# モジュール用 CoolSiC™ MOSFET M1H - アプリケーションノート

## 本書について

### 適用範囲と目的

ワイドバンドギャップ半導体である炭化ケイ素 (SiC) は、シリコン (Si) と比較して、高い絶縁電界強度, 高い熱伝導性, 高い電子飽和ドリフト速度, 低い固有キャリア濃度などの利点があります。これらの物性値としての優位性から、SiC MOSFET は、ソーラーインバーター、オフ/オンボード EV 充電器などのハイパワー用途のスイッチングトランジスタとして魅力的です。

このアプリケーションノートでは、CoolSiC™トレンチ MOSFET の M1H 技術をモジュール向けに紹介し、CoolSiC™ MOSFET の M1H 世代の一般的な特長と特性を説明します。新規トランジスタを用いた電力システムを効率的に設計する際に役立ちます。

### 対象者

このアプリケーションノートは、CoolSiC™ MOSFET M1H モジュールを使用する開発, 設計, 認定を行うエンジニアを対象としています。

# Table of contents

**Table of contents** ..... **2**
**1 インフィニオンの 1200 V SiC Trench CoolSiC™ MOSFET M1H** ..... **3**
**2 ゲート ソース間電圧 - 正しい選択** ..... **4**
2.1 ゲート ソース間電圧のデータシート上の定義 ..... 4
2.2 ゲート電圧の適切な選択のために考慮すべき CoolSiC™ MOSFET M1H のデバイス特性 ..... 6
2.2.1 オン抵抗 $R_{DS\,(on)}$ ..... 6
2.2.2 ボディダイオードの順方向特性 ..... 8
2.2.3 動特性 ..... 9
2.2.4 寄生ターンオン ..... 10
2.2.5 パッシブスイッチの動特性 ..... 13
2.2.6 ゲート電荷とゲートドライバー定格出力電力 ..... 13
2.2.7 短絡耐量 ..... 14
2.2.8 閾値ドリフト ..... 15
2.2.9 FIT レートと寿命 ..... 16
**3 最大仮想ジャンクション温度 $T_{vj\,op}$** ..... **18**
3.1 動作ジャンクション温度 175 °Cの定義 ..... 18
3.1.1 システム温度制限による動作温度のさらなる向上 ..... 19
3.1.1.1 フレームの温度制限 ..... 19
3.1.1.2 PCB 基板の温度制限 ..... 19
3.1.1.3 ヒートシンクの温度制限 ..... 19
**4 用語集** ..... **20**
**5 参考文献** ..... **21**
**改訂履歴** ..... **22**
**免責事項** ..... **23**

# 1 インフィニオンの 1200 V SiC Trench CoolSiC™ MOSFET M1H

CoolSiC™ MOSFET M1H は、現在販売中の CoolSiC™ MOSFET M1 の後継製品であり、アプリケーションに大きな利点をもたらします。以下にその主な特長と利点を紹介します。

- オン抵抗 $R_{DS(on)}$

  CoolSiC™ MOSFET 1200 V M1H は、M1 チップと比較して動作温度 $T_{vj\,op}$ = 125 °C および $V_{GS\,(on)}$ = 18 V での動作においてオン抵抗 $R_{DS(on)}$を 12 %低減しています。

- ゲート ソース間電圧:

  CoolSiC™ MOSFET 1200 V M1H は、データシートに新しいゲート ソース電圧の仕様を記載し、最高の柔軟性を提供します。

  - ゲートソース電圧の推奨範囲を 15 V から 18 V、および 0 V から-5 V に変更。
  - ゲートソース間の最大定格電圧 ($V_{GS}$) を 23 V と-10 V に拡張し、オーバーシュートとアンダーシュートに対応しました。

- 最大ジャンクション温度

  CoolSiC™ MOSFET 1200 V M1H は、過負荷条件下で $T_{vj\,op}$ = 175 °Cの温度での動作を可能にしました。

- 安定性の向上

  1200 V CoolSiC™ MOSFET M1H は、実際のアプリケーション条件下で、新しいレベルの閾値電圧の安定性を提供します。

# 2 ゲート ソース間電圧 - 正しい選択

CoolSiC™ MOSFET テクノロジーは、その性質上、異なるニーズを持つ幅広いアプリケーションに使用されています。新しく導入された M1H テクノロジーは、ゲート ソース間電圧の範囲が柔軟で、設計プロセスを簡素化し、それぞれのアプリケーションでこのテクノロジーを最高レベルで使用することが可能です。

適切なゲート ソース電圧を選択するためには、多くのトレードオフを考慮しなければなりません。以下の基準は、ゲート ソース電圧の選択によって影響を受ける最も重要なパラメータのいくつかについて概要を示しています。

- パフォーマンス
  - オン抵抗 $R_{DS(on)}$
  - ボディダイオードの I-V 特性
  - スイッチング特性
- ドライバーステージ
  - ゲート電荷: ドライバ出力電力定格
  - ドライバステージの複雑さ: ユニポーラとバイポーラ電源の比較
- 寄生ターンオン
- $V_{GS\,(th)}$の動作
- FIT レート
- 短絡耐量

ここでは，ゲート ソース間電圧が上記の各パラメータに与える影響について説明します．
この章のデータは 1200 V 53 mΩ Easy 1B デバイスを使用して測定しており、部品番号 FS55MR12W1M1H_B11 に対して有効です。一般的な動作は CoolSiC™ MOSFET M1H テクノロジーを使用した他のパッケージやチップに移すことが可能です。

現在の CoolSiC™ MOSFET M1H の製品群のモジュールを Figure 1 に示します。

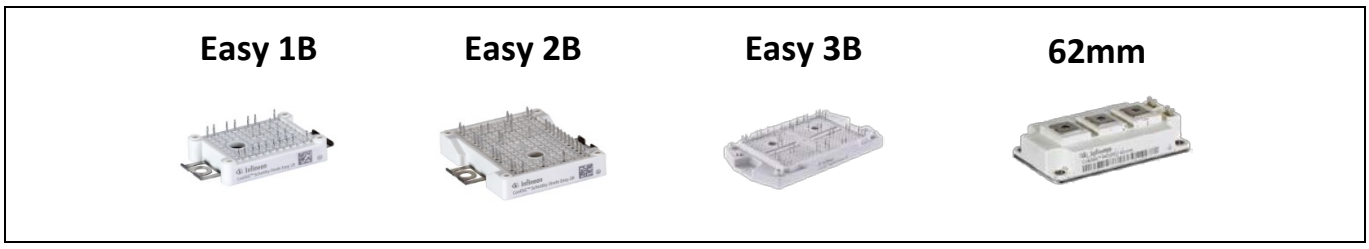



**Figure 1 CoolSiC™ MOSFET を用いたモジュールソリューション**

## 2.1 ゲート ソース間電圧のデータシート上の定義

CoolSiC™ MOSFET M1H テクノロジーの利点の 1 つは、柔軟なゲートソース電圧範囲でデバイスを動作させることができることです。正電圧と負電圧の広いゲート駆動電圧範囲によって、アプリケーションに柔軟性を与え、個々のユースケースに応じて最適な動作点を選択できます。

## ゲート ソース間電圧 - 正しい選択

| Parameter | Symbol | Note or test condition | | Values | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| Drain-source voltage | $V_{DSS}$ | | $T_{vj}$ = 25 °C | 1200 | V |
| Implemented drain current | $I_{DN}$ | | | 15 | A |
| Continuous DC drain current | $I_{DDC}$ | $T_{vj}$ = 175 °C, $V_{GS}$ = 18 V | $T_H$ = 105 °C | 15 | A |
| Repetitive peak drain current | $I_{DRM}$ | verified by design, $t_p$ limited by $T_{vjmax}$ | | 30 | A |
| Gate-source voltage, max. transient voltage | $V_{GS}$ | *D*<0.01 | | -10/23 | V |
| Gate-source voltage, max. static voltage | $V_{GS}$ | | | -7/20 | V |

**Table 4 Recommended values**

| Parameter | Symbol | Note or test condition | Values | Unit |
|---|---|---|---|---|
| On-state gate voltage | $V_{GS(on)}$ | | 15 ... 18 | V |
| Off-state gate voltage | $V_{GS(off)}$ | | 0 ... -5 | V |

**Figure 2 ゲートソース間電圧のデータシート値**

ゲートソース間電圧に関しては、最大静的ゲートソース間電圧, 最大動的ゲートソース間電圧, 推奨ゲートオン/オフ電圧を区別する必要があります。

最大静的ゲートソース電圧は、定常状態を表します。ゲートソース間電圧は+20 V までと-7 V までが上限と下限となります。この定格は最大定格値として規定されていますので、後述するスイッチング条件以外では、これを超えることはできません。

最大ゲートソース電圧は、ターンオンおよびターンオフ時の過渡電圧ピークを表します。デューティサイクル 1 %未満で最大ピーク電圧+23 V および-10 V まで許容できます。この定格は最大定格値として規定されているため，これを超えないようにしなければいけません。
デューティサイクルは、ゲートソース間電圧が最大静的ゲートソース間電圧を超える時間だけでなく、全時間帯で定義されます。Figure 3 に、ゲートソース間電圧の波形の一例を示します。簡単に、包絡線 (Figure 3 の緑の点線) を使って時間 t1 および t2 を抽出できます。デューティサイクルの計算方法を式 [1] に示します。

$$D = \frac{t1}{T} = < 1\%; \qquad D = \frac{t2}{T} = < 1\% \qquad [1]$$

最大定格値に加えて、インフィニオンはある一定の電圧範囲でデバイスを駆動することをユーザーに推奨します。オン時の電圧範囲は+15 V ～ +18 V、オフ時の電圧範囲は 0～-5 V です。
各アプリケーションにおける個々の要件に応じて、$V_{GS\,(on)}$および $V_{GS\,(off)}$を慎重に定義する必要があります。

CoolSiC™ MOSFET M1H のデータシートの特性値は、$V_{GS(on)}$ = +18 V、$V_{GS(off)}$ = -3 V で規定されており、多くのアプリケーションで性能と製品寿命のトレードオフがうまくいっていることを示しています。

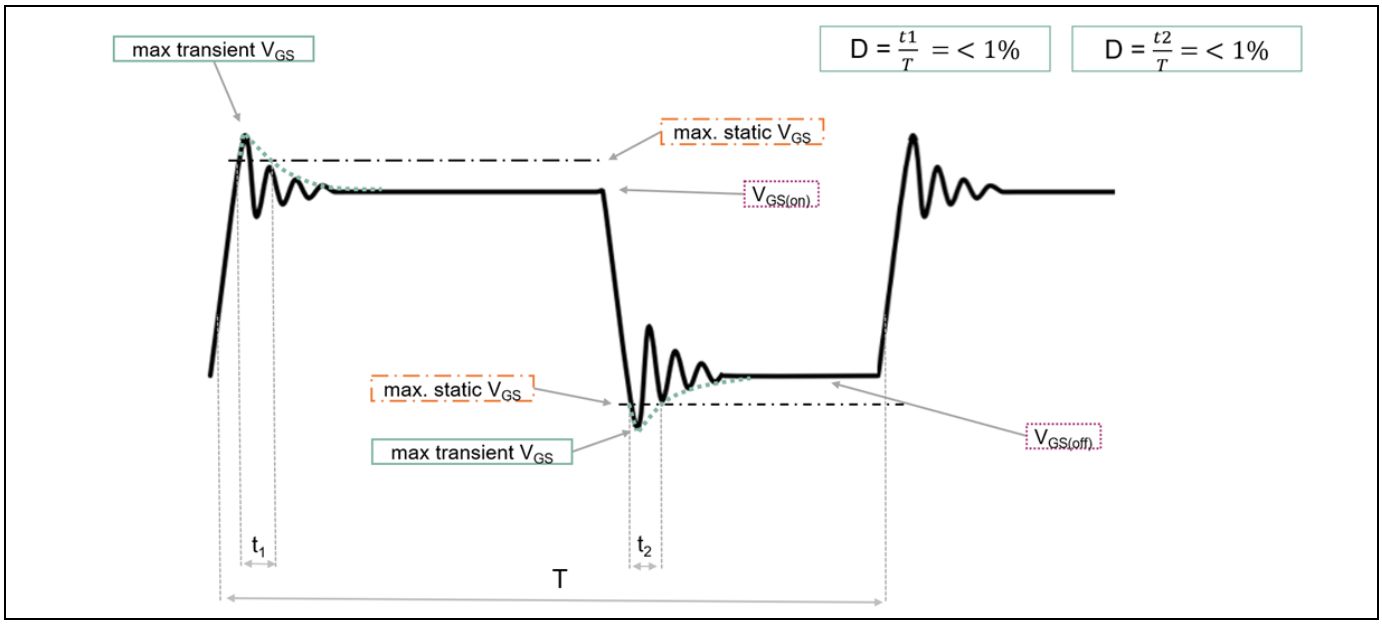



**Figure 3　ゲートソース間電圧波形の概略図**

## 2.2　ゲート電圧の適切な選択のために考慮すべき CoolSiC™ MOSFET M1H のデバイス特性

ここでは、CoolSiC™ MOSFET M1H のいくつかの主要なパラメータに対するゲートソース間電圧の影響について説明します。

### 2.2.1　オン抵抗 $R_{DS\,(on)}$

前章で説明したように、デバイスはオン状態を+15 V～+18 V、オフ状態を 0 V～-5 V で駆動することが推奨されます。スイッチングイベント中の過渡ピーク電圧は、デューティサイクル 1 %で最大+23 V および-10 V に達する可能性があります。したがって、デバイスの標準的なオン抵抗は、それぞれのデータシートで $V_{GS\,(on)}$ = +18 V および +15 V で決定されています。

ゲートオン電圧の選択は、デバイスの静特性に影響を与えます。室温での $R_{DS(on)}$や温度依存性は、オン状態のゲート電圧の違いで異なります。

MOSFET の I-V 特性 (出力特性) は、それぞれ 25 °C, 125 °C, 175 °Cの異なるジャンクション温度に対してパルスモードで測定したものです。Figure 4 (左と右) は、オン状態のゲートソース間電圧 $V_{GS\,(on)}$が異なる場合のドレインソース間電圧 $V_{DS}$ の関数としてドレイン電流を示したものです。黒の実線曲線は 25 °Cでの結果であり、破線曲線はより高い接合温度である 125 °Cと 175 °Cでの結果です。

$R_{DS\,(on)}$抵抗の総和は、個々の抵抗の総和で決まります。すなわち、チャネル抵抗 ($R_{ch}$), JFET 効果トランジスタ ($R_{JFET}$) の抵抗, ドリフト領域のエピタキシャル層抵抗 ($R_{epi}$), 高ドープ SiC 基板の抵抗 ($R_{Sub}$) です。MOSFET のチャネル抵抗は界面準位の振る舞いによって負の温度特性を持ち、ドリフト領域と固有 JFET 領域は正の温度特性を持ちます。界面欠陥の密度が低く、優先結晶面に沿った有利なチャネル配向のため、CoolSiC™ MOSFET のオン抵抗の総和 $R_{DS\,(on)}$は MOSFET のチャネル抵抗に支配されず、すべての温度領域で正の温度係数を示します。この挙動は、並列デバイスの電流分布のバランスをとるのに有効です。[1]
特に、MOSFET のチャネル抵抗は、ゲートオン電圧に依存します。ゲートオン電圧が高いほど、$R_{DS\,(on)}$は小さくなります。

## ゲート ソース間電圧 - 正しい選択

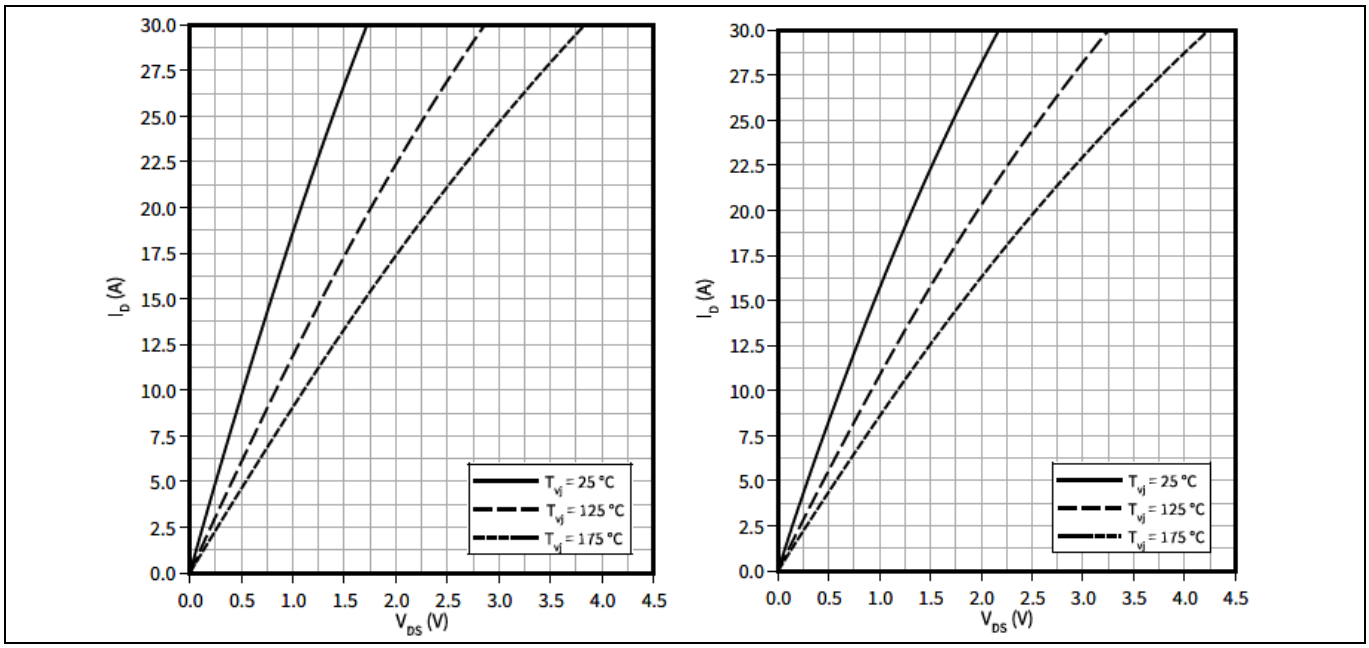



**Figure 4** **(左) 出力特性例: $V_{GS}$ = 18 V、$T_j$=25 ℃, 125 ℃, 175 ℃の場合**
**(右) 出力特性例: $V_{GS}$ = 15 V、$T_j$ = 25 ℃, 125 ℃, 175 ℃の場合**

Figure 5 (左) にジャンクション温度 $T_{vj}$ の関数としてのオン抵抗 $R_{DS\,(on)}$を示します。定格電流 $I_{DS}$ = 15 A では、$T_j$ = 25 ℃、$V_{GS\,(on)}$ = +18 V で $R_{DS\,(on)}$ = 53 mΩ、$T_j$ = 25 ℃、$V_{GS\,(on)}$ = +15 V で $R_{DS\,(on)}$ = 63.5 mΩとなります。$V_{GS(on)}$ = +18 V の温度依存性は、$V_{GS(on)}$ = +15 V の場合よりも顕著であることがわかります。この効果は、ゲートオン電圧が異なる場合、MOSFET のチャネル抵抗への影響は少なく、ドリフト層の抵抗がより支配的になることで起こります。[1]

SiC MOSFET は電圧制御型のデバイスであるため、ゲート ソース間電圧の上昇に伴い、徐々にオン状態に推移します。Figure 5 の(右)カーブでは、ゲートソース間電圧が 13 V 以上であれば、ドレイン電流が約 30 A まではほぼ直線的です。それ以上のドレイン電流や低いゲートソース間電圧では、$V_{DS}$ の増加に伴い電流の傾きが大きく減少します。この挙動は、深い p+ wells 層によって形成される接合型電界効果トランジスタ (JFET)によるものです。p+ wells はソース電極とつながっているため、JFET 領域は接合チャネルがドレインソース間の電圧降下によって制御され、$V_{DS}$ の増加とともに狭くなります。[1]

ゲート電圧が 13 V を超えると、温度とともにドレイン電流が減少し、複数のデバイスの並列化性能が向上します。ゲート電圧 13 V 以下では、温度上昇に伴いドレイン電流が増加します。$V_{GS(on)}$ = +13 V 以下でデバイスをオン状態にすることを推奨しません。

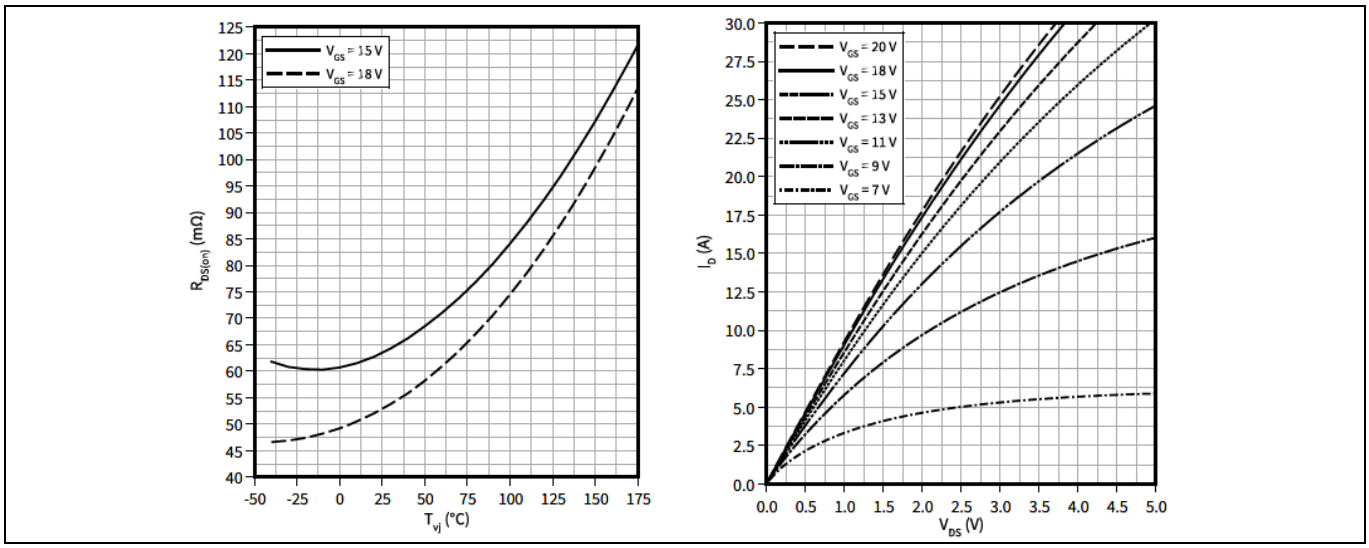



**Figure 5　(左) 標準的なオン抵抗 vs ジャンクション温度: $I_{DS}$ = 15 A, $V_{GS}$ = 18 V および 15 V**
**(右) 出力特性例: $V_{GS}$ = +7 ~ +20 V、 $T_j$=175 ℃の場合**

## 2.2.2　ボディダイオードの順方向特性

ゲートオフ電圧の選択も、ボディダイオードの性能に影響を及ぼします。
CoolSiC™ MOSFET M1H は、pn 接合動作のボディダイオードを内蔵しています。Figure 6 (左) に示すように、固有の pn 型ボディダイオードは、シリコン部品と比較して比較的高い順方向電圧 $V_{SD}$ (15 A で約 4.2 V, $V_{GS}$ = -3 V) を持ちます。順方向電圧降下はゲート電圧が負になると変化します。0 V では-5 V の場合よりも順方向電圧は低くなります。

順方向電圧 $V_{SD}$ は負の温度係数を持ち、ゲート電圧 0 V～-5 V でほぼ同様の温度依存性を示します。(Figure 6 (右) 参照)

電圧降下がとても大きいので、ボディダイオードに長時間電流を流すのは効果的ではありません。幸い、CoolSiC™ MOSFET M1H はゲートに正バイアスを印加すれば、チャネルをとおしてソースからドレインへ逆電流を流せます。この動作モードは同期整流 (または第 3 象限動作) と呼ばれ、ゲートのオン電圧が通常 +15 V ~ +18 V になることで実現します。Figure 6 (左) に示すように、導通損失を抑えるために、同期整流モードを強く推奨します。MOSFET の順方向と同様に、+18 V では+15 V の場合よりも低い $V_f$ を示します。

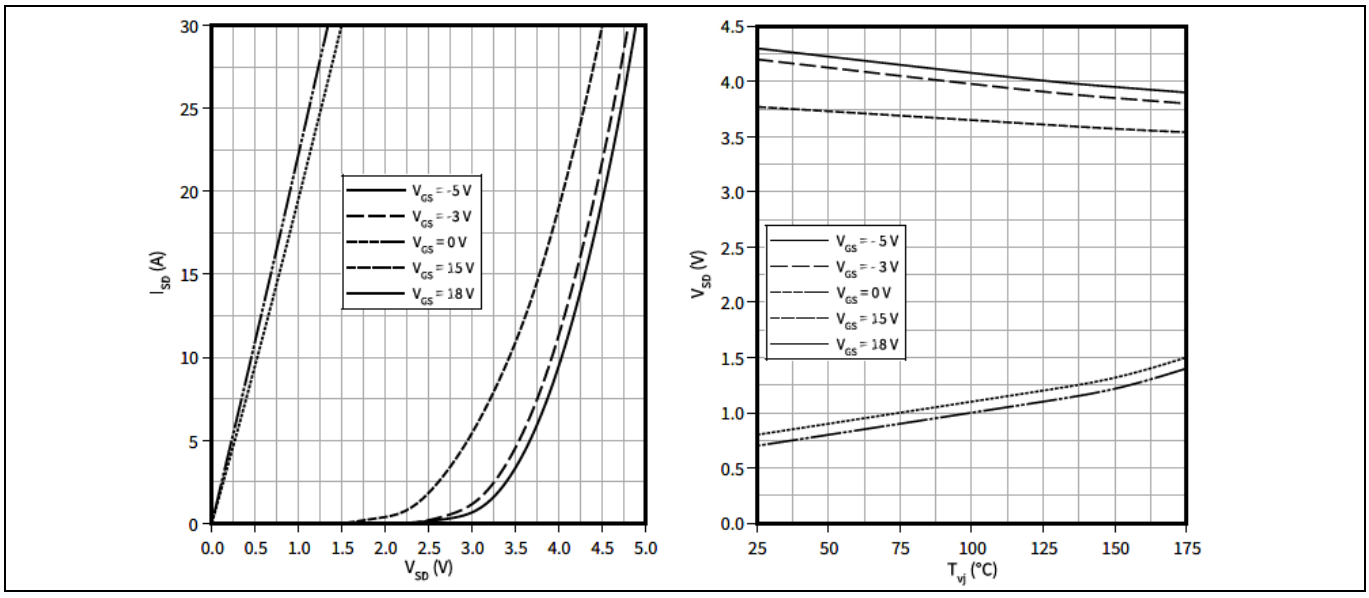



**Figure 6　(左) 異なるゲート電圧、$T_{vj}$ =25 °Cにおける逆電流 $I_{SD}$ の電圧依存性**
**(右) 異なるゲート電圧における $V_{SD}$ の温度依存性**

同期整流を採用することで、MOSFET の逆方向の温度係数が正になり、並列化した場合の電流分担をサポートするというメリットもあります。Figure 7 に 4 デバイスを並列接続した場合の波形の例を示します。1 パルス目はデッドタイム後の同期整流を利用し、2 パルス目はボディダイオードが電流を流しています。結果として、同期整流を行うことで電流波形間の分流が良くなることが確認できます。

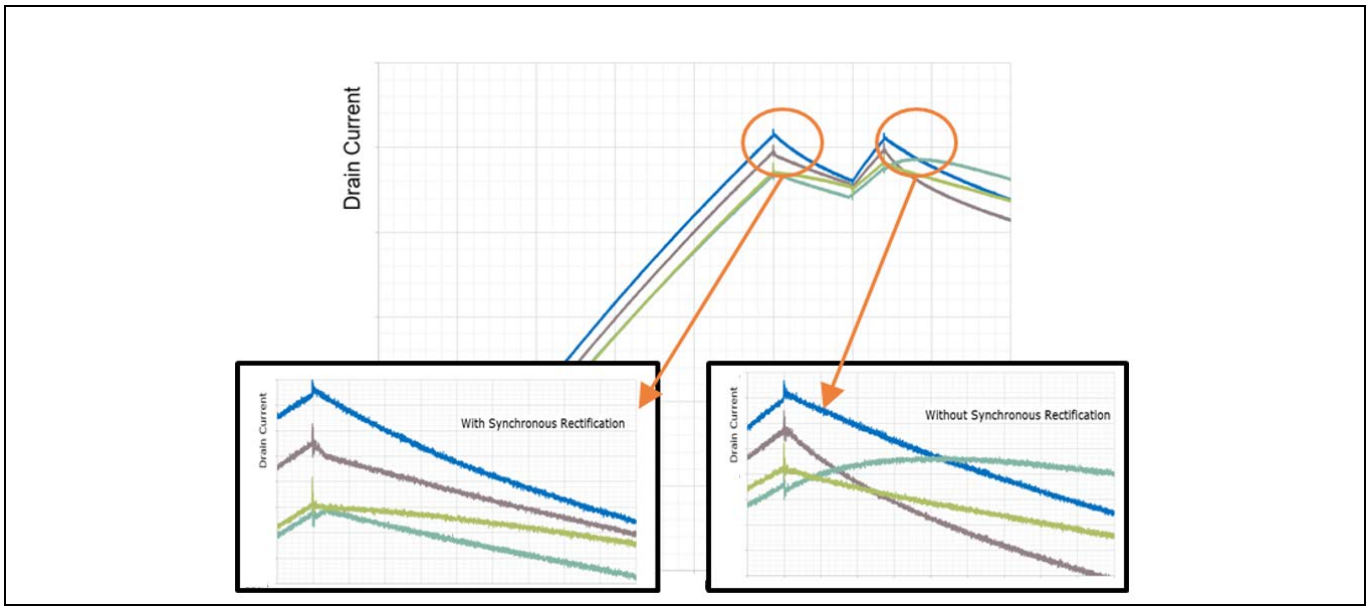



**Figure 7　4 モジュール並列化: 同期整流を用いた場合と用いない場合のドレイン電流波形**

## 2.2.3　動特性

すべてのスイッチング動作時において、$V_{GS(th)}$のヒステリシス効果を観察できます。この効果は、ゲート電荷や相互コンダクタンスを測定や、ターンオンとターンオフのスイッチング波形を比較することで、よく見ることができます。$V_{GS(off)}$が低いほど、ヒステリシス効果はよく観察されます。
$V_{GS(off)}$ = -5 V からのターンオンでは、$V_{GS(off)}$ = -0 V からのターンオンと比較して、閾値電圧が動的に減少す

ることになります。5 V では、ミラー効果の開始が早くなり、ミラー効果中の電圧は低くなるため、その結果、相互コンダクタンスが高くなります[3]。

$V_{GS(off)}$と $V_{GS(on)}$の間に一定の差、例えば-5 V/+15 V と-2 V/+18 V を適用した場合、ミラー位相は最も低い $V_{GS(off)}$レベルで最も早く到達し、結果として最も高い相互コンダクタンスを示すことが実験によって示されました[3]。

$V_{GS(on)}$を 18 V など一定にした場合、$V_{GS(off)}$のレベルが最も低くなるときに、ターンオン時に最も高い dv/dt を示します。Figure 8 (左) に、$V_{GS\,(off)}$レベルを変え、$V_{GS\,(on)}$を 18 V に一定にした場合のターンオン時の最大 dv/dt を示します。しかし、ターンオフの場合、ミラーランプは同じ値の $V_{GS\,(off)}$レベルに依存しません。それでも、わずかな加速が観察されますが、主に駆動電圧が高いことが原因です (例: 0 V/+18 V vs -5 V/+18 V) (Figure 8 (右) 参照) [4]。

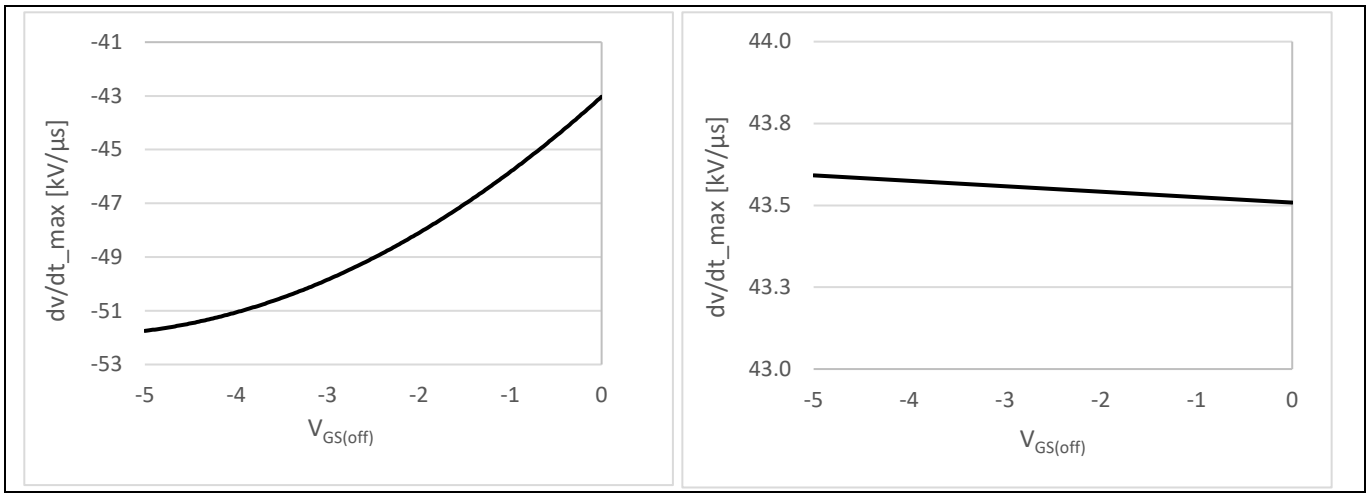



**Figure 8** **(左) FS55MR12W1M1H_B11 のターンオン: dv/dt vs $V_{GS(off)}$ @ DC-link = 600 V, $T_{vjop}$ = 25 ℃, $R_{gon}$ = 4 Ω, $R_{goff}$ = 3 Ω, $I_{DS}$ = 15 A, $V_{GS}$ = 18 V**

**(右) FS55MR12W1M1H_B11 のターンオフ: dv/dt vs $V_{GS(off)}$ @ DC-link = 600 V, $T_{vjop}$ = 25 ℃, $R_{gon}$ = 4 Ω, $R_{goff}$ = 3 Ω, $I_{DS}$ = 15 A, $V_{GS}$ = 18 V**

## 2.2.4 寄生ターンオン

CoolSiC™ MOSFET モジュールを使用する多くのアプリケーションでは、電圧と電流の急峻な過渡現象を受け入れるスイッチング損失を最小化しようとします。そのため、寄生ターンオンに対するデバイスの耐性は最も重要です。CoolSiC™ MOSFET M1H は、この課題にチップ設計で対処しています。

半導体スイッチの逆並列ダイオードをオフにすると、不要な寄生ターンオンが発生することがあります。シナリオの概略図を Figure 9 に示します。スイッチ S1 がオンになるまで、電流 $I_L$ はローサイドデバイス S2 のボディダイオードを経由して還流しています。負荷電流が S1 に完全に整流されると、S2 はドレイン-ソース間の電圧を遮断し始めます。ミラー容量 $C_{GD}$ を介して、S2 のドレイン電位が上昇し、ゲート電圧が引き上げられます。閾値を超えると、シュートスルーが発生します[2]。

## ゲート ソース間電圧 - 正しい選択

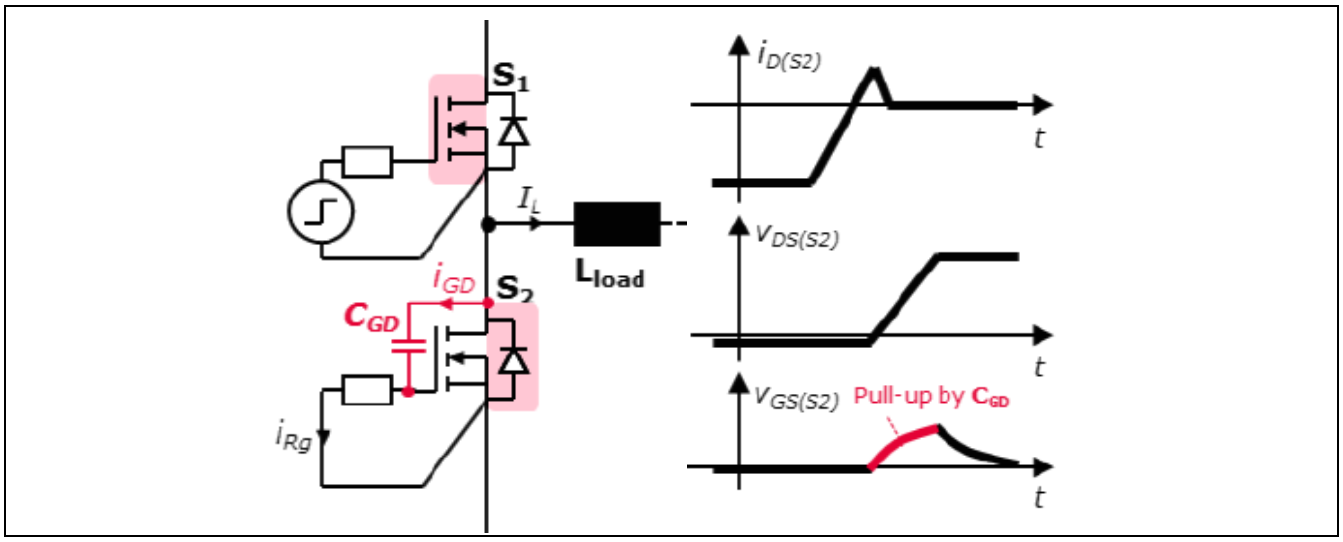



**Figure 9　寄生ターンオン現象の概略図 [2]**

デバイスのゲート電荷は、寄生ターンオンに対する主要な耐性を示すものです。$Q_{GD}/Q_{GS,th}$ の比が小さいほど耐量が高いことを意味します。電荷比が 1 より小さいデバイスは、誘導電圧降下を無視できる限り、寄生ターンオンの影響を受けにくいと考えられています。CoolSiC™ MOSFET M1H テクノロジーも同様です。あるスイッチのデータシートを見れば、電荷比率や寄生ターンオンに対する耐量を知るには十分ですが、その表示は多くの場合、定性的なものです。第一に、耐圧の影響が一般的に示されていないこと、第二に、DIBL 効果 (ドレイン誘起障壁低下) のために、$Q_{GS,th}$ と $Q_{GD}$ の明確な分離が困難であることです[2]。

寄生ターンオンに対する耐性に関するもうひとつの指標が、閾値電圧 $V_{GS(th)}$ です。閾値電圧は、デバイスのチャネルを通して一定のドレインソース間電流を流すために必要なゲート ソース間電圧です。Figure 10 (左) に、オン抵抗 53 mΩのデバイスの $I_{DS}$ = 6 mA における、閾値電圧と温度との関係を示します。閾値電圧 $V_{GS(th)}$は、まず前提として $V_{GS}$ = +20 V で 1 ms のパルスゲート電圧を印加し [1, 6]、次に $V_{GS}$ = $V_{DS}$ で電流 $I_{DS}$ = 6 mA を流し、$V_{GS(th)}$の値を読み出すことで測定されます。その結果、閾値電圧 $V_{GS(th)}$は 25 °C、$I_{DS}$= 6 mA で 4.3 V となり、寄生ターンオンに対して良好なノイズ耐性を示し、使い勝手の良いデバイスとなりました。

一般的に SiC MOSFET は短チャネル効果を持ち、ドレイン電圧が高くなると閾値電圧が低下します。この効果は、低電圧用 Si パワーMOSFET で既に知られている DIBL 効果と呼ばれるものです。[1]. CoolSiC™ MOSFET M1H では、Figure 10 右のように、$V_{DS}$ が上昇すると、$V_{GS(th)}$が減少します。DC 電圧が通常の最大動作電圧である 800 V の場合、CoolSiC™ MOSFET M1H の $V_{GS(th)}$はジャンクション温度 150 °C で通常 2.6 V です。

## ゲート ソース間電圧 - 正しい選択

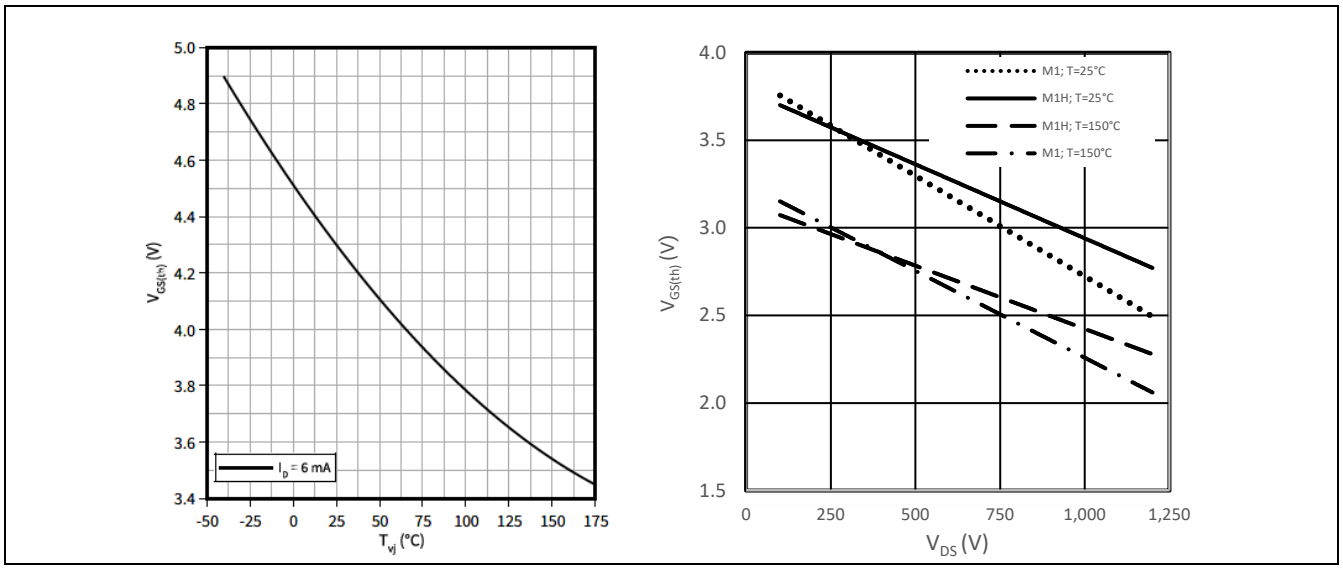



**Figure 10 (左) 標準的な閾値電圧のジャンクション温度依存性 ($I_{DS}$ = 6 mA, $V_{GS}$ = $V_{DS}$); (右) 閾値電圧のドレインソース間電圧依存性 ($T_{vj,op}$ = 150 °C)**

寄生ターンオンが発生した場合、さらなる損失が発生する可能性があります。Figure 11 に、$V_{GS(off)}$を変化させたときの FS55MR12W1M1H_B11 のターンオン損失を示します。測定にはダブルパルス試験回路を使用し、アクティブスイッチを-3 V でオフにし、パッシブスイッチの負のゲート圧を 0 ～ -5 V の間で変化させました。アクティブスイッチのターンオン損失はパッシブスイッチの-2 V からわずかに上昇し始め、寄生ターンオンが発生したことを示しています。

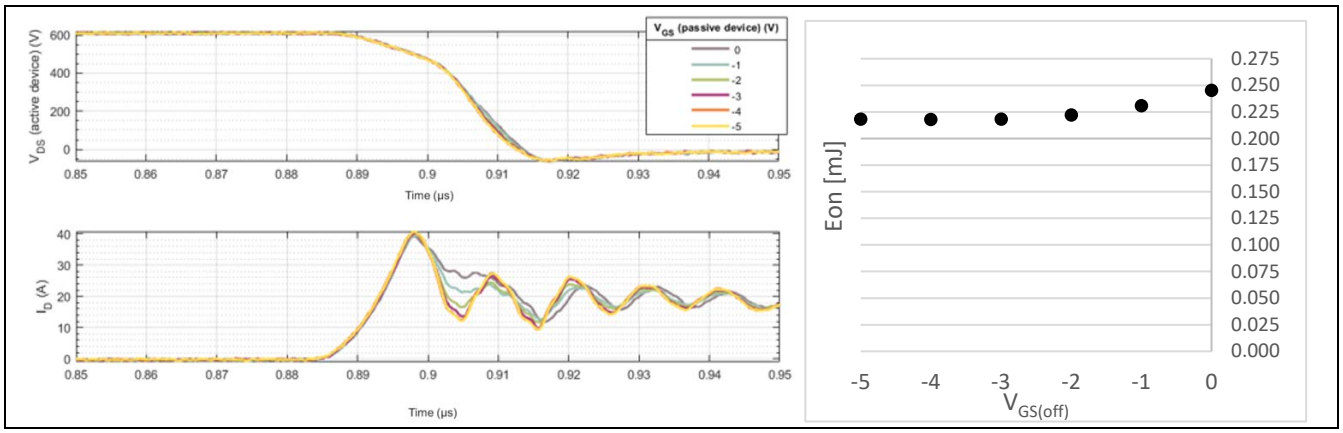



**Figure 11 (左) FS55MR12W1M1H_B11: ターンオン @ DC-link = 600 V, $T_{vjop}$ = 25 °C, $R_{gon}$ = 4 Ω, $R_{goff}$ = 3 Ω, $I_D$ = 15 A.パッシブスイッチ $V_{GS(off)}$ = 0 ~ -5 V; アクティブスイッチ at $V_{GS(off)}$ = -3 V (右) FS55MR12W1M1H_B11: $E_{on}$ (アクティブスイッチ) vs $V_{GS(off)}$ (パッシブスイッチ) @ DC-link = 600 V, $T_{vjop}$ = 25 °C, $R_{gon}$ = 4 Ω, $R_{goff}$ = 3 Ω, $I_D$ = 15 A; アクティブスイッチ at $V_{GS(off)}$ = -3 V**

以下のパラメータが影響します。

- 温度 - $T_{vj\,op}$
- DC-リンク電圧 – $V_{DS}$
- アクティブデバイスの $R_{gon}$ とパッシブデバイスの $R_{goff}$
- ゲート ソース電圧 – $V_{GS(on)}$ & $V_{GS(off)}$

**ゲート ソース間電圧 - 正しい選択**

- 電流 - $I_D$

寄生ターンオンを防ぐため、あるいは損失を許容範囲内に抑えるために、アプリケーションの個々の要件に応じて、$V_{GS(off)}$ レベルを慎重に定義する必要があります。

### 2.2.5 パッシブスイッチの動特性

フリーホイール経路で動作する SiC-MOSFET ダイ (Figure 9 の S2) には、ゲートとチャネルを持つ MOSFET と、通常ボディダイオードと呼ばれるバイポーラダイオード構造の 2 つの内部構造があります。両構造は、以下のように動特性に寄与しています。

- 両者の寄生容量により、容量電荷 $Q_C$ と蓄積エネルギー $E_{oss}$ が発生します。
- バイポーラダイオード内のプラズマからの寄与については中程度の電流と温度では無視できますが、より過酷な条件下では重要になります。
- 寄生ターンオンによる SiC-MOSFET への寄与

IEC 60747-8 に準拠したダイオードの逆回復損失 $E_{fr}$ の測定では 3 つの寄与の総和を示すだけです。しかし、依存関係や熱的影響は異なります。

- 静電容量の寄与については、DC リンク電圧の他に重要なパラメータはありません。エネルギー $E_{oss}$ は、ハードスイッチングの場合はこのデバイスの次のターンオン時で消費され、ソフトスイッチングの場合は軽減されます。
- プラズマからの寄与は、既に述べたパラメータの他に、di/dt と浮遊インダクタンスの関数で表されます。ゲートオフ電圧は、チャネルとダイオード構造間の電流共有にも支配的なため、より重要なパラメータとして考慮する必要があります。このエネルギーは、スイッチング損失として計算されます。
- 寄生ターンオンの寄与は、パッシブスイッチのゲート駆動条件と、ダイオードの導通時間によって変化します。Figure 11 は、パッシブスイッチのゲート駆動条件の影響を示しています。導通時間による影響の詳細は[7]に記載されています。また、このエネルギーはスイッチング損失にも寄与します。

データシートでは、データをシンプルで透明性のあるものにするため、電荷とエネルギーの全体的な値のみを記載しています。これらの損失は通常 $E_{on}$ と $E_{off}$ に対して小さく、許容範囲とみなされます。

### 2.2.6 ゲート電荷とゲートドライバー定格出力電力

総ゲート電荷量 $Q_G$ は、基準点 (例: $V_{GS(off)}$ = -3 V) から、駆動電圧がデバイスの実際のゲートソース間電圧に等しくなる曲線上の点 (例: $V_{GS(on)}$ = 18 V) までの電荷として定義されます。したがって、オン状態とオフ状態のゲート電圧の選択は、低電圧駆動に必要なゲート電荷の割合に影響を及ぼします。Figure 12 は、FS55MR12W1M1H_B11 の $I_{DS}$ = 15 A におけるゲート電荷特性です。ここでは、$Q_G$ = 0.045 µC の代表的な値を読み出せます。これにより、印加されるゲートソース間電圧に応じて、必要なゲートドライバー出力 ($P_{GD}$) を導き出せます。

$P_{GD} = f_{sw} \times Q'_G \times \Delta V_{GS}$

$f_{sw}$ = SiC MOSFET のスイッチング周波数

$Q'_G$ = ゲート電荷、実際に使用される電圧範囲の図からの読み値

$\Delta V_{GS} = |V_{GS(on)}| + |V_{GS(off)}|$ (定常値)

2.2.3 章で説明したように、ミラーランプの開始は、印加される負のゲートソース電圧に依存します。

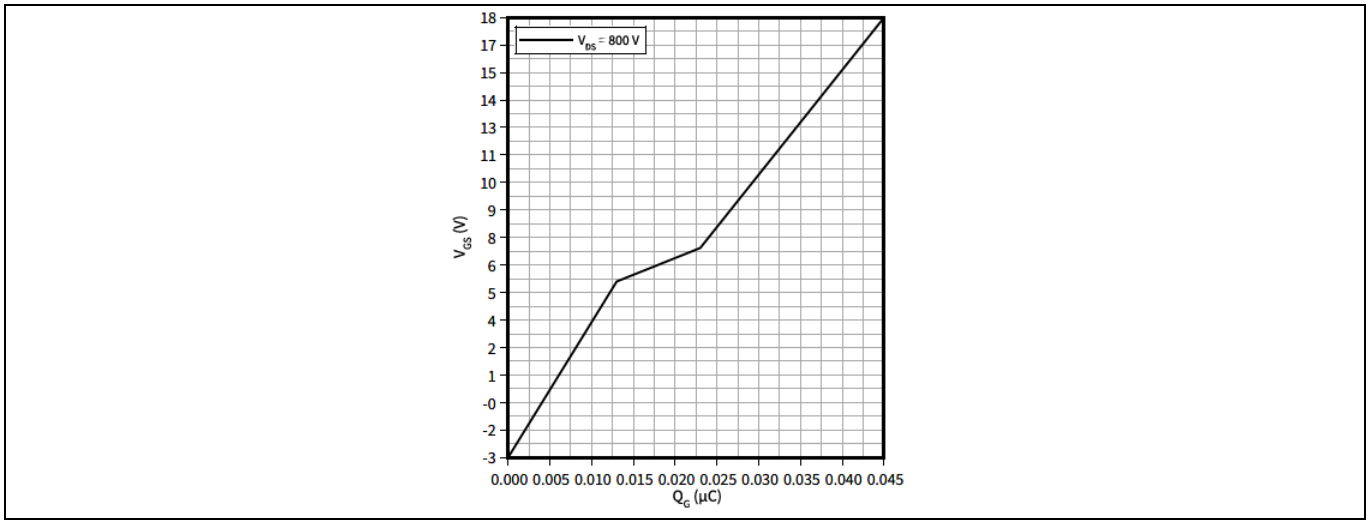



**Figure 12　標準的なゲート電荷、$V_{GS} = f(Q_G)$, $I_{DS}$ = 15 A, $V_{DS}$ = 800 V, ターンオンパルス**

## 2.2.7　短絡耐量

Figure 13 に、$V_{GS(off)}$電圧を変化させたときの典型的な短絡波形を示します。最初にドレイン電流が急激に増加し、ピーク電流に達します。ピーク電流に達した後、ドレイン電流は著しく減少します。これは、自己発熱の結果、温度上昇に伴いキャリア移動度と JFET 効果が低下したためです。波形はクリーンで堅牢な挙動を示しており、標準的な 2 µs の短絡耐量を証明しています。一般的に、各モジュールは、製品寿命期間中に 10 回の短絡に耐えられます。

初期ピーク電流は、DC リンク電圧, 温度, モジュール内部のレイアウト, $V_{GS(on)}$, $V_{GS(off)}$の印加レベルなどに強く依存します。
DC リンク電圧や温度の上昇に伴う DIBL 効果により、飽和電流はより急峻に上昇します[4]。
印加する $V_{GS(off)}$も同様です。$V_{GS(off)}$電圧が低いほど、短絡が発生時のピーク電流は大きくなります。Figure 13 を見ると、$V_{GS(off)}$ = -5 V の方が $V_{GS(off)}$ = 0 V よりもピーク電流が大きくなっていることがわかります。この影響を考慮した短絡保護設計が必要です。
モジュール内部のレイアウトコンセプトにもよりますが、$V_{GS}$印加に対して di/dt で負帰還がかかると、電流の立ち上りが遅くなります。この場合、ピーク電流は減少しますが、スイッチング損失は大きくなります。

注:
すべてのモジュールがそれぞれのデータシートで短絡機能を指定されているわけではありません。したがって短絡の指定がある場合は、$V_{GS(on)}$は+15 V、$V_{GS(off)}$は 0～-5 V の印加が必須となります。

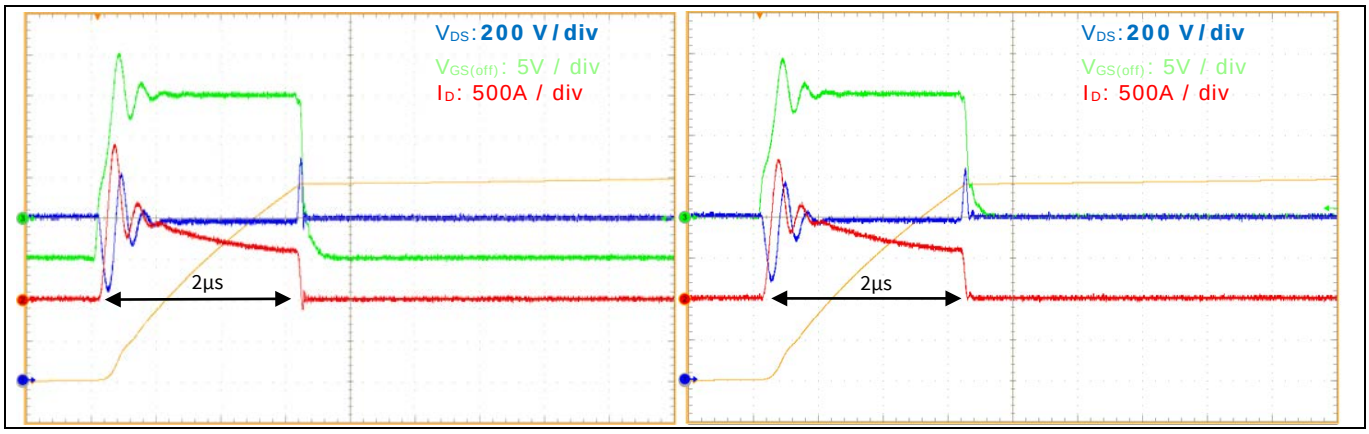



**Figure 13　(左) $V_{DS}$ = 800 V、$V_{GS}$ = -5 V での一般的な短絡波形**
**(右) $V_{DS}$ = 800 V、$V_{GS}$ = 0 V での一般的な短絡波形**

## 2.2.8　閾値ドリフト

1200 V CoolSiC™ MOSFET M1H は、閾値電圧の安定性に関して大幅な改善を示します。これにより、M1 テクノロジーに比べ、ゲートの動作許容範囲を大幅に拡大します。インフィニオンは、$R_{DS(on)}$の変化をサイクル数($N_{cycles}$)の関数として記述する推定モデルを開発するために、様々な動作条件下での広範なテストを実施しました。これにより、任意のミッションプロファイルに対するワーストケースの $R_{DS(on)}$変化を正確に推定することができるようになりました。

個々のアプリケーションのワーストケース, EoMP (End-of-Mission Profile) $R_{DS(on)}$ドリフトを評価するには、EoMP までのスイッチングイベントの総数を考慮する必要があります。この数値は、目標寿命, 総動作時間, およびアプリケーションのスイッチング周波数から簡単に計算できます。スイッチングサイクル数 ($N_{cycles}$) を用いて、$R_{DS(on)}$の相対的な変化を Figure 14 から求められます。

注:
Figure 14 は、それぞれのデータシートのゲートソース電圧の変動について考察したものです。どちらの図もワーストケース条件下でのドリフト値を表しており、デバイスが各製品のデータシートの制限を超えない限り有効です。この図から、ドリフトの影響やゲート信号の寄生オーバーシュートおよびアンダーシュートを考慮することなく、データシートの範囲内でお客様のアプリケーションに最も適したパラメータを選択できます。

データシートの最大制限値を大幅に下回る、十分に制御されたゲート電圧で動作するアプリケーションでは、Figure 14 [3]に示すように、同じスイッチングサイクル数でさらに低い $R_{DS(on)}$ドリフト値を示す場合があります。

より低いゲートオフ電圧で動作させる場合 (例えば-5 V ではなく-2 V) 、アプリケーションへの影響はわずかです。例えば，$E_{on}$ と $E_{off}$ がわずかに変化し，SiC MOSFET のボディダイオードの順方向電圧が低下することなど，いくつかアプリケーションに関連したパラメータを考慮する必要があります。

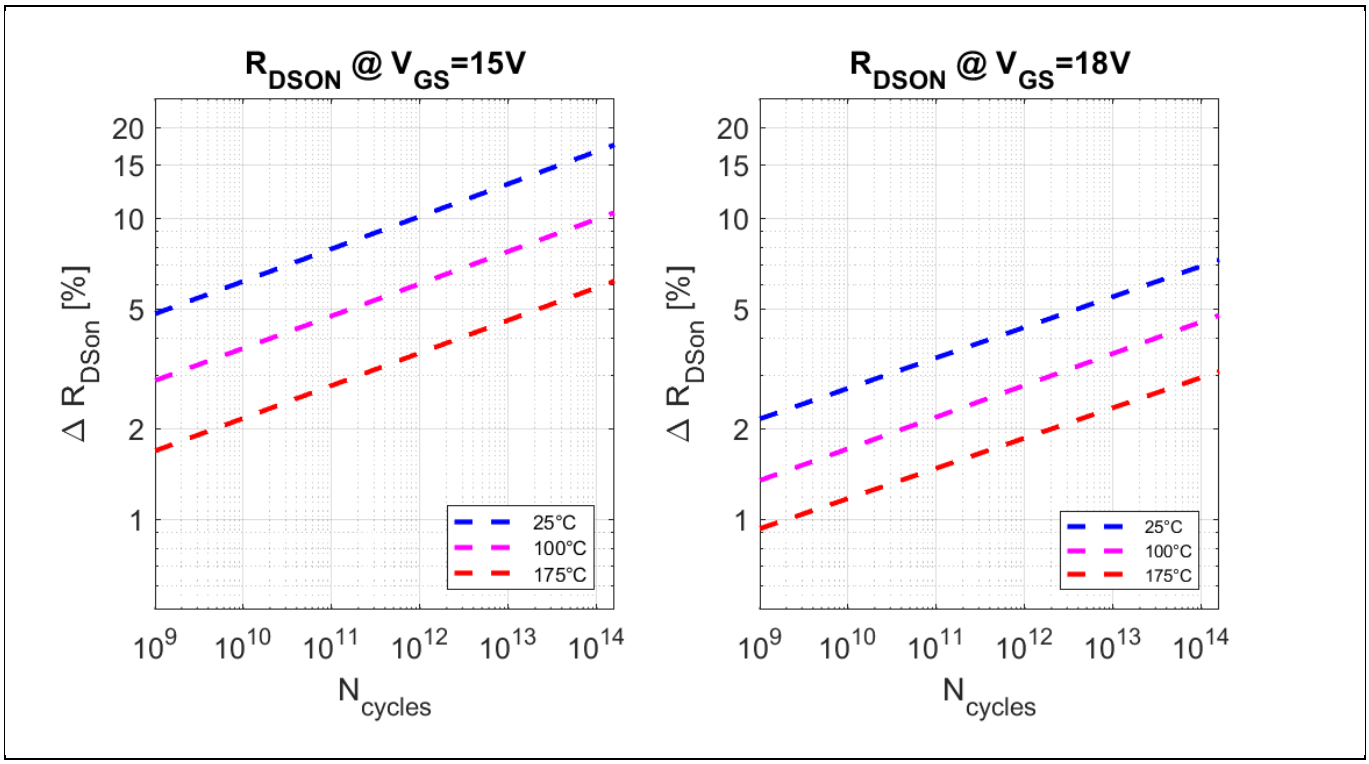



**Figure 14　(左) $R_{DS(on)}$の相対変化 @ $V_{GS(on)}$ = 15 V, $T_{vjop}$ = 25 ℃, 125 ℃, 175 ℃**
**(右) $R_{DS(on)}$の相対変化 @ $V_{GS(on)}$ = 18 V, $T_{vjop}$ = 25 ℃, 125 ℃, 175 ℃**

次の例によって、この情報の使用方法を説明します。

目標寿命: 20 年

実動作時間: 50 % ＝ 10 年

実動作時間: 315360000 秒 (10 年)

スイッチング周波数: 48 kHz

サイクル持続時間: 1/スイッチング周波数 = 0.0000208 秒

寿命末期におけるサイクル数: 動作時間/サイクル期間＝～1.52 × $10^{13}$

18 V のターンオン電圧では、右の Figure 14 に示すように、25 ℃で～6 %、175 ℃で～3 %の $R_{DS(on)}$の変化が予想されます。

ターンオン電圧が 15 V の場合、$R_{DS(on)}$の変化は～13 % (25 ℃) と～5 % (175 ℃) と予測されます (左の Figure 14 を参照)。

詳細については、AN2018-09 CoolSiC MOSFET のゲート駆動電圧ウィンドウに関するガイドライン を参照してください。

### 2.2.9　FIT レートと寿命

FIT レートを表現するために、バスタブ曲線が広く使われています。バスタブ曲線は 3 つのパートに分けられます。
1 つ目のパートは初期不良とも呼ばれ、故障率が低下するパートです。生産ラインの選別工程では、弱いデバイスを選別して、現場から排除する作業があります。
2 つ目のパートでは、一定のフラットな故障率を示しています。SiC MOSFET の場合、この領域は主にゲ

### ゲート ソース間電圧 - 正しい選択

ート酸化膜の故障と宇宙線効果によって規定されます。
最後の 3 つ目のパートでは、故障率の増加が観察されます。この部分はウェアアウト (本質的な材料による不具合) とも呼ばれます。

インフィニオンは CoolSiC™製品に対し、オン時では $V_{GS}$ = +15 V ～ +18 V、オフ時では $V_{GS}$ = 0 V ～ -5 V での駆動を推奨しています。この駆動電圧内であれば、長寿命と性能のトレードオフがバランスよく調和します。
一般に、弊社のデバイスは 18 V 以上のゲート電圧で駆動でき、オン状態の挙動をさらに改善できます。ただし、ゲート酸化膜にかかるストレスが大きくなるため、ゲート酸化膜の寿命は短くなり、デバイスの経年劣化が加速します。さらに、18 V より高いゲート電圧を使用すると、デバイスの故障率が増加します。

インフィニオンの推奨する動作条件から外れた場合、寿命と FIT 率への影響について、インフィニオンに確認してください。

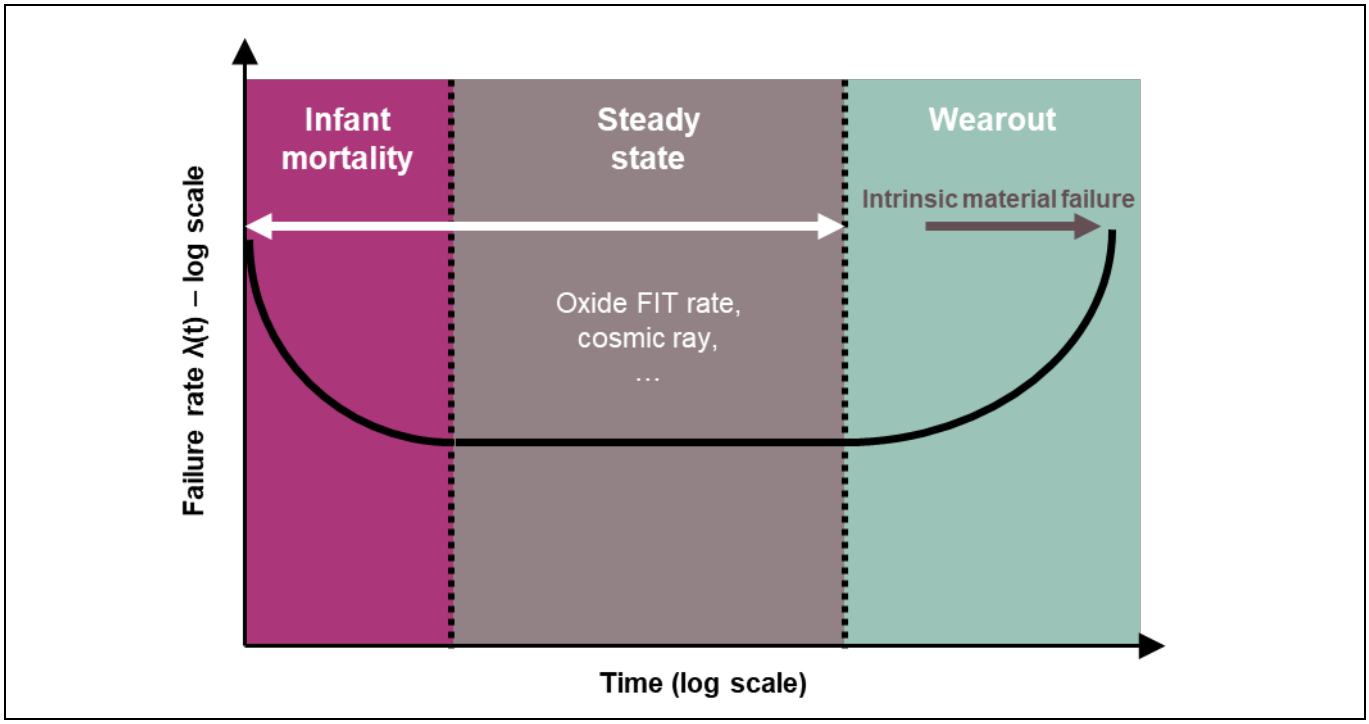



**Figure 15　標準的なバスタブ曲線**

# 3 最大仮想ジャンクション温度 $T_{vj\,op}$

## 3.1 動作ジャンクション温度 175 °Cの定義

CoolSiC™ MOSFET 1200 V M1H は、過負荷条件下、$T_{vj.op}$ = 175 °C の温度での駆動が可能です。これは、大電流、ひいては高温度の過負荷条件が短期的に発生するアプリケーションにおける一般的な要件に合致しています。

Figure 16 に、CoolSiC™ MOSFET 1200 V M1H のスイッチング時の最大ジャンクション温度の定義を示します。通常動作では、最大ジャンクション温度は 150 °Cです。過負荷条件では、$T_{vjop}$ = 150 °Cを超え、$T_{vjop}$ = 175 °Cまでの最大ジャンクション温度が、最大 $t_1$ = 60 秒の継続時間において許容されています。$T_{vjop}$ が 150 °Cを超える際の過負荷時間は，負荷サイクル時間 (T) の 20 %以内でなければならず，例えば，T = 300 秒ごとに $t_1$ = 60 秒となります。最大 $T_{vjop}$ = 150 °Cより高いジャンクション温度を使用することで、より高い電力密度を実現できますが、ヒートシンクの温度が高くなる可能性があります。

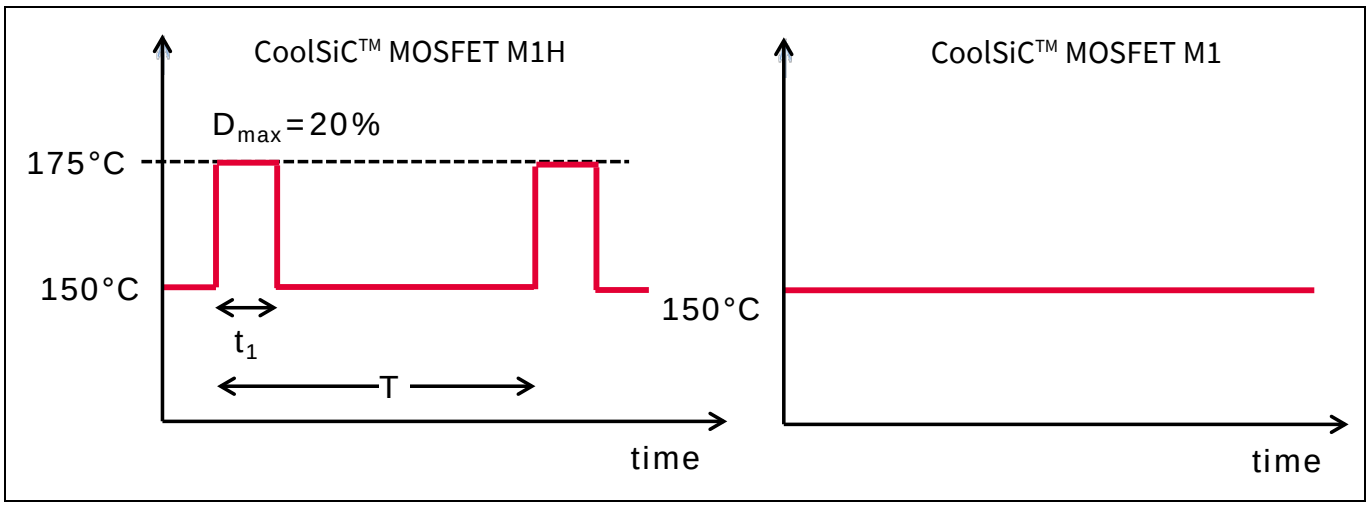



**Figure 16 CoolSiCTM MOSFET M1H および M1 の最大ジャンクション温度の定義**

Figure 16 の最高温度の定義は、基本出力周波数による温度リップルを含めた最大 $T_{vjop}$ の制限値と考えてください。Figure 17 にジャンクション温度プロファイルの 2 つの例を示します。Figure 17 (左) では，$t_1$ = 50 秒において $T_{vjop}$ が 150 °Cを超えていますが，T = 300 秒の残りのサイクルでは 150 °C以下となります。したがって、デューティ比は 16.7 %となります。この条件は、最大ジャンクション温度の観点からも許容される値です。もう 1 つの例を Figure 17 の右に示します。この場合、負荷プロファイルの全期間において、温度がジャンクション温度の最大カーブを超えています。したがって、この動作は許可されません。

アプリケーションで温度が 150 °Cを超えることを許容できる時間は、ヒートシンクの時定数に依存します。加えて、この負荷プロファイルを境界条件で数百時間以上使用すると、モジュール筐体にシリコーンオイルの痕跡が残ることがあります。このような負荷プロファイルを長時間使用する場合は、インフィニオンのサポートチャンネルに連絡し、この仕様に関する詳細な分析を行ってください。

**最大仮想ジャンクション温度 Tvj op**

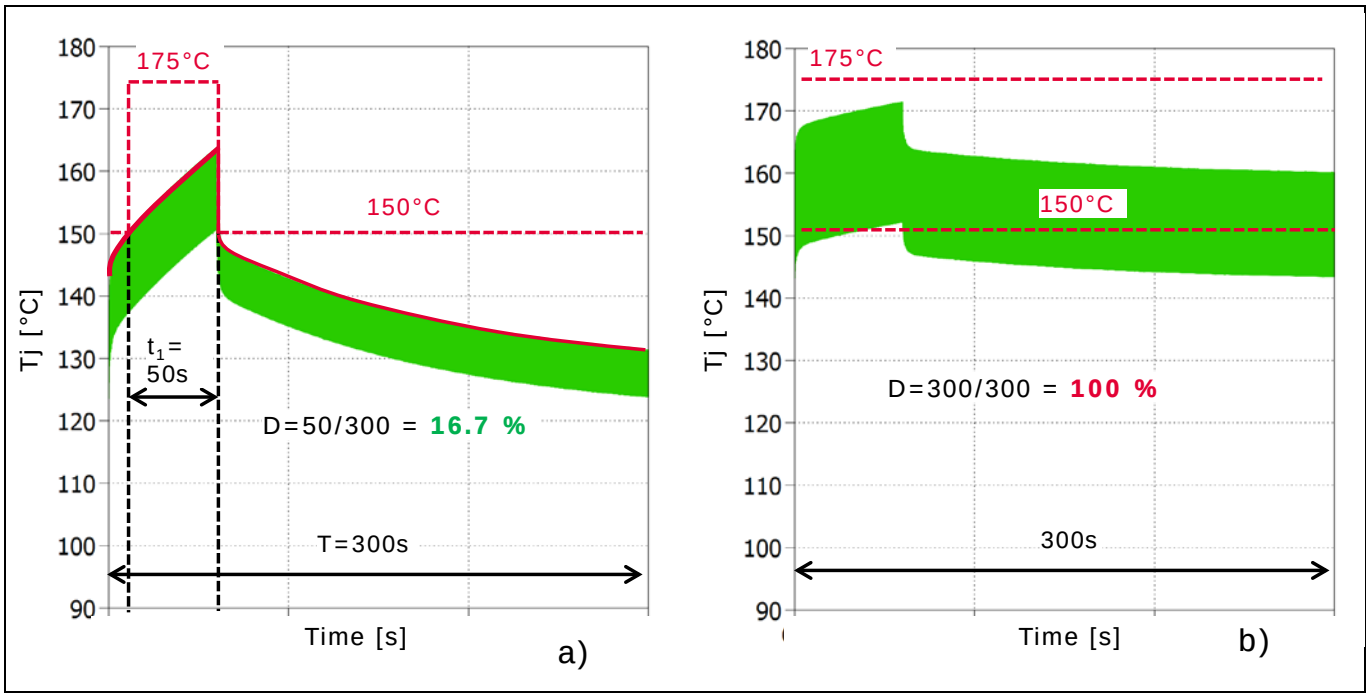



**Figure 17　ジャンクション温度 175 °Cでの動作が可能な場合 (左) と不可能な場合 (右) を示す例**

### 3.1.1　システム温度制限による動作温度のさらなる向上

CoolSiCTM MOSFET M1H は、M1 よりも 25 K 高いジャンクション温度を可能にします。この機能により、M1H を使用するシステムは、PCB, ヒートシンク, モジュールフレームなどの電力密度と部品温度がさらに高くなります。以下に示すように，いくつかの制約を考慮する必要があります。

#### 3.1.1.1　フレームの温度制限

RTI (Relative Temperature Index) 値はデータシートの中で指定されています。この値は，プラスチック材料の熱による劣化に関連する特性パラメータです。UL 規格の定格を超えることが無いよう、動作中、モジュールフレーム温度がこの値を超えないように注意してください。そうでないと、UL 規格の定格に違反することになります。

#### 3.1.1.2　PCB 基板の温度制限

ジャンクション温度の上昇に伴い、システムの電力密度を高くできます。これは、M1 モジュールと M1H モジュールで同じピン配置の場合、それぞれのピンを流れる電流が増加する可能性があることを意味します。この電流増加に伴い、PCB 温度の上昇を慎重に考慮する必要があります。PCB の最大許容温度は、PCB 素材そのものに依存します。より厚い銅層, より広い面積, 層数の増加, およびシステム冷却は、PCB 温度の低下に役立ちます。

#### 3.1.1.3　ヒートシンクの温度制限

モジュールにインフィニオンの放熱材料 TIM が事前に塗布されている場合、ヒートシンクの温度は放熱材料の許容動作温度を超えないようにしてください。

# 4 用語集

$R_{DS(on)}$ データシートの電流 $I_{DS}$ 導通時の実際のジャンクション温度での抵抗値

$V_{GS(th)}$ 電流が始める際のゲート ソース間の電圧

$I_{DSS}$ ゲート ソース間電圧 = 0 V、$V_{DSS}$ = 1200 V で短絡した場合のドレイン ソース間リーク電流

$V_{GS}$ ゲート ソース間電圧、IGBT の $V_{ge}$ に相当

$I_{DS}$ ドレイン ソース間に流れる負荷電流

$V_{DS}$ ゲート ソース間電圧、IGBT の $V_{ce}$ に相当

$C_{rss}$ ゲート ドレイン間の有効な静電容量、帰還容量。一般的な DC リンク電圧 800 V で測定されます。ゲート ドレイン間の容量と同じです。

$C_{gs}$ ゲート ソース間の静電容量

$C_{iss}$ ゲート ソース間の有効な静電容量、入力容量。一般的な DC リンク電圧 800 V で測定されます。ゲートソース間とゲートドレイン間の容量の和と同じです。

$C_{gd}$ ゲート ドレイン間の静電容量

$C_{oss}$ ソース ドレイン間の有効な静電容量、出力容量。一般的な DC リンク電圧 800 V で測定されます。ゲート ドレイン間とゲートソース間の容量の和と同じです。

$C_{ds}$ ドレイン ソース間の有効な容量

$R_{G_int}$ 有効な内部ゲート抵抗

$E_{on}$ IEC 60747-8 によって測定されたターンオン損失エネルギー

$E_{off}$ IEC 60747-8 によって測定されたターンオフ損失エネルギー

$E_{tot}$ 損失エネルギーの合計、$E_{on}$ および $E_{off}$ の和

$Q_{GD}$ 一般的にプラトー領域を通過するために必要なゲート電荷

$Q_G$ ゲート電荷

$Q_{GS,pl}$ オフ時の $V_{GS}$ からミラー領域に到達するために必要なゲート電荷量 $V_{GS}$

$R_G$ 外部ゲート抵抗、$R_{G_int}$ に加算されます。

$R_{G(on)}$ ターンオン時の外部印加ゲート抵抗

$R_{G(off)}$ ターンオフ時の外部印加ゲート抵抗

$T_{vj\ op}$ 動作中の仮想ジャンクション温度。仮想という用語は、IEC 60747 シリーズの規格に記載されている感温性電気パラメータによって測定される温度を意味します。

# 5 参考文献

[1] AN2017-46: CoolSiC™ 1200 V SiC MOSFET Application Note; July 2018

[2] K. Sobe: Characterization of the parasitic turn-on behavior of discrete CoolSiC™ MOSFETs; May 2019

[3] AN2018-09: CoolSiC MOSFET のゲート駆動電圧領域のガイドライン

[4] T. Basler: Practical Aspects and Body Diode Robustness of a 1200 V SiC Trench MOSFET

[5] AN2018-14: TRENCHSTOP™ 1200 V IGBT7 T7 Application Note; June 2021

[6] FS55MR12W1M1H_B11 データシート: Revision 1.20, 2022-06-09

[7] Understanding the Turn-off Behavior of SiC MOSFET Body Diodes in Fast Switching Applications; May 2021

# 改訂履歴

| 版数 | 発行日 | 変更内容 |
|---|---|---|
| Revision 1.0 | 2022-11-01 | 本版は英語版 AN2021-13 CoolSiC™ MOSFET M1H for modules - Application Note Revision 1.0 を日本語に翻訳したドキュメントです。 |

**Trademarks**
All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

**Edition 2022-11-01**

**Published by**

**Infineon Technologies AG**

**81726 Munich, Germany**

**© 2022 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.**

**Do you have a question about this document?**

**Email:** erratum@infineon.com

**Document reference**
**AN2021-13**

**重要事項**

本手引書に記載された本製品の使用に関する手引きとして提供されるものであり、いかなる場合も、本製品における特定の機能性能や品質について保証するものではありません。本製品の使用の前に、当該手引書の受領者は実際の使用環境の下であらゆる本製品の機能及びその他本手引書に記された一切の技術的情報について確認する義務が有ります。インフィニオンテクノロジーズはここに当該手引書内で記される情報につき、第三者の知的所有権の不侵害の保証を含むがこれに限らず、あらゆる種類の一切の保証および責任を否定いたします。

本文書に含まれるデータは、技術的訓練を受けた従業員のみを対象としています。本製品の対象用途への適合性、およびこれら用途に関連して本文書に記載された製品情報の完全性についての評価は、お客様の技術部門の責任にて実施してください。

**警告事項**

技術的要件に伴い、製品には危険物質が含まれる可能性があります。当該種別の詳細については、インフィニオンの最寄りの営業所までお問い合わせください。
インフィニオンの正式代表者が署名した書面を通じ、インフィニオンによる明示の承認が存在する場合を除き、インフィニオンの製品は、当該製品の障害またはその使用に関する一切の結果が、合理的に人的傷害を招く恐れのある一切の用途に使用することはできないこと予めご了承ください。