

## 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。

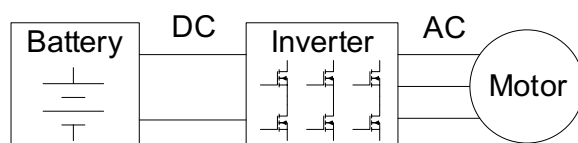


Fig. 1 Power train of a BEV.

## 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 $\eta$ 、損失 $P_{\text{loss}}$ の計算式を式(1)、式(2) に示す。 $P_{\text{in}}$  はインバータの入力電力、 $P_{\text{out}}$  はインバータの出力電力である。

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

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

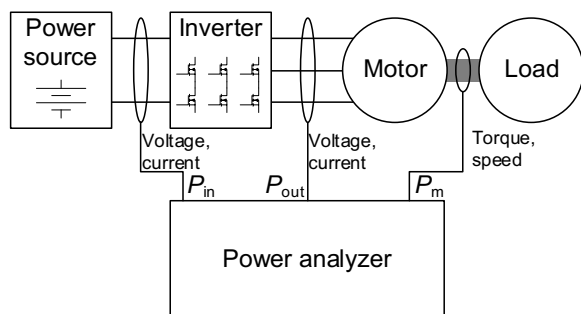


Fig. 2 Measuring the efficiency of a motor drive system.

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ン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、入出力チャン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、すべてのチャン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、インバータ出力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アモータを搭載し、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.

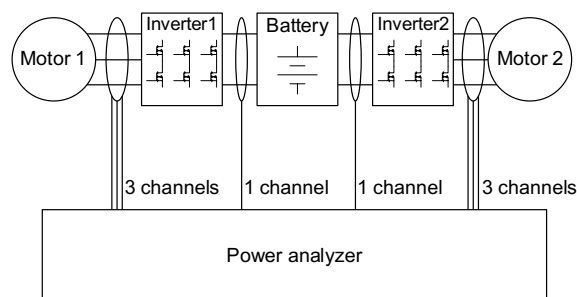


Fig. 4 Measuring the efficiency of a two-motor drive system.

### 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精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や電力システム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。

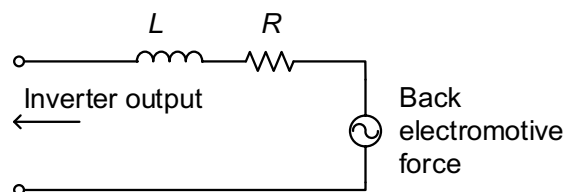


Fig. 5 Equivalent circuit for a motor (1 phase).

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。

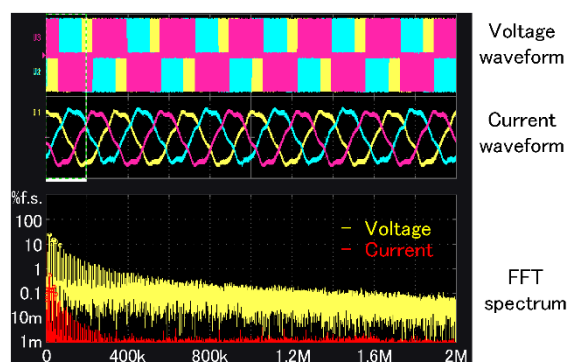


Fig. 6 Waveforms and FFT results for an actual inverter-driven motor (measured with the Power Analyzer PW6001).

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 $\Omega$

FFT結果を見ると1MHz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200kHz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使用される。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>。

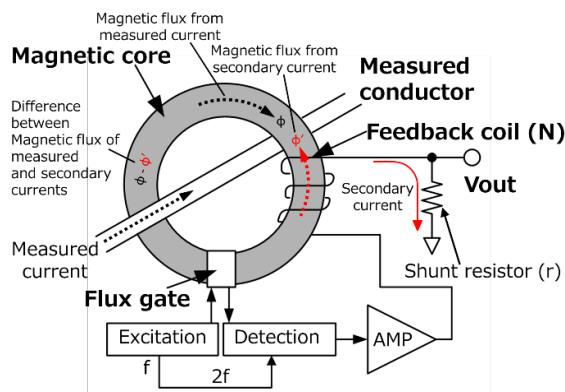


Fig. 7 Zero-flux method (flux-gate type).

### 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( $\phi \approx 90^\circ$ )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ーに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。

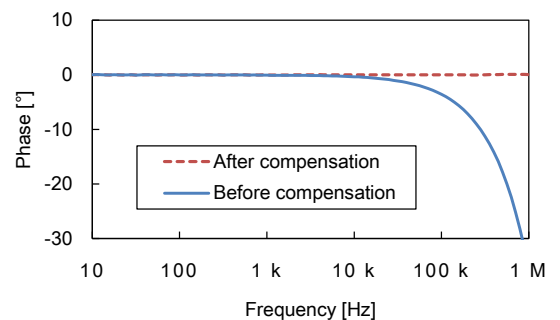


Fig. 8 Phase characteristic of a CT6904A current sensor.

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。

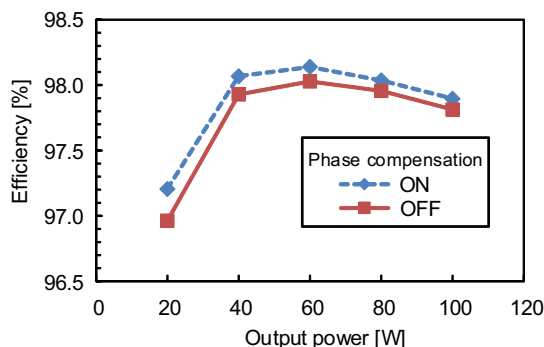


Fig. 9 Efficiency measurement results for an SiC inverter while toggling the phase correction function on and off.

### 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  $f_s$  の半分の周波数  $f_s/2$  (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、 $f_s/2$  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。

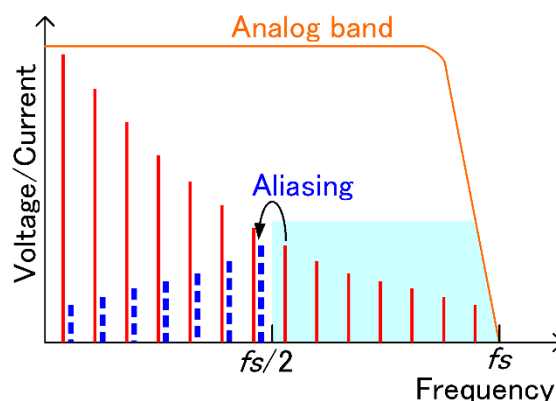


Fig. 10 Relationship between analog band and sampling frequency in a typical power analyzer.

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。

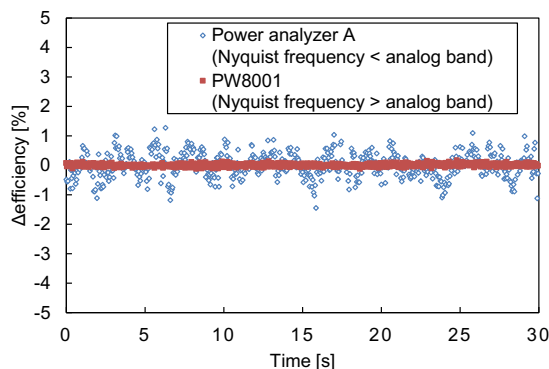


Fig. 11 Fluctuation in the measured efficiency of an SiC inverter.

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。

$$P_m = T \cdot 2 \cdot \pi \cdot n / 60 \cdots (4)$$

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

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值を入力することで 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。

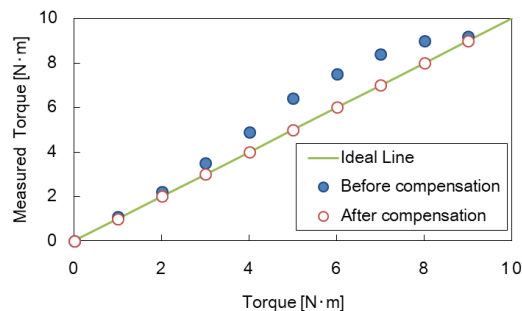


Fig. 12 Compensation of measured torque by the PW8001 (Nonlinearity compensation).

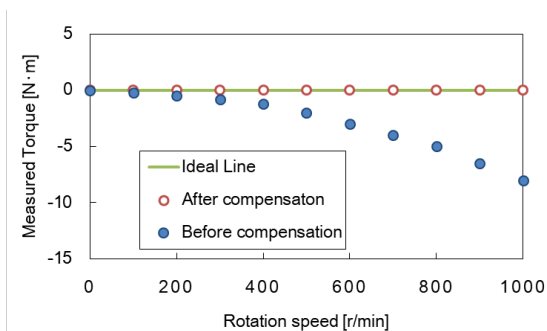


Fig. 13 Compensation of measured torque by the PW8001 (Friction compensation).

### 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  $\eta$ 、モータ損失  $P_{loss}$  の計算式を、モータへ入力する電力  $P_{in}$  とモータパワー  $P_m$  を用いて式(5),(6)に示す。

$$\eta = P_m / P_{in} \cdots (5)$$

$$P_{loss} = P_{in} - P_m \cdots (6)$$

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力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、損失測定に関するノウハウ、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

- [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] 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/2015/0622-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/hdTechnicalData/422/attached\\_file/](https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdTechnicalData/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/hdTechnicalData/419/attached\\_file/](https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdTechnicalData/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/hdTechnicalData/464/attached\\_file/](https://www.hioki.co.jp/file/cmw/hdTechnicalData/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)