法政大学学術機関リポジトリ

HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2025-07-04

DNNを用いた初期波形推定による二次元磁気 特性測定用単板磁気試験器の磁束波形制御高 速化に関する研究

黒田, 優輝 / KURODA, Yuki

(出版者 / Publisher) 法政大学大学院理工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title) 法政大学大学院紀要.理工学研究科編

(巻 / Volume) 65 (開始ページ / Start Page) 1 (終了ページ / End Page) 7 (発行年 / Year) 2024-03-24

(URL) https://doi.org/10.15002/00030697

DNN を用いた初期波形推定による二次元磁気特性測定用 単板磁気試験器の磁束波形制御高速化に関する研究

ACCELERATION OF WAVEFORM CONTROL OF SINGLE SHEET TESTER FOR TWO-DIMENSIONAL MEASUREMENT OF MAGNETIC PROPERTY USING DEEP NEURAL NETWORK

黒田 優輝 Yuki KURODA

指導教員 岡本 吉史

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程

In recent years, research on improving power efficiency has been attracting attention to reduce the greenhouse gas (CO₂) emissions due to technological innovation in many countries. Among these, research is being conducted to improve the efficiency of motors, which account for more than half of electricity consumption in Japan. The development of high-efficiency motors requires information on the magnetic properties of electrical steel sheets. One of the methods to measure these magnetic properties is the two-dimensional single sheet tester. In the measurement of the testing method, the magnetic flux sinusoidal condition defined by the Japanese Industrial Standards must be satisfied. Therefore, convergence properties of waveform control are bad and the measurement time tends to be long. In this paper, a waveform control method using a deep neural network (DNN) is proposed. As a result, the number of feedbacks is reduced and the measurement time is shortened.

Key Words : electrical steel sheet, two-dimensional single sheet tester, method of waveform control, deep neural network

1. はじめに

近年,各国の技術革新による温室効果ガス(CO₂)の排 出量の増加が問題となっている.そこで,154 カ国・1 地 域が 2050 年までにカーボンニュートラルを実現すること を表明し,電化や水素化,CCUS(Carbon dioxide Capture, Utilization and Storage)などの地球温暖化対策の取り組みを 進めている^[1].それに伴い,自動車業界では,ガソリン車・ ディーゼル車から電気自動車(EV)に切り替える動きがみ られ,日本では,2035 年までに新車販売を電気自動車のみ とする方針が打ち立てられた^[2].それによって,電気自動 車の普及に伴う,国内の電力消費量の増加が懸念されるた め,国内の総電力消費量の 50%以上を占めているモータの 高効率化を目指した研究が注目されている^[3].

高効率なモータの開発には、駆動時におけるモータ内部 の磁化状態を精確に把握する必要がある.通常,それらの 磁化状態の解明には、数値解析手法などを用いた解析が用 いられる.その際,モータの鉄心材料である電磁鋼板の磁 気特性データが必要となる.従来,それらの磁気特性測定 では、エプスタイン試験器や単板磁気試験器などが採用されていた.しかし、これらは、試験器の構造上、一方向の 励磁しか行えず、実際に駆動しているモータの磁化状態を 精確に把握できない^[4].そこで、二次元単板磁気試験器が 開発された.これは、4 つの励磁コイルを用いて、電磁鋼 板の圧延方向(RD)と圧延方向に垂直な方向(TD)の二 方向から励磁することができる.さらに、励磁電圧波形の 振幅値や位相を変化させることで、駆動時において、交番 磁束と回転磁束を組み合わせた二次元的な磁化状態とな るモータの磁気特性を精確に測定することができる.

当該試験法の測定では、他研究機関との整合性などの観 点から、誘導起電力波形を日本産業規格により定められた 磁束正弦波条件を満たさなければならない.そのため、波 形制御法^[5](従来手法)を用いて、励磁電圧波形を過少緩 和法により反復修正する必要がある.しかし、高磁束密度 領域では、磁気飽和などの影響により、誘導起電力波形に 高調波成分が多く重畳するため、修正量が大きくなり、フ ィードバック回数が著しく増加する傾向にある.さらに、 当該試験法は二方向から試料を励磁するため、軸同士で干 渉し合い,誘導起電力波形が著しく歪んでしまい,フィー ドバック回数が更に増加する^[6].また,二次元磁気特性測 定では,試料の圧延方向に対して,励磁角度を任意の刻み 幅で測定する必要があり,励磁方向が固定されたエプスタ イン試験器や単板磁気試験器と比較して,磁気特性測定に 多くの時間を要する.

そこで本論文では、Deep Neural Network^[7] (DNN)を援 用した波形制御法を提案する.これは、測定開始時の誘導 起電力波形をもとに収束後の励磁電圧波形を初期波形と して推定する手法である.それによって、従来手法で増加 傾向にあったフィードバック回数を低減し、測定時間を短 縮することができる.さらに、フィードバック開始時から 収束値付近に制御するため、収束過程を間引くことがで き、波形制御中に生じていた他軸干渉による歪率や励磁電 圧波形のオーバーシュートを抑制できる.その結果、電磁 鋼板の圧延方向に対して 45 度方向に励磁した条件で提案 手法の初期波形推定を行った際に、フィードバック回数が 低減され、測定時間の短縮を実現し、有用性が確認された ので報告する.

2. 磁気特性測定手法

(1) Hコイル法

磁界の導出は、試料の近傍に配置した H コイルの誘導起 電力の積分値を用いた.また、RD、TD 方向の磁界を検出 するため、試料の表面に TD 方向用、裏面に RD 方向用の H コイルを配置した^[8].磁界 H の算出式を(1)式に示す.

$$H(t) = -\frac{1}{\mu_0 N_{\rm H} S_{\rm H}} \int_{t_0}^{t_0 + T} v_H(t) dt$$
(1)

ここで, μοは真空の透磁率, N_Hは H コイルの巻数, S_Hは H コイルの実効断面積, t₀は積分開始点, T は一周期の時 間である.

(2) 磁束密度算出法

磁束密度の導出は, 試料の中心付近に 4 つ穴をあけ, 直 接巻いた B コイルの誘導起電力の積分値を用いた^[9]. 磁束 密度 B の算出式を(2)式に示す.

$$B(t) = -\frac{1}{N_2 S} \int_{t_0}^{t_0 + T} v_B(t) dt$$
⁽²⁾

ここで, *N*₂は B コイルの巻数, *S*は B コイルが巻かれてい る範囲の試料断面積, to は積分開始点, *T* は一周期の時間 である.

(3) 高速フーリエ変換

磁気特性測定において、励磁電圧波形やHコイル,Bコ イルの誘導起電力波形には、測定機器内部の回路やコイル と試料の空隙などの影響によりノイズが生じる.これによ り、本来の磁気特性とは異なった測定結果となることが懸 念される.そこで、高速フーリエ変換(FFT)と逆高速フ ーリエ変換(IFFT)を用いてノイズの原因である高調波成 分を除去することで、測定データを精確に再現する.高速 フーリエ変換の定義式を(3)式に、逆高速フーリエ変換 の定義式を(4)式に示す^[10].

$$c(k) = \sum_{i=0}^{N-1} f(i)e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)ik}$$
(3)

$$f(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c(k) e^{j \left(\frac{2\pi}{N}\right) ik}$$
(4)

ここで, *f*(*i*)は測定波形, *c*(*k*)は FFT により周波数成分表示した測定波形, *N* は測定点数である.

(4) 波形制御法

日本産業規格では,他研究機関との整合性などの観点から,誘導起電力波形を日本産業規格により定められた磁束 正弦波条件を満たさなければならない.しかし,高磁束密 度領域における測定では,磁気飽和の影響により,Bコイ ルの誘導起電力波形が歪む傾向にある.そのため,波形制 御法^[11]を用いて,励磁電圧波形を過少緩和法により反復 修正し,誘導起電力波形を正弦波近似する.波形制御法の 方程式を(5)式に示す.

$$v_{c}^{(j+1)} = v_{c}^{(j)} - K \frac{V_{c1}^{(j)}}{V_{B1}^{(j)}} (v_{B}^{(j)} - v_{Br})$$
⁽⁵⁾

ここで, *v*_cは励磁電圧波形, *v*_Bは B コイルの誘導起電力波 形, *V*_{c1}, *V*_{B1}は, *v*_c と *v*_B波形の基本波, *v*_{Br}は目標磁束密度 から逆算した B コイルの誘導起電力波形, *K*はフィードバ ック係数, *j*はフィードバック回数である. なお, フィー ドバック係数は 0 < *K* < 1 の任意定数である.

(5) 最大值制御法

波形制御時には、全高調波歪率が収束条件を満たしても、 目標磁束密度の振幅値との誤差率が収束しない場合があ る.そのため、最大値制御法を用いて、フィードバック毎 に v_c の最大値が V_c になるように、波形全体を相対的に変化 させ、新たに求まった v_c を印加して、 B_m を所望の B_r になる ように制御する.最大値制御法の方程式を(6)、(7)式に 示す.また、図1に励磁電圧と最大磁束密度の関係性を示 す.

$$V_c = V_1 - \frac{\varepsilon_1}{k_{\varepsilon}} \tag{6}$$

$$k_{\varepsilon} = \frac{(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)}{(V_2 - V_1)} \tag{7}$$

ここで、 ε_1 、 ε_2 は v_c の最大値が V_1 、 V_2 の時の B_m の誤差、 V_c は B_m と B_r の誤差が0となる v_c の最大値である.



Fig. 1. Relationship between exciting voltage and flux density.

(6) 目標磁束密度波形の振幅値との誤差率

波形制御時に使用する収束判定パラメータに目標磁束 密度の振幅値との誤差率 *εBm* を用いた.これは,測定時に 得られる磁束密度波形の振幅値と目標磁束密度の振幅値 との誤差率を表す.目標磁束密度の誤差率 *εBm* の算出式を (8)式に示す.

$$\varepsilon_{Bm} = \frac{B_m - B_{target}}{B_{target}} \times 100 \, [\%]$$
(8)

ここで、Bm は波形制御毎に得られる磁束密度波形の振幅 値、Btargetは目標磁束密度波形の振幅値である.

(7) 全高調波歪率

波形制御時に使用する収束判定パラメータに全高調波 歪率 THD を用いた.これは、測定波形の基本波成分に対 して、第3次調波以降の成分が含有する割合を示す.目標 磁束密度波形は基本波成分のみの正弦波であるため、全高 調波歪率は目標磁束密度波形との誤差率と等価である.全 高調波歪率 THD の算出式を(9)式に示す.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum V_{\text{total}}^2 - V_1^2}}{V_1} \times 100[\%]$$
(9)

ここで、V₁はBコイルの誘導起電力波形の基本波成分の振幅値、V_{total}は、第3次調波成分以降の振幅値の和である.

3. 磁気特性測定システム

(1) 二次元単板磁気試験器 (2D-SST)

図 2, 図 3 にそれぞれ二次元単板磁気特性試験器とその 構造図を示す. ヨークには方向性電磁鋼板 23P100 を使用 し, I 字ヨークと L 字ヨークを交互に組み合わせ,中心に 試料を置き,平板型の閉磁路を形成した.また,I 字ヨー クの先端は試料に磁束を通しやすくするため,三角形状に 加工した. 試料の寸法は 90 mm × 90 mm とし,I 字ヨー クの横幅を 80 mm とすることで,試料の四隅に流れる磁束 を低減した. 試料とヨークの間は各軸の磁気抵抗の誤差を 低減するため,0.2 mm の空隙を設けた.H コイル,B コイ ルにはコイルに対して垂直に磁束が通ることが望ましい. そのため,試料の四隅に流れる磁束を検出しないように, 磁束検出領域は 20 mm × 20 mm とした.励磁コイルには, ポリエステル鋼線¢1 mm を用いて,258 巻きの4 層構造と し,合計4 つ製作した.励磁コイルは1 軸に対して2 つ使 用し,それぞれのコイルは直列接続した.



Fig. 2. Two-dimensional single sheet tester.



Fig. 3. Structural drawing of two-dimensional single sheet tester.

(2) 測定システム

図4にLabVIEWの制御画面を示す.図5に測定回路図 を示す. 測定システムは、試料を励磁する励磁部、測定デ ータ検出部,測定データ処理部の3つから構成されており, 全行程は実験システム開発ソフトウェアの LabVIEW^[12] を用いて制御した. 励磁部では LabVIEW により作成した 正弦波のデジタル信号をファンクションジェネレータに てアナログ信号に変換し、バイポーラ電源で信号を100倍 に増幅したあと、信号に重畳している直流成分を除去する ため、変圧器を通し、励磁コイルに電圧を印加し、試料を 励磁した. 測定データ検出部では、検出した H コイル、B コイルの誘導起電力波形をアイソレーションアンプによ り100倍に増幅し、オシロスコープにてデジタル信号に変 換し, LabVIEW に転送した. 測定データ処理部では, 測定 機器内部の回路やコイルと試料の空隙などによって生じ るノイズを除去するため、測定波形に対して高速フーリエ 変換を行い、52次以降の高調波成分を除去した.その後、 磁界Hと磁束密度Bを求め、ヒステリシスループを作成し、 鉄損値を算出した.



Fig. 4. Measurement display designed using LabVIEW.



Fig. 5. Measurement system using 2D-SST.

4. DNN による初期波形推定を用いた波形制御法

(1) DNN の概要

本研究では、測定で得られた B コイルの誘導起電力波形 を用いて励磁電圧を予測するため、教師あり学習の中で も、回帰を採用し、その中でも予測精度が高い Deep Neural Network (DNN)を用いた. DNN は Neural Network (NN) の一種であり、入力層、隠れ層、出力層で構成され、隠れ 層が多層化したものである. フレームワークは、フロント エンドには Keras^[13]を、バックエンドには TensorFlow^[14] を用いた.

図 6 に DNN の構成図を示す. 説明変数は, 波形制御開 始前の B コイルの誘導起電力波形の基本波成分から 51 次 までの奇数調波成分の振幅値と x, y 軸を区別するための任 意定数である. 任意定数は, 説明変数で使用するデータの 値が 0~1.0 の間であることを考慮して, x 軸は 0.5, y 軸は 1.0 とした. B コイルの誘導起電力波形の基本波成分から 51 次までの奇数調波成分の振幅値の定義式を(10) 式に示 す.

$$v_B(t) \approx \sum_{k=0}^{25} V_{B(2k+1)} \sin((2k+1)\omega t + \theta_{B(2k+1)})$$
(10)

ここで、 $V_{B(2k+1)}$ は B コイルの誘導起電力波形の振幅値、 $\theta_{B(2k+1)}$ は位相角である.

目的変数は、収束時の励磁電圧波形を離散コサイン変換 (DCT-II) した周波数成分の1次から200次の要素である. 離散コサイン変換は、離散フーリエ変換を実数のみに対し て行うことで、データサイズを圧縮することができる.また、DNNを用いて推定された結果に対して、逆DCT変換 (IDCT) することで初期波形を生成した.DCT-II及びIDCT の定義式を(11) 式に示す^[15].

$$F(u) = \sqrt{\frac{2}{N}} C(u) \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N}$$

$$f(x) = \sqrt{\frac{2}{N}} C(u) \sum_{u=0}^{N-1} F(u) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N}$$

$$C(u) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} (u=0) \\ 1(u \neq 0) \end{cases}$$
(11)

ここで, *N*は測定点数, *F*(*u*)は DCT (*f*(*x*))の*u*番目要素, *f*(*x*)は元波形の*x*番目要素である. なお, *u* = 0 ~ *N*-1 である.



Fig. 6. Schematic diagram of DNN.

(2) DNN の学習データ作成方法

本研究では、学習データ作成にかかる時間を短縮化する ため、実測データを極力減らし、実測データ間を補間する ことで学習データを疑似的に生成した. B コイルの誘導起 電力波形の振幅値は目標磁束密度に対して、非線形的に増 加する傾向にあるため、補間にはスプライン補間^[16]を用 いた.また、二次元磁気特性測定では、測定再現性を担保 することが困難であるため、初期波形推定の精度を向上さ せる目的で、一様乱数補間も併用して用いた.

図7にスプライン補間を用いた学習データ拡張方法を示 す.また,図8に一様乱数補間を用いた学習データ拡張方 法を示す.実測データは,磁束密度1.5Tから2.0T(0.1T 刻み)であり,スプライン補間は0.001 T刻みである.そ して,スプライン補間で拡張した学習データに対して,乱 数付加割合±2.5%,補間数5倍の一様乱数補間を施した. 乱数付加割合は,同条件で5回測定し,誘導起電力波形の 主要成分である基本波成分と第3次調波成分の変化量をも とに決定した.なお,一様乱数補間は,説明変数にのみ適 応し,x,y軸を区別するための任意定数は,拡張後の学習 データに対して,それぞれ付与した.



Fig. 7. Training data expansion using spline interpolation.



Fig. 8. Training data expansion using uniform random number interpolation.

(3) Optuna を用いたハイパーパラメータの最適化

表1にOptunaを用いたハイパーパラメータの最適化結果 を示す.機械学習モデルでは、ハイパーパラメータを事前 に設定する必要があり、推定精度に大きな影響を及ぼす. しかし、ハイパーパラメータの調整には多くの時間と専門 知識を要するため^[17],本研究では、Optunaを用いた. Optuna は、ベイズ最適化^[18]に基づいて、損失関数や最適化対象 を設定することで、自動で最適なハイパーパラメータを探 索することができる.これにより、人為的干渉を削減し、 前処理にかかる時間を短縮した.

Table 1. Results of hyperparameter optimization.

Unit size		Batch	Fnoch	Activation
1	2	size	Lpoon	function
80	40	12	900	tanh

(4) DNN の損失関数と評価関数

本研究では,損失関数には,平均二乗誤差 MSE を使用し, 評価関数には,平均絶対誤差 MAE を使用した.損失関数 とは,予測結果と正解の誤差を求める関数であり,評価関 数とは,学習モデルの性能を測る関数である.それぞれの 定義式を(12),(13)式に示す^[19].

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (y_i - Y_i)^2$$
(12)

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} |y_i - Y_i|$$
(13)

ここで, *y_i* は目的変数の実測値, *Y_i* は推定された目的変数 の予測値, *N* は学習データ数である.

(5) DNN を実装した測定フロー

図9に、DNNを実測した自動測定のフローチャートを示 す. Step1 では、目標磁束密度の発生させる印加電圧波形 の形状と振幅値を設定する. Step2 では、試料に励磁した ことによって得られたHコイルとBコイルの誘導起電力波 形と印加した励磁電圧波形をもとに、磁界 H、磁束密度 B、 目標磁束密度との振幅値の誤差率 *εBm* や全高調波歪率 *THD* を算出する. Step3 では、*εBm* が条件を満たさない場合、Step1 に戻り、再度、印加電圧波形の形状と振幅値を設定する. Step4 では、測定で得られた磁束密度波形の振幅値と目標 磁束密度波形の振幅値との誤差率 *εBm* が1.0%未満になった 際に、DNNを用いた初期波形推定を実行する. Step5 では, 波形制御法用いて,測定で得られた磁束密度波形を目標磁 束密度波形に近づけるため,励磁電圧波形を過少緩和法に より修正する. Step6 では, *ε*Bm と *THD* が条件を満たさな い場合, Step5 に戻り,再度,波形制御を行う. そして, 条件を満たすまで Step5, Step6 を繰り返す.



Fig. 9. Flowchart of measurement with DNN.

5. 測定結果

本測定において,交番磁束密度と B_x 軸がなす角を傾角 θ_B と定義した^[20].図 10 に傾角 θ_B の模式図を示す.DNNを用いた初期波形推定を実装し,従来手法とフィードバック回数や収束過程における収束判定パラメータの推移を比較した.なお,本測定は商用周波数である 50 Hz で行った.



Fig. 10. Inclination angle θ_{B} .

(1) ラベル付けした磁束密度での推定結果

実測データとして使用した磁束密度(1.8 T)において DNN を用いた初期波形推定を行った.図11(a)から(d) に*THD*と*EBm*の推移を示す.また,図12(a),(b)にDNN

を用いて推定した vc 波形と収束時の vc 波形を示す. なお, 収束条件は、 $THD_x = \varepsilon_{Bmx} = THD_y = \varepsilon_{Bmy} < 0.6$ %とした.図 11より,従来手法では,波形制御途中でTHDや EBm が著し く増大する箇所が確認された.これは、他軸干渉により、 本来の修正量に加えて他軸の磁束が重畳したことによる ものだと考えられる、それゆえに、フィードバック回数は 28回となったが、初期波形推定を行うことで、フィードバ ック回数が5回となり、測定時間を約1/6に短縮できた. さらに、従来手法で課題となっていた波形制御過程に起こ る他軸干渉による歪率や励磁電圧波形のオーバーシュー トを抑制でき、提案手法の有用性が確認できた.図12よ り, DNN により収束波形を初期波形として推定できている ことが確認できた.しかし, vcy のほうが vcx と比較して, 推定精度が低くなった. それに伴って, 初期波形推定時の THD の減少量も小さくなった.これは、作成した学習デー タが vex に偏った出力をしてしまったためであると考えら れる. そのため, x, y軸を区別するための任意定数を変え ることやy軸の学習データ数を増やすことで改善可能であ ると考えられる.



Fig. 12. Initial waveform estimation using DNN (1.8 T).

(a) v_{cx}

(2) ラベル付けしていない磁束密度での推定結果

実測データとして使用していない磁束密度(1.85 T)に おいて DNN を用いた初期波形推定を行った.図13(a)か ら(d)に THD と ϵ_{Bm} の推移を示す.また,図14(a),(b) に DNN を用いて推定した v_c 波形と収束時の v_c 波形を示す. なお,収束条件は, THD_x = ϵ_{Bmx} = THD_y = ϵ_{Bmy} < 0.6%とした. 図 13,14より,従来手法では、フィードバック回数が35 回となり,1.8T での測定におけるフィードバック回数より 多くなった.これは、目標磁束密度が大きくなるにしたが って、波形の歪みが大きくなり、正弦波にするための修正 量が多くなるためであると考えられる.しかし、初期波形 推定を行うことで、フィードバック回数を4回に低減でき、

(b) v_{cv}

測定時間を約1/9に短縮できた.また,実測データとして 用いていない磁束密度においても、一様乱数補間とスプラ イン補間を併用することで、ラベル付けありの磁束密度と 同程度のフィードバック回数で収束することが確認でき た.



Fig. 13. Waveform control results with the proposed method (1.85 T).



Fig. 14. Initial waveform estimation using DNN (1.85 T).

7. まとめ

本論文では、二次元単板磁気試験器を製作し、従来の波 形制御法に DNN を用いた初期波形推定を実装し、波形制 御の高速化について検討を行った.そして、ラベル付けし た磁束密度とラベル付けしていない磁束密度の双方で波 形制御の高速化が可能か検証した.本論文から得られた結 果を要約すると、以下のようになる.

- (1) ラベル付けした磁束密度とラベル付けしていない磁 束密度に対して、初期波形推定を実装した波形制御 を行った際、フィードバック回数は4~5回となり、 測定時間を大幅に短縮することができた.このこと から、測定再現性の担保が困難な二次元磁気特性測 定において、一様乱数補間とスプライン補間を併用 して学習データを作成することは、非常に有効であ るといえる.
- (2) ラベル付けした磁束密度とラベル付けしていない磁 束密度の双方において、y軸の励磁電圧波形の推定 精度が低かった.これは、学習モデルが x軸に偏っ たモデルが生成されたことを意味するため、x、y軸 を区別するための任意定数を変えることや y 軸の学 習データ数を増やすことで改善可能であると考えら れる.

謝辞

本稿で述べた二次元単板磁気試験器の製作や測定方法

に関して、多数ご教授いただいた大分産業科学技術センタ 一の下地広泰氏へ謝意を表します.

参考文献

- [1] 神戸洋史:「カーボンニュートラルに向けた取り組みの動向 と鋳造技術への期待」, J. JFS, vol. 95, No. 6, pp. 274-280 (2023)
- [2] 中野優人・李志東:「日本における電動車の普及メカニズムの解明と導入拡大対策に関する計量経済分析」,エネルギー・ 資源学会論文誌, vol. 43, No. 3, pp. 94-102 (2022)
- [3] 坪井和男・廣塚功・長谷川勝:「モータ及びドライブシステムの高効率化技術」,電気設備学会誌,vol. 29, No. 3 (2009)
- [4] 尹己烈:「電磁鋼板の二次元偏磁下磁気特性」,日本 AEM 学会誌,vol. 26, No. 3 (2018)
- [5] 上野庄太郎・堀紘二郎・藤原耕二・石原好之・戸高敏之:「単 板磁気特性試験用磁束波形制御法の高速化に関する検討」, *IEEJ*, MAG-08-79 (2008)
- [6] 上野庄太郎・藤原耕二・石原好之:「単板磁気特性試験用磁 束波形制御法の高速化に関する検討(その2)一初期波形推 定を導入した制御法一」, *IEEJ*, MAG-09-39 (2009)
- [7] Y. LeCun, Y. Bengio and G. Hinton, "Deep learning", *Nature*, vol. 521, pp. 436-444 (2015).
- [8] 森隆広・高橋康人・藤原耕二:「回転機の固定子を利用した 二次元磁気特性測定用単板試験器の開発」,マグネティック ス研究会, MAG-14-016 (2014)
- [9] 上野尚平・榎園正人・森祐司・山崎一正:「火星探査用モー タ鉄心材料のベクトル磁気特性」,日本 AEM 学会誌, vol. 25, No. 2 (2017)
- [10] 島田邦江・伊藤聡:「ベクトル計算機向け多次元高速フーリ エ変換」,日本応用数理学会論文誌,vol.4,No.2,pp.195-203 (1994)
- [11] K. Matsubara, N. Takahashi, K. Fujiwara, T. Nakata, M. Nakano and H. Aoki, "Acceleration technique of waveform control for single sheet tester," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 6, pp. 3400-3402 (1995).
- [12] 堀桂太郎:「図解 LabVIEW 実習」,森北出版(2018)
- [13] Various Deep learning Software, "Keras", https://keras.io/.
- [14] Google Software library, "TensorFlow", https://www.tensorflow.org/?hl=ja.
- [15] 明上山温:「医用画像圧縮の基礎(その2)」、日本放射線 技術学会医療情報分科会雑誌,vol.4,pp46-56 (2005)
- [16] M. H. Schultz: Spline Analysis (1973) Prentice-Hall, Inc.
- [17] 尾崎空奈・大岡龍三・池田伸太郎・倉富匡弘・田中勝彦:「オ ートチューニングを用いた機械学習による電力需要予測に関 する研究」,空気調和・衛生工学会大会 学術講演論文集, 第9巻,(2021)
- [18] J. Snoek, H. Larochelle, and R.P. Adams, "Practical Bayesian Optimization of Machine Learning Algorithms," Advances in Neural Information Processing Systems, pp.2951–2959 (2012).
- [19] L.F.J Alvarez, S.R. Gonzalez, A.D. Lopez, D.A.H. Delgado, R. Espinosa and S. Gutierrez, "Renewable Energy Prediction through Machine Learning Algorithms," *IEEE Andescon* (2020).

[20] 浦田信也・榎園正人・戸高孝・下地広泰:「位相補正を考慮 した 2 次元ベクトル磁気特性解析のための E&SS モデルの改 良」, IEEJ, Trans. FM, vol. 125, No. 12 (2005)

研究業績

- A. 国内論文・発表(査読無し,〇印:発表者)
- [1] ○<u>黒田優輝</u>・塩山将英・岡本吉史(法政大学):「ヘルムホ ルツコイルを用いた二次元磁気特性測定用Hコイルの誤差 角度測定に関する検討」,令和5年電気学会全国大会,対面, 2023年3月
- [2] ○<u>黒田優輝</u>・山口達也・岡本吉史(法政大学):「DNNを用いた二次元磁気特性測定用単板磁気試験器の波形制御高速 化に関する検討」,令和6年電気学会全国大会,対面,2024 年3月