

300W 絶縁型 DC-DC コンバーターの 効率評価と損失分析

48V 入力、12V 出力 DC-DC コンバーターに最適な
東芝 U-MOS X-H シリーズ パワー-MOSFET のご提案

概要

本アプリケーションノートでは、先ずリファレンスデザイン^(注1)に採用した 300W 絶縁型 DC-DC コンバーターの基本動作を解説します。その後、効率評価結果について説明します。更に本リファレンスデザインを模擬した高精度シミュレーション回路を用いてスイッチング素子の損失を分析します。シミュレーションで使用するスイッチング素子のデバイスモデル(SPICE モデル)は東芝が独自開発したサブサーキットモデル(以降、G2 モデルと表記)を使用します。G2 モデルは、パワーデバイスが持つ容量の非線形性を表現した SPICE モデルでパワーデバイスの過渡シミュレーションに適しています。

(注1)リファレンスデザインとは東芝デバイス&ストレージのホームページのリファレンスデザインセンターに掲載されている応用設計についてのデータ情報です。リファレンスデザインには回路図や基板データ、BOM 情報ならびにリファレンスガイドとデザインガイドがあります。

目次

| | |
|---|----|
| 概要 | 1 |
| 目次 | 2 |
| 1. 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター | 4 |
| 1.1. 300W 絶縁型 DC-DC コンバーターの回路図 | 5 |
| 1.2. 300W 絶縁型 DC-DC コンバーターの動作波形 | 6 |
| 2. 効率評価素子 | 9 |
| 2.1. 使用スイッチング素子一覧 | 9 |
| 3. 実機効率評価結果 | 10 |
| 3.1. 二次側スイッチング素子が電力変換効率に及ぼす影響 | 11 |
| 4. スパイク電圧 | 12 |
| 5. 高精度シミュレーション回路 ^(注2) を使った損失分析 | 13 |
| 5.1. 二次側損失の定義 | 14 |
| 5.2. 実機評価とシミュレーションの効率比較分析 | 14 |
| 5.3. 損失分析 | 15 |
| 6. 結論 | 16 |
| 7. アプリケーションサポート | 16 |
| 8. デバイスモデル(SPICE モデル)サポート | 16 |
| 記載内容の留意点 | 16 |
| 製品取り扱い上のお願ひ | 17 |

目次

| | |
|--|----|
| 図 1.1 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター外観..... | 4 |
| 図 1.2 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター回路 | 5 |
| 図 1.3 評価基板の出力側同期整流 MOSFET 周辺の実回路図 | 5 |
| 図 1.4 回路動作モード①～④ | 6 |
| 図 1.5 回路動作モード⑤～⑧ | 7 |
| 図 1.6 回路動作波形 | 8 |
| 図 2.1 U-MOSⅧ/Ⅸ/X-H 製品ラインアップ範囲..... | 9 |
| 図 3.1 効率評価時の計測機器接続方法..... | 10 |
| 図 3.2 二次側 MOSFET による効率影響および素子温度の負荷依存..... | 11 |
| 図 4.1 寄生スナバー回路..... | 12 |
| 図 4.2 DC-DC コンバーター二次側同期整流回路 | 12 |
| 図 4.3 抵抗負荷スイッチング回路図と波形特性比較結果 | 12 |
| 図 5.1 シミュレーション回路..... | 13 |
| 図 5.2 デバイスモデルの実測とシミュレーション特性比較..... | 13 |
| 図 5.3 二次側 MOSFET の損失計算タイミングチャート | 14 |
| 図 5.4 実機リファレンスモデルとシミュレーション回路を使った効率の負荷依存特性比較..... | 14 |
| 図 5.5 実装部品別損失分析結果..... | 15 |
| 図 5.6 二次側 MOSFET 損失分析結果..... | 15 |

表目次

| | |
|--|---|
| 表 1.1 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター電源仕様..... | 4 |
| 表 2.1 各 MOSFET の主な仕様（データシートより抜粋） | 9 |

1. 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター

本電源は出力 DC12V で 300W の電力を供給できます。入力電圧範囲は DC36~75V と広く、DC48V 系ラインが整備されている通信関連機器をはじめ、48V バッテリーに接続された産業用機器や、その他様々な用途への応用が可能です。リファンレンスデザインとして各種設計情報を提供し、実際の仕様に応じた電源設計の省力化に貢献します。一次側、二次側スイッチング素子に DC-DC コンバーターに最適な当社最新世代小型面実装パワー MOSFET(TPN1200APL、TPH2R408QM)を採用し、その他部品も小型面実装品を採用することで、汎用的な巻き線構造トランスを採用しながら、小型(外形寸法 : 82mm x 82mm x 24mm)・高効率(94%)を実現しました。



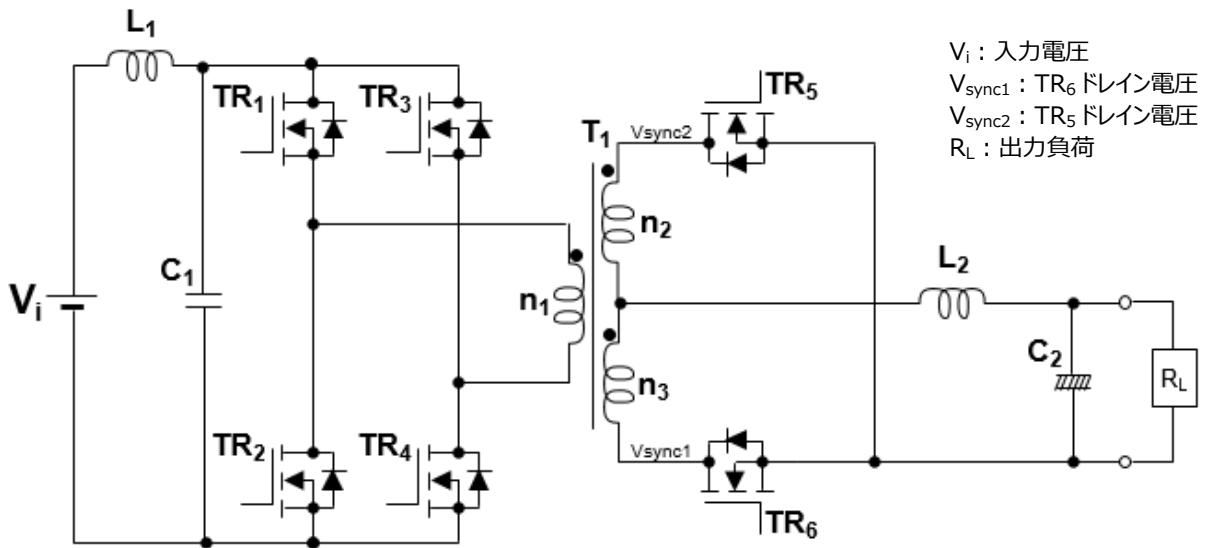
図 1.1 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター外観

表 1.1 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター電源仕様

| パラメータ | 条件 | 最小 | 標準 | 最大 | 単位 |
|-----------|---|------|------|------|-----|
| 入力特性 | | | | | |
| 入力電圧 | | 36 | | 75 | V |
| 入力電流 | $V_{in} = 48\text{ V}, I_{out} = 25\text{ A}$ | | | 12 | A |
| 出力特性 | | | | | |
| 出力電圧 | | 11.4 | 12.0 | 12.6 | V |
| 出力電流 | | | | 25 | A |
| 出力電力 | | | | 300 | W |
| 出力リップル電圧 | | | | 200 | mV |
| スイッチング周波数 | | | 185 | | kHz |

1.1. 300W 絶縁型 DC-DC コンバーターの回路図

図 1.2 は本評価で使用される DC-DC コンバーターの回路図です。トランス T_1 を境に一次側(入力側)には二つのアームを構成するスイッチング素子 $TR_1 \sim TR_4$ 、二次側(出力側)には同期整流を目的とする二つのスイッチング素子 TR_5 、 TR_6 およびインダクタンス L_2 とコンデンサー C_2 からなる出力平滑フィルター回路で構成されています。図 1.3 に二次側 MOSFET の詳細な回路図を示します。 TR_5 と TR_6 は二つの MOSFET が並列に接続されています。本電源はフェーズシフトフルブリッジ(PSFB)回路で 12V 出力を生成しています。PSFB 回路方式は、一次側の各アームのハイサイド MOSFET(TR_1 、 TR_3)とローサイド MOSFET(TR_2 、 TR_4)をデューティ 50% で交互にオン・オフし、アーム間のオンのタイミング(位相)を調整し出力電圧を制御します。ハイサイド MOSFET とローサイド MOSFET の切り替わり時には貫通動作を防ぐ為にデッドタイムを設けますが、その期間の共振動作により MOSFET は Zero Volt Switching (ZVS) となります。ZVS をすることでスイッチング損失の低減が図れ、高効率電源の実現が可能となります。



V_i : 入力電圧
 V_{sync1} : TR_6 ドレイン電圧
 V_{sync2} : TR_5 ドレイン電圧
 R_L : 出力負荷

図 1.2 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター回路

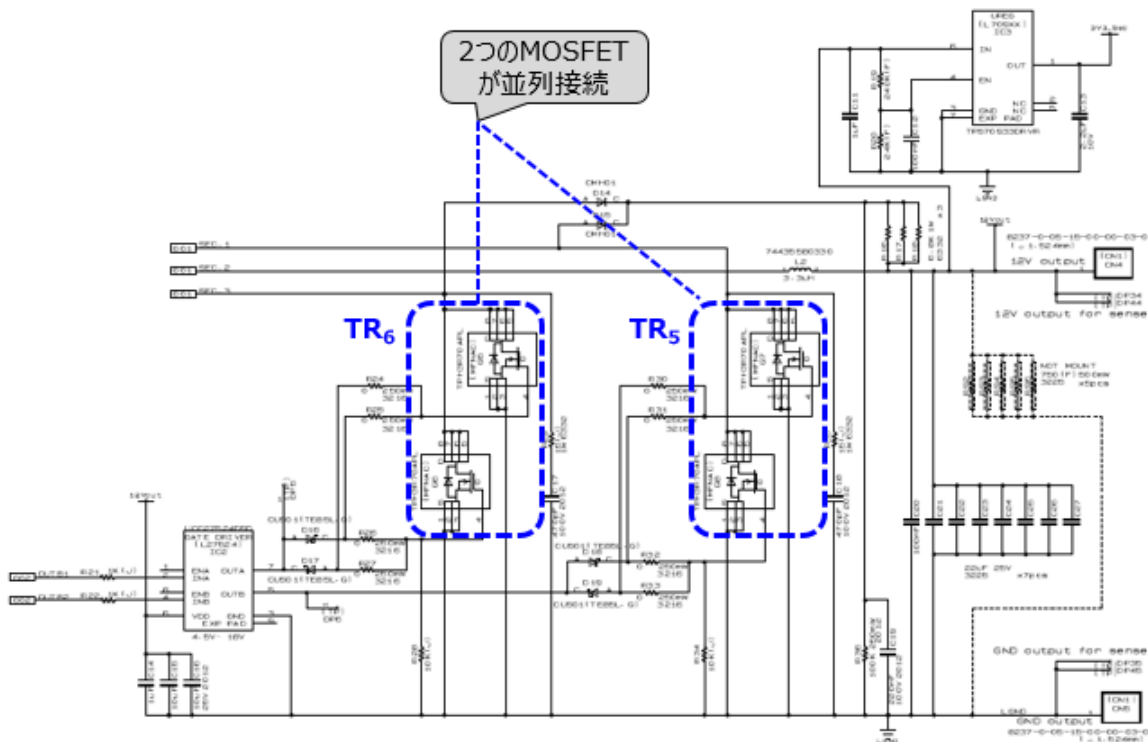


図 1.3 評価基板の出力側同期整流 MOSFET 周辺の実回路図

1.2. 300W 絶縁型 DC-DC コンバーターの動作波形

スイッチング素子 TR₁~₄ のオンとオフのタイミングとそれに同期してオン/オフする TR₅ と TR₆ はそれぞれ 8 つの動作モードがあります。図 1.4、図 1.5 に各動作モード時の電流経路、図 1.6 に各スイッチング素子と L₂ の動作波形を示します。

・動作モード①：TR₁ と TR₄ がオン、TR₂、TR₃、TR₅ がオフ

図 1.4(a) の点線矢印の通り、TR₁ と TR₄ がオンしているため電流は TR₁ を通った後、T₁ の一次側(n₁)を経由して TR₄ を流れます。ここでトランス T₁ を通して一次側(n₁)から二次側(n₃)へエネルギーが伝搬されオン状態の TR₆ と L₂ を経由して C₂ を充電します。

・動作モード②：TR₁ と TR₆ がオン、TR₂、TR₃、TR₅ がオフ、TR₄ がオンからオフ

TR₄ がオンからオフへ変化すると一次側の電流は図 1.4(b) の点線矢印の通り TR₂ と TR₄ の出力容量 C_{oss} を充電した後 TR₃ のボディダイオードを通る還流動作となります。還流動作のため、トランス T₁ を通して一次側(n₁)から二次側(n₃)へエネルギーが伝搬されなくなりますが二次側は L₂ に蓄えられたエネルギーによって青い点線矢印の経路で電流が流れます。更に、TR₅ のボディダイオードを通して赤い点線矢印の経路でも電流が流れます。

・動作モード③：TR₁ と TR₆ がオン、TR₂、TR₄ がオフ、TR₃ と TR₅ がオフからオン

TR₃ がオフからオンへ変化すると還流電流は TR₃ のボディダイオードではなくトランジスタを経由するようになります。また、TR₅ がオフからオンへ変化すると TR₅ のボディダイオードではなくトランジスタを経由して赤い点線矢印の経路で電流が流れます。

・動作モード④：TR₃ と TR₅ がオン、TR₂、TR₄ がオフ、TR₁ と TR₆ がオンからオフ

TR₁ がオンからオフへ変化すると還流動作が止まり一次側では電流が流れません。しかし、二次側は L₂ に蓄えられたエネルギーによってオン状態の TR₅ を通る赤い点線矢印の経路で電流が流れます。

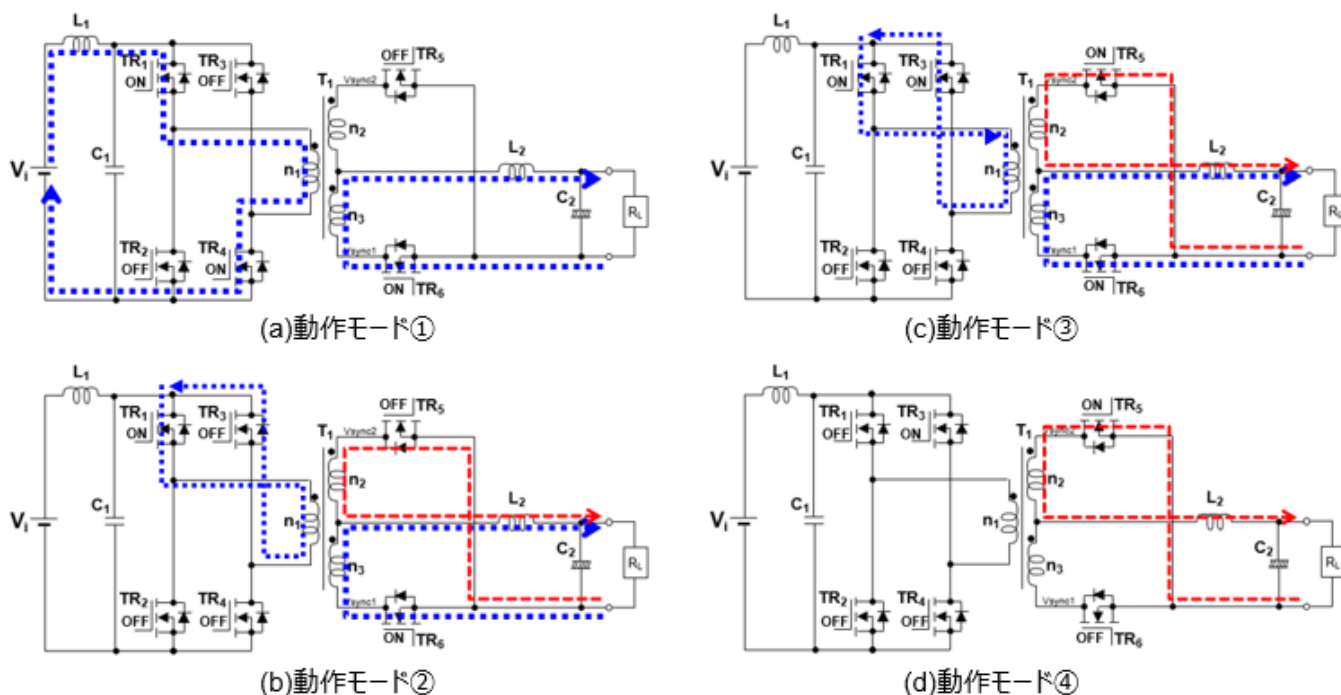


図 1.4 回路動作モード①～④

・動作モード⑤：TR₂、TR₃、TR₅がオン、TR₁、TR₄、TR₆がオフ

図 1.5(a)の点線矢印の通り、TR₂とTR₃がオンしているため電流はTR₃を通った後、T₁の一次側(n₁)を経由してTR₂を流れます。ここでトランスT₁を通して一次側(n₁)から二次側(n₂)へエネルギーが伝搬されオン状態のTR₅とL₂を経由してC₂を充電します。

・動作モード⑥：TR₂とTR₅がオン、TR₁、TR₄、TR₆がオフ、TR₃がオンからオフ

TR₃がオンからオフへ変化すると一次側の電流は図 1.5(b)の点線矢印の通りTR₁とTR₃の出力容量C_{oss}から放電した後TR₄のボディダイオードを通る還流動作となります。還流動作のため、トランスT₁を通して一次側(n₁)から二次側(n₂)へエネルギーが伝搬されなくなりますが二次側はL₂に蓄えられたエネルギーによって赤い点線矢印の経路で電流が流れます。更に、TR₆のボディダイオードを通して青い点線矢印の経路でも電流が流れます。

・動作モード⑦：TR₂とTR₅がオン、TR₁、TR₃がオフ、TR₄とTR₆がオフからオン

TR₄がオフからオンへ変化すると還流電流はTR₄のボディダイオードではなくトランジスタを経由するようになります。また、TR₆がオフからオンへ変化するとTR₆のボディダイオードではなくトランジスタを経由して青い点線矢印の経路で電流が流れます。

・動作モード⑧：TR₄とTR₆がオン、TR₁、TR₃がオフ、TR₂とTR₅がオンからオフ

TR₂がオンからオフへ変化すると還流動作が止まり一次側では電流が流れません。しかし、二次側はL₂に蓄えられたエネルギーによってオン状態のTR₆を通る青い点線矢印の経路で電流が流れます。

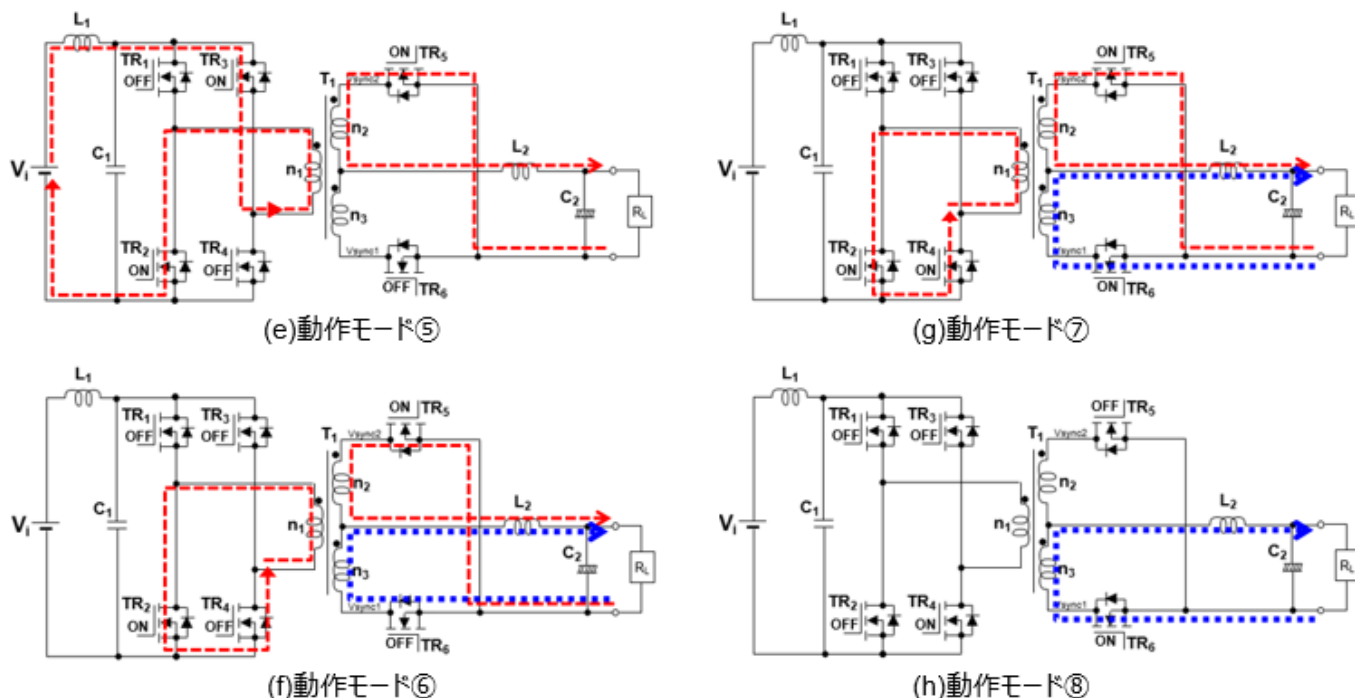


図 1.5 回路動作モード⑤～⑧

図 1.6 は 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター回路の動作波形です。図 1.4、図 1.5 に示します動作モード①～⑧ に対してスイッチング素子 TR₁～TR₆ のゲート電圧(V_G)とドレイン電流(I_D)、TR₅と TR₆ のドレイン・ソース電圧(V_{sync1}、V_{sync2})、インダクタンス L₂ の電圧(V_{L2})と電流(I_{L2})を記しました。TR₅と TR₆ はソースからドレインへ電流が流れるため、電流値としてはマイナスの値で表現されています。

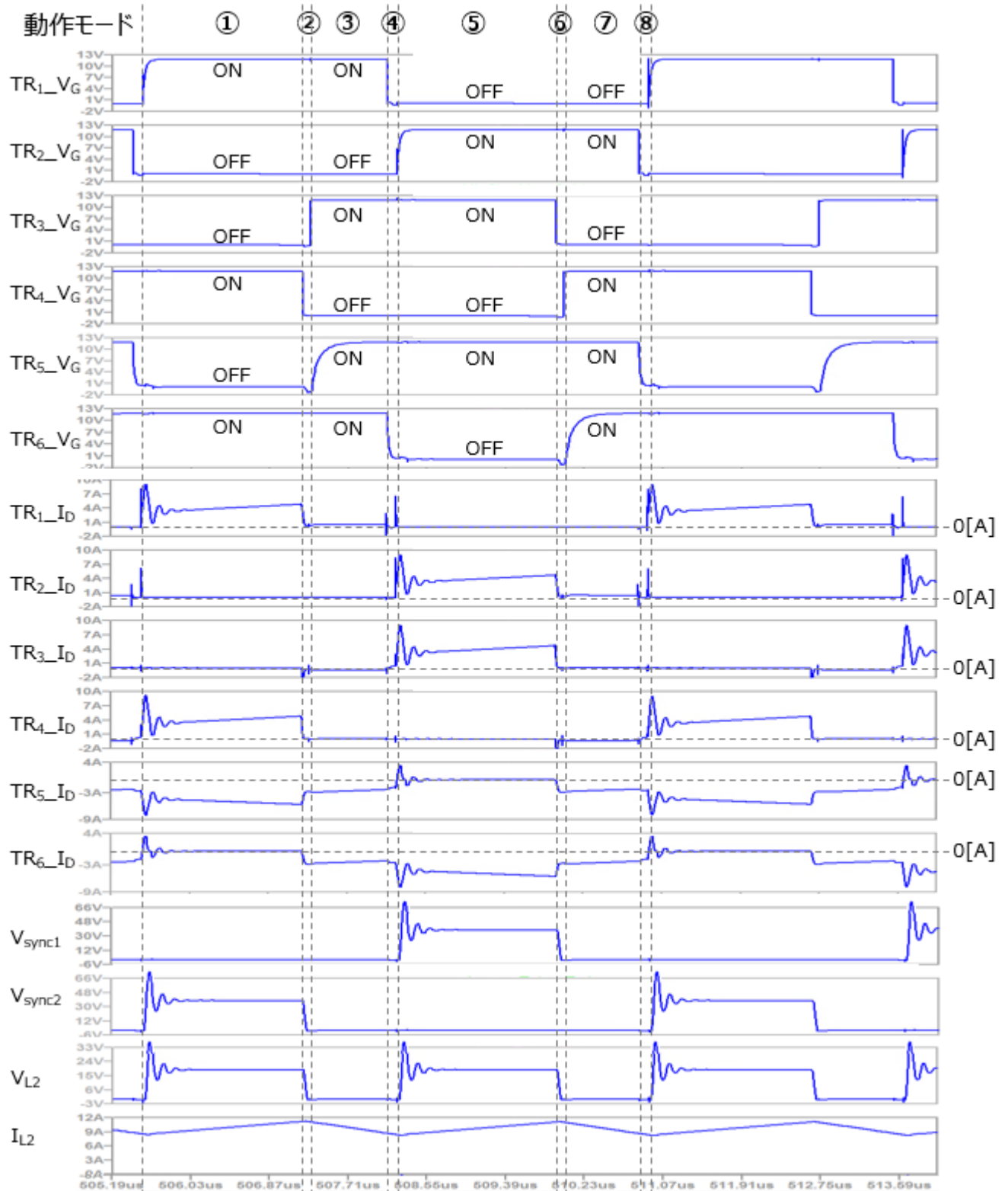


図 1.6 回路動作波形

2. 効率評価素子

当社では、DC-DC コンバーターの一次側（メインスイッチ）や、二次側（同期整流部）に適した低耐圧系 U-MOS VIII/IX/X-H シリーズを製品化しています。30V から 250V までの広い耐圧展開と、同一耐圧系における豊富なオン抵抗ラインアップを用意しています。DC-DC コンバーターの回路トポロジー、入出力電圧、出力電流、搭載部位（一次側か二次側か）等の設計仕様に応じて最適な製品を選択いただけます。図 2.1 に U-MOS VIII/IX/X-H シリーズ製品のラインアップ範囲を示します。

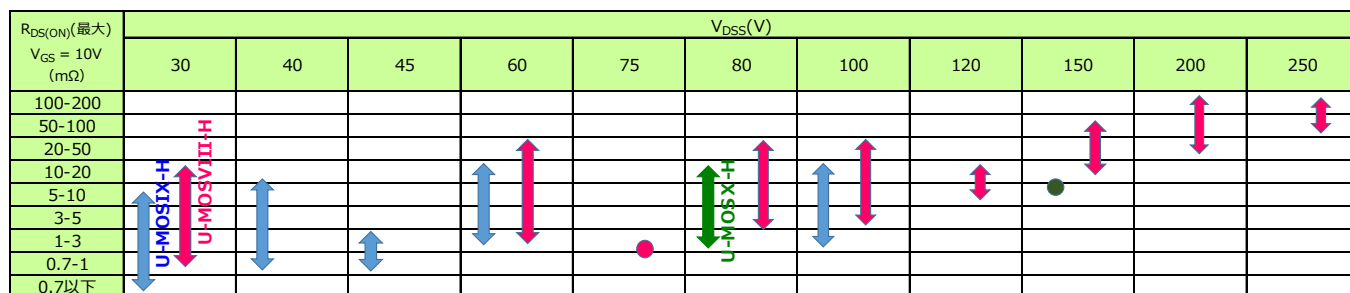


図 2.1 U-MOS VIII/IX/X-H 製品ラインアップ範囲

2.1. 使用スイッチング素子一覧

表 2.1 は本評価で使用した MOSFET の主な仕様です。2 つの素子を比較する二次側は一次側よりも導通損失とリカバリー損失が支配的になると考え、ドレイン・ソース間オン抵抗(R_{DS(ON)})と逆回復電荷量(Q_{rr})が小さい最新世代 U-MOS X-H 80V 品 TPH2R408QM を実装し中負荷から重負荷時の効率への影響度を他の製品と比較します。

表 2.1 各 MOSFET の主な仕様（データシートより抜粋）

| 項目 | 記号 | 単位 | 二次側（比較対象素子） | | |
|-----------------------|----------------------|----|-------------------|------------|------|
| | | | 一次側 TPN1200APL | TPH2R408QM | A社 |
| ドレイン・ソース間降伏電圧(最小) | V _{(BR)DSS} | V | 100 | 80 | 80 |
| ゲートしきい値電圧(最大) | V _{th} | V | 2.5 | 3.5 | 3.0 |
| ドレイン・ソース間オン抵抗(標準) | R _{DS(ON)} | mΩ | 9.8 | 1.9 | 2.2 |
| 入力容量(標準) | C _{iss} | pF | 1425 | 5870 | 5200 |
| 帰還容量(標準) | C _{rss} | pF | 15 | 60 | 38 |
| 出力容量(標準) | C _{oss} | pF | 205 | 1340 | 840 |
| ゲート抵抗(標準) | r _g | Ω | 2.1 | 1.9 | 1.9 |
| スイッチング時間(上昇時間)(標準) | t _r | ns | 6 | 10.8 | 14 |
| スイッチング時間(ターンオン時間)(標準) | t _{on} | ns | 19 | 29 | 18 |
| スイッチング時間(下降時間)(標準) | t _f | ns | 6 | 26 | 16 |
| スイッチング時間(ターンオフ時間)(標準) | t _{off} | ns | 34 | 123 | 47 |
| ゲート入力電荷量(標準) | Q _g | nC | 24 | 87 | 74 |
| ゲート・ドレイン間電荷量(標準) | Q _{gd} | nC | 4.9 | 19 | 16 |
| ゲートスイッチ電荷量(標準) | Q _{sw} | nC | 7.5 | 28 | 25 |
| 出力電荷量(標準) | Q _{oss} | nC | 24 | 90 | 88 |
| 逆回復電荷量(標準) | Q _{rr} | nC | 47 | 74 | 92 |

3. 実機効率評価結果

本評価では、当社製 300W 絶縁型 DC-DC コンバーター基板と表 2.1 記載製品を使用して効率を確認しました。尚、効率評価では一次側が 1 種類、二次側が 2 種類のスイッチング素子の組み合わせ 2 パターンを測定・比較しています。PSFB 回路のスイッチング周波数は PWM コントローラーの RT 端子に接続する外付け抵抗で設定します。本評価では外付け抵抗を 27kΩ に設定し PSFB 回路スイッチング周波数を 370kHz とします。PWM コントローラーは一次側ブリッジの左右アームの MOSFET (TR₁、TR₂ 及び TR₃、TR₄) を PSFB 回路スイッチング周波数の 1/2 周波数 (185kHz) でスイッチングします。

効率は、DC-DC コンバーターの特性の中でも重要な項目となります。効率とは、DC-DC コンバーターに入力された電力に対して、出力される電力の比となり、下記式で算出されます。

$$\text{効率} = (V_{\text{out}} \times I_{\text{out}}) / (V_{\text{in}} \times I_{\text{in}}) \times 100 [\%]$$

本評価では、スイッチング素子組合せ 2 パターンについて、下記の条件で V_{in}、I_{in}、V_{out}、I_{out} を測定し効率を算出後、各パターンの傾向を比較しました。図 3.1 は効率測定時の接続図です。DC-DC コンバーター基板は近くに配置した冷却用ファンによって強制空冷されております。

- 入力電圧 (V_{in}) = 48V
- 出力電圧 (V_{out}) = 12V
- 外気温 (T_a) = 25℃
- 出力負荷電流 (I_{out}) = 1A, 3A, 5A, 7A, 10A, 14A, 16A, 18A, 20A, 25A

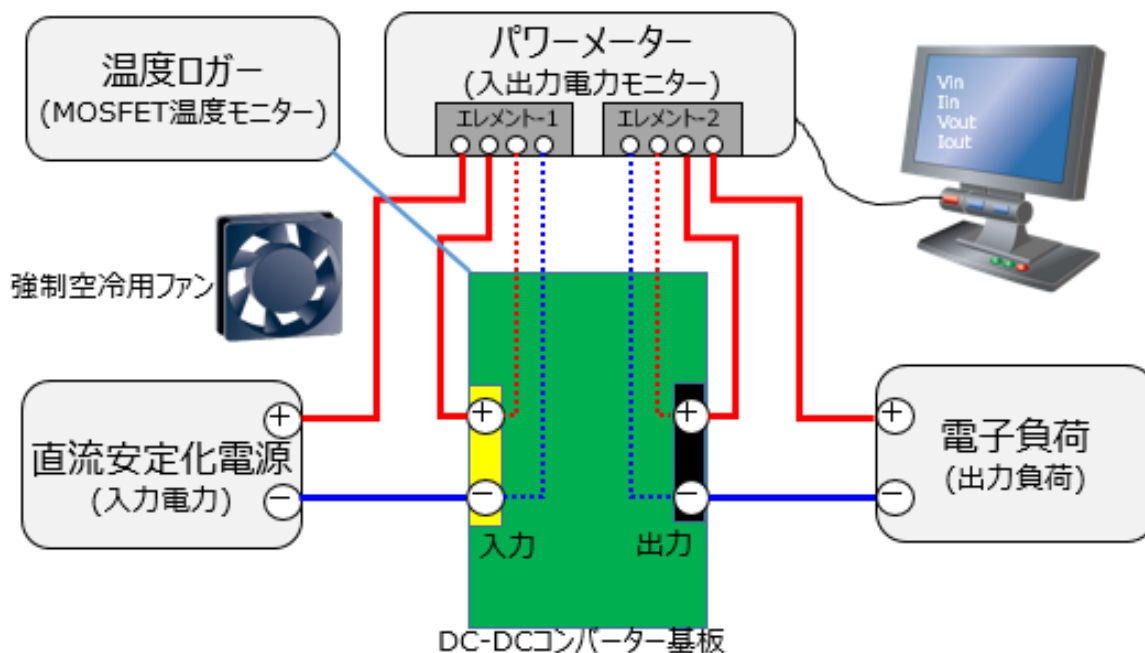
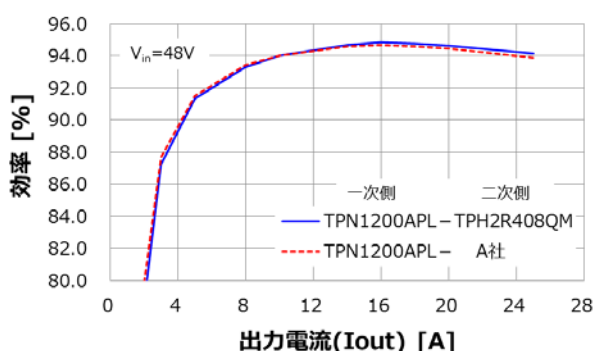


図 3.1 効率評価時の計測機器接続方法

3.1. 二次側スイッチング素子が電力変換効率に及ぼす影響

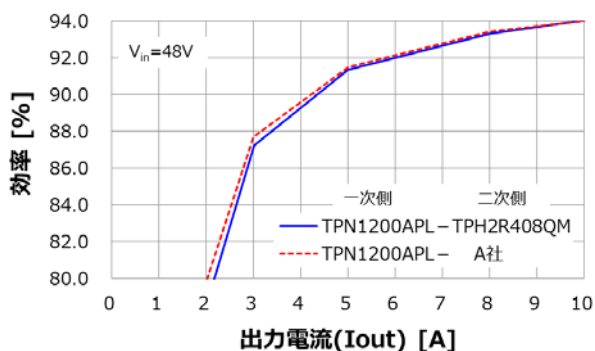
一次側 MOSFET を TPN1200APL に固定し、二次側 MOSFET を TPH2R408QM または A 社製品へ変更した場合の効率カーブを図 3.2(a)~(c)に示します。中負荷~重負荷では導通損失が支配的となるため、ドレイン・ソース間オン抵抗が最も小さい TPH2R408QM が優位となっており、出力負荷 16A 時に最高効率 94.83%、全負荷の 25A 時で 94.12%となっている一方、A 社製品はドレイン・ソース間オン抵抗が TPH2R408QM と比較して約 16%大きいいため出力負荷 16A 時で 94.65%、全負荷の 25A 時で 93.89%となっています。図 3.2(d)は二次側に各 MOSFET を使用したときの二次側 MOSFET 素子温度を測定した結果です(一次側 MOSFET は TPN1200APL を使用)。TPH2R408QM は重負荷でも素子温度が 45℃を下回っており A 社製品の MOSFET と比較して発熱が少ないことが確認できます。

(a) 効率の二次側 MOSFET 依存比較

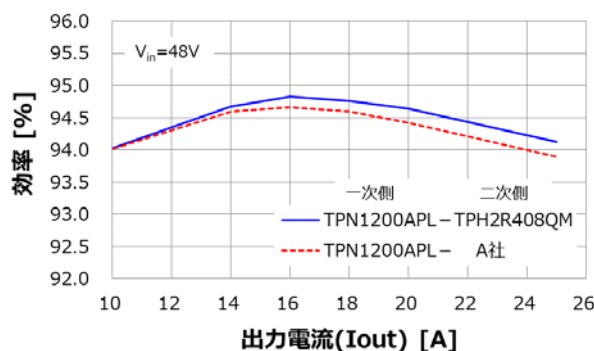


| 二次側素子 | 効率[%] | | |
|------------|----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| | 軽負荷時 ($I_{out}=3[A]$) | ピーク時 ($I_{out}=16[A]$) | 重負荷時 ($I_{out}=25[A]$) |
| TPH2R408QM | 87.24 | 94.83 | 94.12 |
| A社 | 87.67 | 94.67 | 93.89 |

(b) 軽負荷時($I_{out}=1\sim 10A$)



(c) 中負荷~重負荷($I_{out}=10\sim 25A$)



(d) 二次側素子を TPH2R408QM または A 社としたときの各素子温度

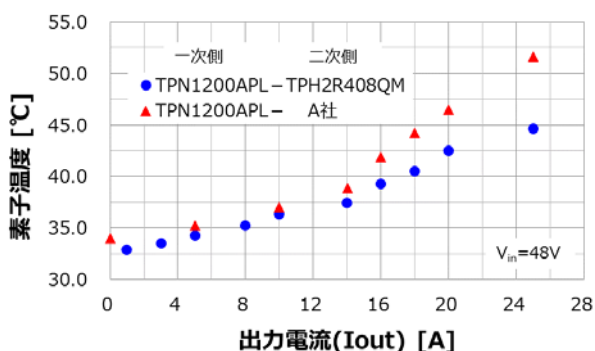


図 3.2 二次側 MOSFET による効率影響および素子温度の負荷依存

4. スパイク電圧

二次側に採用している TPH2R408QM の特長として低スパイク特性が挙げられます。TPH2R408QM はゲートトレンチ部に新構造を採用しており、図 4.1 に示す通りドレイン-ソース間に寄生容量、寄生抵抗が存在しスナバー(CR)回路が構成されるため、スパイク電圧を抑制することができます。本効果を図 4.2 に示す基板配線の寄生インダクタンス L_p を追記した DC-DC コンバーター二次側同期整流回路を用いて説明します。本回路の減衰係数(ζ)は式(1)で表現され、 r_s と C_{ds} が分子にあるため各値が大きいほど減衰係数が大きくなり減衰速度が速まりリングングが早く収束します。また、式(2)で表現されるスパイク電圧(V_{Cds})は r_s と C_{ds} が分母にあるため各値が大きいほどスパイク電圧の値が小さくなること分かります。スパイク電圧が抑制されるとスイッチング時のノイズやリングングが低減され耐圧マージン決めなど電源回路の設計が容易になります。図 4.3 は抵抗負荷スイッチング特性評価治具で測定した TPH2R408QM と A 社製品のターンオフ波形(V_{DS})です。TPH2R408QM の V_{DS} スパイク電圧は 50.91V でリングング時間は 48ns です。他方、A 社製品の V_{DS} スパイク電圧は 56.61V でリングング時間は 71n となっており、 V_{DS} スパイク電圧、リングング時間の両方で TPH2R408QM が優位であることが分かります。

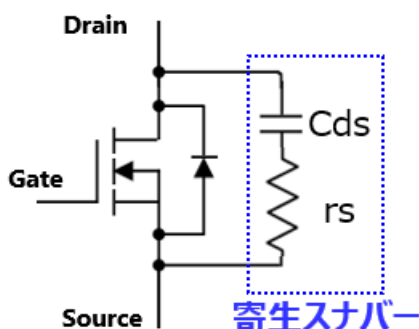


図 4.1 寄生スナバー回路

C_{ds} : MOSFET のドレイン・ソース間容量
 r_s : MOSFET の埋め込みソース配線抵抗

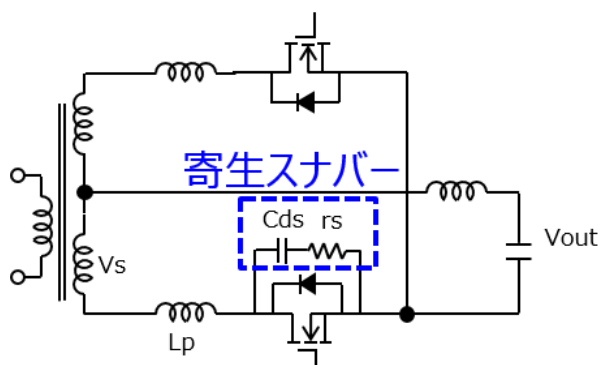


図 4.2 DC-DC コンバーター二次側同期整流回路

$$\text{減衰係数} \quad \zeta = \frac{r_s}{2} \times \sqrt{\frac{C_{ds}}{L_p}} \quad \text{式(1)}$$

$$\text{スパイク電圧} \quad V_{Cds} = \frac{1}{r_s} \times \frac{V_s}{\omega_0 \times C_{ds}} \quad \text{式(2)}$$

L_p : 基板寄生インダクタンス
 ω_0 : LCR 直列共振回路の角周波数
 V_s : 二次側電圧

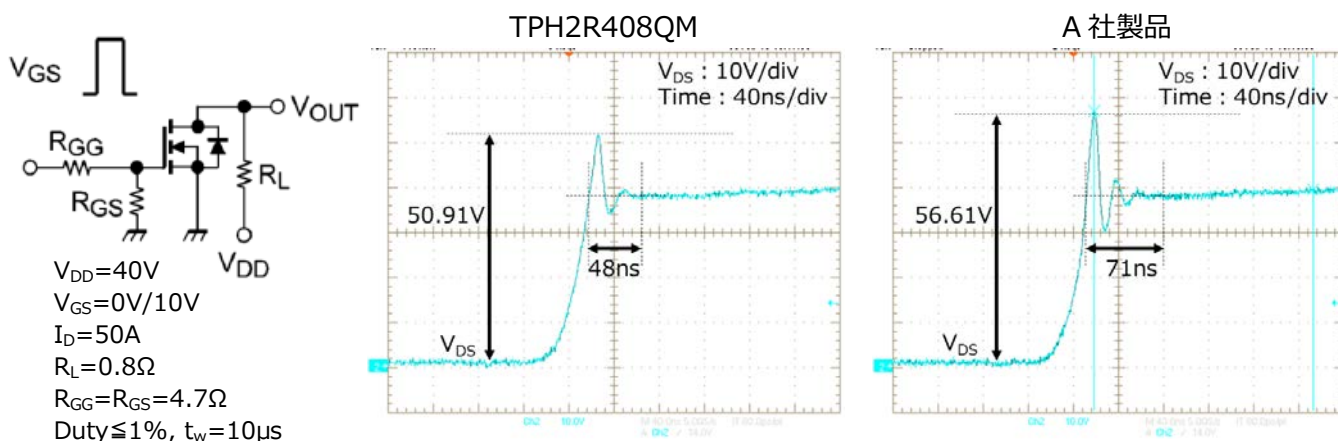


図 4.3 抵抗負荷スイッチング回路図と波形特性比較結果

5. 高精度シミュレーション回路(注2)を使った損失分析

図 5.1 はシミュレーション回路の概要図です。リファレンスモデルはフェーズシフトフルブリッジ PWM コントローラ IC を使用しています。従って本シミュレーション回路では、入力側に二箇所、出力側に一箇所、電圧と電流のセンシングを配置し、一次側と二次側の各 MOSFET をオン・オフして出力電圧が目標値になるようフィードバック動作する代替制御モデルを有しています。シミュレーション精度に大きく影響するトランスとリアクトルは実測結果をもとに作成した等価回路モデルを使用しています。(注2)高精度シミュレーション回路は損失分析用に独自開発しています。

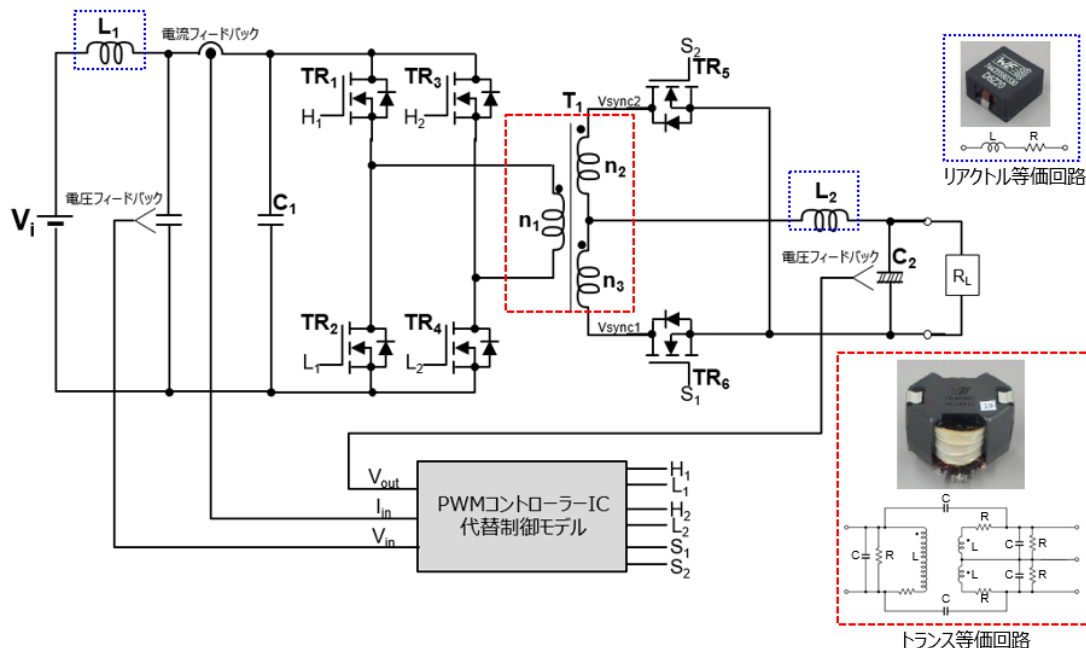


図 5.1 シミュレーション回路

さらに、本シミュレーション回路には I_D - V_{DS} カーブの高電流領域特性と寄生容量の電圧依存特性の再現性を高め、より実測に近いスイッチングシミュレーションが可能な高精度デバイスモデル(G2 モデル)を使用します。図 5.2 の(a)~(d)に主な特性(I-V と C-V)の実測とシミュレーションの比較結果を示します。また、図(e)、(f)は本デバイスモデルを使った抵抗負荷スイッチングにおける turn off 特性の比較結果ですが、特性評価治具を使ったドレイン・ソース間電圧(V_{DS})のリングング波形(図(e))がシミュレーション(図(f))でも精度高く再現できています。

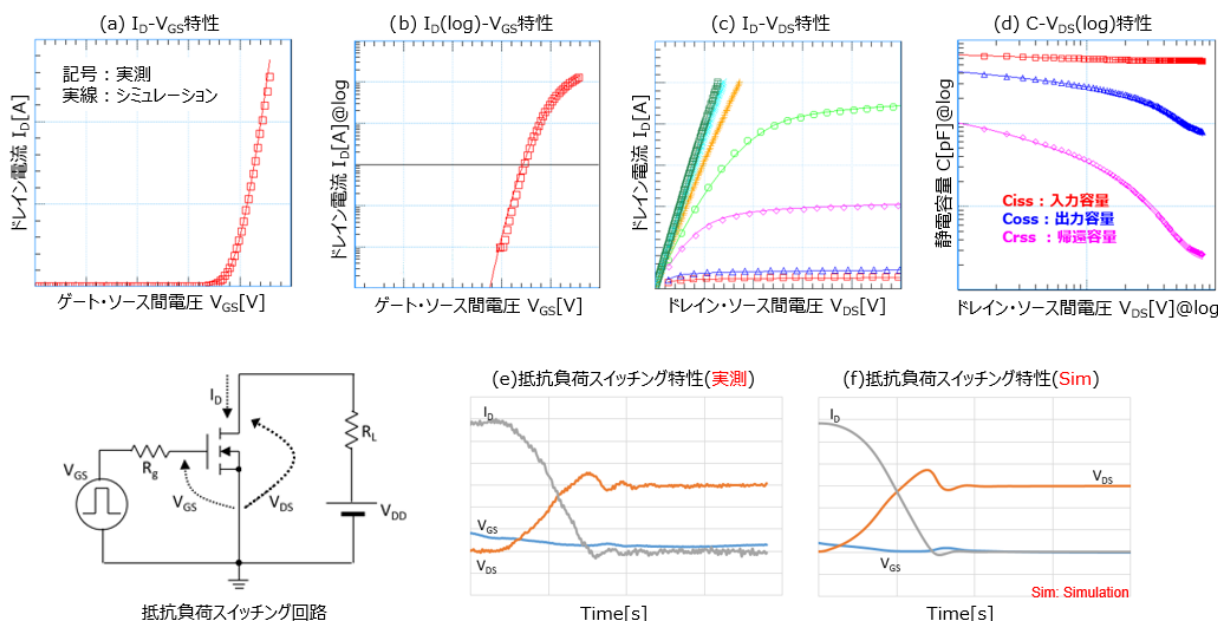
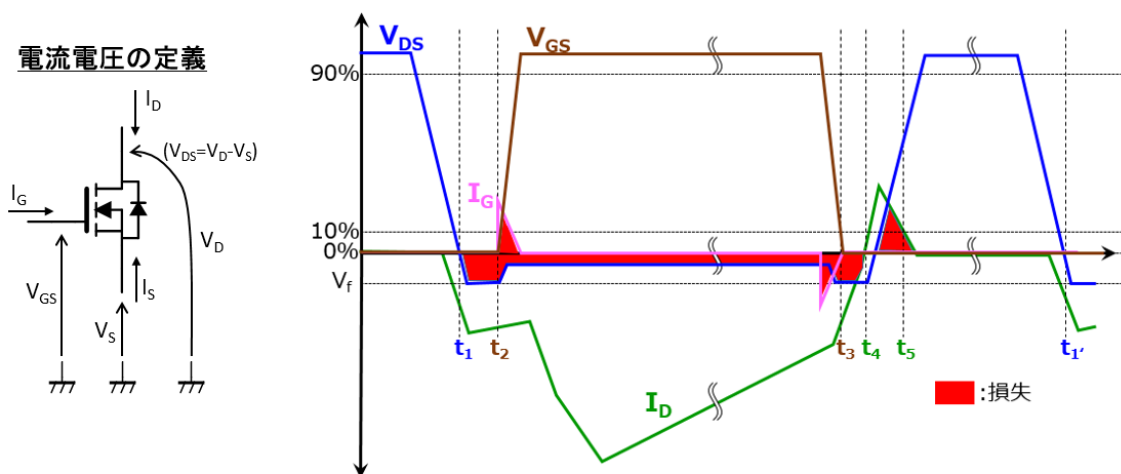


図 5.2 デバイスモデルの実測とシミュレーション特性比較

5.1. 二次側損失の定義

同期整流動作である二次側 MOSFET の損失は導通状態を考慮して計算区間を定義し算出されています。図 5.3 は各項目の損失を計算するタイミングチャートを示しています。E_{diode1}、E_{sync}、E_{diode2}、E_{recovery}、E_{block} はドレイン・ソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_D の積の時間積分で算出されます。E_{gate} はゲート・ソース間電圧 V_{GS} とゲート電流 I_G の積の時間積分で算出されます。



| 損失算出区間 | 損失名称 | 説明 | 備考 |
|---------------------------------|-----------------------|--------------------|--|
| t ₁ ~t ₂ | E _{diode1} | ボディダイオード導通損失 1 | V _{DS} ×I _D の時間積分で算出 |
| t ₂ ~t ₃ | E _{sync} | MOSFET オン時損失(導通損失) | 同上 |
| t ₃ ~t ₄ | E _{diode2} | ボディダイオード導通損失 2 | 同上 |
| t ₄ ~t ₅ | E _{recovery} | リカバリ損失 | 同上 |
| t ₅ ~t _{1'} | E _{block} | MOSFET オフ時損失 | 同上 |
| t ₁ ~t _{1'} | E _{gate} | ゲート駆動損失 | V _{GS} ×I _G の時間積分で算出 |

図 5.3 二次側 MOSFET の損失計算タイミングチャート

5.2. 実機評価とシミュレーションの効率比較分析

図 5.4 は一次側 MOSFET を TPN1200APL に固定し、二次側 MOSFET を TPH2R408QM または A 社製品へ変更した場合の実機とシミュレーション回路の効率負荷電流依存特性です。中負荷から重負荷領域における実機とシミュレーションの効率差は 1% 以下になっています。この差分はコントローラーの損失や回路を構成している各 부품の発熱による特性変化など本シミュレーション回路で考慮されていない損失が主な要因です。しかし、実機評価とシミュレーションで TPH2R408QM と A 社製品の効率大小関係に矛盾が生じていないことから、本シミュレーション回路の動作はほぼ実機を模擬できていると言えます。次節では本シミュレーション回路を使い実機実装部品や二次側 MOSFET の 1 周期分の損失を分析します。

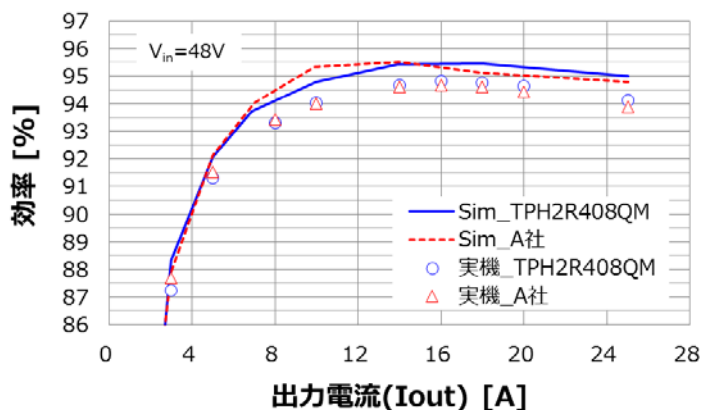


図 5.4 実機リファレンスモデルとシミュレーション回路を使った効率の負荷依存特性比較

5.3. 損失分析

図 5.5 は高精度シミュレーション回路の一次側 MOSFET に TPN1200APL、二次側 MOSFET に TPH2R408QM を使った場合の 300W 絶縁型 DC-DC コンバーターを構成する部品別損失シミュレーション結果です。出力電流 25[A] 時の各部品の損失割合は、一次側 MOSFET (Pri_Side) で 24.9%、二次側 MOSFET (Sec_Side) で 17.7%、トランス (Transformer) で 20.2%、リアクトル (Reactor) で 15.2%、スナバー (Snubber) で 6.1%、その他 (others) で 15.9% となっており、損失の約 43% を一次側と二次側の MOSFET が発生させていることが読み取れます。MOSFET の損失の割合は出力電流が減少するにしたがい大きくなります。本結果から DC-DC コンバーターの効率を向上させるために MOSFET の損失を減らす事が如何に重要であるかが分かります。図 5.6 は二次側に使用した TPH2R408QM の 1 周期分の電力損失量です。ボディダイオードのリカバリー損失 ($E_{recovery}$) が支配的ですが、その増加量は出力電流に対して感度は高くありません。他方、導通損失 (E_{sync}) に目を向けると出力電流が増えるに従い大きく増加していることが分かります。故に、二次側 MOSFET に関しては、リカバリー損失に関連する逆回復電荷量 (Q_{rr}) とドレイン・ソース間オン抵抗 ($R_{DS(ON)}$) が小さい製品を選択することが望ましいと言えます。

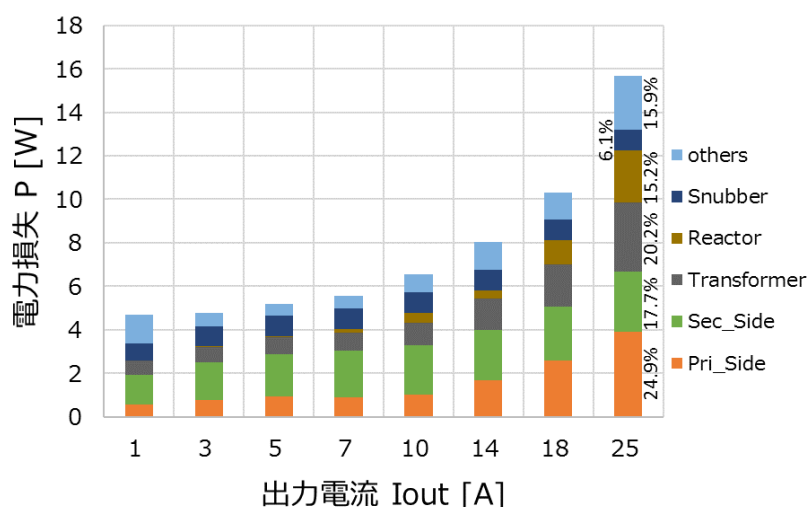


図 5.5 実装部品別損失分析結果

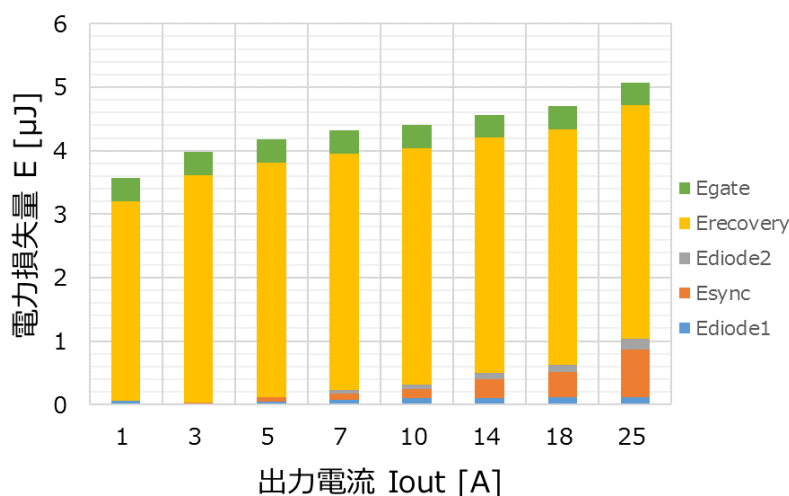


図 5.6 二次側 MOSFET 損失分析結果

6. 結論

300W 絶縁型 DC-DC コンバーターの二次側は図 5.6 に示す通り導通損失とリカバリー損失が大半を占めます。従って、ドレイン・ソース間オン抵抗が低く、また逆回復電荷量が小さな MOSFET を選択するのが賢明です。最終的に二次側に TPH2R408QM を使用することが今回使用した MOSFET のなかでは最も高い効率が得られる事が本評価から確認できました。

7. アプリケーションサポート

本アプリケーションノートで使用しているリファレンスデザインに関する詳細な情報は下記 URL から入手できます。

https://toshiba.semicon-storage.com/jp/semiconductor/design-development/referencedesign/articles/300w-Isolated-dc-dc_powermanagement_rd024.html

8. デバイスモデル(SPICE モデル)サポート

本アプリケーションノートで使用している SPICE モデルは下記 URL から入手可能です。

一次側スイッチング MOSFET : TPN1200APL

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/semiconductor/product/mosfets/12v-300v-mosfets/detail.TPN1200APL.html>

二次側スイッチング MOSFET : TPH2R408QM

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/semiconductor/product/mosfets/12v-300v-mosfets/detail.TPH2R408QM.html>

デバイスモデル(SPICE モデル)のグレード表記に関する説明

<https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=70958>

記載内容の留意点

1. ブロック図

ブロック図内の機能ブロック/回路/定数などは、機能を説明するため、一部省略・簡略化している場合があります。

2. 等価回路

等価回路は、回路を説明するため、一部省略・簡略化している場合があります。

製品取り扱い上のお願ひ

株式会社東芝およびその子会社ならびに関係会社を以下「当社」といいます。
本資料に掲載されているハードウェア、ソフトウェアおよびシステムを以下「本製品」といいます。

- 本製品に関する情報等、本資料の掲載内容は、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
- 文書による当社の事前の承諾なしに本資料の転載複製を禁じます。また、文書による当社の事前の承諾を得て本資料を転載複製する場合でも、記載内容に一切変更を加えたり、削除したりしないでください。
- 当社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体・ストレージ製品は一般に誤作動または故障する場合があります。本製品をご使用頂く場合は、本製品の誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。なお、設計および使用に際しては、本製品に関する最新の情報（本資料、仕様書、データシート、アプリケーションノート、半導体信頼性ハンドブックなど）および本製品が使用される機器の取扱説明書、操作説明書などをご確認の上、これに従ってください。また、上記資料などに記載の製品データ、図、表などに示す技術的な内容、プログラム、アルゴリズムその他応用回路例などの情報を使用する場合は、お客様の製品単独およびシステム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断してください。
- 本製品は、特別に高い品質・信頼性が要求され、またはその故障や誤作動が生命・身体に危害を及ぼす恐れ、膨大な財産損害を引き起こす恐れ、もしくは社会に深刻な影響を及ぼす恐れのある機器（以下“特定用途”という）に使用されることは意図されていませんし、保証もされていません。特定用途には原子力関連機器、航空・宇宙機器、医療機器（ヘルスケア除く）、車載・輸送機器、列車・船舶機器、交通信号機器、燃焼・爆発制御機器、各種安全関連機器、昇降機器、発電関連機器などが含まれますが、本資料に個別に記載する用途は除きます。特定用途に使用された場合には、当社は一切の責任を負いません。なお、詳細は当社営業窓口まで、または当社 Web サイトのお問い合わせフォームからお問い合わせください。
- 本製品を分解、解析、リバースエンジニアリング、改造、改変、翻案、複製等しないでください。
- 本製品を、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用することはできません。
- 本資料に掲載してある技術情報は、製品の代表的動作・応用を説明するためのもので、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
- 別途、書面による契約またはお客様と当社が合意した仕様書がない限り、当社は、本製品および技術情報に関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をしておりません。
- 本製品、または本資料に掲載されている技術情報を、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事用途の目的で使用しないでください。また、輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守し、それらの定めるところにより必要な手続を行ってください。
- 本製品の RoHS 適合性など、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問い合わせください。本製品のご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用ある環境関連法令を十分調査の上、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は一切の責任を負いかねます。