## EV モータ, インバータ開発のための電力測定

By Kazunobu Hayashi, Takumi Ijima, and Hiroki Kobayashi 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.

自動車の電動化において,モータドライブシステムの高効率化,小型化は重要な課題の一つである. その課題解決のためには,システムを構成するイン バータの入出力電力およびモータパワーを正確に 測定し,効率や損失を把握する必要がある.近年は, SiC や GaN などのワイドバンドギャップ(WBG)半導体 の普及により,インバータのスイッチング周波数の高 周波化や,低損失化が図られている<sup>[1]-[5]</sup>.これらの 評価においては,従来以上に広帯域で高精度な電 力測定が必要である<sup>[6]</sup>.

本稿では xEV におけるモータドライブシステムの 電力, 効率, 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におけるパワートレイン構成

xEV の例として, バッテリー式電気自動車(BEV) のパワートレイン構成を Fig. 1 に示す. このように, BEV におけるパワートレインの主要な構成要素はバ ッテリー, インバータ, モータである. BEV は, バッテ リーに蓄えられたエネルギーによりモータを駆動する. バッテリーの出力は直流信号(DC)であり, モータを 直接駆動することは出来ない. したがって, インバー タによりバッテリーの出力を 3 相交流信号に変換し, モータを駆動する.



Fig. 1 Power train of a BEV.

## 3. モータ, インバータ開発における課題

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>[7]</sup>. 化石燃料にくらべ, バッ テリーのエネルギー密度は低い<sup>[8]</sup>. このため, 内燃機 関車同等の航続距離を実現するためには大きな容 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. したがって, 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.

少ない搭載バッテリーで航続距離を増大させるためには、パワートレインの高効率化・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、パワートレイン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、より Cd 値の低いボディ設計が可能となる.

以上のように、パワートレインの高効率化・軽量化・ 小型化が求められている.これらの実現のためには、 パワートレイン全体やそれを構成する個々の要素の 電力・効率・損失を正確に測定し把握する必要があ る.

## 4. インバータ・モータの電力・効率・損失測 定

インバータやモータを含めたパワートレインの評価 においては、インバータの入出力の電力とモータパ ワーを測定し、入出力の比率や差分を計算すること で効率、損失を測定することができる。一般的なモー タドライブシステムの効率測定時の測定ブロック図を Fig. 2 に示す、例として、Fig. 2 に示すインバータの 効率η、損失P<sub>loss</sub>の計算式を式(1)、式(2) に示す、P<sub>in</sub> はインバータの入力電力、P<sub>out</sub>はインバータの出力 電力である。

$$\eta = P_{\text{out}}/P_{\text{in}}\cdots(1)$$
$$P_{\text{loss}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}}\cdots(2)$$



# Fig. 2 Measuring the efficiency of a motor drive system.

インバータやモータの出力は時間的に変動してい る.したがって,それぞれの箇所を個別の測定器で 測定し,効率や損失を計算すると,測定タイミングの ずれや演算方法の違いにより正確な値は得られない. このため,多チャンネルの測定器,もしくは同期制御 された複数の測定器を用いて,すべての測定を同時 に行う必要がある.このような測定要求においては, パワーアナライザが用いられる.一般的なパワーア ナライザは,4ch~8chの電力計測と,モータ解析機 能を備えており,効率や損失を高精度に測定するこ とができる.

さらに細かく見ると、電力演算を行う時間区間をど のように区切るかによっても測定値の安定性が異な る.パワーアナライザは入力波形のゼロクロスを検出 して演算する区間を決定する.一般に、ゼロクロスを 検出する信号を同期ソースとして各チャネルで任意 に設定することができる.最適な同期ソースを設定す ることで安定した電力測定が可能となるため、効率、 損失の測定も高精度に行うことが可能となる.たとえ ば、インバータの効率を測る場合、入出力チャネル で同じ同期ソースを設定することで演算区間を一致 させることができ、安定した効率、損失測定が可能と なる.例としてFig.2では、2か所の電力、1か所の モータパワーの測定を行っているが、すべてのチャ ネルの同期ソースをインバータ出力電流に設定する ことで、より安定した測定が可能となる.

また、より安定した測定値を得るためには、安定し たゼロクロス検出が重要である.特に、インバータ出 カのように測定対象が歪み波形である場合、安定し たゼロクロスを検出することは困難である場合が多い. このため、最新のパワーアナライザではこのゼロクロ ス検出をデジタル回路により実行し、安定したゼロク ロス検出を可能としている場合が多い.デジタルフィ ルタなどの高度な信号処理により、歪み波形の正確 なゼロクロス検出が可能となる.例として、当社製パ ワーアナライザのゼロクロス検出部のブロック図を Fig. 3 に示す. アンチエイリアシングフィルタにより帯域制 限されたアナログ信号を A/D 変換し, デジタル信号 処理によりゼロクロスを検出する. これにより, 安定し たゼロクロス検出が可能となる.

また近年, xEV の駆動システムとして, 2モータドラ イブシステムが注目を集めている. 2モータドライブシ ステムは, 1 台の車体にフロントモータとリヤモータを 搭載し, 全輪駆動によって走行する. 2 つのモータに よる力強い加速の実現のほか, フロントとリアにおけ る自由なトルク配分によって, 高い操縦性とエネルギ ーロスの低減を実現する. Fig. 4 に示すような 2 モー タの車両の場合, xEV 全体の効率・損失を同時に測 定するためには 8ch の電力測定が必要となる. 当社 製パワーアナライザ PW8001 は最大で 8ch の電力測 定に対応しており, このような高度な測定ニーズにこ たえることができる.



Fig. 3 Block diagram of zero cross detection.



## Fig. 4 Measuring the efficiency of a two-motor drive system.

#### インバータ入力電力の高精度測定

インバータの効率,損失測定のためには,インバ ータの入力電力および出力電力を測定する.入力 電力は,効率,損失測定の基準となる.入出力電力 の測定値に誤差があると効率値,損失値には大きな 影響が生じる.したがって,インバータ入力電力の測 定は高精度に行う必要がある.たとえば,インバータ の効率が 99%のとき,入力電力の測定値に 0.5%の誤 差があると,損失測定結果には 50%の誤差が生じて しまう.汎用的な波形記録計によっても電圧波形,電 流波形より,電力の演算は可能であるが,測定した い帯域において十分な確度が規定されているか注 意が必要である.

インバータの入力はDC信号であるが,DC信号を 測定する際,測定器や電流センサのDCオフセット が存在すると,測定値に大きな影響が生じてしまう. DCオフセットの影響を除去するため,測定前にパワ ーアナライザおよび電流センサのDCオフセットを調 整する必要がある.パワーアナライザにゼロアジャス ト機能がある場合,測定前にパワーアナライザおよび 電流センサへの入力をゼロにした状態でゼロアジャ ストを実施する.これにより測定器のDCオフセットを キャンセルすることができ,正確なDC測定が可能と なる.

#### インバータ出力電力の高精度測定

インバータ出力は PWM 変調されており, スイッチ ング周波数とその高調波成分を含んでいる. したが って, DC や電力系統の電力計測に比べて広帯域 な電力測定が必要である. スイッチング周波数とその 高調波における電力を測定するために必要な帯域 を検討する. インバータによりモータを駆動する際の モータの等価回路を Fig. 5 に示す.



Fig. 5 Equivalent circuit for a motor (1 phase).

モータの巻線にはインダクタンス成分が存在する ため、高周波の電流はモータには流れにくい、電圧 は PWM 波形であるため、矩形波として近似できる. この時、電流波形は三角波となる、三角波の実効値 を周波数領域で計算すると、5 次までの高調波成分 を測定できれば実効値として 0.1%以下の誤差で測 定できる.ここで、ある周波数fにおける有効電力 $P_f$ は電圧 $U_f$  と電流 $I_f$ と電圧、電流の位相差 $\theta_f$ より、式 (3)で表すことができる.

### $P_f = U_f \cdot I_f \cdot \cos \theta_f \cdots (3)$

したがって、電圧、電流どちらかが0 であれば、その周波数成分における有効電力は0 ということになる.0.1%の精度での測定を考えると、前述の通り、スイッチング周波数の7 次以上の高調波成分の電流

は無視しても良い.したがって、スイッチング周波数 とその高調波における電力を 0.1%以下の誤差で測 定するためには、スイッチング周波数の 5 倍~7 倍 までの帯域の電圧・電流・位相差を正確に測定でき れば良いことになる.ただし、実際のモータの損失に は、Fig. 5 に示す抵抗R分に加えて、磁性体の鉄損 や、巻線の表皮効果などによる損失も含まれている. これらの損失は周波数が高くなると増える傾向がある. したがって、スイッチング周波数とその高調波の電力 をより正確に測定するためには、もう少し広い周波数 帯域が必要となる.実際に必要な帯域は、それぞれ の損失の周波数特性などに左右される.

実際に, SiC インバータによりモータを駆動した際 の電圧電流波形とFFT 結果を Fig. 6 に示す. 測定 対象の詳細は Table 1 に示す.



Fig. 6 Waveforms and FFT results for an actual inverter-driven motor (measured with the Power Analyzer PW6001).

Table 1 Specifications of the measured SiC inverter and motor.

Inverter		Motor	
Switching elements	Switching frequency	Inductance	Resistance
SiC-MOSFET SCH2040KE (ROHM)	20 kHz	3.6 mH	0.9 Ω

FFT 結果を見ると1 MHz を超える周波数まで電圧 成分が存在している.これは,電圧はPWM 波形であ るためである.一般的なパワーアナライザでは,電圧 波形を正確に測定するための十分な測定帯域を確 保できない.一方,電流について見ると,電流成分 は 200 kHz 程度までにしか存在していない.また,波 形を見ても正弦波に近い波形となっている.これは 前述のとおり,モータのインダクタンス成分により高 周波の電流が流れにくいためである. 以上のように、インバータの出力電力を正確に測 定するためには、スイッチング周波数の少なくとも 5 倍~7 倍の周波数帯域において電圧・電流・位相差の 特性が良好なパワーアナライザを使用することが望 ましい.

#### 電流センサによる大電流の測定

xEV におけるモータドライブシステムで扱う電流は, 数百 A 以上の大電流である.このような大電流測定 においては、パワーアナライザは電流センサと組み 合わせて使用する.前述の通り,インバータ計測に は高精度かつ広帯域な測定が必要であるが, 電流 センサにも同じ要件が求められる. 高精度かつ広帯 域な電流測定には、フラックスゲート方式と変流器 (CT)方式を組み合わせたゼロフラックス方式の電流 センサ(Fig. 7)が適している. フラックスゲート方式は 直流からの検出が可能であり、半導体を使用しない 検出方式のため、オフセット電圧が小さく、温度安定 性,長期安定性に優れる特長がある.また,ゼロフラ ックス方式とは、磁気回路を含めて負帰還回路を形 成し,被測定電流によってコアに生じる磁束をキャン セルするように帰還巻線に電流を流す方式である. 動作磁束を極めて小さいレベルに抑えられるため, 磁性材の非線形性による影響を最小限に抑えること ができる利点がある. とりわけ SiC や GaN を搭載する インバータ計測においては、ノイズ耐性に優れ、より 広帯域に測定できる電流センサが求められる.近年, シールドの強化や帰還巻線の巻き方の工夫によって, これら課題に対応した電流センサが入手できるように なった<sup>[10]</sup>. 電流センサの性能は計測全体の性能を 左右するため、その選定には留意されたい<sup>[9]</sup>.



Fig. 7 Zero-flux method (flux-gate type).

#### 位相誤差の影響

電流センサを使用する場面で課題となるのが,電 流センサの位相誤差である. 電流センサは高周波に おいて位相誤差が増大する傾向がある.これは高周 波電力を測定する際の誤差要因となる. Fig. 5 に示 した通り、インバータから見たモータのインピーダンス は、高周波においてはモータ巻線のインダクタンス 成分が支配的となる.このため,スイッチング周波数 とその高調波の電力は低力率となる.式(3)から考 えると、低力率(*φ* ≈ 90°)においては位相誤差による 電力測定誤差への影響は非常に大きくなる.したが って,電流センサの位相誤差を補正しなければ高精 度な電力測定は出来ない. 例として, 当社製電流セ ンサ CT6904A (定格 500 A, 帯域 4 MHz)<sup>[10]</sup>の位相 特性を Fig. 8 に示す. 位相特性を補正しない場合、 高周波, すなわち, スイッチング周波数やその高調 波周波数において比較的大きな位相誤差が存在す る.また、電流センサの位相誤差には個体差が存在 する.したがって、より正確な測定のためには、個々 の電流センサの特性を把握し,正しく補正して測定 を実行する必要がある、しかしながら、電流センサの 個々の特性をユーザが測定し把握することは難しい. 電流センサの製造メーカおいて校正を実施し、その 校正値を用いて補正を行うことが正確な測定のため には重要である.



## Fig. 8 Phase characteristic of a CT6904A current sensor.

近年は、ユーザによる校正や補正の手間を省くパ ワーアナライザと電流センサも入手できる.当社製パ ワーアナライザ PW8001 は、電流センサに記憶され ている位相誤差情報を自動的に読み取り、位相誤差 を補正して測定を実行する.対応した電流センサは、 出荷時に校正した電流センサの位相特性が内蔵の 不揮発性メモリに書き込まれている.この電流センサ の自動位相補正機能により、インバータ出力電力を より正確に測定することができる. Table1 で示したインバータ・モータについて、イン バータ効率のインバータ出力電力依存性を評価した 結果を Fig. 9 に示す.パワーアナライザとして、 PW8001と入力ユニットU7005を使用し、電流センサ として CT6904Aを使用した.位相補正 ON/OFF に より、インバータ効率値が 0.2 ポイント程度変化して いる.損失換算では、8%程度の変化となる.このよう に、インバータの効率・損失をより高精度に測定する ためには、電流センサの位相誤差を正確に補正する ことが重要であることが分かる.





#### エイリアシングの影響

一般的なパワーアナライザのサンプリング周波数 とアナログ帯域の関係を Fig. 10 に示す.サンプリン グ周波数fs の半分の周波数fs/2(ナイキスト周波数) よりも入力回路のアナログ帯域のほうが高周波となっ ていることが少なくない.この場合,fs/2よりも高い周 波数に存在する電圧・電流成分は,折り返し雑音と して低周波領域に現れる.これは一般的にエイリア シングと呼ばれている.PWM 波形のような広い帯域 に周波数成分を含んだ測定対象の場合,折り返され た雑音と本来の信号の区別がつかなくなる.これは 電力測定において測定誤差や繰り返し再現性の低 下の要因となる.また,高調波解析を行う場合,折り 返し雑音と本来の高調波を区別することはできない ため,偽の高調波成分が検出されるなど,正確な解 析を阻害する要因となる.



Fig. 10 Relationship between analog band and sampling frequency in a typical power analyzer.

Fig. 6 のように、インバータの出力電圧には 1 MHz を超えるような成分が存在している.一般的なパワー アナライザのアナログ帯域は 200 kHz~10 MHz 程 度、サンプリング周波数は 100 kHz~15 MHz 程度 である.したがって、ナイキスト周波数を超える周波 数にも電圧の成分が存在することになる.この場合、 アナログ帯域とサンプリング周波数の関係が Fig. 10 のようだと、正確な測定はできない.正確な測定のた めには、アナログ帯域をナイキスト周波数以下に制 限する必要がある.つまり、実際に使用できる帯域は サンプリング周波数の半分以下である.以上のように、 インバータ出力電力の正確な測定、解析のためには、 サンプリング定理に則って設計されたパワーアナライ ザを使用することが重要である.

Fig. 11 にナイキスト周波数<アナログ帯域として 設計されたパワーアナライザ A と, PW8001 によって, Table 1 に示したインバータの効率を測定した結果を 示す. PW8001 は入力ユニット U7005 を使用した. U7005 のアナログ帯域は 5 MHz/-3dB なのに対し て、サンプリング周波数は 15 MS/s と、サンプリング 定理に則った設計となっている. 定速・定トルク運転 下にて測定された効率値の変化を時系列でプロット している. パワーアナライザの測定値更新間隔は 50 ms とした. パワーアナライザ A の測定値はばらつき が大きいことが分かる.これは、ナイキスト周波数を 超える周波数の高調波成分が DC 近傍の低周波成 分に折り返し,長期的な測定値の変動となって表れ たものである. 一方, PW8001 はアンチエイリアシング フィルタによりナイキスト周波数以上の信号が減衰さ れているため、折り返し雑音が生じない、これにより 効率値のばらつきが小さい結果が得られている.



# Fig. 11 Fluctuation in the measured efficiency of an SiC inverter.

このように、サンプリング定理に則らずに設計され たパワーアナライザによって得られる測定値は、測定 対象によっては折り返し雑音によってばらつきが大き くなる場合がある.測定値のばらつきが大きい状態 では、過渡的な現象をとらえることができず、適切な 解析ができない.このような例からも、サンプリング定 理に則ったパワーアナライザを使用して解析を行うこ とが重要であることが分かる.また、前述したとおり、 パワーアナライザの測定値の安定性はゼロクロス検 出の安定性にも左右される.PW8001入力信号に重 畳した高周波信号をデジタルフィルタにより除去する ことで、安定したゼロクロス検出を実現している.この ようなゼロクロス検出の安定性も、本評価結果に測定 値の安定性として表れていると考えられる.

#### モータ出力の高精度測定

モータ単体や,モータを含むドライブシステム全体 の効率,損失を測定するためにはモータパワーを測 定する必要がある.モータパワーの計算式を式(4) に示す.回転数は回転計もしくはパルスエンコーダ により測定し,トルクはトルクメータにより測定する.式 (4)よりモータパワーを高精度に測定するためには回 転数 n とトルク T を正確に測定する必要がある.

$$P_{\rm m} = T \cdot 2 \cdot \pi \cdot n/60 \cdots (4)$$

トルク測定において問題となるのが、トルクメータ の誤差である。トルクメータの主な誤差には非直線 性誤差と摩擦誤差がある。非直線性誤差は負荷トル クの増加または減少によりトルクメータの出力が基準 直線に対して非直線に変化することで生じる<sup>[11]</sup>.一 方で摩擦誤差は、ベアリングを持つトルクメータを用 いた際にモータの回転軸とトルクメータの摩擦によっ て理想トルクとトルクメータの出力に差が生じることで ある<sup>[11]</sup>. 摩擦誤差は回転数に依存するため,特に高 回転数時においてモータパワー測定の精度に影響 する. したがって,より高精度なモータパワー測定を するためには,トルクメータの誤差を補正することが 有効である. Fig. 12, Fig. 13 に PW8001 を用いてト ルクメータの非直線性誤差、摩擦誤差を補正した例 を示す. PW8001 ではトルクメータの非直線性誤差, 摩擦誤差に対して予め補正値を入力することで 2 つ の誤差を補正することができる. これらの補正によっ て,より正確にトルクを測定することができ,高精度な モータパワー測定が可能となる.







# Fig. 13 Compensation of measured torque by the PW8001 (Friction compensation).

#### モータ効率・モータ損失の高精度測定

インバータ同様,モータの入出力の比率や差分を 計算することでモータ効率やモータ損失を測定する ことができる.モータ効率η,モータ損失P<sub>loss</sub>の計算式 を,モータへ入力する電力P<sub>in</sub>とモータパワーP<sub>m</sub>を用 いて式(5),(6)に示す.

$$\eta = P_{\rm m}/P_{\rm in}\cdots(5)$$
$$P_{\rm loss} = P_{\rm in} - P_{\rm m}\cdots(6)$$

モータ出力パワーの高精度測定のためには,前 述の通りトルクメータの誤差補正を行う必要がある. このため,モータ出力パワーについては,測定実施 後にPC等でトルク測定値に補正をかけて算出する 必要があるため,モータ入力電力測定値とモータ出 カパワー測定値の間で時間的同期をとることが難し い.これにより,モータの正確な効率や損失値を得る ことが難しいということが課題であった.

一方, PW8001 では, トルクメータの誤差補正を PW8001 単体で実施できる.これにより, モータ入力 電力測定値とモータ出力パワー測定値の時間的同 期を取ることが容易となるため, 従来よりも正確かつ 高安定なモータ効率・モータ損失の測定が可能であ る.特に車両のモード走行評価など, 刻一刻と動作 状態が変化する場面において, 瞬時瞬時のモータ 特性を評価する際に大変有効である.

### 5. まとめ

自動車の電動化において、モータドライブシステムの高効率化、小型化は重要な課題の一つである. モータドライブシステムの高効率化・小型化のためには、それを構成するインバータやモータの入出力電力を正確に測定し、効率や損失を把握する必要がある.

本稿では xEV におけるモータドライブシステムの 電力, 効率, 損失測定に関してのノウハウ, 実測結 果などを紹介した. EV モータやインバータ開発にお ける電力, 効率, 損失測定において参考となれば幸 いである.

#### 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] Thal, E., K. Masuda, and E. Wiesner: "New 800A/1200V Full SiC Module", Bodo's Power Systems, April, pp.28-31 (2015)

- [4] Fuji Electronic: "Joint Development of Converter-Inverter for The Tokaido Shinkansen Cars Using SiC Power Semiconductor Modules", retrived from http://www.fujielectric.com/company/news /2015/20150625120019879.html
- [5] Mitsubishi Electric : "Mitsubishi Electric's Railcar Traction Inverter with All-SiC Power Modules Achieves 40% Power Savings", retrived from http://www.mitsubishielectric.com/news/20 15/0622-a print.html"
- [6] 林和延, "SiC インバータの高精度な電力 測定", HIOKI 技術資料 (2016) https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdTechni calData/422/attached\_file/
- [7] 石井 恵奈,吉田 充伸,ドライブシステムの エネルギー動特性を精度よく予測できる EV シミュレータ",東芝レビュー, Vol. 67, No. 7 (2012)
- [8] 西本 裕, "電気自動車用二次電池", 特技 懇, Vol. 274 (2014)
- [9] 池田 健太, "高精度, 広帯域, 高安定な電 流センシング技術", HIOKI 技術資料 (2019) https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdTechni calData/419/attached\_file/
- [10]依田 元, "AC/DC カレントセンサ CT6904/CT6904-60", 日置技報 Vol.40 No.1 (2019) https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdTechni calData/464/attached\_file/
- [11] NM. Kircanski and AA. Goldenberg: "An experimental study of nonlinear stiffness, hysteresis, and friction effects in robot joints with harmonic drives and torque sensors", The International Journal of Robotics Research, pp.214-239 (1997)