

SiC アプリケーションノート

第4世代 SiC MOSFET を使用した時のアプリケーションメリット

【概要】電気自動車(EV)、データセンタ、基地局、スマートグリッドなどでは、利便性を高められることから電源の高電圧化や大容量化が進展しています。しかし、地球環境保全の取り組みの観点から、利便性を高めるだけでなく、電力変換部の損失を減らし有効に使うことがますます重要になってきました。そこで、着目されているのが、高周波動作が可能で、かつ高電圧大容量でエネルギー損失が少ない SiC パワー半導体です。ロームは第4世代の SiC MOSFET をリリースしました。第3世代 SiC MOSFET のトレンチゲート構造をさらに進化させ、オン抵抗を約 40%、スイッチング損失を約 50%低減しています。本アプリケーションノートでは、第4世代 SiC MOSFET を用いて、500V 入力 7kW 降圧型 DC-DC コンバータの実機検証、EV の 800V 入力 100kW のトラクション・インバータでの模擬走行試験、そして Totem-pole PFC の実機評価を行い、その有用性を確認しましたので報告致します。

1. はじめに
2. 降圧型 DC-DC コンバータにおける第4世代 SiC MOSFET
 - 2.1 回路動作原理と損失解析
 - 2.2 DC-DC コンバータの実機検証
3. EV アプリケーション
 - 3.1 トラクション・インバータでの模擬走行試験
 - 3.2 Totem-pole PFC の実機評価
4. まとめ

1. はじめに

現在、電気自動車（EV）、データセンタ、基地局、スマートグリッド、などのアプリケーションでは、電源の高電圧や大容量が進展しています（Figure 1）。その理由は、各アプリケーションの利便性を高められるからです。身近な例として EV では、高電圧化（400V や 800V）と大容量化（50kW-350kW）を進めれば、航続距離の延長や急速充電による充電時間の短縮を実現でき、人々の生活の利便性を大幅に高めることができます。しかし現在世界では、地球環境保全に対する取り組みが強化されており、利便性を高めるだけでは世界市場に受け入れてもらえません。今後は利便性の向上に加えて、エネルギー損失を減らして有効に使うことがますます重要になるでしょう。そこで着目すべきポイントは、電力変換にあります。前述のアプリケーションはいずれも、電力系統やバッテリー、太陽光発電システムなどから電力供給を受け、最適な電圧値に電力変換して有効活用していますが、この電力変換時にエネルギー損失が発生してしまいます。エネルギー損失を減らして、電力変換効率を高めるために現在注目を集めているのが、高周波動作が可能で、かつ高電圧大容量でエネルギー損失が少ない SiC パワー半導体です。既にロームは、SiC パワー半導体を製品化しており、さまざまな用途で普及が始まっています。SiC パワー半導体を活用し、電力変換効率を高める。これがロームの社会的使命と考えています。



Figure 1. アプリケーション例

この度、ロームは第 4 世代の SiC MOSFET をリリースしました。既に量産中の第 3 世代 SiC MOSFET で確立したトレンチゲート構造をさらに進化させ、第 3 世代よりもオン抵抗を約 40%、高速スイッチング特性によるスイッチング損失を約 50%低減しました。Figure 2 に示した規格化オン抵抗(R_{on-A} : 単位面積当たりオン抵抗)のトレンドにその進化を示しています。

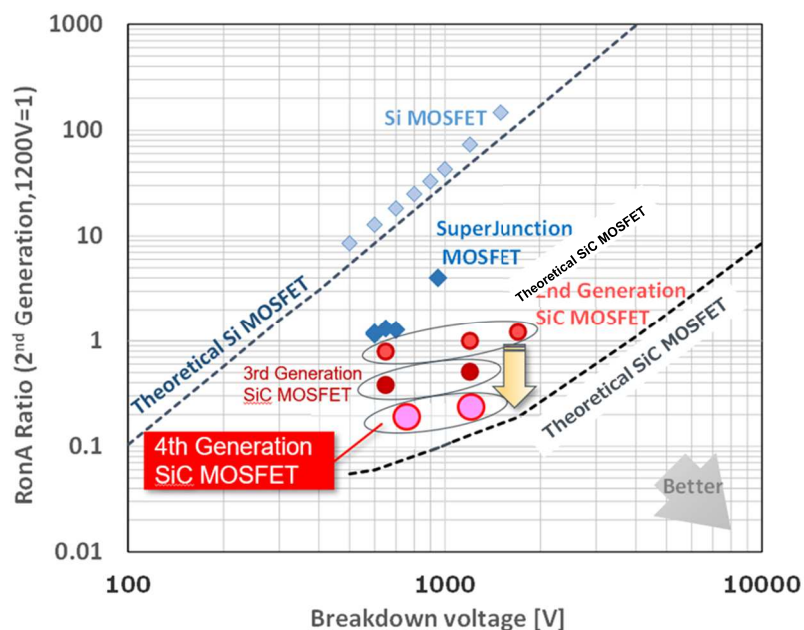


Figure 2. 規格化オン抵抗のトレンドグラフ

本アプリケーションノートでは、第 2 章で、基本となる降圧型 DC-DC コンバータにおいて第 4 世代 SiC MOSFET がコンバータ効率改善にどのように貢献するかを説明します。スイッチング損失、導通損失、ボディダイオード損失、リカバリー損失などの発生メカニズムを説明し、高速スイッチングに優れた第 4 世代 SiC MOSFET がコンバータで使われる場合の損失の低減効果を説明します。

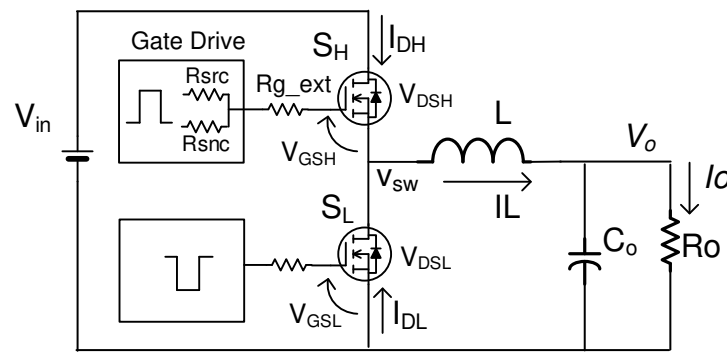
第 3 章では、具体的なアプリケーション例として EV 向けのパワーソリューションについて説明します。EV の電力変換は OBC(オンポートチャージャ)、補器用絶縁 DC-DC、昇圧 DC-DC、トラクション・インバータから構成されています。特に、トラクション・インバータに関してはモータテストベンチを導入し模擬走行試験を行い、第 4 世代 SiC MOSFET の特性がどのようにユーザーメリットに結び付くかについて説明します。また、OBC を構成している Totem-pole PFC についても、実機ボードにおける第 4 世代 SiC MOSFET によるコンバータの特性向上について説明します。

2. 降圧型 DC-DC コンバータにおける第 4 世代 SiC MOSFET

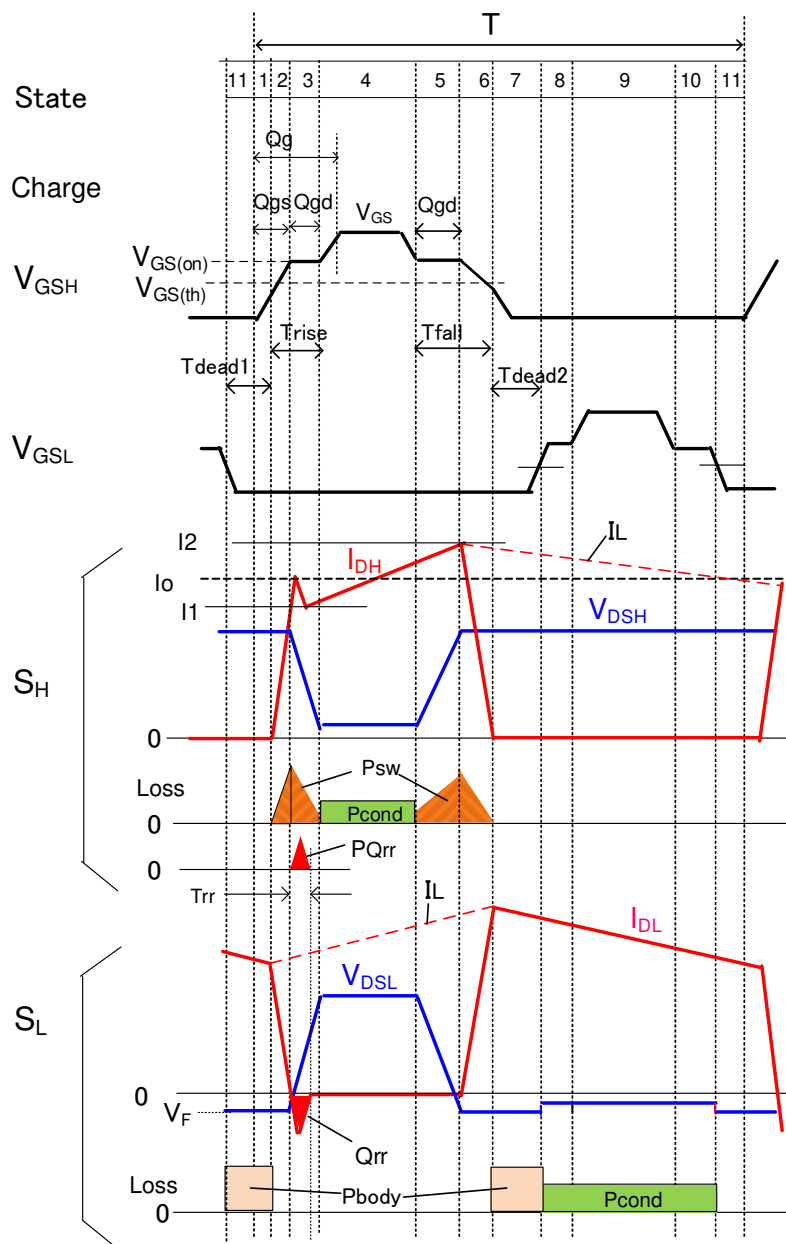
2.1. 回路動作原理と損失解析

第 3 世代に対し第 4 世代 SiC MOSFET は、特にスイッチングの高速性が改善されています。このことが、スイッチング損失低減に大きく貢献し

まず、Figure 3(a)に降圧型コンバータのブロック図、(b)にコンバータのスイッチング全体の外観波形を示します。



(a) 降圧型 DC-DC コンバータのブロック図



(b) 主要スイッチング外観波形

Figure 3. 降圧型 DC-DC コンバータ (ハーフブリッジ)

Figure 3(b)に示すように、コンバータにおけるパワーデバイスの損失は、スイッチング損失、導通損失、ボディダイオード損失、リカバリー損失、Coss 損失から成ります。(Coss 損失は小さいため図から割愛)

スイッチング損失に関しては、一般的には Eon、Eoff のパルス当たりのエネルギーとしてデータシートに記載されていますので、初期設計段階での大まかな損失見積もりをする時に便利な指標です。詳細設計では、高電圧入力、高周波での損失を厳密に求める必要があります。ゲート電圧値、ゲートドライバのシンク・ソース抵抗値、外付けゲート抵抗値など数Ωの値が、数 ns(ナノ秒)のレベルでスイッチング時間(Trise/Tfall)に影響します。その結果、損失が大きく変わるため、このゲートドライブの最適設計をすることが SiC の高速スイッチング特性を活かすことに繋がります。スイッチング損失はハイサイド FET(S_H)のみで発生し、式(1)で表されます。そのメカニズムについて説明します。

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_{in} I_1 T_{rise} f_{sw} + \frac{1}{2} V_{in} I_2 T_{fall} f_{sw} \quad (1)$$

State 1 でハイサイド FET (S_H)の SiC MOSFET にゲート電圧 V_{GS} が印加され、State2 で閾値 V_{GS(th)}を超えるとインダクタ電流が S_H のチャネルに急速に流れ始め、V_{GS(on)}(プラトー電圧)になるまでの、わずか数 ns で負荷電流 I_o に到達します。そして、State 3(プラトー期間)の間にチャネルがオンし V_{DS} がゼロボルトに達します。この State 2 と State 3 の期間が式(2)で示すターンオン時のスイッチング期間 Trise となります。式(2)において、State 2 の電荷量は通常データシートに記載されていないため Q_{gs} から推定し、係数を k と置いて調整します (通常 k は 1/3-1/4) 。また、ゲート電流 I_{g_on} は、ゲートドライバ電圧 V_{GS} とゲートオン電圧 V_{GS(on)} の電位差とそこに介在する抵抗分で決まりますので、式(3)で与えられます。式中、R_{src} はゲートドライバのソース抵抗, R_{g_ext} は外付けゲート抵抗、R_{g_int} は SiC MOSFET 内部ゲート抵抗を表します。

$$T_{rise} = \frac{\frac{1}{k} Q_{gs} + Q_{gd}}{I_{g_on}} \quad (2)$$

$$I_{g_on} = \frac{V_{GS} - V_{GS(on)}}{R_{src} + R_{g_ext} + R_{g_int}} \quad (3)$$

(State 4 は後で説明します)

ゲート電圧が低下しターンオフの状態(State5-6)に入ります。この T_{fall} 期間は式(4)で表されます。注意点は T_{fall} 期間のゲート電流 I_{g_off} は式(5)で示すように分子が V_{GS(on)} のみということです。一般的に、ターンオフ時間の方が少し長くなります。式中、R_{snk} はシンク抵抗です。

$$T_{fall} = \frac{\frac{1}{k} Q_{gs} + Q_{gd}}{I_{g_off}} \quad (4)$$

$$I_{g_off} = \frac{V_{GS(on)}}{R_{snk} + R_{g_ext} + R_{g_int}} \quad (5)$$

インダクタ負荷のような定電流源とみなせる場合、電流波形 I_D と電圧波形 V_{DS} は変化するタイミングは重ならないため、式(1)のスイッチング損失 P_{sw} は係数が 1/2 となります。

また、この Trise 期間にドレンソース間容量 C_{ossH} に蓄えられた電荷をチャネルで短絡するため、充放電ロス P_{cosH} が発生します (式(6))。

$$P_{cosH} = \frac{1}{2} C_{cosH} \cdot V_{in}^2 \cdot f_{sw} \quad (6)$$

State 4 でハイサイド FET(S_H)が完全にオンしている期間に発生するのが導通損失 P_{condH} です(式(7))。その時の実効電流は、時比率 D(=Vo/Vin)を用いて式(8)で与えられます。

$$P_{condH} = I_{S_H-rms}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (7)$$

$$I_{S_H-rms} = \sqrt{D \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (8)$$

以上が、ハイサイド FET(S_H)で発生する、スイッチング損失、導通損失、Coss 損失です。

以降は、ローサイド FET(S_L)で発生する損失です。

State 7、State 11 および State1 はデッドタイム期間です。ローサイド FET(S_L)のボディダイオードに導通した電流で損失が発生します(式(9))。

$$P_{body} = I1 \cdot V_F \cdot T_{dead1} \cdot f_{sw} + I2 \cdot V_F \cdot T_{dead2} \cdot f_{sw} \quad (9)$$

State 8-10 では、ローサイド FET(S_L)の導通損失が発生します(式(10))。その時の、実効電流は式(11)で与えられます。

$$P_{cond_L} = I_{S_L-rms}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (10)$$

$$I_{S_L-rms} = \sqrt{(1-D) \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (11)$$

ローサイド FET(S_L)の Coss の充放電損失は、 S_L がターンオンする時(State 8)はインダクタ電流 I_L で既に Coss の電荷は放電されており ZVS(Zero Voltage Switching)となるため、通常は無視します。

以上が、ローサイド FET(S_L)で発生する損失です。

ここで、リカバリー損失 P_{Qrr} の説明をします。発生するタイミングは State 3 で、ローサイド S_L のボディダイオードのリカバリー起因による損失です(式(12))。この損失はハイサイド FET(S_H)とローサイド FET(S_L)で分担しますが、簡単のため、ここではハイサイドに統合します。

$$P_{Qrr} = 0.5 \cdot V_{in} \cdot Q_{rr} \cdot f_{sw} \quad (12)$$

以上より、ハイサイド FET (S_H)、およびローサイド FET(S_L)の総合損失はそれぞれ、式(13)、式(14)で与えられます。

$$P_{S_H} = P_{sw} + P_{cond_H} + P_{coss_H} + P_{Qrr} \quad (13)$$

$$P_{S_L} = P_{cond_L} + P_{body} \quad (14)$$

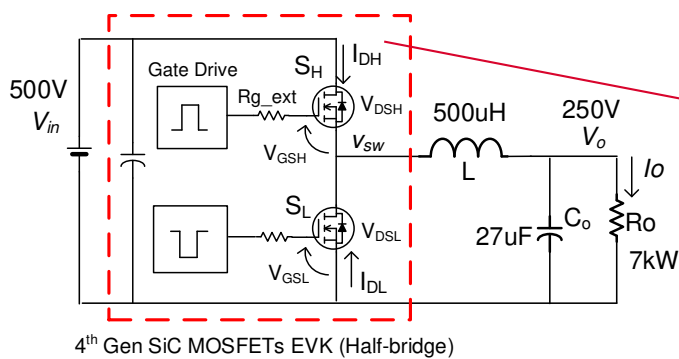
特に、スイッチング損失 P_{sw} に関しては、式(2)(4)より、 Q_{gd} (ゲート・ドレン間容量を充電するミラー期間の電荷量)が小さいほどこの T_{rise}/T_{fall} の時間が短くなり、式(1)のスイッチング損失 P_{sw} が低減されることが分かります。第4世代 SiC MOSFET は第3世代に対してこの Q_{gd} を約半分に低減することが出来たため、スイッチング損失を削減できます。コンバータのスイッチング周波数の高周波化や、負荷変化率が大きく、平均すると軽負荷での運転が多い EV で損失低減効果があります。結果として、航続距離の延長やランニングコスト低減に繋がります。これが第4世代 SiC MOSFET を使うことの大きなメリットです。

2.2. DC-DC コンバータの実機検証

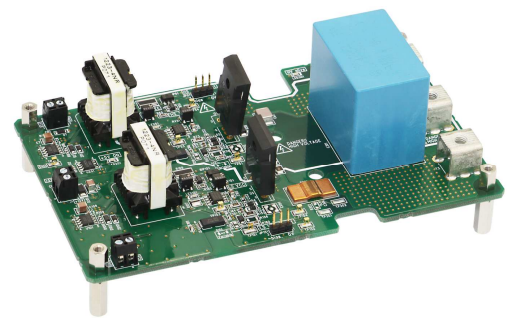
これを確認するために、下記仕様の降圧型 DC-DC コンバータに組み込んで実機検証を行いました。Table 1 は DC-DC コンバータと SiC デバイスの諸元です。スイッチング速度を調整する外付けゲート抵抗 R_{g_ext} は高速スイッチングとリンギングおよびサージのバランスを取り 3.3Ω を用いています。Figure 4 は(a)DC-DC コンバータ回路と、(b)ハーフブリッジ部に使われている第4世代 SiC MOSFET 評価用ボードです(デカップリングキャパシタ内蔵)。インダクタ L 、出力キャパシタ C_o 及び入力バルクキャパシタは外付けです。

Table 1. DC-DC コンバータ仕様、SiC デバイス諸元

V_{in}	500V
V_o	250V
P_o	7kW
f_{sw}	50kHz
L	500 μ H
R_{g_ext}	3.3 Ω
第 4 世代 SiC MOSFET	SCT4036KR 1200V/36m Ω
第 3 世代 SiC MOSFET (比較用)	SCT3040KR 1200V/40 m Ω



実機検証用 DC-DC コンバータ回路



(a) 第 4 世代 SiC MOSFET 評価用ボード

Figure 4. 実機検証用降圧型 DC-DC コンバータ回路と第 4 世代 SiC MOSFET 評価用ボード

Figure 5 は 50kHz でのターンオン時とターンオフ時の V_{GS} 、 V_{DS} 、 I_D 波形です。ターンオン時は左側に拡大しています。波形観測よりターンオン時の立ち上がり時間 T_{rise} は約 20ns と非常に高速であることが分かります。Figure 6 は、この DC-DC コンバータの効率、損失の測定結果です。軽負荷(1kW 付近)では、第 4 世代 SiC MOSFET の特徴である固定損としてのスイッチング損失が小さいことが効果的であることが分かります。また、重負荷(5kW 付近)では、第 4 世代は第 3 世代に対し損失が 15W 以上改善していることが分かります。Figure 7 はコンバータとしての損失の内訳を理論解析した結果です。損失は約 15W 改善が裏付けられています。また、特にハイサイド FET(S_H)のスイッチング損失とリカバリ損失 P_{Qrr} が大幅に低減し、全体損失の改善に貢献していることが分かります。

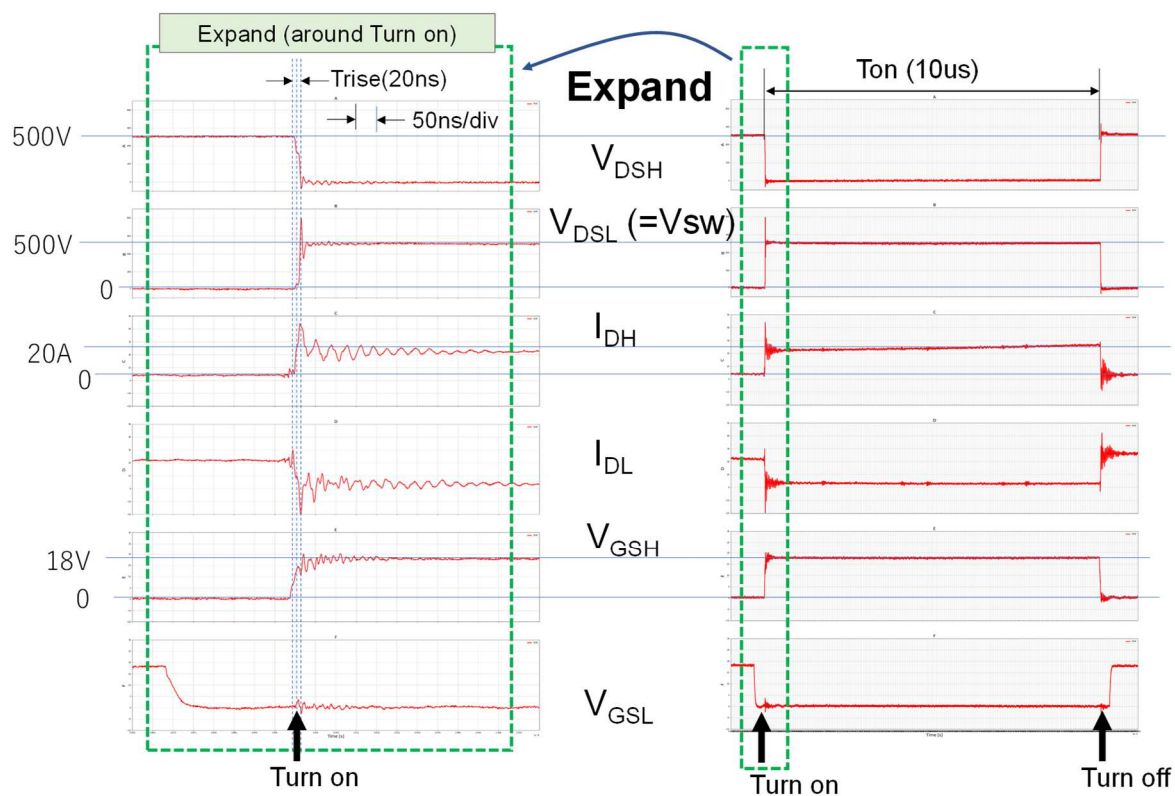


Figure 5. 実測スイッチング波形 (500Vin, 250Vo/20A(5kW), 50kHz)

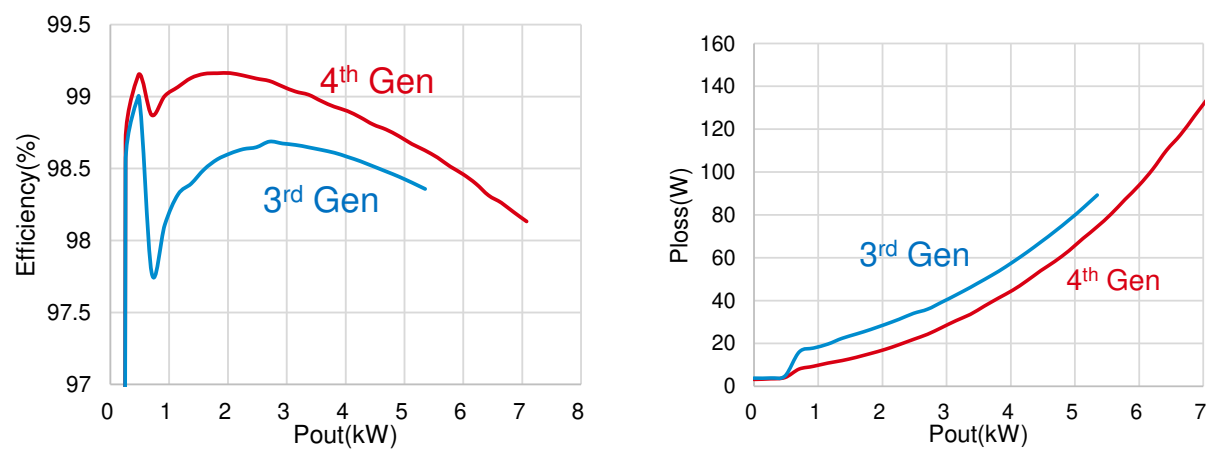


Figure 6. 効率、損失の測定結果(500Vin, 250Vo/7kW, 50kHz)

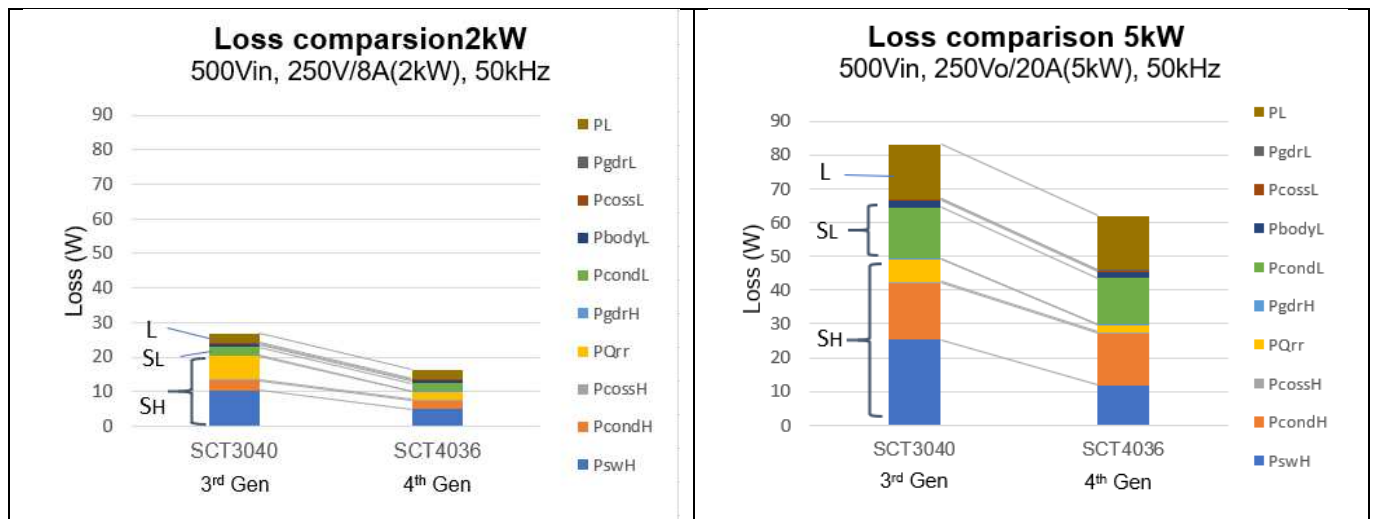


Figure 7. 損失分析結果（計算値）（左：2kW、右：5kW）

3. EV アプリケーション

EV も様々な形態があります。Figure 8 に示すように、BEV, HEV, PHEV, シリーズ HEV など、それぞれの用途に応じ、パワー・アーキテクチャが異なります。中でも、最近注目をされているのが、BEV の双方向・急速充電でバッテリー電圧が 400V 系もしくは 800V 系でのパワー・アーキテクチャです。

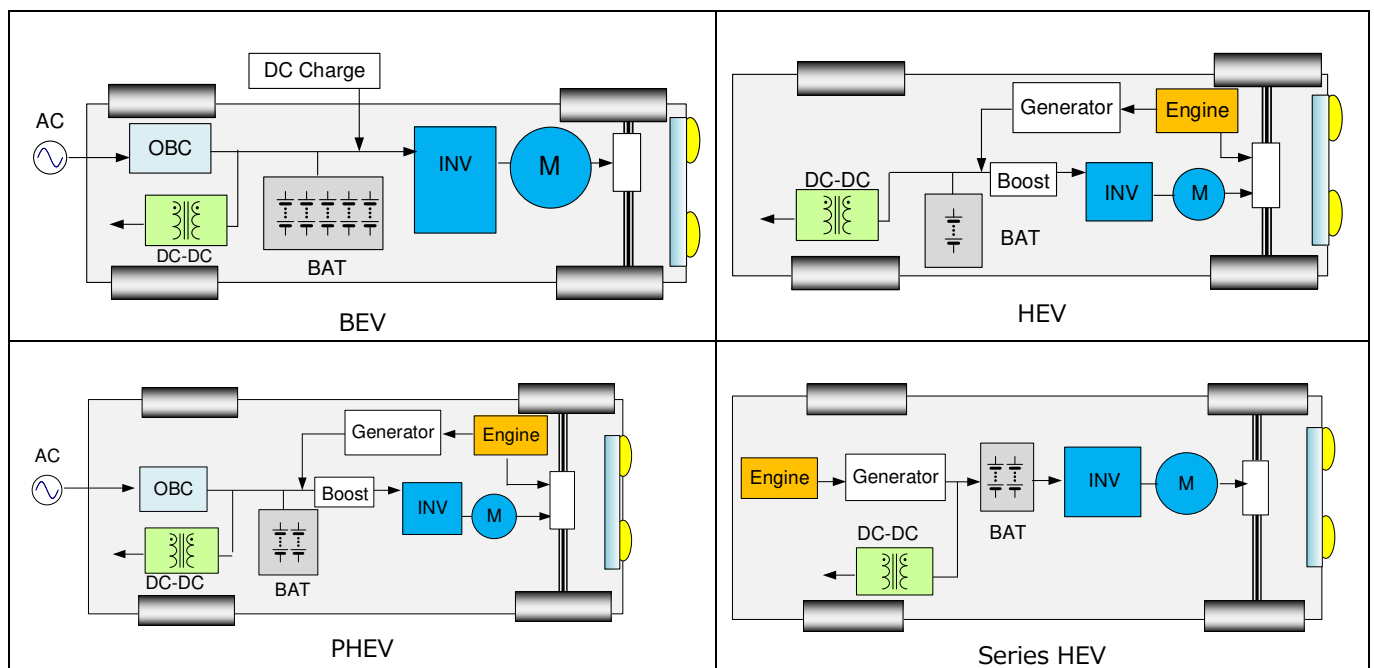


Figure 8. 様々な EV の形態

Figure 9 に例として BEV のパワー・アーキテクチャのブロック図を示します。OBC(オンボードチャージャ)は、V2G(Vehicle To Grid)も想定し双方向 Totem-pole PFC と双方向 CLLC(対称型 LLC)、がホットな回路トポロジーです。この OBC の出力から補器用 DC-DC コンバータ、バッ

テリ、インバータ電圧への昇圧、そして主機トラクション・インバータに電力が供給されます。

3.1 章では、トラクション・インバータの基本動作と EV での評価システム（モータテストベンチ試験環境）を説明します。それを用いて乗用車の燃費試験方法 WTLC に則り模擬走行シミュレーションを行い第4世代 SiC MOSFET による電費の改善度を紹介します。3.2 章では、OBC の双方向 Totem-pole PFC に第4世代 SiC MOSFET を用いた場合の実験結果を紹介します。

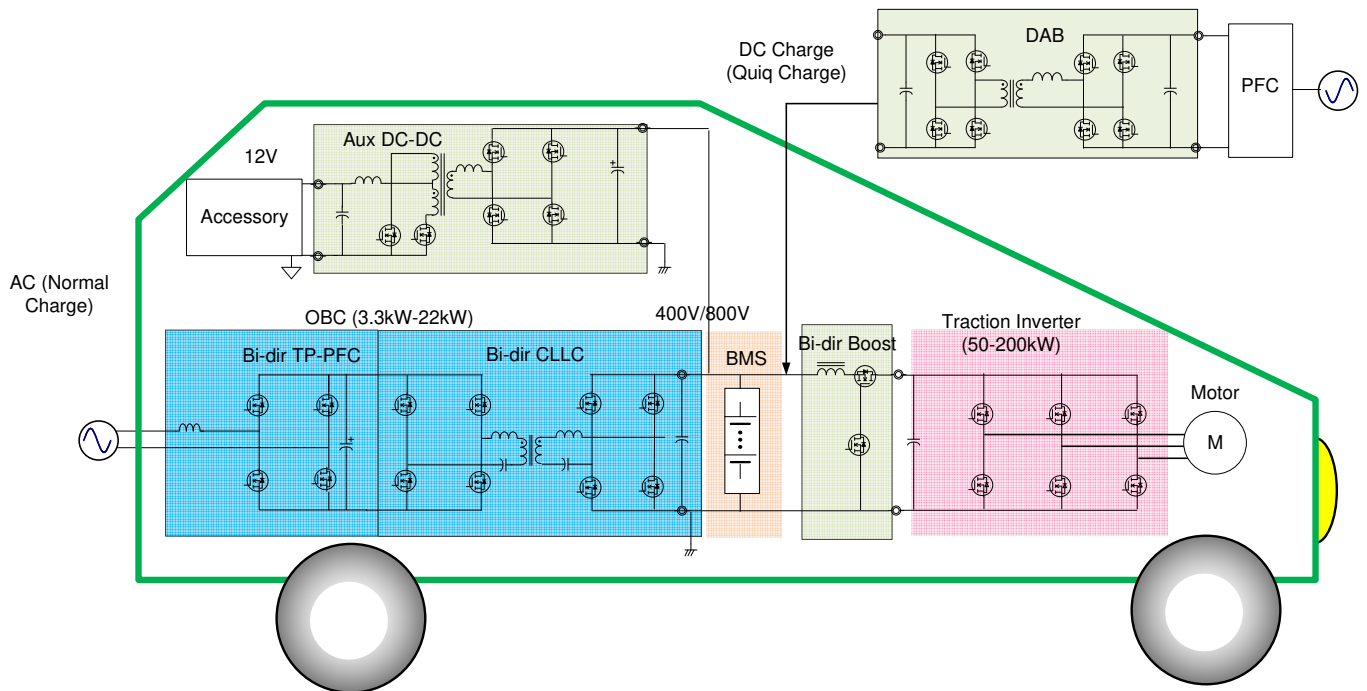


Figure 9. BEV パワー・アーキテクチャの一例

3.1.1. トラクション・インバータの模擬走行試験

[1] インバータ回路動作

機電一体（モータ、減速機、インバータ）が進む中、高電圧・高出力かつ小型軽量のインバータを実現するための低損失化の重要度は益々上がってきています。これが、EV の電費性能に直結するからです。

Figure 10 に示すように、トラクション・インバータはパワートレイン内のモータを駆動させるため、バッテリーに備えられた直流電力を 3 相交流電力に変換します。インバータはハーフブリッジ構成(1 レグ)が 3 レグで構成されています。3 相交流波形はモータの回転数に同期した周波数の信号波（基準正弦波）、三角波（変調波）はスイッチング周波数を決定するキャリア周波数にて設定します。モータへの供給電圧は、PWM 信号生成時の 3 相交流と三角波のレベルを変えることにより行います。

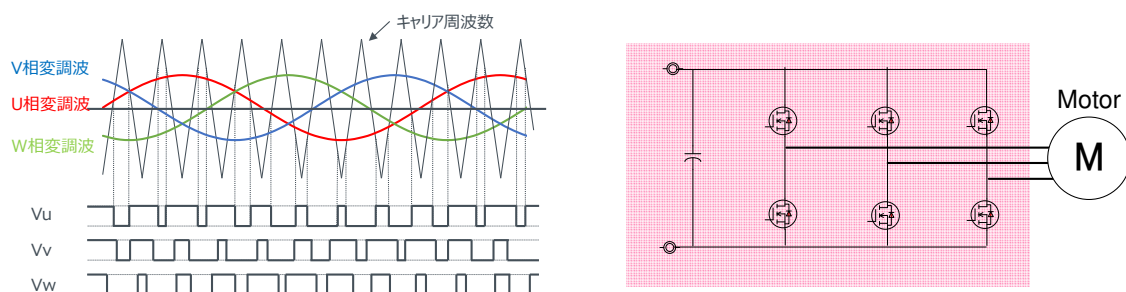


Figure 10. 一般的なインバータ回路構成と駆動信号

[2] モータテストベンチ試験環境

Table 2 にモータテストベンチおよび供試インバータに搭載した SiC デバイスの主な諸元を示します。供試インバータは第 4 世代 SiC MOSFET ベアチップを搭載した 2in1 パワーモジュールによって構成しました。

Figure 11 にモータテストベンチの試験環境、Figure 12 に供試インバータ(DUT Inverter)、そして Figure 13 に制御システムブロック図を示します。供試インバータから 3 相 uvw 動力線を通してテストモータを駆動します。テストモータは負荷モータに接続され、負荷モータは車両パラメータから演算された走行抵抗に応じた負荷トルク制御することにより、所望の車両パラメータでの模擬走行実験ができます。ここで、Figure 14 及び式(15)-(18)で示すように、走行抵抗は空気抵抗 FAD、転がり抵抗 FRR、勾配抵抗 FRG、加速抵抗 FACC を考慮しています。

Table 2. モータテストベンチおよび供試インバータの主な諸元

直流電源装置	容量	100kW
	出力電圧範囲	0-850V
	出力電流範囲	±500A
供試モータ	種類	永久磁石同期モータ
	定格出力	100kW
	最大トルク(1 分間)	350Nm
	冷却方式	水冷
供試インバータ	パワーモジュール	第 4 世代 SiC MOSFET 1200V/400A
	スイッチング周波数	10kHz
	冷却方式	水冷
	冷却温度範囲	20-90℃
冷却水循環装置	冷却温度範囲	20-90℃
	冷媒	エチレングリコール水溶液

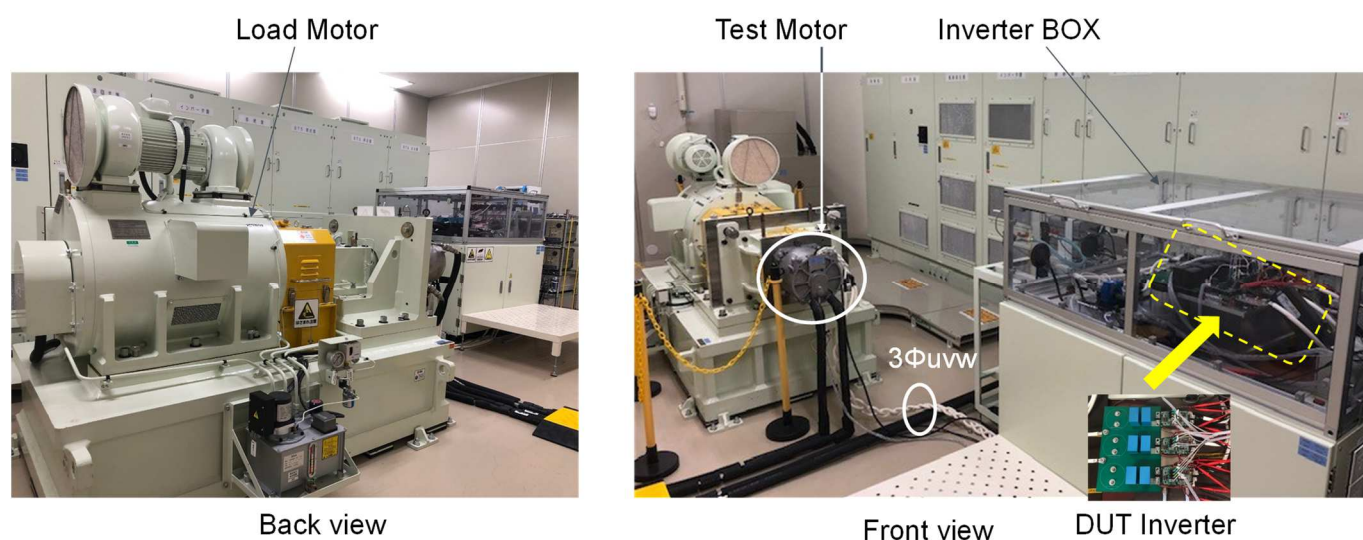


Figure 11. モータテストベンチ試験環境

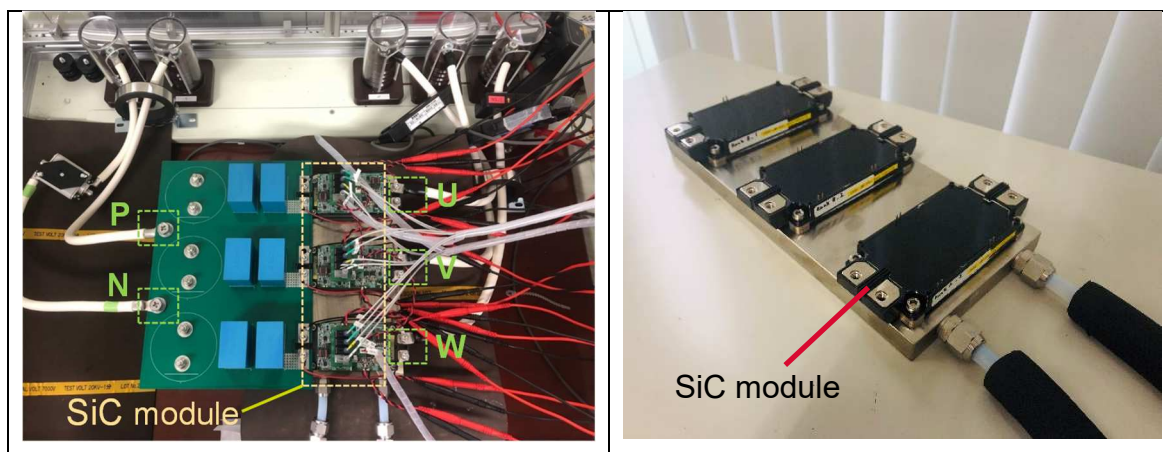


Figure 12. 供試インバータ(DUT Inverter)

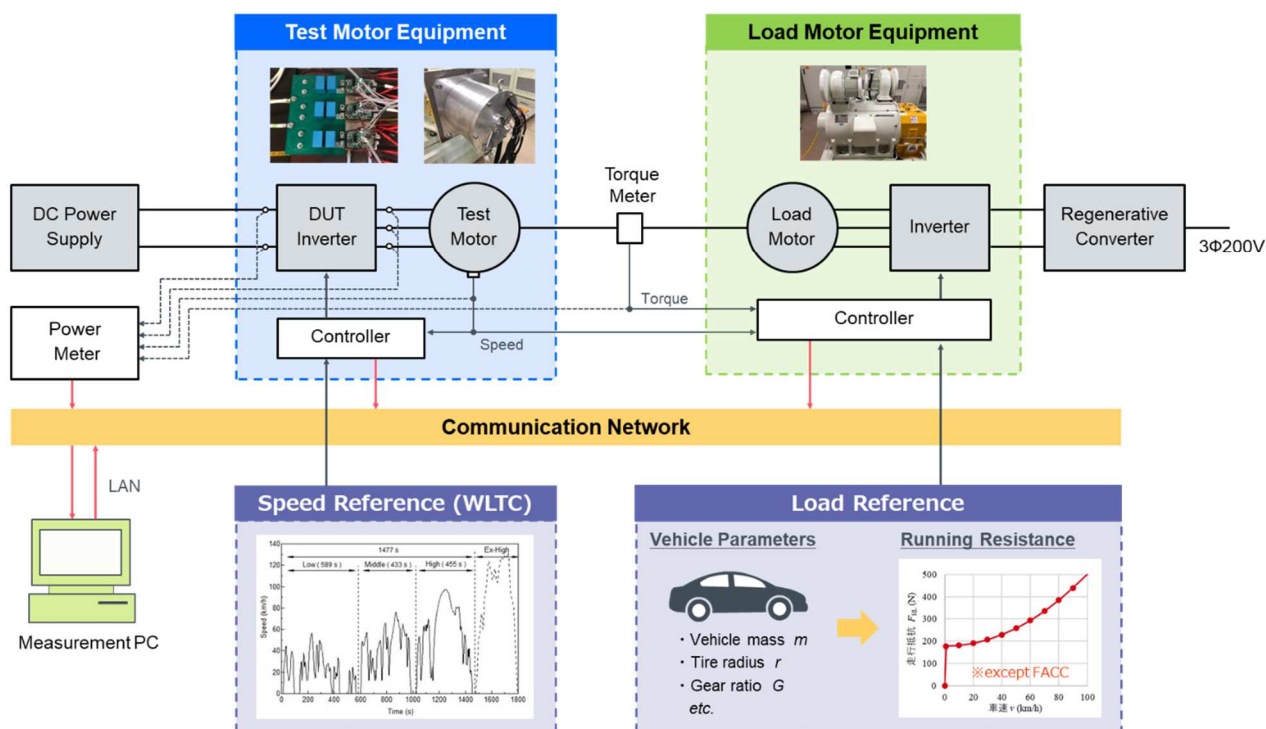


Figure 13. モータテストベンチ・制御システムブロック図

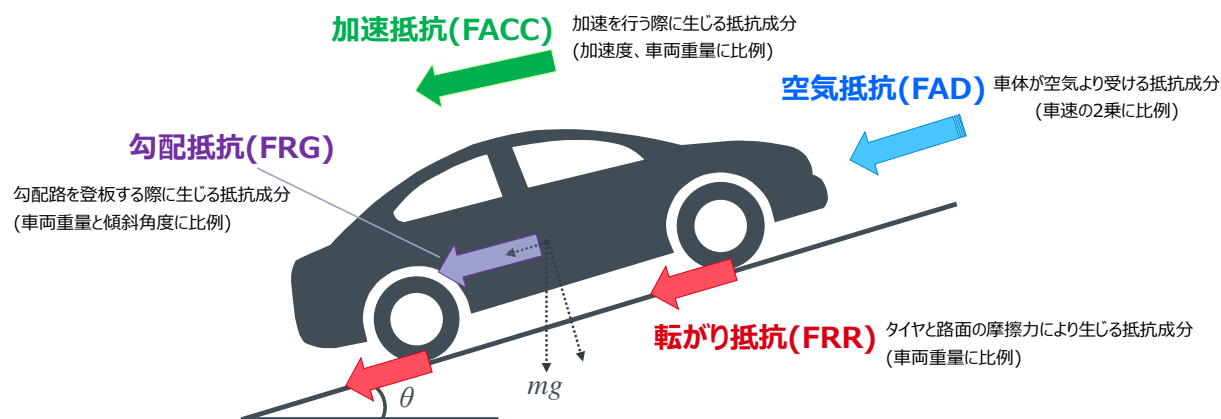


Figure 14. 走行抵抗

$$F_{AD} = \frac{1}{2} \cdot C_d \cdot A \cdot \rho \cdot v^2 \quad (15)$$

$$F_{RR} = \mu \cdot m \cdot g \cdot \cos\theta \quad (16)$$

$$F_{RG} = m \cdot g \cdot \sin\theta \quad (17)$$

$$F_{ACC} = (m + \Delta m) \cdot a \quad (18)$$

ここで、 C_d ：空気抵抗係数， A ：前面投影面積， ρ ：乾燥空気密度， v ：車速， μ ：転がり抵抗係数， m ：車両重量， Δm ：回転体の等価慣性質量， a ：加速度， g ：重力加速度， θ ：車両と路面のなす角 を示します。

[3] 模擬走行の国際規格 WLTC モード燃費試験

Figure 15 に示す WLTC (Worldwide harmonized Light duty driving Test Cycle：世界統一試験サイクル) は、国際連合欧州経済委員会において 2014 年に開催された第 162 回自動車基準調和世界フォーラム(WP29)にて、世界統一技術規則 (GTR：Global Technical Regulation) に採択された乗用車等の排出ガス・燃費試験法 (WLTP：Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure) に規定される走行サイクルです。このサイクルは Low、Middle、High、Extra-High の速度フェーズから構成され、日本では Extra-High フェーズを除いた走行サイクルで試験車両を走行させて排出ガスや燃費の計測が行われます。

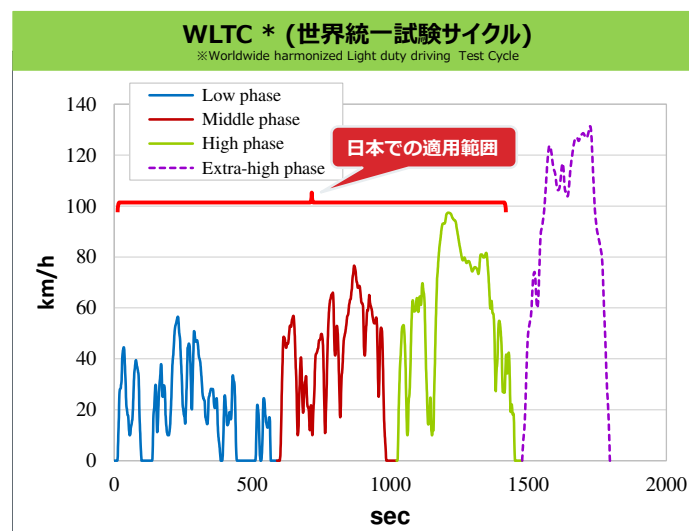
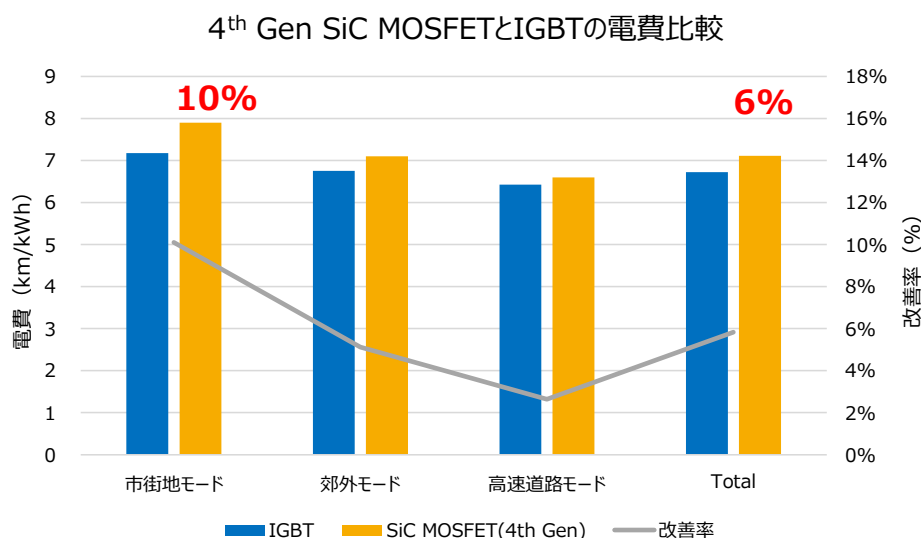


Figure 15. WLTC (世界統一試験サイクル) の概要

ロームでは、前述のモータテストベンチを用い、WLTC 走行サイクルによる模擬走行試験の条件を入力することでインバータに第 4 世代 SiC MOSFET と IGBT を用いた場合の走行電費試験を行いました。

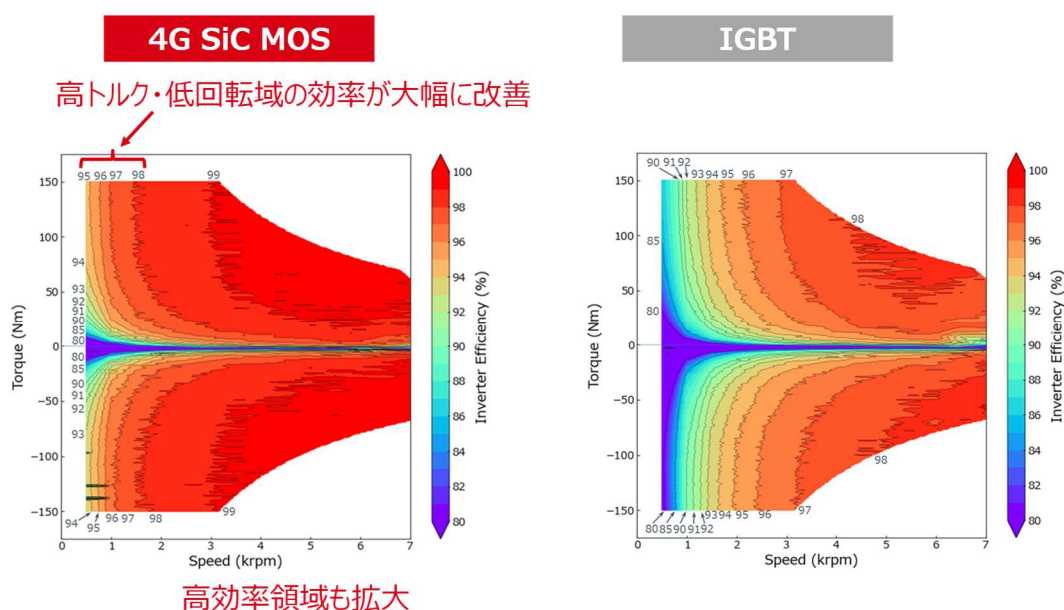
C セグメントクラス EV を想定した電費試験結果を Figure 16 に示します。WLTC 走行サイクルの全速度フェーズにおいて、従来の IGBT を第 4 世代 SiC-MOSFET に置き換えることで、WLTC の全速度フェーズで電費を改善することができることを実証しました。電費トータルでは、IGBT と比較し約 6%改善、市街地モードでは約 10%改善しています。

参考に、Figure 17 にインバータ効率マップグラフ (NT カーブをベースに効率の情報を加味したもの) を掲載しております。この結果からも、市街地走行で頻繁に表れる高トルク・低回転数域での効率が大幅に改善していることが分かります。



(トータル電費は IGBT 比 6%改善、市街地モードでは 10%改善)

Figure 16. 電費試験結果



(走行パターン：WLTC Class 3b, 想定車両：Cセグメント、モータ：永久磁石同期モータ 100kW/800V)

Figure 17. WLTC 燃費試験でのインバータ効率マップ

電費改善がどのようにユーザーメリットに結び付くかを紹介します。走行距離に対するランニングコスト（電気代）と搭載バッテリーの容量の削減で考えると分かりやすいでしょう。Table 3 に郊外モードで試算した例を示します。IGBT と比較し 5.5%の電費改善として、1 万 km 走行距離で 2000 円、100kwh バッテリー搭載車では 5.5 万円の削減効果（Figure 18）となります。

Table 3. 電費改善とユーザーメリット

使用デバイス	電費	1km 当たりの電気代	1 万 km では	100kWh バッテリーでは
ローム SiC (第4世代)	7.11km/kWh	3.52 円/km	3 万 5200 円	94.5 万円
IGBT	6.72km/kWh	3.72 円/km	3 万 7200 円	100 万円

(電気代は 25 円/kWh、バッテリーは 100 万円/100kWh と仮定して計算)



Figure 18. バッテリー削減効果

3.2 Totem-pole PFC の実機評価

Totem-pole PFC は、高効率を狙える PFC コンバータとして近年非常に注目されているトポロジーです。また、マイクログリッドの系の安定化、需給バランスへの貢献のため V2G の検討が世界的に進められており、双方向動作も重要になってきました。

Figure 19 は回路ブロック図です。左レグ(S1, S2)は高周波スイッチング用、右レグ(S3, S4)は商用周波数(低周波)の整流用です。S3, S4 に同期整流 FET を用いることで V2G を実現する双方向動作が可能になります。

Figure 20 に状態別動作図を示します。商用 AC の正の半サイクル期間にトータムポール・ローサイド FET(S2) が昇圧コンバータとして高周波スイッチング(図(a): 期間 D)をします。この時、S1 は整流動作(図(b): 期間 1-D)をしますが、ボディダイオードのリカバリーが遅いと大きな電力損失を引き起こしてしまいます。SiC MOSFET はリカバリーが非常に速く、この電力損失の影響が小さいため、Totem-pole PFC のパワーデバイスとして相性が良いのです。次に商用 AC の負の半サイクルではトータムポール・ハイサイド FET(S1) が昇圧コンバータとして高周波スイッチング(図(c): 期間 D)をし、S2 は整流動作(図(d): 期間 1-D)します。S3, S4 は商用 AC の半周期毎に切り替わります。

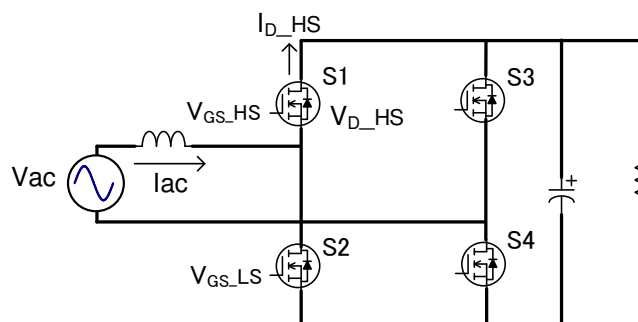


Figure 19. Totem-pole PFC ブロック図

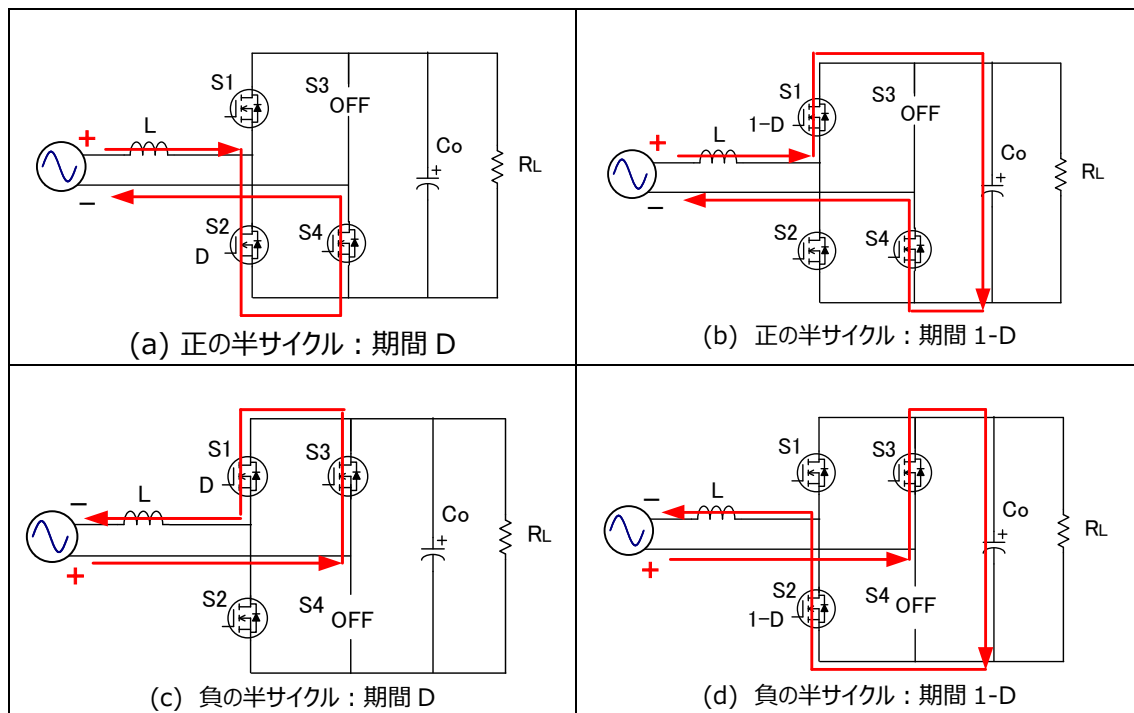


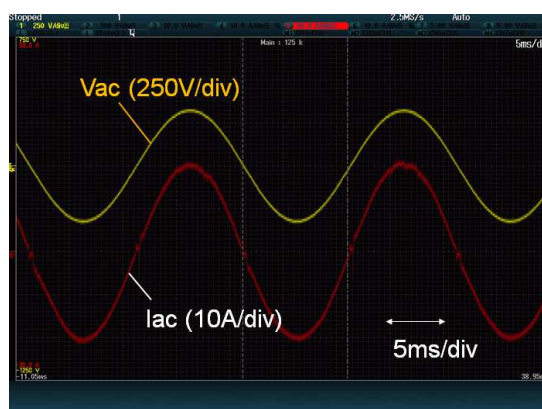
Figure 20. 状態別動作図

Totem-pole PFC の損失低減に第4世代 SiC MOSFET が貢献することを確認するために、実機ボードを用いて実験を行いました。Table 4 に PFC の評価条件および使用した SiC デバイスの諸元を示します。出力電圧が 400V の場合、750V 耐圧の SiC MOSFET がマッチしています。ここでは、SCT4045DR を用いています。

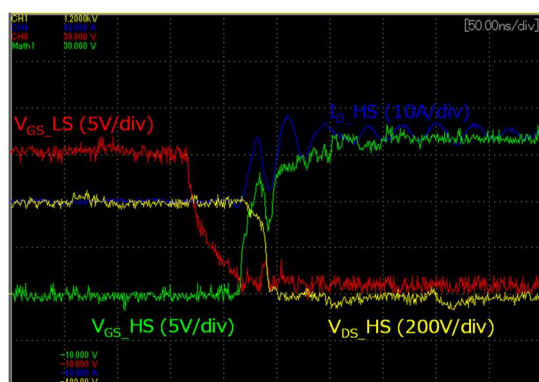
Figure 21 にボードでのスイッチング波形を示します。20ns-30ns の非常に短い時間でターンオン・オフしていることが分かります。Figure 22 に示す効率の測定結果で、半負荷の 1.5kW で 98% 以上、全負荷の 3kW で 97.6% の高効率を実現しています。

Table 4. PFC 評価条件

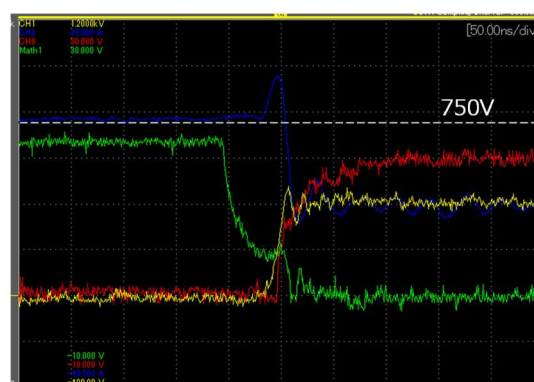
入力電圧	230VAC
出力電圧	400VDC
出力電力	3kW
L 値	500 μ H
スイッチング周波数	65kHz
第4世代 SiC MOSFET	SCT4045DR 750V/45 m Ω
第3世代 SiC MOSFET (比較用)	SCT3060AR 650V/60 m Ω



(a) 一周期の Vac, Iac 波形



Turn-on



Turn-off

(b) ターンオン時・ターンオフ時の波形

Figure 21. スイッチング波形

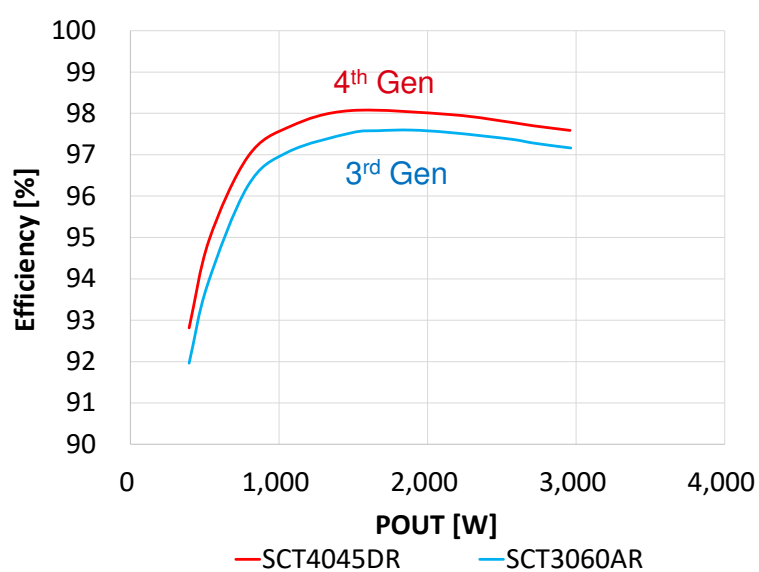


Figure 22. 実測効率

4. まとめ

SiC パワー半導体は EV、データセンタ、基地局、スマートグリッドなどの高電圧・大容量が進展しているアプリケーションにおいて、その利便性を高めながら、かつ、電力変換効率を高めるためのキーとなるパワーデバイスです。第4世代 SiC MOSFET ではトレンチ構造のトレードオフを大幅に改善し規格化オン抵抗がさらに小さくなりました。これを活かした高速スイッチング性能、低オン抵抗が電力変換効率の向上に大きく貢献します。本アプリケーションノートでは、1200V/36mΩの SiC ディスクリートをを用いた 500V 入力 7kW 出力の降圧型 DC-DC コンバータの実機検証、1200V/400A の SiC パワーモジュールを用いた EV の 800V 入力 100kW の主機トランス・インバータでの模擬走行試験、そして 750V/45mΩの SiC ディスクリートをを用いた Totem-pole PFC の実機評価によって、その有用性を示しました。世の中の多くのアプリケーションにおいても、電力変換効率の改善に貢献することが期待できます。

最後に、今回リリースします 750V および 1200V の第4世代 SiC MOSFET ラインアップの下記に紹介します。

Table 5 第4世代 SiC MOSFET 製品ラインナップ表

品名	V _{DSS} (V)	オン抵抗 Typ.(mΩ)	パッケージ
SCT4045DE	750	45	 TO-247N
SCT4026DE		26	
SCT4013DE		13	
SCT4062KE	1200	62	
SCT4036KE		36	
SCT4018KE		18	
SCT4045DR	750	45	 TO-247-4L
SCT4026DR		26	
SCT4013DR		13	
SCT4062KR	1200	62	
SCT4036KR		36	
SCT4018KR		18	
SCT4045DW7	750	45	 TO-263-7L
SCT4026DW7		26	
SCT4013DW7		13	
SCT4062KW7	1200	62	
SCT4036KW7		36	
SCT4018KW7		18	

第4世代 SiC MOSFET 製品情報：<https://www.rohm.co.jp/products/sic-power-devices/sic-mosfet>

EV 関連アプリケーション情報：<https://www.rohm.co.jp/solution/automotive/xev>

ご 注 意

- 1) 本資料に記載されている内容は、ロームグループ(以下「ローム」という)製品のご紹介を目的としています。ローム製品のご使用にあたりましては、別途最新のデータシートもしくは仕様書を必ずご確認ください。
- 2) ローム製品は、一般的な電子機器(AV機器、OA機器、通信機器、家電製品、アミューズメント機器等)もしくはデータシートに明示した用途への使用を意図して設計・製造されています。したがって、極めて高度な信頼性が要求され、その故障や誤動作が人の生命、身体への危険もしくは損害、またはその他の重大な損害の発生に関わるような機器または装置(医療機器、輸送機器、交通機器、航空宇宙機器、原子力制御装置、燃料制御、カーアクセサリを含む車載機器、各種安全装置等)(以下「特定用途」という)にローム製品のご使用を検討される際は事前にローム営業窓口までご相談くださいますようお願いいたします。ロームの文書による事前の承諾を得ることなく、特定用途にローム製品を使用したことによりお客様または第三者に生じた損害等に関し、ロームは一切その責任を負いません。
- 3) 半導体を含む電子部品は、一定の確率で誤動作や故障が生じる場合があります。万が一、誤動作や故障が生じた場合であっても、人の生命、身体、財産への危険または損害が生じないように、お客様の責任においてフェールセーフ設計など安全対策をお願いいたします。
- 4) 本資料に記載された応用回路例やその定数などの情報は、ローム製品の標準的な動作や使い方を説明するためのもので、実際に使用する機器での動作を明示的にも黙示的にも保証するものではありません。したがって、お客様の機器の設計において、回路やその定数及びこれらに関連する情報を使用する場合には、外部諸条件を考慮し、お客様の判断と責任において行ってください。これらの使用に起因しお客様または第三者に生じた損害に関し、ロームは一切その責任を負いません。
- 5) ローム製品及び本資料に記載の技術を輸出または国外へ提供する際には、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」など適用される輸出関連法令を遵守し、それらの定めにしたがって必要な手続きを行ってください。
- 6) 本資料に記載された応用回路例などの技術情報及び諸データは、あくまでも一例を示すものであり、これらに関する第三者の知的財産権及びその他の権利について権利侵害がないことを保証するものではありません。また、ロームは、本資料に記載された情報について、ロームもしくは第三者が所有または管理している知的財産権その他の権利の実施、使用または利用を、明示的にも黙示的にも、お客様に許諾するものではありません。
- 7) 本資料の全部または一部をロームの文書による事前の承諾を得ることなく転載または複製することを固くお断りいたします。
- 8) 本資料に記載の内容は、本資料発行時点のものであり、予告なく変更することがあります。ローム製品のご購入及びご使用に際しては、事前にローム営業窓口で最新の情報をご確認ください。
- 9) ロームは本資料に記載されている情報に誤りがないことを保証するものではありません。万が一、本資料に記載された情報の誤りによりお客様または第三者に損害が生じた場合においても、ロームは一切その責任を負いません。



ローム製品のご検討ありがとうございます。
より詳しい資料やカタログなどをご用意しておりますので、お問い合わせください。

ROHM Customer Support System

<https://www.rohm.co.jp/contactus>