



# フィジカルかつスケラブルなシミュレーションモデルによるパラメータとアプリケーション結果の評価

# フィジカルかつスケラブルなシミュレーションモデルによるパラメータとアプリケーション結果の評価

著者 : Heinrich Kamamen  
Field Application Engineer

Didier Balocco  
Technical Marketing Engineer

## 概要

フィジカルかつスケラブルなモデリング手法は、プロセスとレイアウトのパラメータに基づく高度なSPICEモデリング手法であり、SPICE、物理設計、およびプロセステクノロジー間の直接リンクを通じて、設計の最適化を可能にします。オンセミのWebサイトから、ほぼすべてのディスクリートパワーコンポーネントのフィジカルかつスケラブルなモデルを入手できます。モデルの精度が高いため、ユーザはデバイスのパラメータがデータシートにない場合、特定の動作点に対応するパラメータを(データシートにあるかのように)抽出できます。これらのモデルは、実際のアプリケーションでのデバイスの挙動をリアルに想像できます。パワーデバイスの損失は、経験式に基づいて推測するのではなく、すべての寄生要素(レイアウト、受動寄生など)を含む実回路で得られます。接合部温度などの重要な情報をモニタして、信頼性計算に使用するデバイスのミッションプロファイルを決定することもできます。

## はじめに

フィジカルかつスケラブルなモデリングは、James Victoryによって論文[1]、[2]、[3]およびチュートリアル[4]で解説されています。これらのモデルはシリコン(または炭化ケイ素、窒化ガリウム)方程式とデバイスの形状に基づき、カーブフィッティングでは得られません。これらは挙動モデルです。テクノロジープラットフォームにリンクされており、スケラリングによってデバイスが取得されます。モデルにはパッケージ寄生要素が含まれます。熱依存性も電気-熱等価を用いて、シミュレーション中に順次計算されます。これについても本稿で説明しています。

シミュレータ(Orcad, SIMetrix, LTspice)のセットアップについては、下記の文献[5]で説明されています。

本稿では、動作点の関数としてオン抵抗や出力コンデンサ値などのデバイスパラメータを抽出するための簡単なシミュレーション回路図の記述に焦点を当てています。

熱依存性のあるモデルとないモデルの違いについても説明します。

また、フルブーストステージ図で得られた結果(接合部温度、損失など)についても説明します。

## 「オン」静的領域曲線

ゲート-ソース間電圧をパラメータとするドレイン電流対ドレイン-ソース間電圧

(最初の例: NTHL040N65S3F)

オン領域特性または曲線は、ゲート-ソース間電圧をパラメータとして使用して、ドレイン-ソース間電圧によってドレイン電流がどのように変化するかを示すものです。この曲線は、MOSFETについて説明しているすべての大学の教本(Figure 1参照)、およびデータシート(Figure 2参照)に記載されています。

「オン」特性または曲線は、次の2つの領域で構成されます。

- 線形またはオーミック領域：MOSFETが抵抗として動作する領域( $R_{DSon}$ と呼ぶ)
- 飽和領域または活性領域：曲線がほぼ平坦になり、MOSFETが電流源のように動作する領域

これらの曲線はおおよそゲートに印加される電圧に依存します。

このオン領域曲線は、オンセミのアプリケーションノート「MOSFET Basics」[6]に、以下のFigure 1のように記載されています。

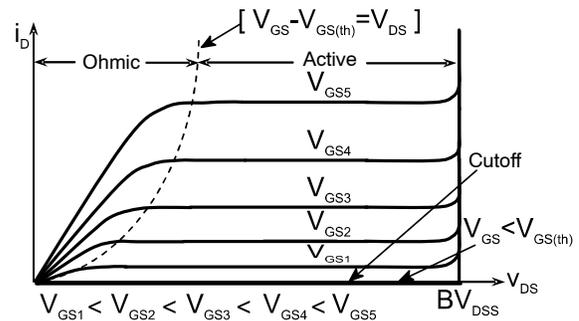


Figure 1. Typical On-Region Curve from a University Book

仕様では、この曲線は対数スケールで表示されます。例えば、NTHL040N65S3F、SuperFET3 Fast

recovery 40 mΩの場合、Figure 2のような曲線になります。

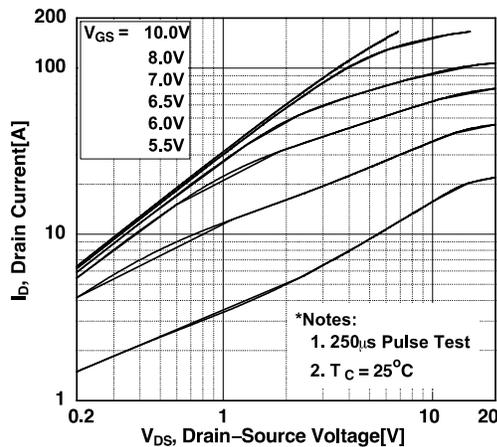


Figure 2. On-Region Curve from Data Sheet

SIMetrixでこの特性を抽出するために、3ピントランジスタモデルを使用し、トランジスタに2つの電圧源を接続しました。Figure 3に示すように、1つはドレインとソースピンの間、もう1つはゲートとソースピンの間です。

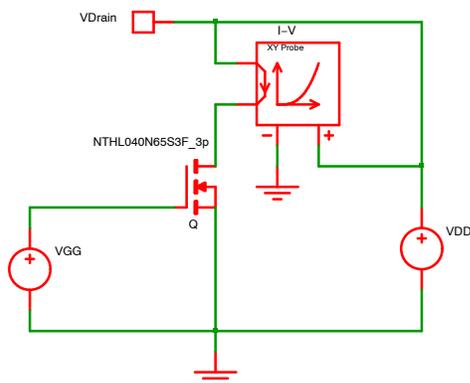


Figure 3. On-Region Simulation Schematic

シミュレーション構成はFigure 4を参照してください。ドレイン-ソース間電圧源(VDD)のDCスイープ解析モードを選択します。

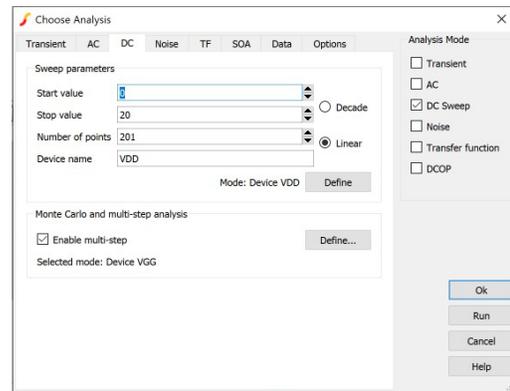


Figure 4. On-Region Simulation Setup

オン領域特性のパラメータとしてゲート-ソース間電圧を使用するために、電圧源(VGG)に対してマルチステップ解析を有効にしました(Figure 5参照)。

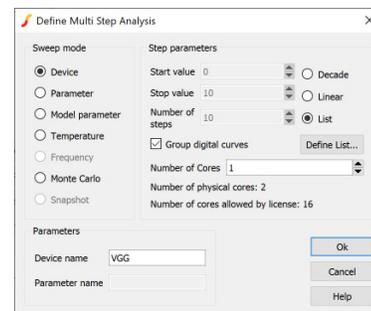


Figure 5. On-Region Multi-Step Setup

考えられるゲート-ソース間電圧値を定義するために、リストを作成しました(Figure 6参照)。

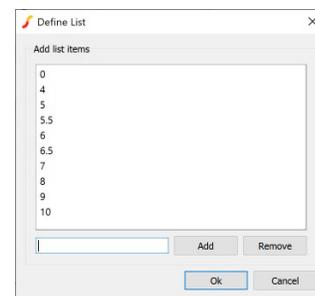


Figure 6. On-Region Simulation List Setup

温度25°Cについて、シミュレーションを実行しました。

Figure 3の回路図に「X-Yプローブ」を追加し、ドレイン電流対ドレイン-ソース間電圧の関係をプロットし、Figure 7が得られました。

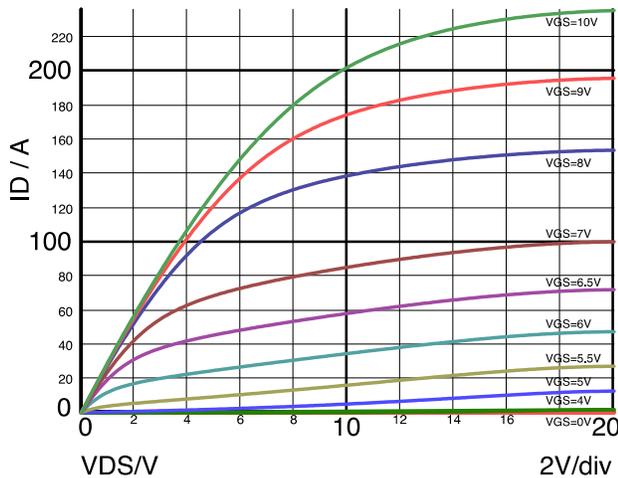


Figure 7. On-Region Curve Simulation Results

仕様曲線に用いたゲート-ソース間電圧と同じ値のリストを使用し、さらにX軸とY軸に対数スケールを用いて、Figure 8に示す曲線が得られました。

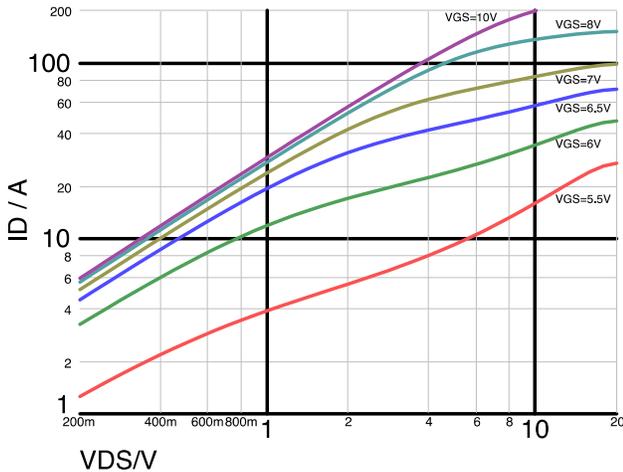


Figure 8. On-Region Curve Simulation Results

同じ試験条件で、Figure 2とFigure 8を比較すると、シミュレーション結果(我々のMOSFETモデルで実施)が、実験室での測定で得られた値やデータシートから抽出した値と完全に一致していることがわかります。

#### ゲート-ソース間電圧をパラメータとするドレイン電流対ドレイン-ソース間電圧 (第2例: NTMFS5C604N)

ここで、NTMFS5C604Nなどの中電圧MOSFETモデルと、Figure 3と同じシミュレーション回路図を使用します。またドレイン-ソース間電圧について

は、同じセットアップを使用します。参考文献にある線形スケールを使用して、次の結果(Figure 9参照)が得られました。

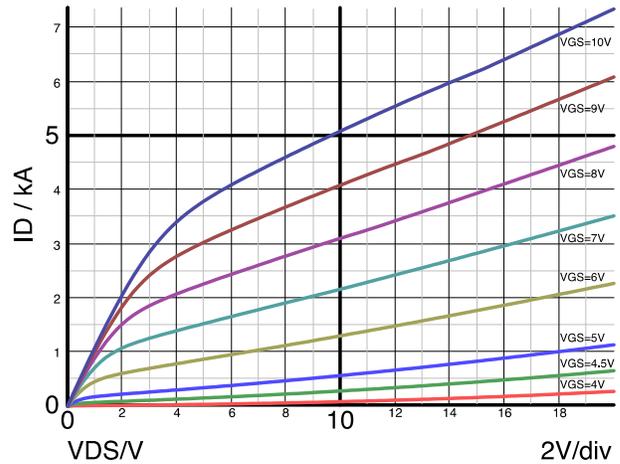


Figure 9. On-Curve Simulation Results

このシミュレーションでは、得られた結果はMOSFETの仕様をはるかに超えます。したがって有効ではありません。モデルは仕様の範囲内でのみ有効です。

5ピンモデルで接合部温度をモニタする場合、次のシミュレーション回路図になります(Figure 10)。

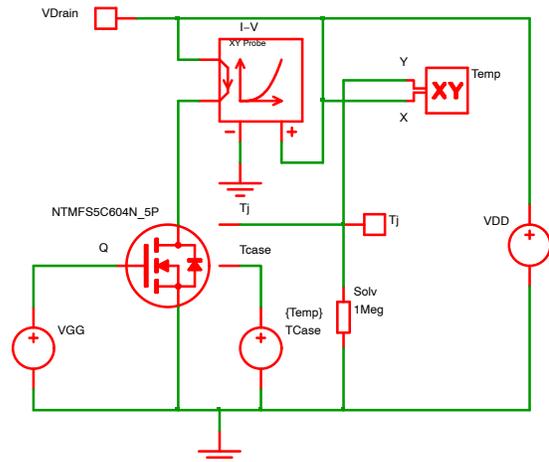


Figure 10. On-Curve Simulation Schematic with a Constant Temperature Package

このモデルは、電圧が温度、電流が消費電力を表す電気-熱等価を使用しています。ケース温度は電圧源を使用してシステム温度に設定されます。電圧源の値は、SIMetrix変数「Temp」にシステム温度が格納されている状態で設定されます。システム温度は

、シミュレーションセットアップウィンドウ内のオプションタブで25°Cに設定できます(Figure 11参照)。

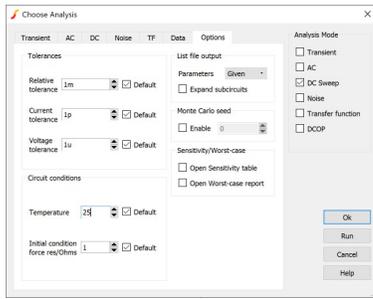


Figure 11. System Temperature Setup

ソルバーの収束を助けるために、「接合部温度」ピンに1 MΩ抵抗を追加する必要があります。I-V「XYプロブ」の上に、「XYプロブ」を使用した2つ目のプロットを行い、接合部温度の挙動をモニタしています。

Figure 12の曲線が得られます。

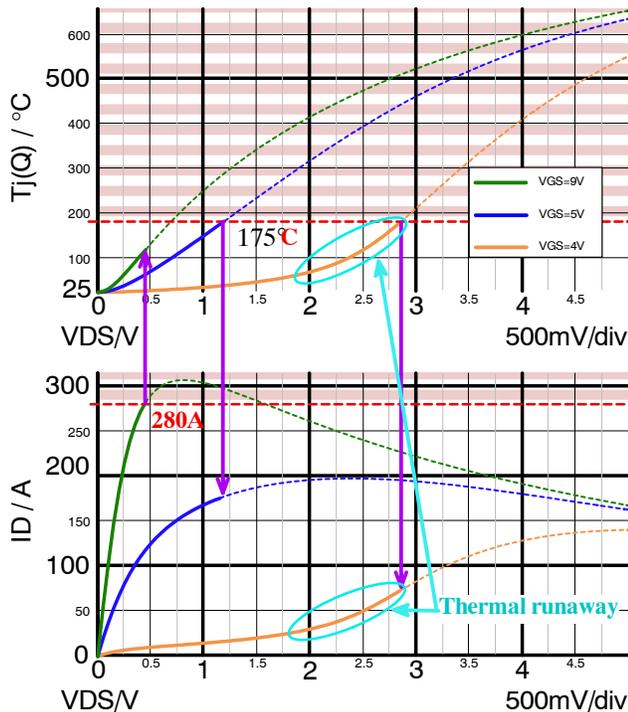


Figure 12. On-Curve Simulation Results with 25°C Constant Temperature Package

パッケージ温度を25°Cに維持しても、接合部温度が175°C(規定最大接合部温度)以上に上昇し、ドレインピンに流れる電流は280 A (25°Cでの最大定格電流)以上になります。

Figure 12の結果を検討すると、以下の点に注目できます。

- ゲート-ソース間電圧が4 Vの場合、飽和領域で熱暴走が見られる。電圧の上昇中には、電流が加速

的に増加する。ドレイン電流が280 Aの仕様限界に達する前に、接合部温度は175°C以上に上昇する。

- ゲート-ソース間電圧が5 Vの場合、デバイスはオーミック領域に留るが、ドレイン電流が280 Aの制限に達する前に接合部温度は175°Cまで上昇する。
- ゲート-ソース間電圧が9 Vの場合、デバイスはオーミック領域に留まるが、接合部温度が175°Cに達する前にドレイン電流は280 Aの仕様限界まで上昇する。

電流が300 Aに達したとき、または接合部温度が175°Cに達したときに電流を止めれば、仕様範囲内に収まることになります。

ドレイン-ソース間電流源を300 Aに制限します。接合部温度で駆動されるスイッチを使用して、温度が175°C以上になると電流源を短絡させます。デバイスが冷えたときに新たにターンオンするのを避けるために、非常に大きなヒステリシスを実装しています。

Figure 13に、以下のシミュレーション回路図を示します。

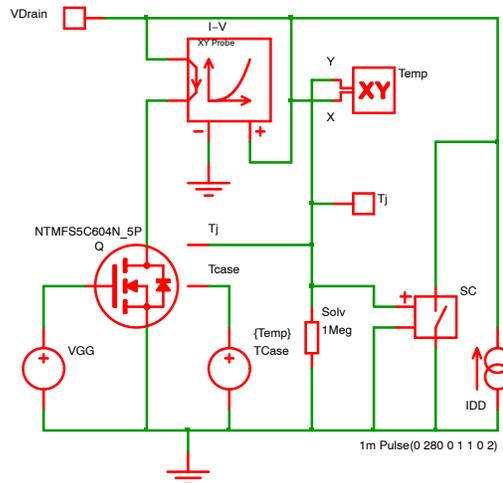


Figure 13. On-Curve Simulation Setup with Current and Junction Temperature Shutdown

電流源を短絡しているスイッチのセットアップは以下のとおりです(Figure 14)。

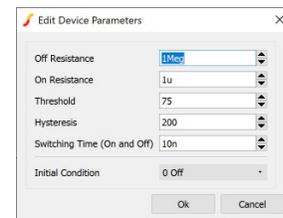
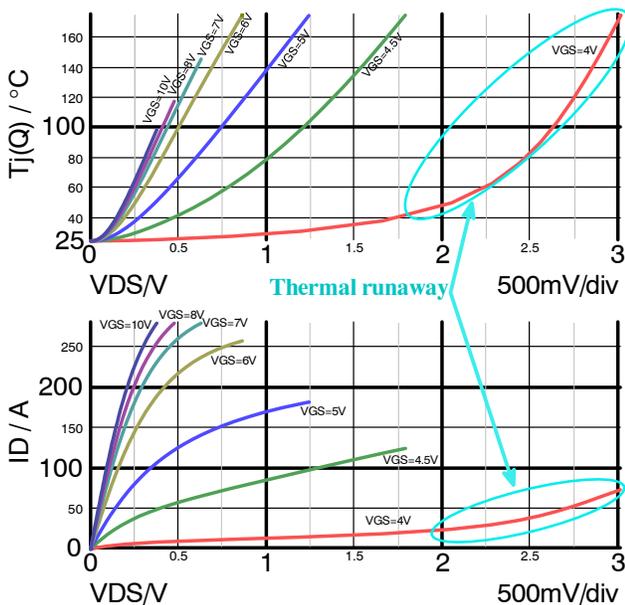


Figure 14. Switch Setup to Short the Current Source

スイッチのオン抵抗は、シミュレート(または測定)するデバイスのオン抵抗よりもかなり低くなければなりません。

このスイッチは、200°Cのヒステリシスの影響を受ける1  $\mu\Omega$ のオン抵抗で作成され、スイッチング時間は10 nsに設定されています。

上記の回路図をシミュレートして、Figure 15に示す曲線が得られました。



**Figure 15. On-Curve Simulation Results up to 280 A and 175°C Junction Temperature with 25°C Case Temperature**

熱保護が作動すると、ON/OFFスイッチではないので、ドレイン電流がすぐにゼロになり水平線に留まります。これらの平坦な線は、わかりやすくするために、上記グラフ(Figure 15)からは意図的に削除されています。

ゲート-ソース間電圧が4 Vの場合に熱暴走が見られます。飽和領域または活性領域内で曲線が再び立ち上がり、接合部温度が指数曲線と同様に上昇します。これはドレイン-ソース間電圧が2 V付近に達すると起こります。接合部温度曲線の傾きは、40°Cから175°Cまで高速で変化します。

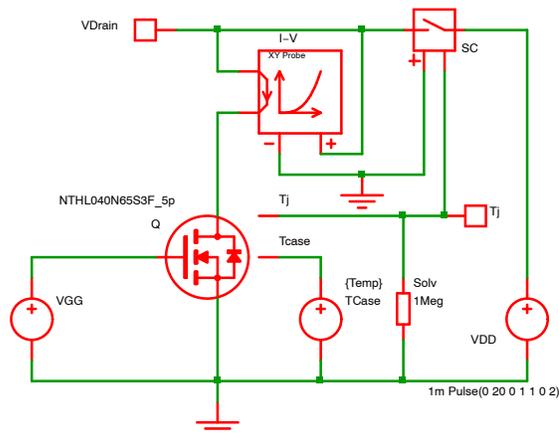
### NTHL040N65S3Fの仕様と3ピンおよび5ピンモデルとのオンカーブ比較の結果

仕様では、オンカーブの測定において、自己発熱を抑えるために250  $\mu\text{s}$ のパルスを使用し、ケースは25°Cとします。Figure 2を参照してください。

Figure 3の3ピンモデルとFigure 4, 5, 6に示すセットアップを使用すると、Figure 8の曲線が得られます。

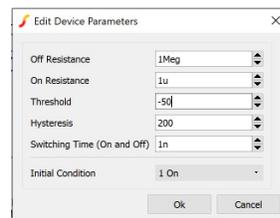
3ピンモデルでは、自己発熱がダイ温度に影響しないため、ほぼ同じ結果が得られます。ダイを一定温度環境で維持したり、熱インピーダンスがゼロの無限ヒートシンクを想定したりするのと同様です。

ここで、5ピンモデルを使用して、温度上昇を仕様範囲内に抑える場合、Figure 16の回路図を使用して連続動作モードでオンカーブを得ることができます。



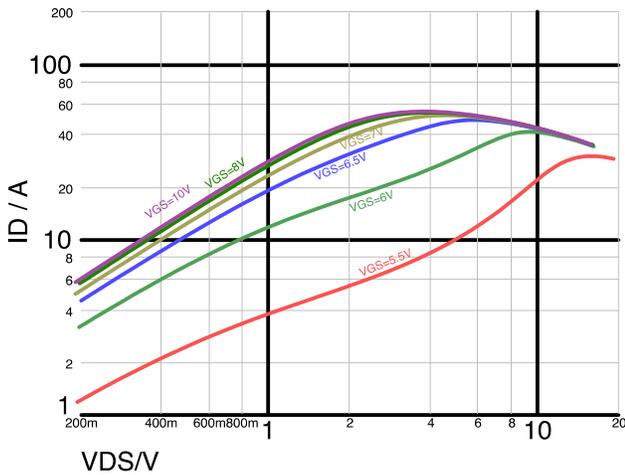
**Figure 16. On-Curve Simulation Setup with Voltage and Junction Temperature Shutdown**

接合部温度が150°Cに達したらカーブを停止するために、接合部温度で駆動されるスイッチを使用します。Figure 13と比較すると、電圧源を使用し、温度が150°Cに達するとターンオフする電圧-スイッチの動作を逆にしています。スイッチのセットアップをFigure 17に示します。



**Figure 17. Switch Setup to Open the Voltage Source**

上記の回路図(Figure 16)でシミュレーションを実行したら、Figure 18に示す曲線が得られました。



**Figure 18. On-Curve Simulation Results up to 200 A and 150°C Junction Temperature with 25°C Case Temperature**

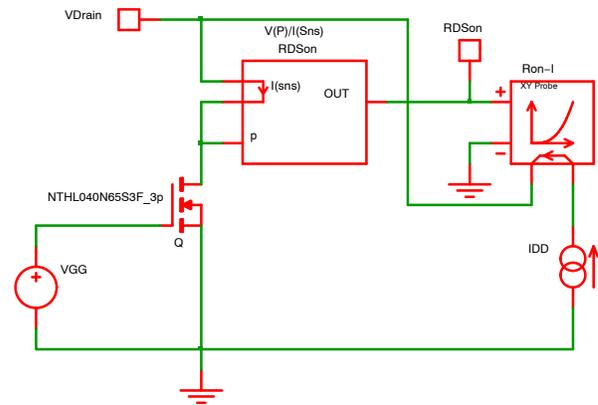
熱保護が作動すると、ON/OFFスイッチではないので、ドレイン電流はすぐにゼロになり水平線に留まります。これらの平坦な線は、わかりやすくするために、上記グラフ(Figure 18)からは意図的に削除されています。

自己発熱の影響を見ることができ、連続モード動作で有効な曲線が得られます。

データシートの特性を精密にエミュレートするために、各ドレイン-ソース間バイアス状態の250 μs トランジェントパルスを実行する必要があります。パルス終了時のドレイン電流が、各電圧源パルスごとにサンプリングされます。その後、 $I_D$  vs.  $V_{DS}$  プロットが作成されます。このセットアップは、SIMetrixのスクリプト機能を使用するため、ここでは示していませんが、PSpiceで検証されています。

#### オン抵抗値対ドレイン電流

この特性は、ドレイン電流とゲート-ソース間電圧に対してオン抵抗値がどのように変化するかを示しています。この特性を得るために、Figure 19に示すように、ドレインとソースピンに電流源を接続しました。



**Figure 19. On Resistance versus Drain Current Simulation Schematic**

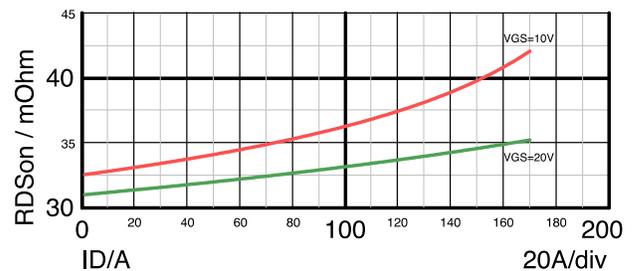
シミュレーションはNTHL040N65S3F MOSFET 3ピンモデルで実行され、このシミュレーションには25°Cの温度が使用されました。このシステム温度のセットアップについては、Figure 11を参照してください。

このシミュレーションセットアップでは、ドレイン電流にDCスイープを適用しました。ゲート-ソース間電圧については、Figure 3と同じようにマルチステップ解析を行い、オン領域曲線をシミュレートしました。

オン抵抗を計算するには、任意ソースを使用し、ドレイン-ソース間電圧をドレイン電流で除算した値を求めます。これにより、オン抵抗に正比例した電圧が得られます。任意関数のセットアップ例については、Figure 22を参照してください。

抵抗値曲線を表示するには、X-Yプローブを使用します。X軸はドレイン電流に、Y軸はオン抵抗の任意関数に接続します。

シミュレーションの結果、以下の曲線が得られました(Figure 20)。



**Figure 20. On-Resistance Value versus Drain-Current Simulation Results**

上記のプロットで、MOSFETモデル「NTHL040N65S3F」を用いたシミュレーションで得られた抵抗曲線と、データシートに記載されている曲線との間に、わずかな違いがあることがわかります。

事実、ドレイン電流100 A、ゲート-ソース間電圧10 Vの場合、シミュレーション結果とデータシートの測定値の差はほぼ1.25 mΩです。これは3%の相対的差異に相当し、許容範囲内です。

## オン抵抗値対温度

この曲線で、温度に対するオン抵抗の変化を確認することができます。温度は電荷キャリアの攪拌に影響を与え、これがトランジスタのオン抵抗値に影響を与えます。

スイッチングアプリケーションでは、ターンオン時にトランジスタに電流が流れ始めます。すると自己発熱によって接合部温度が上昇します。その結果、ターンオン時の電流による温度上昇でオン抵抗値が増加することになります。

ここでは、オン抵抗値を計算するための任意関数ブロックを利用する前回のシミュレーション(Figure 19内)とほぼ同じ回路図(Figure 21参照)を使用します。25°Cの値で曲線を正規化するパラメータを追加しています(Figure 22参照)。(前章のドレイン電流の代わりに) X-Y曲線を温度の関数としてプロットしました。

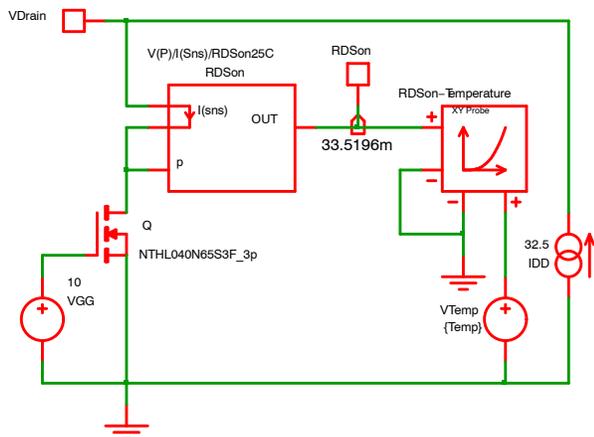


Figure 21. On-Resistance versus Temperature Simulation Schematic

このシミュレーションでは、データシートのとおりゲート-ソース間電圧には10 Vを使用しました。仕様書に記載されている値と一致するように、電流源は32.5 Aを設定しました。

シミュレーション温度(SIMetrix変数「Temp」)と等しい電圧源を使用して、X-YプローブのX軸にします。X-YプローブのY軸は任意関数出力に接続されます。

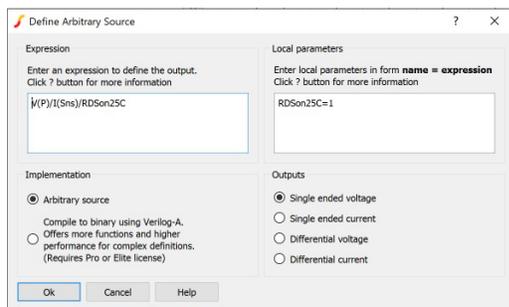


Figure 22. Arbitrary Function Setup

周囲温度を25°Cにして、(Figure 23のDCスイープ・シミュレーション上で)動作点の計算を実行します。これはFigure 23の赤枠内のDCOP (dc operating point) シミュレーションと温度を確認して定義されます。

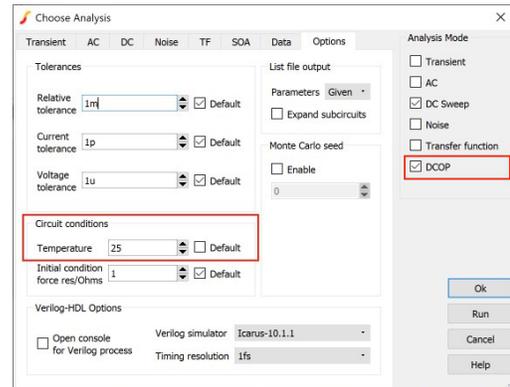


Figure 23. On-Resistance Value versus Temperature Operating Point Simulation Setup

また、Figure 21の回路図には、動作点での任意関数の結果(オン抵抗値)を示す「バスアノテーションマーカー」を置きました。

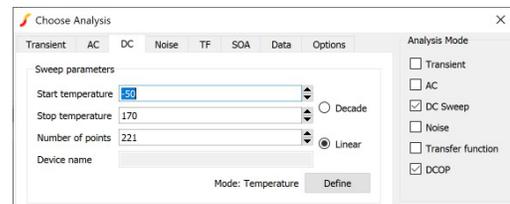
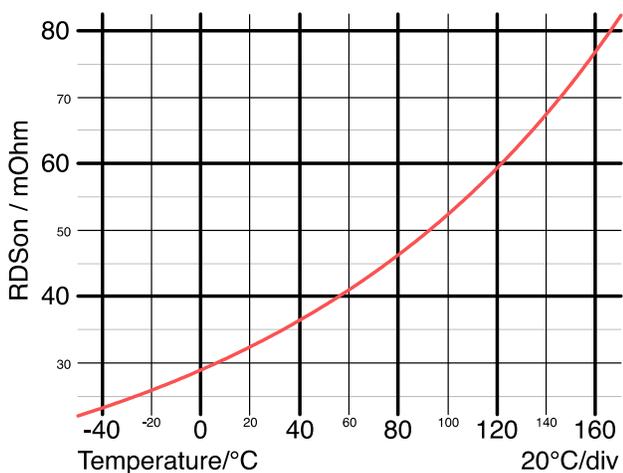


Figure 24. On-Resistance Value versus Temperature dc Sweep Simulation Setup

上記のFigure 24に示すように、温度でDCスイープを実行するようにシミュレーションをセットアップします。

1. Figure 22に示すように、任意関数ブロックのパラメータRDSon25Cを1に設定する。
2. 1回目のシミュレーションを実行する。
3. バスアノテーションマーカー(Figure 21に示すとおり33.5196m)で25°Cのオン抵抗が得られる。
4. また、温度の関数としてのオン抵抗値も得られる(Figure 25参照)。
5. 任意関数パラメータRDSon25Cに、このバスアノテーションマーカーの結果の値を設定する。
6. 2回目のシミュレーションを実行する。
7. バスアノテーションマーカーは、任意関数ブロックパラメータが正しく/正確に設定されていれば、1またはそれに非常に近い値になる。
8. Figure 26に示すように、正規化されたオン抵抗対温度が得られる。

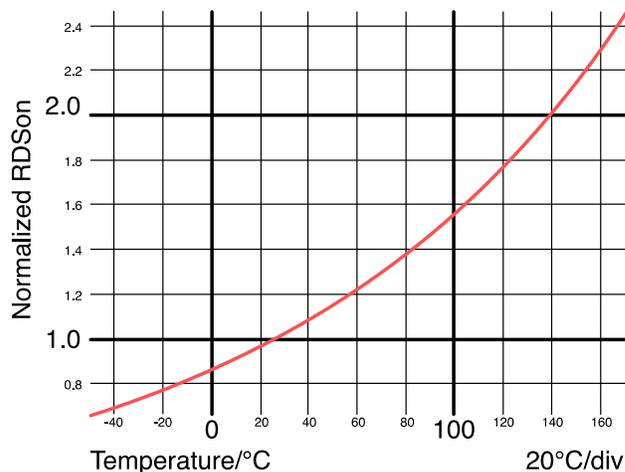
パラメータを設定し(RDSon25Cを1に)、動作点(VGGとIDD)を変更すると、Figure 25に示すように、目的のアプリケーションに応じて任意の動作点でのオン抵抗対温度が得られます。



**Figure 25. On-Resistance Value versus Temperature Simulation Results**

Figure 25では、25°Cにおけるオン抵抗を33.5196mとして測定できます。この値を任意関数パラメータRDSon25Cに使用してシミュレーションを再実行すると、Figure 26に示す正規化されたオン抵抗曲線が得られます。

プロットFigure 26は仕様書に記載されているものと同様です。



**Figure 26. Normalized On-Resistance Value versus Temperature Simulation Results**

#### オン抵抗値対時間(動的解析)

5ピンモデルは、ミッションプロファイルに応じた接合部温度の挙動を知りたいときに非常に役立ちます。

この演習では、1 A~40 Aの低周波パルス電流がスイッチを通過していると仮定しました。仮説：スイッチのケースは一定温度のヒートシンクに取り付けられている(放熱対策なし)。この温度がシステム温度として選択され、システム温度を表すSIMetrix変数「Temp」に等しい値を持つ電圧源によってモデル化されます。Figure 11を使用して、このシステム温度を25°Cに設定します。

オン抵抗値の変化を解析しようと思います。そこで、同じ任意関数を再利用してオン抵抗をその場で計算することにします。任意関数のセットアップはFigure 22を参照してください(ここでは、「RDSon25C」パラメータは使用しません)。Figure 27に示す回路図が得られます。

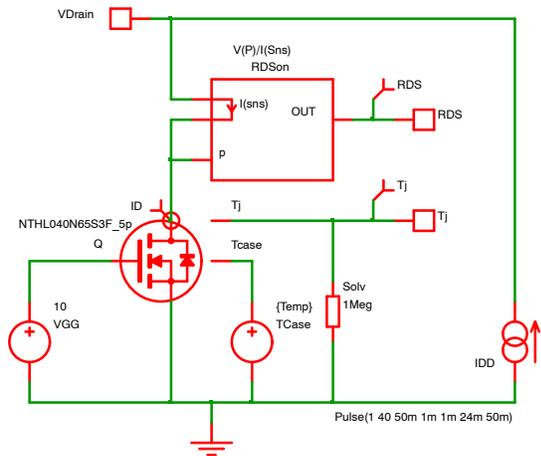


Figure 27. On-Resistance Analysis versus Time Simulation Schematic

参考までにドレイン電流をプロットします(電流プローブ を使用)。オン抵抗と接合部温度をモニターするので、Figure 27に示すように、さらに2つのプローブ(電圧プローブ )を追加します。

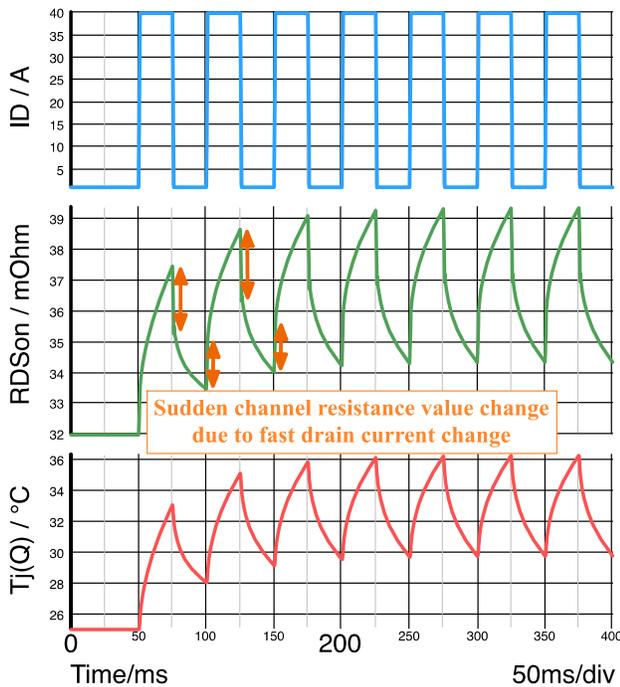


Figure 28. Dynamic Analysis Results for the On Resistance and the Junction Temperature versus Time

Figure 28では、ドレイン電流が1 Aから40 Aに、またその逆に急激に変化すると、オン抵抗が急激に変化することがわかります。この現象は、Figure 20で得られる曲線(オン抵抗対ドレイン電流)から予測されたものです。また、電流のプラトー相(1 Aと40 Aの一方または両方)において、デバイス自体の自己発熱または冷却の影響も確認できます。

200 msのトランジェントの後でもシステムは安定しています。接合部温度の最大値は36°C、最小値は30°Cです。接合部温度はこの2つの値の間で振幅します。また、例えば「Average PerCycle Probe」を使用して、1サイクルの平均温度を計算することもできました。

### 伝達特性対温度

伝達特性は、ゲート-ソース間電圧に対してドレイン電流がどのように変化するかを示します。ドレイン-ソース間電圧は固定されます。このシミュレーションセットアップから、MOSFETのトランスコンダクタンスを抽出することができます。シミュレーションは、ドレイン-ソース間電圧20 V(データシートのセットアップと同様)と様々な温度値に対して実行しました。

シミュレーション回路図Figure 29では、X-Yプローブを使用して伝達特性をプロットします。温度は「マルチステップ」シミュレーションリストで設定されます。

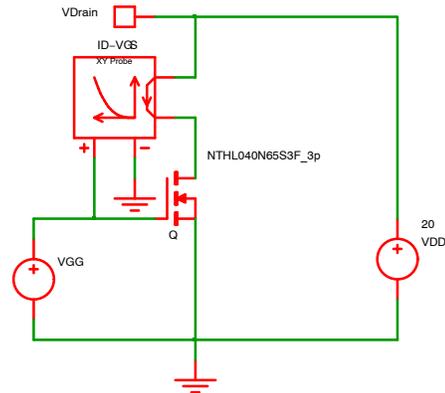


Figure 29. Transfer Characteristic Simulation Setup

このシミュレーションに使用する温度値のリストを作成して、ゲート-ソース間電圧のDCスイープと温度に関するマルチステップ解析を定義しました。

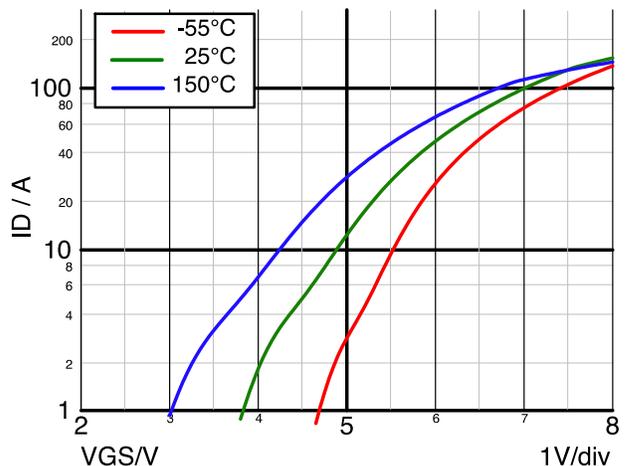


Figure 30. Transfer Characteristic Simulation Results

上記のFigure 30は、我々のトランジスタモデルで得られたシミュレーション結果とデータシートのパラメータ(または特性曲線)が十分一致していることを示しています。

### 伝達特性対温度

スイッチングアプリケーションでは、 $C_{oss} = (C_{DS} + C_{GD} @ V_{GS} = 0 V)$ で定義される $C_{oss}$ と呼ぶ出力コンデンサが、トランジスタのスイッチング損失に影響を与えるので重要なパラメータとなっています。実際、MOSFETがターンオンするたびに、出力容量に蓄積されたエネルギーがトランジスタで散逸されます。 $C_{oss}$ が低いほど良好です。 $C_{oss}$ は非線形容量で、ドレイン-ソース間電圧に大きく依存します。

仕様書に記載されている出力容量値には3~4つのタイプがあります。

出力容量値のタイプは次のとおりです。

- 小信号値
- 実効値
- エネルギー関連値
- 充電関連値

本章では、これらの値をシミュレーションによって抽出する方法について説明します。

### 小信号値(方法1:トランジェントシミュレーション)

小信号コンデンサを測定するために、低振幅の正弦波電圧がDCドレイン-ソース間電圧源に重畳されます。ドレイン-ソース間連続電圧のいくつかの値に対してドレイン電流のピーク-ピーク値が測定され、静電容量値を計算するのに使用されます。

コンデンサのアドミタンスが、ピーク-ピーク電流とピーク-ピーク電圧比の関数として、次式で定義されます。

$$2\pi \times f \times C_{oss} = \frac{(\text{Drain Current})_{\text{Peak-to-Peak}}}{(\text{Drain-to-Source Voltage})_{\text{Peak-to-Peak}}} \quad (\text{eq. 1})$$

Figure 31に示すように、周波数が1 MHzの20 mVピーク-ピーク正弦波電圧源をドレイン-ソース間連続電圧と直列に使用します。

トランジスタのドレインピンに電流プローブを追加し、ドレイン電流を測定しました。

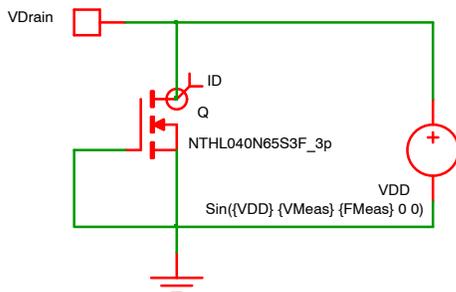


Figure 31. Small-Signal Capacitance Pre-Simulation Schematic

パラメータを使用して、DCドレイン-ソース間電圧(VDD)、小振幅正弦波電圧(VMeas)、およびその周波数(FMeas)を定義しました。

SIMetrixの「Command Window」(Figure 32参照)に、下記の文を追加しました。F11キーを押すと、このパネルの表示/非表示を切り替えることができます。

```
.Param
FMeas=1Meg
.Param VMeas=10m
.Param VDD=400
```

Figure 32. Parameters Statements in the “Command Window”

Figure 33のように、パラメータVDDを使用して「マルチステップ」トランジェントシミュレーションのセットアップを作成します。

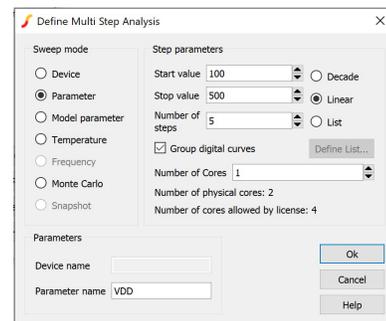


Figure 33. Small-Signal Capacitance Pre-Simulation Setup

10 msのトランジェント解析を実行しますが、値は8 ms後にのみ保存して定常状態動作を表示し、当初の過渡的な動作を回避します。

Figure 34のような電流波形が得られます。

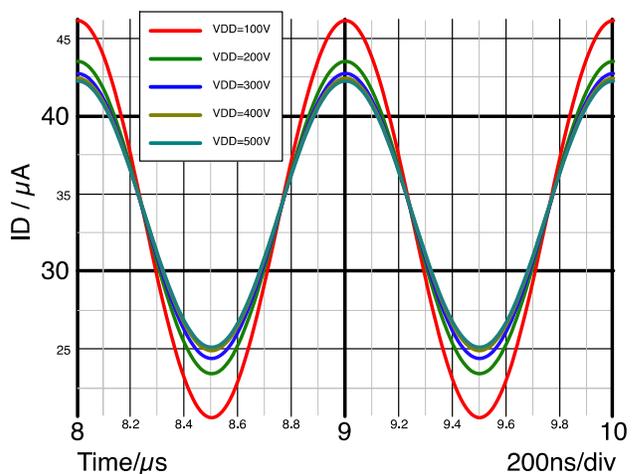


Figure 34. Drain Current Waveforms when the dc Drain-to-Source Voltage Change

Figure 34では、ドレイン-ソース間リーク電流に相当するDC電流オフセット(約32  $\mu\text{A}$ )の存在に注意してください。

式(1)を解いて $C_{OSS}$ を求めると、次式が得られます。

$$C_{oss} = \frac{1}{2\pi \times f} = \frac{(\text{Drain Current})_{\text{Peak-to-Peak}}}{(\text{Drain-to-Source Voltage})_{\text{Peak-to-Peak}}} \quad (\text{eq. 2})$$

この式を任意関数型プローブに実装し、Figure 35のようにシミュレーション中に動的に $C_{OSS}$ を計算し、その値をプロットしています。測定周波数は「Command Window」の「.Param」文でパラメータとして定義されているので、パラメータ値を取得して使用するには「GetDotParamValue('Parameter Name）」関数を使用する必要があります。 $\pi$ もパラメータとして扱われ、同様に取得します。

PeakToPeak(I(sns))/PeakToPeak(V(p))/(2\*GetDotParamValue('Pi')\*GetDotParamValue('FMeas'))

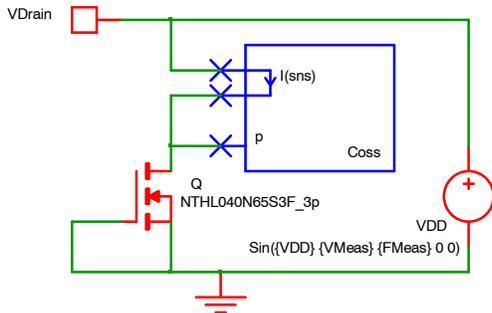


Figure 35. Small-Signal Capacitance Simulation Schematic with Arbitrary Probe

SIMetrixを使用すれば、信号(ここでは任意関数プローブの結果)をスイープ値(ここでは連続ドレイン-ソース間電圧値を表すパラメータVDD)の関数としてプロットできます。これはマルチステップセットアップで「Performance analysis」モードを選択して行います(Figure 36参照)。スイープ値がグラフのX軸変数になります。式の結果はY軸の値にプロットされます。

Figure 36は任意プローブのセットアップ画面です。

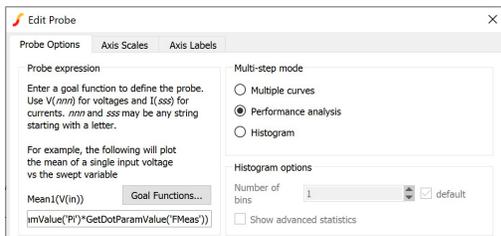


Figure 36. Arbitrary Probe Setup

シミュレーションを実行すると、仕様曲線と同じスケールを用いてFigure 37に表示されるグラフが得られます。

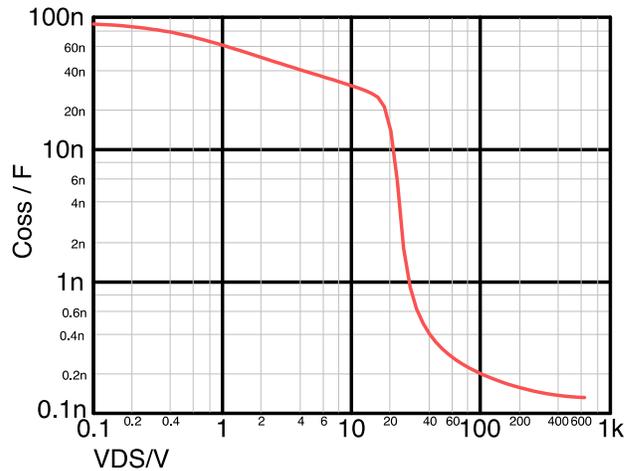


Figure 37. Small-Signal Capacitor Value versus Continuous Drain-to-Source Voltage

これらの測定値はデータシートの結果に適合しています。一例として、ドレイン-ソース間電圧が400 Vの場合、Figure 37で $C_{OSS}$ 値を測定すると142 pFであり、これはデータシートに記載されている140 pFとほぼ一致します。

#### 小信号値(方法2: ACシミュレーション)

ACシミュレーションでは、SIMetrixにより周波数以外のパラメータを掃引することができます。ここで、周波数を1 MHzに設定し、ドレイン-ソース間D C電圧を掃引することにします。

式(1)を用いると、次式からacシミュレーションでの $C_{OSS}$ 値を算出できます。

$$C_{oss} = \frac{I_{Dac}}{2\pi \times f \times V_{DSac}} \quad (\text{eq. 3})$$

上式を特殊な任意関数プローブに実装し、Figure 38の回路図に示すように、ドレイン電流とドレイン-ソース間電圧に応じて $C_{OSS}$ 値を解くことにします。

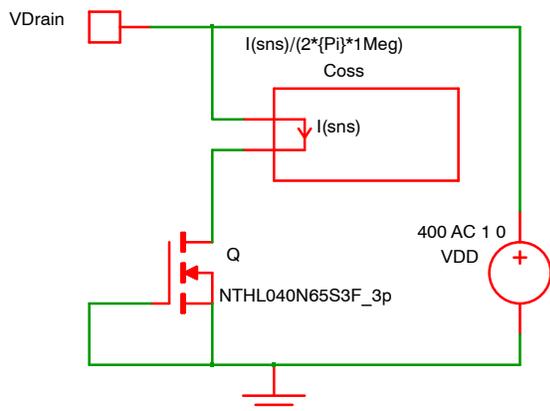


Figure 38. Small-Signal Capacitance Value Simulation Schematic

ACシミュレーションでは、SPICEがDC動作点を計算した後、回路を線形化します。回路が線形なので、飽和リスクなしに任意のAC電圧振幅を適用できます。計算を簡単にするために、AC電圧振幅に1 Vを適用することができます。

シミュレーションセットアップは、以下のFigure 39を参照してください。

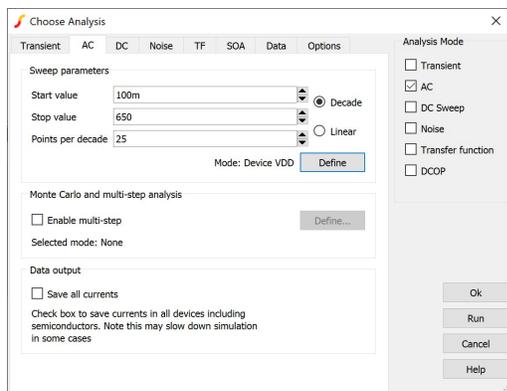


Figure 39. Small-Signal Capacitance Value Simulation Setup

「multi-step」ボックスのチェックを外しておきます。スイープ値は、連続ドレイン-ソース間電圧に対するもので、100 mVから650 Vまで、25 points per decadeを使用します。

スイープ解析の実行方法を設定するには、「Define」ボタンの下に追加セットアップを配置する必要があります(Figure 39参照)。Figure 40では、スイープするデバイス(VDD、電圧源)とAC周波数を1 MHzとして定義します。また、AC振幅は1 Vに設定します。

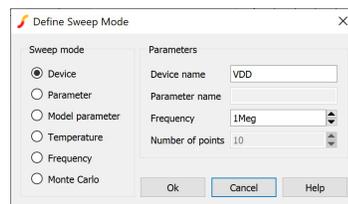


Figure 40. Small-Signal Capacitance Value Simulation Sweep mode Additional Setup

得られたシミュレーション曲線はFigure 41を参照してください。

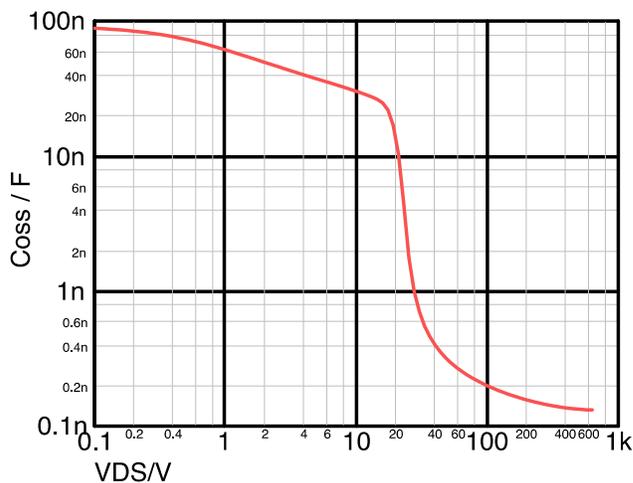


Figure 41. Small-Signal Capacitance Value Simulation Results

この曲線(Figure 41)は仕様曲線と一致します。「Dynamic Characteristics」表には、ドレイン-ソース間電圧が400 Vの場合の小信号出力コンデンサが記載されています。我々は、上記のシミュレーション曲線上でCoss値を142 pFで測定しており、これは仕様で与えられた140 pFにほぼ一致します。

この2つの方法で同じ結果が得られます。

#### 実効値

コンデンサの実効値は、[7]において、100 kΩの直列抵抗が出力コンデンサを充電している間に、降伏電圧値と同等な電圧を持つ電圧源で同量の電荷/エネルギーを蓄積する等価線形コンデンサとして定義されます。この値を使用して、共振トポロジでのスイッチング時間を計算できます。

この構成の線形コンデンサの充電等式は、次式で与えられます。

$$V_{DS}(\text{Time}) = V_{DD} \left( 1 - e^{-\text{Time}/(\text{RD} \times C_{\text{Oss}})} \right) \quad (\text{eq. 4})$$

「Time」は現在のシミュレーション時間を表す SIMetrix変数です。

この式を解いて出力コンデンサ値を求めると、次式が得られます。

$$C_{\text{Oss}} = \frac{\text{Time}}{\text{RD} \times \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{DS}(\text{Time})}\right)} \quad (\text{eq. 5})$$

前回行ったように、この式を任意関数(または電圧源)で使用して、 $C_{\text{Oss}}$ 値を回路図上で直接取得します (Figure 42参照)。X-Yプローブを使用して、 $C_{\text{Oss}}$ 値対ドレイン-ソース間電圧をプロットします。

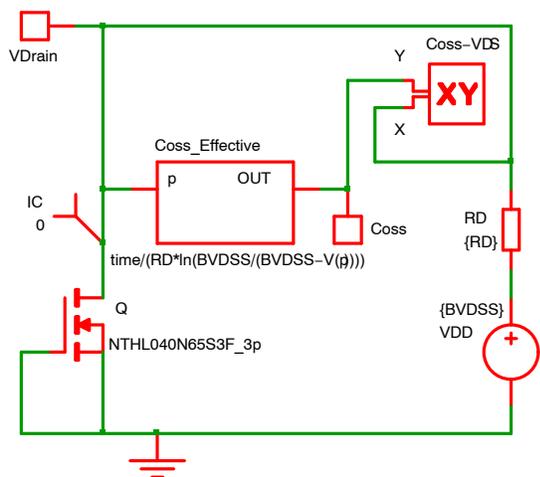


Figure 42. Effective-Capacitance Value Simulation Schematic

抵抗(RD)と電圧源(VDD)の値は、「Command Windows」(F11)のパラメータで設定します。値はそれぞれ100 kΩと650 Vです。これらをFigure 43に示します。

- .Param RD=100k
- .Param BVDSS=650

Figure 43. Parameters Statements in the “Command Window”

「IC」疑似コンポーネントを使用してシミュレーションを開始したときに、ドレイン-ソース間電圧の初期条件を0 Vに設定しました。これは出力コンデンサに電荷がないことを意味します (Figure 42参照)。

得られたシミュレーション曲線をFigure 44に示します。

「Dynamic Characteristics」表に、ドレイン-ソース間電圧が400 Vの場合の出力コンデンサの実効値が記載されています。Figure 44では、シミュレーション曲線で $C_{\text{Oss}}$ 値を1305 pFとして測定しました。この値は仕様で規定される1366 pFにほぼ一致します。

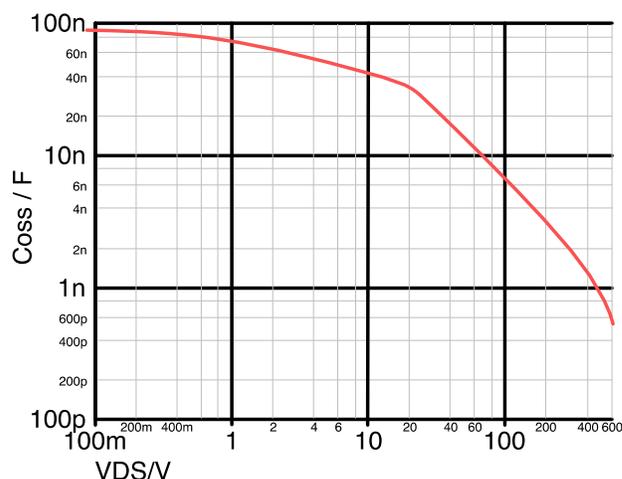


Figure 44. Effective-Capacitance Value Simulation Results

#### エネルギー関連値

コンデンサに蓄えられるエネルギーは次式で表されます。

$$dW = v(t) \times i(t) \times d(t) \quad (\text{eq. 6})$$

また、コンスタントコンデンサの最終エネルギーは次式で表すことができます。

$$W = \frac{1}{2} CV^2 \quad (\text{eq. 7})$$

式(6)を積分して式(7)に置き換えると、コンデンサ値を抽出できます。

$$C_{\text{Oss}} = \frac{2 \int_0^{\text{Time}} V_{DS}(t) \times I_D(t) \times dt}{V_{DS}^2(\text{Time})} \quad (\text{eq. 8})$$

電圧源の代わりに電流源を使用して(実効値セットアップで)出力コンデンサを充電します。ここでも、任意関数にこの式を使用して、 $C_{\text{Oss}}$ 値を直接求めます。積分関数「SDT()」を呼び出して、分子を決定しました。

また、「IC」疑似コンポーネントを使用して、シミュレーションを開始したときに、ドレイン-ソース間電圧が0 Vになるように初期条件を設定しました。これは出力コンデンサに電荷がないことを意味します。

Figure 45に示すシミュレーション回路図が得られます。

Figure 46に取得したシミュレーション曲線を示します。

「Dynamic Characteristics」表には、ドレイン-ソース間電圧が400 Vの場合の出力コンデンサの実効値が記載されています。我々は、上記のシミュレーション曲線でC<sub>OSS</sub>値を245 pFとして測定しましたが、これは仕様で規定されている247 pFにほぼ一致します。

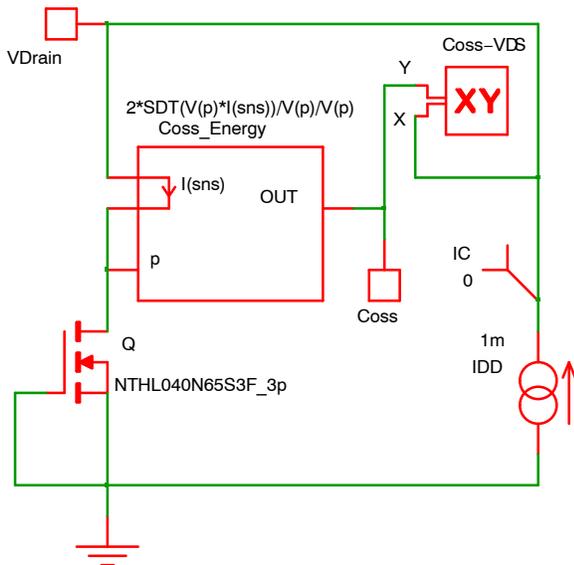


Figure 45. Energy-related Capacitance Value Simulation Schematic

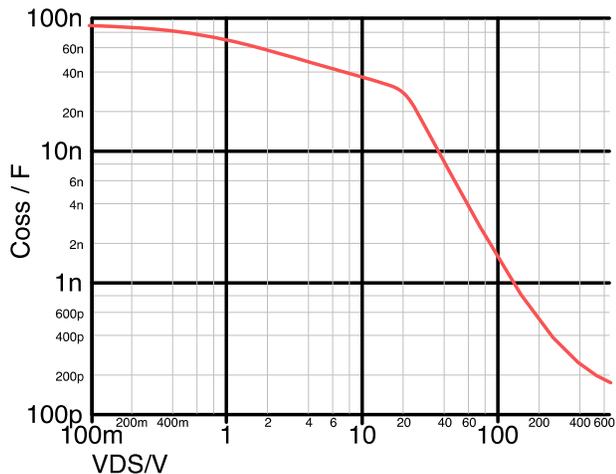


Figure 46. Energy-related Capacitance Value Simulation Results

#### 電荷関連値

コンデンサに蓄えられる電荷は次式で表されます。

$$dQ = i(t) \times dt \quad (\text{eq. 9})$$

また、コンスタントコンデンサの最終的な電荷は次式で表すことができます。

$$Q = CV \quad (\text{eq. 10})$$

式(9)を積分して式(10)に置き換えると、コンデンサ値を抽出できます。

$$C_{\text{oss}} = \frac{\int_0^{\text{Time}} I_D(t) \times dt}{V_{\text{DS}}(\text{Time})} \quad (\text{eq. 11})$$

電流源を使用して出力コンデンサを充電します。ここでも同様に、任意関数でこの式を使用して、C<sub>OSS</sub>値を直接求めます。積分関数「SDT()」を使用して蓄積された電荷量を計算します。

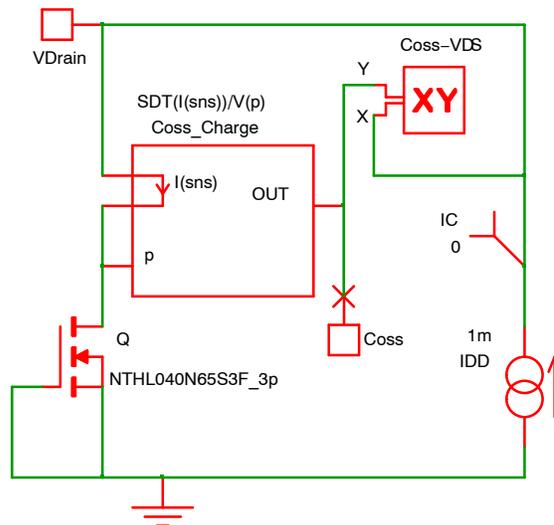


Figure 47. Charge-related Capacitance Value Simulation Schematic

また、「IC」擬似コンポーネントを使用してシミュレーションを開始するときに、ドレイン-ソース間電圧が0 Vになるように初期条件を設定します。これは出力コンデンサに電荷がない状態を意味します。シミュレーション回路図はFigure 47から取得します。

Figure 48に、取得したシミュレーション曲線を示します。

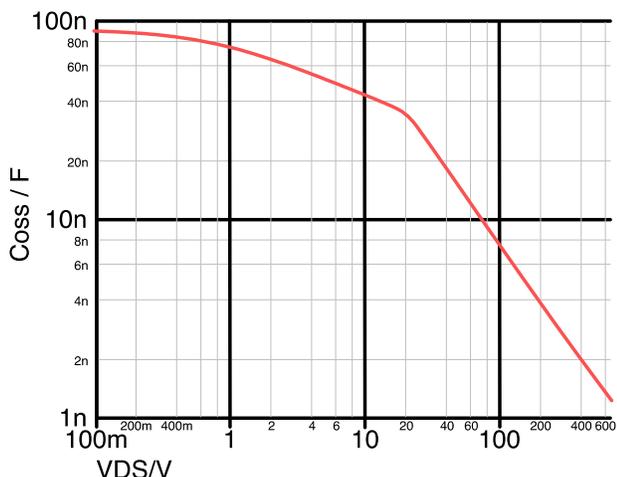


Figure 48. Charge-related Capacitance Value Simulation Results

### 伝達特性対温度

このモデルは平均値を提供します。このモデルは仕様範囲内で正確です。オンセミは仕様範囲外の結果は保証していません。

ただし、このモデルは限界を超えても比較的良好的な精度で動作し、平均ドレイン-ソース間降伏電圧 ( $BV_{DSS}$ )などの値を予測することが可能です。仕様書には最小値のみ記載されています。

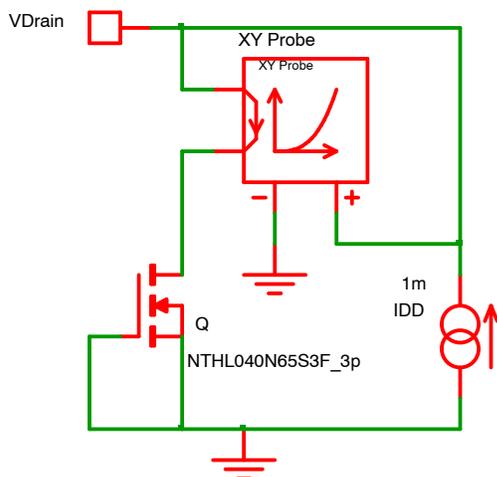


Figure 49. Breakdown Voltage Simulation Schematic

降伏電圧対温度をシミュレートするために、2 mAまで上昇する電流源を使用し、「オフ」特性をプロットしてみます。Figure 49の図を参照してください。(ドレイン-ソース間降伏電圧の規定最小値は1 mAに対する値)。

ゲートをソースに短絡すると「オフ」状態になります。

Figure 50に示すように、X-Yプローブを使用して、「オフ」状態のドレイン-ソース間電圧対ドレイン電流をプロットしてみます。

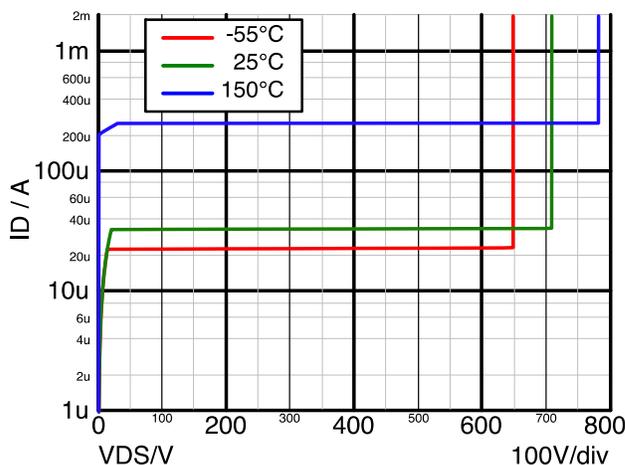


Figure 50. Breakdown Voltage Simulation Results versus Temperature

Figure 50では、リーク電流の温度による変化を確認することができます。ドレイン-ソース間電圧が400 V、ダイ温度がそれぞれ-55°C、25°C、150°Cの場合に、23  $\mu$ A、33  $\mu$ A、254  $\mu$ Aを測定できます。25°Cと150°Cの間で大きなリーク電流の増加が見られます。

Figure 50に示すとおり、ドレイン-ソース間降伏電圧は、-55°C、25°C、150°Cのダイ温度でそれぞれ648 V、708 V、781 Vになります。

### ブーストパワーステージ

#### セットアップ

本章では、これらのフィジカルかつスケラブルなモデルを実際のアプリケーションで使用します。Easy Drive SuperFET 3と650 V SiCダイオードを用いたブーストコンバータステージについて学習します。

ブーストスイッチにはFCH040N65S3を使用します。これは40-m $\Omega$  650 V Easy Drive SuperFET 3 MOSFETです。

ブーストダイオードにはFFSB0665Aを選択します。これはSiC 6-A 650 Vシングルダイオードです。パワーステージの仕様は以下のとおりです。

- 入力電圧：300 V
- 出力電圧：420 V
- インダクタ電流：4 A
- インダクタ電流リップル：2 A
- スイッチング周波数：100 kHz
- ケース温度：90°C
- ゲート駆動電圧：10 V
- ゲート直列抵抗：8  $\Omega$

長い安定化時間を避けるためにループを閉じます。電圧モードパルス幅変調器を備えたタイプ3補償器を使用します。

任意関数を使用して、ダイオード、MOSFET、MOSFETを駆動する電力の損失を計算します。各サイクルの平均損失を取得するために、「Per Cycle」測定が使用されます。

Figure 51に回路図を示します。

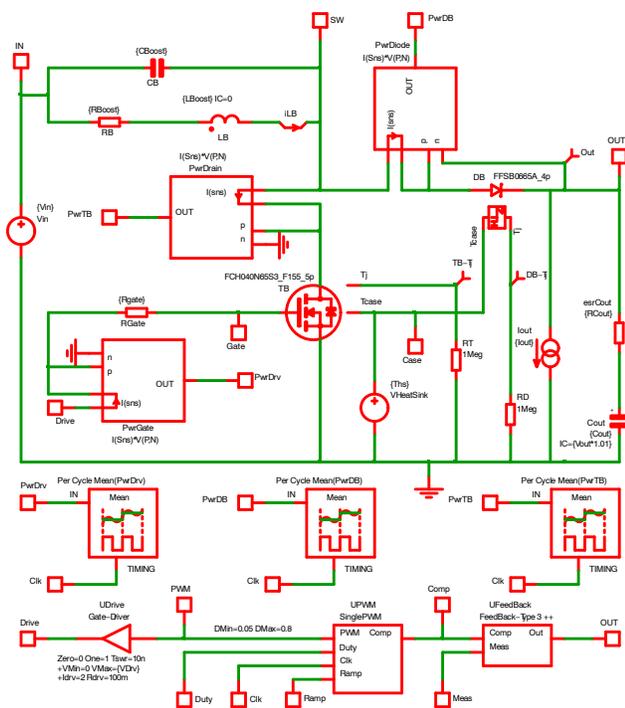


Figure 51. Boost Power Stage Schematic

補遺セクションのFigure 59に同じ回路の拡大図を示します。

### 結果

Figure 52にこのパワーステージの波形を示します。10 ms後にパワーステージが安定点に到達するのがわかります。出力電圧は420 Vで、入力電圧は300 V、「純粋」インダクタ(LB)の平均電流は4 A、このときのリップルが±1 Aです。

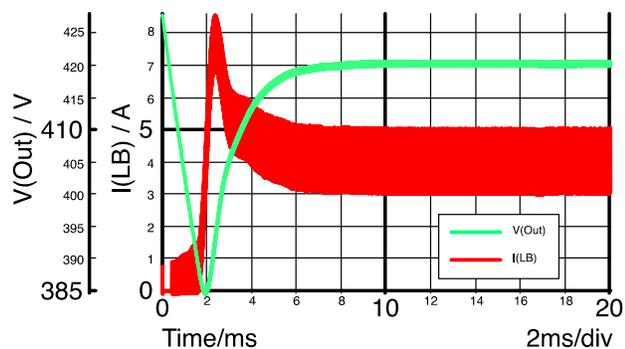


Figure 52. Boost Power Stage Waveforms

シミュレーションの最後でズームして(Figure 53参照)、出力電圧リップルに加えて、「実際の」(つまり、寄生コンデンサCBが並列になった)インダクタ

電流とスイッチのターンオンとオフ時のスパイクを確認できます。スイッチングノード電圧をプロットすることもできます。

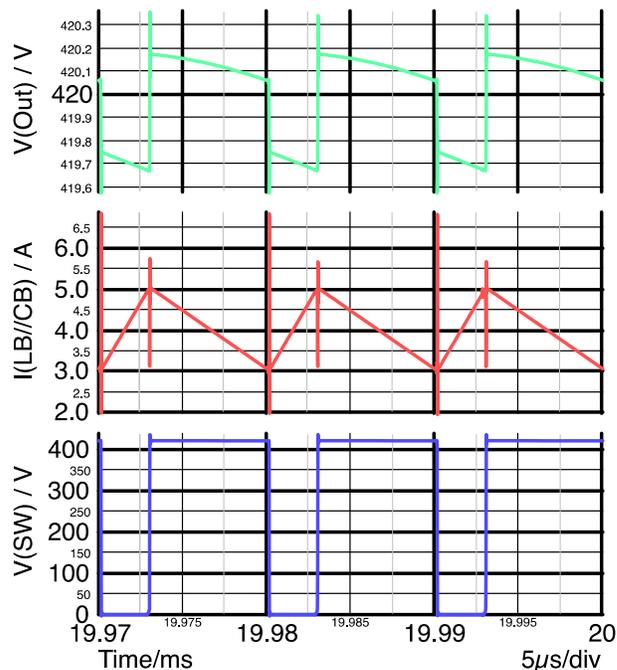


Figure 53. Zoom on Boost Power Stage Waveforms

MOSFETの5ピンモデルとSiCダイオードの4ピンモデルにより、各デバイスで接合部温度がどれだけ上昇するかを確認できます(Figure 54)。

FCH040N65S3(40-mΩ 650-V Easy Drive SuperFET 3 MOSFET)ブーストスイッチの接合部温度が 1.5°C上昇し、FFSB0665A(6-A 650-V SiCダイオード)ブーストダイオードの接合部温度が 7.7°C上昇します。ダイオードパッケージはDPAKで、MOSFETはTO247に封入されています。パッケージサイズによって温度上昇が異なります。

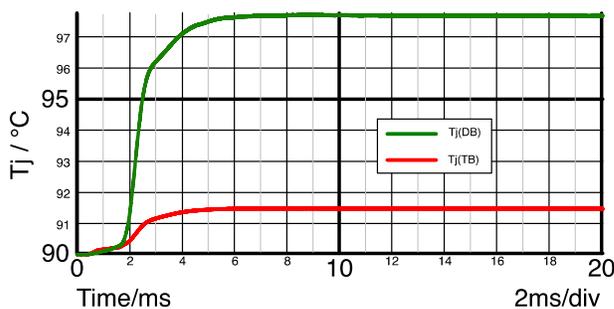


Figure 54. Junction Temperature Waveforms

Figure 55の波形でスイッチングデバイスの損失を測定することもできます。

パワーステージが安定した状態で動作している場合、損失量はスイッチで約5.0 W、ダイオードで 3.9 Wです。スイッチを駆動するには約260 mWが必要です。

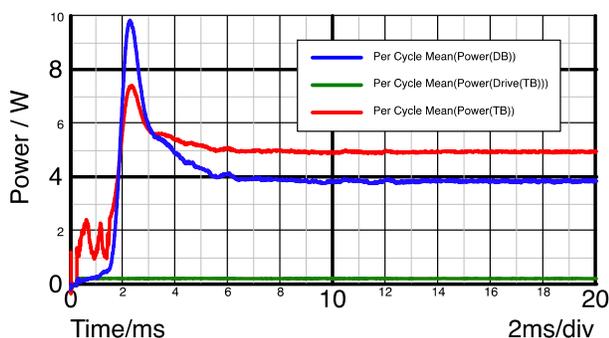


Figure 55. Averaging per Cycle Power Losses Measurement

### 波形を超えた解析

このパワーステージを使用して、インダクタの寄生コンデンサがダイオードとスイッチの損失に与える影響を解析します。この寄生コンデンサには、1 pF (ほとんど何もない)、10 pF、100 pF、1 nF (不良インダクタ)の4種類の値を使用します。

Figure 56では、ダイオードがこのコンデンサやスイッチに必要な駆動電力の影響を受けていないことがわかります。

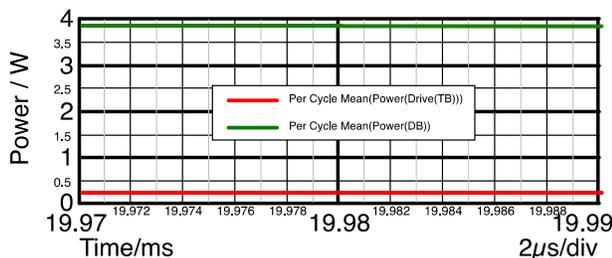


Figure 56. Diode Losses and Switch Driving Power versus Inductor Parasitic Capacitor

しかし、Figure 57に示すとおり、このコンデンサを使用するとスイッチ損失が増加します。1 pFの寄生インダクタコンデンサを使用した3.9 Wの損失パジェットから、1 nFの寄生インダクタコンデンサを使用した14.0 Wに移行します。それに応じて、スイッチの接合部温度が影響を受けます。

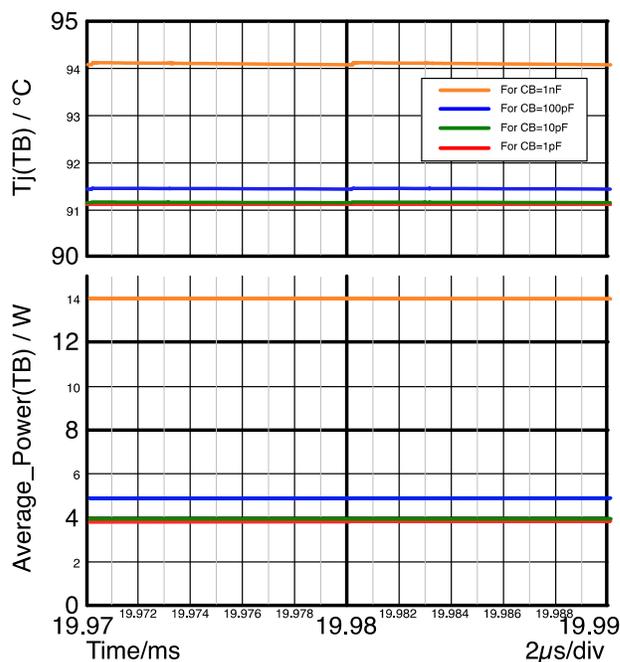


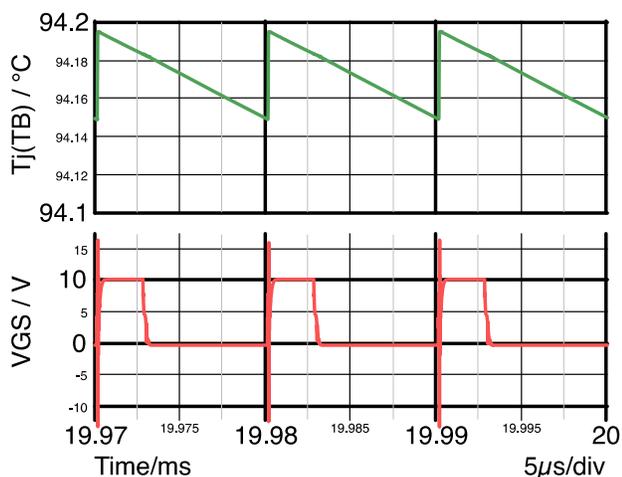
Figure 57. Switch Losses and Junction Temperature versus Inductor Parasitic Capacitor

Figure 57で次の値を測定できます。

Table 1. LOSSES AND TEMPERATURE VS INDUCTOR PARASITIC CAPACITOR VALUE (CB)

CB	Losses	Junction Temperature Increment
1 pF	3.9 W	1.1°C
10 pF	4.0 W	1.2°C
100 pF	4.9 W	1.4°C
1 nF	14.0 W	4.1°C

Table 1の解析は、パワーステージの損失を決定するにはダイオードとスイッチの性能だけでなく、ブーラストインダクタの性能(または品質)も重要であることを示しています。インダクタ損失は寄生インダクタコンデンサにはそれほど影響されませんが、スイッチ損失は寄生インダクタコンデンサに大きく依存します。寄生インダクタコンデンサは、動作モードが異なるスイッチ出力コンデンサと同じ影響を与えます。寄生コンデンサは同じ役割(損失の増加)を果たし、スイッチ出力コンデンサと並列に配置されているように見えます。



**Figure 58. Junction Temperature Change when the Switch Turns On**

接合部温度波形(Figure 58)に注目すると、温度の急激な変化がわかります。これはスイッチがターンオンするときに発生します。ターンオンの瞬間、スイッチ出力コンデンサはスイッチに急速放電します。

これによって損失が発生しますが、インダクタの寄生コンデンサが急速充電され、「理想」インダクタ電流の上部に高いピークが生じるためスイッチに損失が発生します。

#### パワーステージの最適化

ここで、同じ回路図を使用して、複数のMOSFETとダイオードを比較し、ブーストステージの損失を最適化することができます。

インダクタの寄生容量は現実的な値である100 pFを維持します。出力電力は1.2 kWになります。

ダイオードはTO220、MOSFETはTO247のパッケージで何度か試した結果、以下のTable 2が得られました。

最後に、10 AのSiC新世代ダイオード(FFSP1065B)と99-mΩ Easy Drive SuperFET 3 (FCH099N65S3)による構成では、損失が少なくなりますが・・・しかし、平均出力電流2.8 Aに対して10 AのSiCダイオードはオーバサイズであり、コスト高になる可能性があります。

これらの構成をすべて実施することで、性能とコストの間で適切な妥協点を見つけることができます。

**Table 2. LOSSES COMPARISON TABLE VERSUS DIODE AND TRANSISTOR PART NUMBERS**

MOSFET (TB)	Diode (DB)	$\Delta T_J$ MOSFET	$\Delta T_J$ Diode	Drive Losses	MOSFET Losses	Diode Losses	Total Losses
FCH040N65S3	FFSP0465A	1.4°C	7.3°C	0.26 W	4.75 W	4.44 W	9.45 W
FCH040N65S3	FFSP0665A	1.5°C	10.0°C	0.26 W	4.98 W	3.88 W	9.12 W
FCH040N65S3	FFSP0865A	1.5°C	4.1°C	0.26 W	5.26 W	3.63 W	9.15 W
FCH040N65S3	FFSP1065A	1.6°C	3.9°C	0.26 W	5.46 W	3.41 W	9.13 W
FCH040N65S3	FFSP1265A	1.7°C	3.7°C	0.26 W	5.67 W	3.28 W	9.21 W
FCH040N65S3	FFSP0665B	1.4°C	13.5°C	0.26 W	4.80 W	3.80 W	8.86 W
FCH040N65S3	FFSP1065B	1.5°C	5.4°C	0.26 W	5.09 W	3.30 W	8.65 W
FCH067N65S3	FFSP0665B	1.6°C	13.6°C	0.15 W	3.90 W	3.80 W	7.85 W
FCH099N65S3	FFSP0665B	1.3°C	13.6°C	0.11 W	3.79 W	3.78 W	7.68 W
FCH125N65S3R0	FFSP0665B	1.7°C	13.6°C	0.09 W	3.85 W	3.79 W	7.73 W
<b>FCH099N65S3</b>	<b>FFSP1065B</b>	1.5°C	9.4°C	0.11 W	4.16 W	3.30 W	7.57 W

## 結論

本稿では、フィジカルかつスケーラブルなモデルがディスクリート部品の動作予測に有効であることを示しました。

これらのモデルを使用すれば、非常に簡単なシミュレーションセットアップで仕様曲線やパラメータを再現できます。これらのセットアップをすべて説明し、結果を示します。

また、これらのモデルを使用して、仕様のないパラメータを抽出したり、曲線を生成することもできます。例えば、「接合部温度」と「ケース温度」の追加ピンを実装するモデルを使用して、温度や自己発熱による抵抗値の変化を確認することができます。また、接合部温度をモニタして、自己発熱が特定の動作領域にどのような影響を与えるかを確認することができます。

さらに、これらを仕様とは異なる動作点でのパラメータを求めるのに使用することも可能です。例えば、コンデンサの実効値を使えば、ドレイン-ソース間の可能な全電圧を得ることができます。

最後に、これらのフィジカルかつスケーラブルなモデルを実際のアプリケーションシミュレーションに使用しました。ブーストパワーステージを作成し、シミュレーションを実行してより多くの情報を取得しました。スイッチでの損失をインダクタ寄生コンデンサの関数として解析しました。また、最適な

ブーストステージ構成(MOSFETとダイオード)を決定するために、いくつかの部品番号の損失も計算しました。

フィジカルかつスケーラブルなモデルは、コンポーネントの特性を解析し、アプリケーションの性能を最適化する上で、設計者に大きな助けとなります。

## 参考文献

- [1] “A Physically Based Scalable SPICE Model for Shielded-Gate Trench Power MOSFETs”  
Proceedings of the 2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)
- [2] “A Physically Based Scalable SPICE Model for Silicon Carbide Power MOSFETs”  
Applied Power Electronics Conference (APEC) 2017
- [3] “[Physically Based, Scalable SPICE Modeling Methodologies for Modern Power Electronic Devices](#)”  
Technical note TND6260
- [4] “[SPICE Modeling Tutorial](#)”, Technical note TND6248
- [5] “[How to use Physical and Scalable Models with SIMetrix, OrCAD and LTspice](#)” Application note AND9783
- [6] “[MOSFET Basics](#)” Application note: AN-9010
- [7] “[Characterizing the dynamic output capacitance of a MOSFET](#)”, EDN

# ANNEX: BOOST SCHEMATIC ZOOM

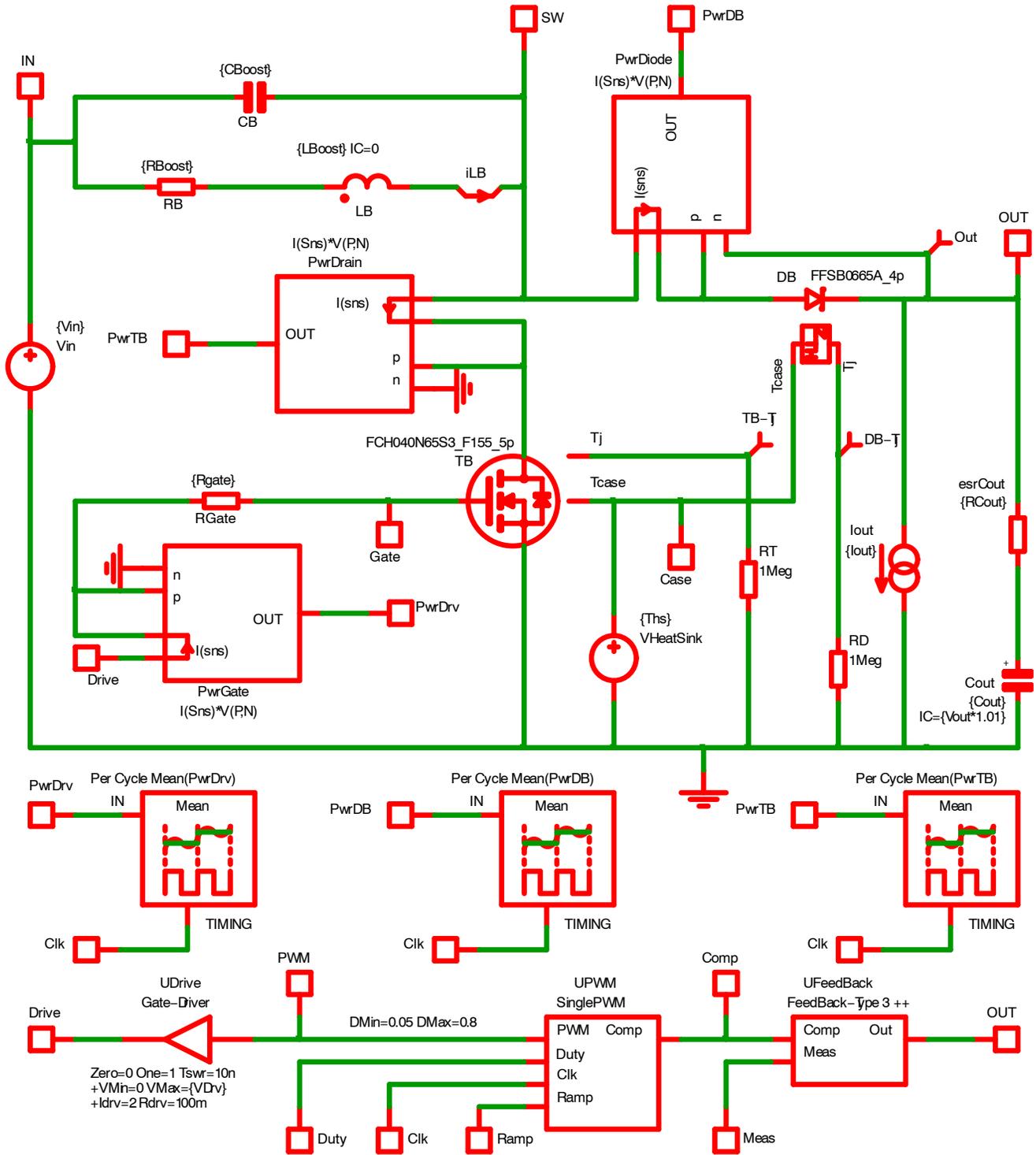


Figure 59. Boost Power stage Schematic

All brand names and product names appearing in this document are registered trademarks or trademarks of their respective holders.

**onsemi**, **Onsemi**, and other names, marks, and brands are registered and/or common law trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba "**onsemi**" or its affiliates and/or subsidiaries in the United States and/or other countries. **onsemi** owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of **onsemi**'s product/patent coverage may be accessed at [www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf). **onsemi** reserves the right to make changes at any time to any products or information herein, without notice. The information herein is provided "as-is" and **onsemi** makes no warranty, representation or guarantee regarding the accuracy of the information, product features, availability, functionality, or suitability of its products for any particular purpose, nor does **onsemi** assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using **onsemi** products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by **onsemi**. "Typical" parameters which may be provided in **onsemi** data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. **onsemi** does not convey any license under any of its intellectual property rights nor the rights of others. **onsemi** products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use **onsemi** products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold **onsemi** and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that **onsemi** was negligent regarding the design or manufacture of the part. **onsemi** is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

### LITERATURE FULFILLMENT:

Email Requests to: [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

**onsemi Website:** [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

### TECHNICAL SUPPORT

**North American Technical Support:**

Voice Mail: 1 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

Phone: 011 421 33 790 2910

**Europe, Middle East and Africa Technical Support:**

Phone: 00421 33 790 2910

For additional information, please contact your local Sales Representative