

## xEV 用電源のインダクタ・トランス損失測定

By Kazunobu Hayashi and Shozo Yoda

HIOKI E.E. Corporation

### 1. はじめに

持続可能な社会の実現に向け、地球温暖化ガスの排出量の削減に向けた開発が盛んに進められている。その取り組みの一つとして、自動車の電動化があげられる<sup>[1][2]</sup>。

自動車の電動化において、電源の高効率化、小型化、軽量化は性能や形状の設計自由度を左右する重要な課題の一つである。この課題解決のためには、電源を構成する素子の損失を正確に測定し、把握する必要がある。特に、インダクタ、トランスは電源の体積、重量、損失の多くを占める<sup>[3]</sup>ため、損失を正確に把握して改善を図ることが重要である。いっぽう、これらデバイスの電圧-電流間位相が  $90^\circ$  近い低力率領域となること、さらにそれらが利用される周波数は半導体デバイスの進化とともに高周波化していることが、正確な測定を困難にしている<sup>[4][5]</sup>。

本稿では xEV 用の各種電源に使われるインダクタ、トランスの損失測定に関してのノウハウ、実測結果などを紹介する。

### 2. xEVにおける電源の種類と課題

#### 電源の種類

xEV では、さまざまな種類の電源(電力変換器)が使われる。Fig. 1 に BEV(バッテリー式電気自動車)用電源の概念図を示す。車載バッテリーの充電用として、車載充電器(OBC)や急速充電器が使われる。これらの充電器は商用電源をバッテリーの直流高電圧に変換する AC/DC コンバータから構成される。車載バッテリーの電力を宅内や系統で使用することを目的とした V2H (Vehicle to Home) や V2G (Vehicle to Grid) と呼ばれる仕組みのために、双方向の電力供給が可能な車載充電器も採用されつつある。また、パワートレイン用として、昇圧 DC/DC コンバータや、インバータが使われる。また、メインバッテリーと補機類用 12V バッテリー間の電力融通のためには DC/DC コンバータが使われる。これらの電源はパワーエレクトロニクスの技術を用い、小型・軽量・高効率を実現している。

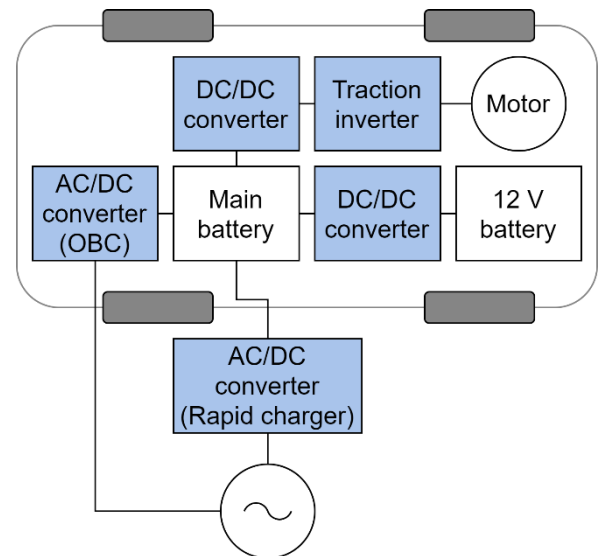


Fig. 1. Example of power supply structure in a BEV.

#### 電源の開発課題

例えば、BEV における主要な開発課題は電費の改善による航続距離の増大である<sup>[6]</sup>。バッテリーのエネルギー密度は化石燃料にくらべて低い<sup>[7]</sup>ため、内燃機関車と同等の航続距離を実現するためには大容量のバッテリーを搭載する必要がある。それにより、車両コストは増大し、重量の増加により電費は悪化するため、より少ないバッテリー搭載量により、より長い航続距離の実現が求められている。

同一あるいはより小さな搭載バッテリーで航続距離を増大させるためには、電源の高効率化・軽量化・小型化による電費の改善が必要である。高効率化により、電源で生じる損失を低減させることができる。また、軽量化により、車両全体の重量が軽量化し走行損失の低減が可能となる。さらに、小型化により、車両搭載時の設計自由度が向上し、車両の Cd 値低減、および乗員の快適性向上に貢献できる。

このように、高効率化・軽量化・小型化が xEV における電源の開発課題となっている。

## インダクタ・トランス

車載電源は、高効率・軽量・小型を実現するため、多くの場合、半導体スイッチを用いたスイッチング回路を採用している。そして、ほとんどのスイッチング回路にはインダクタ(リアクトル)、トランスが含まれる。インダクタ、トランスは鉄を主成分とする磁性コアや銅線により構成されるため、電源の体積、重量の多くを占めていることが知られている<sup>[3]</sup>。さらに、SiC や GaN に代表される WBG (Wide Band Gap) 半導体の普及に伴い、スイッチング周波数の上昇による電源全体の小型化、軽量化が図られるとともに、半導体の損失は低損失化されるため、電源全体の性能へのインダクタ、トランスのインパクトはより大きくなっている。

このような背景により、xEV の性能向上のため、電源の高性能化、すなわちインダクタ、トランスの高性能化が重要となってきている。したがって、インダクタ、トランスの損失を把握し、それを低減することが求められている。

## 3. インダクタ・トランスの損失測定方法

### 回路全体の損失測定

インダクタ・トランスを評価する際には、それらが組み込まれた回路全体の損失測定を行うことで、回路動作状態とインダクタ・トランスの損失の関係を理解することができる。Fig. 2 に非絶縁昇圧チョップ DC/DC コンバータの回路全体の効率(損失)測定をする場合の結線例を示す。入出力の DC 電力を測定し、差分、比率を計算することで回路全体の損失(式(1))、効率(式(2))を算出する。

$$P_{\text{loss}} = P_1 - P_2 \quad (1)$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 [\%] \quad (2)$$

PW8001 に代表されるパワーアナライザでは、損失、効率を測定する測定項目があらかじめ用意されているため、入出力電力測定チャンネルをパワーアナライザに設定することで自動的に損失、効率を算出できる。

回路全体の入出力電力は、DC もしくは商用周波数の電力である場合が多い。したがって、回路の損失や効率を高精度に測定するためには、DC、商用周波数の確度が高いパワーアナライザ、電流センサを選定することが重要である。

入出力の差分により損失を測定する場合、測定タイミングをそろえて測定することが重要である。特に、過渡状態など、測定対象の状態が変動している状態での測定の場合、入出力の測定タイミングがずれることで測定される損失値に影響が生じる。パワーアナライザでは、測定タイミングを同期ソースの選択により設定できる。Fig. 2 の場合、入出力共に DC であるため、同期ソースを DC とすることで、パワーアナライザの内部時計によって決まるデータ更新レートで入出力の測定タイミングをそろえて測定できる。Fig. 5 のように、入出力に交流信号が含まれる場合、一般に、交流信号のうち、最も遅い周波数を測定する測定 CH を同期ソースとすることで安定した損失測定が可能となる。Fig. 5 の場合は全 CH の同期ソースを CH1 (入力商用電力) の電圧に設定することが望ましい。

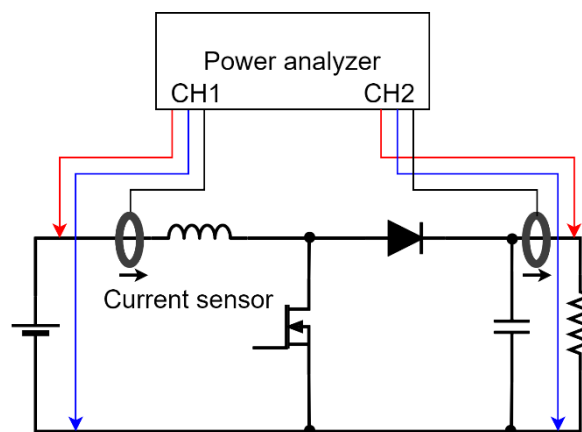


Fig. 2. Connection diagram for measuring overall loss in a boost chopper circuit.

### インダクタの損失測定

パワーアナライザと電流センサを用い、インダクタの両端電圧とインダクタに流れる電流を測定することでインダクタの損失を測定できる。Fig. 3 に非絶縁降圧チョップ DC/DC コンバータのインダクタ損失を測定する場合の結線例を示す。降圧チョップの場合、電流センサは測定するインダクタの出力側に接続したほうがより安定した測定結果を得ることができる。インダクタの入力側のノードはスイッチング周期ごとに電圧値が変化するため、高周波成分を含む電圧波形となっている。一方、インダクタの出力側のノードは出力 DC 電圧であるため電圧変動が少ない。一般に、電流センサは高周波になると同相電圧除去比 (CMRR) が低下するため、高周波成分の少ない出力側に接続したほうが、より安定した結果が得られる。

また、高精度な損失測定のためには、回路のスイッチング周波数とその高調波成分において、高い位相精度、高い耐ノイズ性を備えたパワーアナライザ、電流センサを用いる必要がある。

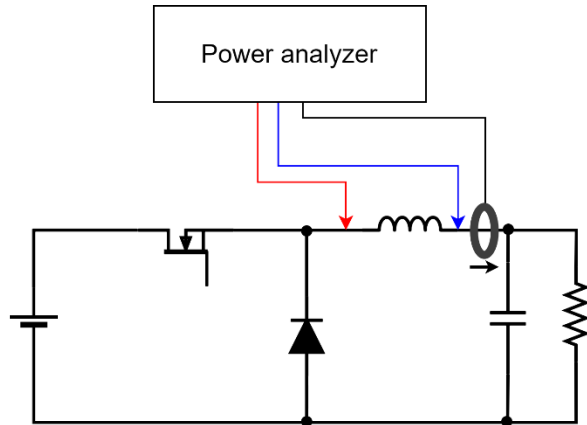


Fig. 3. Connection diagram for measuring loss in the inductor of a step-down chopper circuit.

### トランスの損失測定

回路全体の損失測定と同様に、測定するトランスの入出力電力を測定し、差分を計算することでトランスの損失を測定できる。一例として、絶縁型フルブリッジ DC/DC コンバータのトランスの損失を測定する場合の結線を Fig. 4 に示す。トランスの出力が複数系統存在する場合、すべての出力系統の電力を測定する必要がある。パワーアナライザの効率測定機能を使用して、Fig. 4 の場合の損失、効率は式(1)、式(2)により算出する。トランスの出力はスイッチング周波数とその高調波成分を持つ交流信号である。また、励磁電流などの影響により、力率は比較的悪い。したがって、スイッチング周波数とその高調波成分において十分なゲイン精度と位相精度を持ったパワーアナライザ、電流センサを使用する必要がある。

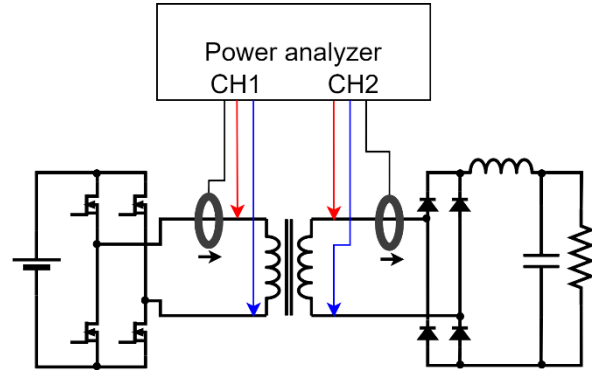


Fig. 4. Connection diagram for measuring loss in the transformer of an isolated full-bridge DC/DC converter.

### 結線例(OBC)

xEV 用車載充電器(OBC)の損失を測定する場合の結線例を Fig. 5 に示す。一般的な OBC は入力商用電力を PFC(Power Factor correction, 力率改善)回路により高電圧 DC 電力に変換し、絶縁 DC/DC コンバータにより電圧値を調整した DC 電力をバッテリーに供給することでバッテリーを充電する。OBC 全体の損失  $P_{ALL}$  は式(3)、PFC 用インダクタの損失  $P_{L\text{PFC}}$  は式(4)、PFC 回路の損失  $P_{\text{PFC}}$  は式(5)、絶縁 DC/DC コンバータ用トランスの損失  $P_{\text{trans}}$  は式(6)、絶縁 DC/DC コンバータの損失は式(7)により算出できる。

$$P_{ALL} = P_1 - P_6 \quad (3)$$

$$P_{L\text{PFC}} = P_2 \quad (4)$$

$$P_{\text{PFC}} = P_1 - P_3 \quad (5)$$

$$P_{\text{trans}} = P_4 - P_5 \quad (6)$$

$$P_{\text{DC/DC}} = P_3 - P_6 \quad (7)$$

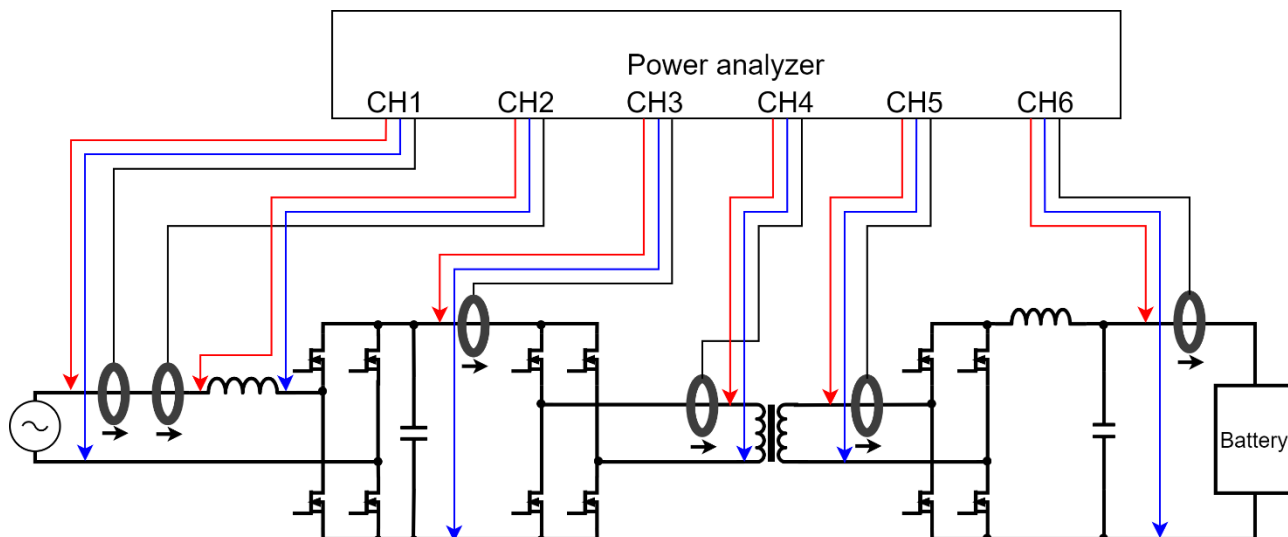


Fig. 5. Connection diagram for measuring loss in the components of an onboard charger.

#### 4. インダクタ・トランスの測定に必要な計測器性能

##### 位相特性

インダクタに印加される電圧と電流の位相差は  $90^\circ$  に近いため、測定器の位相誤差が電力損失の測定誤差に大きく影響する<sup>[4]</sup>。測定対象の位相差が  $\theta$ 、測定器の位相誤差が  $\Delta\theta$  のとき、損失の測定誤差率  $k$  は式(8)として表すことができる。

$$k = \frac{\cos(\theta + \Delta\theta) - \cos\theta}{\cos\theta} \cdot 100 [\%] \quad (8)$$

Fig. 6 に、測定対象の電圧-電流間の位相差と損失の関係を示す。例えば、測定対象の位相差が  $89^\circ$ 、測定器の位相誤差が  $\pm 0.1^\circ$  である場合、損失の測定誤差は  $\pm 10\%$  にもなる。このように、インダクタ・トランスの損失測定のためには、回路のスイッチング周波数とその高調波周波数において、位相誤差の小さい計測器を使用することが求められる。

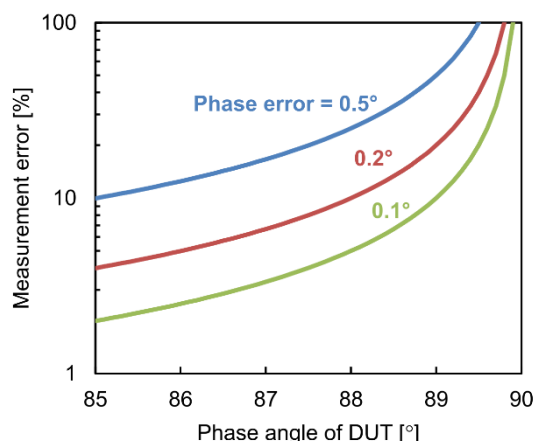


Fig. 6. Influence of instrument phase error on active power.

##### DC 確度

昇圧チョップ回路や、降圧チョップ回路のインダクタには、回路の負荷電流によって DC 電流が重畳される。この DC 電流とインダクタの巻線抵抗により直流損失が生じる。このようなインダクタの損失測定においては、計測器の DC 確度も重要となるため、DC 確度の高い計測器を使用する必要がある。また、パワーアナライザや電流センサは温度変化や経時変化によるオフセット誤差の変動が避けられないが、このオフセット誤差は直流損失の測定結果に影響する。この影響を排除するため、測定を実行する前に測定器のゼロアジャスト機能を用いてオフセット誤差を取り除くことでより正確な測定が可能となる。

本稿で示す試験結果は、当社フラックスゲート式電流センサを使用して測定した。このセンサは測定電流によるセンサコアの帯磁、および電流センサ内の導体位置の影響を極限まで低減していることが特長である<sup>[8][9]</sup>。したがって 1%以下の直流損失を評価する場合においても安心して使用できるため、OEMメーカーの WLTP 電費評価においても多く採用されている。

## 大電流測定

xEV 用電源の開発においては測定対象に流れる電流は大電流である場合が多く、一般的なシャント抵抗での測定は難しい。シャント抵抗による測定では、シャント抵抗における電力損失を低減するため、低抵抗なシャント抵抗を用いる必要がある。このため、寄生インダクタンスなどによる周波数特性の悪化が避けられないことや、シャント抵抗の発熱による測定値のドリフトによる再現性の低下などの欠点がある。したがって、電流センサを用いて測定を行うことが推奨される。

ここで問題となるのが、電流センサの位相遅延である。一般的な電流センサは 10 kHz を超えたあたりから位相遅延が顕著になってくる。したがって、使用する電流センサの位相特性を把握し、パワーアナライザにより電流センサの位相特性を正確に補正して測定を実行する必要がある。

本稿で示す試験結果は、パワーアナライザ PW8001 と当社電流センサとで実現できる自動位相補正機能により、電流センサの入出力間の時間遅延で生じる位相誤差を補正して測定した。自動位相補正機能に対応する電流センサは、電流センサ内に出荷時の位相の校正結果を記憶している。PW8001 はこのデータを読み込み、自動的に位相誤差を補正して測定を実行できる。これにより、広い測定帯域において低位相誤差な電力測定が可能となる。

電流センサは導体位置の影響という欠点を持つ。これは、電流センサの貫通穴内で被測定導体を動かすことで測定値が変化する特性である。この導体位置の影響により、測定値の再現性が損なわれ、信頼できる測定結果を得ることができなくなる。この導体位置の影響は、被測定電流が高周波になるほど大きな影響が生じる傾向がある。CT6904A は巻線やシールドの工夫により、導体位置の影響を低減した設計となっており<sup>[8][9]</sup>、高周波のインダクタ・トランスの損失測定においても再現性の高い測定が可能である。Fig. 7 に CT6904A と他社製貫通型センサの 100 kHz における位相の導体位置の影響の比較結果を

示す。CT6904A は他社製貫通型電流センサに比べて影響は 1/10～1/100 以下に抑えられているということが分かる。

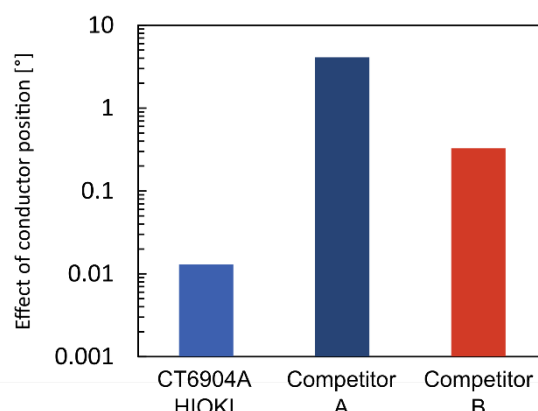


Fig. 7 Effect of conductor position on phase characteristics in high-accuracy, pass-through type current sensors in 100 kHz.

## 耐ノイズ性

WBG 半導体によるスイッチング周波数の上昇は、電磁ノイズの影響を大きくするという問題を内包している。電気計測に対しても影響を及ぼすため、これを低減する必要がある。当社 PW8001 と CT6904A の組み合わせでは 110 dB 以上/ 100 kHz の CMRR を実現している。これにより、ノイズの影響を受けず安定した測定値を得ることができる。

## 5. インダクタ損失の実測例

### 空芯インダクタによるパワーアナライザと電流センサの特性評価

パワーアナライザと電流センサの特性を検証するため、空芯インダクタに正弦波電流を印加したときの損失を測定した。磁性コアを使ったインダクタは磁性コアのコアロスのレベル依存性や温度特性が存在するため、損失の真値を得ることが非常に難しい。一方で、磁性コアを使わない空芯インダクタはインピーダンスのレベル依存性が無い。これにより、高精度な LCR メータ(±0.05%確度, 20 Hz～2 MHz)により小信号における等価直列抵抗 $R_s$ を測定し、その値と空芯インダクタに印加する電流実効値 $I_{rms}$ より、空芯インダクタの損失 $P_{air\ core}$ を次式により計算してパワーアナライザの特性評価のための基準にできる。

$$P_{air\ core} = I_{rms}^2 \cdot R_s \quad (9)$$

パワーアナライザにはPW8001を、また測定ユニットとしてはU7005(±0.03%精度, 5MHz帯域)を用いた。電流センサとしてCT6904A(±0.027%精度, 4MHz帯域)を用いた。Fig. 8に示す測定回路により、電力増幅器により空芯インダクタに5 Armsの電流を印加したときの損失を測定し、式(9)で算出した損失値と比較した。200 kHz以上は5 Armsを電力増幅器が発生できないため、低い電流値で試験を行った。試験に使用した空芯インダクタのインダクタンスは約11 uHであった。非磁性コアとして、3Dプリンタにより作製したABS樹脂製コアを使用した。

Fig. 9に試験結果を示す。同時に、他社製パワーアナライザA(±0.025%精度, 10 MHz帯域)と貫通型電流センサ(200 A定格, ±0.01%精度, 1 MHz帯域)によって測定した結果も示す。電力増幅器の性能により、5 Armsを印加できる10 kHz~100 kHzにおける測定結果を示している。PW8001で測定した結果はLCRメータで測定した等価直列抵抗値と電流実効値から算出した値とよく一致しており、PW8001とCT6904Aにより広い帯域でインダクタの損失を測定できることが分かる。一方で、他社製パワーアナライザAの測定結果は、20 kHz以上において等価直列抵抗値から算出した値から大きく乖離しており、正確な損失測定ができないことが分かる。Fig. 10に、空芯インダクタに印加した電圧と電流の位相角の測定結果を示す。パワーアナライザによる測定値は電力位相角として、有効電力 $P_{air\ core}$ と電圧、電流実効値 $U_{rms}$ ,  $I_{rms}$ から式(10)により算出した。

$$\theta = \cos^{-1} \frac{P_{air\ core}}{U_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (10)$$

同図にはLCRメータで測定したインピーダンスの位相角を比較のためプロットしている。PW8001とLCRメータの測定結果はよく一致しており、PW8001が高周波においても良好な位相特性を有していることが分かる。この良好な位相特性により、Fig. 9と同様、高周波低力率なインダクタの損失測定も精度よく実行できる。

PW8001とCT6904A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、大電力回路中の実稼働状態のインダクタ損失の測定に応用可能である。また、CT6904Aの優れた直線性により、数A程度の電流値の測定対象においても、正確な損失測定が可能である。

CT6904Aはゼロフラックス動作の電流センサである。このため、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非常に小さく抑えられるため、磁気飽和や特性変化は生じにくい。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電流センサの特性が変化しないため、インダクタ損失を正確に測定することができる。

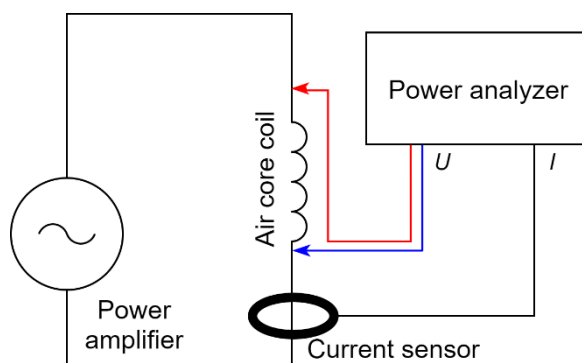


Fig. 8. Test circuit for verifying power analyzer and current sensor characteristics.

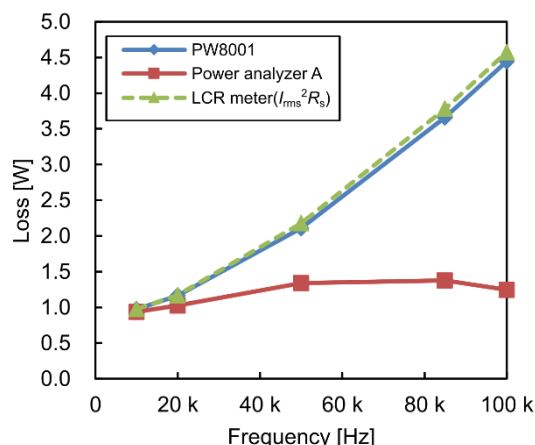


Fig. 9. Loss measurement for an air-core inductor.

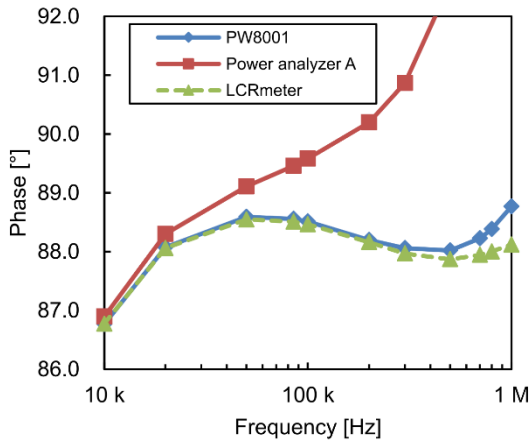


Fig. 10. Phase angle measurements for an air-core inductor.

### PFC 回路のインダクタ損失の測定結果

前項で高周波における位相特性を評価したパワーアナライザ 2 種を用いて、力率改善回路 (PFC 回路) のインダクタの損失測定を実施した (結線図: Fig. 11). その結果を Fig. 12 に示す. トーテムポール PFC 回路 (Table 1) の入力インダクタの損失をパワーアナライザにより測定した. パワーアナライザの更新レートは 50 ms に設定し、電子負荷の設定値を 100 W 刻みで変化させたときのインダクタ損失値をプロットしている. PW8001 で測定した結果はばらつきが小さく、非常に安定していることが分かる. 一方、パワーアナライザ A で測定した結果はばらつきが大きく、また、回路の出力電力が小さい領域においてはインダクタの損失値が負の値になってしまっていることが分かる.

Fig. 10 を見ると、パワーアナライザ A は本 PFC 回路のスイッチング周波数 72 kHz において約  $+1^\circ$  の位相誤差が存在する. すなわち、測定対象の位相差が  $89^\circ$  以上の場合、測定される位相差が  $90^\circ$  を超えてしまい、損失値としては負の値に見えてしまう. このように、パワーアナライザ A の位相誤差によって損失値が負の値として測定されたものと考えられる.

Fig. 13 に出力電力 2 kW 時の本 PFC 回路の動作波形を示す. 入力 AC、インダクタ、出力 DC の 3 か所の電圧・電流波形を示している. インダクタの電圧・電流波形は入力周波数 60 Hz の成分にスイッチング周波数 72 kHz の成分が重畳した波形となっている. これが PW8001 とパワーアナライザ A とで損失値のばらつき度合いに大きな差が生じた要因だと考えられる. このような波形において損失を安定して測

定するには、正確なゼロクロス検出により電力演算区間を決定する必要がある. PW8001 はゼロクロス検出にデジタル信号処理を適用することで PWM に代表されるような歪み波形においても正確で安定したゼロクロス検出を実現している. また、電圧は矩形波であるため、高い周波数成分を含む. これにより、適切なアンチエイリアシングフィルタを適用しない状態で電力演算を実行すると、エイリアシング (折り返し雑音) によりばらつきが大きく見えてしまう場合がある. パワーアナライザ A は 1 MS/s 程度の低いサンプリング周波数に対し、アナログ測定帯域は 10 MHz として設計されているため、エイリアシングが生じる. 一方、PW8001 (U7005) は 15 MS/s のサンプリング周波数に対し 5 MHz のアナログ測定帯域であるため、エイリアシングによるばらつきの増加は見られない.

このように、PW8001 と専用電流センサの高周波における良好な位相特性、高速サンプリングとアンチエイリアシングフィルタの適用、およびデジタル信号処理を駆使した高度なゼロクロス検出により、PW8001 を用いることで PFC 回路のインダクタ損失という非常に難しい測定においても正確に安定した測定を実行できる.

Table 1 Specifications of the PFC circuit.

Board number	STEVAl-DPSTPFC1
Manufacturer	STMicroelectronics
Circuit topology	Bridgeless totem pole PFC
Switching frequency	72 kHz
Switching elements	SiC-MOSFET

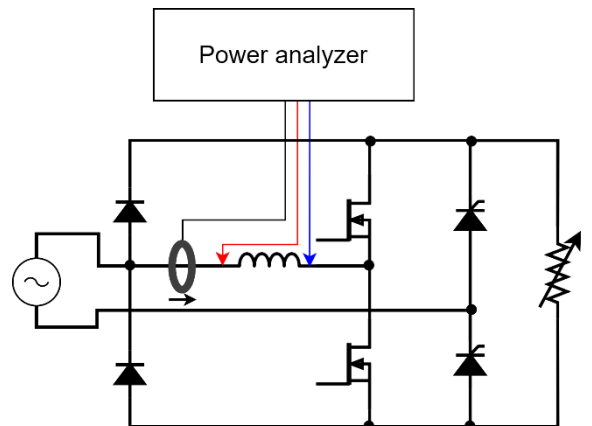


Fig. 11. Test circuit for measuring loss in the inductor in a PFC circuit.

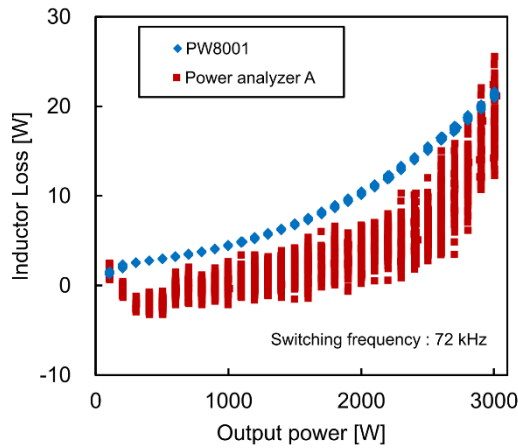


Fig. 12 Loss measurements for the inductor in a PFC circuit.

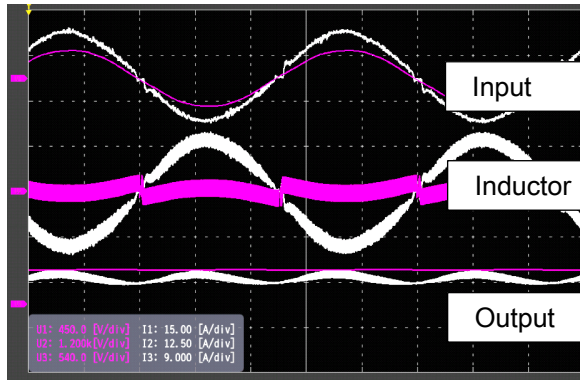


Fig. 13. Waveforms in the PFC circuit.

## 6. まとめ

自動車の電動化において、電源の高効率化、小型化は重要な課題の一つである。電源の高効率化・小型化のためには、インダクタ、トランスの損失を正確に把握することが重要である。一方、インダクタ、トランスの損失測定は高周波で低力率な電力を高精度に測定する必要があるため、計測器には高い性能が要求される。

本稿では xEV 用の各種電源に使われるインダクタ、トランスの損失測定に関してのノウハウ、実測結果などを紹介した。パワーアナライザ PW8001 と AC/DC カレントセンサ CT6904A により、インダクタ、トランスの損失を高精度に測定できることを示した。

## References

- [1] M. Okamura and T. Takaoka: “The Evolution of Electric Components in Prius” , IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 11, No. 1, pp.1-6 (2022)
- [2] K. Yoshimoto and T. Hanyu: “NISSAN e-POWER: 100% Electric Drive and Its Powertrain Control”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 10, No. 4, pp.411-416 (2021)
- [3] 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*, [4]vol.51, no.1, pp. 420-428, Jan. / Feb. 2015.
- [4] 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.
- [5] K. Hayashi, “Measurement of Loss in High-Frequency Reactors”, *Bodo’s Power Systems*, Feb. 2017, pp/18-22
- [6] E. Ishii and M. Yoshida: “Electric Vehicle Simulator for Evaluating Dynamic Energy Performance of Drive Systems with High Accuracy”, *Toshiba Review*, Vol. 67, No. 7 (2022)
- [7] 西本 裕, “電気自動車用二次電池”, 特技懇, Vol. 274 (2014)
- [8] H. Yoda, “AC/DC Current Sensor CT6904/CT6904-60”, *HIOKI Technical Notes*, 2019.
- [9] 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.