

## 高精度広帯域パワーアナライザと電流センサによる 低損失インダクタの実動作損失測定

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、バッテリーからインバータへの昇圧 DC/DC コンバータや、バッテリー充電回路における 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<sup>[1]</sup>。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  $90^\circ$  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<sup>[2]</sup>。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<sup>[3]</sup>。本稿ではパワーアナライザ PW8001 と AC/DC カレントセンサ CT6904<sup>[4][5]</sup> 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<sup>[6]</sup>。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。

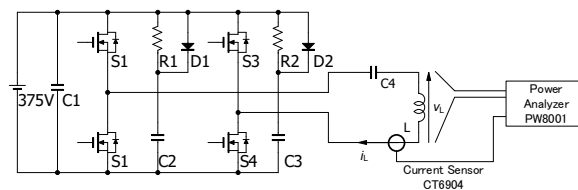


Fig. 1 A circuit to measure loss in the inductor

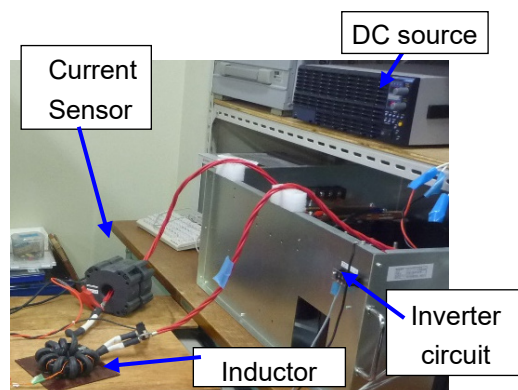


Fig. 2 A photo of the measurement.

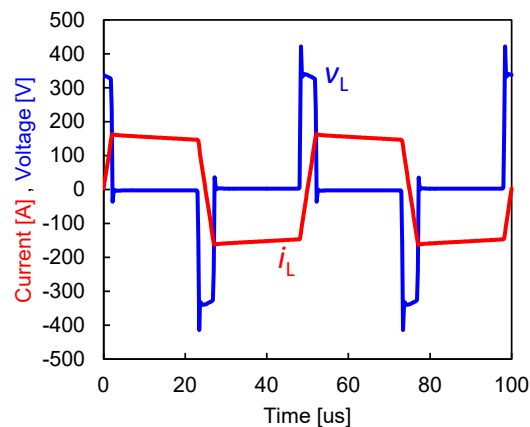


Fig. 3 Excitation waveforms of the inductor.

Table 1 Parameters of the inductor.

Core material	Sendust
Core shape	Toroidal
Wire	Litz wire
Inductance, $L$	4.5 $\mu$ H

### 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。

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_L i_L dt \quad \dots (1)$$

### 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<sup>[7]</sup>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ン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ク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<sup>[2]</sup>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<sup>[8]</sup>。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。

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \Delta B^{\beta-\alpha} dt \quad \dots (2)$$

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^{\alpha-1} d\theta} \quad \dots (3)$$

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。

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

鉄損 $P_i$ 、銅損 $P_c$ より、全損 $P$ を式(5)として求めた。

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

## 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。

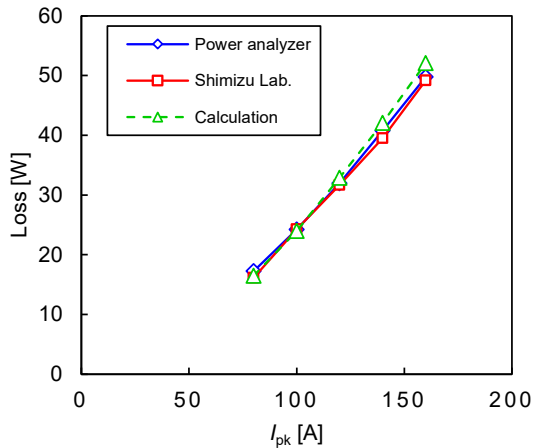


Fig. 6 Measured loss and calculated loss in the inductor.

## 5. 考察

励磁電流 160 Apk 時のインダクタの電力位相角  $\phi$  は  $89.82^\circ$  であった。電力位相角  $\phi$  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。

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

被測定対象の位相角が  $\phi$  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<sup>[2]</sup>。

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

式(7)より、測定対象の位相角が  $89.82^\circ$  の時、測定システムの位相誤差が  $\pm 0.01^\circ$  である場合、損失測定誤差は  $\pm 5.56\%$  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  $\pm 5\%$  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  $\pm 0.01^\circ$  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  $\pm 0.01^\circ$  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  $89.82^\circ$  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。

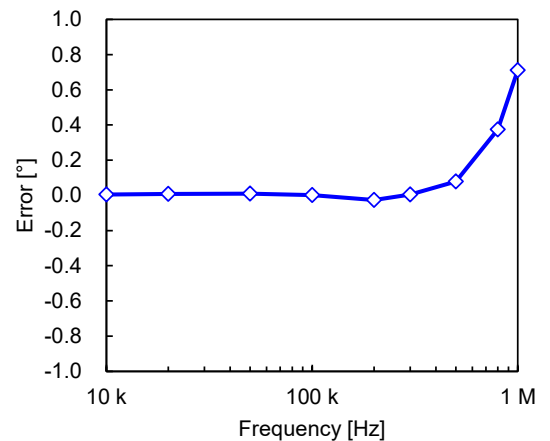


Fig. 7 Phase characteristics of combination of PW8001 and CT6904.

## 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。

*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”, *Proc. IEEE Workshop Comput. Power Electron.*, 2002, pp.36-41.

## References

- [1] 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”,