

**非絶縁型降圧 DC-DCコンバーター
デザインガイド**

RD205-DGUIDE-01

東芝デバイス&ストレージ株式会社

目次

1. はじめに	3
2. 非絶縁型降圧 DC-DC コンバータについて	3
2.1. 非同期整流方式	3
2.2. 同期整流方式	4
2.3. 降圧 DC-DC コンバータの制御	5
2.4. 電流連続モードと電流不連続モード	6
2.5. 同期整流方式の軽負荷時における効率改善	8
3. 回路設計	9
3.1. 概要.....	9
3.2. 回路設計説明	10
4. MOSFET 選択	16

1. はじめに

本デザインガイドは、非絶縁型降圧 DC-DC コンバーター（以下、本電源）の各種回路の設計方法を記載したドキュメントです。本電源の仕様、使用方法、特性データはリファレンスガイドを参照してください。

なお、回路図に部品番号を記載していても、部品表で「Not Mounted」となっているものは PCB に実装しておりません。回路設計時の定数値調整用として PCB に実装場所を設けています。

2. 非絶縁型降圧 DC-DC コンバーターについて

DC-DC コンバーターは DC（直流）を DC（直流）へ変換する機器で、元の電圧より低い電圧を作るものが降圧コンバーターです。また、入力電源側と出力側の GND を共有し、入力側と出力側が電気的にはつながったものが非絶縁型降圧 DC-DC コンバーターで非同期整流方式と同期整流方式があります。

2.1. 非同期整流方式

非同期整流方式の回路の概要と動作を図 2.1 に示します。非同期整流方式では、ハイサイドスイッチ（Q1）をオンすると図 2.1 (a) のようにインダクター（L）を通して出力側に電流が流れます。同時に電流値とインダクター（L）のインダクタンス値で決まるエネルギーがインダクターに蓄積されます。Q1 がオンしている期間ローサイドスイッチ（D1）には逆方向の電圧が印加されるため D1 は非導通となります。Q1 をオフしても L は電流を流し続けることにより図 2.1 (b) のように、蓄積されたエネルギーは出力側に供給されます。

図 2.1 (a) と (b) の動作を繰り返すことで入力電源から供給される電圧がスイッチングパルス電圧に変換されます。入力電源側から見ると入力から電力を供給している期間は図 2.1 (a) に示した期間のみで、図 2.1 (b) の期間は入力からの電力の供給は停止しています。供給されるスイッチングパルス出力電圧は L と出力コンデンサー（ C_{out} ）によって平滑化され一定電圧で出力されます。これを図 2.2 に示します。

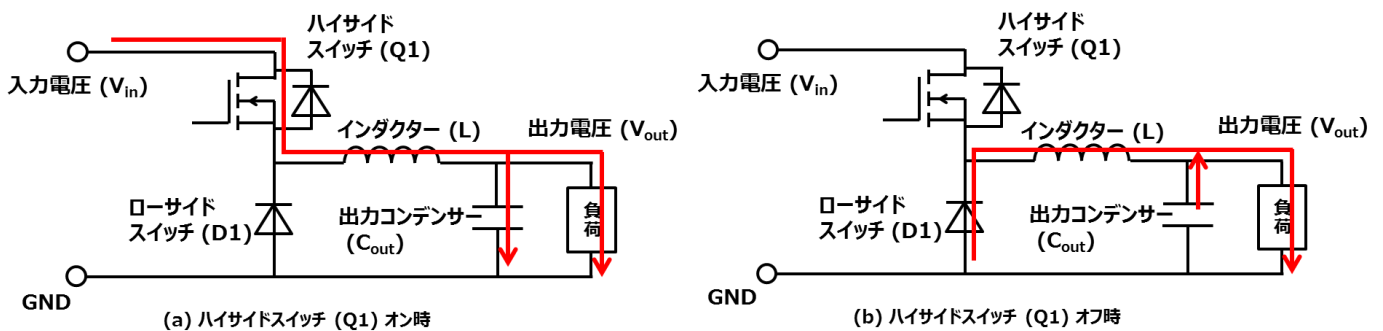


図 2.1 非同期整流方式の回路の概要

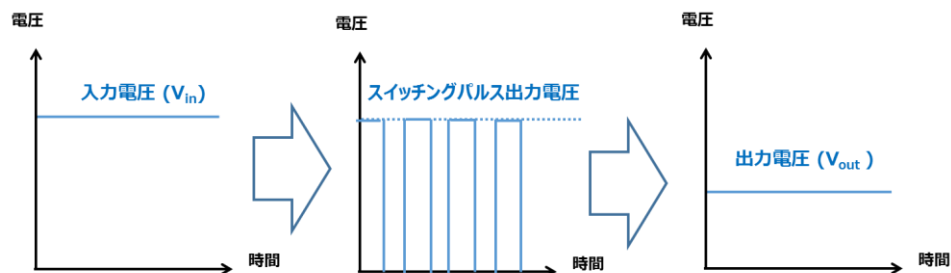


図 2.2 降圧コンバーター電圧

2.2. 同期整流方式

同期整流方式は、非同期整流方式と基本動作は同じで、ローサイドスイッチにダイオードではなく MOSFET が使用されている点です。

同期整流方式の回路の概要と動作を図 2.3 に示します。同期整流方式では、ハイサイドスイッチ (Q1) をオンすると図 2.3 (a) のようにインダクター (L) を通して出力側に電流が流れます。同時に電流値と L のインダクタンス値で決まるエネルギーが L に蓄積されます。Q1 がオンしている期間ローサイドスイッチ (Q2) はオフされるため非導通となります。Q1 をオフすると L に蓄積されたエネルギーは図 2.3 (b) の経路で出力側に供給されますが、Q2 は Q1 がオフすると同時にオンするように制御されます。ローサイドスイッチに非同期整流におけるダイオードの代わりに MOSFET を使用しダイオードで発生する損失を大幅に改善しています。非同期整流と同期整流の損失を比較すると、ハイサイドスイッチ (Q1) のオン期間 T_{on} では非同期整流も同期整流も損失は同等ですが、オフ期間 T_{off} では非同期整流はローサイドスイッチ (D1:ダイオード) に、同期整流はローサイドスイッチ (Q2:MOSFET) に電流が流れます。 T_{off} 時にローサイドスイッチで発生する損失は以下で示されます。

非同期整流 : W (電力) = $I \times V_F$ (ダイオード順方向電圧)

同期整流 : W (電力) = $I^2 \times R$ (MOSFET オン抵抗)

一般的に非同期整流の損失は同期整流に比べ、相当大きな値になります。非同期整流ではダイオード (ローサイドスイッチ) の制御は不必要なため設計が容易と言う利点がありますが、近年、損失が重視されており同期整流方式が主流になってきています。

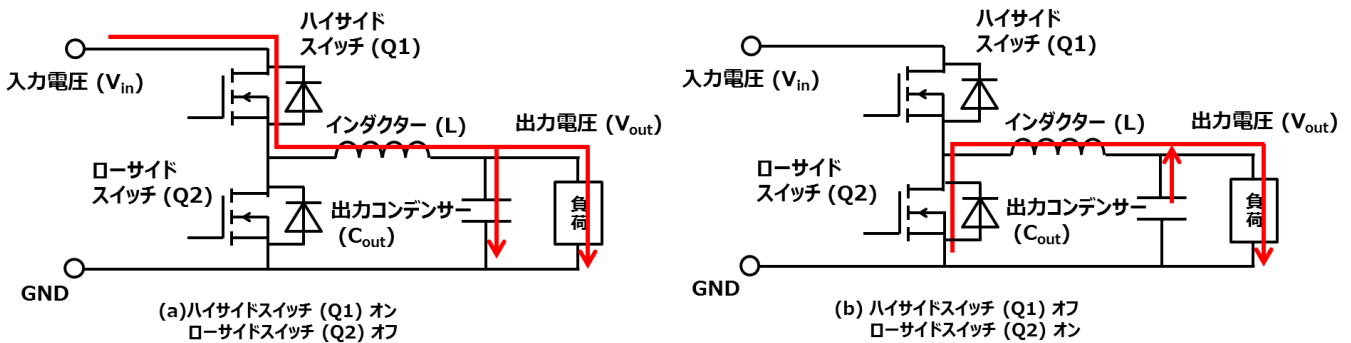


図 2.3 同期整流方式の回路の概要

2.3. 降圧 DC-DC コンバーターの制御

一定電圧を生成する制御方式として PWM (Pulse Width Modulation) 制御方式が使われています。周波数が一定で、その一周期内のハイサイドスイッチ (図 2.1 および図 2.3 参照) のオン時間 (T_{on}) を制御しています。(一周期あたりのオン時間の割合を Duty と呼びます。) 制御回路は出力電圧を監視し、設定電圧に対して出力電圧が低下すると Duty を増加、設定電圧に対して出力電圧が上昇すると Duty を減少させ出力電圧を一定に保つよう制御しています。

出力電圧

図 2.1 もしくは図 2.3 の回路においてハイサイドスイッチ (Q1) がオンする期間を T_{on} 、オフする期間を T_{off} とします。この時の Q1 およびインダクター (L) の電圧・電流波形を図 2.4 (a) に示します。Q1 オン時にはインダクター (L) の両端には ($V_{in}-V_{out}$)、オフ時には V_{out} が掛かっています。このことから、図 2.4 (b) に示す T_{on} 期間に増加する L の電流 ΔI_{on} と T_{off} 期間に減少する L の電流 $-\Delta I_{off}$ は以下のように表されます。

インダクター電流増加量

$$\Delta I_{on} = \frac{1}{L} \times (V_{in} - V_{out}) \times T_{on}$$

インダクター電流減少量

$$-\Delta I_{off} = \frac{1}{L} \times (V_{out}) \times T_{off}$$

DC-DC コンバーター動作が定常状態においては T_{on} 期間のインダクター電流増加量 ΔI_{on} と T_{off} 期間の減少量 $-\Delta I_{off}$ は等しくなり、 $\Delta I_{on} = -\Delta I_{off}$ から出力電圧 V_{out} は以下の式で表されます。

$$V_{out} = V_{in} \times \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad \text{式(1)}$$

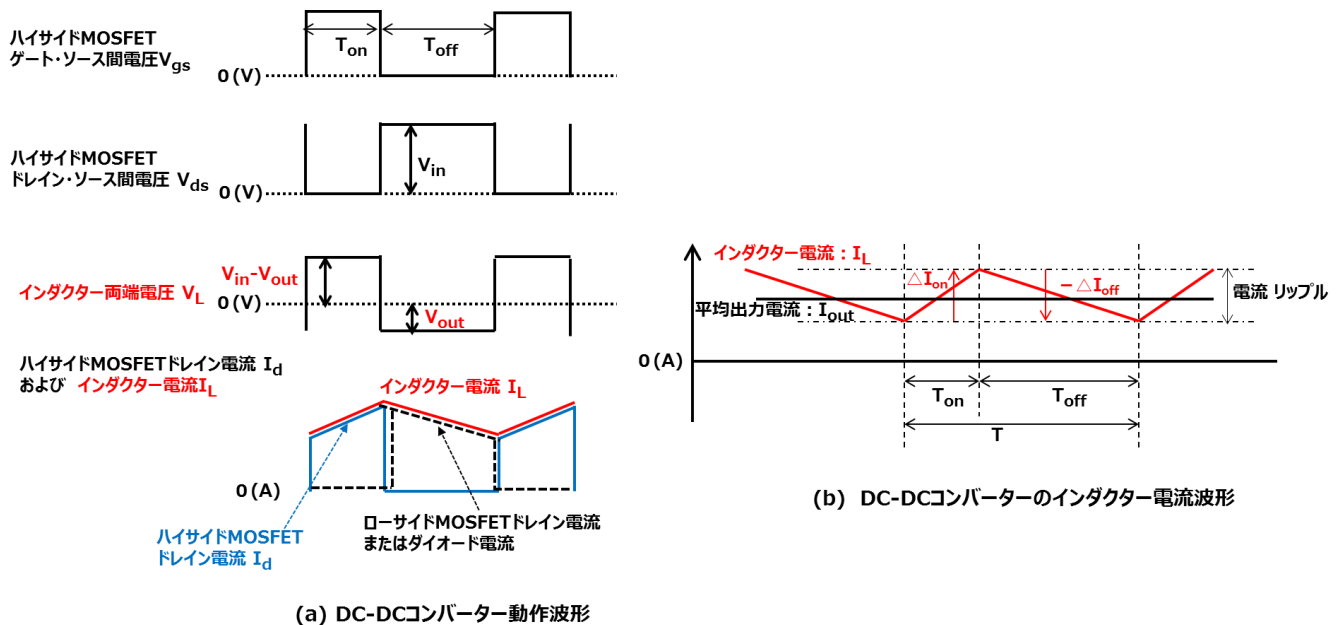


図 2.4 DC-DC コンバーター電圧・電流波形

2.4. 電流連続モードと電流不連続モード

スイッチング動作には電流連続モードと電流不連続モードがあります。電流連続モードは図 2.1 および図 2.3 の回路においてインダクター電流が連続して流れるモードです。出力電流 I_{out} がインダクター電流 I_L の増減幅 (リップル電流) ΔI の $1/2$ よりも大きければ電流連続モードとなり、小さい場合は非同期整流と同期整流で動作が異なります。

出力電流 I_{out} がインダクター電流 I_L の増減幅 (リップル電流) ΔI の $1/2$ よりも大きい場合

$I_{out} \geq 1/2 \times \Delta I$ の関係を満たす領域では非同期整流、同期整流共に電流連続モードになります。特に $I_{out} = 1/2 \times \Delta I$ となる場合を臨界モードと呼びます。図 2.5 にインダクター電流 I_L と出力電流 I_{out} の波形を示します。理想的には出力電圧は出力電流に依存せず、前述の式 (1) に示すように V_{in} 、 T_{on} 、 T_{off} だけで決まります。

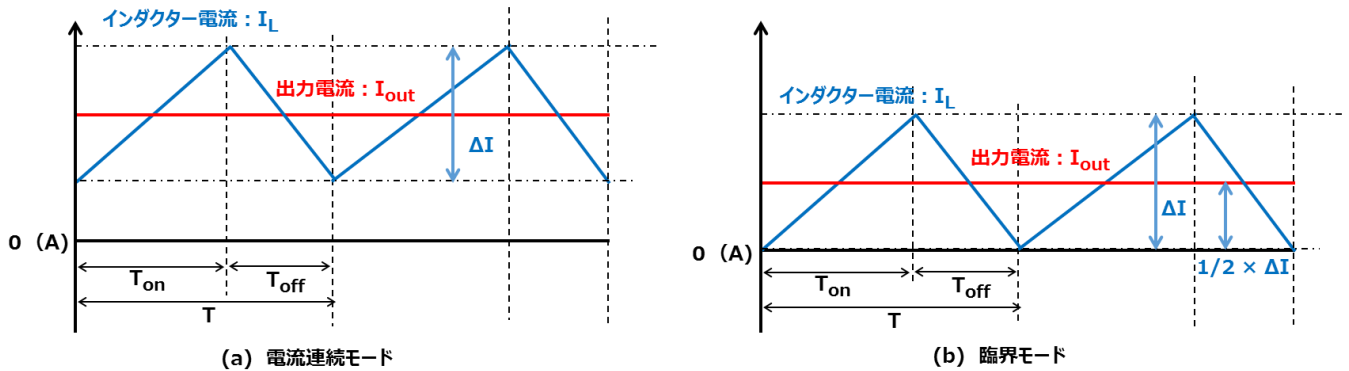


図 2.5 電流連続モード波形

出力電流 I_{out} がインダクター電流 I_L の増減幅 (リップル電流) ΔI の $1/2$ を下回る軽負荷の場合

非同期整流と同期整流で動作が異なります。非同期整流では図 2.6 (a) に示すように、ダイオード (ローサイドスイッチ) によってインダクター電流の逆流はできないためインダクター電流がゼロとなる期間が存在します。これを電流不連続モードと言います。電流不連続モードでは出力電圧の式 (1) は成り立ちません。

逆電流防止機能がない同期整流では図 2.6 (b) に示すように負荷電流がリップル電流の半分を下回るとインダクター電流がマイナスになる期間が生じます。すなわち V_{out} からインダクターに電流が流れます。この時、インダクターには逆方向にエネルギーが蓄積されます。ローサイドスイッチがオフしてハイサイドスイッチがオンしてもインダクターに蓄積されたエネルギーがゼロになるまで V_{out} からインダクターを介して V_{in} に電流が逆流します。逆流を伴う同期整流では出力電流の全領域にわたって電流連続モードで動作するので出力電圧の式 (1) は成立します。

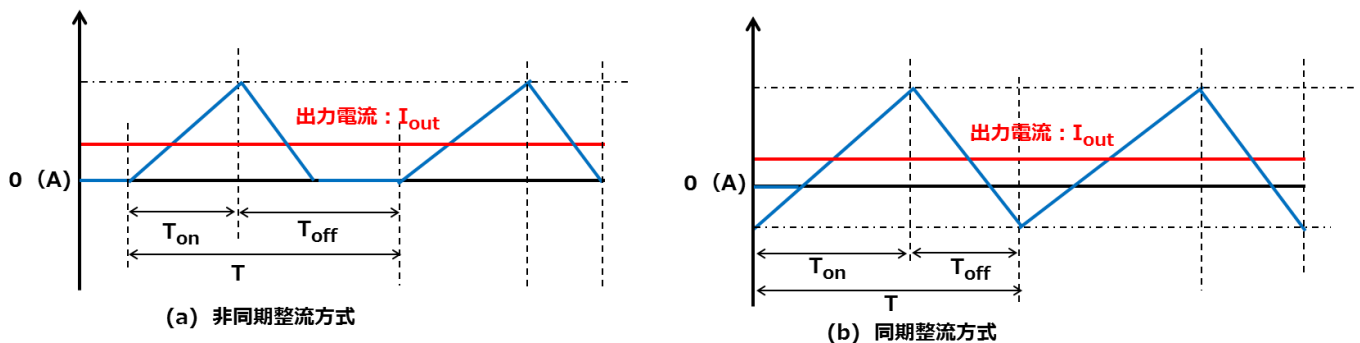
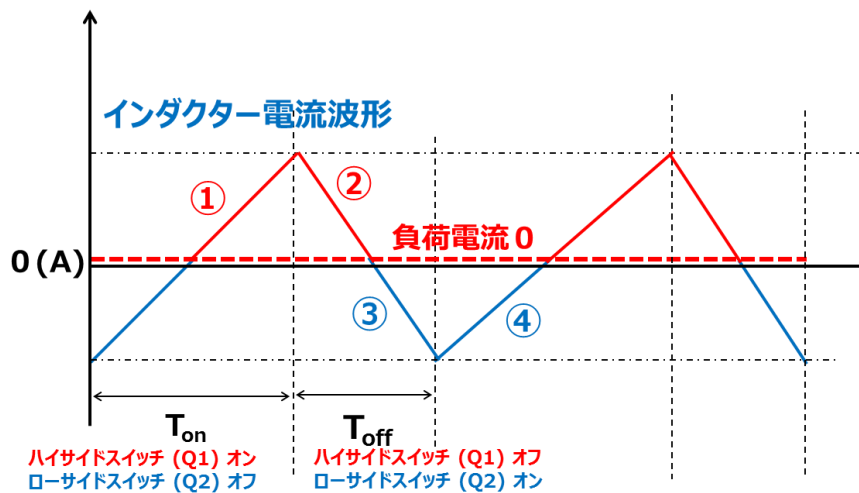
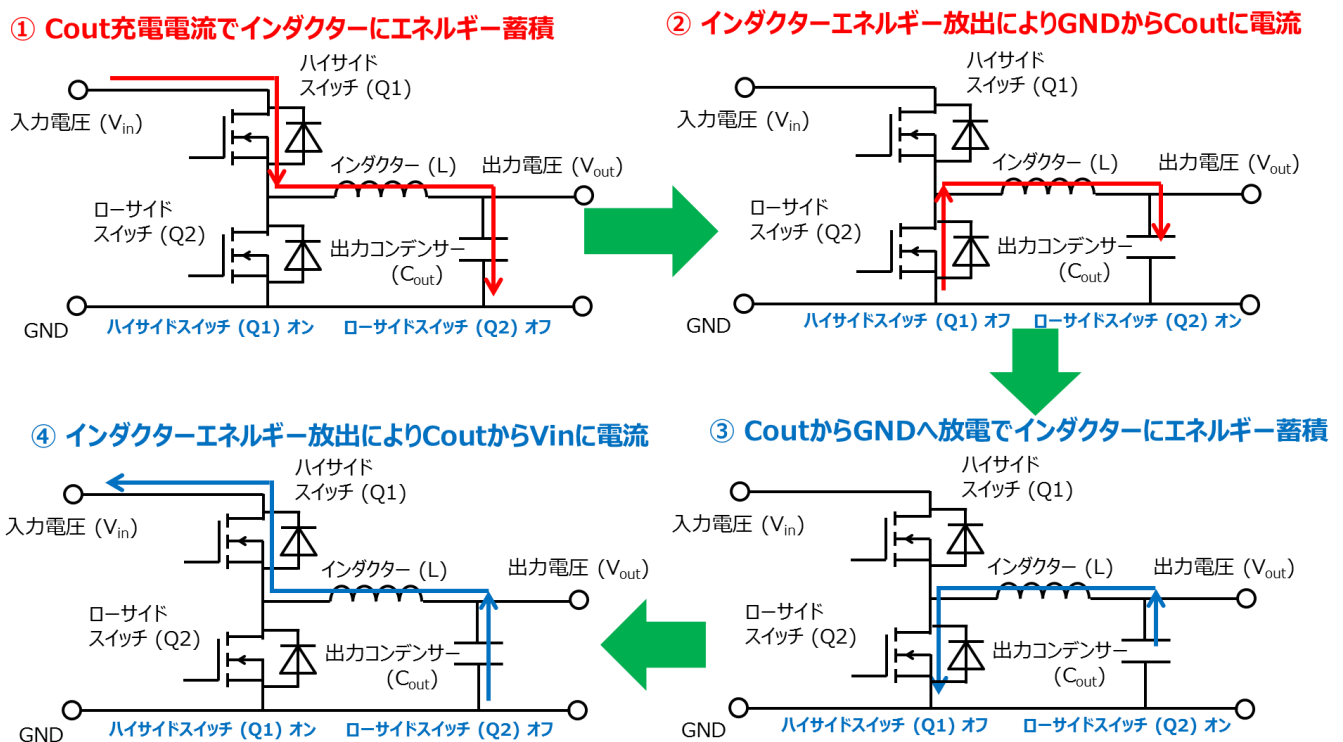


図 2.6 軽負荷時のインダクター電流

図 2.7 (a) に負荷電流がゼロの場合の同期整流方式のインダクター電流波形を示します。図 2.6(b)は図 2.6(a)の波形における回路での逆流動作について説明したものです。



(a) 無負荷時の同期整流方式のインダクター電流波形



(b) 無負荷時の同期整流方式逆流動作

図 2.7 無負荷時の同期整流方式の動作とインダクター電流

2.5. 同期整流方式の軽負荷時における効率改善

同期整流方式では負荷電流がリップル電流の半分以下になると図 2.7 で説明したようにインダクター電流が逆流する期間が発生します。このインダクター逆流電流がハイサイドスイッチ (Q1) およびローサイドスイッチ (Q2) を流れ、MOSFET のオン抵抗による損失が発生し軽負荷時の効率を低下させます。

この損失をなくすためにインダクター電流の逆流を検知しローサイドスイッチ (Q2) をオフする機能を追加したりしています。ローサイドスイッチ (Q2) がオフされることでインダクター電流の逆流期間はゼロとなります。インダクター逆電流を防止すれば逆電流によりエネルギーがインダクターに蓄積されることはなく、ハイサイドスイッチ (Q1) へのインダクター逆流電流も発生しません。この時の動作は非同期整流の電流不連続モードと同じ動作になります。

更なる軽負荷時の効率改善

DC-DC コンバーターは同期整流方式により効率が改善され、軽負荷に関しては同期整流方式に逆流防止機能を追加することで改善されてきました。更なる軽負荷時の効率改善として PFM 制御があります。

PFM 制御 (Pulse Frequency Modulation)

DC-DC コンバーターの PWM 制御はハイサイド MOSFET のスイッチング周期を一定にし Duty 比を変える制御です。これに対して PFM 制御はハイサイド MOSFET のスイッチングパルスのオン時間 (T_{on}) は一定で周期を負荷によって変化させる制御です。

図 2.8 に PFM の動作波形を示します。負荷電流が小さい場合には周波数が低くなり (周期が広がり) (a)、負荷電流が増えるに従い周波数が高く (周期が狭くなり) ます (b)。軽負荷においては、負荷で消費する電力に対して DC-DC コンバーターで消費する電力が無視できなくなり効率が低下します。軽負荷では PWM 制御から PFM 制御に切り替えることによって、負荷電流の減少に応じてスイッチングの回数を減らすことでスイッチング損失を削減し効率改善に対応しています。

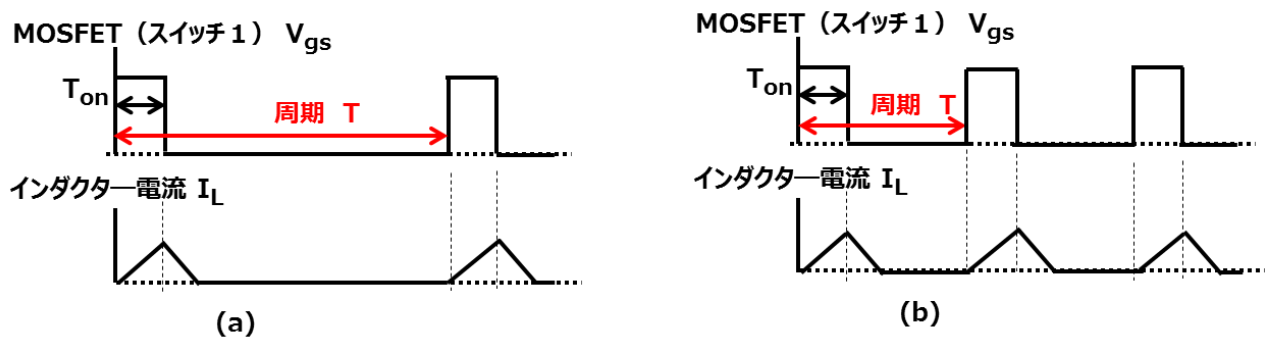


図 2.8 PFM 制御

3. 回路設計

本電源の回路設計のポイントを記載します。

3.1. 概要

本電源はコントローラICに Analog Devices 社製 LTC7803 (以下、コントローラ) を用いて回路を構成しています。入力 DC12 V ($\pm 10\%$) において出力条件を以下の 8 通り、各入出力条件において①100 %負荷時の効率を優先した回路 (100 %負荷効率優先)、②50 %負荷時の効率を優先した回路 (50 %負荷効率優先)、③基板部品実装面積の小型化を優先した回路 (小型化優先) の 3 パターンを、スイッチング周波数やインダクタ、MOSFET を変えることにより設計し、計 24 通りの回路を実現しています。

表 3.1 電源回路種類

入力電圧 (V)	出力電圧 (V)	最大出力電流 (A)	優先条件
12	5	5	①100 %負荷効率優先
			②50 %負荷効率優先
			③小型化優先
		8	①100 %負荷効率優先
			②50 %負荷効率優先
			③小型化優先
	12	①100 %負荷効率優先	
		②50 %負荷効率優先	
		③小型化優先	
	3.3	10	①100 %負荷効率優先
			②50 %負荷効率優先
			③小型化優先
13.3		①100 %負荷効率優先	
		②50 %負荷効率優先	
		③小型化優先	
18.2	①100 %負荷効率優先		
	②50 %負荷効率優先		
	③小型化優先		
1.5	10	①100 %負荷効率優先	
		②50 %負荷効率優先	
		③小型化優先	
1.05	10	①100 %負荷効率優先	
		②50 %負荷効率優先	
		③小型化優先	

3.2. 回路設計説明

本電源の基本的な設計項目に関して説明します。24通りのパターンがありますが、全てのパターンにおいて同じコントローラを使用しているため、5V/5A ①100%負荷効率優先の回路を代表にして説明します。図3.1に回路を示します。尚、コントローラ周辺の詳細設計に関しては、Analog Devices社製LTC7803のデータシート、並びに関連書類を参照してください。

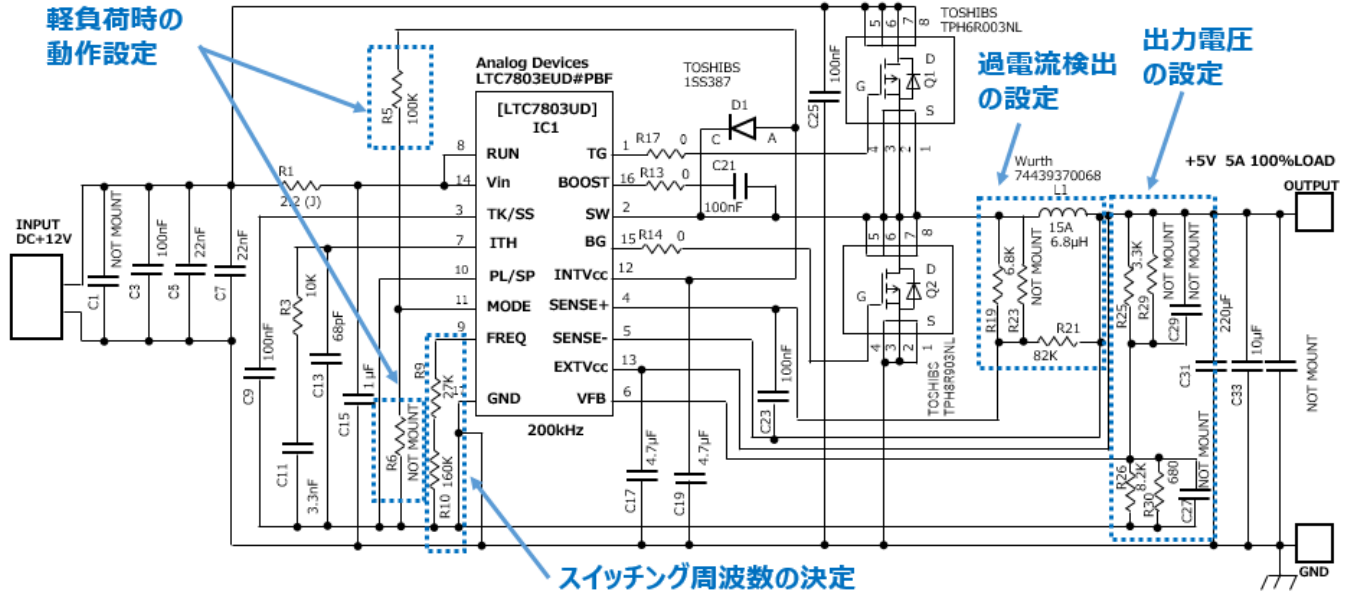


図 3.1 5V/5A ①100%負荷効率優先回路

スイッチング周波数の設定

スイッチング周波数はFREQピンやPL/SP (PLLIN/SPREAD) ピンを使用して設定します。PL/SPピンを0Vにしスイッチング周波数 (f_{osc}) を外付け抵抗 (R9、R10) の抵抗値で設定します。以下の式でスイッチング周波数 (f_{osc}) を算出します。

$$f_{osc}(kHz) = \frac{37MHz}{(R9 + R10)\Omega}$$

本電源では、スイッチング周波数 (f_{osc}) の設定値を、①100%負荷効率優先と②50%負荷効率優先は197.9 kHz、③小型化優先は596.8 kHzとしています。

図3.2に示すように抵抗値 (R9+R10) に187 kΩを選択して197.9 kHzとしています。596.8 kHz に設定するには、抵抗値 (R9+R10) に62 kΩを選択します。設定できる周波数範囲は、100 kHz～3 MHzです。

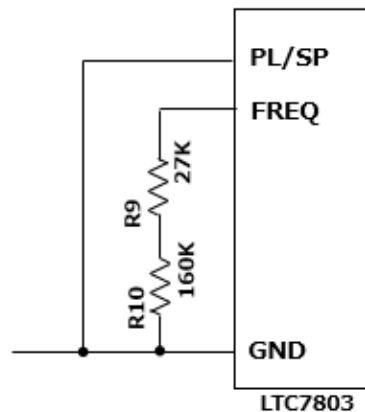


図 3.2 スwitchング周波数設定部

出力電圧の設定

出力電圧を外付け抵抗 (R25、R29、R26、R30) の抵抗値で設定します。

以下の式で出力電圧 (V_{OUT}) を算出します。

$$V_{OUT}(V) = 0.8 \times \left(1 + \frac{(R25//R29)}{(R26//R30)} \right)$$

図3.3では、出力電圧が5 Vであるため、図3.3に示すようにR25に3.3 k Ω 、R29実装不要、R26//R30が628 Ω になるようにR26 = 8.2 k Ω 、R30 = 680 Ω を選択しています。

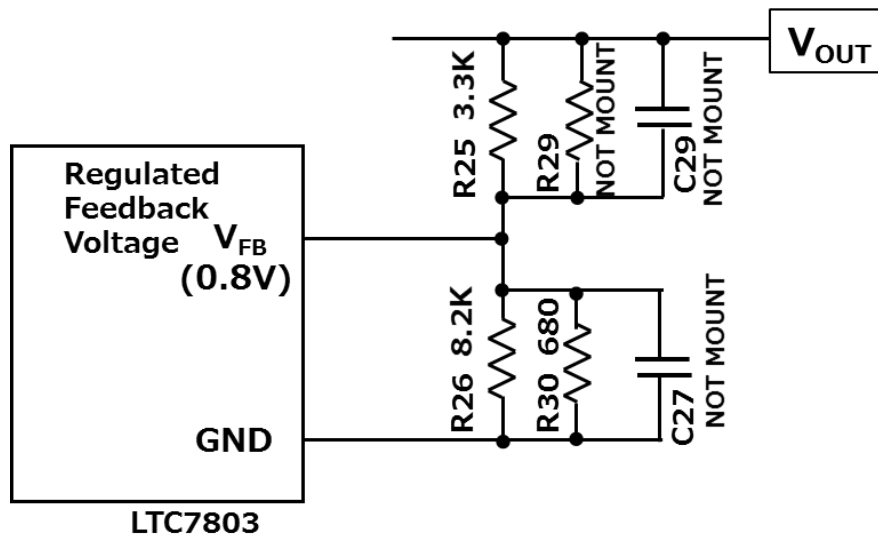


図 3.3 出力電圧の設定 (出力電圧 5 V)

出力電圧 +3.3 V 設定時 R25 = 3.3 k Ω 、R29実装不要、R26 = 8.2 k Ω 、R30 = 1.2 k Ω

出力電圧 +1.0 V 設定時 R25 = 2.2 k Ω 、R29実装不要、R26 = 10 k Ω 、R30 = 3.3 k Ω

出力電圧 +1.05 V 設定時 R25 = 3.3 k Ω 、R29実装不要、R26 = 82 k Ω 、R30 = 12 k Ω

4 ピンFB 端子の基準電圧0.8V は、 $\pm 1.5\%$ ($-40\text{ }^{\circ}\text{C}\sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ or $150\text{ }^{\circ}\text{C}$)、0.8V は、 $\pm 1.0\%$ ($0\text{ }^{\circ}\text{C}\sim 85\text{ }^{\circ}\text{C}$) の許容差があり、出力電圧設定時には使用する抵抗の抵抗値公差とともに考慮が必要です。

過電流検出の設定

コントローラーは電流検出方法として、インダクターの抵抗成分 (DCR) による検出、または電流検出抵抗追加による検出、のどちらにも対応しています。2つの電流検出方式のどちらを選択するかは、効率、実装面積、コストを優先する場合はインダクターの DCR による検出を選択します。電流検出精度を優先する場合は、電流検出抵抗を追加して検出することを選択します。

本電源では、インダクターの DCR による検出を選択しています。デメリットとして過電流検出精度が低下するため、本電源の仕様は、過電流検出範囲は定めずに出カショート保護としています。

インダクターの DCR による検出を選択した場合、外付け抵抗による調整が必要となります。

以下の式で過電流検出値 OC (A) と外付け抵抗 R19 と R21 を算出します。

$$OC (A) = \frac{V_{sense}}{R_{sense}} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

V_{sense} : 50 mV

ΔI_L : リプル電流

(インダクター電流のピーク値が設定され、リプル電流 ΔI_L の半分を引いたものが最大平均電流となります。)

$$\Delta I_L (A) = \frac{1}{f_{osc} \times L} \times V_{out} \times \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$$

上式の $\left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$ は ローサイド MOSFET の Duty です。

f_{osc} : スイッチング周波数 197.9 kHz L : インダクターのインダクタンス 6.8 μ H

V_{out} : +5 V

V_{in} : +12 V

外部の (R19// R21)・C23 の時定数が正確に L1 / DCR の時定数に等しくなるように選択すると、外付けコンデンサー C23 の両端の電圧降下はインダクタンスの DCR 両端の電圧降下に R21 / (R19 + R21) を掛けたものに等しくなります。

$$R_{sense} = \frac{DCR_{at20^\circ C} \times (R21)k\Omega}{(R19)k\Omega + (R21)k\Omega}$$

DCR at 20°C : 4.1 m Ω

R19 : 4.3 k Ω 、 R21 : 82 k Ω

以上の式より、 $\Delta I_L=2.17A$ 、 $R_{sense}=3.79$ 、 $OC (typ) (A)=12.1 (A)$

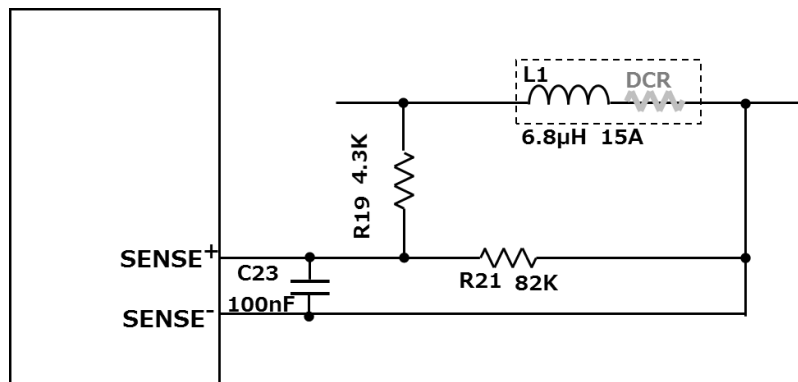


図 3.4 過電流検出の設定

リップル電圧の算出

出力コンデンサの静電容量値 (C_{out}) で出力電圧リップル (V_{ripple}) が要求仕様に入るように設定します。以下のおのおで発生するリップル電圧の合成値が出力電圧リップル (V_{ripple}) になります。

1. リップル電流 (ΔI_L) と出力コンデンサの等価直列抵抗値 (ESR) で発生するリップル電圧 (V_{ripple_ESR})
2. リップル電流 (ΔI_L) と出力コンデンサの静電容量 (C_{out}) とスイッチング周波数 (f_{osc}) で発生するリップル電圧 (V_{ripple_Cap})
3. スwitching電圧 (V_{sw}) と出力コンデンサの等価直列インダクタンス値 (ESL) とインダクター (L) で発生するリップル (V_{ripple_ESL})

以下の式でのおのおのリップル電圧を算出します。

$$V_{ripple_ESR}(V) = \Delta I_L \times ESR$$

$$V_{ripple_Cap}(V) = \frac{\Delta I_L}{8 \times C_{OUT} \times (f_{osc})}$$

$$V_{ripple_ESL}(V) = \frac{V_{SW} \times ESL}{(L)}$$

ΔI_L は、前項の結果より 2.17A、ESR は C31 : 3.1 m Ω 、C33 : 1.11 m Ω の並列で 0.82 m Ω

$$V_{ripple_ESR} = 2.17 \times 0.82 = 1.78 \text{ mV}$$

C_{out} は C31 : 220 μF 、C33 : 10 μF ですが、DC バイアス特性を考慮して 58.2 μF + 4.5 μF = 62.7 μF とする。

$$F_{osc} = 197.9 \text{ kHz}$$

$$V_{ripple_Cap} = 2.17 \div (8 \times 62.7 \mu \times 197.9 \text{ k}) = 21.9 \text{ mV}$$

$V_{sw} = 12 \text{ V}$ 、 $L = 6.8 \mu\text{H}$ 、ESL は C31 : 0.36 nH、C33 : 0.83 nH の並列で 0.25 nH

$$V_{ripple_ESL} = 12 \times 0.25 \text{ n} \div 6.8 \mu = 0.44 \text{ mV}$$

$$V_{ripple_Cap} = 1.78 \text{ m} + 21.9 \text{ m} + 0.44 \text{ m} \doteq 24.1 \text{ mV}$$

V_{ripple_Cap} で発生するリップル電圧は V_{ripple_ESR} 、 V_{ripple_ESL} と位相がずれていますが、単純合計を出力電圧リップルの目安としています。

出力電圧リップル V_{ripple} が要求仕様を満足するように出力コンデンサの C_{OUT} 、ESR、ESL を調整してください。また、以下についても確認してください。

1. 負荷急変時に発生する出力端アンダーシュート・オーバーシュートが規定電圧範囲に入っていること
2. 出力コンデンサの許容リップル電流が確保できていること
3. 出力コンデンサの公差や経年劣化、インダクタンス(L)の直流重畳特性を含めた公差、他部品の公差を考慮すること

インダクターの選定

スイッチング周波数が高いほど小さなインダクタンス値のインダクターを使用できるという意味で、スイッチング周波数とインダクターの選定には相関関係があります。効率を優先させるならば、スイッチング周波数を下げて、直流抵抗の小さい（定格電流が大きい）インダクターを選択します。小型化を優先させるならば、スイッチング周波数を上げて、小さなインダクタンス値のインダクターを選択します。コントローラでは、スイッチング周波数を 100 kHz から 3 MHz まで設定可能ですが、本電源では効率優先回路は 197.9 kHz、小型化優先回路は 596.8 kHz としています。

以下に今回使用した Wurth Elektronik 社製インダクターの一覧を記載します。

表 3.2 インダクター一覧

出力条件 (V/A)	優先条件	インダクター型番	定格 ($\mu\text{H}/\text{A}$)	サイズ (mm)
5/5	①100 %負荷効率優先	74439370068	6.8/15	16.4 x 15.4
	②50 %負荷効率優先	74439370068	6.8/15	16.4 x 15.4
	③小型化優先	744314200	2/11.5	6.9 x 6.9
5/8	①100 %負荷効率優先	74439369033	3.3/15	11.6 x 10.5
	②50 %負荷効率優先	74439369033	3.3/15	11.6 x 10.5
	③小型化優先	7443340150	1.5/16.5	8.4 x 7.9
5/12	①100 %負荷効率優先	74439369033	3.3/15	11.6 x 10.5
	②50 %負荷効率優先	74439369033	3.3/15	11.6 x 10.5
	③小型化優先	7443340100	1/17	8.4 x 7.9
3.3/10	①100 %負荷効率優先	7443630310	3.1/26	21.8 x 21.5
	②50 %負荷効率優先	7443630310	3.1/26	21.8 x 21.5
	③小型化優先	744311100	1/15	7.0 x 6.9
3.3/13.3	①100 %負荷効率優先	7443630310	3.1/26	21.8 x 21.5
	②50 %負荷効率優先	7443630310	3.1/26	21.8 x 21.5
	③小型化優先	7443340068	0.68/19	8.4 x 7.9
3.3/18.2	①100 %負荷効率優先	7443630310	3.1/26	21.8 x 21.5
	②50 %負荷効率優先	7443630310	3.1/26	21.8 x 21.5
	③小型化優先	7443320047	0.47/26	12.1 x 11.4
1.5/10	①100 %負荷効率優先	7443310150	1.5/18.5	12.1 x 11.4
	②50 %負荷効率優先	7443310150	1.5/18.5	12.1 x 11.4
	③小型化優先	744323033	0.33/18	10.6 x 10.6
1.05/10	①100 %負荷効率優先	74439369022	2.2/16	11.6 x 10.5
	②50 %負荷効率優先	74439369022	2.2/16	11.6 x 10.5
	③小型化優先	744316047	0.47/15	5.3 x 5.6

軽負荷時の動作設定

本電源は、軽負荷電流時に、高効率の Burst Mode 動作、パルススキップモード、または強制連続導通モードに選択可能です。本電源ではパルススキップモードに設定しています。

選択方法

Burst Mode 動作

R5 : 実装不要、R6 : 0 Ω、MODE ピンは GND 接続

パルススキップモード

R5 : 100 kΩの抵抗を介して INTV_{CC}に接続、R6 : 実装不要

強制連続導通モード

MODE ピンを INTV_{CC}に接続、R5 : 0 Ω、R6 : 実装不要

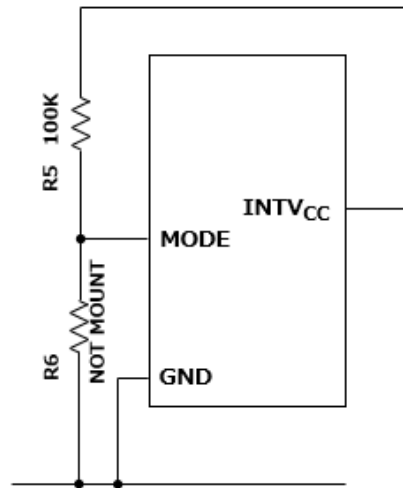


図 3.5 軽負荷時の動作設定

13 ピン EXTV_{CC} について

この端子に 4.7V 以上の電圧を供給すると、コントローラーに内蔵されているリニア電圧レギュレーターがオフするため、効率アップとなります。本電源では +5V 出力の場合のみ、出力電圧を 13 ピン EXTV_{CC} 端子に接続しています。

注意事項

コントローラー LTC7803 のピンアサインは、形状によって変わります。本電源では QFN パッケージのピンアサインで表記しています。

4. MOSFET 選択

本電源に使用される二つの N チャンネル MOSFET (ハイサイドおよびローサイド) は以下を考慮して選択しています。

- ① 今回の電源は入力 12 V の降圧コンバーターであることから V_{DSS} は 30 V の製品を選択しています。
- ② ハイサイド、ローサイド MOSFET の駆動電圧はコントローラーの $INTV_{CC}$ 電圧により設定され、起動時には標準 5.15 V です。したがってロジック・レベル駆動の MOSFET を選択しています。
- ③ MOSFET はハイサイド MOSFET とローサイド MOSFET とで要求される特性は異なります。ハイサイド MOSFET はスイッチング動作、ローサイド MOSFET は同期整流動作となります。

ハイサイド MOSFET

ハイサイド MOSFET ではスイッチング損失が最も重要な特性となりハイスピード特性が要求されます。スイッチング周波数は数百 kHz と非常に高いため、スイッチング損失が全体の損失の大きな割合を占めます。

導通損失は入出力電圧比や負荷条件により大きくかわってきますが、入出力電圧比は MOSFET のオン Duty 比となるため入出力電圧比が大きいほど大きくなります。導通損失は (スイッチング損失は概略電流に比例して増加する) 電流の 2 乗に比例して増加するため負荷電流が大きいほど大きくなります。

軽負荷においては、スイッチングによる出力容量やゲート容量の損失が効率に影響するため重要になってきます。

ローサイド MOSFET

ローサイド MOSFET は同期整流動作によるゼロボルトスイッチングとなるためスイッチング損失はほとんどありません。よって導通損失が全体の損失の大半を占め、低 $R_{ds(on)}$ 特性が最も重要になります。

また、ハイサイド MOSFET のターンオン時にはローサイド MOSFET のボディダイオードの逆回復電流による損失も生じるのでボディダイオード特性も重要になります。

軽負荷では電流が小さいため導通損失はほとんどなくスイッチングによる MOSFET (ボディダイオード含む) の容量によるものが大半の損失になります。

④ 小型化重視

スイッチング周波数を上げることでインダクター等の部品を小型化し、小型パッケージの MOSFET を選択することで電源の小型化を図っています。スイッチング周波数が高くなることでハイサイド MOSFET のスイッチング損失が増大するためハイサイド MOSFET のスイッチング特性はより重要になります。

表 4.1 に条件ごとの今回選択した MOSFET 製品リストを添付します。また図 4.1 に参考として今回選択した MOSFET による出力 3.3 V/10 A での①100 %負荷効率優先、②50 %負荷効率優先、③小型化優先の 3 パターンの効率カーブを添付します。

表 4.1 使用製品一覧

出力 (V/A)	優先条件	周波数 (kHz)	搭載 MOSFET			
			ハイサイド	$R_{ds(on)}$ @4.5 V (m Ω)(max) / C_{iss} (pF)(typ) / パッケージ	ローサイド	$R_{ds(on)}$ @4.5 V (m Ω)(max) / C_{iss} (pF)(typ) / パッケージ
5/5	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH11003NL	16/510/SOP Advance	TPH8R903NL	12.7/630/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH11003NL	16/510/SOP Advance	TPH11003NL	16/510/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN11003NL	16/510/TSON Advance	TPN8R903NL	12.7/630/TSON Advance
5/8	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPH2R903PL	4.1/1780/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH8R903NL	12.7/630/SOP Advance	TPH4R803PL	6.2/1520/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN8R903NL	12.7/630/TSON Advance	TPN5R203PL	6.4/1520/TSON Advance
5/12	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPH2R003PL	2.6/4930/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPH4R803PL	6.2/1520/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN4R303NL	6.3/1110/TSON Advance	TPN2R903PL	4.1/1730/TSON Advance
3.3/10	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPH2R003PL	2.6/4930/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPH4R803PL	6.2/1520/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN4R303NL	6.3/1110/TSON Advance	TPN2R903PL	4.1/1730/TSON Advance
3.3/13.3	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPHR9203PL1	1.29/5800/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPH2R903PL	4.1/1780/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN4R303NL	6.3/1110/TSON Advance	TPN2R903PL	4.1/1730/TSON Advance
3.3/18.2	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH3R203NL	4.7/1600/SOP Advance	TPHR6503PL1	0.89/7700/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH4R003NL	6.2/1110/SOP Advance	TPH2R003PL	2.6/4930/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN4R303NL	6.3/1110/TSON Advance	TPN1R603PL	2.5/2970/TSON Advance
1.5/10	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH8R903NL	12.7/630/SOP Advance	TPH2R003PL	2.6/4930/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH8R903NL	12.7/630/SOP Advance	TPH4R803PL	6.2/1520/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN8R903NL	12.7/630/TSON Advance	TPN2R903PL	4.1/1730/TSON Advance
1.05/10	①100 %負荷効率優先	197.9	TPH8R903NL	12.7/630/SOP Advance	TPH2R003PL	2.6/4930/SOP Advance
	②50 %負荷効率優先	197.9	TPH8R903NL	12.7/630/SOP Advance	TPH4R803PL	6.2/1520/SOP Advance
	③小型化優先	596.8	TPN8R903NL	12.7/630/TSON Advance	TPN2R903PL	4.1/1730/TSON Advance

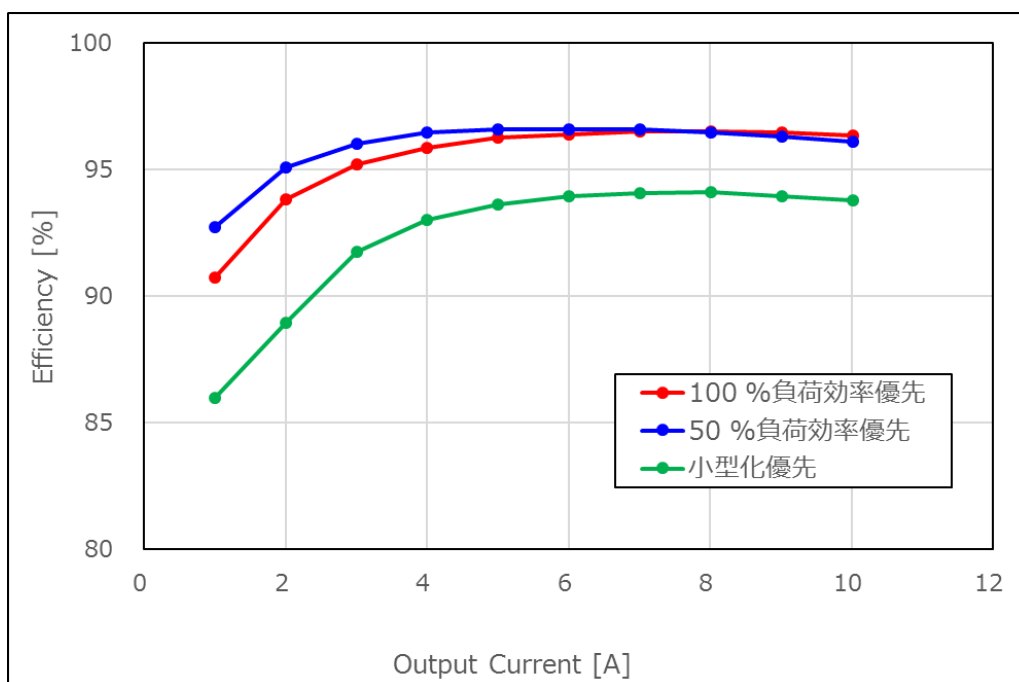


図 4.1 出力 : 3 V/10 A 条件の効率カーブ

付録

本電源における全 24 パターンの計算値を添付します。

5 V出力 全9パターン

優先特性	5 V/5 A			5 V/8 A			5 V/12 A			
	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先	
◆スイッチング周波数の設定	Rfreq [kHz]	187	187	62	187	187	62	187	187	62
スイッチング周波数	fosc= [kHz]	197.9	197.9	596.8	197.9	197.9	596.8	197.9	197.9	596.8
◆出力電圧の設定	RB [kΩ]	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3
	RA-1 [kΩ]	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2
	RA-2 [kΩ]	0.68	0.68	0.68	0.68	0.68	0.68	0.68	0.68	0.68
	RA(合成) [kΩ]	0.628	0.63	0.63	0.63	0.63	0.63	0.63	0.63	0.63
	Vout= [V]	5.00	5.00	5.00	5.00	5.00	5.00	5.00	5.00	5.00
◆過電流検出の設定	L型名	74439370068	74439370068	744314200	74439369033	74439369033	7443340150	74439369033	74439369033	7443340100
	Lサイズ	16.4 x 15.4	16.4 x 15.4	6.9 x 6.9	11.6 x 10.5	11.6 x 10.5	8.4 x 7.9	11.6 x 10.5	11.6 x 10.5	8.4 x 7.9
	L定格電流 [A]	15	15	11.5	15	15	16.5	15	15	17
	L [μH]	6.8	6.8	2	3.3	3.3	1.5	3.3	3.3	1
入力電圧	Vin [V]	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00
リップル電流	ΔIL= [A]	2.17	2.17	2.44	4.47	4.47	3.26	4.47	4.47	4.89
定格出力電流	Iout= [A]	5	5	5	8	8	8	12	12	12
L最大電流	Ipeak= [A]	6.08	6.08	6.22	10.23	10.23	9.63	14.23	14.23	14.44
	Vsense(typ) [mV]	50	50	50	50	50	50	50	50	50
	DCR(at 20°C) [mΩ]	4.10	4.10	5.85	3.40	3.40	5.30	3.40	3.40	2.95
	Rs1 [kΩ]	4.3	4.3	1.5	2.4	2.4	1.5	3.0	3.0	1.5
	Rs2 [kΩ]									
	Rs1//Rs2 [kΩ]	4.3	4.3	1.5	2.4	2.4	1.5	3.0	3.0	1.5
	Rp [kΩ]	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	6.8	12.0	12.0	6.2
	RSENSE	4.10	4.10	5.85	3.40	3.40	4.34	2.72	2.72	2.38
	OC(typ) [A]	11.11	11.11	7.32	12.47	12.47	9.89	16.15	16.15	18.61
(参考) 短絡電流時のΔIL	ΔIL(SC) [A]	0.07	0.07	0.24	0.15	0.15	0.32	0.15	0.15	0.48
(参考) 平均短絡電流	IL(SC) [A]	4.41	4.41	2.81	4.92	4.92	3.79	6.39	6.39	7.20
◆リップル電圧の算出	esr-1 [mΩ]	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11
	容量-1 [μF]	4.485	4.485	4.485	4.485	4.485	4.485	4.485	4.485	4.485
	esl-1 [nH]	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83
	esr-2 [mΩ]	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1
	容量-2 [μF]	58.241	58.241	58.241	58.241	58.241	58.241	58.241	58.241	58.241
	esl-2 [nH]	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36
	esr合計 [mΩ]	0.82	0.82	0.82	0.82	0.82	0.82	0.82	0.82	0.82
	容量合計 [μF]	62.7	62.7	62.7	62.7	62.7	62.7	62.7	62.7	62.7
	esl合計 [nH]	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
	Vr(esr) [mV]	1.77	1.77	2.00	3.65	3.65	2.66	3.65	3.65	4.00
	Vr(cap) [mV]	21.84	21.84	8.16	45.00	45.00	10.88	45.00	45.00	16.32
	Vr(ESL) [mV]	0.44	0.44	1.51	0.91	0.91	2.01	0.91	0.91	3.01
	Vr(合計) [mV]	24.05	24.05	11.67	49.57	49.57	15.56	49.57	49.57	23.33
	リップル仕様 [mV]	300	300	300	300	300	300	300	300	300

3.3 V出力 全9パターン

優先特性	3.3V/10 A			3.3 V/13.3 A			3.3 A/18.2 A			
	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先	
◆スイッチング周波数の設定	Rfreq [kHz]	187	187	62	187	187	62	187	187	62
スイッチング周波数	fosc= [kHz]	197.9	197.9	596.8	197.9	197.9	596.8	197.9	197.9	596.8
◆出力電圧の設定	RB [kΩ]	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3
	RA-1 [kΩ]	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2
	RA-2 [kΩ]	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2
	RA(合成) [kΩ]	1.05	1.05	1.05	1.05	1.05	1.05	1.05	1.05	1.05
	Vout= [V]	3.32	3.32	3.32	3.32	3.32	3.32	3.32	3.32	3.32
◆過電流検出の設定	L型名	7443630310	7443630310	744311100	7443630310	7443630310	7443340068	7443630310	7443630310	744320047
	Lサイズ	18.2 x 18.2	18.2 x 18.2	6.9 x 6.9	18.2 x 18.2	18.2 x 18.2	8.4 x 7.9	18.2 x 18.2	18.2 x 18.2	12.1 x 11.4
	L定格電流 [A]	26	26	15	26	26	19	26	26	26
	L [μH]	3.1	3.1	0.78	3.1	3.1	0.68	3.1	3.1	0.47
入力電圧	Vin [V]	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00
リップル電流	ΔIL= [A]	3.92	3.92	5.16	3.92	3.92	5.92	3.92	3.92	8.56
定格出力電流	Iout [A]	10	10	10	13.3	13.3	13.3	18.2	18.2	18.2
L最大電流	Ipeak= [A]	11.96	11.96	12.58	15.26	15.26	16.26	20.16	20.16	22.48
	Vsense(typ) [mV]	50	50	50	50	50	50	50	50	50
	DCR(at 20°C) [mΩ]	2.09	2.09	4.60	2.09	2.09	1.72	2.09	2.09	1.85
	Rs1 [kΩ]	3.3	3.3	1.3	3.3	3.3	1.8	3.30	3.30	1.5
	Rs2 [kΩ]									
	Rs1//Rs2 [kΩ]	3.3	3.3	1.3	3.3	3.3	1.8	3.3	3.3	1.5
	Rp [kΩ]	Not Mounted	Not Mounted	3.9	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted
	RSENSE	2.09	2.09	3.45	2.09	2.09	1.72	2.09	2.09	1.85
	OC(typ) [A]	21.97	21.97	11.91	21.97	21.97	26.11	21.97	21.97	22.74
(参考) 短絡電流時のΔIL	ΔIL(SC) [A]	0.15	0.15	0.62	0.15	0.15	0.71	0.15	0.15	1.02
(参考) 平均短絡電流	IL(SC) [A]	8.71	8.71	4.46	8.71	8.71	10.09	8.71	8.71	8.59
◆リップル電圧の算出	esr-1 [mΩ]	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11
	容量-1 [μF]	6.168	6.168	6.168	6.168	6.168	6.168	6.168	6.168	6.168
	esl-1 [nH]	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83
	esr-2 [mΩ]	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1
	容量-2 [μF]	82.099	82.099	82.099	82.099	82.099	82.099	82.099	82.099	82.099
	esl-2 [nH]	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36
	esr合計 [mΩ]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8
	容量合計 [μF]	88.3	88.3	88.3	88.3	88.3	88.3	88.3	88.3	88.3
	esl合計 [nH]	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
	Vr(esr) [mV]	3.20	3.20	4.22	3.20	3.20	4.84	3.20	3.20	7.00
	Vr(cap) [mV]	28.03	28.03	12.25	28.03	28.03	14.05	28.03	28.03	20.32
	Vr(ESL) [mV]	0.97	0.97	3.86	0.97	0.97	4.43	0.97	0.97	6.41
	Vr(合計) [mV]	32.21	32.21	20.33	32.21	32.21	23.32	32.21	32.21	33.74
	リップル仕様 [mV]	200	200	200	200	200	200	200	200	200

1.5 V出力 全3パターン、 1.05 V出力 全3パターン

優先特性	1.5 V/5 A			1.05 V/5 A		
	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先	①100 %負荷 効率優先	②50 %負荷 効率優先	③小型化優先
◆スイッチング周波数の設定	Rfreq [kΩ]	187	187	62	187	187
スイッチング周波数	fosc= [kHz]	197.9	197.9	596.8	197.9	197.9
◆出力電圧の設定	RB [kΩ]	2.2	2.2	2.2	3.3	3.3
	RA-1 [kΩ]	10	10	10	82	82
	RA-2 [kΩ]	3.3	3.3	3.3	12	12
	RA(合成) [kΩ]	2.48	2.48	2.48	10.47	10.47
	Vout= [V]	1.51	1.51	1.51	1.05	1.05
◆過電流検出の設定	L型名	7443310150	7443310150	744323033	74439369022	744316047
	Lサイズ	21.8 x 21.5	21.8 x 21.5	10.6 x 10.6	12.1 x 11.4	12.1 x 11.4
	L定格電流 [A]	19.5	19.5	18	16	15
	L [μH]	1.5	1.5	0.33	2.2	2.2
入力電圧	Vin [V]	12.00	12.00	12.00	12.00	12.00
リップル電流	ΔIL= [A]	4.45	4.45	6.70	2.21	2.21
定格出力電流	Iout [A]	10	10	10	10	10
L最大電流	Ipeak= [A]	12.22	12.22	13.35	11.10	11.10
	Vsense(typ) [mV]	50	50	50	50	50
	DCR(at 20°C) [mΩ]	2.80	2.80	2.17	2.20	2.20
	Rs1 [kΩ]	3.30	3.30	1.50	2.2	2.2
	Rs2 [kΩ]					
	Rs1//Rs2 [kΩ]	3.3	3.3	1.5	2.2	2.2
	Rp [kΩ]	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted	Not Mounted
	RSENSE	2.80	2.80	2.17	2.20	2.20
	OC(typ) [A]	15.63	15.63	19.69	21.62	21.62
(参考) 短絡電流時のΔIL	ΔIL(SC) [A]	0.32	0.32	1.45	0.22	0.22
(参考) 平均短絡電流	IL(SC) [A]	6.09	6.09	7.15	8.54	8.54
◆リップル電圧の算出	esr-1 [mΩ]	1.11	1.11	1.11	1.11	1.11
	容量-1 [μF]	9.098	9.098	9.098	9.826	9.826
	esl-1 [nH]	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83
	esr-2 [mΩ]	3.1	3.1	3.1	1.03	1.03
	容量-2 [μF]	186.55	186.55	186.55	427.1	427.1
	esl-2 [nH]	0.36	0.36	0.36	0.18	0.18
	esr合計 [mΩ]	0.8	0.8	0.8	0.5	0.5
	容量合計 [μF]	195.6	195.6	195.6	436.9	436.9
	esl合計 [nH]	0.25	0.25	0.25	0.15	0.15
	Vr(esr) [mV]	3.63	3.63	5.48	0.59	0.59
	Vr(cap) [mV]	14.36	14.36	7.17	1.59	1.59
	Vr(ESL) [mV]	2.01	2.01	9.13	0.81	0.81
	Vr(合計) [mV]	20.00	20.00	21.78	2.99	2.99
	リップル仕様 [mV]	90	90	90	20	20

ご利用規約

本規約は、お客様と東芝デバイス&ストレージ株式会社（以下「当社」といいます）との間で、当社半導体製品を搭載した機器を設計する際に参考となるドキュメント及びデータ（以下「本リファレンスデザイン」といいます）の使用に関する条件を定めるものです。お客様は本規約を遵守しなければなりません。本リファレンスデザインをダウンロードすることをもって、お客様は本規約に同意したものとみなされます。なお、本規約は変更される場合があります。当社は、理由の如何を問わずいつでも本規約を解除することができます。本規約が解除された場合は、お客様は、本リファレンスデザインを破棄しなければなりません。またお客様が本規約に違反した場合は、お客様は、本リファレンスデザインを破棄し、その破棄したことを証する書面を当社に提出しなければなりません。

第1条 禁止事項

お客様の禁止事項は、以下の通りです。

1. 本リファレンスデザインは、機器設計の参考データとして使用されることを意図しています。信頼性検証など、それ以外の目的には使用しないでください。
2. 本リファレンスデザインを販売、譲渡、貸与等しないでください。
3. 本リファレンスデザインは、高温・多湿・強電磁界などの対環境評価には使用できません。
4. 本リファレンスデザインを、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しないでください。

第2条 保証制限等

1. 本リファレンスデザインは、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。
2. 本リファレンスデザインは参考用のデータです。当社は、データおよび情報の正確性、完全性に関して一切の保証をいたしません。
3. 半導体素子は誤作動したり故障したりすることがあります。本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、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。また、使用されている半導体素子に関する最新の情報（半導体信頼性ハンドブック、仕様書、データシート、アプリケーションノートなど）をご確認の上、これに従ってください。
4. 本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、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下さい。当社は、適用可否に対する責任を負いません。
5. 本リファレンスデザインは、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。
6. 当社は、本リファレンスデザインに関して、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。）をせず、また当社は、本リファレンスデザインに関する一切の損害（間接損害、結果的損害、特別損害、付随的損害、逸失利益、機会損失、休業損、データ喪失等を含むがこれに限らない。）につき一切の責任を負いません。

第3条 輸出管理

お客様は本リファレンスデザインを、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てはなりません。また、お客様は「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なければなりません。

第4条 準拠法

本規約の準拠法は日本法とします。