

NCMR trilayer 素子を用いたゼロ磁場での高周波発振

戸田裕介、塩川陽平、坂本圭弥、Al-Mahdawi Muftah、佐橋政司
(東北大学大学院 工学研究科)

High frequency oscillation with NCMR trilayer device at zero field
Y. Toda, Y. Shiokawa, K. Sakamoto, M. Al-Mahdawi and M. Sahashi
(Department of Electronic Engineering, Tohoku University, Sendai, Japan)

はじめに

スピン偏極を用いた磁気多層膜におけるマイクロ波発振素子が近年注目されている。この発振は、小型化・低消費電力等の利点があり、チップ間の無線通信など各種応用が期待されている。最近の報告では、実用化にはゼロ磁場または低磁場での高周波発振が必要であることから、CPP-GMR の trilayer における低磁場での高周波発振が報告されている¹⁾。我々は、 $\text{Fe}_{0.5}\text{Co}_{0.5}\text{-AlO}_x$ NOL 中に強磁性メタルナノコンタクトを有す Nano-contacts Magnetoresistance (NCMR)を用い、MR が 13 %とあまり大きくないにも関わらず、Vortex モード発振において低半値幅 3.8MHz で高出力 0.3 μW の発振が得られたのは、強磁性ナノコンタクトによる効果だと考えている²⁾。本研究では、NCMR-Trilayer から成る発振素子を作製し、低磁場及びゼロ磁場での 10 GHz 以上の高周波発振を観測することができたので、その結果について報告する。

実験方法

測定試料の膜構成は under-layer/ $\text{Fe}_{0.5}\text{Co}_{0.5}$ (5nm)/ AlO_x -NOL/ $\text{Fe}_{0.5}\text{Co}_{0.5}$ (5nm)/capping-layer、素子サイズは $120 \times 240 \text{ nm}^2$ の楕円ピラーで、under-layer までミリングしたピラー形状となっている。マイクロ波測定は測定範囲 0.1~26.5 GHz のスペクトラムアナライザを用いて直流電流 12 mA、磁場を-1000~1000 Oe の範囲で 20 Oe 刻みで印加させて測定した。

実験結果

0 Oe では周波数 13.3 GHz、半値幅 128.2 MHz、積分出力 0.26 nW の発振、220 Oe で周波数 15.7 GHz、半値幅 10.2 MHz、積分出力 0.10 nW の発振を観測した(Fig.1)。Fig.2 に長軸方向+220 Oe の外部磁界を印加した際の電流依存性を示す(Fig.2)。10.8 mA で周波数 14.8 GHz 半値幅 27.4 MHz、約 1.0 nW の積分出力の発振が観測された。この発振はダイポール磁場に加え、強磁性ナノコンタクトによる層間結合磁界の影響を受けているものと考えられる。

謝辞 本研究の一部は総務省 SCOPE(000212629)の助成を受けたものである。

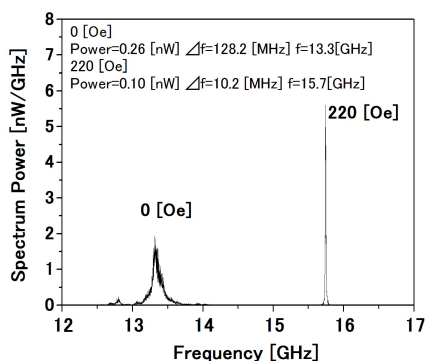


Fig.1: Spectrum output with 0 Oe and 220 Oe

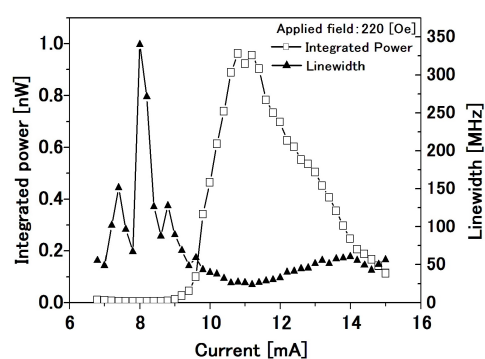


Fig.2: Current dependence of integrated power (square line) and linewidth(triangle line) at 220 Oe

参考文献

- 1) P. M. Braganca, K. Pi, R. Zakai, J. R. Childress, and B. A. Gurney, Appl. Phys. Lett., 103, 232407 (2013).
- 2) Y. Toda, Y. Shiokawa, M. Sahashi et al, IEEE INTERMAG Conference, Dresden, Germany May 6, 2014

NCMR-STO 素子における発振特性のフリー層膜厚依存性

坂本圭弥、塩川陽平、戸田裕介、春日聡志、Muftah Al-Mahdawi、佐橋政司
東北大学

Free layer thickness dependence of microwave features in NCMR-STO
K.Sakamoto, Y.shiokawa, Y.Toda, S.Kasuga, M.Al-Mahdawi, M.Sahashi
Tohoku University

はじめに

スピントランスファートルクを用いて磁化が歳差運動し GHz 帯のマイクロ波発振を誘起させるスピントルクオシレータ(STO)は次世代の高周波発振素子としてセンサや通信モジュールへの応用が期待されている。主にこのマイクロ波発振には、uniform モードと Vortex モードの二つの発振モードが存在し、一般的には前者は面内中心軸で高周波かつ低出力、後者は低周波かつ高出力という特性がある。一方で Gaslienko らによると、単磁区と Vortex 磁区は磁性ドットの膜厚と半径によって制御できるという報告がある [1]。本研究では、ナノ接点磁気抵抗(NCMR)素子を用いた STO のフリー層膜厚を変化させ、膜厚ごとの発振特性を評価した。

実験方法

膜構成は SiO_x 基板/Ta/Ru₂/FeCo t/Al_{1.3}/IAO/Al_{0.3}/FeCo_{2.4}/IrMn₇/Cap(nm)[t=2.4,5,10,15]とした。ナノ接点作製手法は Ion-Assisted-Oxidation(IAO)法を用い、成膜後に磁界中で熱処理を行った。VSM にて面内容易軸である事を確認している。素子形状は半径 80~300nm の円形ピラーに電子線リソグラフィとイオンミリング法を用いて加工した。素子抵抗の評価には直流 4 端子を用い、MR, RA は膜厚に対してほぼ変化せず MR が 10~13%、RA が 0.4~0.6 Ω μm² となった。直流電流印加によるマイクロ波発振にはスペクトルアナライザで計測した。外部磁場はピン方向に対して水平に印加し、フリー層がピン層と反平行となる方向を正の向きとした。

実験結果

フリー層膜厚 2.4,10,15nm における発振出力および発振周波数の結果を Fig.1(a)(b)に示す。

フリー層膜厚 2.4nm では 6GHz 付近 0.03nW 程度で高周波かつ低出力な uniform-mode-like な発振が、10,15nm では低周波かつ高出力な Vortex-mode-like な発振が得られ最大出力のものでは 0.4GHz 付近で 297nW の発振が得られ、膜厚によって発振モードのコントロールが出来た事を示唆する結果となった。講演ではそれぞれの膜厚での発振モード、出力、発振周波数、線幅の変化を議論する。

謝辞 本研究の一部は総務省 SCOPE(000212629)の助成を受けています。

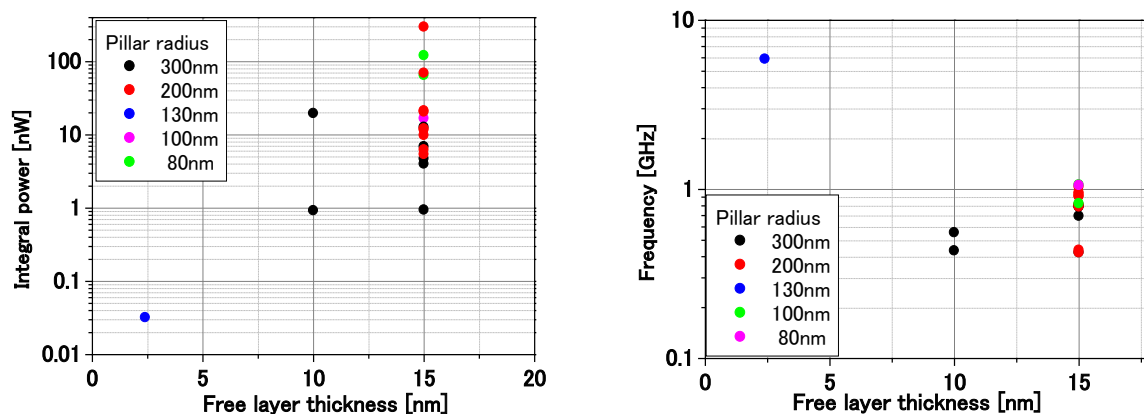


Fig.1 The (a) integrated power (left) and (b) frequency (right) dependence on free layer thickness

参考文献

- 1) K.Yu.Guslienko, J.Nanosci.Nanotechnol. 8,2745-2760(2008)

NCMR マイクロ波発振による無線伝送

春日聡志、塩川陽平、坂本圭弥、戸田裕介、Muftah Al-Mahdawi、鈴木健司*、鈴木英治*、佐橋政司
 東北大学大学院 工学研究科 *TDK(株)

Wireless transmission by oscillation of NCMR-STO

S. Kasuga, Y. Shiokawa, K. Sakamoto, Y. Toda, M. Al-Mahdawi, T. Suzuki*, E. Suzuki*, M. Sahashi
 Electronic Engineering Department, Tohoku Univ., *TDK Corp.

はじめに

近年、磁気抵抗素子に直流電流を印加した際に生じるマイクロ波発振や、高周波電流を印加した際に生じる整流効果が注目を集めており、チップ間無線通信など各種応用が期待されている。我々は、FeCo-AlO_xNOL中に強磁性メタルナノコンタクトを有する Nano-Contacts-Magnetoresistance (NCMR) を用いた高周波無線伝送の実現を目指している[1]。本研究では NCMR によるマイクロ波発振器と電磁界共鳴アンテナを用いた無線伝送について報告する。

実験方法

NCMR マイクロ波発振器の膜構成は、熱酸化 Si 基板(Si(100)/SiO₂ 200nm)/Ta 5/Cu 200/Ta 40/Ru 2/FeCo 15/Al 1.3/IAO 20sec/Al 0.3/Fe_{0.5}Co_{0.5} 2.4/IrMn 7/Cu 10/Ru 10 (nm)である。直流電流印加によるマイクロ波発振をスペクトラムアナライザで測定し、電磁界共鳴アンテナの特性をネットワークアナライザで測定した。さらに、直流電流により励起されたマイクロ波発振を電磁界アンテナに導入し、スペクトラムアナライザで伝送特性を評価した。電磁界共鳴アンテナは共鳴周波数を 1GHz にもつ直径 9mm φ の λ/4 共振アンテナを作製した。

実験結果

Fig.1 に、本実験で用いたアンテナの伝送特性を示す。1GHz 近傍で帯域 0.31GHz、最大伝送効率-0.91dB(81%)の特性が得られている。Fig.2 にアンテナで無線伝送した場合の発振スペクトルを示す。無線伝送前は出力 41.9nW、線幅 5.6MHz、Q 値 188 の発振が、無線伝送後、出力 5.18nW と伝送前の 12%に低下しており、アンテナの伝送効率より低下している。ネットワークアナライザの理想的なスペクトルと比べてマイクロ波発振の Q 値が低いことが影響しているものと考えられる。

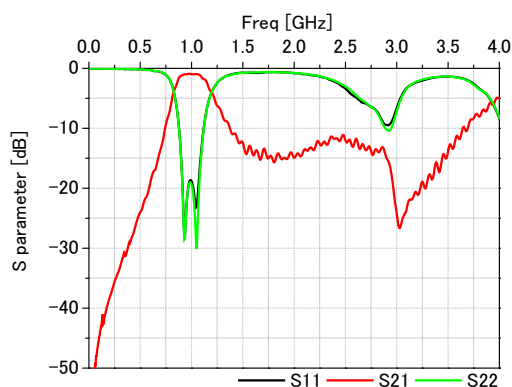


Fig.1 Transmission characteristics of antenna

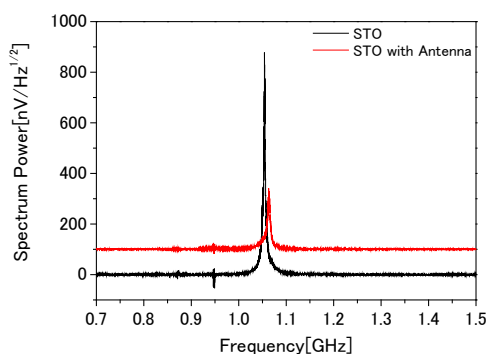


Fig.2 Spectrum output through antenna

謝辞

本研究の一部は総務省 SCOPE(00212629)の助成を受けています。

参考文献

- 1) IEEE International Magnetism Conference, Dresden, Germany May 6, 2014

Beating field 方式高周波 MFM による コプレーナ伝送線路の GHz 帯近傍磁界分布評価

遠藤 恭, 荒井 薫, 大西真輝, 柳 邦雄, 島田 寛, 山口正洋 (東北大工)

Estimation of GHz range magnetic near field distribution on a CPW using beating field type HF-MFM

Y. Endo, K. Arai, M. Onishi, K. Yanagi, Y. Shimada, M. Yamaguchi (Tohoku Univ.)

はじめに 携帯情報端末内部の RFIC チップ上ではデジタル回路規模の増大にともない、デジタル回路で発生した電磁ノイズがアナログ回路に混入して電磁干渉問題が深刻化する恐れがある。この問題の対策として、チップ内で発生した電磁ノイズの発生源、伝搬経路、混入先の特定が重要であり、微細な信号線等を通る電流が作り出す近傍磁界を検出する高空間分解能を有する新たな計測法の開発が望まれている。

我々は、検出センサとして磁気力顕微鏡 (MFM) 探針に着目し、場のうなり (Beating field) 方式高周波 MFM の開発を行ってきた^{1), 2)}。これまでに、周波数帯がわずかに異なる 2 つの正弦波信号を CPW に同時に入力し、その線路上で擬似的に Beating field を発生させて、MFM 探針で高周波近傍磁界計測が可能であることを明確にした。本研究では、提案した Beating field 方式高周波 MFM を用いて CPW 上で発生する GHz 帯近傍磁界分布を評価した結果について報告する。

実験方法 Beating field 方式高周波 MFM では、2 台の信号発生器を用いて搬送波信号を CPW へ、また搬送波信号の周波数とわずかにずらした周波数の参照信号を MFM 探針直上に設置した励磁コイルへそれぞれ入力し、CPW と励磁コイルとの間で Beating field を発生させた。この CPW 上に MFM 探針を置くと、探針は Beating field の勾配に応答して振動し、参照信号の周波数をわずかに掃引して搬送波信号の周波数との差分が探針の機械的共振周波数とほぼ一致すると、探針の振動振幅が最大となった (図 1)。このときの振幅値を計測した。

本計測に用いた MFM 探針は、軟磁気特性を有する Ni-Fe 膜 (50 or 100 nm 厚) を DC マグネトロンスパッタでコートした Si 探針 (Ni-Fe コート探針) である。CPW は一端を終端させた 1 ポート型形状である。その寸法に関しては、信号線、グラウンド線、両線間のギャップ幅、線路長は 5, 50, 6, 8000 μm である。CPW の特性インピーダンスは 189 Ω である。また、MFM 探針直上に設置した励磁コイルは直径 100 μm の半ターンコイルである。

結果 CPW に 1.6 GHz の搬送波信号を、また励磁コイルに 1.600025 GHz の参照信号をそれぞれ入力し、Ni-Fe コート探針を基板表面から 0.50 μm の高さに固定ながら CPW の幅方向に走査させて、共振時における探針の振動振幅値を計測した。その結果を図 2 に示す。その振動振幅値は CPW の幅方向のすべての範囲で観測でき、 $x = 0 \sim 2.5 \mu\text{m}$ で極大、 $x = -6.5 \sim -2.8 \mu\text{m}$ および $4.5 \sim 7.5 \mu\text{m}$ で極小となった。この振動振幅値の極大および極小領域は、それぞれ CPW の信号線中央およびギャップ中央の位置と対応している。この結果は、振幅変調型高周波 MFM で観測された結果とは異なり、主に CPW 上で発生する高周波近傍磁界の平行成分を反映したものであり、Beating field 方式高周波 MFM を用いると CPW 上で発生する GHz 帯近傍磁界分布の検出が可能であることを表わしている。

謝辞 本研究の一部は、科研費 (No. 26630119)、総務省電波利用料制度による電波資源拡大のための研究開発「高速・高品質な無線通信実現のための IC チップレベルの低ノイズ化技術の研究開発」および科学技術振興調整費 (先端融合領域イノベーション創出拠点の形成「マイクロシステム融合研究開発拠点」) の支援を受けて行われた。

参考文献 1) 遠藤恭, 福嶋正昭, 荒井薫, 島田寛, 山口正洋, 電気学会マグネティック研究会資料, MAG-13-162, 41 (2013). 2) Y. Endo, M. Fukushima, K. Arai, Y. Shimada, and M. Yamaguchi, J. Appl. Phys. **115**, 17D120 (2014)他。

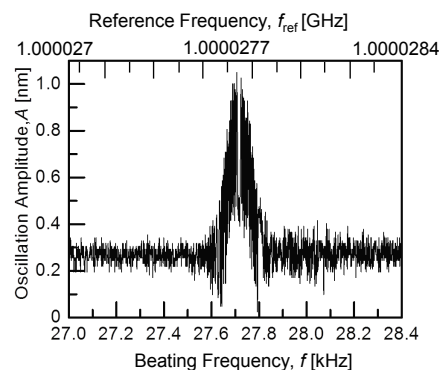


Fig. 1. Oscillation amplitude of MFM tip measured at 0.4 μm above the CPW surface on the center-line of the gap between the signal and ground lines as a function of the reference frequency (or beating frequency) for the signal frequency of 1.0 GHz.

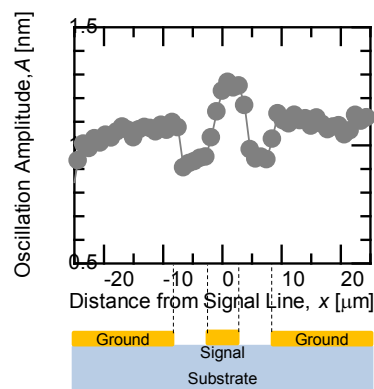


Fig. 2. Dependence of oscillation amplitude of MFM tip on the center of the signal line in the CPW for the signal frequency of 1.6 GHz.

マイクロストリップ型プローブによる極薄膜透磁率計測

楠 洸介, 藪上 信*, 小澤哲也*, 植竹宏明*, 山田 洋, 宮澤 安範**, 島田 寛***

(仙台高等専門学校, *東北学院大学, **東栄科学産業, ***東北大学)

Permeability measurement of magnetic thin film by microstrip probe

K. Kusunoki, S. Yabukami*, T. Ozawa*, H. Uetake*, H. Yamada, Y. Miyazawa**, Y. Shimada***

(Sendai National Collage of Technology, *Tohoku Gakuin University, **Toei Scientific Industrial co., ltd, ***Tohoku University)

1 はじめに 磁性薄膜を用いたセンサデバイスには一層あたり数 nm 程度のスパッタがなされる。ここでは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薄膜に近接させることで非破壊に極薄膜透磁率評価を試みた。

2 透磁率計測方法 Fig. 1は計測システム構成及び評価する磁性薄膜を模式的に示した図である。プローブは2本のセミリジッドケーブルとマイクロストリップ線路で構成されている。マイクロストリップ導体を磁性薄膜に近接配置することで透磁率を評価する。マイクロストリップ線路に流れる高周波電流は幅方向に高周波磁界を励磁することになるため、困難軸方向の透磁率が高周波インピーダンスに対応する。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 8722ES)に接続し、薄膜の容易軸方向へ約1000 Oeの直流磁界を加えて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。その後強磁界を解除して透過係数(S_{21})を測定し、(1)式よりインピーダンスを算出する。膜厚方向へ電流が表皮効果で偏ることでインピーダンス Z_s が決定されることを仮定し、(2), (3)式を用いてNewton-Raphson法により、複素透磁率を最適化する¹⁾。

$$Z_s = 50(1 - S_{21})/S_{21} \quad (1)$$

$$Z_s = \frac{k_s \rho l}{2w} \coth\left(\frac{k_s t}{2}\right) \quad (2)$$

$$k_s = \frac{(1+j)}{\sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}}} \quad (3)$$

ただし、 ρ は抵抗率、 l は試料長さ、 w は試料幅、 t は膜厚、 f は周波数、 μ_r は複素比透磁率である。

3 計測結果 Fig. 2にアモルファスCoNbZr薄膜(25 mm × 25 mm, 厚み3 nm)における透磁率計測結果を示す。CoNbZr薄膜はRFスパッタ法により成膜した。磁化容易軸へ約120 Oeの直流磁界を印加して、強磁性共鳴周波数を3 GHz付近にしている。BW

は100 Hz、平均化回数は16回とした。●○は最適化法により求めた測定値であり、実線および破線はLLG方程式と渦電流を考慮した理論値²⁾である。低周波では膜厚が薄いためSN比が悪化しているものの、3 GHz付近の強磁性共鳴を含めて、大まかな評価が出来ていることが了解される。

謝辞 本研究の一部はJST復興促進プログラムの成果である。

参考文献 1) T. Kimura, S. Yabukami, T. Ozawa, Y. Miyazawa, H. Kenju, and Y. Shimada, *Journal of the Magnetics Society of Japan*, **38**, 87 (2014). 2) Y. Shimada, J. Numazawa, Y. Yoneda and A. Hosono, *J. Magn. Soc. Jpn.* **15**, 327 (1991).

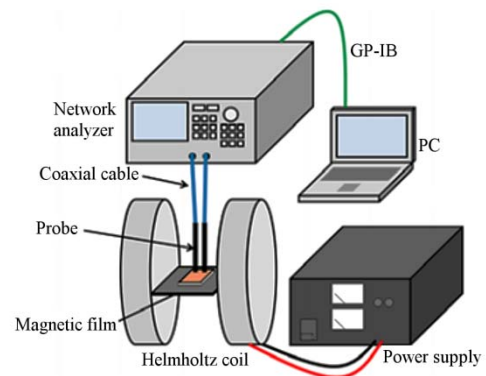


Fig.1 Structure of measurement system.

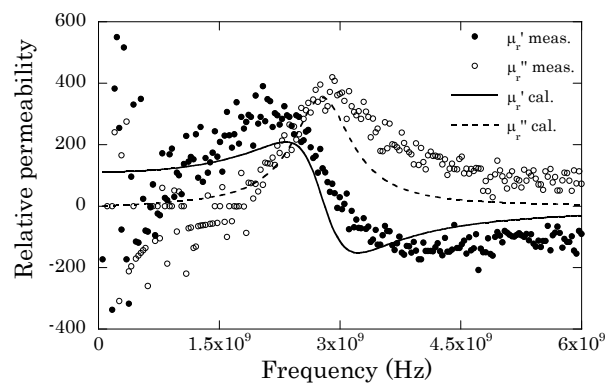


Fig.2 Measured permeability of CoZrNb film(3nm thick).

Electromagnetic analysis of FMR performance on multilayered Co-Zr-Nb film integrated on MSL

J. Ma, Y. Shimada, S. Muroga, Y. Endo, M. Yamaguchi
(Tohoku Univ.)

1. Introduction

A new method for noise suppression using magnetic film was proposed. With this magnetic film implemented with RF IC chip, good noise suppression was demonstrated¹⁾. In order to understand the mechanism of this magnetic film, this paper discussed the IC chip level noise suppressor model consisting of MSL (microstrip line) covered with a multilayered Co-Zr-Nb film on the top by using a finite element method full wave electromagnetic simulation.

2. Approach

Fig. 1 shows a simulation model of a MSL covered with a magnetic film on the top. The signal line was 160 μm wide and 20 mm long. The magnetic film was 10 \times 10 mm in sizes and set 10 μm above the signal line of MSL. The film was composed of a stack of SiO₂ (50 nm) / [Co-Zr-Nb (250 nm)/Air (5 nm)] \times 4 and the film's easy axis (e.a.) was set running parallel to the length direction of MSL (hereafter MSL//e.a.). The full wave electromagnetic simulation model (HFSS, Ansys Co) had the same structure and dimension of MSL and magnetic film as experiment we have done before²⁾. The model area is noted as the part in the dotted line in Fig. 1.

3. Results and discussion

Fig. 2 shows the calculated and measured results. They agreed in both magnetic near field probe output and conduction losses $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}} = 1 - (|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2)$). At 1.1 GHz the shielding effectiveness became the highest. Comparing with blank (without film), a 16 dBm near field intensity dip was observed. The peak of conduction noise suppression $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ was in 2 GHz which should include magnetic and eddy current losses, indicating that FMR frequency shifted to 2 GHz and led to the peak of $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$. The demagnetization factor N_d was determined by the shape of magnetic film where the effective film's length l_{eff} depended on the film relative permeability μ . That was $(1/N_d) \propto l_{\text{eff}} \propto \mu$. Therefore FMR frequency $f_{rd} = \gamma / (2\pi) \sqrt{M_s(H_k + N_d M_s) / \mu_0}$ ³⁾ depends on the frequency profile of permeability. In simulation we calculated the effective film length l_{eff} and corresponding FMR frequencies as shown in Fig. 3. The calculated FMR frequencies were around 2 GHz and approximately independent of the frequency profile of the permeability.

4. Conclusion

A full wave electromagnetic simulation that corresponded to the experiment was built. Based on this simulation setup it's possible to analyze the noise suppression mechanism of the Co-Zr-Nb magnetic film. It's clear that the FMR happened in the frequency of 2 GHz and caused the peak of conduction losses $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$.

References

- 1) S. Muroga, Y. Shimada, Y. Endo, S. Tanaka, M. Yamaguchi, M. Murakami, K. Hori, N. Azuma, M. Nagata, S. Takahashi, *EMC Compo 2013*, pp. 47-50 (2013).
- 2) Y. Shimada, J. Ma, T. Ito, K. Yanagi, Y. Endo, S. Muroga, M. Yamaguchi, "Performance of crossed anisotropy multilayered CoZrNb films as IC chip level electromagnetic noise suppressor," *IEEE Trans. Magn.*, Vol.50, (Oct. 2014 in press).
- 3) C. Kittel: "固体物理学入門", 丸善出版 (2005).

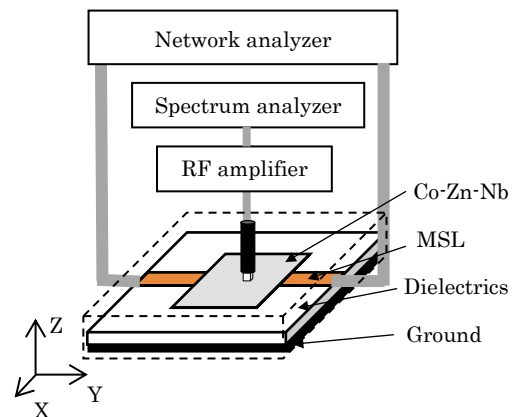


Fig. 1 Experimental setup: magnetic film 10 μm above the MSL with input power -5 dBm.

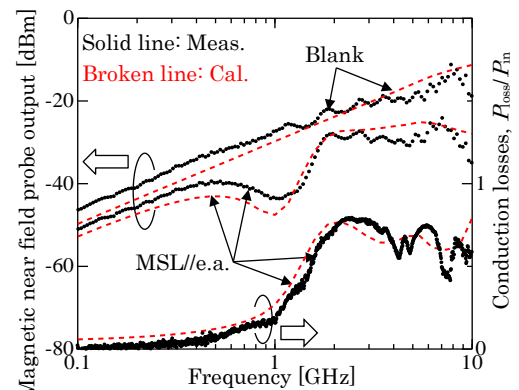


Fig. 2 Simulation results compared with experiment results: magnetic near field probe output and conduction losses $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$

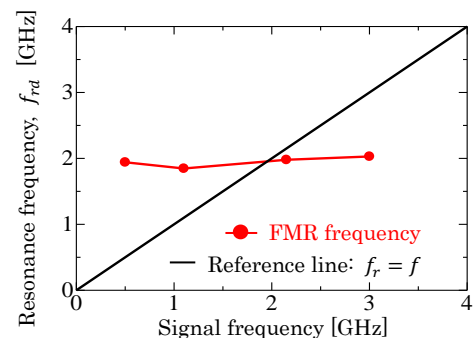


Fig. 3 Calculated FMR frequency f_{rd} in each signal frequency

面内等方性を有する Co-AlN 膜の高ノイズ抑制効果

木嶋英恵¹、大沼繁弘^{1,2}、島田寛¹、増本博¹、遠藤恭¹、山口正洋¹

¹東北大、²電磁研

High noise suppression effects of magnetically isotropic Co-AlN films

H. Kijima¹, S. Ohnuma^{1,2}, Y. Shimada¹, H. Masumoto¹, Y. Endo¹ and M. Yamaguchi¹

¹Tohoku univ. and ²RIEM

はじめに

次世代のワンチップ電源および無線通信用 RFIC チップ等では、高周波帯域における配線中を伝播する電磁ノイズが問題となっている。これらの有害なノイズ抑制を目的とした、チップへの軟磁性薄膜の適用においては、膜が面内のいずれの方向にも等しく、高い電磁波抑制効果を有することを前提とする。しかしながら、実際の薄膜の磁氣的性質に起因したノイズ抑制効果は、膜の面内方向の一軸磁気異方性により使用方向が制限されるという問題がある。そこで、最近では高いノイズ抑制効果の実現を目指して、異なる異方性軸を有する磁性層の多層複合化などの、面内等方性の付与が試みられている¹⁾。これらの膜は、面内全方向に比較的大きな高周波透磁率およびノイズ抑制効果を示すが、成膜時に基板回転を必要とするため工業的生産性に課題がある。我々は、これまでに膜面内に磁氣的等方性を有し、かつ数 GHz まで高い透磁率を有する軟磁性膜を見出し、かつ、高周波特性が膜の垂直磁化に起因することを報告してきた²⁾。今回、面内等方性を有する Co-AlN 膜について GHz 帯における高い電磁ノイズ抑制効果を見出したので報告する。

実験方法

Co-AlN 膜(膜厚 1-20 μm)は、RF マグネトロンスパッタ法を用いて作製した。得られた膜のノイズ抑制効果を、伝導損失および近傍磁界損失の二つについてそれぞれ評価した。伝導損失($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$)は、磁性膜を装荷した信号線幅 47 μm のマイクロストリップライン(MSL)において、散乱行列の反射係数 S_{11} および透過係数 S_{21} を測定した³⁾。近傍磁界強度は、検出コイル(NEC エンジニアリング社製、CP-1S)の高さが MSL から 600 μm の場合の誘導磁場を検出した。MSL の長さ方向に対して 90° の方向に外部磁界(~ 900 Oe (72 kA/m))を印加した場合における誘導磁場の評価も行った。

実験結果

最も厚い 20 μm の膜では、飽和磁化 12.5 kG (1.25 T)、飽和磁界 82 Oe (6.5 kA/m)を有し、面内に磁氣的等方性を有する。この膜の電気比抵抗は 100 $\mu\Omega\text{cm}$ であった。図 1 に、厚さ 20 μm の Co-AlN 膜について、0.01-5 GHz までの近傍磁界強度の測定結果を示す。磁性膜を MSL に対して 90° 回転させた結果から、膜面内に試料を回転させても近傍磁界強度にほとんど差が見られなかった。外部磁界を印加した場合(点線)、100 MHz までの近傍磁界強度が増加し、膜の軟磁気特性に起因することが示唆される。一方、右側の $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ では、数 100 MHz 以上において渦電流が主な原因と考えられる値の増加が見られた。0.1-5 GHz の非常に広い周波数帯域において、-20 dBm のノイズ抑制効果が得られた。

参考文献

- 1) 菅原英州 他, 日本応用磁気学会誌, 28-2 (1994) 397.
- 2) H. Kijima et al., J. Magn. Soc. Jpn., 36 (2012) 287.
- 3) S. Yoshida et al., IEEE. Trans. Magn., 37-4 (2001) 2401.

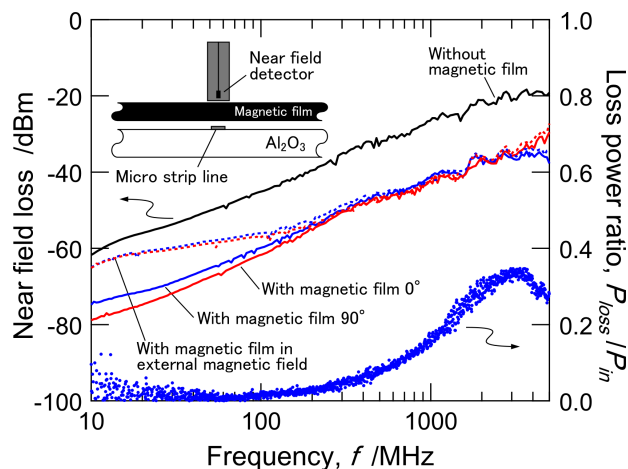


図 1 Co-AlN 膜(20 μm)の伝導損失(●)および近傍磁界損失の周波数依存性。

軟磁性扁平微粒子コンポジットのインダクタへの配列方法の検討

佐藤 寛之¹, 遠藤 恭¹, 宮崎 孝道¹, 山口 正洋¹,
鎌田 博², 高橋 正仁², 坂元 真彦², 米田 茂², 加藤 直也² (¹東北大工, ²光電子(株))

Study on the fabrication of inductors with magnetically soft flakes composite

Hiroyuki Sato¹, Yasushi Endo¹, Takamichi Miyazaki¹, Masahiro Yamaguchi¹,

Hiroshi Kamada², Masahito Takahashi², Masahiko Sakamoto², Shigeru Maita² and Naoya Kato²

(¹Tohoku Univ., ²Hikaridenshi Co., LTD)

はじめに 近年, 小型携帯端末に内蔵されている LSI の低電圧大電流化が進み, 配線損失を減少させるため, DC-DC コンバータのワンチップ化が求められている¹⁾. そのためには, 小型・低背化したインダクタの開発に加えて, 高いインダクタンス密度が必要であり, 高飽和磁化の磁心材料を用いることが重要である. 我々のグループでは, 磁心材料として扁平形状の磁性微粒子に着目し, マイクロインダクタの試作・評価を行い²⁾, 高インダクタンス密度を得るためには磁束の向きに対して扁平微粒子の様な配列が重要であることがわかった. したがって, 本研究では, 磁性扁平微粒子をインダクタ (空心コイル) の周りに一様に配列させる方法について検討した.

実験方法 本研究におけるマイクロインダクタの設計指針は, 定格電流 1 A においてインダクタンス 0.5 μH 以上および直流抵抗 100 $\text{m}\Omega$ 以下, 寸法は高さ 0.5 mm 以内および外径 3.0 mm 以内とし, まず磁気回路を用いてインダクタの設計を行った. インダクタの素線には直流抵抗低減のためにリッツ線または平角線を, また, 磁性扁平微粒子には平均粒径 50 μm , 厚さ 3 μm の Co 系扁平微粒子を選択した. この磁性扁平微粒子とエポキシ系樹脂のコンポジットを治具に滴下し, コイルを埋め込み, 熱硬化させて成形してインダクタを試作した. 試作に際して, 磁性扁平微粒子を一様に配列させるために, インダクタへの電流印加によって生じる磁界を利用する方法 (磁力配列) とインダクタの上部から応力を加える方法 (応力配列) に関して形状および電気特性から比較検討した. なお, マイクロインダクタの電気特性評価に関してはインピーダンスアナライザ(4294A, Agilent Co.)を用いた.

実験結果 磁力および応力配列させた場合に微粒子 1 個あたりに加わるトルクを計算したところ, 磁力配列の場合には $5.9 \times 10^{-11} \text{ N} \cdot \text{m}$ となった. 一方, 応力配列の場合にはトルク量は $1.84 \times 10^{-5} \text{ N} \cdot \text{m}$ と求まり, 磁力配列に比べてはるかに大きくなった. このことから, 応力配列を用いれば微粒子の様な配列が可能であることを示唆している. 次に, 磁力および応力配列させて試作した磁性扁平微粒子を用いたインダクタの形状を評価した. それらの断面 SEM 観察像を Fig. 1 に示す. 磁力配列の場合には, 素線近傍の磁性扁平微粒子はコイル周りに沿って 1, 2 列程度は並んでいるものの, 一様性が不十分となった. 一方, 応力配列の場合には, コイルに沿って十分に並んでいて, 密に一様配列している. これらの結果は計算による予測とおおむね一致した. さらに, 配列形状の違いがインダクタの電気特性に影響を与えることを確認するために, この 2 種類の配列により試作したインダクタの 6 MHz における電気特性を Table 1 にまとめた. 磁力および応力配列を比較した場合, インダクタンスは 10 %程度応力配列の方が高くなったが, 抵抗も同程度増大したため Q 値はわずかしき差がなかった. インダクタンスの差異は, 応力配列により微粒子がコイル周りで一様配列した効果である. 以上より, インダクタの試作時に応力配列が有用であることを実証し, 設計指針を満足させる電気特性が得られることを明らかにした.

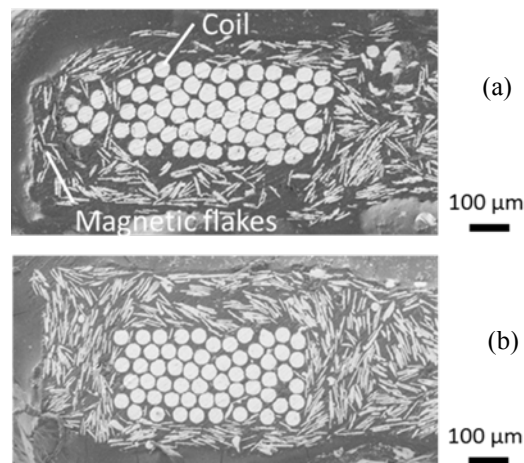


Fig.1 SEM images of inductor with
(a) Arrangement in magnetic force
(b) Arrangement in stress

Table 1. Comparing of the results of trial inductors

	L [nH]	R _{ES} [mΩ]	R _{DC} [mΩ]	Q値
空心コイル	140	251	83	19.8
磁力配列	510	786	97	21.5
応力配列	564	927	99	22.1

謝辞 ご助言いただきました同大学島田寛名誉教授, 株式会社リコー中央研究所安井隆氏に感謝する. 本研究の一部は, JST 復興促進プログラム(マッチング促進)「次世代個人情報端末に有用な超小型電源の開発」による支援を受けて行われた.

参考文献 1) Mathuna et al., *IEEE Trans. Power Electron.*, **38**, 585 (2005)

2) 古田正樹他: 電気学会研究会マグネティクス研究会 MAG-11-092 (2011)

軟磁性扁平微粒子コンポジットを用いた マイクロインダクタの試作と電気特性評価

佐藤 寛之¹, 遠藤 恭¹, 宮崎 孝道¹, 山口 正洋¹,
鎌田 博², 高橋 正仁², 坂元 真彦², 米田 茂², 加藤 直也² (¹東北大工, ²光電子(株))
Study on the electrical characteristics of micro inductors with magnetically soft flakes composite
Hiroyuki Sato¹, Yasushi Endo¹, Takamichi Miyazaki¹, Masahiro Yamaguchi¹,
Hiroshi Kamada², Masahito Takahashi², Masahiko Sakamoto², Shigeru Maita² and Naoya Kato²
(¹Tohoku Univ., ²Hikaridenshi Co., LTD)

はじめに 近年, 小型携帯端末に内蔵されている LSI の低電圧駆動化が進み, 集積化や高機能化に伴い消費電流は増大している. そこで, 電源-配線間の損失を減少させるため, DC-DC コンバータのワンチップ化が求められている¹⁾. しかしながら, インダクタは半導体素子と比べて寸法が大きいため, 小型・低背化したインダクタの開発が重要となる. そのためには高いインダクタンス密度が必要であり, 高飽和磁化の磁心材料を用いる指針が考えられる. 本研究では, 高飽和磁化 M_s を有する Fe-B-Si-C 扁平微粒子を用いたマイクロインダクタを試作し, その電気特性を評価した結果を報告する.

実験方法 本研究におけるマイクロインダクタの設計指針は, 定格電流 1 A においてインダクタンス 0.5 μH 以上および直流抵抗 100 $\text{m}\Omega$ 以下, 寸法は高さ 0.5 mm 以内および外径 3.0 mm 以内とした. 設計・試作を行うにあたりインダクタの素線には直流抵抗低減のために平角線を, また, 磁性扁平微粒子には平均粒径 50 μm , 厚さ 3 μm の Fe-B-Si-C 扁平微粒子を選択した. この微粒子は球形から扁平加工を行う際に応力がかかるために, 良好な軟磁気特性を得つつ表面の絶縁性の保持のために, Ar ガス加圧下での熱処理を行った.

インダクタの設計には磁気回路を用いた. 空心コイルの巻数および幅ならびにインダクタ上下の磁性扁平微粒子厚を変化させて解析した. なお, 解析において必要なパラメータである, 磁性扁平微粒子の比透磁率および損失項についてはフェライトヨーク法を用いて実測した. インダクタの試作に関しては扁平微粒子とエポキシ系樹脂のコンポジットを治具に滴下し, コイルを埋め込み, 圧力配列²⁾により扁平微粒子を一様に並べた上で, 熱硬化させて成形した. 試作したインダクタの寸法は設計指針を満足している. インダクタの電気特性は, 電磁界シミュレータ (Maxwell 3D ver. 15.0, Ansys 社製) による予測およびインピーダンスアナライザ (4294A, Agilent Co.) による実測をもとに周波数 10 MHz まで評価した.

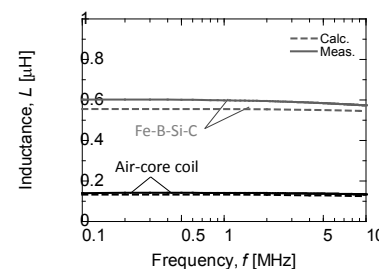
実験結果 空心コイルおよび磁性扁平微粒子を塗布したインダクタにおける電気特性の測定結果を Fig. 1 に示す. 空心コイルの場合, 図中の実線に示すように, インダクタンスは周波数に依存せずほぼ一定となり, 抵抗は周波数の増加とともに増大した. これらの結果は, いずれも解析結果と概ね一致した.

Fe-B-Si-C 扁平微粒子を用いたインダクタの場合, インダクタンスは周波数に依存せず一定となった. その値は, 空心コイルと比べて 3.5~4 倍程度高く, 0.6 μH となった. また, 直流抵抗は約 93 $\text{m}\Omega$ となり, 抵抗は周波数の増加とともに増大した. これらの結果は, Fe-B-Si-C 扁平微粒子内の磁気損失および巻線内の渦電流によると考えられる. さらに, 周波数 1 MHz における直流重畳特性測定からインダクタンスの変化率を検討した. 変化率はおよそ 15~19 % であり, 以前に検討した Co-Fe-B-Si の場合²⁾ に比べて半分程度減少した. この結果から, 直流重畳時に Fe-B-Si-C 扁平微粒子を用いたマイクロインダクタでは高インダクタンスを得られたことがわかった. 以上より, Fe-B-Si-C 扁平微粒子コンポジットを用いたインダクタが定格電流 1 A の設計指針を満足していることを表している.

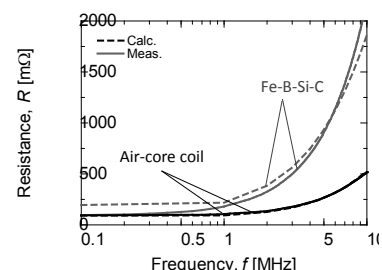
謝辞 ご助言いただきました同大学島田寛名誉教授, 株式会社リコー中央研究所安井隆氏に感謝する. 本研究の一部は, JST 復興促進プログラム(マッチング促進)「次世代個人情報端末に有用な超小型電源の開発」による支援を受けて行われた.

参考文献 1) Mathuna et al., *IEEE Trans. Power Electron.*, **38**, 585 (2005)

2) 佐藤寛之他: , 第 38 回日本磁気学会学術講演概要集 (2014) 掲載



(a) Frequency dependence of inductance.



(b) Frequency dependence of resistance.

Fig. 1 Frequency dependence of inductance and resistance in the air coil and the coil coated with magnetically soft flakes.

偏極パルス中性子を用いた交流磁場イメージング手法の開発

廣井孝介、篠原武尚、林田洋寿*、及川健一、原田正英、甲斐哲也、新井正敏
(原子力機構 J-PARC センター、*総合科学研究機構)

Development of AC magnetic field imaging technique using polarized pulsed neutrons

K. Hiroi, T. Shinohara, H. Hayashida, K. Oikawa, M. Harada, T. Kai and M. Arai
(J-PARC center, JAEA, *CROSS Tokai)

はじめに

現在我々は偏極パルス中性子を用いた定量的な磁場の可視化手法の開発を行っている。この手法では、中性子の高い物質透過性を生かし、物質内部の磁場強度・方向の空間分布を取得可能である。そのため、従来の磁気イメージング手法において困難であった稼働中の工業製品（モーターやトランス等）内部の磁場の定量評価を可能とする技術として期待されている。このような磁場を観測するためには時間的に変化する動的磁場を検出できる必要がある。本発表では現在開発中である偏極パルス中性子を用いた磁気イメージング法を交流磁場の解析に拡張する手法とその検証実験の結果を報告する。

実験方法

偏極パルス中性子を用いたイメージング実験は、J-PARC 物質・生命科学実験施設(MLF)内の BL10 において行った[1]。本手法では中性子スピンの磁場中でのラーモア歳差回転角を偏極度の変化として観測し、偏極度の中性子波長依存性からビーム経路中の磁場の強度を求める。パルス中性子の波長は飛行時間法により決定されるが、J-PARC の繰返し周期 (25Hz) の整数倍の周波数の交流磁場の場合には中性子波長 (飛行時間) と交流磁場の位相の関係が一意に決まってしまうため、偏極度の波長依存性を正確に把握することができない。そこで、磁場の周期を 25Hz の整数倍から一定の割合でずらして測定する手法を考案した。測定試料としては小型のソレノイドコイルを用意し、そのコイルに対して信号発生器と電流増幅器を用いて正弦波電流を印加し、コイル内に生じる交流磁場の測定を試みた。

実験結果

検証実験として、50.5Hz の正弦波電流を位相を変えながらコイルに印加し、交流磁場強度の評価を行った。このとき、磁場の位相と中性子の飛行時間の関係をあらかじめ把握するために、印加電流をパルス中性子の発生時刻に同期させた。図 1 (a) に実験により得られた偏極度分布像を示す。コイル部分に交流磁場により誘起された偏極度の変化が明確に観測された。中性子が検出された飛行時間から、その中性子が試料を通過した際の交流磁場の位相を求め、各位相に関して中性子偏極度の波長依存性を調べた。交流磁場の各位相に関して磁場強度を見積もった結果を図 1 (b) に示す。位相 0 から 2π で一周期分の正弦波波形が再現されていることが確認できた。また、得られた磁場強度の値も印加した電流から予想される値とほぼ一致しており、交流磁場強度の定量評価が可能であることを確認した。

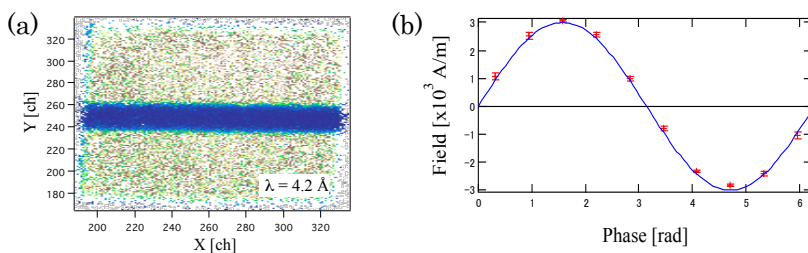


図 1 (a) 得られた偏極度分布像
(b) 偏極度解析により見積もられた交流磁場強度。実線は印加した電流からの予想値

参考文献

- [1] T. Shinohara, et al., Nucl. Instr. and Meth. A **651**, 121 (2011).

J-PARC 大強度中性子小角・広角散乱装置「大観」

大石一城, 鈴木淳市, 高田慎一*, 岩瀬裕希, 篠原武尚*, 奥隆之*, 中谷健*, 稲村泰弘*,
伊藤崇芳, 吉良弘, 森川利明, 佐原雅恵, 細谷倫紀*, 鈴谷賢太郎*, 相澤一也*,
新井正敏*, 大友季哉*, 杉山正明**
(CROSS 東海, *J-PARC センター, **京大炉)

Current Status of Small and Wide Angle Neutron Scattering Instrument “TAIKAN” in J-PARC

K. Ohishi, J. Suzuki, S. Takata*, H. Iwase, T. Shinohara*, T. Oku*, K. Nakatani*, Y. Inamura*,
T. Ito, H. Kira, T. Morikawa, M. Sahara, T. Hosoya*, K. Suzuya*, K. Aizawa*,
M. Arai*, T. Otomo*, and M. Sugiyama**
(CROSS-Tokai, *J-PARC Center, **KUR)

はじめに

大強度陽子加速器施設 J-PARC は、線形加速器、3 GeV シンクロトロン及び 50 GeV シンクロトロンからの加速器から構成されている。ハドロン実験施設及びニュートリノ実験施設では、50 GeV シンクロトロンから生成される K 中間子及びニュートリノビームを用いた原子核・素粒子実験が行われている。また、物質・生命科学実験施設(MLF)では、3 GeV シンクロトロンから生成される中性子ビームとミュオンビームを用いた物質・生命科学研究が行われている。今回の発表では、MLF に設置されている大強度中性子小角・広角散乱装置「大観」について紹介する。

中性子小角・広角散乱実験装置「大観」

中性子小角・広角散乱実験装置「大観」は、パルス中性子(入射中性子の波長: 0.05~0.8 nm)の飛行時間分析法を活用した幅広い q 領域(約 $5 \times 10^{-2} \text{ nm}^{-1} \leq q \leq 100 \text{ nm}^{-1}$)を一度の測定で観測することができる実験装置である。2011B 期より共用利用が始まり、すでに金属、磁性体、超伝導体、ソフトマター、生体高分子などの様々な対象のサブナノからミクロンスケールの平均構造や構造揺らぎを高効率・高精度に観測している。現在のところ、非偏極中性子の利用が大多数を占めるが、「大観」では 3 種類の特徴的な中性子ビーム(非偏極ビーム、偏極ビーム、偏極・集光ビーム)を利用するため、様々な上流光学機器が設置されている。現在、非偏極ビーム及び偏極ビームを用いた実験が可能であり、例えば、磁性体の実験では、10 T 超伝導磁石と 1,100 °C の高温炉を組み合わせた偏極実験及び 1 T 電磁石と冷凍機を組み合わせた偏極実験などが行われている。今年の夏期シャットダウン中、四極磁石及び六極磁石を上流光学機器内にインストールする計画で、2014B 期より偏極・集光ビームの利用が始まり、3 種類のすべてのビームを用いた実験が可能となる。

講演では、「大観」の特徴及び試料環境機器の紹介に加えて、これまでに行われた実験の一例を紹介する。

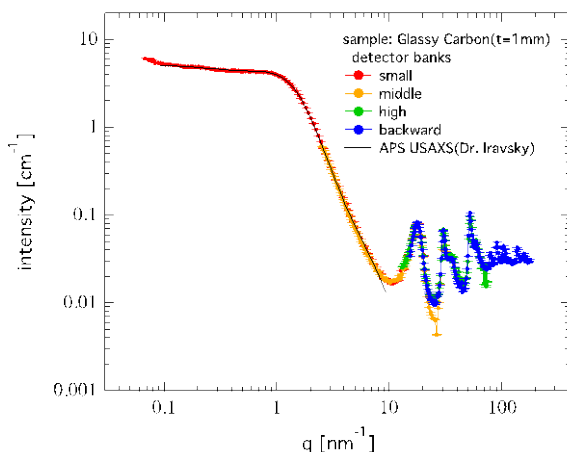


図 1: 標準試料 Glassy Carbon の測定結果。複数の検出器バンクを用いることで一度の測定で幅広い q 領域の観測が可能。

FPGA による高感度集積型磁気インピーダンスセンサの動作検証

奥田有記浩、呉鵬、田島真吾、渡辺高元*、内山剛
(名大、* (株) デンソー)

Operation inspection of the high sensitive Magneto-impedance sensor by FPGA

Y. Okuda, P. Wu, S. Tajima, T. Watanabe*, and T. Uchiyama,
(Nagoya Univ., *DENSO CORP.)

はじめに

近年、スマートフォンやウェアラブル機器によりセンシング技術はより重要になり、センシングシステムの集積化が求められている。磁気インピーダンスセンサ (MI センサ) はアモルファスワイヤによる磁気インピーダンス効果 (MI 効果) を利用した磁気センサであり、現在 CMOS で集積化された MI センサ (MIIC) が実現されている。我々のグループではピコテスラ (10^{-12}T) オーダーまで測定可能な MI センサを開発し、さらに TAD (Time A/D converter) と組み合わせることにより高分解能、低ノイズ化させることを検討している¹⁾。現在研究室で試作している高感度 MI センサの駆動回路は CMOS IC、抵抗およびキャパシタのディスクリート素子により構成されている。抵抗およびキャパシタを含めた回路は集積化した場合の動作の検証が難しくなってしまうため、本研究では、高感度な MI センサの ASIC 化に向けて FPGA (Field Programmable Gate Array) により回路を構成し動作確認を行った。

実験方法

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、FPGA によるパルスで動作する MI センサ回路の構築を行い、動作の確認、感度の測定を行った。生成したパルスはアモルファスワイヤへ通電するためのパルス、ワイヤに巻かれたコイルの誘起電圧検出用スイッチの制御信号である。

実験結果

Fig.1 にディスクリート素子と FPGA それぞれにより生成された波形を示す。それぞれのパルス波形にほぼ差異は見られない。Fig.2 にディスクリート素子による駆動と FPGA 駆動の MI センサそれぞれに外部磁界を印加したときの電圧出力特性を示す。FPGA 駆動の場合についても、従来と同レベルの感度を得ることができている。また、ディスクリート素子による駆動時は上に凸であるのに対し、FPGA 駆動時は線形性を得ることができた。

まとめ

FPGA により駆動回路を構成することにより高感度 MI センサの集積化した場合の動作検証を行った。その結果、従来と比べ更に高い線形性を得られた。

今後、TAD を用いてセンサ駆動回路のスイッチ不要の検波回路の検討を行っていく予定である。

参考文献

- Shingo Tajima, et al., "High Resolution Magneto-impedance Sensor with TAD for Low Noise Signal Processing," *Proc. IEEE INTERMAG*, 2014.

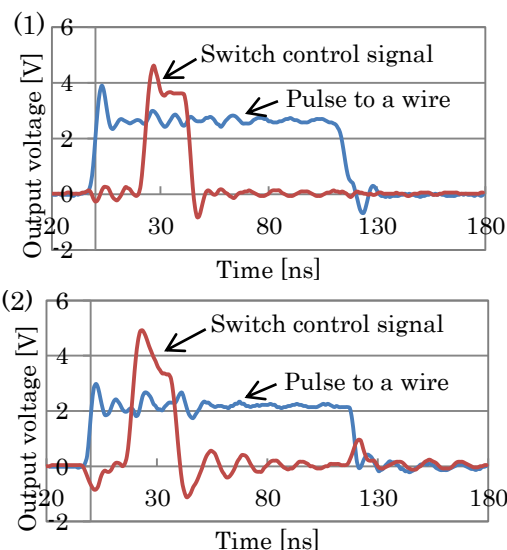


Fig.1 (1) Waveform by CMOS (74AC04, LMC555).
(2) Waveform by FPGA.

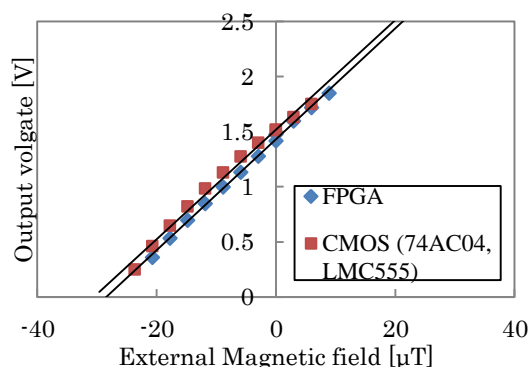


Fig.2 Relations of the sensitivity of CMOS (74AC04, LMC555) drive circuit and the FPGA drive circuit.

FPGA を用いた磁気マーカ高速位置検出システムの試作

高橋和輝, 藪上 信, 小澤哲也, 藤岡 修* 栢修一郎**, 金高弘恭***

(東北学院大学, *日本ナショナルインスツルメンツ, **東北大学電気信研究所, ***東北大学大学院歯学研究科)

Position Sensing System of Wireless Magnetic Marker using FPGA board

K. Takahashi, S. Yabukami, T. Ozawa, O. Fujioka*, S. Hashi**, H. Kanetaka***

(Tohoku Gakuin Univ., *Japan National Instruments, **RIEC Tohoku Univ., ***Grad. Sch. Dentistry Tohoku Univ.)

1. はじめに 高速 AD コンバータのデータを FPGA によりインライン処理することで磁気マーカの高速位置検出システムを試作した。

2. 実験方法 Fig. 1 は本システムの構成図である。本システムは励磁コイル(線径 1.0 mm, 200 mm×200 mm, 50 ターン)、検出コイルアレイ(線径 0.2 mm 直径 23 mm, 125 ターン, 40 チャンネル)、磁性リボンマーカ、FPGA を搭載した AD コンバータ(NI 5734 120 MS/s, 4 チャンネル×10 台)、DA コンバータ(NI 5402)およびアンプ(AD8021)から構成される。既報¹⁾に対して本システムは AD コンバータのサンプリング周波数を約 100 倍高速化するとともに、FPGA により 40 チャンネル分の正弦波から振幅および位相を FPGA 上で高速演算処理することで、システム全体の処理速度を高速化した。また、FPGA で一部演算を行うことで CPU の負荷も低減された。DA コンバータから励磁コイルへ約 60 kHz の交流磁界を発生させ、磁性リボンの機械的振動による誘導磁界を検出コイルアレイで計測した。マーカの中心位置および方向はマーカから発生する誘導磁界がダイポール磁界に近似できることを仮定して Gauss-Newton 法により最適化処理したり。マーカには防犯 IC タグ(高千穂交易社製 DR ラベル)を加工して使用した。

3. 実験結果 Fig. 2 はマーカを Z 方向(検出コイルアレイ面に垂直方向)および X 方向(検出コイルアレイ面に平行方向)へそれぞれ 100 mm マイクロメータにより移動させたときの、マーカ軌跡を示したものである。測定速度は最適化処理を含めて 10 Hz とした。100 mm の移動に対して、Z 方向および X 方向ともにマーカ位置はほぼ正確に計測されていることが分かり、FPGA を用いた高速制御が所望の通り正しく行われていることが示された。

謝辞 DR ラベルをご提供いただきました高千穂交易瀬澤外茂幸様に感謝いたします。本研究の一部は文科省平成 24 年度私立学校施設整備費補助金による成果である。

参考文献 1) S. Yabukami, T. Chiba, K. Takahashi, H. Kanetaka, S. Nogami, S. Hashi, K. Yamauchi, and T. Ozawa, *J. Magn. Soc. Jpn.*, vol. 38, No. 2-1, pp. 29-32 (2014).

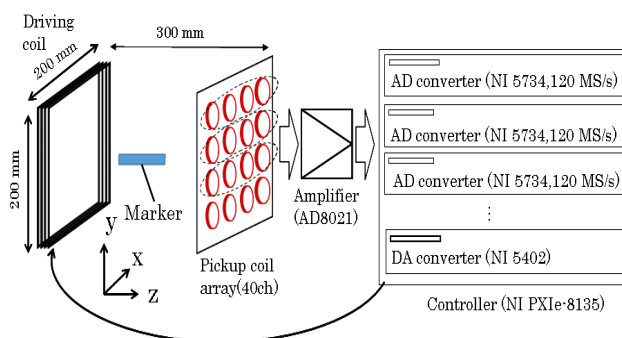


Fig. 1 Schematic diagram of a position sensing system.

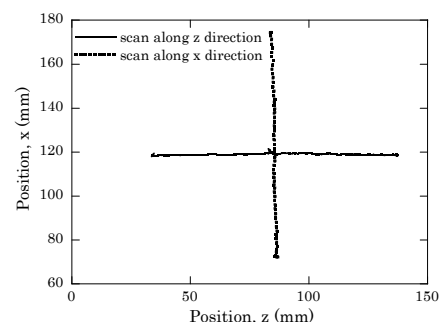


Fig. 2 Marker position during 100 mm scanning.

引張応力下における ΔE 効果

滝谷貴史、沓澤伸明、石井修
(山形大学)

The ΔE effect under Tensile Stress
T. Takiya, N. Kutsuzawa and O. Ishii
(Yamagata Univ.)

はじめに

幅方向に異方性を付与した高磁歪磁性リボンの機械共振周波数, f , は、磁性リボンの湾曲(応力印加)によって変化することが報告されている¹⁾。 f は磁性リボンのヤング率, E , の平方根に比例するため、 ΔE 効果が f の変化を引き起こすと考えられるが¹⁾、応力と f の関係は不明である。また、磁性リボンに引張応力, σ_x , を印加した場合、磁性リボンの異方性磁界, H_a , が減少し、 ΔE 効果が増すと推察される¹⁾。本稿では、磁性リボンに σ_x を印加した場合の f を測定し、応力下の磁性リボンの ΔE 効果を検討した。

実験方法

Fig.1 に共振周波数測定系を示す。ピックアップコイル内に $5 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 24 \mu\text{m}$ の形状の磁性リボンを配置した。磁性リボンは、幅方向に異方性を付与するため 100 Oe の磁界を印加しつつ窒素気流中 $410 \text{ }^\circ\text{C}$ で 10 分間熱処理を施した。ヘルムホルツコイルを用いて直流バイアス磁界, H_{dc} , を磁性リボン長手方向に印加した。磁性リボンに 0.156 g ($\sigma_x = 12.2 \text{ kPa}$) 及び 8.33 g ($\sigma_x = 681 \text{ kPa}$) の重りを吊り下げ、 $f - H_{dc}$ 特性を測定した。

実験結果

Fig.2 に磁性リボンの $f - H_{dc}$ 特性を示す。 H_a は、 f が最小となる H_{dc} である¹⁾。 $\sigma_x = 12.2 \text{ kPa}$ の場合 $H_a = 7.2 \text{ Oe}$ であり、 $\sigma_x = 681 \text{ kPa}$ の場合 $H_a = 6.2 \text{ Oe}$ であった。したがって、 σ_x を 669 kPa 増加させた場合の異方性磁界の変化量, ΔH_a , は 1.0 Oe である。次に、(1)式¹⁾を用いて ΔH_a の理論値を求める。

$$\Delta H_a = \frac{3\lambda_s \sigma_x}{M_s} \dots (1)$$

ここで、 M_s は磁性リボンの磁化 (1.34 T)、 λ_s は磁性リボンの飽和磁歪定数 (30×10^{-6}) である²⁾。 (1)式より $\Delta H_a = 1.0 \text{ Oe}$ となるために必要な σ_x は 1.18 MPa となり、重りの質量, m , に換算すると約 14.5 g となる。 Fig.2 で、 $\Delta H_a = 1.0 \text{ Oe}$ とするために必要な m は 8.17 g であるため、理論値と実験値では 6.33 g の差が生じる。これは、磁界中熱処理に伴う H_a の変動が主因と推察する。

以上の結果より、磁性リボンに σ_x を印加した場合 H_a は減少し、 ΔE 効果による f の変動量が増大することを明らかにした。この現象は、高感度応力センサ等への応用が期待される。

参考文献

- 1) O. Ishii *et al.* : *J. Magn. Soc. Jpn.*, **37**, 250-254 (2013)
- 2) "Technically Superior Data" from Allied Signal Co., Ltd.

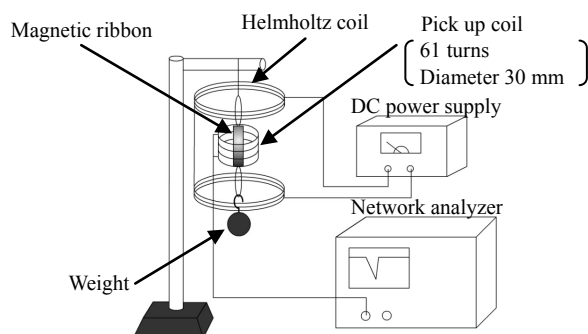


Fig.1 Resonant frequency measurement setup

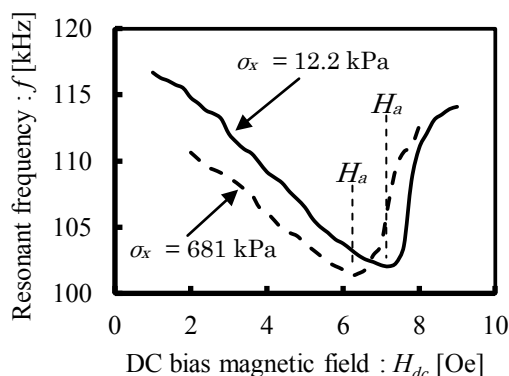


Fig.2 DC bias magnetic, H_{dc} , vs resonant frequency, f ,