



myRIO を用いたリングコア用磁気特性測定システムにおける 簡易波形制御手法に関する検討

A Study on Simple Waveform Control Method in Magnetic-Properties Measurement System for Ring Core Using myRIO

川口 正隆・羽根 吉紀[†]・中村 健二

東北大学 大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-11 (〒980-8579)

M. Kawaguchi, Y. Hane, and K. Nakamura

Tohoku University, Graduate School of Engineering, 6-6-11 Aoba Aramaki Aoba-ku, Sendai, Miyagi 980-8579, Japan

The sinusoidal magnetic flux waveform control is necessary in the measurement of magnetic-properties of soft magnetic materials. Although various control methods were proposed in the previous studies, most of them have the practical problem of requiring some special equipment. Therefore, this paper presents the simple and affordable measurement system by using the myRIO, which is a general-purpose controller used in many universities, for the waveform control. The proposed method is validated by measuring the dc and ac magnetic-properties of a ring core made of a non-oriented silicon steel.

Key words: myRIO, waveform control, magnetic-properties measurement

1. はじめに

近年, 地球環境保全および省エネルギーの観点より, 小型・軽量かつ高効率な電気機器の開発が望まれていることから, 高磁束密度領域での鉄心材料の利用が盛んに行われている. 一般に電気機器の解析・設計においては, 鉄心材料の磁気特性の実測データが用いられるため, 機器のさらなる小型・軽量化および高効率化のためには, 高磁束密度領域を含む磁気特性の高精度な測定が必要不可欠である. 加えて, 機器の鉄損を解析・設計において正確に求めるためには, 磁束正弦波条件における磁気特性測定が必要不可欠である. しかしながら, 一般に高磁束密度領域での測定においては, 二次側電圧 (サーチコイル電圧) が著しく歪んでしまうことから, 磁束正弦波条件を満たすための電圧波形制御が求められる. これに対して, 先行研究では種々の波形制御手法が提案されてきた. 文献 1), 2) では, 連立一次方程式を反復法で解く手法の一つである過小緩和法を用いた波形制御手法が提案されたが, ソフトウェアによって制御を行うために測定に長い時間を要するという課題があった. これに対して文献 3) では, ソフトウェアに代わって FPGA を用いることで, 測定時間を大幅に短縮する手法が提案されたが, 本文献で用いられている装置は数百万円程度と高価であり, その利用は必ずしも容易ではない. この他に文献 4) では, DSP を制御に用いることで, より高速な波形制御を実現する手法が提案されているが, 各種ゲイ

ンの決定の際に, あらかじめ試料や励磁回路のインピーダンスを正確に測定する必要があるため, 実装は必ずしも容易ではない.

そこで本稿では, 既に多くの高等教育機関で所有・使用されている National Instruments 社製の安価な制御デバイスである myRIO を波形制御に活用することで, 比較的容易に磁気特性測定システムを構築する手法を提案するとともに, リングコアの磁気特性測定に適用し, 妥当性の検証を行ったので報告する.

2. 提案する磁気特性測定システムおよび波形制御手法

Fig. 1 に本稿で提案する磁気特性測定システムを示す. 本システムは, リングコア, myRIO, 電力増幅器, 電源トランス, レベル変換用抵抗器によって構成される. myRIO からの出力電圧 v_o は, 電力増幅器を介して励磁電圧 v_e となる. なお, 励磁コイルと電力増幅器の間を電源トランスによって電気的に絶縁することにより, myRIO および電力増幅器に由来する直流成分が v_e に重畳することを防いでいる. また, レベル変換用抵抗器を介して測定したサーチコイル電圧 v_s を基に, myRIO により v_o の制御を行う.

以下では, myRIO を用いた波形制御手法について述べる. Fig. 2 に myRIO のハードウェアのブロック図を示す. myRIO は大きく分けて, USB により PC との通信を主に行うリアルタイム OS (LabVIEW RT) を搭載したプロセッサ部, 並びに入出力ノードの読み取り・制御を主に行う FPGA 部に分けられる (以後, 前者をホスト側, 後者を FPGA 側と呼ぶ).

ホスト側・FPGA 側において, それぞれ Virtual

Corresponding author: Y. Hane (e-mail: yoshiki.hane.e2@tohoku.ac.jp).

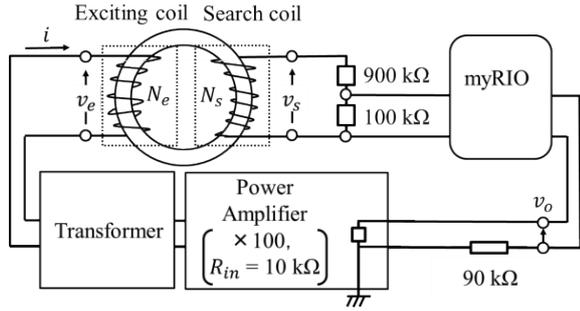


Fig. 1 Proposed magnetic-properties measurement system.

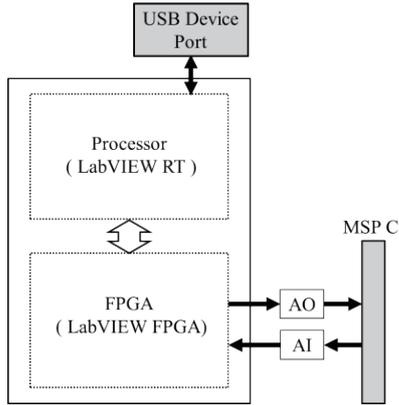


Fig. 2 Hardware block diagram of myRIO.

Instruments (VI) と呼ばれる関数 (プログラム) を動作させることにより制御を行う。ホスト側では、PC 上で設定した各種変数を FPGA 側に渡したり、測定中のデータを PC 側で読み取らせたりするためのプログラムを動作させる。一方、FPGA 側では、出力波形制御を実行するためのプログラムをリアルタイムで動作させることが可能となっており、具体的には、次式により出力電圧の制御を行う^{1),2)}。

$$v_o^{(j+1,k)} = v_o^{(j,k)} + K \frac{V_{ol}^{(j,k)}}{V_{sl}^{(j,k)}} (v_{sr}^{(k)} - v_s^{(j,k)}) \quad (1)$$

ここで、 v_{sr} はサーチコイル電圧の目標値、 V_{ol} 、 V_{sl} は、それぞれ v_o および v_s の基本波成分の実効値、 K はフィードバック係数 (本稿では 0.2 一定とした)、 j はフィードバック回数である。また、 k は時間的に n 分割した波形の時刻ステップ番号であり、各配列の要素を $k = 0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, 0, 1, 2, \dots$ と順番に呼び出して制御を行うことで、サンプル値信号によって連続的な励磁電圧波形を表現し制御を行う。加えて、配列を用いることにより、次の番号の要素を呼び出すタイミング (制御ループの実行レート) を変化させることで、異なる周波数における磁気特性測定が可能である。

出力電圧値 $v_o^{(j+1,k)}$ は、実際のプログラム上では次式で表現している。

$$v_o^{(j+1,k)} = v_{\sin}^{(k)} + v_{add}^{(j+1,k)} \quad (2)$$

ここで、 v_{\sin} は(2)式に示す初期波形 $v_o^{(j=0)}$ を表現する配列、 v_{add} は(3)式に示す出力波形の初期波形 $v_o^{(j=0)}$ からの変位量を表現する配列であり、それぞれ次式で与えられる。

$$v_{\sin}^{(j,k)} = V_{\sin} \sin\left(\frac{2\pi}{500} k\right) \quad (3)$$

$$v_{add}^{(j+1,k)} = v_{add}^{(j,k)} + K \frac{V_{ol}^{(j)}}{V_{sl}^{(j)}} (v_{sr}^{(k)} - v_s^{(j,k)}) \quad (4)$$

ここで、 V_{\sin} は初期波形 $v_o^{(j=0)}$ の波高値である。また、初期波形 $v_{add}^{(j=0)}$ は全要素で 0 を格納する。なお、(4)式の右辺の第一項 $v_{add}^{(j,k)}$ は、ノイズの影響を除去するために、次式に示すように、毎ループ 5 点中心化移動平均を用いて、 $v_{add}^{(i,k)}$ をフィルタ処理した要素である。

$$v_{add}^{(j,k)} = K \left(\sum_{m=k-2}^{k+2} v_{add}^{(j,m)} \right) \quad (5)$$

最後に、Fig. 3 に提案システムのフローチャートを示す。なお、PC での各種変数の設定・入力 (Step 1) および最大

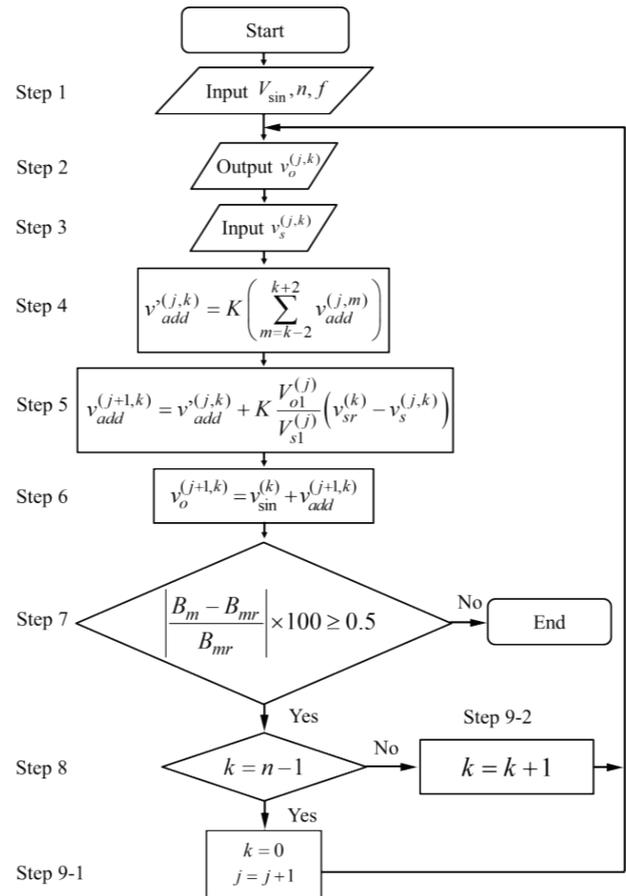


Fig. 3 Flowchart of proposed waveform control system.

磁束密度 B_m が目標値 B_{mr} に十分近づいたかどうかの判定 (Step 7) は手動にて適宜行う。それ以外の制御に関する部分 (Step 4, 5, 6, 8, 9-1, 9-2) や各電圧の出力・読み取り (Step 2, 3) については自動で行う。

3. 実証実験結果

本章では、前章で述べた提案システムを用いて、無方向性ケイ素鋼板 (35A300) のリングコアの直流磁気特性および交流磁気特性の測定を行うことで、妥当性を検証した。このうち、交流磁気特性については、 $f=50\text{ Hz}$ において測定を行う。一方、直流磁気特性については、本稿では十分に低い周波数 ($f=5\text{ Hz}$) において測定した磁気特性であるとみなす。Fig. 4 および Table 1 に、それぞれ本稿で測定対象に用いたリングコアの寸法および諸元を示す。なお、磁界 H および磁束密度 B は、それぞれ次式により求めた。

$$H = \frac{N_e i}{l} \quad (6)$$

$$B = \frac{1}{N_s S} \int v_s dt \quad (7)$$

ここで、 i は励磁電流、 N_e は励磁コイルの巻数、 N_s はサーチコイルの巻数、 l は磁路長、 S は磁路断面積である。

本稿では、各最大磁束密度における磁束密度歪み率および電圧波形率について、myRIO を用いて上述の波形制御を行った場合と、波形制御を行わない場合の二通り測定を行い、比較検証した。測定条件として、励磁周波数は $f=5\text{ Hz}$ 、 50 Hz とし、最大磁束密度 B_m は、 $f=5\text{ Hz}$ では $0.1\sim 1.8\text{ T}$ まで 0.1 T 刻み、 $f=50\text{ Hz}$ では $0.1\sim 1.9\text{ T}$ まで 0.1 T 刻みとして、それぞれ測定を行った。

また、測定に際して、JIS 規格 C2556⁵⁾ のデジタルサンプリング数に関する記述を参考に、 $f=50\text{ Hz}$ での測定においては、波形を 500 点 ($n=500$) の配列で表現して制御を行った。一方、低周波励磁時にはフィードバック制御の過程における励磁電流のオーバーシュートが問題となることから、 $f=5\text{ Hz}$ での測定においては、配列の点数を 10000 点 ($n=10000$) に増やして制御を行った。

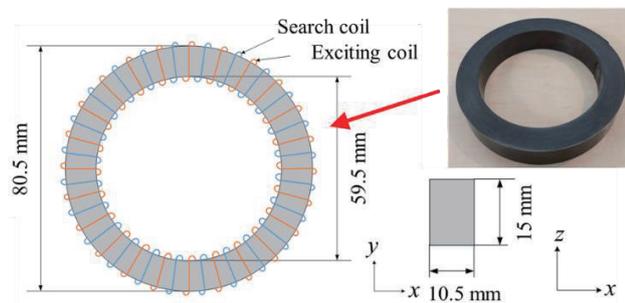


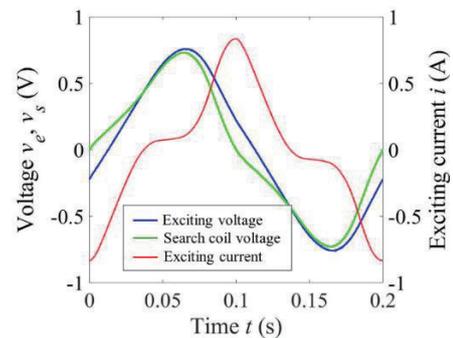
Fig. 4 Dimensions of a ring core.

Table 1 Specifications of a ring core.

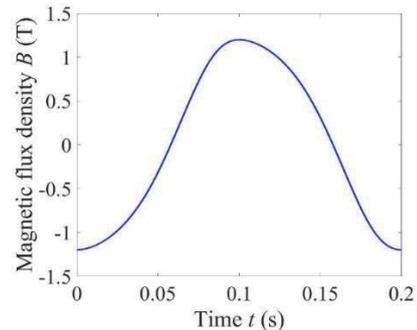
Exciting winding N_e	110 turns
Search coil winding N_s	110 turns
Core material	Non-oriented silicon steel (35A300)
Effective core area S	$152.78 \times 10^{-6}\text{ m}^2$
Effective magnetic path length l	0.2224 m
Mass density q	7750 kg/m^3
Exciting winding resistance R_e	255 m Ω

まず、Fig. 5(a), (b) に $f=5\text{ Hz}$ 、 $B_m=1.2\text{ T}$ における非制御時の電圧・電流波形および磁束密度波形を示す。これらの図を見ると、磁束密度が比較的高い領域において、サーチコイル電圧波形が歪むことによって、磁束密度波形もまた歪んでいることが分かる。この原因は、磁束密度が高くなるほど電源トランスおよびリングコアの透磁率が低下することから、励磁アドミタンスが増加し、これによって励磁電流が増加することで、電源トランスの一次・二次巻線およびリングコアの励磁巻線抵抗の電圧降下が大きくなることに起因すると考えられる。

次いで、Fig. 6(a), (b) に $f=5\text{ Hz}$ 、 $B_m=1.2\text{ T}$ における制御時の電圧・電流波形および磁束密度波形を示す。これら

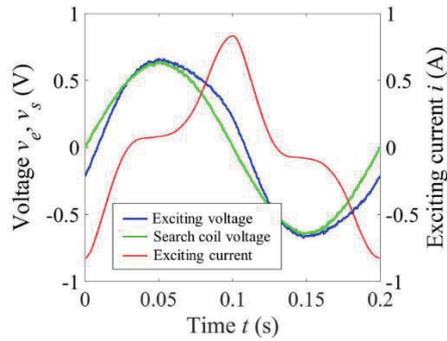


(a) Exciting voltage, search coil voltage, and exciting current waveforms

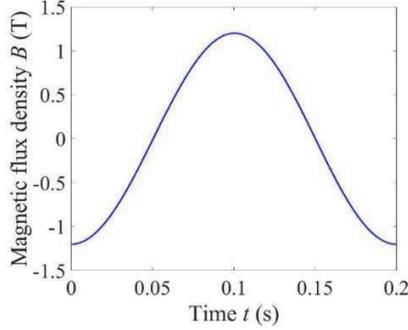


(b) Magnetic flux density waveform

Fig. 5 Each waveform without control at $B_m=1.2\text{ T}$ and $f=5\text{ Hz}$.

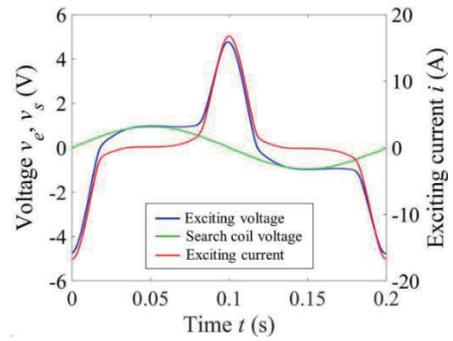


(a) Exciting voltage, search coil voltage, and exciting current waveforms

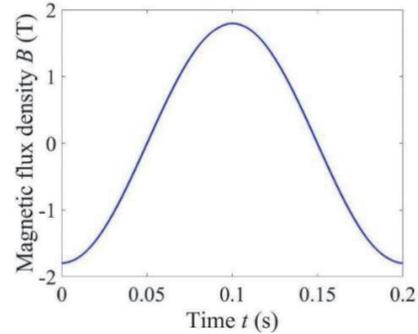


(b) Magnetic flux density waveform

Fig. 6 Each waveform with control at $B_m = 1.2$ T and $f = 5$ Hz.

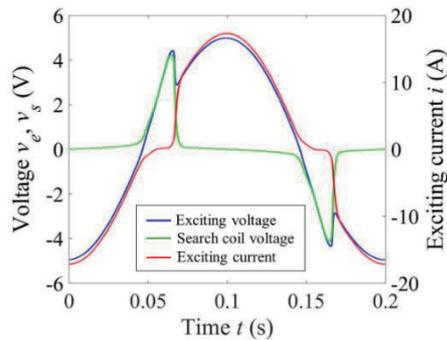


(a) Exciting voltage, search coil voltage, and exciting current waveforms

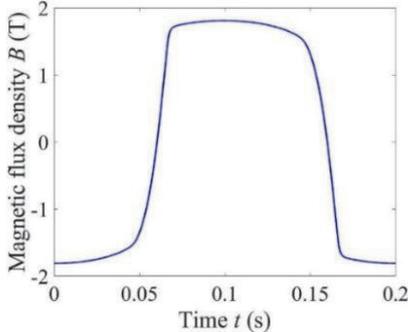


(b) Magnetic flux density waveform

Fig. 8 Each waveform with control at $B_m = 1.8$ T and $f = 5$ Hz.

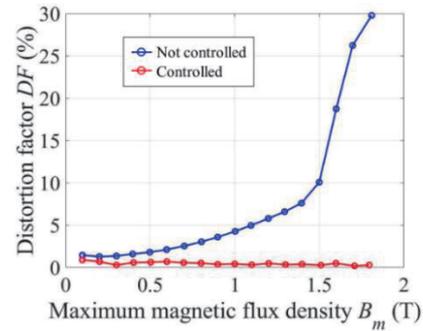


(a) Exciting voltage, search coil voltage, and exciting current waveforms

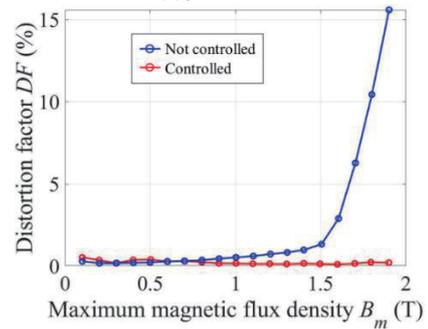


(b) Magnetic flux density waveform

Fig. 7 Each waveform without control at $B_m = 1.8$ T and $f = 5$ Hz.

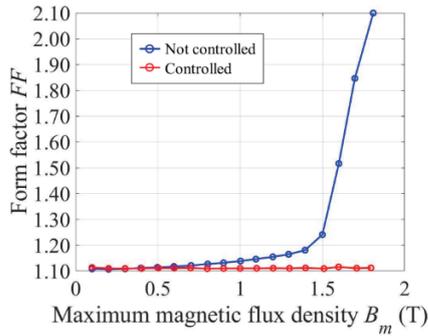


(a) $f = 5$ Hz

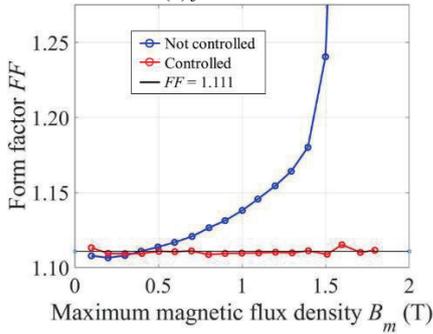


(b) $f = 50$ Hz

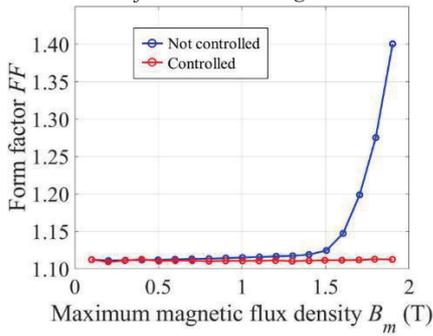
Fig. 9 Comparison of the distortion factor of magnetic flux density waveforms according to maximum magnetic flux density B_m .



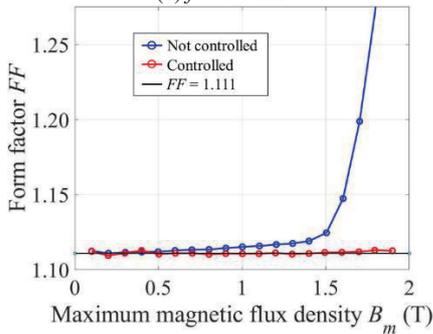
(a) $f = 5$ Hz



(b) $f = 5$ Hz (enlarged)



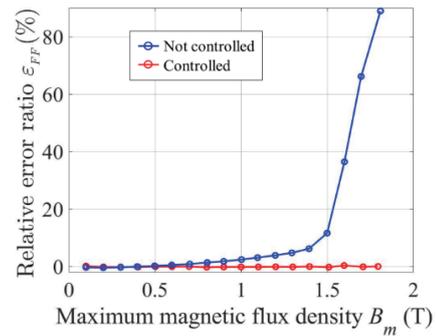
(c) $f = 50$ Hz



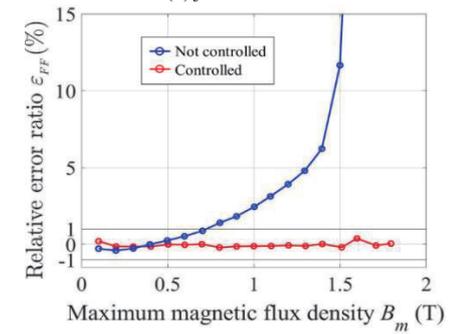
(d) $f = 50$ Hz (enlarged)

Fig. 10 Comparison of the form factor of search coil voltage waveforms according to maximum magnetic flux density B_m .

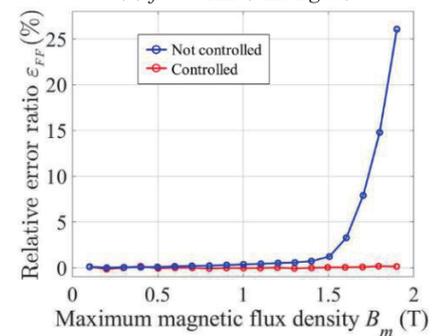
の図を見ると、波形制御を行うことによって、磁束密度が比較的高い領域において、励磁電流が増加してもサーチコイル電圧が歪むことなく、磁束正弦波条件での測定が可能であることが分かる。



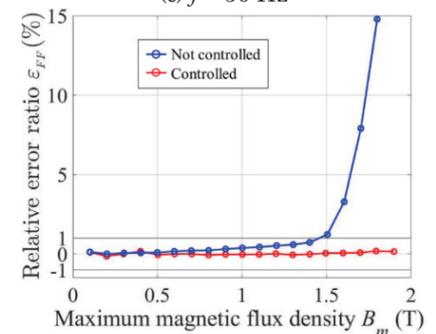
(a) $f = 5$ Hz



(b) $f = 5$ Hz (enlarged)



(c) $f = 50$ Hz



(d) $f = 50$ Hz (enlarged)

Fig. 11 Comparison of the relative error ratio of search coil voltage waveforms according to maximum magnetic flux density B_m .

Fig. 7(a), (b)に $f = 5$ Hz, $B_m = 1.8$ Tにおける非制御時の電圧・電流波形および磁束密度波形を示す。また、Fig. 8(a), (b)に $f = 5$ Hz, $B_m = 1.8$ Tにおける制御時の電圧・電流波形および磁束密度波形を示す。これらの図を見ると、非線

形性が強く磁束密度波形がより大きく歪む場合においても、提案システムにより十分な波形制御が可能であることが分かる。

次いで、Fig. 9(a), (b)に制御時・非制御時の最大磁束密度－磁束密度歪み率特性の比較を示す。この図を見ると、 $f = 5 \text{ Hz}$, 50 Hz ともに、特に高磁束密度領域において制御時には歪み率が大幅に低下していることが分かる。特に $f = 5 \text{ Hz}$, $B_m = 1.8 \text{ T}$ に着目すると、非制御時には歪み率は29.8%であるのに対して、制御時には0.3%まで低下した。

Fig. 10(a)~(d)に制御時・非制御時の最大磁束密度－サーチコイル電圧波形率特性の比較を示す。理想正弦波の波形率は1.111⁵⁾であるのに対して、 $f = 5 \text{ Hz}$, $B_m = 1.8 \text{ T}$ において、非制御時には2.099と大きく乖離しているが、制御時には各図中の破線で示している1.111に極めて近い値となっている。加えて、サーチコイル電圧波形率について、より厳密に評価を行うため、理想正弦波の波形率 $FF_{\text{sin}} = 1.111$ に対する相対誤差率 ε_{FF} を、次式のように定義する^{2), 5)}。

$$\varepsilon_{FF} = \frac{FF - FF_{\text{sin}}}{FF_{\text{sin}}} \quad (8)$$

ここで、 FF は測定したサーチコイル電圧波形から求めた波形率である。Fig. 11(a)~(d)に制御時・非制御時の最大磁束密度－相対誤差率特性の比較を示す。これらの図を見ると、非制御時において、 $f = 5 \text{ Hz}$ では $B_m = 0.8 \text{ T}$ 以上、 $f = 50 \text{ Hz}$ では $B_m = 1.5 \text{ T}$ 以上において、相対誤差率は $|\varepsilon_{FF}| \leq 1\%$

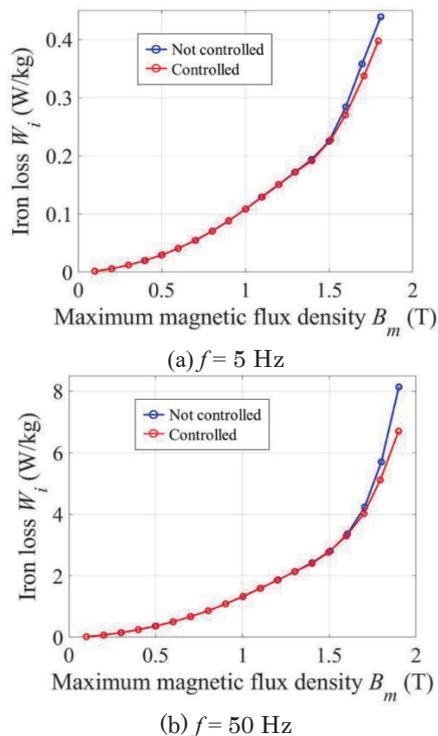


Fig. 12 Comparison of the iron loss characteristics according to maximum magnetic flux density B_m .

の範囲に収まっておらず、最大で $f = 5 \text{ Hz}$, $B_m = 1.8 \text{ T}$ においては88.9%まで悪化しているのに対して、制御時には $f = 5 \text{ Hz}$, 50 Hz ともに、全ての最大磁束密度において、相対誤差率が $|\varepsilon_{FF}| \leq 1\%$ に収まっていることが分かる。

Fig. 12(a), (b)に最大磁束密度－鉄損特性の比較を示す。 $f = 5 \text{ Hz}$, 50 Hz のとき、高磁束密度領域において、非制御時に比べ制御時の鉄損が抑制されていることが分かる。これは、波形制御を行うことにより、Fig. 7(b), Fig. 8(b)に見られるような、磁束密度の急激な変化によって生じていた渦電流損が低減されたためである。

4. まとめ

本稿では、多くの高等教育機関で用いられている myRIO を用いることで、従来よりも比較的簡便かつ安価に実装可能な波形制御手法を用いた磁気特性測定システムを提案した。また、リングコアを用いて磁気特性測定を行い、提案システムの妥当性の検証を行った。

その結果、提案システムは高磁束密度領域での測定においても、高精度な波形制御が可能であり、磁束正弦波条件下での磁気特性測定を簡便かつ高精度に行えることが明らかとなった。

今後は、より高い周波数帯や直流重畳時といった種々の励磁条件下において、提案手法を用いて磁気特性測定を行った際の有用性について検証を行う予定である。

謝辞 本研究の一部は、JSPS 科研費 JP22K14232, パワーアカデミー研究助成, および永守財団研究助成の交付を得て行った。

References

- 1) K. Matsubara, N. Takahashi, K. Fujiwara, T. Nakata, M. Nakano, and H. Aoki: *IEEE Trans. Magn.*, **31**, 3400 (1995).
- 2) T. Nakase, M. Nakano, K. Fujiwara, and N. Takahashi: *IEEE Trans. FM*, **119**, 1019 (1999) [in Japanese].
- 3) S. Aihara, H. Shimoji, and T. Todaka: *J. Magn. Magn., Mat*, **502**, 166371 (2020).
- 4) B. Tekgun, A. R. Boueri, Md. A. Mahmood, and Y. Sozer: *2016 IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC)*, 207 (2016).
- 5) <https://www.jisc.go.jp/app/jis/general/GnrJISSearch.html> (As of October 18, 2022) [in Japanese].

2022年10月18日受理, 2022年11月7日再受理, 2022年11月9日採録