

SiC インバータの高精度な電力測定

SiC インバータやモータドライブシステムの電力、効率、損失を高精度に測定するために

林 和延

はじめに

EV や HEV、鉄道などにおいて、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主要な構成要素であるインバータの高効率化、小型化のため、SiC パワー半導体の採用が始まっている^{1, 2, 3)}。SiC パワー半導体を使用することで、スイッチング周波数の高周波化による受動部品の小型化や低 ON 抵抗による低損失化などが期待できる。モータドライブシステムの評価のためには正確な電力測定が必須であるが、SiC インバータの電力測定のためには従来以上に広帯域で高精度な電力測定が必要である。本稿では SiC インバータや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。

インバータ・モータの効率測定

インバータやモータを含めたモータドライブシステムの評価においては、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.1 に示す。

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測定は困難である。このため、1 台の測定器もしくは複数の測定器を同期制御してすべての測定を同時に行う必要がある。

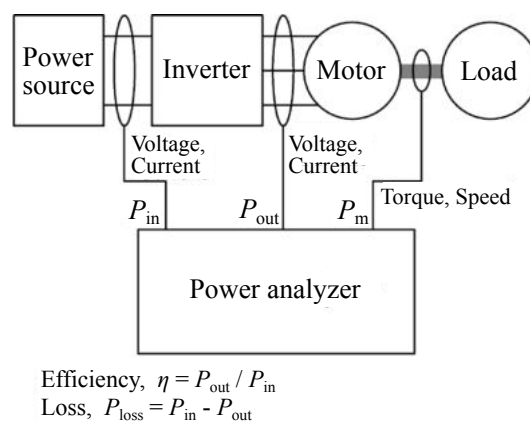


Fig. 1: モータドライブシステムの効率測定。

パワーアナライザであればこの要求を満足することができる。一般的なパワーアナライザは、4ch~6ch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変動は生じてしまう。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、インバータへの入力が入力DCである場合、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る。これにより、安定した効率、損失測定が可能となる。例として Fig.1 では、2 か所の電力、1 か所のモータパワーの測定を

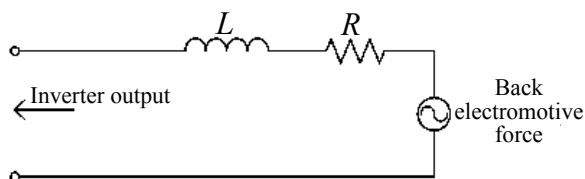


Fig. 2: モータの等価回路（1 相分）.

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。

インバータ入力電力の測定

効率、損失測定のためには、インバータへの入力電力を測定する必要がある。この入力電力が効率、損失測定の基準となる。一般に、インバータへの入力は DC や AC 商用電源が用いられる。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。

特に、DC 測定に関しては、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などの注意が必要である。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 や商用周波数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.2 に示す。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 θ_f より、次式で表すことができる。

$$P_f = U_f \cdot I_f \cdot \cos \theta_f. \quad (1)$$

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.2 の抵抗分に加えて、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.3 に示す。測定対象の詳細は Table 1 に示す。電圧は PWM 波形であるため、FFT を見ると 1MHz を超える周波数まで成分が存在している。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。電流について見ると、成分は 200kHz

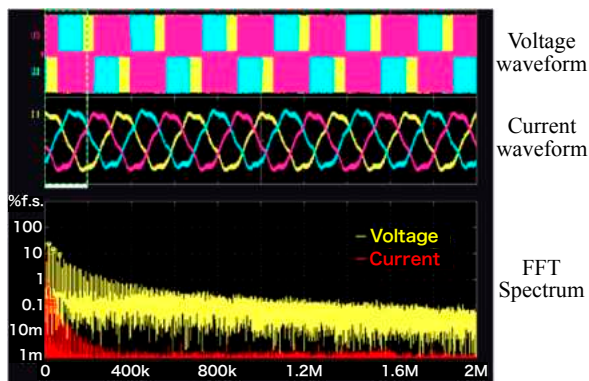


Fig. 3: SiC インバータによりモータを駆動した際の波形, FFT 結果. パワーアナライザ PW6001 にて測定.

Table 1: 測定した SiC インバータとモータのスペック.

Inverter		Motor	
Switching element	Switching frequency	Inductance	Resistance
SiC-MOSFET			
SCH2080KE (ROHM)	20 kHz	3.6 mH	0.9Ω

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、モータにインダクタンス成分があるため、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。SiC インバータにおいてはスイッチング周波数の高周波化が進んでいるため、求められる帯域はより高周波化する。

一般に、モータドライブシステムでの電流測定は電流センサを使用することが多い。ここで問題となるのが、電流センサの位相誤差である。すべての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.2 に示した通り、高周波においてはモータ

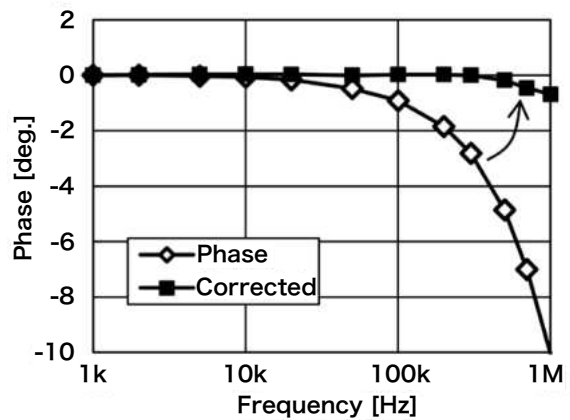


Fig. 4: 電流センサの位相誤差の補正.

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 (1) から考えると、低力率 ($\theta \approx 90^\circ$) 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。HIOKI 製パワーアナライザ PW6001 では、Fig.4 のように電流センサの位相誤差を補正する機能がある。この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。

モータパワーの測定

モータや、モータ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 P_m [W] は、式 (2) として計算するため、トルク T [N·m] と回転数 n [rpm] をそれぞれ測定する必要がある。

$$P_m = T \cdot 2 \cdot \pi \cdot n / 60. \quad (2)$$

回転数 n [rpm] 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 T [N·m] はトルクメータにより測定する。効率、損失を測定するためには、電力とモータパワーを同時に測定する必要がある。した

がって、回転計やパルスエンコーダやトルクメータの信号を入力できるパワーアナライザを用いる必要がある。

SiC パワー半導体搭載インバータの効率測定例

SiC インバータによりモータを駆動した際のインバータ効率を測定した結果を Fig.5 に示す。HIOKI 製パワーアナライザ PW6001 とカレントボックス PW9100 を使用し、PW6001 の LPF のカットオフ周波数を 1kHz~2MHz まで変化させて測定した結果である。測定対象は Table 1 と同様である。カットオフ周波数 10kHz~50kHz を境にして効率の測定値は大きく変化している。この変化は、スイッチング周波数とその高調波成分の電力を測定できているかどうかの違いである。すなわち、10kHz 以下の場合、モータの回転数に同期した基本周波数とその高調波成分の電力のみを測定した場合の効率値となっている。また、50kHz 以上の場合、スイッチング周波数とその高調波成分の電力も測定した場合の効率値である。50kHz 以上において、カットオフ周波数の高周波化に伴い、効率測定値は高くなっている。これは、スイッチング周波数の高調波成分について、より高次の成分まで測定できるようになるためである。

以上のように、HIOKI PW6001 パワーアナライザを使用すると、モータドライブシステムの効率、損失測定を 2MHz 帯域まで高精度、高安定に行うことができる。これは、スイッチング周波数とその高調波成分の電力も正確に測定した状態で、効率、損失測定を行うことができることを示している。

同相電圧の影響

3 相 3 線結線のインバータ出力電力の測定時の電圧結線図を Fig.6 に示す。電圧を測定するには線間電圧を測定することになるため、パワーアナライザの各チャンネルには大きな同相電圧が印加される。また、

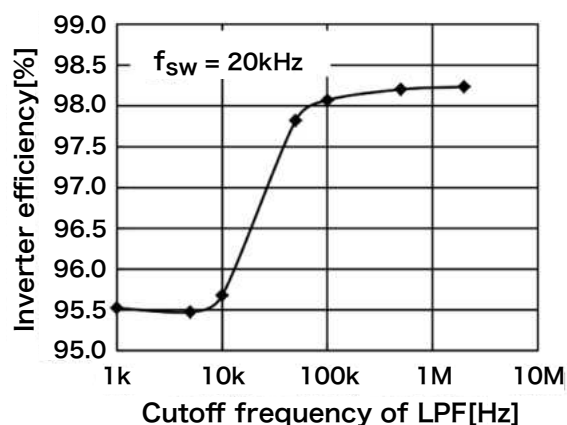


Fig. 5: パワーアナライザ PW6001 の LPF カットオフ周波数を変化させたときの SiC インバータの効率測定結果。

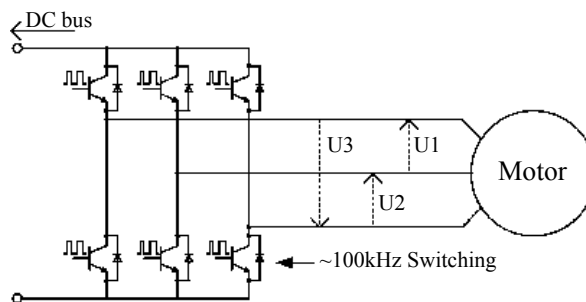


Fig. 6: インバータ出力電力測定時の結線 (3P3W3M).

この同相電圧にはスイッチング周波数とその高調波の成分が存在する。したがって、高周波での同相電圧除去比 (CMRR) の高いパワーアナライザで測定する必要がある。CMRR が 80dB のとき、表示値への影響量は同相電圧の 0.01% となる。つまり、100V の同相電圧が入力された場合、表示値への影響は 0.01V ということになる。

Fig.6 に SiC インバータの線間電圧と同相電圧を測定した結果を示す。FFT 結果を見ると、Fig.3 と同じような結果となっている。このことから、同相電圧にスイッチング周波数とその高調波成分が含まれていることが分かる。したがって、スイッチング周波数の高周波化に伴い、同相電圧も高周波化すると

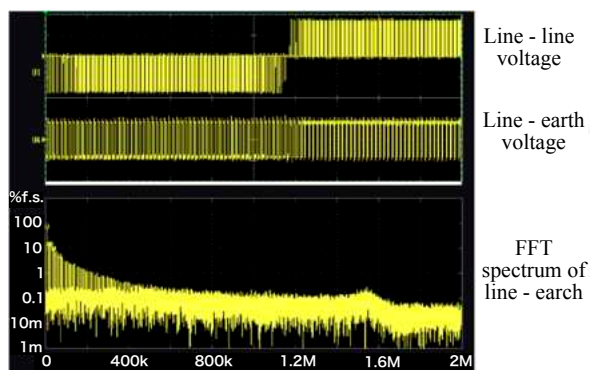


Fig. 7: インバータ出力電圧のコモンモード電圧.

える。SiC パワー半導体を採用したインバータはスイッチング周波数の高周波化が進んでいる。したがって、より高い周波数において CMRR の高いパワーアナライザを選定することが望ましい。

電流センサのノイズ対策

定格の大きなモータやインバータの測定では、数百 A という大電流を測定する必要がある。大電流測定には電流センサを用いるのが一般的である。インバータからは大きなノイズが発生しており、正確な電力測定のためには電流センサ本体や電流センサの出力信号経路へのノイズ対策が必須である。HIOKI では上記ノイズ対策を施したパワーアナライザ用高精度電流センサを各種とり揃えている。したがって、パワーアナライザと電流センサを専用コネクタで接続するだけで耐ノイズ性の高い電力測定が可能となる^{4,5)}。

パワーアナライザの周波数帯域とサンプリング周波数

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.8 に示す。サンプリング周波数 f_s の半分の周波数 $f_s/2$ 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パワーアナ

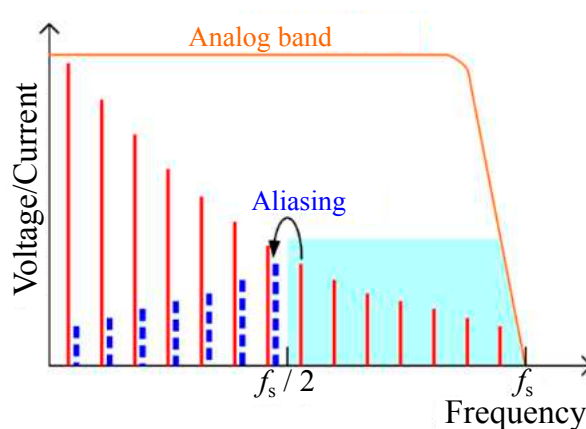


Fig. 8: パワーアナライザの周波数帯域とサンプリング周波数の関係.

ライザが多い。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実際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、折り返し雑音と実際の高調波を区別することはできない。これにより、偽の高調波成分が検出されるなど、正確な解析は不可能である。Fig.3 のように、インバータの出力電圧には 1MHz 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サンプリング周波数は 100kHz~5MHz 程度である。したがって、 $f_s/2$ 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.8 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 $f_s/2$ 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測定器を使用する必要がある。HIOKI のパワーアナライザはサンプリング定理に則った設計を行っている

る。たとえばパワーアナライザ PW6001 の場合、アナログ帯域は 2MHz/-3dB なのに対して、サンプリング周波数は 5MHz である。したがって、高帯域な電力測定と正確な高調波解析、正確な FFT 解析を同時に行うことができる。

まとめ

本稿では、インバータ、モータの効率、損失測定について、実測例を交えながら測定に関して考慮すべき点、計測器に必要な要素などを紹介した。特に、近年採用が始まっている SiC インバータの測定に関して、従来のインバータを測定する場合と比べて注意すべき点などを紹介した。さまざまな誤差要因を排除することで、SiC インバータの効率、損失について、高精度、高安定に測定できるようになることを実測結果をもとに示した。SiC インバータやモータドライブシステムの電力、効率、損失測定において参考となれば幸いである。

参考文献

- 1) Thal, E., K. Masuda, and E. Wiesner : “New 800A/1200V Full SiC Module”, Bodo’s Power Systems, April 2015, pp.28-31.
- 2) Fuji Electronic : “Joint Development of Converter-Inverter for The Tokaido Shinkansen Cars Using SiC Power Semiconductor Modules”, retrieved from <http://www.fujielectric.com/company/news/2015/20150625120019879.html>
- 3) Mitsubishi Electric : “Mitsubishi Electric’s Railcar Traction Inverter with All-SiC Power Modules Achieves 40% Power Savings”, retrieved from http://www.mitsubishielectric.com/news/2015/0622-a_print.html
- 4) Yoda, H., H. Kobayashi, and S. Takiguchi : “Current Measurement Methods that Deliver High Precision Power Analysis in the Field of Power Electronics”, Bodo’s Power Systems, April 2016, pp.38-42.
- 5) Ikeda, K., and H. Masuda : “High-Precision, Wide-band, Highly Stable Current Sensing Technology”, Bodo’s Power Systems, July 2016, pp.22-28.

HIOKI

日置電機株式会社

本社 TEL 0268-28-0555 FAX 0268-28-0559
〒386-1192 長野県上田市小泉 81

お問い合わせは 本社コールセンターへ



0120-72-0560

TEL 0268-28-0560 FAX 0268-28-0569

(9:00 ~ 12:00, 13:00 ~ 17:00, 土・日・祝日を除く)

<http://www.hioki.co.jp> Email: info@hioki.co.jp