

# パルスレーザバースト変調による高周波回路素子の近傍磁界分布測定

松本悠人, 立岡大青, 荒井薫, 栢修一郎, 林禎彰, 石山和志  
(東北大学電気通信研究所)

Measurement of near magnetic field around high frequency circuit element  
using burst modulated pulsed laser

Y. Matsumoto, D. Tatsuoka, K. Arai, S. Hashi, Y. Hayashi, K. Ishiyama  
(RIEC Tohoku University)

## 1. はじめに

高周波近傍磁界計測用プローブとして一般的にループコイルが用いられている[1]が, 金属製のため本来の磁界分布を乱してしまう[2]. そのため本研究では, 金属プローブに比べ磁界を乱しにくい磁気光学結晶のガーネットとパルスレーザを利用し, ストロボ法により交流磁界の位相情報を含んだ低侵襲な高周波近傍磁界計測システム[3]について検討を行っている.

これまでの原理検証実験では被測定磁界側をバースト変調させ高感度な測定を行ってきた[3]が, 測定対象が実際の集積回路等の場合, この方法は適応困難である. そこでパルスレーザ側をバースト変調し, レーザ発振と被測定磁界の相対位相を制御し差分計測する手法を提案し, MSL などの近傍磁界分布測定などをこれまで行ってきた[4].

本報告では, 回路基板上の高周波パワーアンプ近傍の磁界分布をパルスレーザバースト変調方式で測定し, 更なる高感度な測定を目指しノイズの要因等を検討した.

## 2. 実験方法

Fig. 1 にパルスレーザバースト変調方式での装置構成を示す. パルス幅が約 40ps のパルスレーザを 100MHz で発振させ, 光路に 7.7kHz の回転チョッパを挿入してバースト変調させた. 測定対象には Fig. 2 の回路基板を用い, 高周波パワーアンプに 1GHz, 10dBm の RF 信号を入力したときのアンプ近傍から発生する磁界を計測した.

## 3. 実験結果

パワーアンプ近傍 5mm 四方の磁界分布計測結果を Fig. 3 に示す. 素子構造からも妥当な磁界分布計測結果と確認できる. ノイズの要因として, チョッパの回転数のジッタが考えられるが, 最適な変調方法や変調器の検討により, 更なる高感度な測定が期待できる.

謝辞  
本研究に用いたガーネットをご提供いただいた長岡技術科学大学石橋隆幸教授に深く感謝いたします.

本研究は東北大学電気通信研究所共同プロジェクト研究「磁気光学効果を利用した磁界計測システム」の成果の一部である.

## 参考文献

- 1) R. Paul: Introduction to Electromagnetic Compatibility 2<sup>nd</sup> edition, p. 10-11, John Wiley, NewYork (2006).
- 2) M. Takahashi, et al., J. Appl. Phys. 107, 09E711 (2010).
- 3) H. Nasuno, et al., IEEE Trans. Magn., 47, 4011 (2011).
- 4) 松本, 他, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-16-216, 17 (2016).

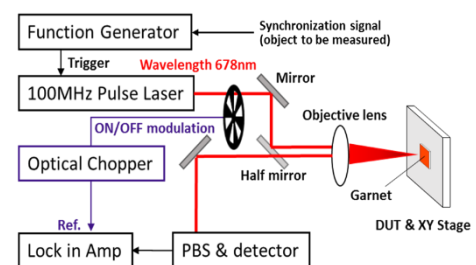


Fig. 1 Configuration diagram of pulsed laser burst modulation



Fig. 2 DUT "RF power amplifier"

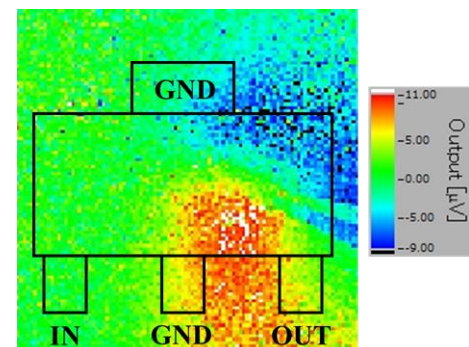


Fig. 3 Measurement result

# 磁性薄膜における磁気ひずみ新規高周波計測法の開発

遠藤 恭<sup>1</sup>, 森 修<sup>2</sup>, 藪上 信<sup>3</sup>, 内海 良一<sup>2</sup>, 島田 寛<sup>2</sup>

(<sup>1</sup> 東北大, <sup>2</sup>(株)東栄科学産業, <sup>3</sup> 東北学院大)

Development of New Measurement Method for Magnetostriction of Magnetic Thin Film

Yasushi Endo<sup>1</sup>, Osamu Mori<sup>2</sup>, Shin Yabukami<sup>3</sup>, Ryoichi Utsumi<sup>2</sup>, Yutaka Shimada<sup>2</sup>

(<sup>1</sup> Tohoku Univ., <sup>2</sup> Toei Scientific Industrial Co.,Ltd, <sup>3</sup> Tohokugakuin Univ.)

## はじめに

近年, 磁性薄膜の磁化ダイナミクスは磁気物性から磁気デバイス応用まで幅広い分野で注目されている. この磁化ダイナミクスを理解する上で, そのダンピング定数 ( $\alpha$ ) は主要なパラメータのひとつである. 我々の研究グループではこれまでに Ni-Fe 膜や Ni-Fe-M 膜 (M: 添加元素) における  $\alpha$  と磁気ひずみとの相関関係を明確にしてきた<sup>1-3</sup>. これらのパラメータの相関関係をより詳細に把握するためには,  $\alpha$  と磁気ひずみとを同時に計測する必要がある. 本研究では, 磁性薄膜として Ni-Fe を選択し, 高周波伝送線路型プローブを Ni-Fe 膜に近接させ, 応力負荷および無負荷による強磁性共鳴周波数の違いから飽和磁気ひずみを評価できる計測法を開発し,  $\alpha$  との関係を検討した.

## 実験方法

50 nm 厚の Ni<sub>0.78</sub>Fe<sub>0.22</sub>(Ni-Fe)膜は, 0.15 mm 厚のガラス基板上に DC マグネトロンスパッタを用いて作製した. 作製した試料における磁気ひずみの新規高周波計測は次の通りである. 高周波伝送線路型プローブにはインピーダンス整合を考慮した 2 ポートのマイクロストリップ線路 (Microstripe Line: MSL) 型プローブを用いた. 作製した Ni-Fe 膜を湾曲した試料台に配置して引っ張り応力を付与すると, 膜内部の異方性が変化する. この応力負荷された Ni-Fe 膜表面に, MSL プローブを近接配置して, 強磁性共鳴周波数 ( $f_{\text{res}}$ ) を計測する. 応力負荷時と無負荷時での Ni-Fe 膜の  $f_{\text{res}}$  の違いから, その飽和磁気ひずみを求める. なお, 本計測の際には, Ni-Fe 膜の磁化困難軸方向を MSL の幅方向と平行にする.

## 結果および考察

図 1 は応力負荷の有無による 50 nm 厚の Ni-Fe 膜における  $\text{Re}[\Delta s_{21}]$  の周波数特性である. 与えた歪みは厚さの変化が約 0.329 mm 程度であり, 曲率半径は約 0.189 m と算出した. 応力負荷による  $f_{\text{res}}$  の変化は, 外部磁界強度の増加にともない応力の向きに関係なく 123 MHz から 58 MHz となった. これらの変化は, 薄膜容易軸方向へ応力負荷により発生する誘導磁気異方性によるものである. すなわち, 薄膜容易軸方向へ引っ張り応力を与えると  $f_{\text{res}}$  が高周波帯へ移動している. これらの値を用いて飽和磁気ひずみを算出すると, 2.7 ppm であり, 光てこ法により評価した値 (5 ppm)<sup>1</sup> とほぼ同等である. また,  $\alpha$  に関しては, 応力無負荷時には 50 Oe 以上の外部磁界ではほぼ一定となった. その値は 0.0075 である. この値はバルクの結果と一致している. 当日, 他の Ni-Fe 膜の結果について報告する.

## 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. 本研究の一部は, 東北大学スピントロニクス学術連携研究教育センター, 東北大学国際集積エレクトロニクス開発センターの支援のものと行われた. また, 本研究の一部は, 科研費基盤研究 (B) (No. 26289082, No. 17H03226), 科研費特別研究員奨励費 (No. 17F17070) の補助のもとで行われた.

## 参考文献

1) Y. Endo et al., J. Appl. Phys., 109, 07D336 (2011)., 2) Y. Endo et al., IEEE Trans. Magn., 47, 3324 (2011)., 3) Y. Endo et al., IEEE Trans. Magn., 48, 3390 (2012).

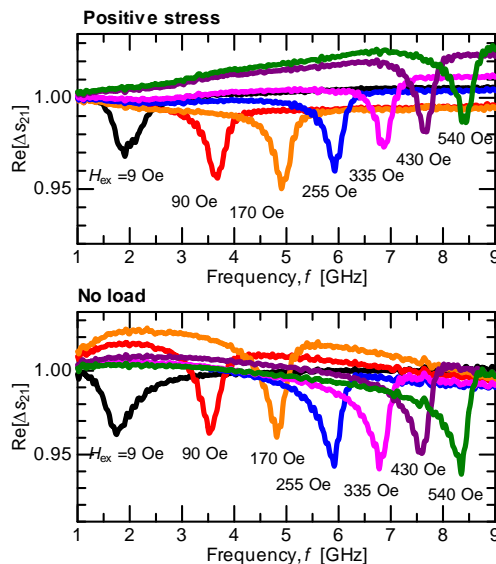


Fig. 1. Frequency dependence of FMR spectrum in 50-nm thick Ni-Fe film with and without stress loading.

# ウェハレベルの磁性薄膜高周波特性評価法の開発

森 修, 遠藤 恭\*, 島田 寛\*, 藪上 信\*\*, 内海 良一  
(東栄科学産業, \*東北大学, \*\*東北学院大学)

Development of magnetic thin film high frequency characteristic evaluation method of wafer

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

(Toei Scientific Industrial co., ltd, \*Tohoku University, \*\*Tohoku Gakuin 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ウェハ上に製膜された磁性膜に近接させて計測する透磁率評価法と同時に、磁性膜に応力負荷による磁気共鳴周波数の変化から磁歪も評価できる高周波特性計測法を開発した。

2 計測方法 500 nm 厚の Co-Zr-Nb 膜の作製には RF スパッタを用いた。ウェハは 0.2 mm 厚の 4 インチ Si 基板を用いた。また、応力負荷した磁歪の新規計測は下記の通りである。高周波伝送線路型プローブにはインピーダンス整合を考慮した 2 ポートのマイクロストリップ線路 (Microstripe Line : MSL) 型プローブ<sup>1)</sup>を用いた。Fig. 1 のように、作製した Co-Zr-Nb 膜を円弧状のアルミ治具に沿わせて固定し、引っ張り応力を付与すると、膜内部の異方性が変化する。この応力負荷された Ni-Fe 膜上部に、MSL プローブを、ポリスチレンフィルムを介して近接配置して、Co-Zr-Nb 膜における強磁性共鳴周波数  $f_r$  の変化を評価する。なお、本計測の際には、Co-Zr-Nb 膜の磁化困難軸方向を MSL の幅方向と平行にする。

3 計測結果 Fig. 2 は応力負荷の有無による 500 nm 厚の Co-Zr-Nb 膜の磁化困難軸方向へ RF 磁界を印加した際の  $S_{21}$  から等価的な抵抗成分である  $(1-S_{21})/S_{21}$  実部を評価した結果である。破線は無負荷時の状態、実線は応力負荷時の状態を示している。応力負荷時のウェハの曲率は 278 mm であった。応力負荷による  $f_r$  の変化は、外部磁界強度の増加にともない 30 MHz から 4 MHz へと低周波数帯域へシフトした。これらの値と(1)式を用いて磁歪  $\lambda_s$  を算出した。

$$(f_{r+}^2 - f_{r0}^2)/f_{r0}^2 = \left( \frac{3\lambda_s h_s E_f}{2rM_s} \right) / (H_{kf} + H_{ex}) \quad (1)$$

ただし、 $f_{r0}$  は無負荷時の強磁性共鳴周波数、 $f_{r+}$  は応力負荷時の強磁性共鳴周波数、 $r$  は曲率半径、 $M_s$  は飽和磁化、 $H_{ex}$  は印加した外部磁界、 $H_{kf}$  は薄膜の内部磁界、 $h_s$  はウェハ厚さ、 $E_f$  は薄膜のヤング率である。Fig. 3 は  $(f_{r+}^2 - f_{r0}^2)/f_{r0}^2$  と  $1/(H_{kf} + H_{ex})$  の関係をプロットしたグラフである。これらのパラメータは線形

関係となっていて、(1)式によるフィッティングが可能である。したがって、フィッティングにより得られた傾きが  $(3\lambda_s h_s E_f / 2rM_s)$  にあたるので、各パラメータを用いて磁歪  $\lambda_s$  を算出したところ、 $-7.2 \times 10^{-7}$  であった。また、短冊形ガラス基板に同条件で作製した Co-Zr-Nb 薄膜に関して光てこ法により磁歪を測定したところ、その値は  $-1.3 \times 10^{-6}$  であった。このように、新規に開発した計測法において得られた結果は、光てこ法と同等の結果となった。当日は、他の膜厚の試料の評価に加えて、磁歪と透磁率の同時測定評価を行った結果についても紹介する。

謝辞 Co-Zr-Nb 膜に関しては、東北大学電気通信研究所の石山和志教授、栢修一郎准教授にご提供いただきました。ここに深謝します。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) S. Yabukami, K. Kusunoki, H. Uetake, H. Yamada, T. Ozawa, R. Utsumi, T. Mori izumi, Y. Shimada, "Permeability Measurements of Thin Film Using a Flexible Microstrip Line-Type Probe Up To 40 GHz", *Journal of the Magnetism Society of Japan*, Vol. 41, No. 2, pp. 25-28 (2017).



Fig. 1 Schematic of measurement system.

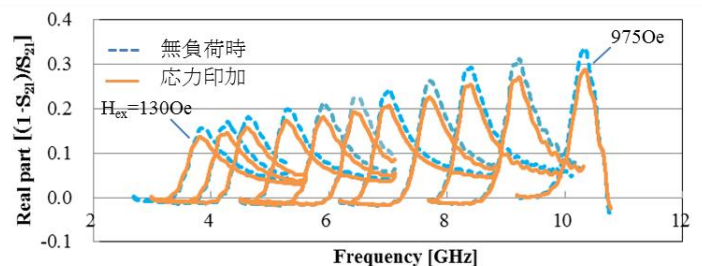


Fig. 2 FMR of CoZrNb film (4inch Wafer, 500nm thick).

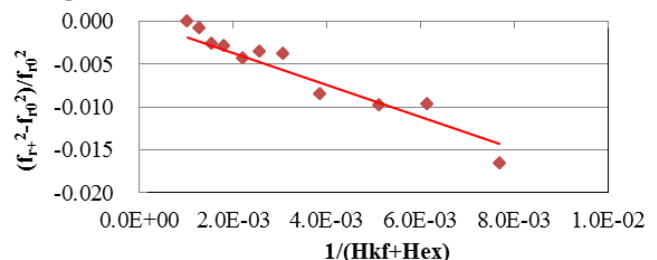


Fig. 3 Magnetic field dependence of resonance frequency.

# フェライト装荷逆L型広帯域UHFアンテナの等価回路

三枝淳平、篠田航平、米原正道、中原和宏、栗巣普揮、山本節夫  
(山口大)

Equivalent circuit of ferrite loaded inverse L type wide band UHF antenna  
J. Mieda, K. Shinoda, M. Yonehara, K. Nakahara, H. Kurisu, and S. Yamamoto  
(Yamaguchi Univ.)

## はじめに

筆者らは既に、スマートフォンに内蔵可能な地上波デジタルTV放送受信アンテナを提案・試作し、470 MHz から610 MHzに至る非常に広い周波数帯域にわたって実用的な性能が得られることを実証した<sup>1)</sup>。本研究ではそのアンテナ(フェライトを装荷した逆L型アンテナ)の等価回路について調査した。

## アンテナの構造

スマートフォンに内蔵するアンテナは、アンテナエレメントに基板 GND も含めた全体で、ダイポールアンテナ的に動作する。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 長を確保している。誘電体基板上にパターンニングしたアンテナエレメントの上に、フェライト棒を置く(これをサンドイッチ型と称している)ことによって、波長短縮効果によって短いアンテナエレメント長で共振するように設計している。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。

## アンテナの等価回路

電圧定在波比(VSWR)の周波数特性から、サンドイッチ型アンテナでは550 MHz から720 MHz, まで170 MHz の良好な帯域幅を発現していること、さらに、この広帯域は複共振の発現によってもたらされていることがわかった。このアンテナの動作原理を等価回路の観点から検討した。一般的なダイポールアンテナは、等価回路に置き換えるとRLC直列共振回路で表現される。前述のサンドイッチ型アンテナの2.4 GHzまでのスミスチャートをFig.2に示す。スミスチャートの中心部付近に複共振による滞留が見られる。このアンテナの等価回路は、Fig.3のように、ダイポールアンテナの等価回路に並列インダクタンスが挿入された形となることがわかった。このため、動作としては直列共振の途中で並列共振が起きており、この多モード共振のため複共振の滞留が存在している。提案アンテナの広い帯域幅はこの複共振の活用によって達成された。

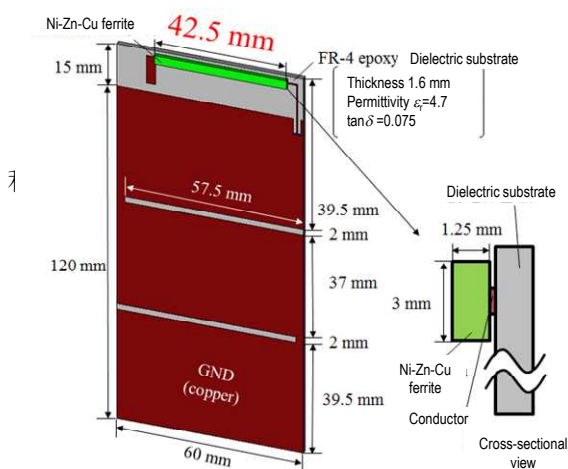


Fig.1 Structure of antenna.

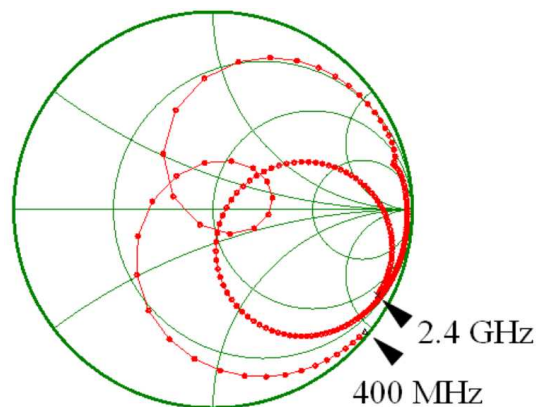


Fig.2 Smith chart of the antenna.

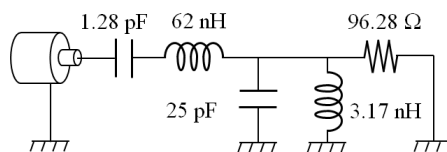


Fig.3 Equivalent circuit of the antenna.

## MSL で測定した短冊試料の複素透磁率の反磁界補正

武田 茂, 山崎真之介\*

(有) Magnontech, \*キーコム (株)

Demagnetization correction of complex permeability of magnetic slab measured by MSL

S. Takeda, and S. Yamasaki\*

(Magnontech, Ltd., \*KEYCOM Corp.)

**はじめに** これまで、我々は短絡伝送線路を用いて複素透磁率を測定する方法を報告してきた 1)。これには大きく分けて、短絡同軸線路と短絡マイクロストリップ線路 (MSL) の二種類がある。前者の試料はトロイダル形状であり、後者の試料は短冊試料である。前者は円周方向の反磁界は無視できるが、後者は試料端の反磁界の影響を強く受ける。この反磁界補正の方法の概要はすでに ICF11 で報告した。今回、測定帯域を拡大し、精度を上げ、より微細構造が議論できるようになったので報告する。

**測定器具** Fig.1 に短絡同軸線路を、Fig.2 に短絡マイクロストリップ線路の概略構造断面図を示す。前者はトロイダル試料( $a=3\text{mm}\phi$ ,  $b=7\text{mm}\phi$ ,  $l_1=0.33\text{mm}$ )が内外導体に緊密に接触した状態で挿入されている。後者は短冊状試料( $l_2=1\text{mm}$ ,  $w=16\text{mm}$ ,  $d=0.33\text{mm}$ )が MSL の短絡部の角の部分に固定される。それぞれの試料は厚み 0.33mm の同じ NSS (Noise Suppression Sheet) から切り出されたものであり、同じ物性値を持っている。これらの器具の S11 から実効透磁率を導き出す方法は既に報告した。ただし、前者の場合は、円周方向の反磁界はゼロであり、かつ結合係数 $\eta=1$  であることから絶対測定が可能である。これより導出された透磁率を真の透磁率 $\mu_t$  と仮定する。ところが、後者の場合は、短冊試料の長辺方向に磁化されるが反磁界が作用し、測定される実効透磁率 $\mu_e$  はこれを含んだものとなる。

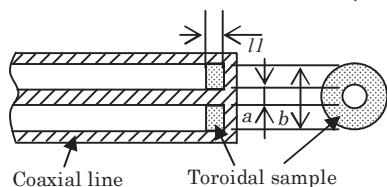


Fig.1 Short circuited coaxial line

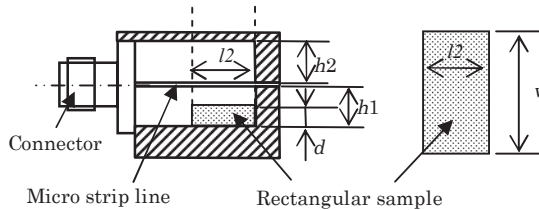


Fig.2 Short circuited micro strip line

**反磁界補正理論** 真の透磁率 $\mu_t$  と反磁界係数  $N$  を含んだ透磁率 $\mu_e$  の関係は、次の式により与えられる 2)。 $\mu_t = (1-N)\mu_e / (1-N\mu_e)$  --- (1) この式は複素透磁率にも成立し、実数部、虚数部に相当する式を導くことができる。 $N$  をパラメータに MSL の結果を計算し、同軸線路の結果に合わせるといのが主眼である。これにより MSL で測定した場合の反磁界係数  $N$  を逆問題として決定することができる。この  $N$  は、第一近似として材料によらないとすれば、同じ形状の未知の材料の真の複素透磁率を短冊試料の測定結果から推定することができる。これは実用上極めて有効であると考えた。

**実験結果** Fig.3(a) は MSL による測定結果を、(b) は同軸線路による測定結果を示す。(c) は MSL の結果を反磁界係数  $N=0.04$  として補正し、同軸線路の結果と比較したものである。1GHz 以下の両者は極めてよい一致を示した。1GHz 以上で両者に差が見られたが、これは MSL と同軸線路の構造上の違いによるものである。精度が向上し、このような微細構造の差異が見られるようになった。

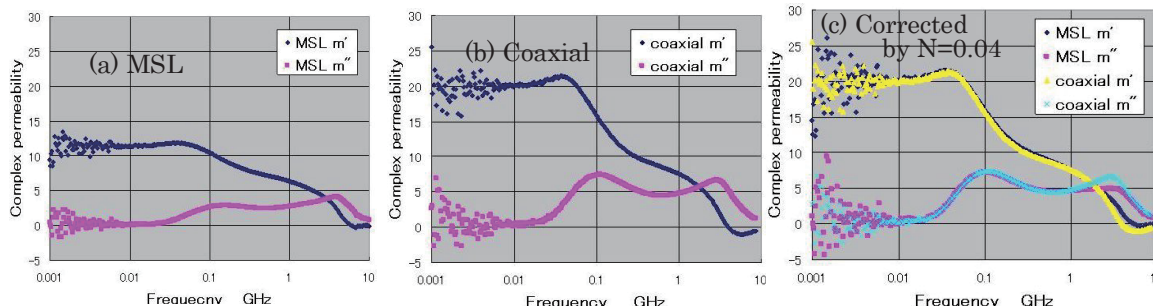


Fig.3 Measurement results ; (a) as measured by MSL, (b) as measured by Coaxial, (c) comparison between the corrected MSL result by  $N=0.04$  and the coaxial result.

**参考文献** 1) S. Takeda, T. Hotch, S. Motomura, and H. Suzuki, *Journal of the Japan Society of Powder & Powder Metallurgy*, vol.61, (2014), No.S1, S303-307,  
2) 大田恵造著「磁気工学の基礎(I)」共立出版、p.41, (1973)

# 負の透磁率材料を用いた円形多層線路における表皮効果抑制の検証

森山 竜太, 鮎澤 祥史, 黒川 勇太, 中山英俊  
(長野工業高等専門学校)

Consideration of Skin Effect Suppression in Cylinder Multi-layer Transmission Line  
with Negative Permeability Material

Ryuta MORIYAMA, Yasufumi AIZAWA, Yuta KUROKAWA and Hidetoshi NAKAYAMA  
(National Institute of Technology, Nagano College)

## はじめに

高周波線路では表皮効果による損失の増大が、低損失化の大きな課題である。同課題を解決する革新的手法として、負の透磁率材料を用いた表皮効果抑制に関する研究<sup>1),2)</sup>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<sup>1)</sup>。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あるため、最適設計を見出す詳細な検討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、まずは円形断面線路を対象にして理論検証を行っており、以前に2層モデルについて報告した結果を踏まえて、多層モデルに展開して検証した結果を報告する。

## 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<sup>3)</sup>。正の透磁率材料は、導電率 $\sigma_1$ 、透磁率 $\mu_1 > 0$ として、負の透磁率材料は、導電率 $\sigma_2$ 、透磁率 $\mu_2 > 0$ として、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(なお、3層目以降も同様にして求められる)。

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

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<sup>3)</sup>。

## 結果と考察

Fig. 2 に、2層および4層構造の円形断面線路の電流密度分布  $i_z(r)$  の一例を示す。設定条件は、最外層の半径  $r_{max} = 8 \mu\text{m}$ 、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。2層および4層構造の各半径を調整し、損失が小さくなる条件を検討した結果である。Fig. 2 (b)に示される電流密度の位相  $\angle i_z(r)$  が各層の境界面で変曲し、位相変化を相殺することにより、低損失化が図れた。以前に報告した2層に対して、4層では更に低損失な特性が得られた。

## 謝辞

本研究の一部は、JSPS 科研費 17K14674 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 (2008).
- 2) Moriyama et al.: Digest of the 40th Annual Conf. Magn. Jpn., 40, 82 (2016).
- 3) Mizuno et al.: The Papers of Technical Meeting on Magn., IEE Jpn., MAG-06-82~87, 7-15 (2006).

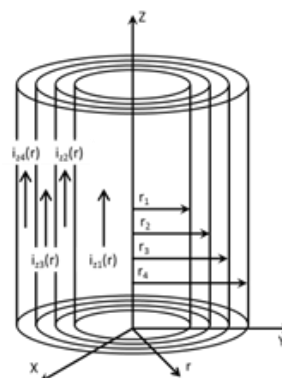
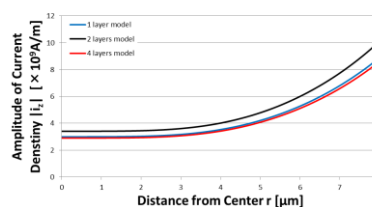
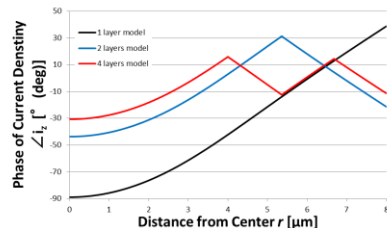


Fig. 1 Structure of cylinder transmission line.



(a) Intensity of current density



(b) Phase of current density

Fig. 2 Current density vs. distance from the center ( $f = 3 \text{ GHz}, r_{max} = 8 \mu\text{m}$ ).