

IGBT 及び MOSFET ドライバ 計算がより正確に

はじめに

このアプリケーション ノートは、特定のアプリケーションに必要なゲートドライブの性能数値の計算について説明しています。このアプリケーション ノートで得られた値は、最適なドライバを選択するためのベースとなります。

データシートに記載されるすべての CONCEPT による評価はアプリケーションで使用可能な性能数値を直接参照しています。ドライバの内部電力消費やその他の固有パラメータに対して、さらなるディレーティングや修正は行いません。

概要のみをすぐに確認したい場合、最も関連性が高い式は 1、4 及び 5 です。

必要なドライブ電力

ゲートドライバは電力デバイスの電源をスイッチ オン・オフします。これを行うために、ゲートドライバは電力デバイスのゲートを最終ターンオン電圧である V_{GE_on} まで充電するか、ドライブ回路がゲートを最終ターンオフ電圧である V_{GE_off} まで放電します。

2 つのゲート電圧レベルの切り替えには、このループでゲートドライバ、ゲート抵抗、電力デバイス間で消費する特定の電力量が必要です。この数値はドライブ電力 P_{DRV} と呼ばれます。このゲートドライバは、指定の電力モジュールに必要なドライブ電力に応じて選択する必要があります。

ドライブ電力はゲート電荷量 Q_{Gate} 、スイッチング周波数 f_{IN} 、実際のドライバ出力電圧振幅 ΔV_{Gate} から計算されます。

$$P_{DRV} = Q_{Gate} \cdot f_{IN} \cdot \Delta V_{Gate} \quad (式 1)$$

外付けコンデンサ C_{GE} が (補助ゲート コンデンサとして) ある場合、ゲートドライバは図 1 に示すようにこのコンデンサの充電及び放電も必要とします。

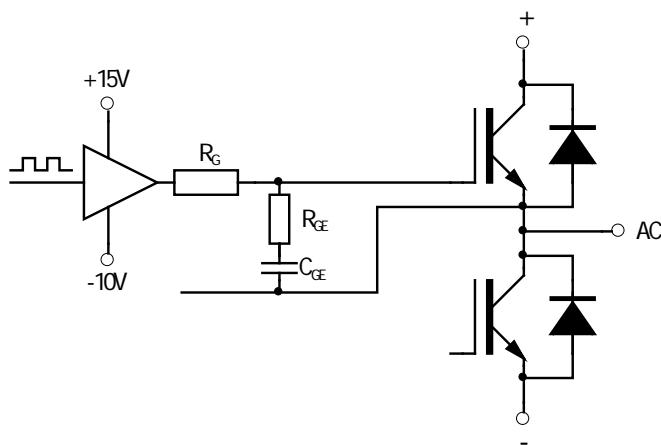


図 1: RC 素子が追加されているゲートドライブ

アプリケーション ノート

R_{GE} の値は C_{GE} が 1 サイクル中で完全に充・放電されている限り、必要なドライブ電力に影響を与えません。必要なドライブ電力は次になります。

$$P_{DRV} = Q_{Gate} \cdot f_{IN} \cdot \Delta V_{Gate} + C_{GE} \cdot f_{IN} \cdot \Delta V_{Gate}^2 \quad (式 2)$$

上の式は非共振型ゲートドライブで成り立ちます。ドライブ電力は、スイッチング動作が完全にオンから完全にオフになったりその逆である限り、ゲート抵抗の値やデューティ サイクルに依存しません。パラメータ ゲート電荷量 Q_{Gate} は次に決定されます。

ゲート電荷量

Q_{Gate} が IGBT や MOSFET 入力容量 C_{ies} から計算されることは絶対にありません。 C_{ies} は単に元 ($V_{GE} = 0V$) のゲート電荷曲線の一次概算値です。パワー半導体のゲート電荷曲線は全くの非線形です。このため、ゲート電荷は V_{GE_off} と V_{GE_on} の間のゲート電荷曲線の積分から求められます。

Q_{Gate} がデータシートに記載されている場合、このゲート電荷に対するゲート電圧振幅がアプリケーションで使用されているものと同じであるか確認することが重要です。異なるゲート電圧振幅からのゲート電荷は一般的に互換性がありません。例として、記載されている Q_{Gate} が $V_{GE} = -10V \sim +15V$ である場合、 $V_{GE} = 0V \sim +15V$ に対するゲート電荷を決める正確な方法はありません。

このような場合には、ゲート電荷図 (Q_{Gate} 対 V_{GE}) がいない場合、 Q_{Gate} を取得する唯一の方法はそれを測定することです。図 2 にゲートドライブの一般的なターンオントランジェント波形を示します。ゲートドライブの出力電流 I_{OUT} はパワー デバイスのゲートを充電しています。したがって、図 2 に示す出力電流曲線の下の領域はゲート総電荷量です (回路図は 図 4 を参照)。積分時間はゲート電圧振幅全体を扱うのに十分な長さです (出力、GH; 出力 GL を参照してください)。積分時間は、ドライバ出力電圧が最終値に達して安定する期間、またはドライバ出力電流がゼロに達して安定する期間を超えることはできません。

$$Q_{Gate} = \int I_{OUT} dt \quad (式 3)$$

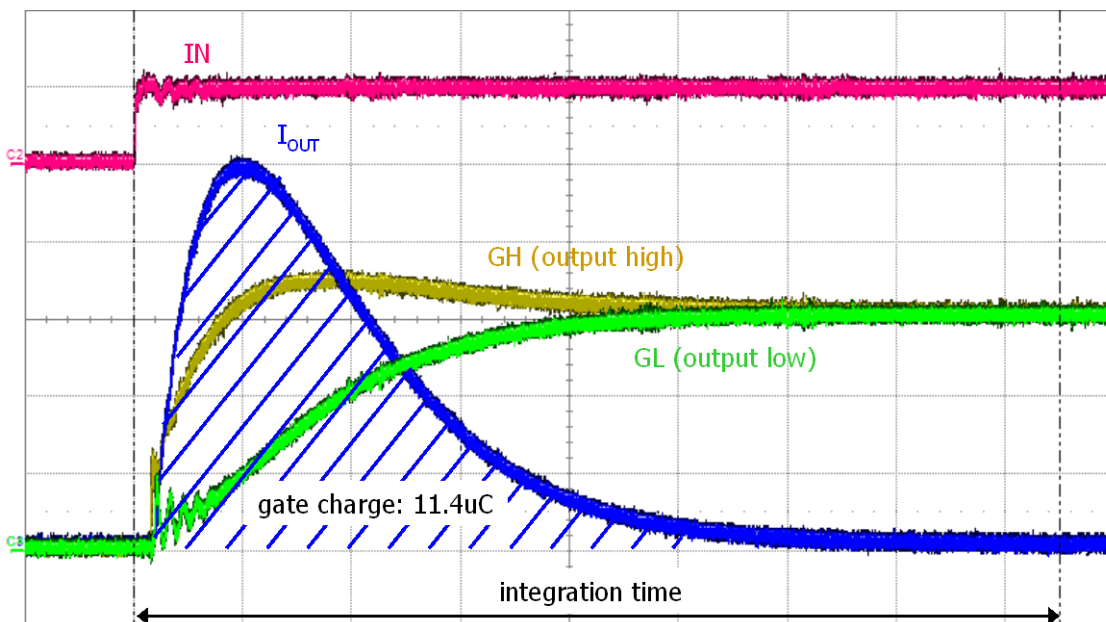


図 2: 出力電流の積分によるゲート電荷のトランジェント波形

アプリケーション ノート

出力電流が発振しているか注意する必要があります。実際のセットアップでは、非常に長い充電時間や、あるいは大きな電荷を少し積分するのではなく、わずかな電荷を多く積み上げたために生じる誤差により、測定されたゲート電荷は、電流の発振の影響を受けることが多くなります。したがって、ゲート電荷の測定のために発振のないセットアップを強く推奨します。

ドライバの出力電流発振は、クランプ効果及び出力部と回路制御の非線形動作によりゲートドライバユニットで更なる電力消費が発生する場合があります。したがって、最大使用可能ゲートドライブ電力は常に非発振ドライバ出力電流から求められます。

共振ゲート駆動は高いスイッチング周波数の利点を活かしてこの発振現象を利用する場合があります。共振ゲートドライブはこのアプリケーション ノートでは、記載しておりません。

最大ドライブ電流:推奨

ゲートドライブ回路のもう一つの重要な性能パラメータは最大ゲートドライブ電流 $I_{OUT,max}$ です。 $I_{OUT,max}$ は選択した最高のゲート電圧振幅と共に選択した最低のゲート抵抗値を扱うのに十分な大きさである必要があります。一次で近似した場合の最大値は次の通りです。

$$\hat{I}_{OUT(1.Order)} = \frac{\Delta V_{Gate}}{R_{Gate_Min}} \quad (式 4)$$

ゲート電流に発振がある場合には $I_{OUT,max} > \hat{I}_{OUT(1.Order)}$ に従い最大ゲートドライブ電流を選択することを推奨します。ゲート電流発振に関し、ダンピングが小さい場合、注意が必要です。この場合、ピーク電流が非常に高く、測定によってのみ確認が可能な場合があります。

実際の経験によると、ゲート電流に発振がなく、ゲート抵抗が小さい場合、上記の値 $\hat{I}_{OUT(1.Order)}$ の 70% 以下の値が観測されます。この低減の原因はゲート ループ内の寄生インダクタンスです。ゲート チャージの際、この寄生インダクタンスは電流の傾きを制限しています。したがって、ゲート ループに発振がない場合、次の要件に従って小さいゲート抵抗値として最大 0.7 の低減係数を伴ったゲートドライバを選択することを推奨します。

$$I_{OUT,max} \geq 0.7 \cdot \hat{I}_{OUT(1.Order)} \quad (式 5)$$

ドライバ出力での実際のピーク電流は式 5 を使用する時に常に測定により再確認する必要があります。

例:

25 V (+15 / -10 V) のゲート電圧振幅で IGBT モジュールを 0.5Ω 外部ターンオンゲート抵抗で、0.2 Ω モジュールを内部抵抗で運用する場合、ゲートドライバはターンオンで少なくとも 25 A 出力電流の能力が必要です。

0.7 という実際の経験による低減係数の理論的な基本はセクション「最大ドライブ電流:背景」を参照してください。

可変出力電圧振幅

ゲートドライバの出力電圧振幅は若干出力電力に影響します。これはドライバの高電圧絶縁タイプ DC/DC コンバータのソフトネス特性によるものです。最悪条件での計算は最大ゲート電圧振幅に基づきます。目的の出力電力範囲のゲート電圧振幅を取得するには、ドライバのデータシートを参照するか、実際のセットアップで出力電圧を測定してください。

厳密に言えば、ゲート電荷は目標のゲート電圧振幅で測定される必要があります。ゲート電荷が (低い周波数で) より高いゲート電圧振幅で測定された場合、計算されたドライブ電力要件は実際の (目的の周波数での) ドライブ電力要件よりも高くなります。実際的には、要求される精度が 5% 以下の場合、この効果を考慮する必要はありません。

アプリケーション ノート

最大動作温度

CONCEPT ドライバは、データシートで説明していない限り全出力電力に対して $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ までの温度で定格が設定されています。特にデレーティングが規定されていない場合、最大ドライブ電力及び電流は温度範囲全体に渡って適用されます。

温度定格はエアフローがなく自然対流時の周囲温度を適用します。わずかな強制空冷（ファンによる対流）でもドライバからの熱放散を大幅に改善する場合があります。その結果、より高い信頼性が得られます。

最大スイッチング周波数

パラメータの中には最大動作可能スイッチング周波数に影響を与えるものがあります。1 つ目は前述のセクションで検討された結果、必要とされる出力電力値です。2 つ目はゲート抵抗による消費電力の変動です。ゲート抵抗が高くなると、指定した周波数でドライバ出力部での電力消費がより低くなります。3 つ目の影響は高いスイッチング周波数によるドライバの自己発熱です。

図 3 は、いくつかのゲート抵抗による出力電力対スイッチング周波数の一例です。曲線の形状及びパラメータによる固有のものであり、図 3 の曲線は常に適用できるわけではありません。

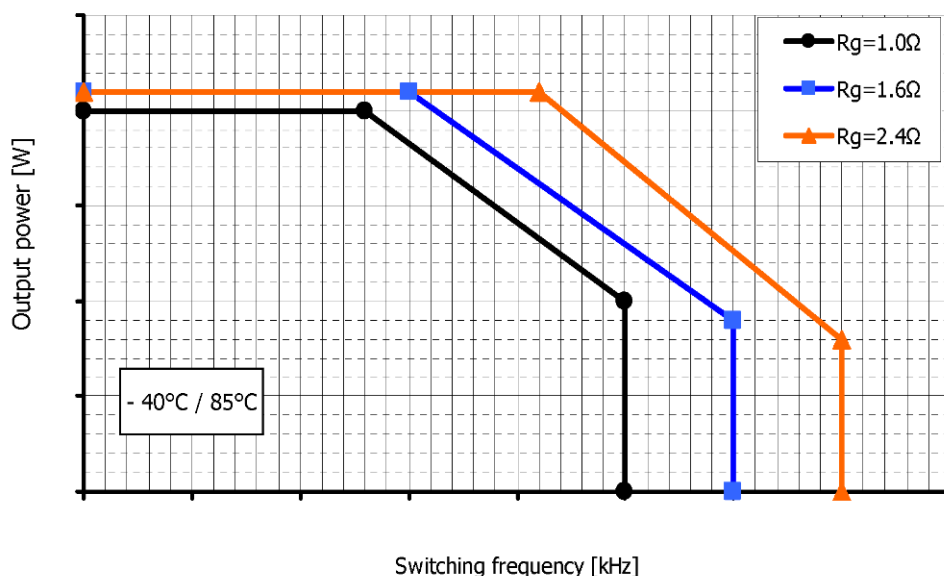


図 3: 許容出力電力対スイッチング周波数

最大ドライブ電流: 背景

実際の低減率を検討することは、以下の点を考えることからきています。

実際のゲート ループで発振がない場合に流すことができるのは、どれだけのピーク電流か。

アプリケーション ノート

分析では他のパラメータすべてを定数にして、ゲート抵抗の変動のみに絞ります。非共振型ゲートドライブのみが対象となります。非共振型ゲート電流波形が好ましいと想定されています。

図 4 に示すゲート回路のモデルは、出力 GH、GL 及び個別のゲート抵抗パス $R_{g,on/off}$ 、関連する浮遊インダクタンス $L_{g,on/off}$ 、関連する浮遊インダクタンス L_{gg} がある電力デバイスへの共通ゲート電流パスがあるドライバ部で構成されたものです。電力デバイスは一定容量でモデル化されています。これはもちろん簡略化されたものですが、ゲート チャージの開始時にのみ有効です。ゲート チャージ開始時は、充電電流が個々で最大になるので最も関係する部分です。

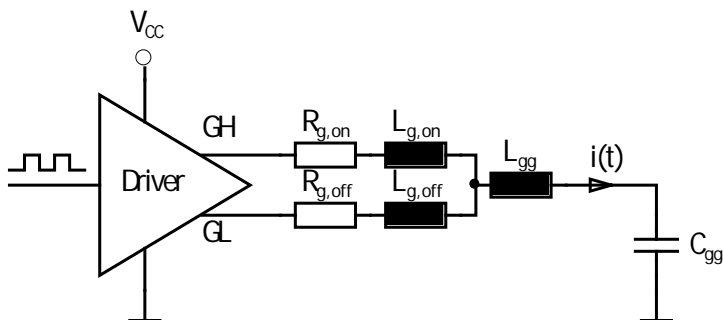


図 4: 最大ゲートドライブ電流を得るためのモデル回路

ゲート電流 $i(t)$ は RLC 回路のよく知られた二次微分方程式により導かれます。

$$L_g \cdot \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + R_g \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{i(t)}{C_{gg}} = 0 \quad (\text{式 6})$$

L_g 及び R_g はターンオン及びターンオフ パスそれぞれの L 及び R の各合計です。発振と非発振ソリューションの間の境界は L_g 、 C_{gg} 、 R_g の比により設定されます。 $i(t)$ の非発振ソリューションはダンピング条件を満たす必要があります。

$$R_{g(non-osc)} \geq 2 \sqrt{\frac{L_g}{C_{gg}}} \quad (\text{式 7})$$

非共振型ゲート電流波形を維持する最小ゲート抵抗は式 8 により求められます。

$$R_{g,min(non-osc)} = 2 \sqrt{\frac{L_g}{C_{gg}}} \quad (\text{式 8})$$

アプリケーション ノート

非発振型ゲート電流波形の最高電流ピーク $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ は臨界減衰の場合に流すことができるピーク電流と考えることができます。これにより、ピークゲート電流 $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ が次のようになります。

$$\hat{I}_{\max(\text{non-osc})} = \frac{2}{e} \cdot \frac{\Delta V_{\text{Gate}}}{R_{g,\min(\text{non-osc})}} \approx 0.74 \cdot \frac{\Delta V_{\text{Gate}}}{R_{g,\min(\text{non-osc})}} \quad (\text{式 9})$$

e はオイラー数です。

式 9 は非発振の場合の最大電流でのみ成り立つことに注意することが重要です。ゲート抵抗値 $R_g > R_{g,\min(\text{non-osc})}$ でピーク電流は常に $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ より小さくなります。 R_g の値が高い場合、ゲート電流は式 4 になりますが、ピークゲート電流はやはり常に $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ より小さくなります。このため、ドライバの強さ（つまり、最大ドライバ出力電流）を式 9 に従って設定することで対応できます。 $R_{g,\min(\text{non-osc})}$ の値はすべての新しいゲートループセットアップ及び電力デバイスの測定により決定する必要があります。

$\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ の 0.74 という論理的に求められた低減係数は実際のアプリケーションでは制限されたドライバのスイッチング速度、実際のゲートループの伝送線の性質、ドライバのブロッキングコンデンサの内部時定数により更に低減されます。したがって、0.70 という実際の推奨低減係数は、0.74 という理論的に求められた最大数と一致しています。

例:

出力ゲート電圧振幅 $\Delta V_{\text{Gate}}=25\text{V}$ のゲートドライバがループインダクタンスが 20 nH の IGBT に接続しており、IGBT の入力容量が 30 nF である場合には、次のようになります。

$$R_{g,\min(\text{non-osc})} = 2 \sqrt{\frac{20\text{nH}}{30\text{nF}}} = 1.63\Omega$$

この例では、 R_g が 1.63Ω 未満のゲート抵抗値でゲート電流が発振し始めます。これがこのゲートドライブで望ましくない動作であると想定します。 $R_g=1.63\Omega$ でゲート電流は非発振最大値である以下の値となります。

$$\hat{I}_{\max(\text{non-osc})} \approx 0.74 \cdot \frac{\Delta V_{\text{Gate}}}{R_{g,\min(\text{non-osc})}} = 0.74 \cdot \frac{25\text{V}}{1.63\Omega} = 11.4\text{A}$$

より高いゲート抵抗値では、低減係数は 0.74 から 1.0 に上昇します。ただし、関連のゲート電流は減り、常に $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ より小さくなります。

免責条項

アプリケーションノートにはデバイスの仕様が記されていますが、デバイスが特定の特性を保証するものではありません。引き渡し、性能、適合性に関して、明示的か暗黙的かを問わず、いかなる保証もしていません。

CT-Concept Technologie AG は、いつでも事前の通告なしでその技術的データ及び製品仕様に変更を加える権利を有しています。CT-Concept Technologie AG の引き渡しに関する一般的な利用条件が適用されます。

メーカー

CT-Concept Technologie AG
Intelligent Power Electronics
Renferstrasse 15
CH-2504 Biel-Bienne
Switzerland

電話 +41 - 32 - 344 47 47
ファックス +41 - 32 - 344 47 40

電子メール Info@IGBT-Driver.com
インターネット www.IGBT-Driver.com

© 2010 CT-Concept Technologie AG - Switzerland.
当社は事前の通告なしで任意の技術的変更を加える権利を有しています。

All rights reserved.
版 2014-04-24