



ROHM Solution Simulator Power Device ユーザーズガイド (PFC編)

ROHM Solution Simulator

Power Device ユーザーズガイド (PFC編)

はじめに

本ユーザーズガイドは、「Power Device Solution circuit」の PFC 回路を存分に活用していただくために、各パラメータの基本的な調整方法やノウハウをまとめたものです。PFC 回路を設計する上でボトルネックとなりそうなテーマごとに、具体的な解決方法を紹介しておりますので、「うまく動かない」「もっと条件を最適化したい」時などの参考としてご活用ください。

また、「PFC 編」に続いて、「インバータ編」「DC-DC コンバータ編」を順次リリース予定ですので、そちらも併せてご活用ください。

目次

- 1. PFC回路一覧 p.1
- 2. インダクタンス L の調整 p.2
- 3. SW 周波数 f_{sw} の調整 p.4
- 4. 適切なゲート駆動電圧 V_{gs} の検討 p.6
- 5. ゲート抵抗 R_g の変更 p.8
- 6. Dead time 最適値の検討 p.10

1. PFC回路一覧

Table 1.に「Power Device Solution circuit」に予め用意してあるPFC回路をまとめます。ここでは、一般的によく使われる、臨界(BCM)、連続(CCM)、不連続(DCM)の各動作モード、および大電力 3 相PFC回路をご用意しております。さらに、基本のシングル駆動をはじめ、インターリーブ駆動、同期整流、ブリッジレス、Totem-poleなど、幅広くご用意しておりますので用途に合わせてご活用ください。

分類	管理No.	回路名
PFC Boundary Current Mode	A-1	PFC BCM $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$
	A-2	PFC BCM Diode-Bridge-Less $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$
	A-3	PFC BCM Diode-Bridge-Less $V_{in}=200V$ $I_{in}=50A$
PFC Continuous Current Mode	A-4	PFC CCM $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$
	A-5	PFC CCM 2-Phase $V_{in}=200V$ $I_{in}=5A$
	A-6	PFC CCM Synchro $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$
	A-7	PFC CCM Synchro 2-Phase $V_{in}=200V$ $I_{in}=5A$
	A-8	PFC CCM Diode-Bridge-Less Synchro $V_{in}=200V$ $I_{in}=50A$
	A-9	PFC CCM Diode-Bridge-Less Full-Bridge $V_{in}=200V$ $I_{in}=20A$
	A-10	PFC CCM Totem-Pole Synchro $V_{in}=200V$ $I_{in}=100A$
	A-11	PFC DCM $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$
PFC Discontinuous Current Mode	A-12	PFC DCM 2-Phase $V_{in}=200V$ $I_{in}=5A$
	A-13	PFC DCM 3-Phase $V_{in}=200V$ $I_{in}=7.5A$
	A-14	PFC DCM Synchro $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$
	A-15	PFC DCM Synchro 2-Phase $V_{in}=200V$ $I_{in}=5A$
	A-16	PFC DCM Synchro 3-Phase $V_{in}=200V$ $I_{in}=7.5A$
	A-17	PFC DCM Diode-Bridge-Less Synchro $V_{in}=200V$ $I_{in}=50A$
	A-18	PFC 3-Phase 3-Wire $V_{in}=200V$ $P_{in}=25kW$
PFC 3-Phase	A-19	PFC 3-Phase 4-Wire $V_{in}=115/200V$ $P_{in}=25kW$

Table 1. Power Device Solution Circuit PFC 回路一覧

2. インダクタンス Lの調整

ここではコイルのインダクタンスを調整して、インダクタ電流のリプル率を適切にする方法を紹介します。なお、動作モードはCCM（連続モード）を前提としております。

2-1. 回路例

Figure 1.の回路「A-4 PFC CCM Vin=200V Iin=2.5A」を例に説明します。黄色BOX部の条件をそれぞれ変更し、変更後の条件に対してL値を調整します。

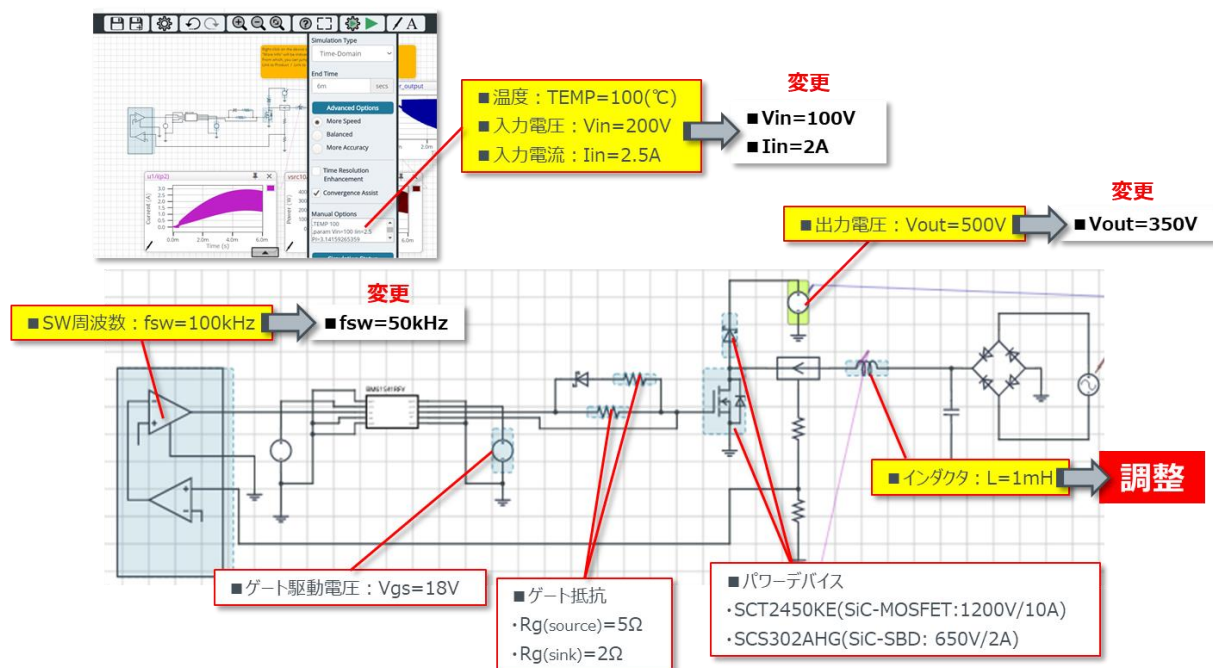


Figure 1. 回路例 A-4 PFC CCM Vin=200V Iin=2.5A

2-2. L調整前のリプル率

Figure 2.に、L調整前（デフォルト値 1mH）のインダクタ電流 I_L を示します。このピーク値は $I_{L,peak} \approx 3.7A$ になります。

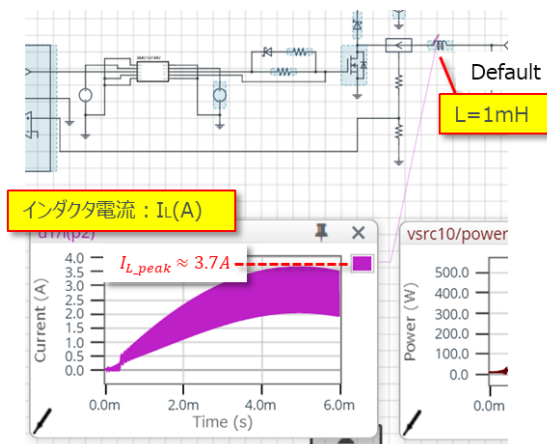


Figure 2. L調整前のインダクタ電流

また、入力電流のピーク値は $I_{in,peak} = \sqrt{2} \times I_{in} \approx 2.82A$ なので、これからリプル率 M を計算すると、

$$\text{リプル率} M = (I_{L,peak} - I_{in,peak}) / I_{in,peak} = (3.7 - 2.82) / 2.82 \approx 31.2\%$$

リプル率は30%未満に設定するのが一般的なので、この場合 L を調整する必要があります。

2-3. Lの調整方法

インダクタンスLは、一般的に以下の式で記述できます。

$$L = \{(V_{out} - \sqrt{2} \times V_{in}) \times \eta \times V_{in}^2\} / (f_{sw} \times M \times P_{out} \times V_{out})$$

η : 効率、M: リプル率

$\eta=0.95$ 、 $M=0.3$ として適切なL値を見積もると

$$L = \{(350 - \sqrt{2} \times 100) \times 0.95 \times 100^2\} / (50,000 \times 0.3 \times 200 \times 350) \approx 1.89[mH]$$

以上の見積りより、 $L=2mH$ に調整して再シミュレーションを実施すると、インダクタ電流のピークは Figure 3.に示すように $I_{L_peak} \approx 3.4A$ になります。以上より、リプル率は $M = (3.4 - 2.82) / 2.82 \approx 20.6\%$ となり、30%未満に調整することができました。

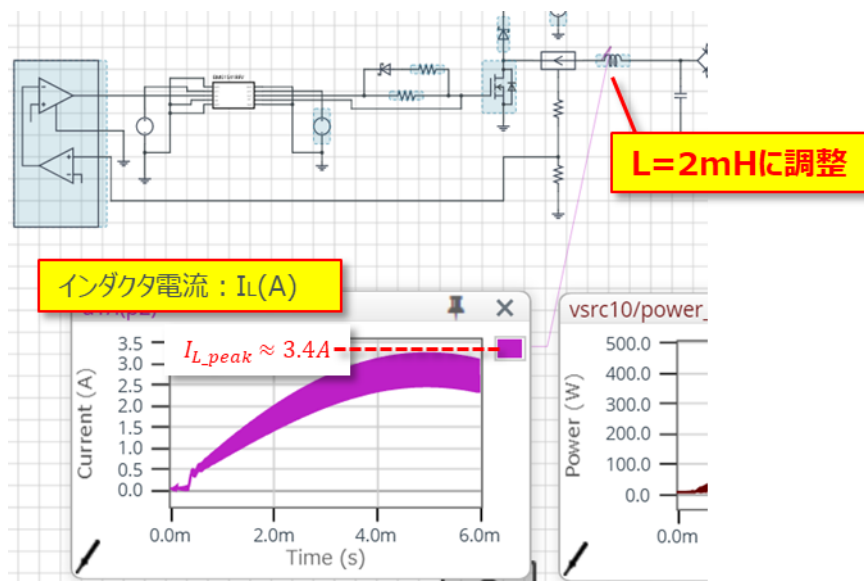


Figure 3. L 調整後のインダクタ電流

3. SW周波数 fswの調整

ここではスイッチング周波数fswを調整して、インダクタ電流のリプル率を適切にする方法を紹介します。なお、動作モードはCCM（連続モード）を前提としております。

3-1. 回路例

Figure 4.の回路「A-6. PFC CCM Synchro Vin=200V Iin=2.5A」を例に説明します。黄色BOX部の条件をそれぞれ変更し、変更後の条件に対してfswの値を調整します。

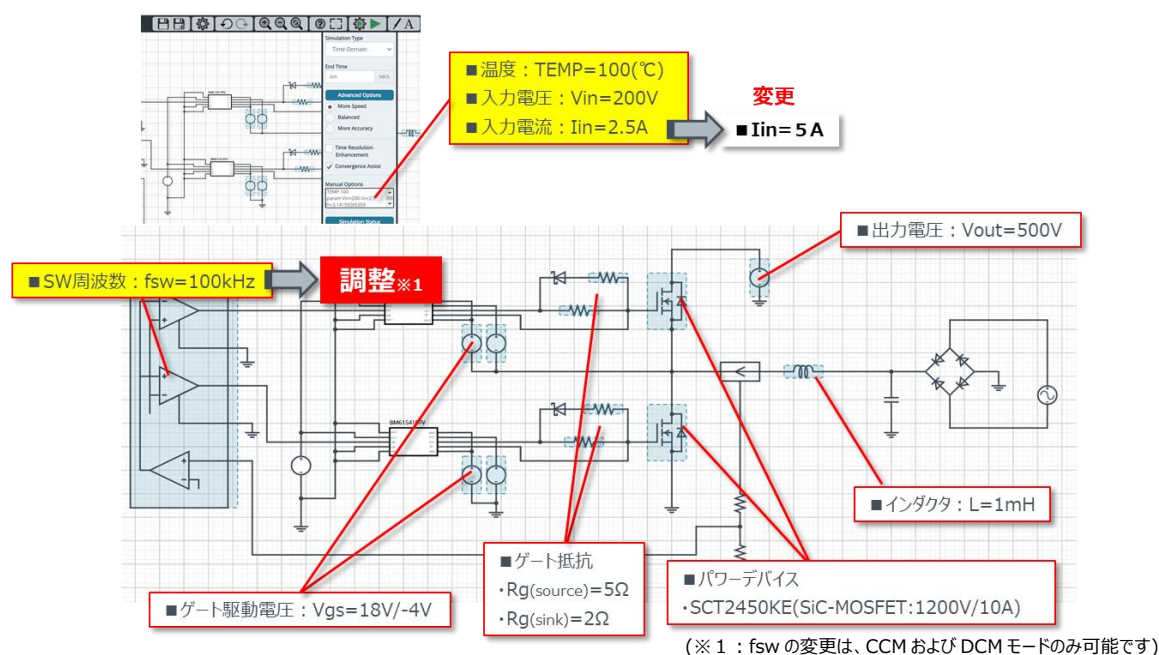


Figure 4. 回路例 A-6. PFC CCM Synchro Vin=200V Iin=2.5A

3-2. fsw調整前のリプル率

Figure 5.に、fsw調整前（デフォルト値 100kHz）のインダクタ電流 I_L を示します。このピーク値は $I_{L_peak} \approx 7.8A$ になります。

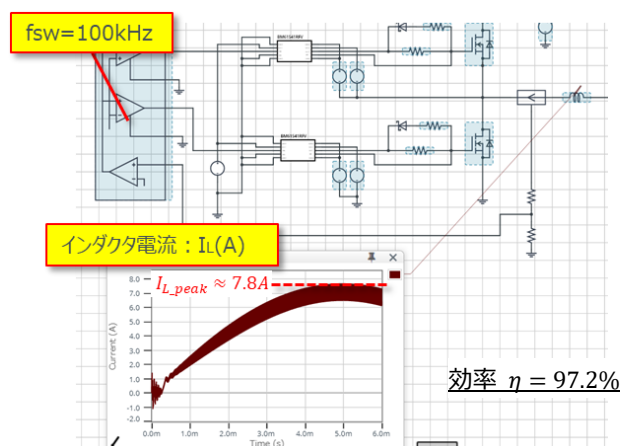


Figure 5. fsw 調整前のインダクタ電流

また、入力電流のピーク値は $I_{in_peak} = \sqrt{2} \times I_{in} \approx 7.07A$ なので、これからリプル率 M を計算すると、

$$\text{リプル率 } M = (I_{L_peak} - I_{in_peak}) / I_{in_peak} = (7.8 - 7.07) / 7.07 \approx 10.3\%$$

リプル率が十分小さいので、fsw を下げて効率改善を検討します。なお、fsw 調整前の効率は $\eta=97.2\%$ です。

3-3. fswの調整方法

スイッチング周波数fswLは、一般的に以下の式で記述できます。

$$f_{sw} = \{(V_{out} - \sqrt{2} \times V_{in}) \times \eta \times V_{in}^2\} / (L \times M \times P_{out} \times V_{out})$$

η : 効率、M: リプル率

η=0.972、M=0.3として適切なfswを見積もると

$$f_{sw} = \{(500 - \sqrt{2} \times 200) \times 0.95 \times 200^2\} / (0.001 \times 0.3 \times 1000 \times 500) \approx 56.3 [kHz]$$

以上の見積りより、fsw=55kHz に調整して再シミュレーションを実施すると、インダクタ電流のピークは Figure 6.に示すように $I_{L_peak} \approx 8.5A$ になります。以上により、リプル率は $M = (8.5 - 7.07) / 7.07 \approx 20.2\%$ となります。

また、この時の効率はη=97.3%となり、fsw 調整前より 0.1%向上することができました。

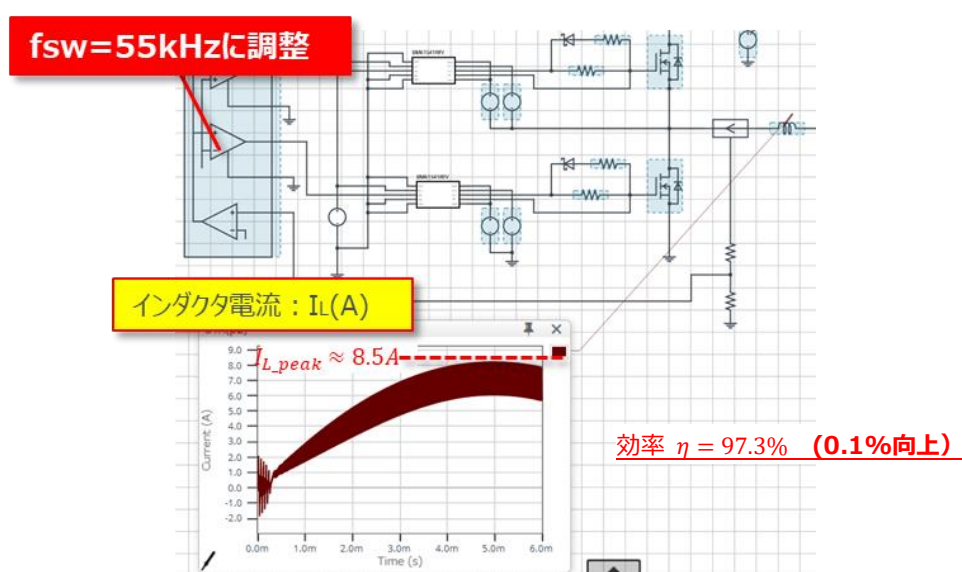


Figure 6. fsw 調整後のインダクタ電流

4. 適切なゲート駆動電圧 V_{GS} の検討

ここでは、特にSiC-MOSFETについて、適切なゲート駆動電圧 V_{GS} の値について検討します。

4-1. 回路例

Figure 7.の回路「A-2. PFC BCM Diode-Bridge-Less $V_{in}=200V$ $i_{in}=2.5A$ 」を例に説明します。
ローサイドのSWデバイス、SiC-MOSFET SCT2450KEを駆動するために適切な V_{GS} の値を検討します。

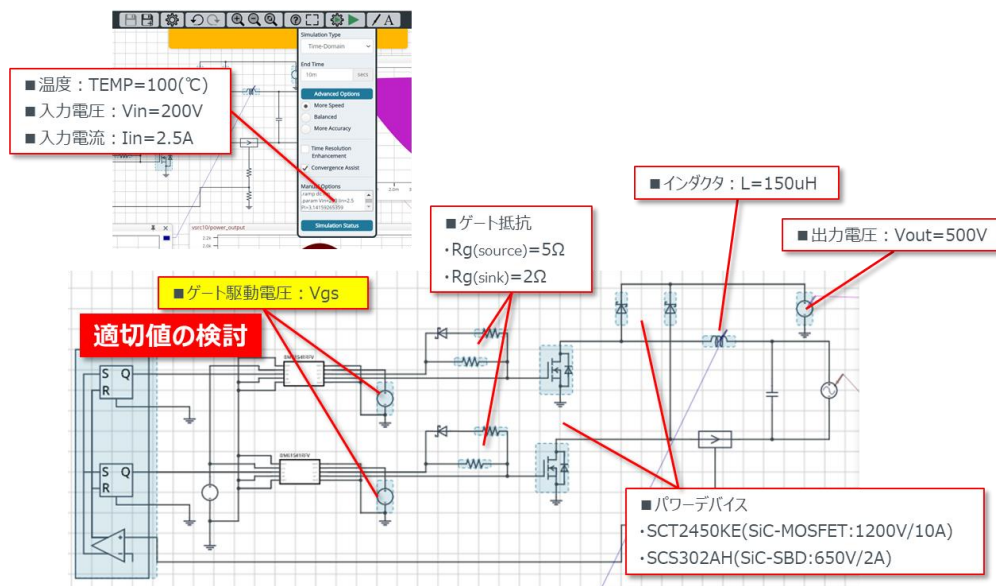


Figure 7. 回路例 A-2. PFC BCM Diode-Bridge-Less $V_{in}=200V$ $i_{in}=2.5A$

4-2. オン抵抗 R_{on} とゲート駆動電圧 V_{GS} の関係

Figure 8.のように、従来のSi-MOSFETのオン抵抗 R_{on} は、オン状態では V_{GS} に対してほぼ一定です。それに対して、SiC-MOSFETでは、Figure 9.のように V_{GS} に対して R_{on} が大きく変化するため、その設定はSi品以上に重要です。
つまり、SiC-MOSFETにおいて、 V_{GS} が低いと、導通損失が増えて効率が悪化します。逆に高効率を狙って、 V_{GS} を上げ過ぎると定格オーバーとなりますので、 V_{GS} を適切に設定することが非常に重要になります。

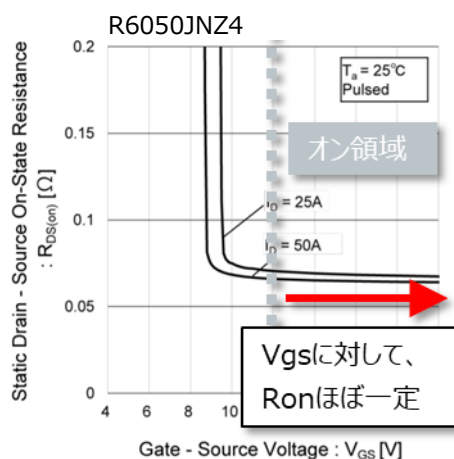


Figure 8. Si-MOSFET における R_{on} と V_{GS} の関係

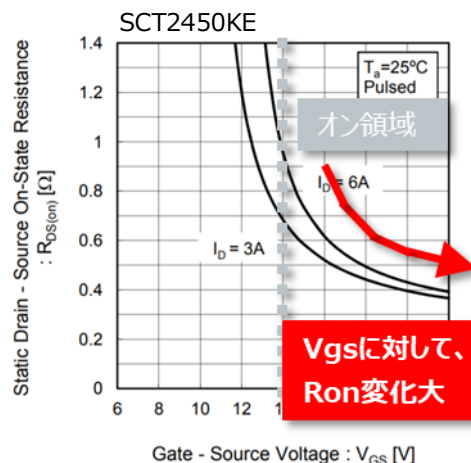


Figure 9. SiC-MOSFET における R_{on} と V_{GS} の関係

4-3. 適切なゲート駆動電圧Vgs値の検討

4-1の回路「A-2 PFC BCM Diode-Bridge-Less Vin=200V iin=2.5A」において、Vgsの値を変化させたときの効率シミュレーション結果をFigure 10.に示します。

Vgsが14V以下では、Ronの上昇により効率が急激に低下します。この現象は低温ほど顕著に現れ、この領域では破壊の危険性が大きいため使用できません。逆に、Vgsが大きいくほど効率は良くなりますが、定格 (Vgs=22V) を超えては使用できません。

よって、効率と安全性のバランスから、**Vgs=18V前後での使用が適切*1** といえます。

(*1: 弊社SiC-MOSFETは、一般的にVgs=18V前後での使用を推奨しております)

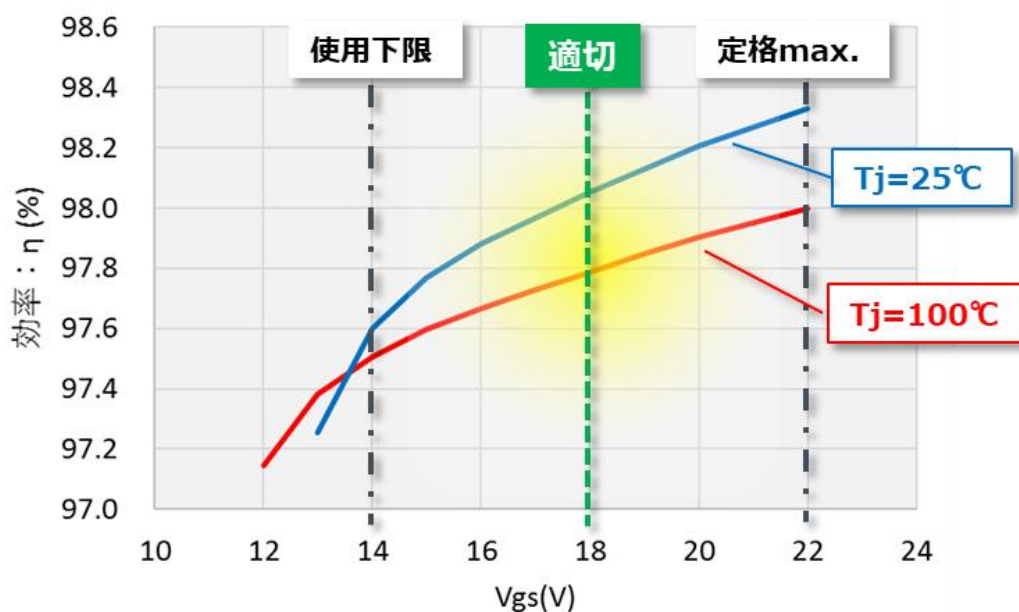


Figure 10. Vgsを変化させた時の効率シミュレーション結果

5. ゲート抵抗 Rgの変更

実際の回路設計においてノイズ低減は大きな課題であり、一般的にゲート抵抗Rgを大きくするとノイズは抑えられますが、反対に効率が悪く（損失が大きく）なるので、Rgの値をバランス良く設定することは非常に重要です。

ここではMOSFETの損失を所定の値（仮に5Wとします）以下に抑えつつ、ノイズ対策としてゲート抵抗Rgをどこまで大きく出来るか検討します。
なお、ノイズについては実機評価が必要ですので、ここでは割愛します。

5-1. 回路例

Figure 11.の回路「A-5. PFC CCM 2-Phase Vin=200V Iin=5A」を例に説明します。

ローサイドのSWデバイス、SiC-MOSFET SCT2450KEの損失を5W以下^{*1}に抑えながら、どこまでRgを大きく出来るか検討します。

(*1: 数字は一例ですので、お客さまの使用条件に合わせて下さい。)

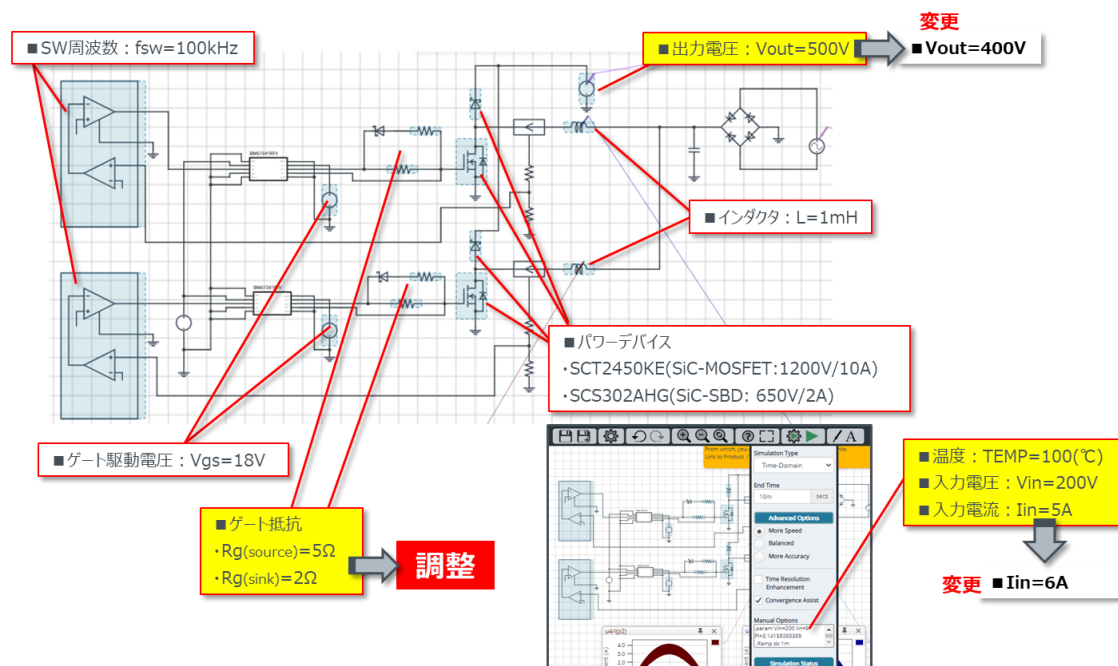


Figure 11. 回路例 A-5. PFC CCM 2-Phase Vin=200V Iin=5A

5-2. Rgと損失の関係

SWon（ターンオン）時における、損失、ドレイン電流 I_D 、ドレインソース電圧 V_{DS} 、ゲート電圧 V_{GS} の関係を Figure 12.に示します。
このSW 損失が発生する期間 t_1 および t_2 は、以下のように記述できます。

$$t_1 = R_g \times (C_{gs} + C_{gd}) \times \ln \left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{V_{gs} - V_{GP}} \right)$$

$$t_2 = Q_{gd} \times R_g / (V_{gs} - V_{GP})$$

これより、SW 損失が発生する時間 t_1, t_2 は、 R_g に比例することが分かります。
また、この時 I_D および V_{DS} はほぼ直線的に変動しますので、損失も R_g に比例すると考えることができます。

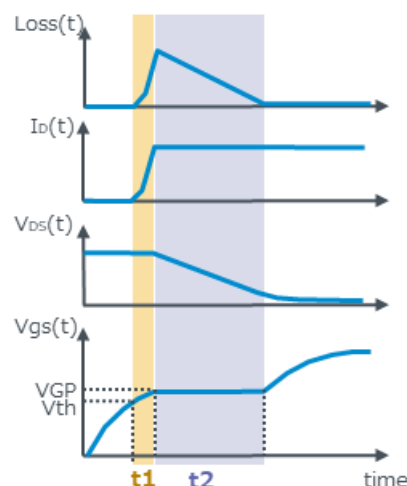


Figure 12. SWon 時の Loss, I_D , V_{DS} , V_{GS} の関係

5-3. Rgの調整

Figure 13.に、Rgを変化させたときのMOSFET損失シミュレーション結果を示します。分かりやすくするため、source側とsink側の抵抗値は、等倍率で変化させています。

この結果より、導通損失はRgの影響を受けないので一定となり、またSW損失は、5-2で述べた通り、Rgの値に比例することが分かります。そして、損失を5W以下に抑えるには、Rgの倍率をインシャルの9倍以下、つまり **Rg(source)=45Ω以下、Rg(sink)=18Ω以下** に設定すれば良いことが分かります。

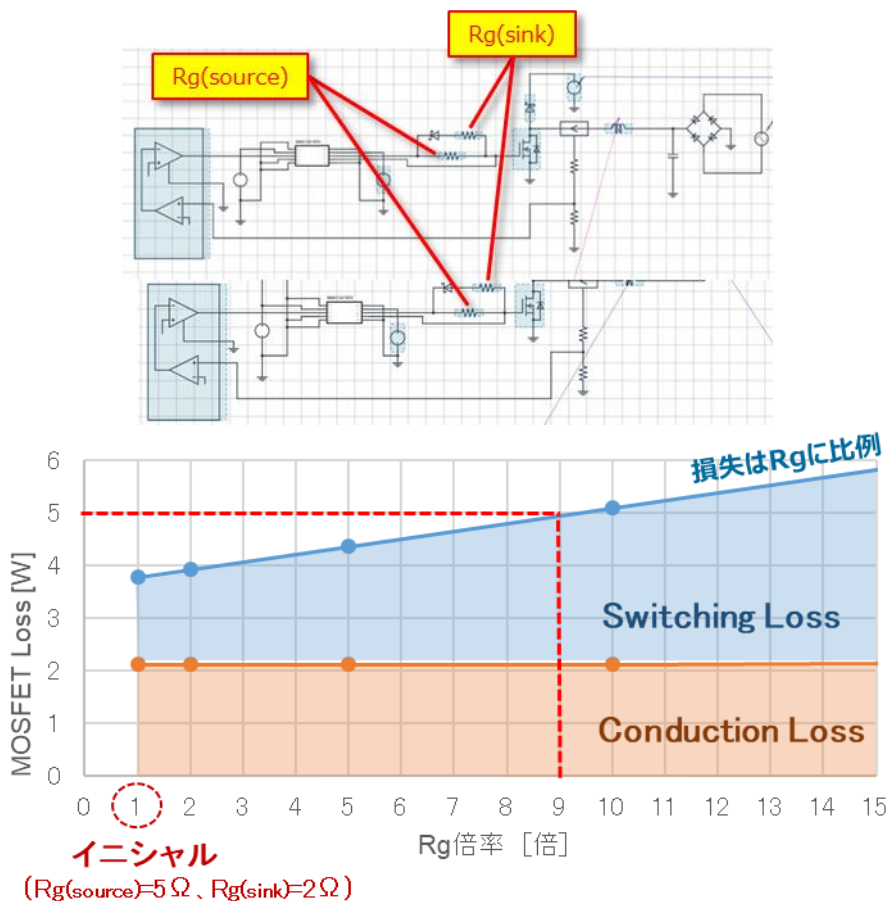


Figure 13. Rgを変化させた時のMOSFETの損失シミュレーション結果

6. Dead Time 最適値の検討

ここでは、ブリッジ回路における最適(貫通電流が発生せず最短)なDead timeについて、どのように見積もれば良いかを検討します。

6-1. 回路例

Figure 14.の回路「 A-6. PFC CCM Synchro $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$ 」を例に説明します。

同期整流で動かすために、ハイ・ロー直列接続されているSiC-MOSFET SCT2450KEについて、Dead Timeの最適値（貫通せず最短）を検討します。Dead Timeは、PWMコントローラのTD1（ハイサイド）、TD2（ローサイド）でそれぞれ設定できます。

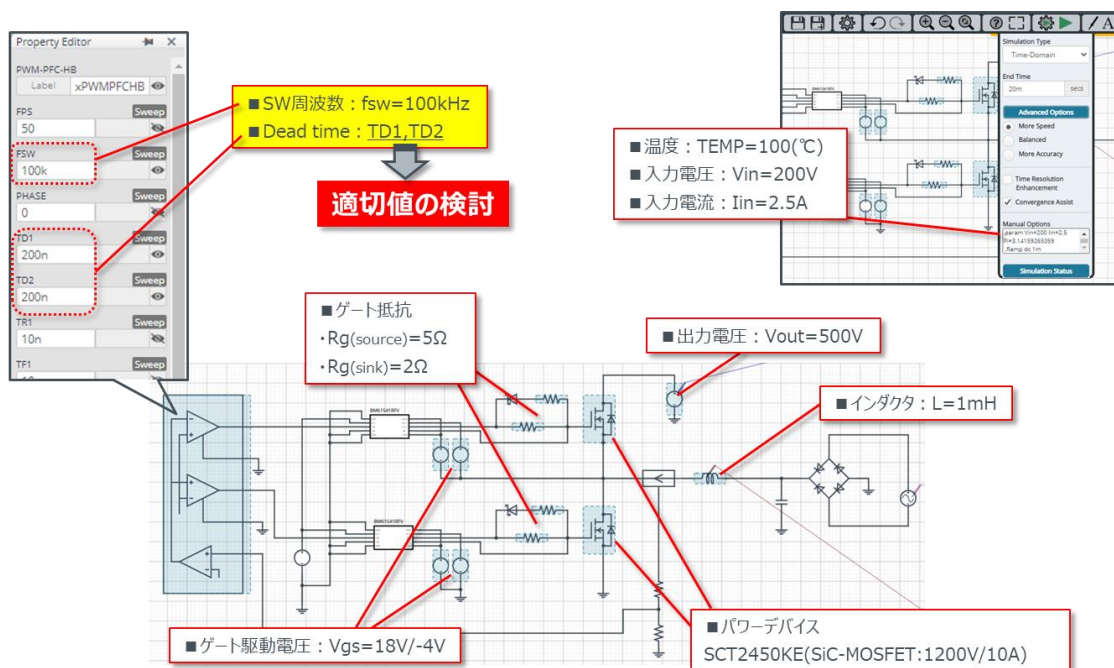


Figure 14. 回路例 A-6. PFC CCM Synchro $V_{in}=200V$ $I_{in}=2.5A$

6-2. Dead Time期間における損失

Figure 15.にDead Time期間における、電流の流れを示します。HSはハイサイド、LSはローサイドを表します。

ブリッジ構成の回路において、Dead Timeは貫通電流を防ぐために十分な長さを確保する必要がありますが、不必要に長く設定すると損失が大きくなります。これは、Dead Time期間中は、導通損失の小さいMOSFETのチャネルがOFF状態のため、導通損失の大きな内蔵ダイオードを
通って電流が流れるためです。

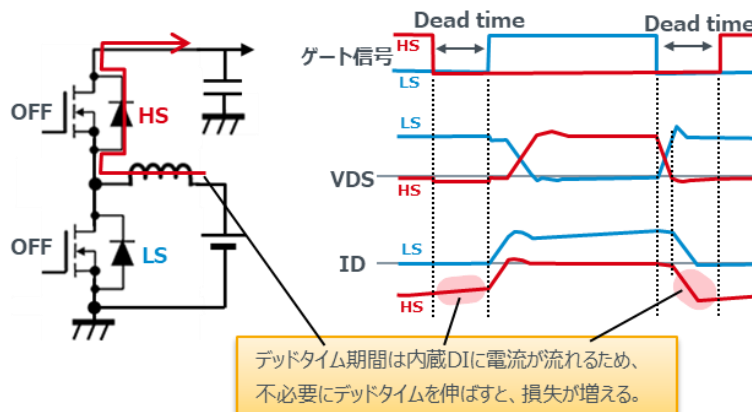


Figure 15. Dead Time期間における電流の流れ

6-3. Dead Timeと力率

Figure 16.にDead Time長さと、インダクタ電流 I_L の関係を示します。

Dead Timeが長過ぎると、低電圧領域で不連続動作となりインダクタ電流波形が歪み、力率が悪化することがあります。よって、Dead Timeを不必要に長く設定することは、力率の観点からも好ましくありません。

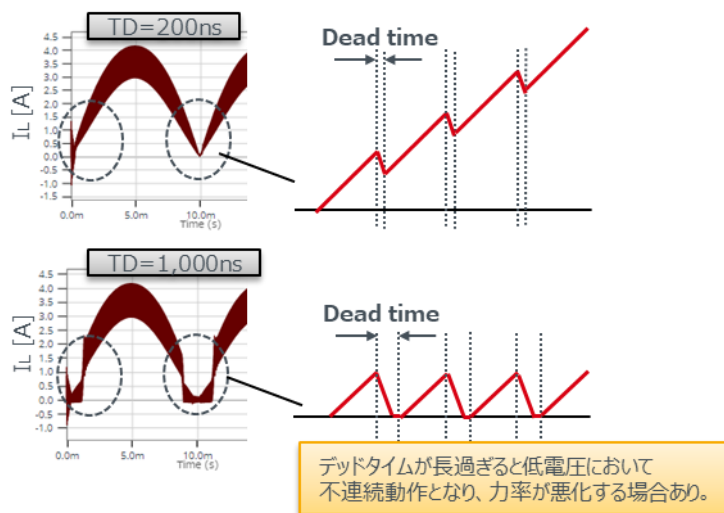


Figure 16. Dead Timeの長さとインダクタ電流 I_L

6-4. 最適なDead Timeの検討

Figure 17.にDead Timeを変化させた時の、MOSFETの損失シミュレーション結果を示します。HSはハイサイド、LSはローサイドを表します。Dead timeが50ns以下では、貫通電流が流れることで損失が急激に大きくなります。逆に、Dead timeを長くすると、HS-MOS内蔵ダイオードの導通時間が長くなりますので、この場合も損失が大きくなります。つまり、貫通電流が流れない最短のDead TimeでMOSFETの損失は最小になり、この場合そのポイントはTD=100nsであることが分かります。ただし、スイッチングスピードは温度やロットばらつき等で変化するので、一般的に100ns程度のマージンを見ておく必要があります。よって、この場合 **Dead time=200nsが最適** といえます。

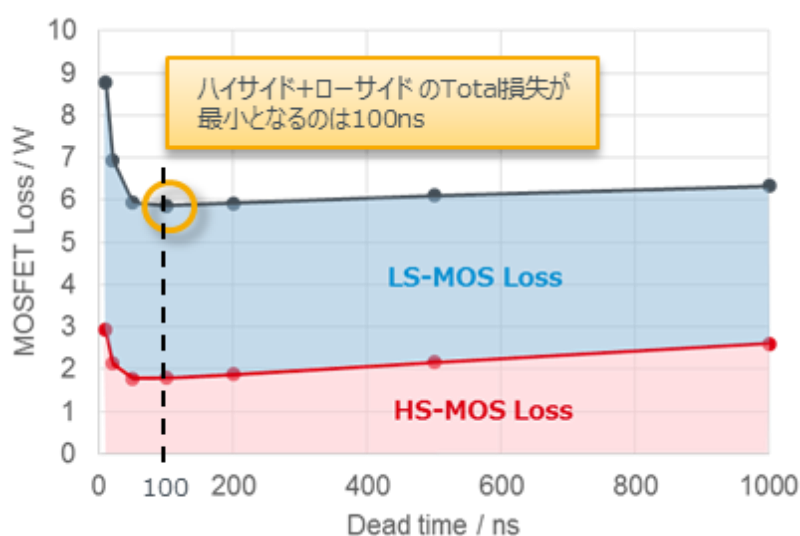


Figure 17. Dead Timeを変化させた時のMOSFETの損失シミュレーション結果

ご 注 意

- 1) 本資料の記載内容は改良などのため予告なく変更することがあります。
- 2) 本資料に記載されている内容は製品のご紹介資料です。ご使用に際しては、別途最新の仕様書を必ずご請求のうえ、ご確認ください。
- 3) ロームは常に品質・信頼性の向上に取り組んでおりますが、半導体製品は種々の要因で故障・誤作動する可能性があります。
万が一、本製品が故障・誤作動した場合であっても、その影響により人身事故、火災損害等が起こらないようご使用機器でのディレーティング、冗長設計、延焼防止、バックアップ、フェイルセーフ等の安全確保をお願いします。定格を超えたご使用や使用上の注意書が守られていない場合、いかなる責任もロームは負うものではありません。
- 4) 本資料に記載されております応用回路例やその定数などの情報につきましては、本製品の標準的な動作や使い方を説明するものです。
したがって、量産設計をされる場合には、外部諸条件を考慮していただきますようお願いいたします。
- 5) 本資料に記載されております技術情報は、製品の代表的動作および応用回路例などを示したものであり、ロームまたは他社の知的財産権その他のあらゆる権利について明示的にも黙示的にも、その実施または利用を許諾するものではありません。上記技術情報の使用に起因して紛争が発生した場合、ロームはその責任を負うものではありません。
- 6) 本資料に掲載されております製品は、耐放射線設計はなされていません。
- 7) 本製品を下記のような特に高い信頼性が要求される機器等に使用される際には、ロームへ必ずご連絡の上、承諾を得てください。
・輸送機器（車載、船舶、鉄道など）、幹線用通信機器、交通信号機器、防災・防犯装置、安全確保のための装置、医療機器、サーバー、太陽電池、送電システム
- 8) 本製品を極めて高い信頼性を要求される下記のような機器等には、使用しないでください。
・航空宇宙機器、原子力制御機器、海底中継機器
- 9) 本資料の記載に従わないために生じたいかなる事故、損害もロームはその責任を負うものではありません。
- 10) 本資料に記載されております情報は、正確を期すため慎重に作成したものです。万が一、当該情報の誤り・誤植に起因する損害がお客様に生じた場合においても、ロームはその責任を負うものではありません。
- 11) 本製品のご使用に際しては、RoHS 指令など適用される環境関連法令を遵守の上でご使用ください。
お客様にかかる法令を順守しないことにより生じた損害に関して、ロームは一切の責任を負いません。
本製品の RoHS 適合性などの詳細につきましては、セールス・オフィスまでお問合せください。
- 12) 本製品および本資料に記載の技術を輸出又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を行ってください。
- 13) 本資料の一部または全部をロームの許可なく、転載・複写することを堅くお断りします。



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ご用意しておりますので、お問合せください。

ROHM Customer Support System

<http://www.rohm.co.jp/contact/>