

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).

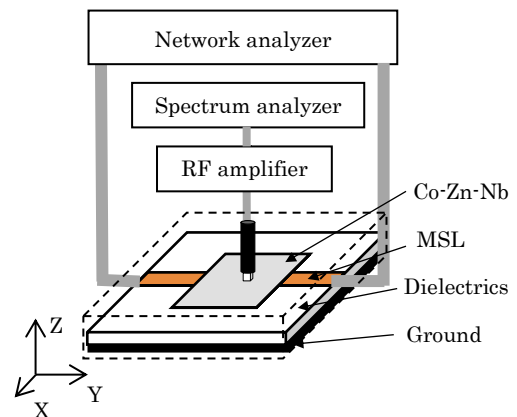


Fig. 1 Experimental setup: magnetic film 10 μm above the MSL with input power -5 dBm.

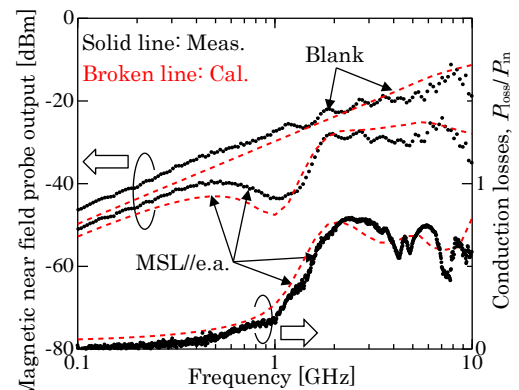


Fig. 2 Simulation results compared with experiment results: magnetic near field probe output and conduction losses $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$

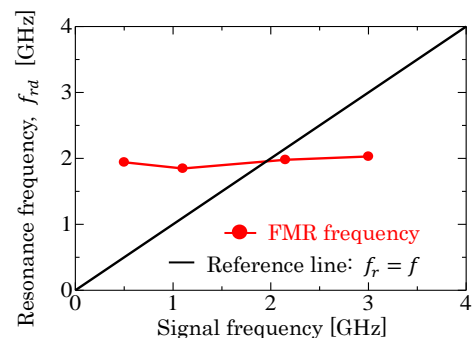


Fig. 3 Calculated FMR frequency f_{rd} in each signal frequency

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.

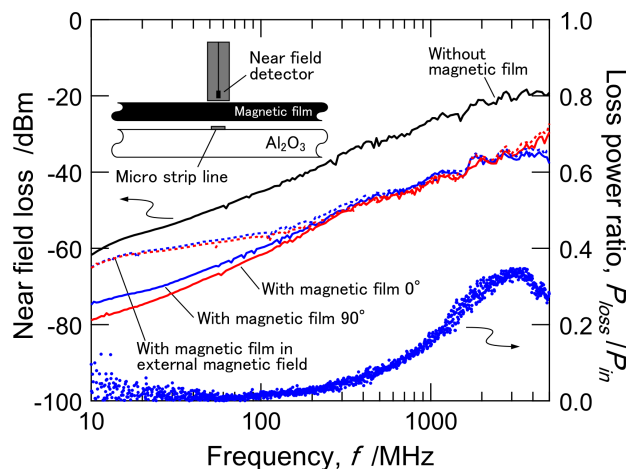


図 1 Co-AlN 膜(20 μm)の伝導損失(●)および近傍磁界損失の周波数依存性。

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.

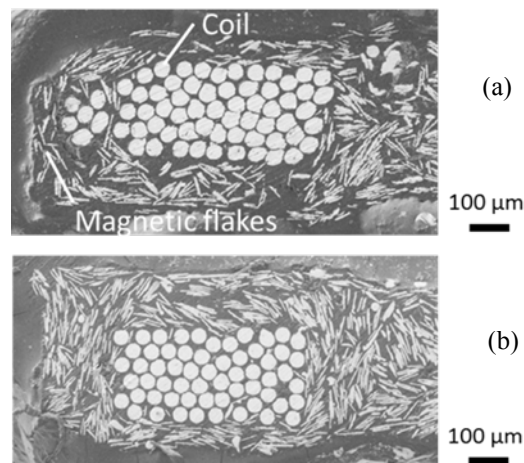


Fig.1 SEM images of inductor with
(a) Arrangement in magnetic force
(b) Arrangement in stress

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.

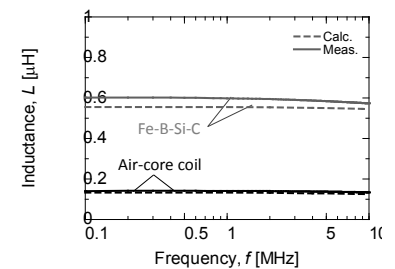
実験結果 空心コイルおよび磁性扁平微粒子を塗布したインダクタにおける電気特性の測定結果を Fig. 1 に示す. 空心コイルの場合, 図中の実線に示すように, インダクタンスは周波数に依存せずほぼ一定となり, 抵抗は周波数の増加とともに増大した. これらの結果は, いずれも解析結果と概ね一致した.

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.

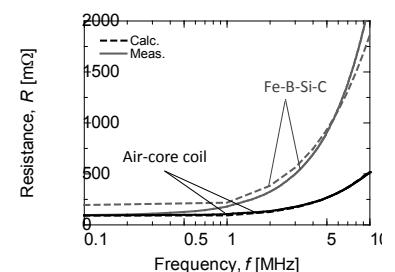
謝辞 ご助言いただきました同大学島田寛名誉教授, 株式会社リコー中央研究所安井隆氏に感謝する. 本研究の一部は, JST 復興促進プログラム(マッチング促進)「次世代個人情報端末に有用な超小型電源の開発」による支援を受けて行われた.

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.