

電動化車両の電磁環境性能向上に資する電磁シールドの超軽量・高剛性・多周波化設計

代表研究者 岡本吉史 法政大学 理工学部 電気電子工学科 教授

1 はじめに

カーボンニュートラルの進展に伴い、xEV（電気自動車の総称）の高出力化・航続距離の長距離化が盛んに研究されている。これに伴い、バッテリーの高電圧化・PWM インバータの高周波化に起因する電磁ノイズが、車両内部の電磁環境（電子回路・情報通信機器）に悪影響を与える。本研究の最終ゴールとして、トポロジー最適化手法を活用し、ワイヤーハーネス部起因の電磁ノイズを低減できる電磁シールドの多周波化・超軽量・高剛性化を目指す。

そこで本研究プロジェクトの一年目として、貴財団からご支援頂いた研究資金を原資とし、①有限要素法による電磁ノイズ解析の計算ソフトウェアの構築、②時間領域随伴変数法によるトポロジー最適化のための感度（目的関数・制約条件の勾配）計算技法の構築、③低周波電磁ノイズの計測システム構築の三種類の細目に特化して研究を実施した。研究助成申込書に記載した一年目における研究項目であるカウアー梯子回路による多周波帯における電磁ノイズ解析手法の構築、ならびに、三次元応力解析のプログラム開発については、次年度以降の研究項目として策定している。

次章以降に、研究細目①～③に関する各方法・結果を要約する。

2 電磁ノイズの計算手法・計測技法

2-1 有限要素法（FEM）を用いた電磁ノイズの解析手法

本報告書では電磁ノイズの解析手法として時間領域有限要素法（FEM）による磁界解析を行う。渦電流を考慮した磁界の支配方程式を（1）式に示す。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = \frac{n_c}{S_c} i(t) l_z - \sigma \left(\frac{\partial A_z}{\partial t} + \frac{\partial \phi}{\partial z} \right) \quad (1)$$

ここで、 ν は磁気抵抗率、 A_z は z 方向の磁気ベクトルポテンシャル、 n_c はコイルの巻き数、 S_c は励磁コイルの断面積、 $i(t)$ は励磁コイルに流れる電流、 l_z は励磁コイルに流れる強制電流の z 方向成分、 σ は電気伝導率、 ϕ は二次導体断面の電気スカラーポテンシャルを示す。（1）式にガラーキン法を適用し、後退 Euler 法より得られた弱形式を（2）式に示す。また、解析モデルに接続されている外部回路の電気回路方程式を（3）式に、全ての導体を流れる渦電流の総和が零であるという条件式を（4）式に示す。

$$G_i^{(m+1)} = \iint_S N_i \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A_z^{(m+1)}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A_z^{(m+1)}}{\partial y} \right) \right\} dx dy - \iint_S N_i \frac{n_c}{S_c} i^{(m+1)} l_z dx dy - \iint_S N_i \sigma \frac{A_z^{(m+1)} - A_z^{(m)}}{\Delta t} dx dy - \iint_S N_i \sigma \frac{\partial \phi}{\partial z} dx dy = 0 \quad (2)$$

$$F^{(m+1)} = \Delta t e^{(m+1)} - \Delta t R i^{(m+1)} - \frac{n_c}{S_c} \int_S (A_z^{(m+1)} - A_z^{(m)}) l_z dS = 0 \quad (3)$$

$$E^{(m+1)} = \sigma \sum_{e=1}^{N_c} \sum_{k=1}^3 (A_{ke}^{(m+1)} - A_{ke}^{(m)}) \iint_{\Omega^{(e)}} N_{ke} dx dy + S_i \sigma \Delta t \frac{\partial \phi^{(m+1)}}{\partial z} = 0 \quad (4)$$

ここで、 N_i は二次元場の節点における形状関数、 S は全領域、 m は時刻ステップ、 Δt は時間刻み幅、 e は電源電圧、 R は抵抗値、 N_c は渦電流が流れる導体を構成する要素数、 S_i は渦電流が流れる導体断面の総面積を示す。

2-2 電磁シールド構造のトポロジー最適化手法

現状、トポロジー最適化で必要となる設計感度解析手法の実装が完了している。以下に、時間領域随伴変数法による感度解析手法について記述する。

2.2.1 導体材料のモデリング方法

設計領域における材料の ON, OFF (0 以上 1 以下) を制御する関数として、(5) 式のヘビサイド関数を採用する。

$$H(\psi) = \begin{cases} 0 & (\psi \leq -h) \\ \frac{3}{16} \left(\frac{\psi}{h}\right)^5 - \frac{5}{8} \left(\frac{\psi}{h}\right)^3 + \frac{15}{16} \frac{\psi}{h} + \frac{1}{2} & (-h < \psi < h) \\ 1 & (\psi \geq h) \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 h は遷移幅、 ψ は設計変数を示す。導体材料における電気伝導率はヘビサイド関数を用いて (6) 式で表す。

$$\sigma(\psi) = \{1 - H(\psi)\} \sigma_{\text{air}} + H(\psi) \sigma_c \quad (6)$$

ここで、 σ_{air} は空気の電気伝導率 ($\sigma_{\text{air}} = 0$)、 σ_c は導体の電気伝導率である。

2.2.2 時間領域随伴変数法 (TDAVM)

TDAVM に基づく感度解析では第一段階として、(7)、(8) 式を連立して、随伴変数 λ について解く。

$$C^T \lambda(t_{\text{max}}) = - \left. \frac{\partial w}{\partial \dot{A}} \right|_{t=t_{\text{max}}} \quad (7)$$

$$\left(K + \frac{\partial K}{\partial A} A \right)^T \lambda(t) - C^T \dot{\lambda}(t) = - \left(\frac{\partial w}{\partial A} \right) + \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial w}{\partial \dot{A}} \right) \quad (8)$$

ここで、 $\dot{\lambda}$ は $\partial \lambda / \partial t$ 、 t_{max} は終端時刻である。第二段階としては、得られた λ を (9) 式に代入することで設計変数 ψ に関する設計感度を評価する。

$$\frac{\partial \bar{W}}{\partial \psi} = \int_0^{t_{\text{max}}} \left\{ \frac{\partial w}{\partial \psi} + \lambda(t)^T \left(\frac{\partial K}{\partial \psi} A + \frac{\partial C}{\partial \psi} \dot{A} - \frac{\partial F}{\partial \psi} \right) \right\} dt \quad (9)$$

次に TDAVM の計算手順の概要を以下に示す。

Step1 : 図 1 に初期値問題の手順を示す。本報告書では後退 Euler 法により式を時間方向に N_{step} 時間ステップで離散化し、ステップバイステップ方式に基づいて解く。このとき、各ステップにおける A の情報は保存しておく。また、随伴問題における非線形磁気特性は、保存しておいた各時刻ステップにおける A から B へ変換し、逐次、 $v_i(B)$ 、 $\partial v_i / \partial |B|^2$ を求めている。磁気抵抗率は、保存しておいた A の情報を使用し、終端値問題を解く際に再構築する。

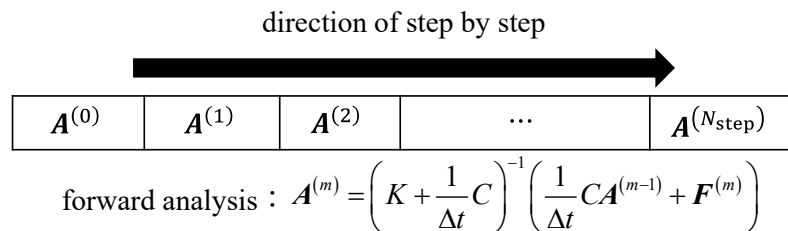


Fig. 1. Initial value problem.

Step2 : 図 2 に終端値問題の手順を示す。図 2 のように最終時刻 t_{max} から逆転させ、最終ステップから初期ステップに遡って終端地問題の (7) 式、(8) 式を解く。このとき、前進 Euler 法を適用して、順問題と同じ N_{step} 時間ステップをステップバイステップ方式に基づいて解き、 λ を求解する。

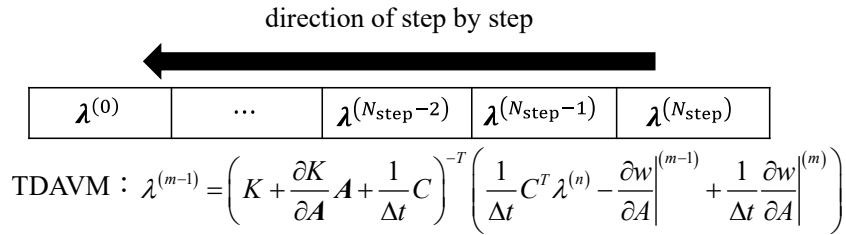


Fig. 2. Terminal value problem.

Step3 : 得られた λ を (9) 式に代入し設計感度を得る.

2.3 電磁ノイズの計測システム

xEV 車載用ワイヤーハーネスの漏洩磁界測定手法として、ピックアップコイルを使用した測定手法を検討する。この測定手法は、交流電圧を印加させたワイヤーハーネス近傍にコイルを配置し、そのコイルに鎖交する交流磁界（電磁ノイズ）を測定する手法である。ピックアップコイルにワイヤーハーネスの漏洩磁界が鎖交することで、ファラデーの電磁誘導の法則によってコイルに誘起電圧 v が発生し、その誘起電圧値から磁束密度 B を算出する。磁束密度導出には、ピックアップコイルの誘起電圧に積分を行うことで導出する。(10) 式にファラデーの電磁誘導の法則の方程式、(11) 式にピックアップコイルに鎖交する磁束密度 B の算定に使用した方程式を示す。

$$v = - \frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{10}$$

$$B = - \frac{1}{NS} \int_{t_0}^{t_0+t} v(t) dt \tag{11}$$

ここで、 $\Phi(t)$ はピックアップコイルの鎖交磁束、 N はピックアップコイルの巻き数、 $v(t)$ はコイルに発生する誘起電圧、 S はコイルの断面積、 t 、 t_0 はそれぞれ任意の時間を示している。ピックアップコイルを用いた漏洩磁界測定手法の概略図を図3に示す。本報告書では、フェライトコアを使用した環状ソレノイド型コイルであるピックアップコイルを製作した。製作した環状ソレノイド型コイルの形状を図4に示す。環状ソレノイド型コイルを用いた測定では、ワイヤーハーネスをコイルの中心に配置させた。

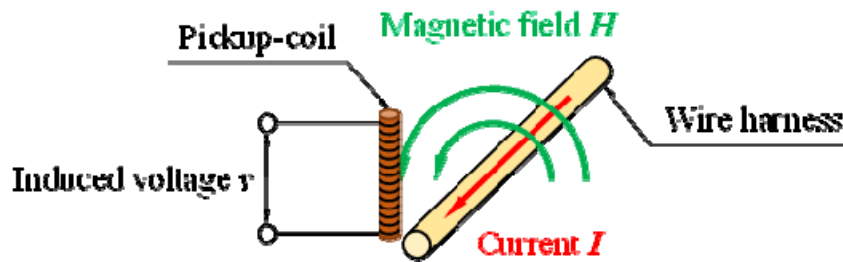


Fig. 3. Schematic diagram of measurement system for the magnetic field derived from electromagnetic noise.

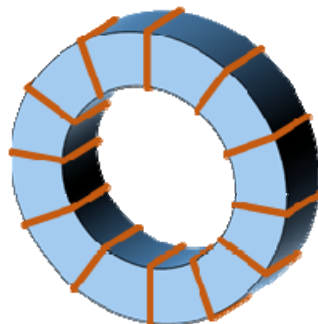


Fig. 4. Schematic diagram of pickup coil for magnetic field measurement.

また、本報告書では、ピックアップコイルを用いた漏洩磁界測定手法での磁束密度測定結果と比較するため、Lake Shore 社様の 3 軸テスラメータ F71（東陽テクニカ社製）を使用したワイヤーハーネスの漏洩磁界測定を行った。当該テスラメータは高額な計測器であり、貴財団の研究費を原資として、購入させて頂いた。ここに感謝申し上げます。

3. 有限要素解析モデルと電磁ノイズ計測システム

3.1 有限要素解析モデル

3.1.1 二次元解析

アルミワイヤーハーネスモデルの電源電圧の周波数によるシールド性能の変化について検証する。FEM による二次元電磁界解析を用いて、シールド内外の磁束密度を算出し、比較を行った。磁界を算出した点 P_{in} と P_{out} はそれぞれ導体の内外の表面から 0.03 mm 離れている。そして、電源電圧 $v(t)$ の周波数は $f=50, 100, 500, 1000, 5000, 10000$ Hz の 6 通りで解析を行う。アルミ領域内の渦電流については、渦電流の還流（式 (2) における $\partial\phi/\partial z$ の項）の考慮がある場合とない場合でそれぞれ解析を行う。また、還流を考慮しない場合については、TDAVM で節点 Q_a と Q_b の感度解析を行い、前進差分法（FDM）で求めた感度と比較することで妥当性の検証も行う。図 5 に解析モデル、表 1 に有限要素メッシュのパラメータを、表 2 に解析パラメータを示す。電源電圧 $v(t)$ は式 (12) に示す通りである。

$$v(t) = V_0 \sin(2\pi ft + \beta) \quad (12)$$

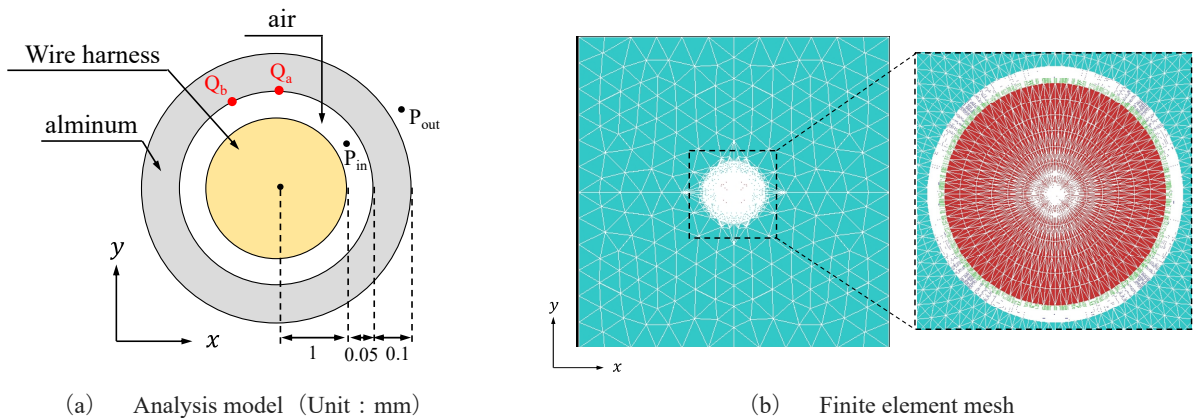


Fig. 5. Analysis model of aluminum wire harness

TABLE I MESH PARAMETERS FOR ALUMINUM WIRE HARNESS MODEL

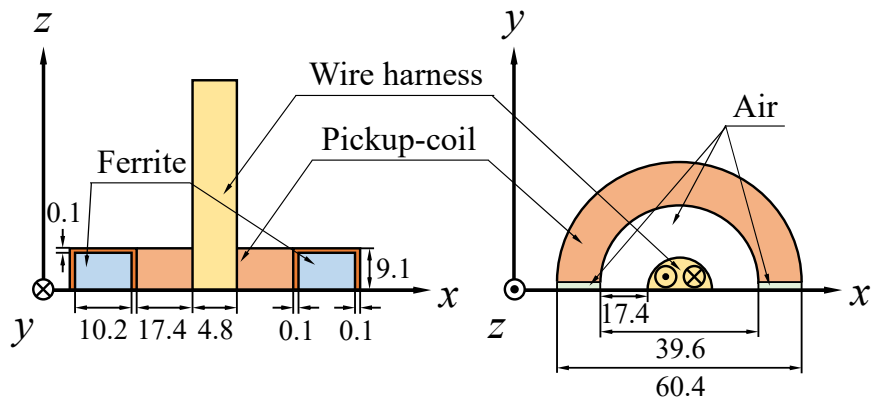
| Mesh types | Element | Node |
|------------|---------|-------|
| Triangle | 10,048 | 5,049 |

TABLE II ANALYSIS CONDITION FOR MAGNETIC FIELD

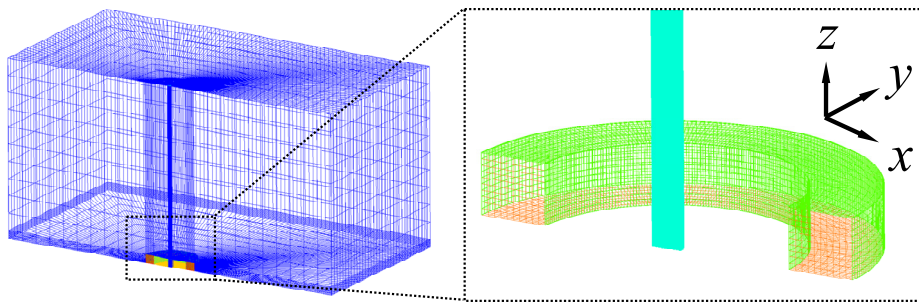
| V_0 [V] | σ [S/m] | Δt [s] | β [deg] | R [Ω] |
|-----------|-------------------|----------------|---------------|------------------|
| 5 | 3.7×10^7 | $(1/f)/32$ | 90 | 1 |

3.1.2 三次元解析

ピックアップコイルと 3 軸テスラメータによって測定された誘起電圧値、磁束密度値の妥当性を検証するために、FEM による三次元電磁界解析を用いて誘起電圧と磁束密度の数値解を算出し、測定値との比較を行った。三次元解析モデルは、製作したピックアップコイルについてのモデルと、3 軸テスラメータの測定値と比較するためのモデルの 2 種類の有限要素メッシュを作成した。図 6、図 7 にそれぞれピックアップコイル、3 軸テスラメータ用解析モデルと、作成した有限要素メッシュを示す。表 3 に各有限要素メッシュのパラメータを示す。

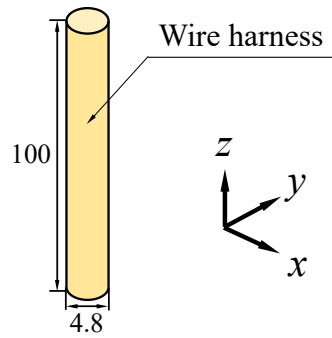


(a) Analysis model (Unit : mm)

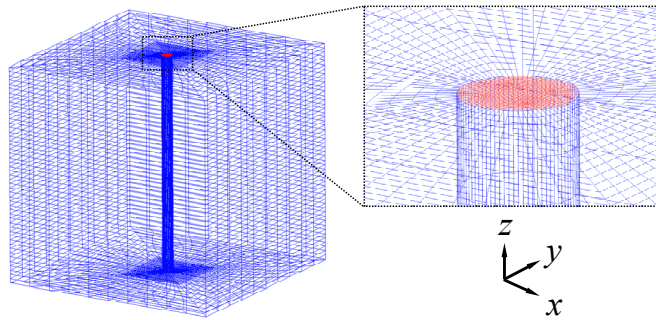


(b) Finite element mesh diagram

Fig. 6. Analysis model of the pickup coil.



(a) Analysis model (Unit : mm)



(b) Finite element mesh

Fig. 7. Analysis model for 3-axis tesla meter.

TABLE III MESH PARAMETERS FOR PICKUP COIL AND TESLA METER

| | Mesh types | Element | Node |
|-------------|------------|---------|---------|
| Pickup coil | Hexahedron | 231,168 | 245,542 |
| Tesla meter | Hexahedron | 183,039 | 178,400 |

3.2 電磁ノイズ計測システム

本測定では、ワイヤーハーネスに $1\ \Omega$ の抵抗器を接続し、交流印加電圧値と同値の交流電流が流れるようにした。交流電圧の周波数が $50\ \text{Hz}$ 、振幅値 $5\ \text{V} \sim 20\ \text{V}$ まで $5\ \text{V}$ 刻みで測定を行い、誘起電圧と磁束密度の値はどちらも最大値を測定・記録した。図 8 に測定回路図を示す。

図 9 に測定環境を示す。図 10 にワイヤーハーネス、ピックアップコイル等を固定するための計測器土台を示す。図 11 に測定に使用した測定機器を示す。表 4 に測定に使用した車載用ワイヤーハーネスの各種パラメータを示す。図 11 (f) の計測器土台には、測定結果に影響が出ないように非磁性・非導電性材料を使用した。

次に、図 12 に測定に使用した 3 軸テスラメータを示す。図 13 に 3 軸プローブの寸法と測定点の位置を示す。表 5 に 3 軸テスラメータの電気的確度を示す。表 4 に記載されている AC モード、High frequency モードの測定周波数範囲は、それぞれ直流から $60\ \text{Hz}$ 、 $20\ \text{Hz}$ から $10\ \text{kHz}$ である。3 軸テスラメータを用いた測定では、筒型ピックアップコイルと同様、3 軸プローブをワイヤーハーネスに接触させた状態で測定を行った。測定風景を図 14 に示す。

本測定で製作したフェライトコアを使用した環状ソレノイド型コイルを図 15、各種パラメータを表 6 に示す。コイルの製作を容易にするためにコイル芯であるフェライトコアを二分割した。また、測定する際に、分割した環状ソレノイド型コイルの間に、厚さ $0.6\ \text{mm}$ のガラスエポキシ板を配置して、分割されたコイル間の空隙を補償した。

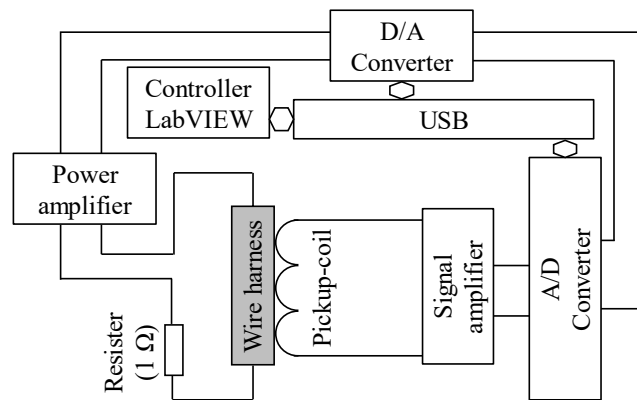


Fig. 8. Electric circuit diagram for measurements

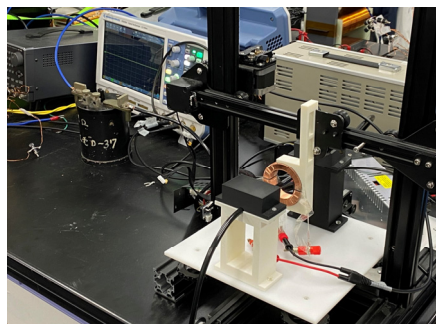


Fig. 9. Measurement environment

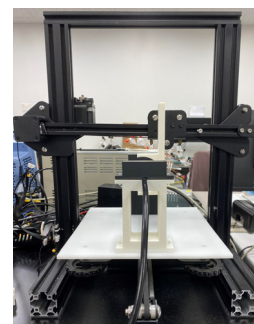


Fig. 10. Measurement instrument



(a) RTB2004 Oscilloscope



(b) BP4620 Power amplifier



(c) P-62A Isolation amplifier



(d) WS-A30A118 Resistor (1 Ω)



(e) Automotive wire harness



(f) WF1968 Function generator

Fig. 11. Measurement equipment

TABLE IV WIRE HARNESS PARAMETERS

| | | |
|--------------------------|----------------------------------|---------|
| Conductor | Cross section [mm ²] | 15.0 |
| | Wire structure [number/mm] | 84/0.45 |
| | Diameter [mm] | 4.8 |
| Insulator thickness [mm] | | 1.1 |
| Finished diameter [mm] | | 7.0 |
| Allowable current [A] | | 91.0 |



(a) F71 3-axis Tesla meter main unit



(b) 3-axis probe

Fig. 12. F71 3-axis Tesla meter

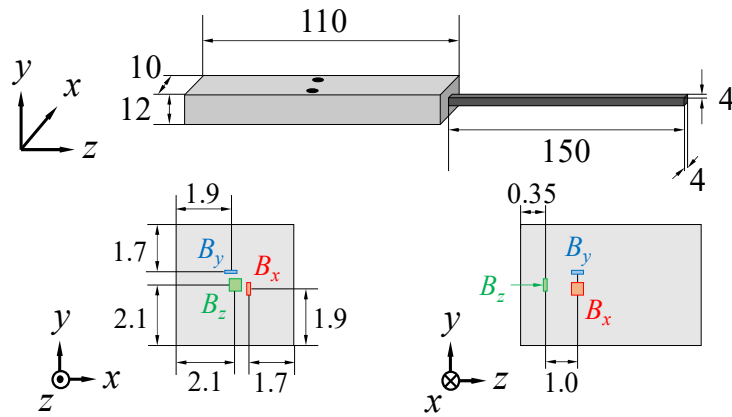


Fig. 13. Dimensions and measurement points of the 3-axis probe (Unit : mm)

TABLE V TESLA METER ELECTRICAL ACCURACY

| | |
|------------------------|---------------------------|
| 35T レンジ | 読み値の±0.15%, レンジの±0.00001% |
| 3.5T レンジ | 読み値の±0.05%, レンジの±0.00001% |
| 350mT レンジ | 読み値の±0.05%, レンジの±0.0001% |
| 35mT レンジ | 読み値の±0.06%, レンジの±0.001% |
| ACモードRMS確度 | 読み値の±0.5%, レンジの±0.1% |
| High frequencyモードRMS確度 | 読み値の±1%, レンジの±1% |

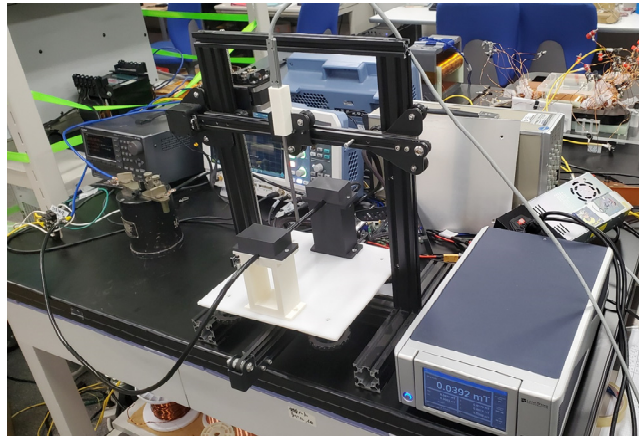


Fig. 14. Measurement scene with a Tesla meter

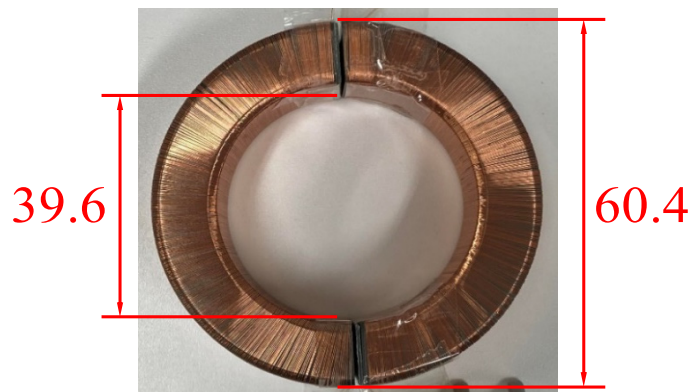


Fig. 15. Ring-shaped solenoid coil constructed with a fabricated ferrite core (Unit : mm)

TABLE VI COIL PARAMETERS

| | |
|---|----------------------|
| Number of coil N [turns] | 909 |
| Diameter of wire ϕ [mm] | 0.1 |
| Coil resistance R [Ω] | 117.4 |
| Cross-sectional area S [m^2] | 1.9×10^{-4} |

4. 電磁ノイズの数値計算・計測結果

4.1 電磁ノイズの有限要素解析

図5で示したアルミワイヤーハーネスモデルで二次元電磁界解析を行った。図16にシールド内部の点 P_{in} とシールド外部の点 P_{out} の磁界の比率を、図17、図18はそれぞれ、周波数 $f = 10000$ Hz のときの磁束密度分布と渦電流密度分布を示す。図16から還流を考慮していない場合では周波数の増加に伴って、外部磁界に対する内部磁界の比率が現象していることから、電磁ノイズの遮蔽性能が向上していることが確認できた。一方で、還流を考慮した場合は、どの周波数帯においても磁界の比率に変化が現れなかった。これは渦電流が還流する場合は図18(b)のようにシールドの外側に $-z$ 方向に流れる渦電流が発生し、その影響でシールドの外側に磁界が発生してしまうためだと考えられる。

また、図19は渦電流の還流を考慮しない場合で、TDAVMとFDMの2つの手法で求めた感度である。双方の節点で感度が一致していることから、感度解析の妥当性が確認することができたといえる。

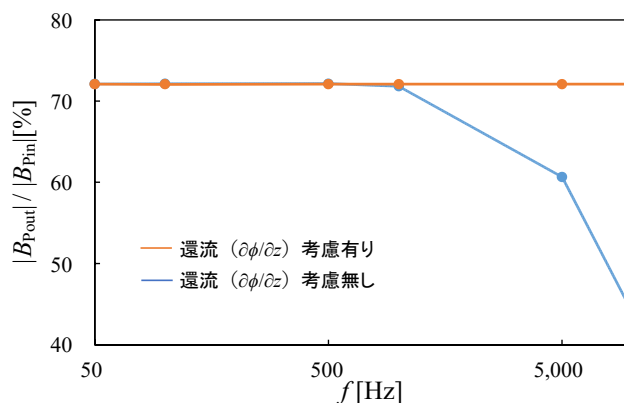


Fig. 16. Ratio of magnetic flux density inside to outside a shield at each frequency

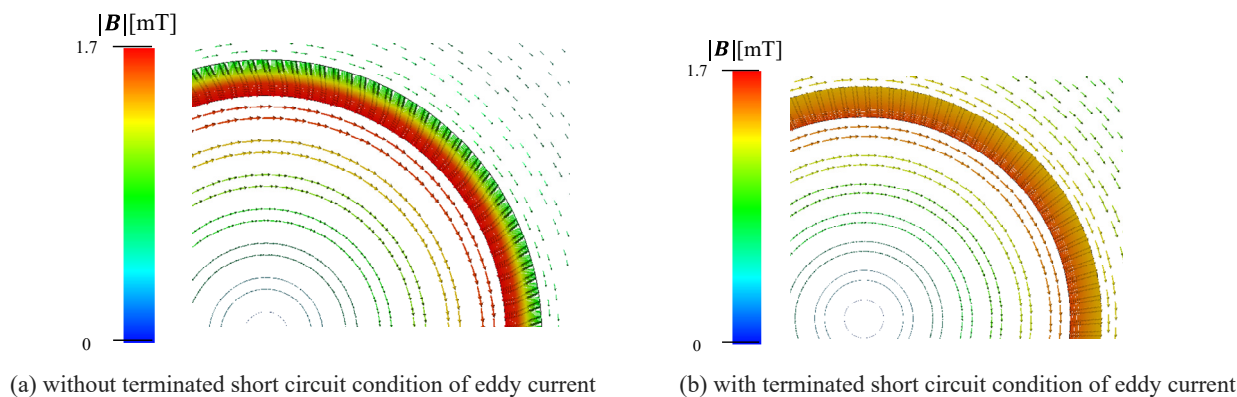
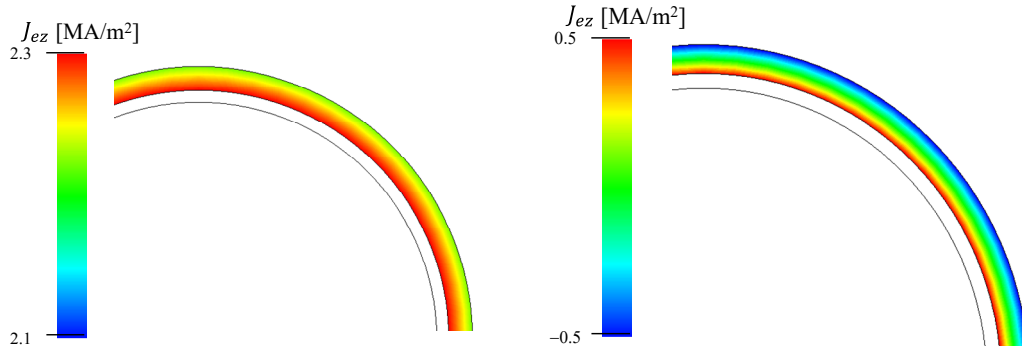
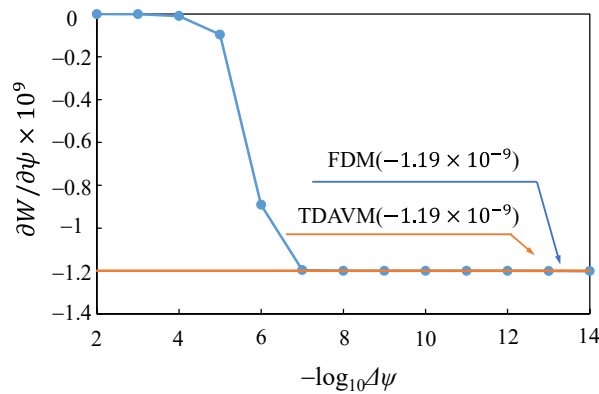


Fig. 17. Magnetic flux density distributions

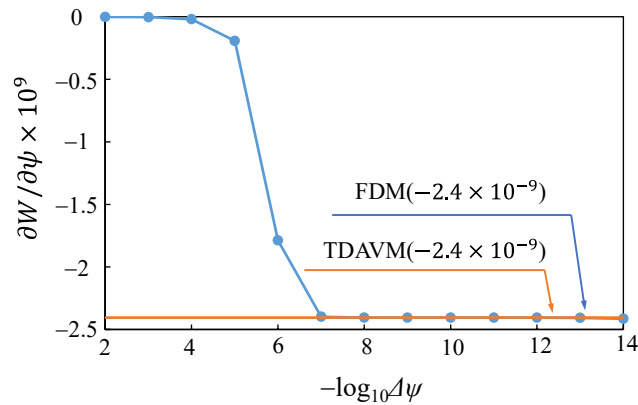


(a) without terminated short circuit condition of eddy current (b) with terminated short circuit condition of eddy current

Fig. 18. Eddy current density distributions



(a) Sensitivity of Node Q_a



(b) Sensitivity of Node Q_b

Fig. 19. The result of sensitivity analysis with TDAVM and FDM

4.2 電磁ノイズの計測結果

製作したピックアップコイルを用いてワイヤーハーネスの漏洩磁界測定を行った。本測定では、ワイヤーハーネスに周波数 50 Hz、振幅値が 5 V ~ 20 V の交流電圧を 5 V 刻みで印加し、そのときにピックアップコイルに発生する誘起電圧と (11) 式によって算出される磁束密度を測定した。また、3 軸テスラメータを用いた測定においてもピックアップコイルの測定と同様の交流電圧を印加して磁束密度測定を行った。図 20、図 21 にそれぞれピックアップコイル、3 軸テスラメータの測定結果と三次元電磁界解析による数値解のグラフを示す。図 22 に誘起電圧、磁束密度の測定精度の指標を表した測定値と数値解の相対誤差率のグラフを示す。

図 20, 図 21, 図 22 より, 製作したピックアップコイルと 3 軸テスラメータにおいて, 5 A~20 A までの磁束密度の測定値と数値解の平均相対誤差率はそれぞれ 4.58 %, 2.84 %となることが確認できた. このことから, フェライトコアを使用した環状ソレノイド型ピックアップコイルの磁束密度測定結果が 3 軸テスラメータと同等の測定精度を得られることが明らかになった. しかし, テスラメータの結果と比較するとまだ精度向上の余地があると考えられ, ワイヤハーネス全体の位置ずれが起こらないような固定器, ピックアップコイルの位置を正確に制御できる計測器土台を製作する等の検討が考えられる.

5. まとめ

今年度, (1) 有限要素法による電磁ノイズ解析の計算ソフトウェアの構築, (2) 時間領域随伴変数法によるトポロジー最適化のための感度 (目的関数・制約条件の勾配) 計算技法の構築, (3) 低周波電磁ノイズの計測システム構築の三種類の細目に特化して研究を実施した. 各項目において得られた結果と各方針について, 次のように要約する.

- (1) 時間領域有限要素法により, ワイヤハーネス周りの電磁ノイズ計算を実施した. ワイヤハーネスに流れる電流に対して, 終端短絡条件を付加した結果, 周波数が増加してもシールド率に変化のない特性が得られた. 今後, 高周波帯に対応した計算コードへの拡張を実施する.
- (2) 将来的に実施するトポロジー最適化で使用する設計感度 (目的関数の勾配) 導出のため, 時間領域随伴変数法の計算コードを開発した. 結果, 前進差分とよく一致しており, 計算コードの妥当性を確認することができた. 今後, 逐次線形計画法等の方法により, 高速に合理的なシールド構造を導出できるトポロジー最適化手法の構築を実施する.
- (3) 商用周波数帯における電磁ノイズ計測システムを開発した. ピックアップコイル, ガウスメータ双方による計測を試みた結果, 概ね, 一致する結果が得られた. 今後, 高周波帯の電磁ノイズを高精度に計測できるシステムへの拡張を実施する.

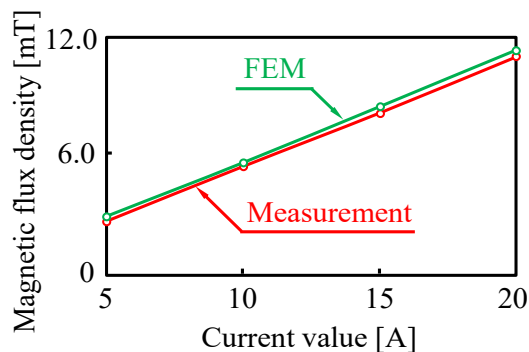


Fig. 20. Measurement results of the pickup coil

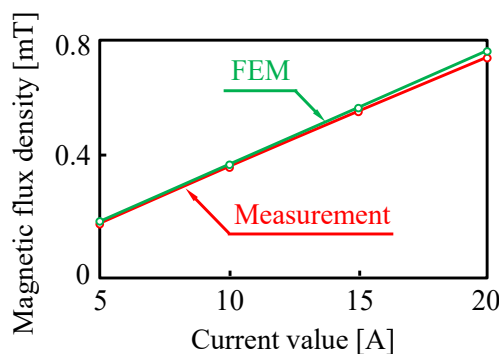


Fig. 21. Measurement results of 3-axis Tesla meter

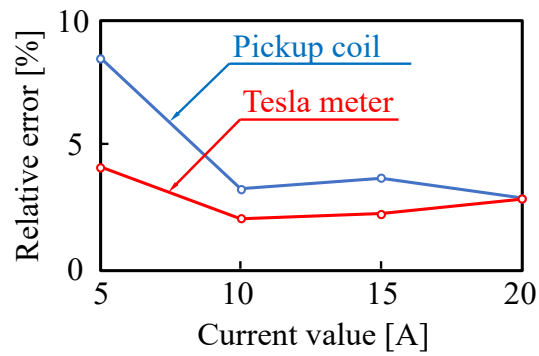


Fig. 22. Comparison of relative error ratio of the pickup coil and 3-axis Tesla meter

〈 発 表 資 料 〉

| 題 名 | 掲載誌・学会名等 | 発表年月 |
|--|---|---------------------|
| Sensitivity analysis using time-domain adjoint variable method for topology optimization of electromagnetic shielding for wire harness driven by DC-DC converter | 17 th International Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism 2023 (OIPE 2023) (to be presented) | 2023/9/17~20 (発表予定) |