

# CMA-ES による永久磁石式磁場源の回転パターン最適化

佐久間洋志  
(宇都宮大)

Optimization of Rotation Patterns of Magnetic Field Source with Six Magnets using Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy

H. Sakuma  
(Utsunomiya Univ.)

## はじめに

円柱型の永久磁石を用いたローラー型永久磁石式磁場源による、1 方向磁場<sup>1,2)</sup>およびベクトル磁場<sup>3)</sup>の発生が報告されている。この磁場源において、最大磁場を発生する永久磁石の角度は Halbach シリンダーに対応する角度であり、磁場の均一性に優れる。一方、プラスの最大からマイナスの最大まで連続的に中間的な磁場を発生するための磁石角度は自明ではない。本研究では、進化的計算の一種である Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy (CMA-ES)を用いた磁石回転パターンの最適化について報告する。

## 構造と計算方法

径方向に着磁した 6 本の円柱型ネオジウム磁石を正六角形の各頂点に配置したローラー型磁場源を考える。磁石の直径は 25 mm, 磁石中心間の距離は 31 mm, 磁石の磁束密度は 1.29 T とした。目的関数を、 $f = |B_x - B_x^t| + |B_y - B_y^t| + 3B_{std}$  と設定した。ここで、 $B_x, B_y$  は中心における磁束密度の  $x, y$  成分、 $B_x^t, B_y^t$  はその目標値であり、 $B_{std}$  は中心付近の  $10 \times 10 \text{ mm}^2$  の領域における磁束密度の大きさの標準偏差である。ある磁石角度の組み合わせにおける  $B_x, B_y, B_{std}$  を 2 次元有限要素法により求め、 $f$  が最も小さくなるように 834 世代の最適化を行った。CMA-ES のアルゴリズムは文献 4 を基にした。

## 計算結果

Fig. 1 (a) に、 $B_x^t = B_y^t = 0$  とし、独立に 10 回の最適化を行った結果を示す ( $f$  の順に並べてある)。青い矢印は各磁石の角度を示している。これらの結果は 3 つのグループに分けられる。すなわち、放射状のパターン、平行に近いパターン、向かい合う磁石が反対を向くパターンである。 $f$  が最も小さくなるのは放射状のパターンであり、Fig. 1 (b) に示すような無数の角度があり得ると考えられる。発表では、中間的な強度の磁場を生じる磁石角度についても報告する予定である。

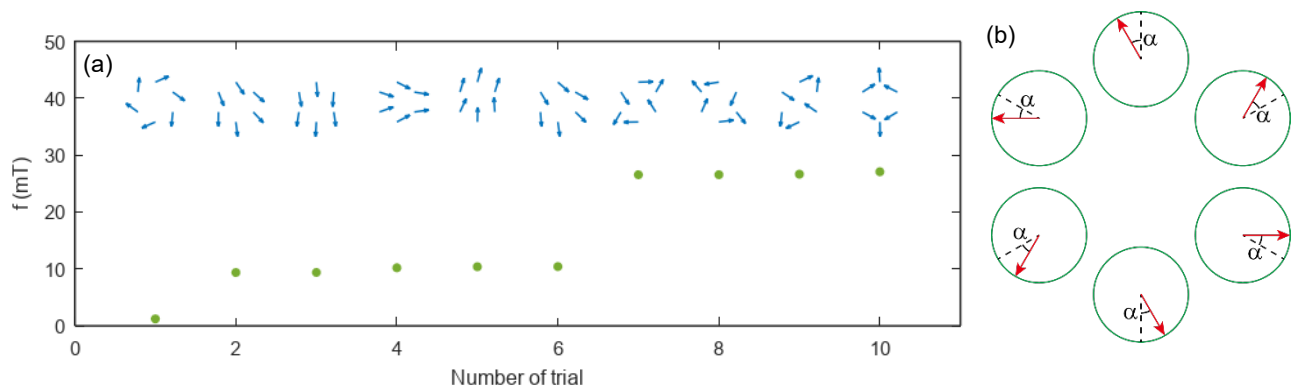


Fig. 1 (a) Results of 10 trials of optimization for  $B_x^t = B_y^t = 0$ . (b) Magnetization direction of magnets for the lowest  $f$ .

## 参考文献

- 1) R. Bjørk *et al.*, *J. Magn. Magn. Mater.* **322**, 3664 (2010)
- 2) 佐久間洋志, 日本磁気学会論文特集号 **3**, 43 (2019)
- 3) H. Sakuma, *J. Magn. Soc. Jpn.* **44**, 21 (2020)
- 4) N. Hansen, arXiv: 1604.00772 (2016)

## 小型電流センサ用磁気シールドの設計

寺尾美菜子、小河晃太郎、野口直記、竹中一馬  
(横河電機株式会社マーケティング本部イノベーションセンター研究開発部)

Design of magnetic shield case for small sized AC/DC current sensor by electromagnetic simulation  
Minako Terao, Koutarou Ogawa, Naoki Noguchi, Kazuma Takenaka  
(Yokogawa Electric Corporation)

### はじめに

ハイブリッド自動車や電気自動車の開発において、快適性向上を目指した車内空間の確保や燃費向上のため、駆動部は軽量化、小型集積化が進められ、性能評価に必要な電流センサを配置する空間の確保が難しくなっている。その一方で、燃費向上のためには、モジュール単体だけでなく組み上げた状態での詳細な評価が必要であり、狭い空間でも配置できる小型で直流から大電流が測れる電流センサへのニーズが高まっている。

狭い空間に配置できる既存の電流センサに Rogowski センサ<sup>1)</sup>があるが、原理的に直流電流は測定できない。直流電流を測定できる電流センサは、信号磁場収集および雑音磁場除去のために磁気コアを使用しており、コアが測定電流に比して大きくなるため狭い空間への配置ができない<sup>2)</sup>。

本研究では、狭い空間でも 1000Arms 程度の大電流を直流から測定可能な小型電流センサの開発を目的とする。小型化のため磁気コアレスとし、外部磁場の影響を除くため小型磁気シールド内に磁気センサを配置する構造を採用した。大電流の測定ニーズが多く、隣接電流による雑音磁場が大きい三相交流を想定し、電流センサの磁気シールドとして必要と考える S/N 比 100 程度を確保した小型磁気シールドをシミュレーションにより設計した。実際に作製して内部の磁束密度を測定し、S/N 比 100 近くを確保出来たことを報告する。

### 設計

ANSYS Electronics Desktop の静電磁場ソルバ Maxwell を用い、S/N 比 100 程度を確保でき、なるべく小さい形状を検討した (Fig.1)。①信号：電流 100A による磁場、②雑音：隣接電流が測定電流と同程度の場合に生じる磁場として x, y, z 方向に各 1mT の均一磁場、を設定し計算結果から S/N 比を算出した。シールドがあることで磁束密度分布は歪むが、シールドの中心軸 (y 軸) 上は信号の磁束密度ベクトルが歪まず ( $B_x, 0, 0$ ) となり、最も効率よく信号を測定できることから、磁気素子は y 軸上に配置することとした。シールド形状と素子の y 軸上の位置の調整により、雑音方向によらず S/N 比 100 程度を確保できる小型磁気シールドが設計できた。

### 実測結果

設計した小型磁気シールドを 78 パーマロイで作製し、内部に磁気素子 (AKM : EQ430L) の感磁軸が x 軸と一致するよう配置し、①信号：電流による磁場、②雑音：Helmholtz coil による x, y, z 方向それぞれの均一磁場、を印加して磁束密度を測定した。測定結果から、信号 100A と雑音 1mT での S/N 比をそれぞれ算出し、全方向の雑音に対して S/N 比 100 程度を確保した小型磁気シールドが作製できることが示された。

### 参考文献

- 1) <https://cdn.tmi.yokogawa.com/BU7019-30.jp.pdf> (As of Sept. 25, 2020).
- 2) W.F. Ray and R.M. Davis: EPE Journal, 3, 51(1993).

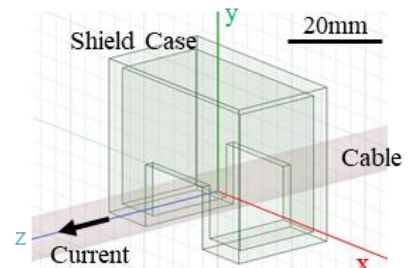


Fig.1 Simulation Model

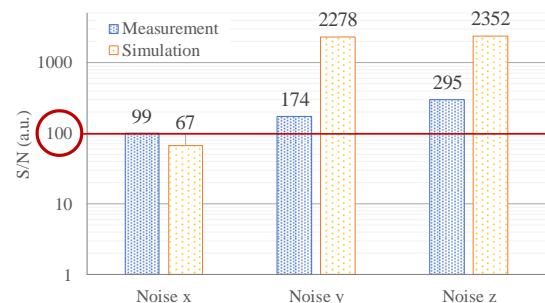


Fig.2 Comparison of simulation and measurement results

## 多種多様な自動車の磁気ノイズの特性評価

齊藤大介、林実、王璣、堺健司、紀和利彦、塚田啓二  
(岡山大学)

Magnetic noise characteristics of a wide variety of automobiles  
T.Saito, M.Hayashi, K.Sakai, T.Kiwa, K.Tsukada  
(Okayama Univ.)

### はじめに

現在、磁気計測技術は幅広い分野で活用されており、屋外で使用される場合も多い。このような場合、環境磁気雑音が測定に与える影響を考慮する必要がある。環境雑音の発生原因の1つとして交通機関が考えられる。そこで、代表的な外部磁場発生要因の一つである自動車が発生する磁気ノイズに着目した。前回の研究では、自動車自体が自発磁化して磁気を発していることが分かった。今回は1種類だけでなく複数の種類の自動車を用意して自動車から発生する磁気ノイズの特性を調査したので報告する。

### 実験方法

自動車から発せられる磁気ノイズを観測するために、高感度な磁気センサであるAMR (Anisotropic Magneto Resistive) センサを用いた。大きさや形状が異なる4種類の自動車(大型セダン、軽トラック、ミニバン、中型セダン)を用意し、その周りの磁場を測定した。また実際の道路に磁気センサを配置し、多種多様な自動車の磁気ノイズを測定した。

### 実験結果

Fig.1に、4種類の自動車の周りの磁気ベクトルの様子を示す。Fig.1より、磁場が自動車に入る部分と自動車から出る部分が存在する様子が確認できる。Fig.1の左上図(大型セダン)では自動車の左後輪から右前輪に向かって磁気が流れる様子が確認できる。その他の3つの図でも、それぞれ異なる方向に向かって流れる磁気の様子が確認できる。この結果より、自動車の磁化の方向は一定ではなく、個々の自動車によって異なることが分かった。また各車から発生する磁場強度は、個々の自動車により異なり、車体の大きさとも無関係であることが分かった。

Fig.2に、実際の道路で走行する自動車の磁気ノイズを観測した結果を示す。グラフ上のX、Y、Zはセンサの3軸を表しており、X軸は南向きに、Y軸は東向きに、Z軸は鉛直上向きと一致する。

Fig.2.(a)は、普通自動車と中型トラックを観測した結果である。普通自動車に比べてトラックの磁気ノイズが非常に大きいことが分かる。トラックは積み荷を積んでいる場合もあり、それらが影響を及ぼしている可能性が考えられる。Fig.2.(b)は、大型バスを観測した結果であり、X、Y成分の信号のピークが2つに分かれていることが分かる。バスのエンジンは車体の後方に設置されるのが一般的であり、運転席側とエンジン側とで2つの磁場発生源が存在したことが原因として考えられる。以上の結果より、自動車から発生する磁気ノイズの大きさは数 $\mu\text{T}$ ~数十 $\mu\text{T}$ であり、自動車の速度が40 km/h程度以下において、自動車からの磁気ノイズの周波数帯域は3 Hz程度以下であることがわかった。

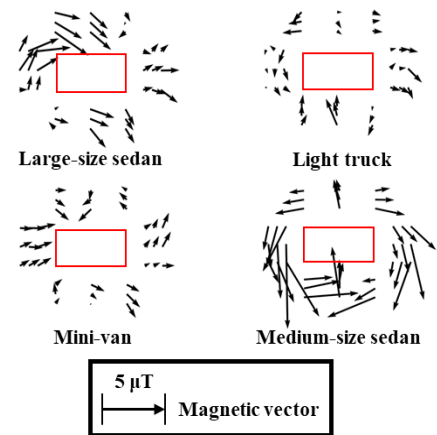


Fig.1 Magnetic field vector around the 4 automobiles

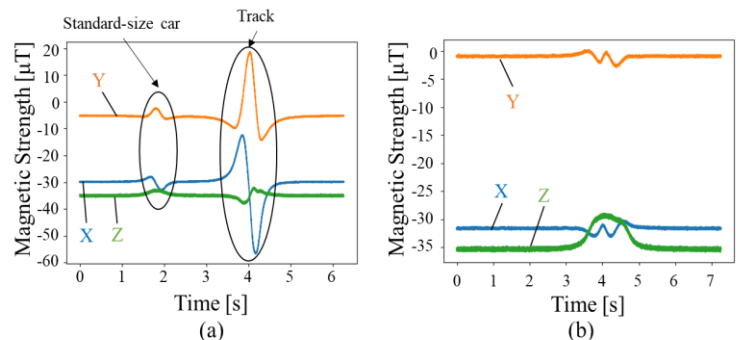


Fig.2 Magnetic noise of (a)one standard-size car and one track and (b)one bus

# 金属/磁性多層膜による広帯域 direct-on-chip EMI シールド膜

喜々津哲、黒崎義成、岩崎仁志、白鳥聡志、藤田篤史\*、西垣寿\*、松中繁樹\*  
((株)東芝、\*芝浦メカトロニクス(株))

Wide Band Direct On-chip EMI Shielding Layer with Metallic/Magnetic Multilayer  
A. Kikitsu, Y. Kurosaki, H. Iwasaki, S. Shirotori, A. Fujita, H. Nishigaki, S. Matsunaka  
(Toshiba Corp., \*Shibaura Mechatronics Corp.)

## はじめに

半導体素子が高密度に実装された高機能モバイル機器等における電磁波干渉(EMI)の対策として、素子のモールド上に導電率の高い Cu など直接成膜する direct-on-chip EMI シールド膜が検討されている<sup>1)</sup>。近年、磁性層と金属層の界面での電磁波の多重反射を利用した、磁性層/Cu の積層膜シールドが提案され<sup>2)</sup>、Cu 層単層より高いシールド性能が期待されることが示された<sup>2)</sup>。しかしながらこの原理の実験的な実証は進んでおらず、Cu 単層膜に対する得失はあまり明らかになっていない。そこで本研究では、Ta/ NiFeCuMo 積層軟磁性層を用いた多層シールド膜を検討した。その結果、総厚 1 $\mu$ m で Cu 3 $\mu$ m を凌駕するシールド性能が得られ、また、1 MHz 以下の領域でも大きなシールド効果が得られる積層構成も見出したので報告する。

## 実験方法

多層膜サンプルは、芝浦メカトロニクス製スパッタ装置 CCS-1300 を用いてガラス基板上に成膜した。磁性層には Ni<sub>77</sub>Fe<sub>14</sub>Cu<sub>5</sub>Mo<sub>4</sub> (at.%) ターゲットを用いた。シールド性能は過去の文献<sup>2)</sup>と同様の手法を用い、磁性層の困難軸方向の電磁波に対して測定した。シールド効果 MSE(dB)を  $-20\log(\text{透過パワー}/\text{投入パワー})$  で定義し、ネットワークアナライザを用いて周波数依存性を調べた。

## 結果および検討

Fig.1 に Cu (400 nm)/[Ta (5 nm)/NiFeCuMo (50 nm)]<sub>4</sub>/Cu (400 nm) のシールド特性を示す。300-500 MHz の帯域において 3 $\mu$ m 厚の Cu よりも大きなシールド効果が得られた。Ta ブレーク層により NiFeCuMo 層の結晶粒が微細化して低保磁力化し、多層膜効果を有効に利用できたためであると思われる。ピーク周波数は FMR 周波数近傍である。

Fig.2 に、総厚 2 $\mu$ m の [Cu(100nm)/NiFeCuMo(100nm)]<sub>10</sub> のシールド特性を示す。広い帯域において Cu 3 $\mu$ m よりもシールド性能が高く、特に 50 MHz 近傍でその効果が顕著である。各層は 100nm 程度と薄いため多重反射のメカニズムはあまり効かず、磁壁共鳴<sup>3)</sup>に関係した別のメカニズムの作用が考えられる。この数 10 MHz の周波数帯は、近年注目を集めている無線給電による EMI の領域であり、本研究の多層膜は GHz からこの帯域までの広い領域に対して有効な手法である。

## 参考文献

- 1) M. Yamaguchi, et al.: *IEEE Trans. Magn.*, **46**, 2450 (2010)
- 2) K. Yamada et al.: 2011 IEEE International Symposium on EMC, p.432
- 3) S. Chikazumi: *Physics of Magnetism*, Wiley, New York (1995)

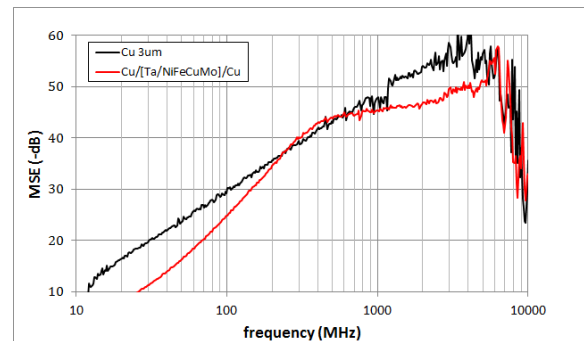


Fig.1 Shield effect of Cu (400)/[Ta (5) /NiFeCuMo (50)]<sub>4</sub>/Cu (400) multilayer

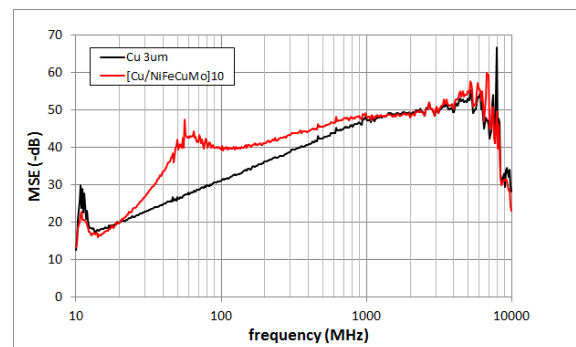


Fig.2 Shield effect of [Cu (100)/NiFeCuMo (100)]<sub>10</sub> multilayer



# 磁性膜を配置した MSL の磁気回路解析によるインダクタンス推定

三上 貴大、室賀 翔、田中 元志  
(秋田大学大学院理工学研究科)

Inductance estimation of MSL with magnetic film using magnetic circuit analysis

Takahiro MIKAMI, Sho MURUGA, Motoshi TANAKA  
(Graduate School of Engineering Science, Akita University)

## 1. はじめに

磁性体を用いた電磁ノイズ抑制体 (NSS) を、電子機器に実装するための設計指針の確立が求められている。筆者らは、NSS を配置したマイクロストリップ線路 (MSL) について、その断面を磁気回路解析し、等価電気回路を推定する方法を提案した<sup>1,2)</sup>。しかし、磁気回路の構築のためには、MSL 断面の磁束密度分布を電磁界シミュレーションにより算出する必要があった。そこで、NSS の例として Co-Zr-Nb 膜を配置した MSL を対象とし、断面の磁束密度分布を解析的に導出して、そのインダクタンスを推定する手法を検討した。

## 2. 特性長の解析的導出

解析対象<sup>2)</sup>は、比誘電率 9.8 のアルミナ基板上に試作した平行 2 導体 MSL とした。2 本の MSL は、それぞれ線路長 10 mm、幅 95  $\mu\text{m}$  であり、線路間の距離は 50  $\mu\text{m}$  である。1 本の MSL をネットワークアナライザを接続して伝送特性を測定し、他方の両端は 50  $\Omega$  の抵抗で終端させた。Co-Zr-Nb 膜は、低周波で透磁率約 700、材料固有の強磁性共鳴 (FMR) 周波数約 1 GHz、抵抗率 120  $\mu\Omega\text{cm}$  である。

図 1 に Co-Zr-Nb 膜を配置した MSL の磁束経路を示す<sup>2)</sup>。 $\varphi_0$  は全磁束、 $\varphi_m$  は磁性体内を流れる磁束を表す。また、 $w_m$  は、磁性膜内の磁束密度の値が、信号線端部直上の磁性膜内の磁束密度の値の約 37% ( $=1/e$ ,  $e$  はネイピア数) 以上である範囲を示し、磁気回路構築に必要である。Co-Zr-Nb 膜内の磁束密度に関する微分方程式<sup>3,4)</sup>より、解析的に  $w_m$  を算出した。

$$w_m = \sqrt{\frac{g}{1/\mu_{r1}h + a/\mu_r t}} \quad (1)$$

ただし、 $\mu_{r1}$  は真空中の比透磁率、 $\mu_r$  は Co-Zr-Nb 膜の比透磁率、 $g$  は誘電体と磁性体の距離 ( $g = t_s + t_d$ )、 $a = \varphi_m/\varphi_0$  である。この磁気回路を図 2 のように示せば、 $a$  は (2) 式で表せる。

$$a = \frac{\varphi_m}{\varphi_0} = \frac{R_a R_d}{R_a R_d + R_a R_m + R_d R_m} \quad (2)$$

ここで、 $R_a$  は  $w_m$  の関数である。(2) 式を (1) 式に代入して、 $w_m$  を導出した。導出した  $w_m$  は、電磁界解析で求めた値とおおよそ一致した。

## 3. インダクタンスの推定

磁気回路解析より推定したインダクタンスを実験値と比較して図 3 に示す。推定値は実験値とおおよそ一致し、2.7 GHz 付近の実効的な FMR 周波数で低下し、極小となった後に徐々に一定値に漸近した。これは、透磁率の実部の影響と考えられる。一方、実験値は 6 GHz 付近から低下し、負の値を示すが、これは波長共振による影響と考えられる。

## 4. おわりに

Co-Zr-Nb 膜を配置した MSL のインダクタンスを解析的に推定可能であることを示した。今後、設計指針の構築を検討する。

謝辞 本研究の一部は、科研費 20K04497、村田学術振興財団、東北大学電気通信研究所共同プロジェクト研究の助成を受けた。

参考文献 1) S. Muroga, *IEEE Trans. Magn.*, 54(6), #8002704, 2017. 2) 三上他, 信学技報, EMCJ2019-28, 2019.  
3) R. Jones, *IEEE Trans. Magn.*, 14(5), p.509, 1978. 4) J. Ma et al., *IEEE Trans. Magn.*, 54(6), #2800404, 2018.

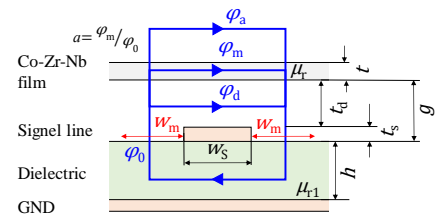


図 1 MSL 断面の磁束経路

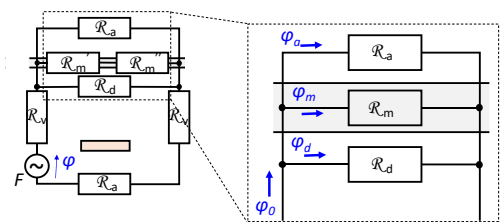


図 2 MSL 断面の磁気回路

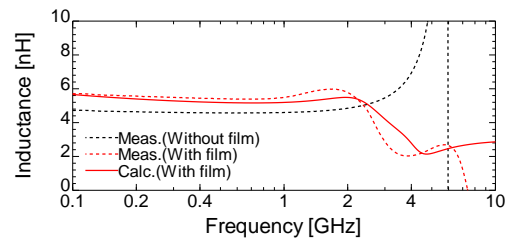


図 3 インダクタンスの推定