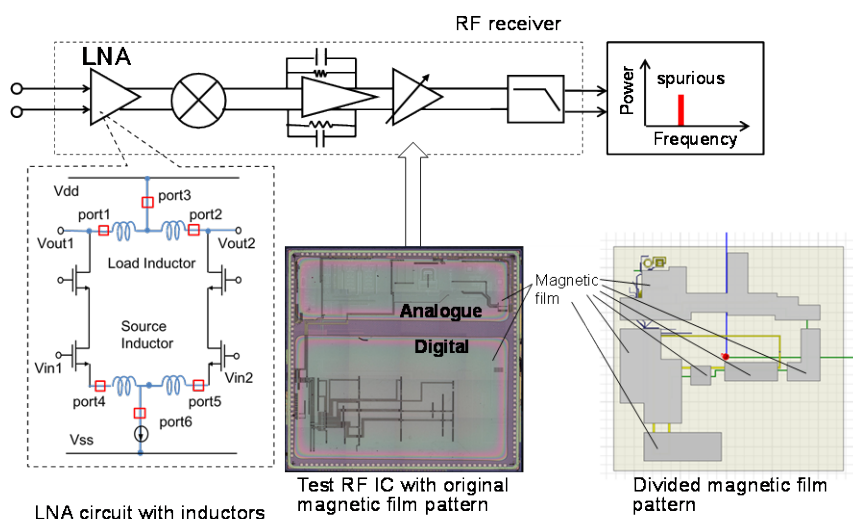


Fig. 1: Test RF IC chip, circuit diagram and magnetic film pattern.

パルスレーザバースト変調による交流磁界分布測定

松本悠人、栢修一郎、石山和志
(東北大学電気通信研究所)

AC magnetic field measurement using pulse laser burst modulation

Y. Matsumoto, S. Hashi, K. Ishiyama

(Research Institute of Electrical Communication Tohoku University)

1. はじめに

高周波近傍磁界測定では一般的にプローブとしてループアンテナを用いた測定が行われているが、金属製であるため本来の磁界分布を乱してしまう¹⁾。そのため我々は、比較的磁界を乱しにくい磁気光学結晶であるガーネットとパルスレーザを用いたストロボ法により、低侵襲な高周波磁界分布測定システムについて検討を行っている²⁾。

これまで測定システムの原理検証にあたり被測定磁界をバースト変調させて測定を行ってきたが、実際の電子機器が測定対象の場合、この方法は適用困難である。そこでパルスレーザ側をバースト変調させると、長時間の測定のため発生する機器のドリフトや、測定対象である磁界の他にガーネットの表面形状の影響を大きく受けてしまう等の問題点が生じる。本報告では測定磁界の基準位相と逆位相の検出値の差分を測定することにより、パルスレーザバースト変調方式の問題であった磁区や表面形状の影響を除去し、ドリフトの影響を抑えた磁界分布測定手法を新たに提案し、その妥当性を検討した。

2. 実験方法

Fig.1 に本研究における磁界測定装置の概略を示す。測定対象として磁界分布の推測が容易なマイクロストリップ線路($W = 430 \mu\text{m}$)を用い、その近傍に配置したガーネットにレーザ光を垂直に照射し反射光を検出する。反射光はガーネットを通し磁気光学効果により磁界強度に依存した偏光状態の変化が起こるため、それを検出することで垂直方向成分の磁界強度が測定できる。またストロボ法を用い、測定磁界周波数とパルスレーザを同期させ特定位相にてレーザを発光させることで、交流磁界の特定位相における磁界測定が可能である。パルスレーザのバースト変調には光路にオプティカルチョッパーを挿入し物理的に光の ON/OFF を行った。このまま測定を行うと、Fig.2 に示すようにロックインアンプにてガーネットの表面形状などに由来する偏光状態の変化も検出してしまふ。そこで Fig.3 に示すように、基準位相とそこから 180deg. ずれた位相の 2 ヶ所で磁界を計測し、その差分をとることで、磁界由来の信号のみを取り出すシステムを構築した。

3. 実験結果

レーザを 100MHz で発振させ、マイクロストリップ線路上に 17dBm , 100MHz の RF 信号を印加し、チョッパーを 7.5kHz で回転させ、線路上 1.5mm 四方の磁界分布を $16\text{点} \times 16\text{点}$ で測定した結果を Fig.4 に示す。色のコントラスト差が紙面垂直方向の磁界強度の差を表しており、発生している磁界の様子が確認できている。また、測定を自動化することにより精細な磁界分布計測が可能になると考えられる。

謝辞

本研究に用いたガーネットは長岡技術科学大学の石橋隆幸准教授よりご提供いただきました。ここに深く感謝いたします。

参考文献

- 1) M. Takahashi, et al., J. Appl. Phys. 107, 09E711 (2010).
- 2) H. Nasuno, S. Hashi, and K. Ishiyama IEEE Trans. Magn., vol. 47, NO. 10, Oct. 2011

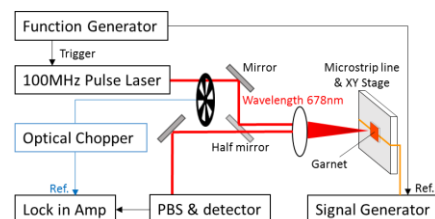


Fig.1 Schematic of magnetic field measuring system

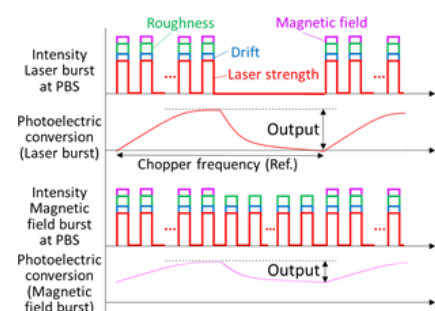


Fig.2 Schematic diagram of the various parts of the signal

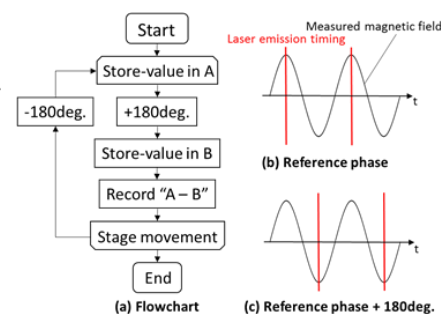


Fig.3 Measuring method

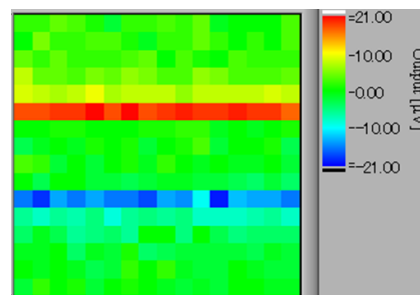


Fig.4 Magnetic field distribution measurement using differential detection

磁壁共鳴を利用した MHz 帯域での 直接通電型薄膜磁気インピーダンスセンサの可能性

住田千尋, 菊池弘昭, 植竹宏明, 藪上信, 栢修一郎, 石山和志

(岩手大学, 東北学院大学, 東北大学)

Possibility of thin-film magnetoimpedance by direct driven current at MHz region using magnetic domain resonance

C. Sumida, H. Kikuchi, H. Uetake, S. Yabukami, S. Hashi, K. Ishiyama

(Iwate Univ, Tohoku-Gakuin Univ., Tohoku Univ.)

1. はじめに

高透磁率磁性体に高周波電流を直接通電し, 外部磁場を印加すると素子のインピーダンスが急峻に変化する磁気インピーダンス効果 (MI) は, 高感度磁界センサとして利用されている. 磁性薄膜を用いた場合, 通常は数 100 MHz 以上でインピーダンス変化が顕著になるが, 先行研究において数 10 MHz の比較的低周波の領域においてインピーダンスの変化が確認された¹⁾. この原因としては, 磁壁共鳴が関与している可能性をすでに報告した²⁾. 本研究では, その磁壁共鳴を利用することで, 数 MHz から数 10MHz の比較的低周波領域で動作する薄膜磁界センサの可能性について検討したので報告する.

2. 実験方法

センサ素子には CoZrNb アモルファス膜を用いた. 磁性体の形状は厚さ 2 μm , 長さ 3 mm, 幅 20, 80 μm のものを用意した. すべての素子において磁界中熱処理を施し, 素子幅方向に磁化容易軸を制御した. 素子長手方向に外部直流磁場を印加し, ネットワークアナライザを用いて素子の長さ 1mm 部分のインピーダンスを測定した. 測定では磁場を -21.6 から 21.6 Oe 間で往復した.

3. 実験結果

Fig. 1, 2 は幅 20 μm の素子におけるインピーダンス及びインダクタンスの外部磁場依存性をそれぞれ示した図である. 高周波電力は -10 dBm とした. アモルファス薄膜磁性材料の場合, インピーダンスの変化には抵抗分の寄与が大きく, 高周波領域では強磁性共鳴や表皮効果で抵抗分の急峻な変化を実現するが, 低周波領域では, インピーダンスの変化は小さい. Fig. 2 において, 5 MHz の時, 約 6 Oe 付近でインダクタンスが急峻に変化している. このときインピーダンスも急峻に変化しており, これは磁壁共鳴によるものと考えられる. Fig. 3 は Fig. 1 の 6.5 Oe から 7.5 Oe の範囲を印加磁界のステップ間隔を細かくして測定した図である. 6.8 から 7.2 Oe にかけて大きなインピーダンス変化が得られており, また, わずかながらヒステリシスが見受けられる. この急峻なインピーダンス変化を利用した磁界センシング特性の詳細は会議にて報告する.

参考文献

- 1) S. Kamata, et. al., Abstracts of the 59th Annual Magnetism and Magnetic Materials Conference, p. 184, 2014.
- 2) 住田他, 平成 28 年電気学会全国大会講演集 Vol. 2, p. 161, 2016.

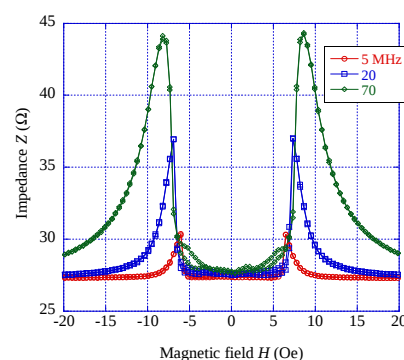


Fig. 1 Field dependence of impedance Z for 20 μm wide element from 5 MHz to 70 MHz.

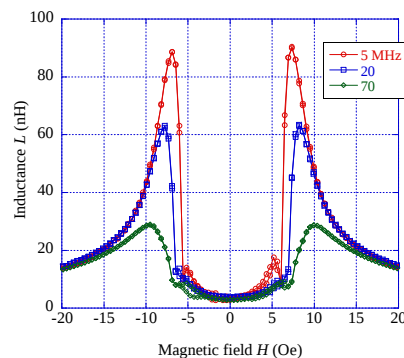


Fig. 2 Field dependence of inductance L for 20 μm wide element from 5 MHz to 70 MHz.

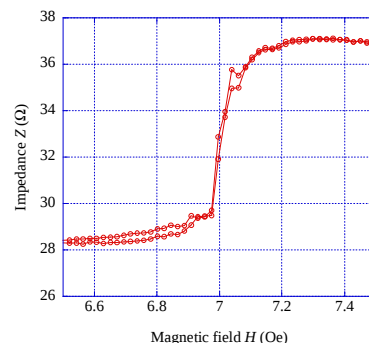


Fig. 3 Field dependence of impedance Z at 5 MHz with fine applied field step.

バイアス通電によるミアンダコプレーナ線路型薄膜センサ素子

植竹宏明, 森谷健太, 富並 剛, 薮上 信
(東北学院大学)

Meandering coplanar line type thin film sensor using direct bias for magnetic film

H. Uetake, K. Moriya, T. Tominami and S. Yabukami
(Tohoku Gakuin University)

1 はじめに バイアスを直接磁性薄膜へ通電するコプレーナ線路型センサ素子を開発した。

2 計測方法 Fig. 1 はミアンダコプレーナ型線路により構成される薄膜磁界センサ素子に直接バイアスを通電する構造の写真を示したものである。これまでは外部に設置したコイルによりセンサへバイアス磁界を印加してきたが、直流電源の安定性やコイルの大きな時定数等により、センサシステムの低周波ノイズ ($1/f$) を増大させる課題があった。そこで本研究ではセンサ素子に使用する磁性薄膜へ直接バイアス電流を通電させることで、センサを駆動することを試みた。ミアンダコプレーナ構造のセンサ素子はガラス基板 (25 mm×25 mm, 1 mm 厚) 上にアモルファス CoNbZr 薄膜 (1 mm×2.25 mm, 1 μ m 厚) を成膜し、SrTiO 薄膜 (0.5 μ m 厚) を介して Cu 薄膜によるミアンダコプレーナ線路 (110 μ m 幅、ギャップ 20 μ m, 2 μ m 厚) をそれぞれリフトオフにより作製した。磁性薄膜の両側にはバイアス用電極として Cu 薄膜成膜した。CoNbZr 薄膜へは回転磁界中熱処理後 (300°C, 2 時間 0.3 T) の後、静磁界中熱処理 (200°C, 1 時間) を施して、Fig. 1 の左右方向へ磁気異方性を付与した。キャリア信号はコプレーナの中心導体の流れ、CoNbZr 薄膜には導通しない。バイアス電流は Fig. 1 に示すような方向へ流れ、CoNbZr 薄膜内には磁化困難軸方向へバイアス磁界を発生させる。バイアス電流によりバイアス磁界が異方性磁界と近い値の際に、キャリアの位相変化および振幅変化が最大値となると考えられる。センサの評価には市販のウェハプローブ (GSG-40-150) を用いてゆっくりとバイアス電流を変化させて、ネットワークアナライザ (HP8722ES) の透過法測定によりキャリアの位相変化を S_{21} から求めた。周波数範囲は 10 MHz-10 GHz とし、バンド幅は 1 kHz, 平均化回数は 16 回とした。

3 計測結果 Fig. 2 は Fig. 1 のセンサにおいて、バイアス磁界に対する、キャリアの位相変化および変化感度を示したものである。キャリア周波数は 2.85 GHz とした。位相変化感度は約 9 Oe で 47 degree/Oe 得られ、この値は外部に設けたコイルによりバイアス磁界を与えた実験値とほぼ対応した。一

般的に電流通電によるバイアスは均一性で劣ると考えられるが、本センサの場合にはキャリア電流による RF 磁界が表皮効果により磁性薄膜の表面に偏るため、良好な感度が得られたと考えられる。

謝辞 本研究の一部は JST COI TOHOKU プロジェクトの研究成果である。また本研究の一部は科研費 (16H04378) の研究成果である。

参考文献 1) H. Uetake, T. Kawakami, K. Moriya, S. Yabukami, and T. Ozawa, *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, Vol. 51, No. 11, 4005003 (2015).

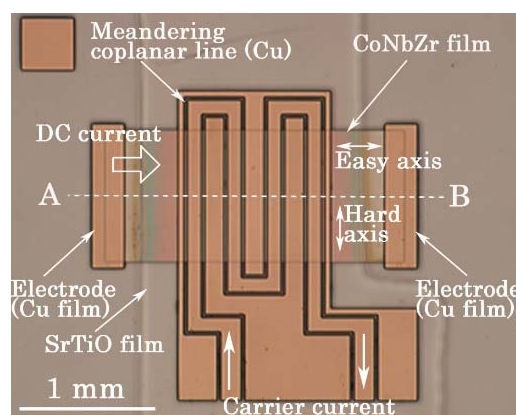


Fig. 1 Schematic of measurement system.

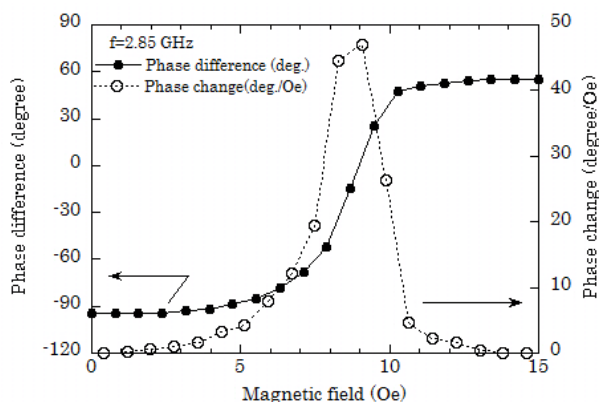


Fig. 2 Phase difference and phase change as a function of applied bias field.

複数の励磁コイルの適用による位置検出システムの検出性能改善

太崎 祐太郎, 栢 修一郎, 薮 上 信*, 金 高 弘 恭, 石 山 和 志
(東北大学, *東北学院大学)

Study for improvement of detection ability of position-detecting system using multi excitation coils

Y. Osaki, S. Hashi, S. Yabukami*, H. Kanetaka, K. Ishiyama
(Tohoku Univ., *Tohoku Gakuin Univ.)

1. はじめに

手の開閉時を中心に隠れ(オクルージョン)が発生しがちである手指の運動計測に対して, 我々の提案する LC 共振型磁気マーカーを用いたワイヤレス位置検出システム¹⁾は有力な候補の1つであるが, その構成上, マーカの姿勢によっては励磁効率が悪く低下し, 位置検出が困難になるという状況が不可避であった. この問題を解決するため, 複数の励磁コイルを用いて位置検出性能を改善可能な構成や方法について検討を行った.

2. 実験方法

Fig. 1 にシステムの模式図を示す. 検出コイル(計 36 個)アレイ, フェライトコア($\phi 3 \times 15\text{mm}$)に巻線を施しチップコンデンサを付与した LC 共振型磁気マーカー, 励磁コイルから成る. 従来 1 個であった励磁コイルを Fig. 1 のように, 2 個 1 組のコイルペアが交差するように計 4 個の励磁コイルを平面配置した. 各組の励磁コイルの一方には周波数 f_1 の, もう一方には周波数 f_2 の励磁磁界を同時に発生させ, 2 組のペアを交互に切り替えながら励磁を行う. ここで f_1, f_2 は, 磁気マーカーの共振時の検出コイルの誘起電圧を模式的に表した Fig. 2 に示すように, それぞれ極大, 極小に対応する周波数である.

位置検出の手順として, 初めに励磁コイルの磁界のみによる各検出コイルの誘起電圧(バックグラウンド電圧)を測定し, マーカを設置した時の各検出コイルの誘起電圧とバックグラウンド電圧の差分を取ることで得られるマーカー寄与電圧(V_{marker})を用いて, マーカから発生する磁界をダイポール磁界と近似した逆問題を解くことでマーカーの位置・方向が算出される.

この方法の短所として, 励磁磁界の切り替えと測定データ処理の複雑化により検出速度の低下は避けられないが, 各コイルペアの励磁磁界は周波数が異なる(f_1, f_2)ため単純な合成磁界とならず 3 次元的な励磁が可能である. さらに 2 組のペアを用いることでマーカーを励磁できない状況(姿勢)を完全に解消できると考えられる.

3. 実験結果

姿勢角 θ, ϕ をそれぞれ変化させ複数の座標においてマーカーを固定した状態で各点 10 回の測定を行い, 励磁コイル 1 個の場合と 4 個の場合の評価を行った. Fig. 3 に測定結果の一部を示す. 従来の方法である励磁コイルが 1 個のみの場合に比べて, 4 個の場合の測定結果はほぼ 1 点に収束しており, マーカ姿勢角の変化に対する位置検出精度が大幅に改善されることが明らかとなった.

参考文献

1) 薮上, 他, 日本応用磁気学会誌, **28**, 877 (2004)

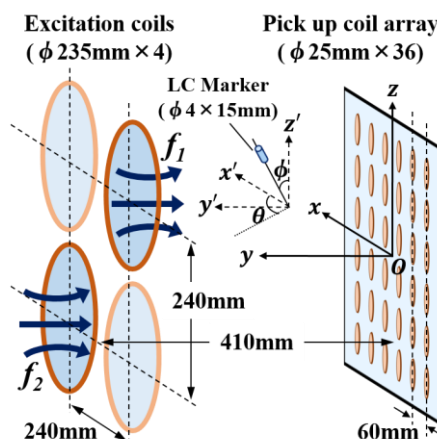


Fig. 1. Diagram of position-detecting system using 4 excitation coils.

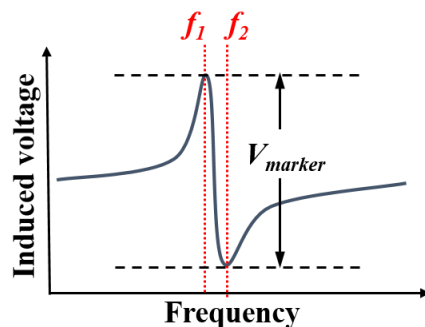


Fig. 2. Diagram of induced voltage by LC resonance of marker.

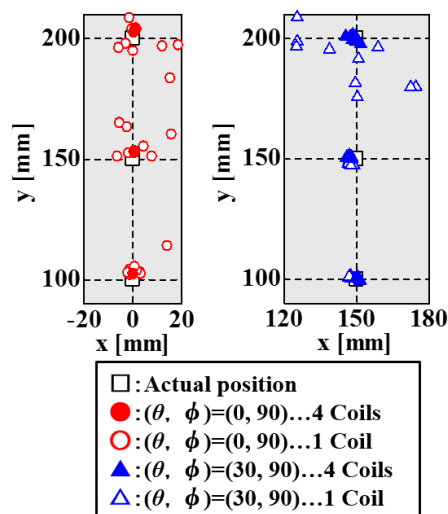


Fig. 3. Comparison of position accuracy under variation of attitude angles.

金属磁性超薄膜の Faraday 効果を利用した

光ファイバ電流センサの基礎検討

花田貴拓、井原敬人、北澤真、久保利哉*、宮本光教*、佐藤敏郎、曾根原誠
(信州大学、*シチズンファインデバイス株式会社)

Fundamental study of optical probe current sensor using
Faraday Effect of metallic magnetic thin film

T. Hanada, H. Ihara, S. Kitazawa, T. Kubo, M. Miyamoto, T. Sato, M. Sonehara
(Shinshu Univ., *CITIZEN FINEDEVICE CO., LTD)

はじめに

電磁ノイズの影響を受けない磁界センシングの方式として、光ファイバや磁性ガーネットの Faraday 効果を利用した磁界センサが既に実用化されているが^{(1),(2)}、電気電子機器の組込み電流センサへの応用はほとんどないのが実情である。本稿では、磁性ガーネットの代わりに金属磁性超薄膜の Faraday 効果を用いるセンシング方式について基礎検討を行ったので報告する。

実験方法と結果

Fig.1 に電流センサの一構成法を示す。光源には波長 1550nm、10mW 出力の ASE (Amplified Spontaneous Emission) 光源を用い、光信号伝送には偏波保持 PANDA (Polarization maintaining AND Absorption reducing) ファイバを用いる。膜面垂直方向に電流磁界 $H(I)$ が印加された金属超薄膜に直線偏光を入射すると光の偏光面が Faraday 効果により主軸から θ_F 回転した楕円偏光となる。さらに光学軸を 22.5° 回転させた $\lambda/2$ 波長板 (HWP) を透過した光の偏光面は Faraday 効果と合わせて主軸から $\theta_F + 45^\circ$ 傾いた楕円偏光となる。透過光を PBS (Polarizing Beam Splitter) で P 偏光と S 偏光に分光しフォトダイオード (PD) で受光し、電気信号に変換することで電流センシングが可能となる。今回、センサヘッド部の Co 超薄膜の Faraday 回転角を透過光強度－磁界特性を用いて評価した。

Fig.2 に 30nm-Co 膜の $\lambda/2$ 波長板透過 P 偏光および S 偏光強度と外部磁界 H との関係を示す。外部磁界に対して P 偏光および S 偏光強度ともに直線的に変化し、Faraday 回転角に換算すると 10 kOe の外部磁界で 1.68° の回転角が得られた。膜面垂直方向の 10 kOe の外部磁界では、30nm-Co 膜はまだ飽和磁化しておらず、最大 Faraday 回転角は 1.68° より大きいと推測される。発表当日は、Faraday 効果の増大とセンサヘッドの小型化を目指したセンサ構成についても報告する。

参考文献

- (1) 高橋正雄, 佐々木欣一, 大野有孝, 桑原豪, 木田聡, まぐね, Vol.1, No.3, 118 (2006).
- (2) 鎌田修, 高瀬屋京子, 日本応用磁気学会誌, Vol.23, No.4-2, 1417 (1999).

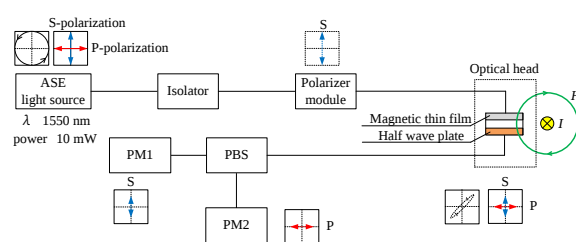


Fig. 1 An example of optical probe current sensor using Faraday Effect of metallic magnetic thin film.

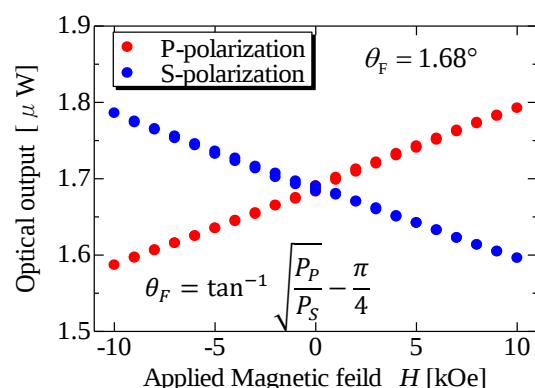


Fig. 2 Relationship between transmission P-polarized and S-polarized light intensity, and external magnetic field measured in 30nm-Co thin film.