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^{[1][2]}.

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^[3]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° 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^{[4][5]}.

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(バッテリ式電気自動車)用 電源の概念図を示す.車載バッテリの充電用として、 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、メインバッテリと補機類用12Vバ ッテリ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^[6]. バッテリのエネ ルギー密度は化石燃料にくらべて低い^[7]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^[3].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パ 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.

$$P_{\text{loss}} = P_1 - P_2 \tag{1}$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 \, [\%] \tag{2}$$

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 圧チョッパ 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.降圧チョッパの場合, 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 に供給することでバッテリを充電する.OBC 全体の 損失 P_{ALL} は式(3), PFC 用インダクタの損失 P_{LPFC} は 式(4), PFC 回路の損失 P_{PFC} は式(5),絶縁 DC/DC コ ンバータ用トランスの損失 P_{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.

$$P_{\rm ALL} = P_1 - P_6 \tag{3}$$

$$P_{\rm L\,PFC} = P_2 \tag{4}$$

 $P_{\rm PFC} = P_1 - P_3 \tag{5}$

$$P_{\text{trans}} = P_4 - P_5 \tag{6}$$

$$P_{\rm DC/DC} = P_3 - P_6 \tag{7}$$



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°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^[4].測定対象の位相差が θ,測定器の位相誤差がΔθ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.

$$k = \frac{\cos(\theta + \Delta\theta) - \cos\theta}{\cos\theta} \cdot 100 \,[\%]$$
 (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°, 測定器の位相誤差が±0.1°である場合, 損 失の測定誤差は±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

昇圧チョッパ回路や,降圧チョッパ回路のインダク 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^{[8] [9]}.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^{[8][9]}、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 $R_{\rm s}$ 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 $I_{\rm rms}$ より、空芯イ ンダクタの損失 $P_{\rm air\,core}$ 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.

$$P_{\text{air core}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot R_{\text{s}} \tag{9}$$

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%確度, 5MHz 帯域)を用いた. 電流センサとして CT6904A(±0.027%確度, 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%確度,10 MHz帯域)と貫通型 電流センサ(200 A 定格, ±0.01%確度, 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Pair coreと電圧,電流実効値 Urms, Irmsから式 (10) により算出した.

$$\theta = \cos^{-1} \frac{P_{\text{air core}}}{U_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}}}$$
(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 aircore 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°の位相誤差が存在する. すなわち、測定対象の位相差が 89°以上の場合、測定される位相差が 90°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ェ 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

- 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.