By Kazunobu Hayashi HIOKI E.E. Corporation

1. はじめに

EV や HEV の内部では様々な箇所でインダクタ (リアクトル)が使用されている.たとえば、バッテリか らインバータへの昇圧 DC/DC コンバータや,バッテ リ充電回路における AC/DC コンバータなどが挙げ られる.システム全体の高効率化のためには、それ ぞれの回路における効率を改善する必要がある.こ れらの回路で損失の多くを占めている部品の一つが インダクタである[1]. したがって, システム全体の効率 改善のためには、インダクタの損失を正確に測定す る必要がある.一般に、それらのインダクタは高周波 でスイッチングして使用されている場合が多い. イン ダクタに印加される電圧・電流は矩形波・三角波に 代表されるひずみ波形であるため,広い周波数範囲 において正確な測定が必要となる.また,インダクタ に印加される電圧と電流の位相差は 90° に近く,測 定器の位相誤差が損失測定誤差に大きく影響する [2]. これらの理由により、インダクタの損失を直接測る のは難しいとされてきた[3]. 本稿ではパワーアナライ ザ PW8001 と AC/DC カレントセンサ CT6904^{[4][5]}の組 み合わせによる,高周波においても低位相誤差な計 測システムによって実稼働状態のインダクタの損失 を測定した結果を示す.また,東京都立大学清水研 究室開発の測定システムによる測定結果や拡張スタ インメッツ方程式による計算値と、パワーアナライザに よる測定結果を比較し,妥当性を検討した結果を紹 介する.

2. 実験方法

測定対象

測定対象の励磁装置の回路図を Fig. 1 に示す. 低損失 SiC-MOSFET を用いた高効率 100 kW 級 Dual-Active-Bridge コンバータに使用するインダクタ の損失を測定した^[6]. 試験の様子を Fig. 2 に示す. イ ンダクタの諸元を Table 1 に, インダクタの励磁波形 をFig. 3に示す. 電圧パルスのデューティ比を変える ことで励磁電流を80 Apk から160 Apk まで変化させ た. スイッチング周波数は20 kHz である.

ΗΙΟΚΙ



Fig. 1 A circuit to measure loss in the inductor



Fig. 2 A photo of the measurement.



Fig. 3 Excitation waveforms of the inductor.

Table 1 Parameters of the inductor.

Core material	Sendust
Core shape	Toroidal
Wire	Litz wire
Inductance, <i>L</i>	4.5 uH

測定方法

インダクタの励磁電圧波形v_L, 励磁電流波形i_Lを 測定し, 式(1)よりインダクタの全損失 Pを測定した. 2 種類の計測システムを使い, 同一インダクタの損失 を測定し比較した.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_L \, i_L \, dt \qquad \cdots \qquad (1)$$

パワーアナライザ PW8001とAC/DC カレントセンサ CT6904 による測定システム

パワーアナライザ PW8001 と 15MS/s 入力ユニット U7005(5 MHz 帯域)を使用してインダクタ損失を測 定した. 電流センサとして, AC/DC カレントセンサ CT6904(500 A 定格/4 MHz 帯域)を使用した. PW8001 の電流センサ位相補正機能^[7]により電流セ ンサで生じる位相誤差を補正して測定した. PW8001 と CT6904 の外観を Fig. 4, Fig. 5 に示す.



Fig. 4 Power analyzer PW8001



Fig. 5 AC/DC current sensor CT6904

東京都立大学清水研究室開発の測定システム

電圧測定は差動プローブ,電流測定はAC/DCカ レントセンサ CT6904 を使用した.差動プローブ,電 流センサの出力をオシロスコープで取得した.一般 に,差動プローブの遅延時間やオシロスコープのチャ ネル間の遅延時間の差は周波数に対して一定では ない.したがって,オシロスコープのデスキュー機能 によって電圧信号と電流信号間の遅延時間を補正 しても,広い周波数帯域において位相誤差をキャン セルすることはできない.本測定システムにおいては, オシロスコープ,差動プローブ,電流センサの位相誤 差の周波数特性を事前に取得し,位相補正法^[2]を用 いて広い周波数帯域において位相誤差が小さくなる ように補正して測定した.

計算値の算出方法

鉄損 P_i は式(2),式(3)の拡張スタインメッツ方程式 を用いて計算した^[8].スタインメッツ係数はコア材の 材料データより算出した.係数はそれぞれ k = 3.524, $\alpha = 1.459$, $\beta = 2.048$ である.

$$P_{i} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} k_{i} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\alpha} \Delta B^{\beta - \alpha} dt \quad \cdots \quad (2)$$
$$k_{i} = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha - 1} \int_{0}^{2\pi} |\cos \theta|^{\alpha} 2^{\beta - \alpha} d\theta} \quad \cdots \quad (3)$$

銅損 P_c は巻線の直流抵抗値 R_{DC} と励磁電流の実 効値 I_{rms} を用いて式(4)より計算した.

$$P_c = R_{DC} \cdot I_{rms}^2 \quad \cdots \quad (4)$$

鉄損 P_i ,銅損 P_c より、全損Pを式(5)として求めた.

$$P = P_i + P_c \quad \cdots \quad (5)$$

4. 結果

インダクタのピーク電流を80 Apk から160 Apk ま で変化させたときのインダクタ損失測定結果をFig. 6 に示す.パワーアナライザによる測定システム,清水 研究室開発の測定システム,拡張スタインメッツ方程 式による計算値は約±5%の範囲で一致している.



Fig. 6 Measured loss and calculated loss in the inductor.

5. 考察

励磁電流 160 Apk 時のインダクタの電力位相角 ϕ は 89.82°であった.電力位相角 ϕ は式(6)によって, パワーアナライザによって測定した損失P,電圧実効 値 U_{rms} ,電流実効値 I_{rms} より算出した.

$$\phi = \cos^{-1} \frac{P}{U_{rms} \cdot I_{rms}} \quad \cdots \quad (6)$$

被測定対象の位相角が ϕ のとき,測定システムの 位相誤差 $\Delta\phi$ による損失測定誤差 k は式(7)によって 見積もることができる^[2].

 $k = \frac{\cos(\phi + \Delta\phi) - \cos\phi}{\cos\phi} \times 100 \, [\%] \quad \cdots \quad (7)$

式(7)より,測定対象の位相角が 89.82°の時, 測 定システムの位相誤差が±0.01°である場合,損失 測定誤差は±5.56%となる.

Fig. 6 を見ると, 2 つの異なる測定システムで得ら れた測定値と拡張スタインメッツ方程式による計算値 が±5%の精度で一致している.このことから,パワー アナライザによる測定システムや清水研究室開発の 測定システムは±0.01°程度の位相精度を実現で きているということが推察される. Fig. 7 に,本試験で使用した PW8001 と CT6904 の組み合わせの位相周波数特性を示す.

位相誤差は 100 kHz まで±0.01°以下であった. 本特性により, スイッチング周波数 20 kHz とその高 調波成分の損失を正確に測定できる. これにより, 位 相角 89.82°と非常に低損失なインダクタの損失を 正確に測定できたものと考えられる.

PW8001 と CT6904 の組み合わせの場合,最大 1500 V / 500 Aレンジを選択できる.これにより,実 稼働状態の大電力のインダクタ損失の測定に応用 可能である.また,CT6904 はゼロフラックス動作の電 流センサである.したがって,測定電流に直流電流 が重畳しても電流センサの磁気コアに印加される磁 界は一定であるため,磁気飽和や特性変化は生じな い.これにより DC/DC コンバータに代表されるような インダクタに直流が重畳するような動作条件におい ても,インダクタ損失を正確に測定することができる.



Fig. 7 Phase characteristics of combination of PW8001 and CT6904.

6. まとめ

パワーアナライザ PW8001とAC/DC カレントセン サ CT6904 を用いてインダクタ損失の測定を行っ た.

東京都立大学清水研究室開発の測定システムに よる測定値や,拡張スタインメッツ方程式を用いた計 算値との比較を行った.

低位相誤差なパワーアナライザ PW8001 と AC/DC カレントセンサ CT6904 を使うことで実稼働 状態におけるインダクタ損失を高精度かつ簡便に測 定できることを示した.

パワーアナライザ PW8001とAC/DC カレントセン サ CT6904 による測定システムを用いることで電力 変換器の損失を簡単に測定でき,機器の損失発生要 因を正確に把握できる.

本検証にご協力いただいた東京都立大学 清水 敏久教授に謝意を表する.

References

- H, Akagi, et.al., "Power-Loss Breakdown of a 750-V 100-kW 20-kHz Bidirectional Isolated DC-DC Converter Using SiC-MOSFET/SBD Dual Modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.51, no.1, pp. 420-428, Jan. / Feb. 2015.
- [2] H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, and H. Ishii, "Evaluation of Iron Loss of AC Filter Inductor Used in Three-Phase PWM Inverters Based on an Iron Loss Analyzer", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.31, no.4, 2016.
- [3] K. Hayashi, "Measurement of Loss in High-Frequency Reactors", Bodo's Power Systems, Feb. 2017, pp/18-22
- [4] H. Yoda, "AC/DC Current Sensor CT6904/CT6904-60", HIOKI Technical Notes, 2019.
- [5] M. Harano, H. Yoda, K. Seki, K. Hayashi, T. Komiyama, and S. Yamada, "Development of a Wideband High-Precision Current Sensor for Next Generation Power Electronics Applications", *Proc. IEEE ECCE*, 2018, pp. 3565–3571.
- [6] M. Komura, H. Matsumori, and T. Shimizu, "Loss evaluation of external inductor used in bi-directional isolated DC/DC converter",

The Annual Meeting record I.E.E. Japan, 2018, p. 127.

- [7] H. Yoda, "Power Analyzer PW6001", *HIOKI Technical Notes*, vol.2, no.1, 2016.
- [8] K. Venkatachalam, C.R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters". IEEE Proc. Workshop Comput. Power Electron., 2002, pp.36-41.