高電力低電圧モータードライブにおける OptiMOS™ 5 の設計ガイドライン

モータードライブアプリケーションでOptiMOS™ 5 MOSFETを使用した設計方法

About this document

Scope and purpose

このドキュメントでは、OptiMOS™ 3 テクノロジーと OptiMOS™ 5 テクノロジーの違いと、それらを正しく置き換える方法について説明します。このドキュメントではデータシートのパラメーターを中心として説明し、同時に、MOSFET の並列使用に関して、相互の MOSFET の間でより優れたカレントシェアリングを保証する方法も示します。ゲートドライバ回路についてもこのドキュメントで説明します。このドキュメントでは、これら 2 つのテクノロジーの違いに対応するためにゲートドライバ回路を変更する方法について説明します。

Intended audience

このドキュメントは、OptiMOS™ 5 を新しい設計で使用するか、軽電気自動車 (LEV) などのモータードライブアプリケーション、フォークリフトなどのマテリアルハンドリング機器、および同様なアプリケーションにおける既存設計の OptiMOS™ 3 を OptiMOS™ 5 世代に置き換える設計エンジニアを対象とします。

Table of contents

About this document **1**
Table of contents **1**
1 はじめに **2**
1.1 OptiMOS™ 3 と OptiMOS™ 5 の世代間の主な違い 2
2 テスト条件 **3**
3 連続ドレイン電流 I_D 定格 **4**
4 ドレイン-ソース オン状態抵抗 $R_{DS(on)}$ **5**
5 内部ゲート抵抗 R_g とゲート駆動回路 **6**
6 相互コンダクタンス g_{fs} **9**
7 入力容量 C_{iss}、逆回復容量 C_{rss} および出力容量 C_{oss} **11**
8 ゲート電荷: $Q_{g(th)}$, Q_{gs}, Q_{gd}, Q_{sw}, Q_g **13**
9 ゲート閾値電圧 $V_{GS(th)}$ **14**
10 逆ダイオード回復電荷 Q_{rr}、および逆回復時間 t_{rr} **16**
11 熱抵抗、ジャンクションケース $R_{th_j\text{-}c}$ **17**
12 結論 **18**
改訂履歴 **19**

1 はじめに

今日の急成長しているモータードライブ市場では、モーターインバーターなどの製品コストと製品パフォーマンスを最適化するために、新しいテクノロジーに精通することが重要です。特に、インフィニオンの OptiMOS™ファミリの MOSFET は、低電圧モータードライブに適します。このドキュメントでは、一般的に 60 V～250 V の電圧範囲で MOSFET を使用する、高出力低電圧モータードライブ (HP LVMD) アプリケーションについて説明します。

具体的には、インフィニオンの前世代の OptiMOS™ 3 MOSFET を検討し、それらを OptiMOS™ 5 世代と比較します。よくある間違いは、2 つの MOSFET が同じメーカーのものであっても、それらを交換するときに同じように動作すると想定することです。したがって、これら 2 つの世代のいくつかの異なる要点を理解することが重要です。

1.1 OptiMOS™ 3 と OptiMOS™ 5 の世代間の主な違い

OptiMOS™ 5 は現在、最大 150 V の電圧クラス、および OptiMOS™ 3 は最大 200 V の電圧クラスが利用可能です。

Table 1 に、HP LVMD の主要なパラメーターを示します。この例では、両方のテクノロジーにおいて 150 V MOSFET の性能を示します。OptiMOS™ 3 のクラス最高の製品は 7.2 mΩで、OptiMOS™ 5 の場合は 4.4 mΩですが、ここでは、OptiMOS™ 5 で利用可能な最も 7.2mΩに近い $R_{DS(on)}$ 値である 7.3 mΩのテクノロジーを比較します。

Table 1 データシートの概要 – 一般的な値

パラメーター	OptiMOS™ 3	OptiMOS™ 5
	IPB072N15N3 G	IPB073N15N5
テスト条件	At I_D = 100 A	At I_D = 57 A
ドレイン電流 I_D	100 A	114 A
ドレイン-ソースオン状態抵抗 $R_{DS(on),max}$	7.2 mΩ	7.3 mΩ
内部ゲート抵抗 R_g	2.3 Ω	1.1 Ω
相互コンダクタンス g_{fs}	130 S	91 S
入力容量 C_{iss}	5470 pF	3600 pF
出力容量 C_{oss}	638 pF	900 pF
逆伝達容量 C_{rss}	10 pF	21 pF
出力電荷 Q_{oss}	179 nC	136 nC
ゲートソース電荷 Q_{gs}	30 nC	21 nC
ゲートドレイン電荷 Q_{gd}	11 nC	10 nC
スイッチングチャージ Q_{sw}	25 nC	17 nC
ゲート電荷合計 Q_g	70 nC	49 nC
ゲートしきい値電圧 $V_{GS(th)}$	3 V (min. 2 V, max. 4 V)	3.8 V (min. 3.0 V, max. 4.6 V)
ダイオード逆回復時間 t_{rr}	146 ns	69 ns
ダイオード逆回復電荷 Q_{rr}	478 nC	96 nC
熱抵抗、ジャンクションケース $R_{th,J-C}$	0.5 K/W	0.7 K/W

この表に示されているように、どのパラメーターも同じ値ではありません。次のセクションでは、それらがアプリケーションのパフォーマンスにどのように影響するかについて説明します。

2 テスト条件

2 つの MOSFET を比較するときは、テスト条件が異なる可能性があるため、注意することが重要です。このテスト条件の場合では、OptiMOS™ 3 のテスト条件は 100 A で、OptiMOS™ 5 のテスト条件は 57 A です。これは純粋にテスト条件であり、デバイスの性能を示すものではありません。この値が異なる場合、このパラメーター値はテスト条件によって変化するため、Q_{rr} などの一部のデータシートパラメーターは比較できない場合があります。

Reverse recovery time	t_{rr}	V_R=75 V, I_F=I_S, di_F/dt=100 A/µs	-	146	-	ns
Reverse recovery charge	Q_{rr}		-	478	-	nC
$Q_{rr@100A} \neq Q_{rr@57A}$						

Figure 1 データシートのテスト条件

Q_{rr} の詳細については、セクション **10** を参照してください。

3 連続ドレイン電流 I_D 定格

I_D 電流定格値は、定義されたテスト条件下で MOSFET が流せる電流の量を示します。MOSFET の I_D は異なる境界条件に基づいて計算されており、その結果、I_D 定格は同じ製品であっても異なります。

インフィニオンの以前の I_D 評価方法には、PCB 温度が一定の 85 °C であるという仮定が含まれていました。その結果、他の一部のメーカーのデータシートでは 25°C を想定しているため、インフィニオン製品は低電流定格の製品として認識されました。このため、インフィニオンは別のアプローチを採用し、PCB 温度がケース温度に等しい、つまり 25 °C から 175 °C まで変化すると仮定します。これは更なる現実的なシナリオであると同時に、競合他社の部品とのより良い比較を可能にします。

詳細については、インフィニオンのアプリケーションノート「**A new approach to data sheet maximum drain current ID rating of low voltage MOSFET**」を参照してください。

4 ドレイン-ソース オン状態抵抗 $R_{DS(on)}$

ドレイン-ソースのオン状態抵抗 $R_{DS(on)}$は、常に 25 °C で評価されますが、必ずしも同じ電流で評価されるとは限りません。幸い、$R_{DS(on)}$値に対するテスト電流 I_D の影響は最小です。なにより重要な点は、温度係数が異なる可能性があることです。これは、温度係数が異なる 2 つの製品の場合は、結果として得られる $R_{DS(on)}$が高温条件下で異なることを意味します。IPB072N15N3、IPB073N15N5 を使用したこの例では、温度係数の差は最小です。次に $R_{DS(on)}$と温度係数 α の関係を表す式を示します。

$$R_{n-channel} = R_{25}\left(1+\frac{\alpha}{100}\right)^{T-25}$$

- R_{25} – 25°C での $R_{DS(on)}$値
- T –シリコンダイの新しい温度

Figure 2 に、-50 °C ～ 175 °C の温度での $R_{DS(on)}$の値を示します。

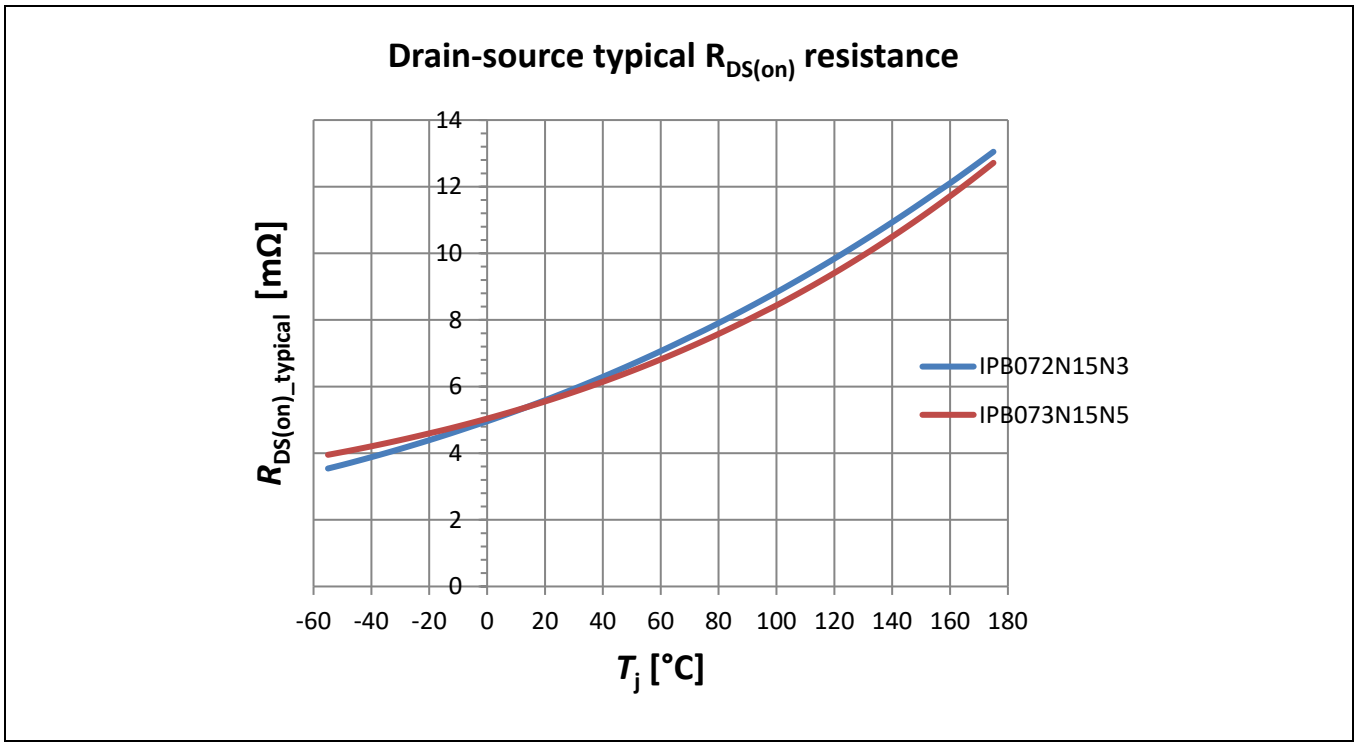


Figure 2 ドレイン-ソース $R_{DS(on)}$ 抵抗 – 温度依存性

5 内部ゲート抵抗 R_g とゲート駆動回路

MOSFET の技術と内部構造に応じて、内部ゲート抵抗 R_g は、同じ $R_{DS(on)}$を持つ MOSFET でも異なる場合があります。この例では、IPB072N15N3 の値は 2.3 Ωであり、IPB073N15N5 の値は 1.1 Ωです。

より遅いスルーレートが必要な場合は、外部 C_{gs} コンデンサを接続するのが一般的ですが、この場合、設計者はこの追加のコンデンサが発振を引き起こさないことを確認する必要があります。

Figure 3 に示すように、追加された外部コンデンサ C_{gs_ext} は、内部および外部の寄生成分を使用して共振回路を構築します。

このループの R_g はダンピング抵抗として機能し、値が小さすぎると回路が不安定になり、発振する可能性があります。

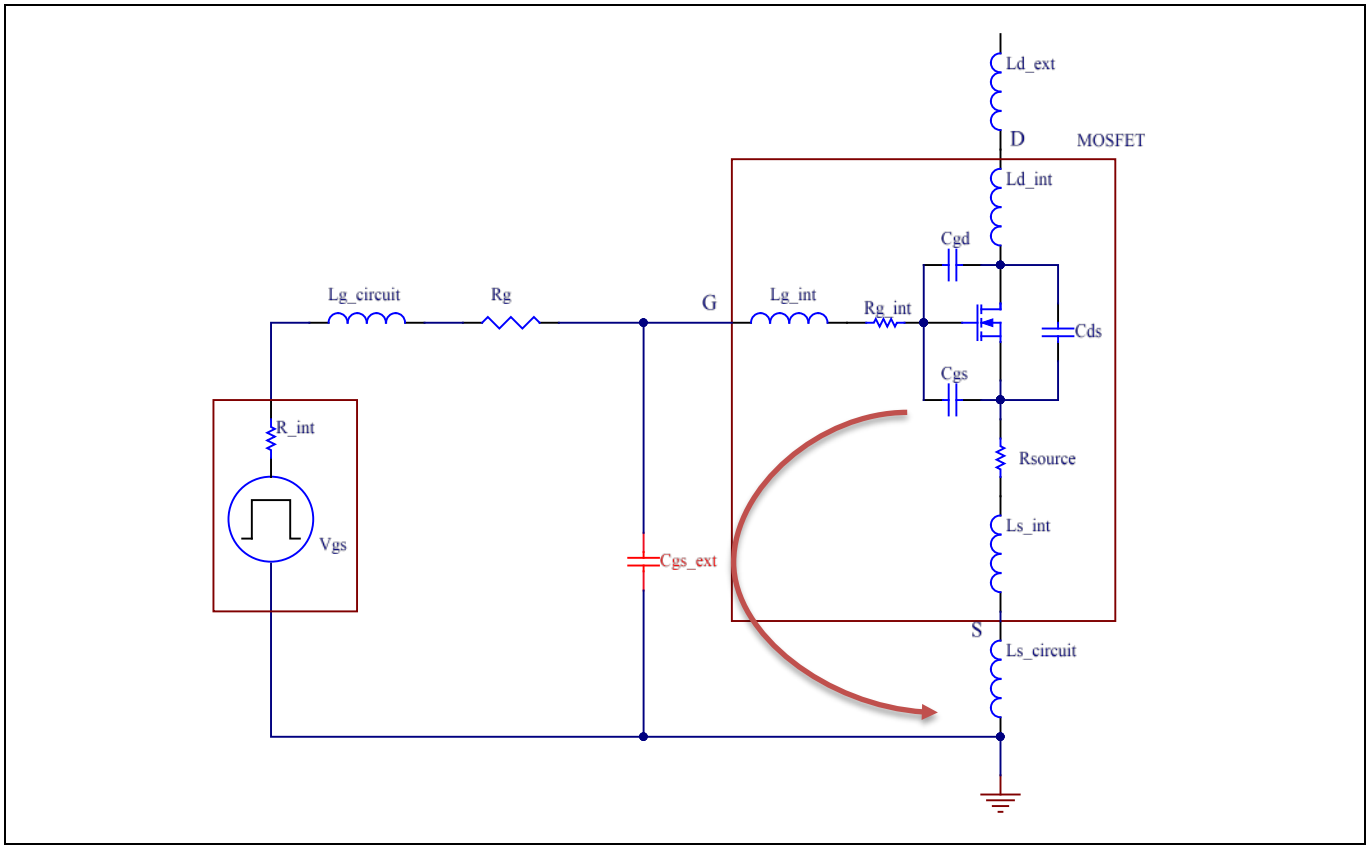


Figure 3 MOSFET の寄生素子 (赤枠) と外部回路

Figure 4 は、C_{gs_ext} が MOSFET のゲートソースに接続される場合のドレイン-ソースおよびゲート-ソースの発振を示します。**Figure 5** では、ゲートと外部コンデンサの間に 10 Ω未満の外部抵抗を導入するだけで、この問題が解決されることを示します。

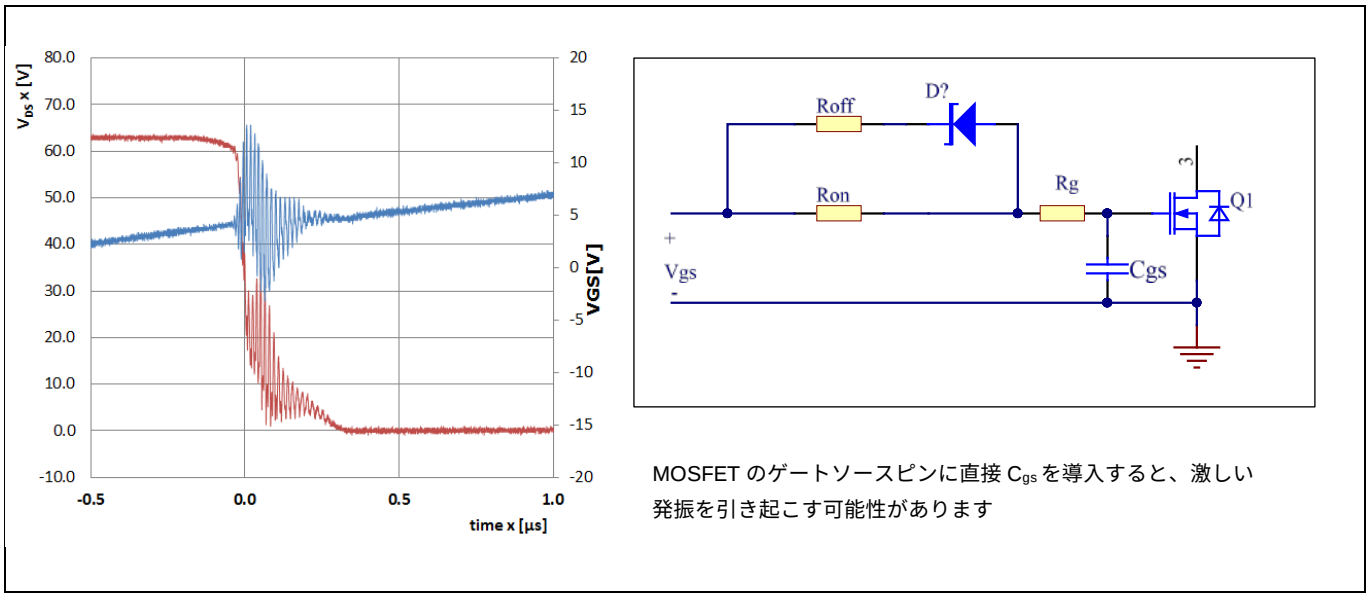


Figure 4　C_{gs} がゲートソースに直接接続されている V_{DS} (赤) および V_{GS} (青) 波形

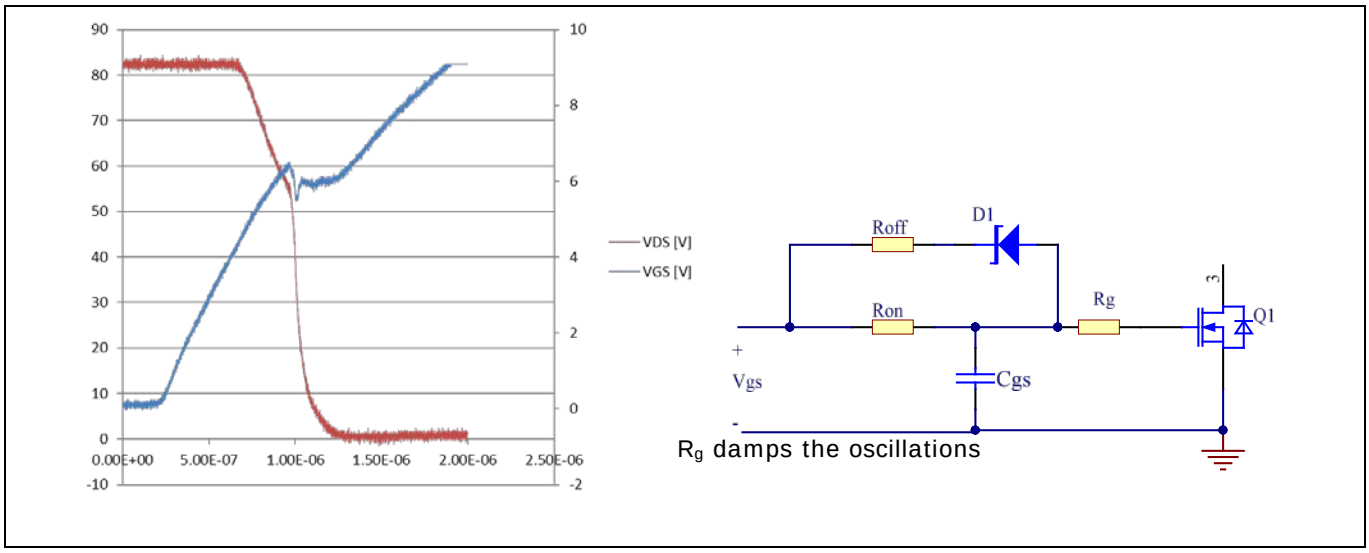


Figure 5　ゲートとコンデンサの間に外部 R_g がある V_{DS} (赤) と V_{GS} (青) の波形

これまで、150 V テクノロジーのケースを見てきました。80 V テクノロジーについても簡単に調べて、OptiMOS™ 3 と OptiMOS™ 5 の違いを観察してみましょう。

Figure 6 に示す単純なハーフブリッジトポロジーでは、ハイサイド MOSFET をオンにすることによって負荷電流が生成され、Q2 の出力電圧と I_D-ドレイン電流にいくつかの違いが見られます。

Figure 7 では、I_D が同じ di/dt 値を示すことを目指しており、この例では OptiMOS™ 3 IPB019N08N3 では R_g = 40Ωを使用し、OptiMOS™ 5 IPB019N08N5 では、ゲート抵抗値を R_g = 64 Ωに増やす必要があります。さらに、OptiMOS™ 5 は、アバランシェ状態が発生することを防ぐ低い V_{DS} オーバーシュートの値と、スイッチング損失を減らす高い dv/dt を示します。主な要因は、Q_{rr} と I_{rrm} の値が低いためです (Q_{rr} と I_{rrm} の詳細については、セクション 10 を参照してください)。

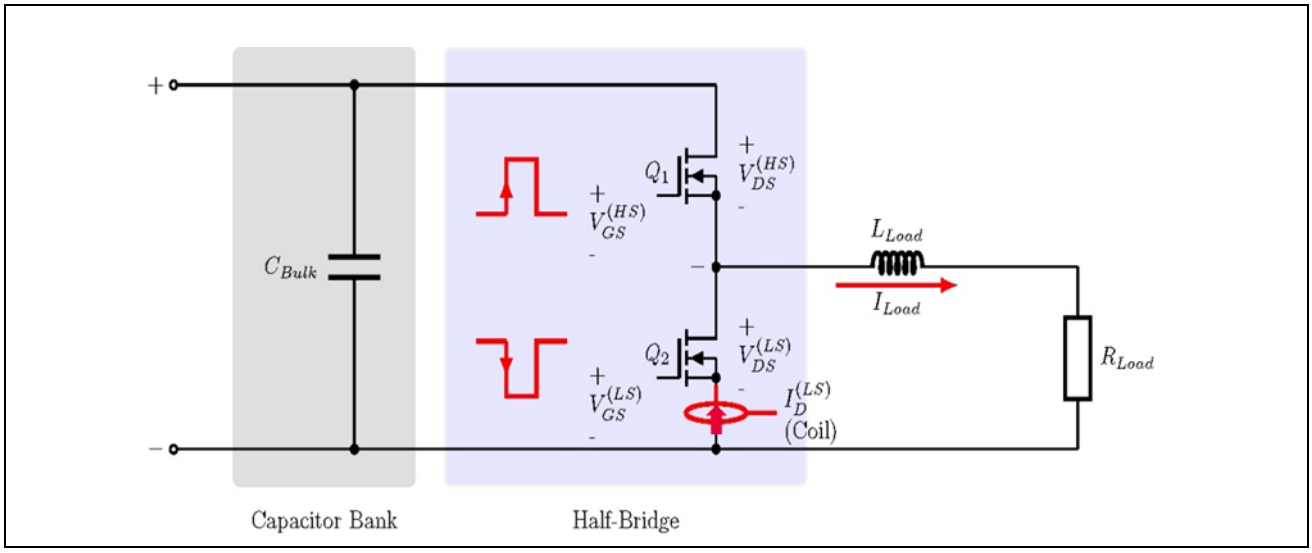


Figure 6　簡略化されたハーフブリッジテスト回路

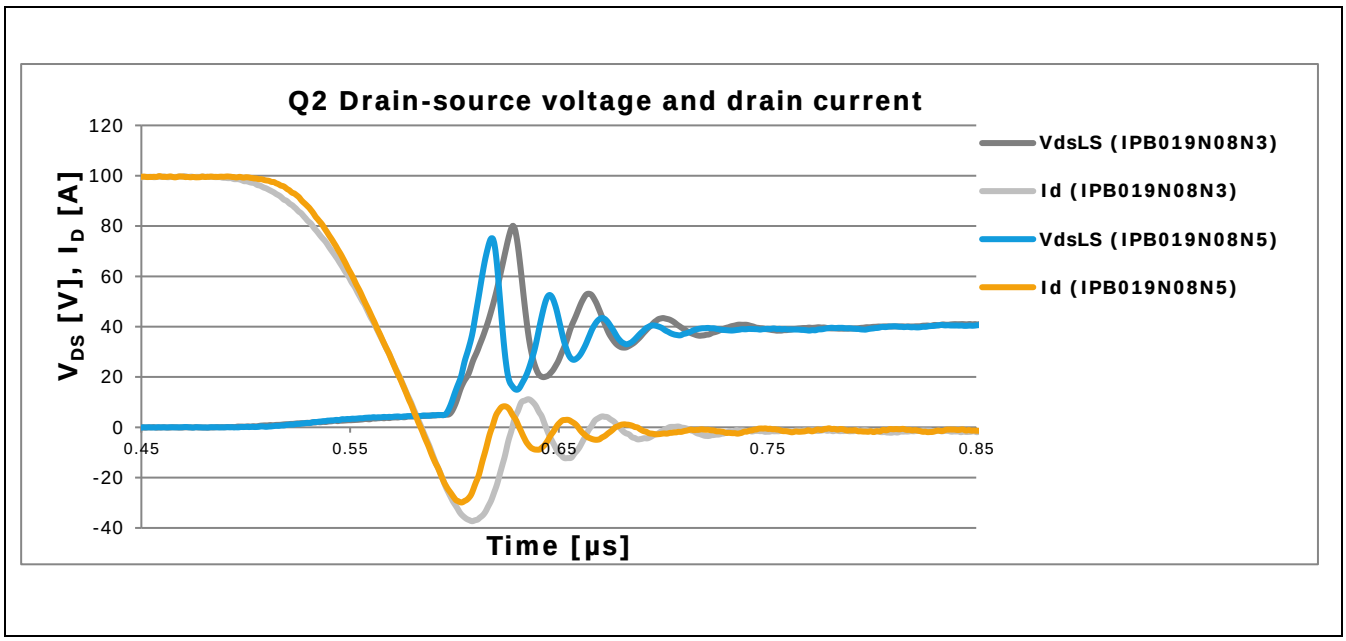


Figure 7　Q2 の V_{DS} – 出力相電圧と Q2 の I_D – MOSFET 電流

6 相互コンダクタンス g_{fs}

相互コンダクタンスは、V_{GS} 電圧の変化による I_D 電流の変化を示すパラメーターです。次の式で示します。

$$gfs = \frac{\Delta Id}{\Delta Vgs}$$

150 V クラスの OptiMOS™ 3 を OptiMOS™ 5 と比較すると、IPB073N15N5 の値は 91 S、IPB072N15N3 の値は 130 S であることがわかります。ただし、IPB073N15N5 は I_D = 57 A でテストされ、IPB072N15N3 は I_D = 100 A でテストされたことに注意すべきです。公正な比較を行うには、データシートグラフを使用して、I_D = 100 A での IPB073N15N5 の g_{fs} の値を取得する必要があります。この値は 118 S です。**Figure 8** に、両方の g_{fs} 曲線を示します。

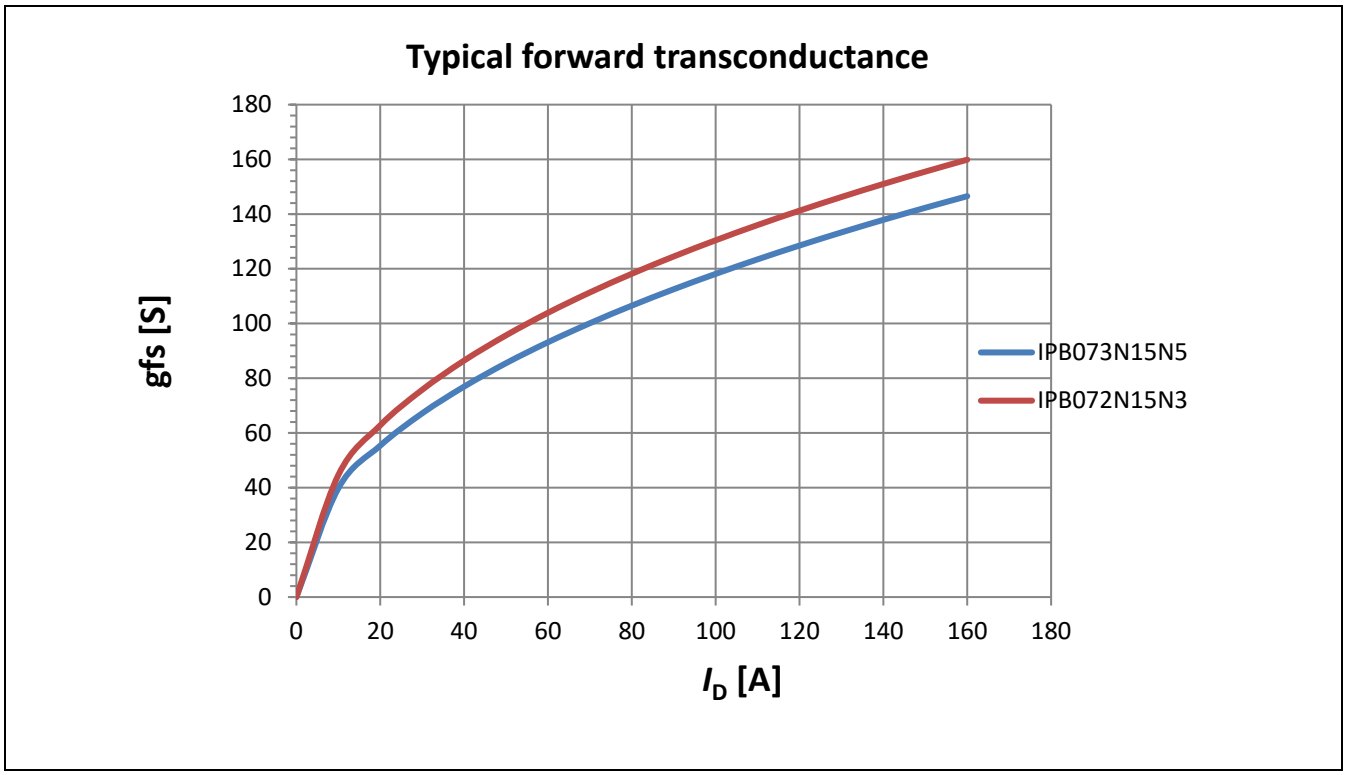


Figure 8 典型的な順方向相互コンダクタンス

g_{fs} の実際的な意味は、並列 MOSFET 間のカレントシェアリングに寄与することです。

この意味で、g_{fs} 値が高いほど、g_{fs} が低い MOSFET と同じカレントシェアリングを実現するために、V_{th} スプレッドを小さくする必要があります。

幸いなことに、カレントシェアリングに対するこのパラメーターの影響はそれほど強くありません。**Figure 9** では、ドレイン電流 I_D の極値は、異なる g_{fs} による電流の不均衡を示していると想定されます。

このグラフは、4 並列の 80 V MOSFET、IPB019N08N5 をシミュレートすることによって得られました。ここで、1 つの MOSFET は最小の $V_{GS(th)}$ を持ち、残りの 3 つの MOSFET は最大の $V_{GS(th)}$ 値を持ちます。この構成では、g_{fs} は 120 S から 250 S まで変化しました。$V_{GS(th)}$ の不一致の影響は、g_{fs} の不一致よりもカレントシェアリングにはるかに大きな影響を与えると結論づけられます。

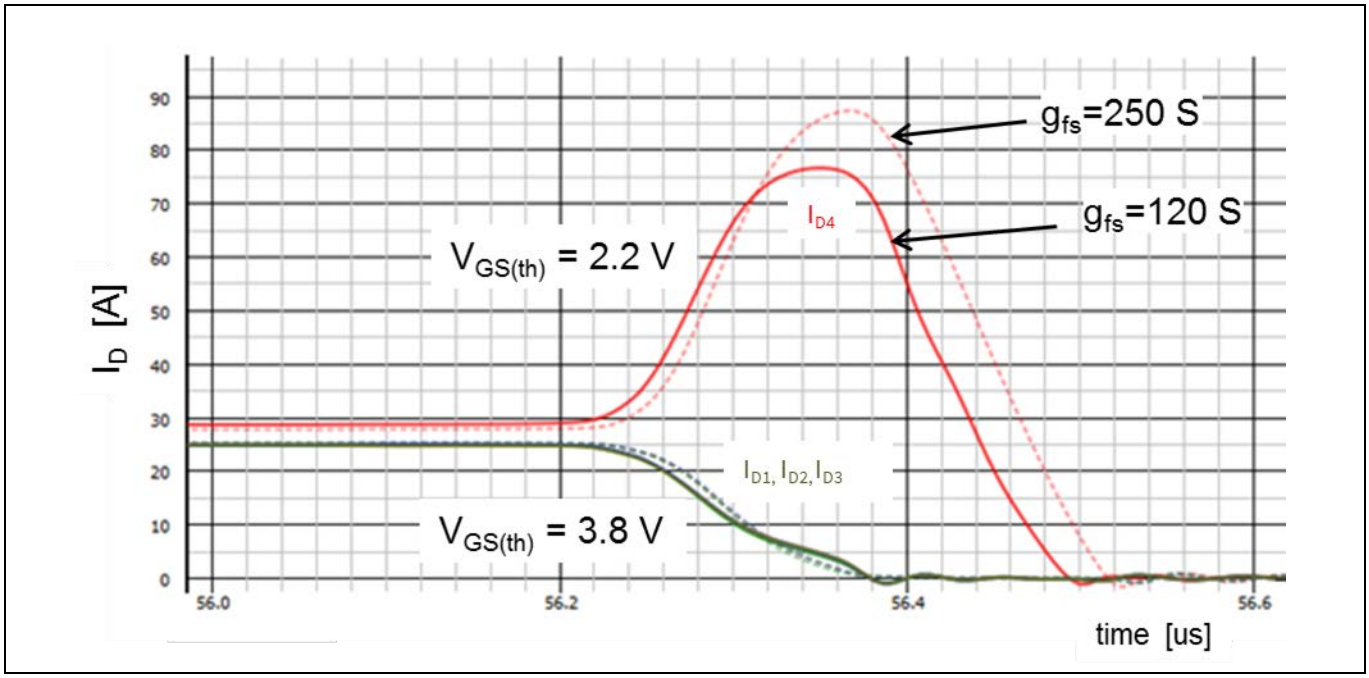


Figure 9　カレントシェアリングに対する $V_{GS(th)}$ と g_{fs} の影響

7 入力容量 C_{iss}、逆回復容量 C_{rss} および出力容量 C_{oss}

入力容量 $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$ は、高いスイッチングレートで充電および放電する必要があるため、ゲートドライバの損失に寄与します。ゲートソース容量 C_{gs} は、ドレイン電流 di/dt の変化率に影響を与えます。他のすべてのパラメーターが同じであると仮定すると、C_{gs} が低いと C_{gs} の充電が速くなるため、C_{gs} が高い MOSFET よりも di/dt が高くなります。より高い値のゲート抵抗を使用することで di/dt を減らすことが可能となります。

実際、このパラメーターは I_D 電流の変化を生成するために供給する必要のある電荷量を真に反映する値であるため、Q_{gs} を使用する必要があります。

この例では、C_{iss} = 5470 pF (Q_{gs} = 30 nC) の IPB072N15N3 および C_{iss} = 3600 pF (Q_{gs} = 21 nC) の IPB073N15N5 は、OptiMOS™ 5 がより少ないゲート電荷で ID の遷移を持つことを示します。

ミラー容量とも呼ばれる逆伝達容量 C_{rss} は、ドレイン-ソース間電圧 V_{DS} が遷移する MOSFET のもう 1 つの寄生容量です。**Figure 10** では、OptiMOS™ 5 の線形容量が多く、**Figure 11** に示すように V_{DS} のスイッチング波形に反映されることがわかります。

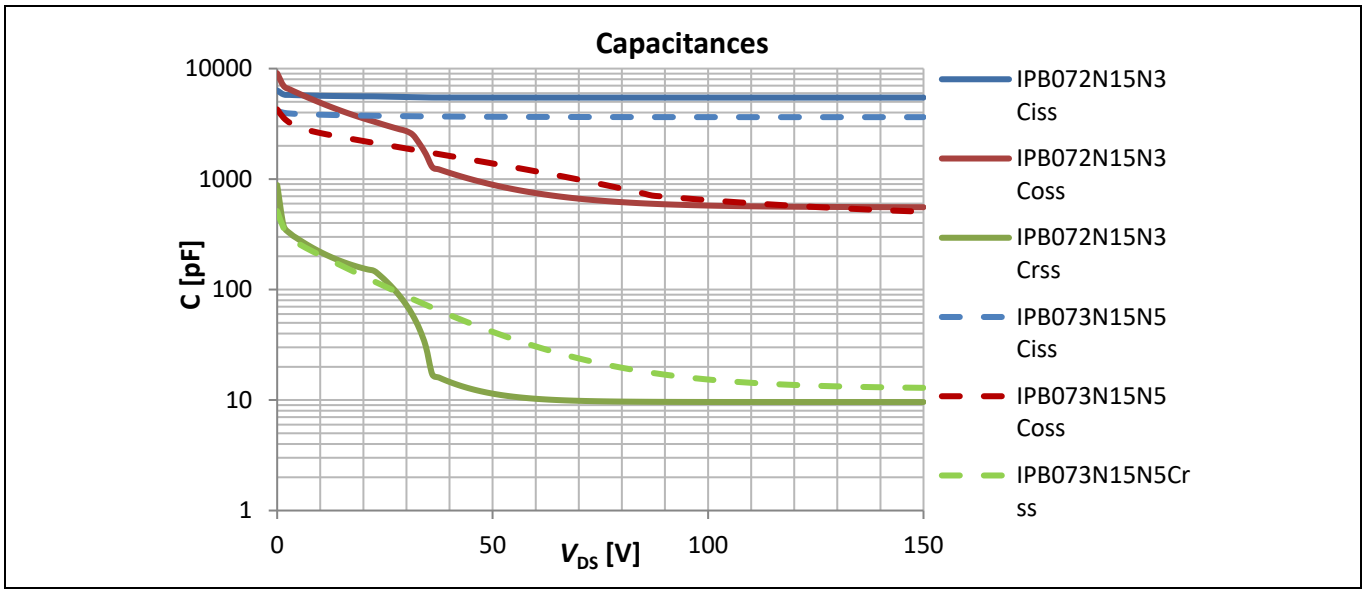


Figure 10 150 V OptiMOS™ 3、OptiMOS™ 5 の静電容量

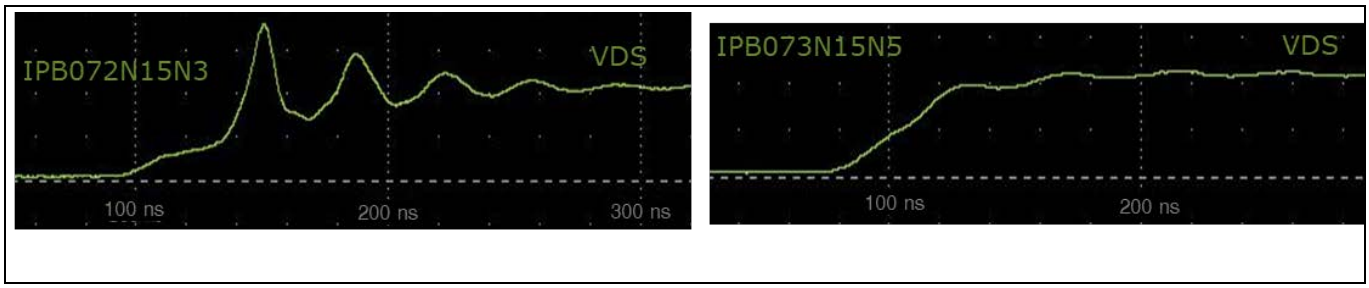


Figure 11 ドレイン- ソース間電圧に対する寄生容量の影響

V_{DS} のスムーズなスイッチングは、オーバーシュートの低減と EMI の低減に直接つながります。

入力容量 Ciss、逆回復容量 Crss および出力容量 Coss

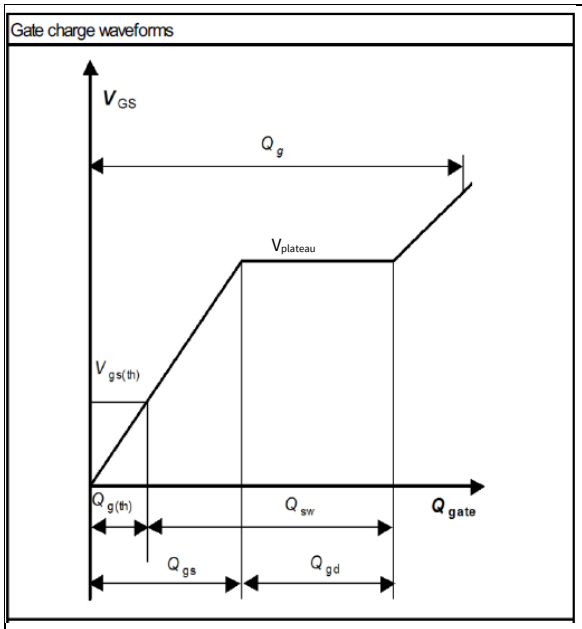
データシートに記載される**出力容量 $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$** は、指定されたテスト電圧 (この場合は 75 V) での **Figure 10** における 1 点のコンデンサ値です。C_{oss} 曲線の直線性は、**Figure 10** に示す VDS 波形にも影響を与えます。

出力電荷 Q_{oss} は、指定された V_{DD} 電圧 (この場合は 0 V～75 V) での C_{oss} の単純な積分です。この値は、MOSFET のターンオンおよびターンオフごとに充電または放電する必要があります。データシートから、OptiMOS™ 3 の値は 179 nC、OptiMOS™ 5 の値は 136 nC であり、OptiMOS™ 5 世代のスイッチング損失が低くなることがわかります。

Q_{oss} 電荷は **Figure 17** に示す Q_{rr} 領域に含まれますが、単に Q_{rr} と呼ばれることがあります。

8 ゲート電荷: $Q_{g(th)}$, Q_{gs}, Q_{gd}, Q_{sw}, Q_g

Figure 12 を参照すると、データシートに記載されているすべての電荷を特定できます。



$Q_{g(th)}$ – I_D 電流変化の開始に到達するためにゲートドライバによって MOSFET に供給される電荷

Q_{gs} – I_D 電流遷移を完了するために必要な電荷で、I_D の変化率つまり di/dt に影響を与える電荷

Q_{gd} – V_{DS} 電圧遷移を完了するために必要な電荷で、V_{DS} の変化率つまり dv/dt に影響を与える電荷

$Q_{sw} = (Q_{gs} + Q_{gd} - Q_{th})$ – I_D と V_{DS} の遷移を完了するために必要な電荷

Q_g – MOSFET を完全にオンにするために必要な総電荷

Figure 12 ゲート電荷波形

この例では、OptiMOS™ 5 の Q_{gd} は OptiMOS™ 3 よりも小さく、必要なゲート駆動電流は低くなります。

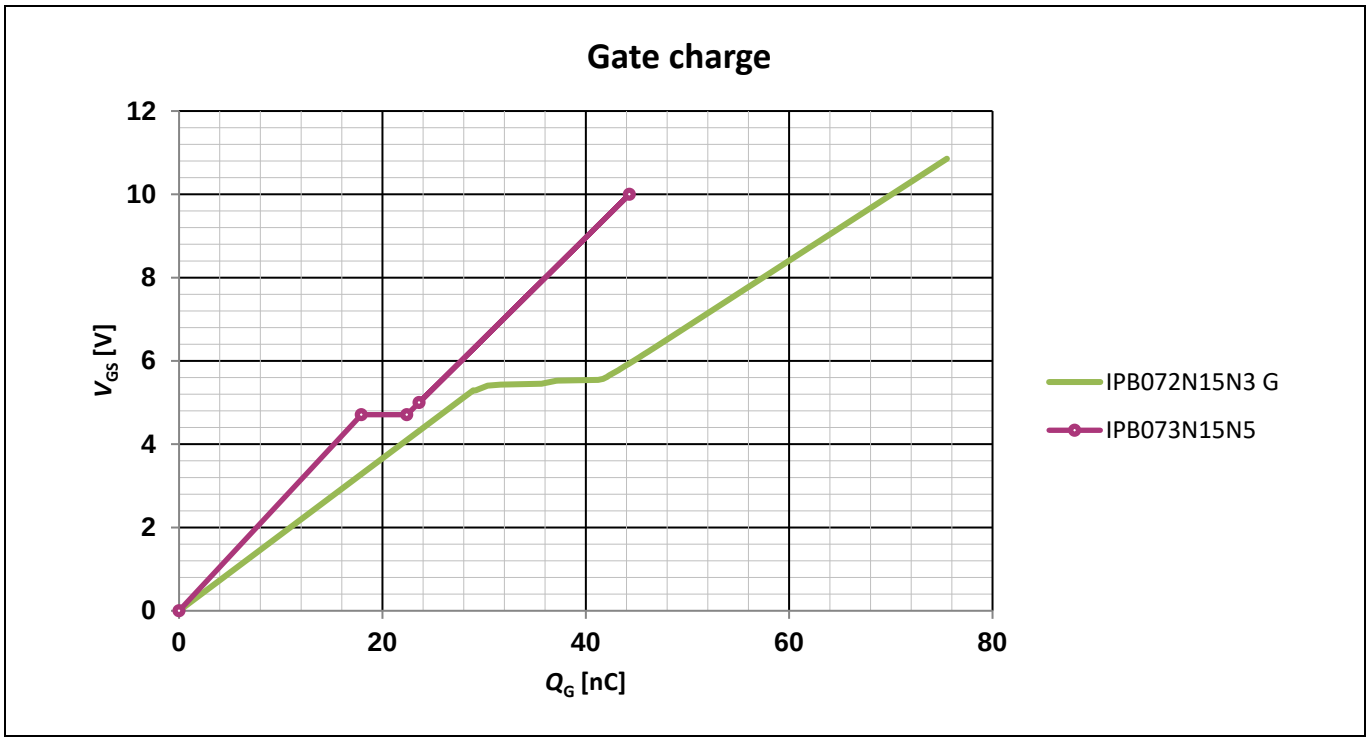


Figure 13 OptiMOS™ 3 と OptiMOS™ 5 のゲート電荷

9 ゲート閾値電圧 $V_{GS(th)}$

この電圧は、I_D 電流変化の開始を定義します。ゲートリンギングが発生する可能性のあるアプリケーションでは、$V_{GS(th)}$が低い MOSFET では意図せずにオンになる可能性があります。**Figure 14** に示すように、温度が高くなると、$V_{GS(th)}$レベルが低下します。

150 V の OptiMOS™ 5 の最小 $V_{GS(th)}$電圧は 1 V 増加 (2 V から 3 V) し、ノイズに対するゲートソースの耐性が向上します。

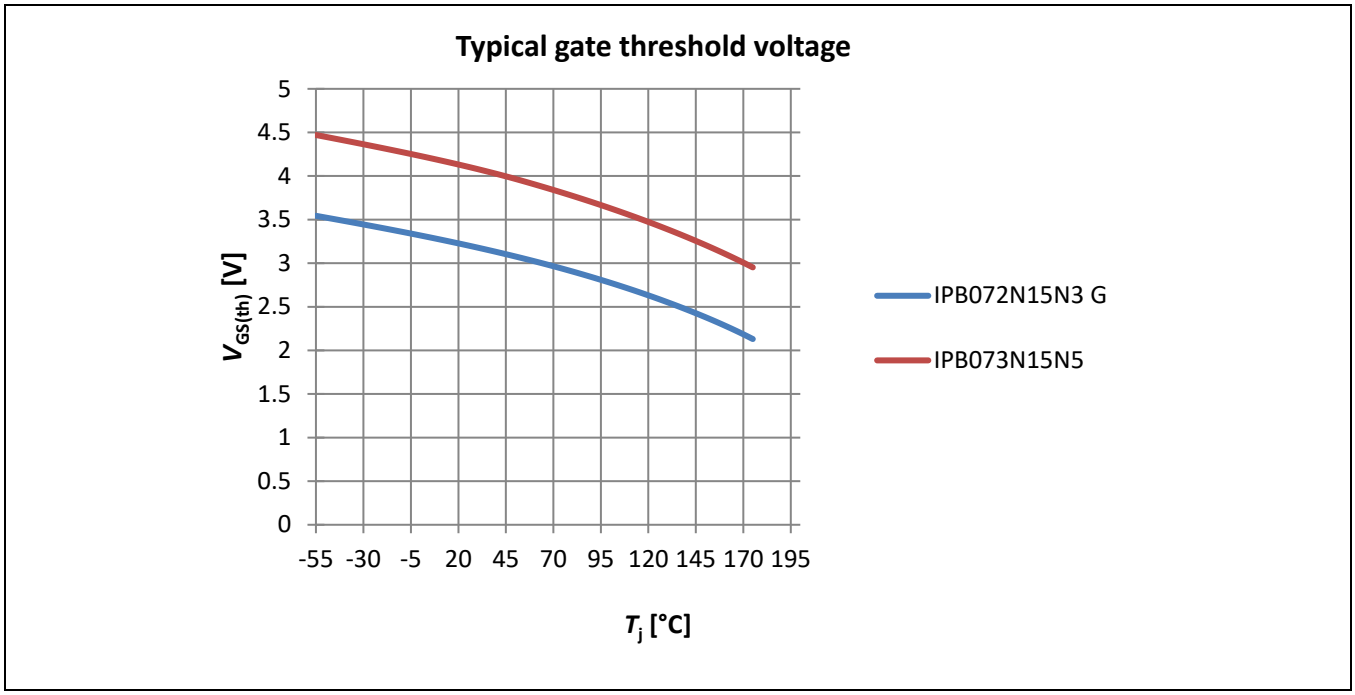


Figure 14 典型的なゲート閾値電圧

Attention: 多くの MOSFET が並列接続されている高出力モータードライブなどのアプリケーションでは、MOSFET 間の $V_{GS(th)}$ の差をできるだけ小さくする必要があります。この値は、MOSFET テクノロジーと製造精度に依存します。

インフィニオン MOSFET は非常に狭い $\Delta V_{GS(th)}$の生産傾向を示しており、並列化が必要な大電流アプリケーションに最適です。さらに、マージされていないロットの MOSFET を使用することで、さらに狭い $\Delta V_{GS(th)}$を得られます。これにより、MOSFET が単一の製造ロットから確実に供給されます。

$V_{GS(th)}$の不均衡の影響を示すために、6 つの MOSFET がハーフブリッジ構成で並列接続されております。$V_{GS(th)}$が最も低い MOSFET (**Figure 15** の MOSFET 番号 5) は、他の MOSFET よりも最大の電流を消費し、より多くの熱を発生します。$V_{GS(th)}$の温度係数が負である (T_j が高いほど $V_{GS(th)}$が減少する) ため、$V_{GS(th)}$が最も低い MOSFET では熱暴走が発生する可能性があります。

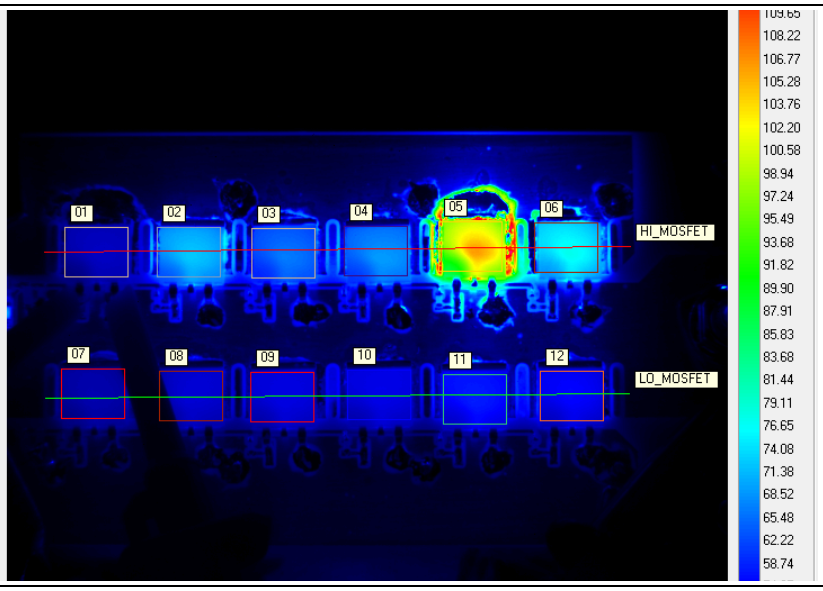


Figure 15　MOSFET No.5 は $V_{GS(th)}$ が最も低く、温度が最も高い

10 逆ダイオード回復電荷 Q_{rr}、および逆回復時間 t_{rr}

これらの 2 つのパラメーターはデータシートで指定されており、残念ながら特定条件でのみ有効です。次の条件のいずれかが変更されると、Q_{rr} の値も変更されます。

1. V_R
2. I_F
3. di_F/dt

IPB072N15N3 と IPB073N15N5 は異なるダイオード電流 I_F で評価されるため、Q_{rr} 値と t_{rr} 値を比較することはできません。

ただし、インフィニオンの拡張ベンチテストでは、同じ条件下で OptiMOS™ 5 IPB073N15N5 の Q_{rr} が OptiMOS™ 3 IPB072N15N3 よりも約 60%低いことが明らかです。

モータードライブなどのハードスイッチングアプリケーションでは、Q_{rr} 値はスイッチング損失、スイッチング波形、V_{DS} オーバーシュートに直接影響します。

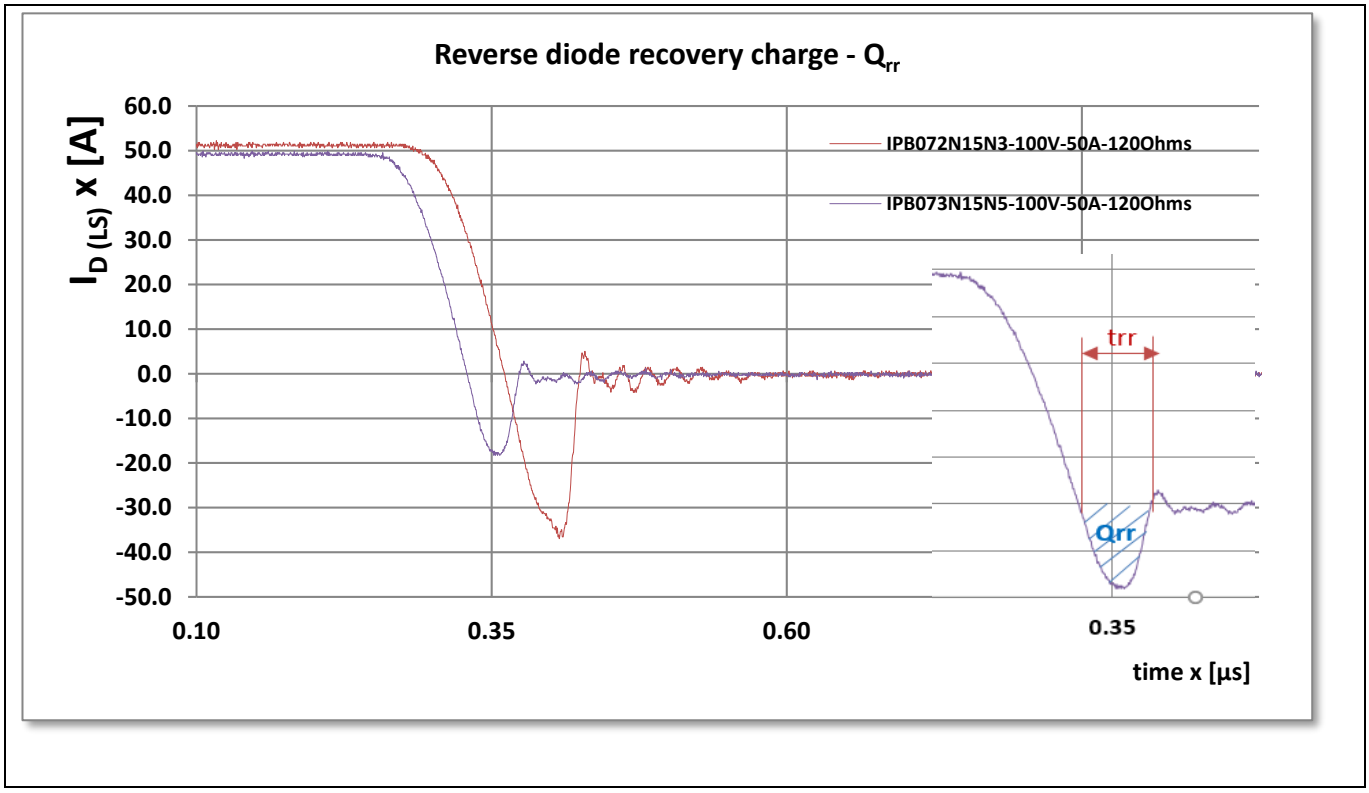


Figure 16 100 V/50A における OptiMOS™ 3 および OptiMOS™ 5 の逆回復電荷

11 熱抵抗、ジャンクションケース $R_{th_j\text{-}c}$

このパラメーターは、電力損失がわかっている場合に、次の式を使用してシリコンダイの温度を計算するために使用できます。

$$\Delta T = P_{loss} * R_{th}$$

一般に、接合部からケース間の熱抵抗 $R_{th_J\text{-}C}$ は、ケースからヒートシンク間の熱抵抗よりもはるかに低くなります。典型的な $R_{th_J\text{-}C}$ は典型的な 0.2 K/W の範囲内にありますが、ケースと PCB 間の熱抵抗はかなり高い $R_{th_C\text{-}HS}$ であり、PCB のタイプとサーマルビアの数に応じて 1～5 K/W の範囲です。(すべての値は、クラス最高の $R_{DS(on)}$ をもつ D2PAK パッケージに基づきます)。

Table 1 から、IPB072N15N の $R_{th_J\text{-}C,\,max}$ = 0.5 K/W、IPB073N15N5 の $R_{th_J\text{-}C,\,max}$ = 0.7 K/W です。

シリコンダイからヒートシンク $R_{th_j\text{-}hs}$ までの総熱抵抗の中で $R_{th_J\text{-}C}$ が占める割合が大きいため、IMS PCB などのより優れた熱伝導性を持つ PCB にとって、$R_{th_J\text{-}C}$ はより重要であると結論づけられます。

$R_{th_J\text{-}C}$ に加えて、$Z_{th_J\text{-}C}$ は、100 ミリ秒未満のパワーパルスの過渡状態でも非常に重要になる可能性があります。この例では、IPB072N15N3 の単一パルスでの 1 ms の最大熱インピーダンスは 0.1 K/W であり、IPB073N15N5 の場合は 0.2 K/W です。これは、IPB073N15N5 が 1 ミリ秒の間パルス電力の半分を処理できることを意味します。モータードライブアプリケーションでは、短い高ピーク電流が発生する可能性があるため、設計者は過渡状態で T_j を超えないようにする必要があります。

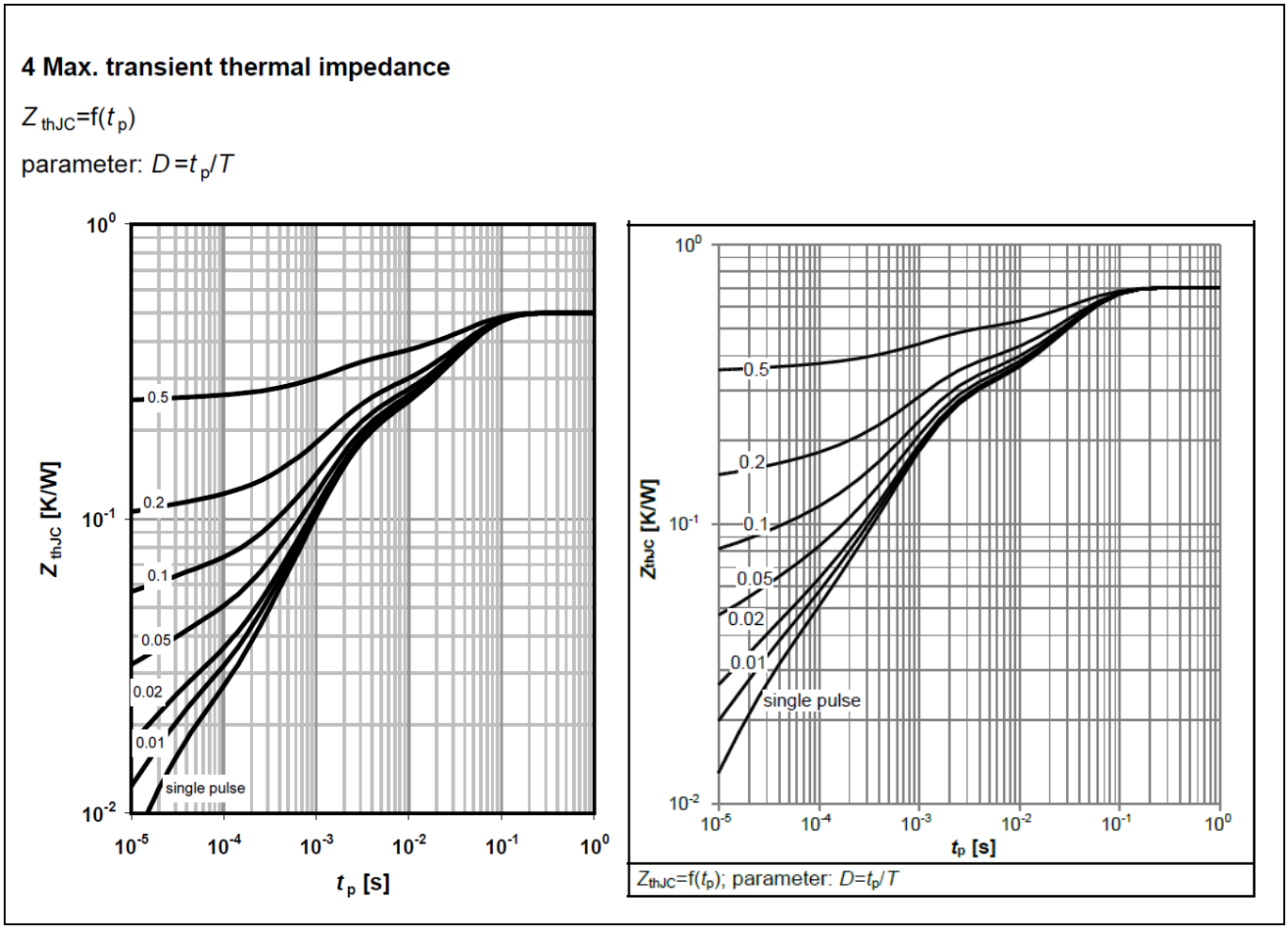


Figure 17 IPB072N15N3 (左) と IPB073N15N5 (右) の最大過渡インピーダンス

12 結論

OptiMOS™ 5 を使用した回路設計中、または既存の設計で MOSFET を置換する過程において、エンジニアは両方のデータシートを注意深く調べ、両方の MOSFET の全体像と理解を得る必要があります。150 V 世代の OptiMOS™ 3 および OptiMOS™ 5 の例をこのドキュメントに示し、MOSFET の特定の動作に影響を与えるパラメーターを特定しました。同じアプローチを他の電圧クラスにも使用できます。その一部は、このドキュメントの 80V の OptiMOS™ 5 に示されます。

場合によっては、さまざまな MOSFET パラメーターがそれらの動作に与える影響を定量化することが困難になります。

1 つの良いオプションは、SPICE シミュレーションモデルを使用してシミュレーションプラットフォームを確立することです。これにより、ゲート駆動回路の調整を簡単に実行できる違いを明らかにできます。

シミュレーションまたはベンチテスト中にリンギングと振動が観察された場合は、次の方法のいくつかを利用できます。

- より高いゲート抵抗値 R_g を実装して MOSFET の速度を低下させてください
- C_{gs} を実装して MOSFET の速度を低下させてください – 標準値 1 nF から 5 nF
- 外部 C_{gs} を使用する場合は、ゲート駆動回路にダンピングゲート抵抗を導入してください – 標準値 10 Ω
- ドレイン-ソース RC スナバ – 例えば 1 nF/2 Ω

$R_{ds(on)}$ と電力損失が同じであっても、高い R_{th} と Z_{th} を持つために、OptiMOS™ 5 の MOSFET は OptiMOS™ 3 に比べて MOSFET 温度が高くなりますが、この電力損失は次の方法で減らせます。

  - より低い $R_{ds(on)}$
  - より低いスイッチング損失 – より速い di/dt および dv/dt、より低い V_{DS} オーバーシュート
  - より良いボディダイオード – よりソフトなリカバリ、より低い Q_{rr} とより低い I_{rrm}、より少ないリンギングと EMI
  - 並列 MOSFET の $\Delta V_{GS(th)}$ 生産スプレッド ($V_{GS(th),\,min} - V_{GS(th,\,max)}$ 値) を低くしたカレントシェアリングの改善

改訂履歴

Document version	Date of release	Description of changes
1.0	2021-08-23	本版は英語版 AN_2002_PL51_2003_092712 V1.0 について、CYPRESS DEVELOPER COMMUNITY の参画者によって日本語に翻訳され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 2021-08-23
Published by
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Germany

© 2021 Infineon Technologies AG.
All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?
Go to erratum@infineon.com

Document reference
AN_2002_PL51_2003_092712_JA

重要事項
本文書に記載された情報は、いかなる場合も、条件または特性の保証とみなされるものではありません（「品質の保証」）。本文に記された一切の事例、手引き、もしくは一般的価値、および／または本製品の用途に関する一切の情報に関し、インフィニオンテクノロジーズ（以下、「インフィニオン」）はここに、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。

さらに、本文書に記載された一切の情報は、お客様の用途におけるお客様の製品およびインフィニオン製品の一切の使用に関し、本文書に記載された義務ならびに一切の関連する法的要件、規範、および基準をお客様が遵守することを条件としています。

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。

本製品、技術、納品条件、および価格についての詳しい情報は、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（**www.infineon.com**）。

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。