

**通信機器用非絶縁昇降圧
1 kW DC-DCコンバーター
デザインガイド**

RD211-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
1.1. 昇降圧 DC-DC コンバーターとは	3
1.2. 回路動作	4
1.3. 昇降圧 DC-DC コンバーター出力電圧	5
2. 1 kW 非絶縁昇降圧コンバーター概要	6
2.1. 基本回路	6
2.2. 概要	6
2.3. 搭載パワーMOSFET	7
3. 回路設計	9
3.1. 最低入力動作電圧の設定	11
3.2. コントローラーIC 電源供給回路のスイッチング周波数の設定	12
3.3. コントローラーIC 電源供給電圧 (スイッチングレギュレーターの出力電圧) の設定	13
3.4. カレントリミッターの設定	14
3.5. スwitchング周波数の設定	16
3.6. 出力電圧/切り替えの設定	17
3.7. インダクターの選定	18
3.8. 出力コンデンサーの選定	19

1. はじめに

本デザインガイドは通信機器用非絶縁昇降圧 1 kW 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。本電源の詳しい仕様、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基板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基板に実装場所を設けています。

1.1. 昇降圧 DC-DC コンバーターとは

昇降圧 DC-DC コンバーターは、昇圧も降圧もできるコンバーターです。典型的な非絶縁昇降圧コンバーターは、「入力と出力の極性が反転する」という特徴を持つシングルスイッチ（MOSFET Q）の構成をとります。図 1.1 に基本回路を示します。

図 1.1 (a) は入力電圧が正の場合で (b) は負の場合の回路になります。

図 1.1 (a) の回路では、Q がオンしている間にインダクターにエネルギーが蓄積されます。Q がオフしても、インダクターは引き続き電流を流そうとします。このインダクターの電流によって、出力コンデンサー C は正の入力電圧に対して負の電圧に充電されます。一方、図 2 (b) の回路は負入力電圧から正の出力電圧への昇降圧コンバーターを構成したものでインダクターに流れる電流は図 2.1 (a) とは逆方向となり、出力コンデンサー C は負の入力電圧に対して正の電圧に充電されます。

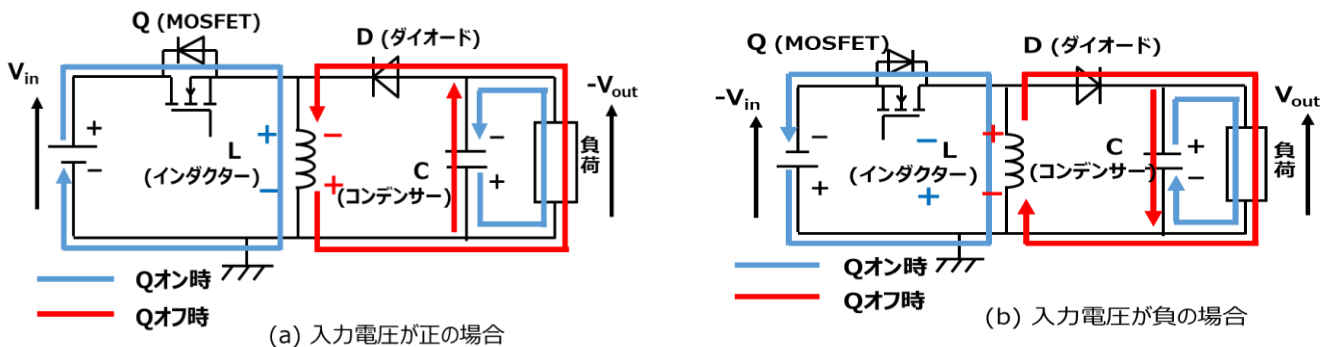


図 1.1 昇降圧コンバーター基本回路

1.2. 回路動作

図1.1 (b) の回路 (入力が負の電圧、出力が正の電圧) の場合について説明します。図1.2にQがオン時およびオフ時の電流経路および電流と電圧の波形イメージを示します。

MOSFETオン期間

MOSFETがオンすることでインダクターLに図1.2に示す方向に電圧 V_{in} が印加され図1.2 (a) に示す電流が流れます。インダクター電流は $di_L/dt = V_{in}/L$ の傾きで増加します。この期間にLにエネルギーが蓄積されます。この時、インダクターLには V_{in} 、ダイオードDには逆電圧 $V_{in}+V_{out}$ が掛かります。

MOSFETオフ期間

MOSFETがオフし、入力からの供給電力がなくなってもLに蓄積されたエネルギーの放出によって引き続き電流が流れます。この時の電流経路を図1.2 (b) に示します。この電流で出力コンデンサーCは入力電圧と反転した正の電圧に充電されます。よって出力電圧 V_{out} は正の電圧となります。またインダクター電流は $di_L/dt = -V_{out}/L$ の傾きをもって低下していきます。この時、インダクターLには $-V_{out}$ 、MOSFETのドレイン・ソース間には $V_{in}+V_{out}$ の電圧が掛かります。

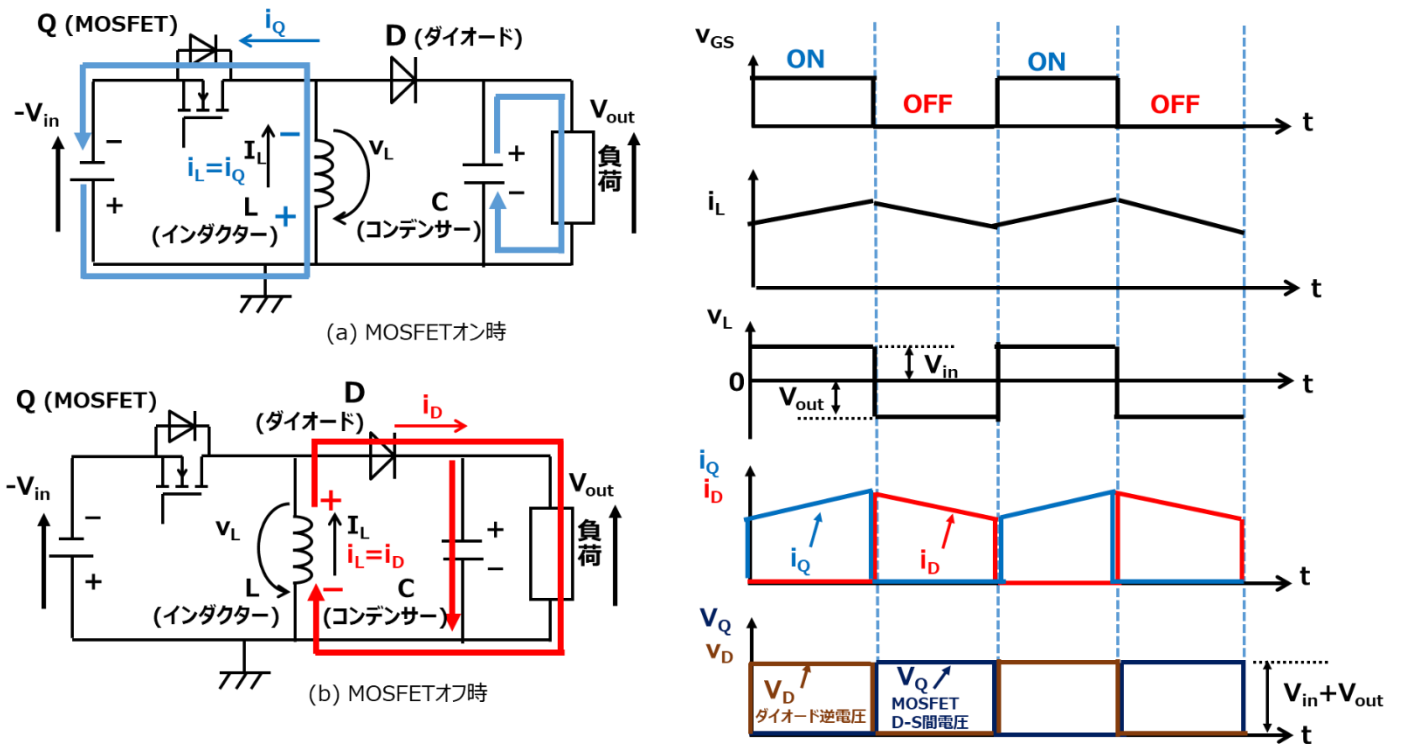


図 1.2 MOSFET オン/オフ時の電流経路および電圧・電流波形イメージ

1.3. 昇降圧 DC-DC コンバーター出力電圧

図1.2 (a) の期間でLに蓄積するエネルギー ΔU_1 と (b) の期間で放出するエネルギー ΔU_2 (<0) については以下の式が成立します。

$$\Delta U_1 + \Delta U_2 = 0 \cdots \cdots (1)$$

エネルギー ΔU_1 を蓄積する時の電流の平均を i_1 、 ΔU_2 を放出するときの電流の平均を i_2 とし、Q (MOSFET) のオン時間を t_{on} 、オフ時間を t_{off} とすると以下のように示されます。

$$\Delta U_1 = V_{in} \times i_1 \times t_{on} \quad \Delta U_2 = V_{out} \times i_2 \times t_{off} \cdots \cdots (2)$$

式 (1) および式 (2) より次式が成り立ちます。

$$V_{in} \times i_1 \times t_{on} + V_{out} \times i_2 \times t_{off} = 0$$

Lに流れる電流が安定している状態では $i_1 = i_2$ となり、式 (1) から以下のようになります。

$$V_{in} \times t_{on} + V_{out} \times t_{off} = 0 \cdots \cdots (3)$$

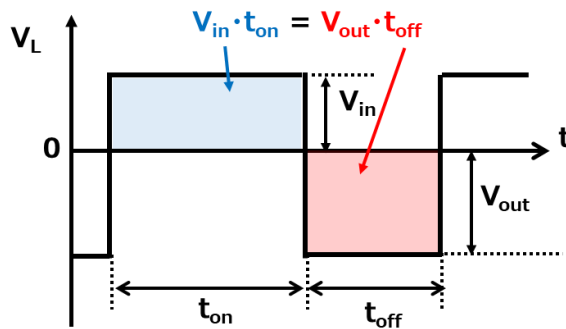


図 1.3 MOSFET オン・オフ時の動作イメージ

式(3)より

$$V_{out} = -\frac{t_{on}}{t_{off}} \times V_{in}$$

また、Q (MOSFET) の1周期 T ($= t_{on} + t_{off}$) における t_{on} の割合デューティーを D とすると

$$V_{out} = -\frac{D}{(1-D)} \times V_{in} \cdots \cdots (4)$$

また、 D はスイッチング周波数を f_{sw} とすると、次の式で表されます。

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{(t_{on} + t_{off})} = t_{on} \times f_{sw}$$

式(4)に示すように、昇降圧DC-DCコンバーターはデューティー D が0.5より大きいときは昇圧回路、低いときは降圧回路になります。

2. 1 kW 非絶縁昇降圧コンバーター概要

2.1. 基本回路

図 2.1 に示す回路ブロックのとおりに、本電源は 2 相インターリーブ構成を採用しています。インターリーブ動作とは図 2.1 に示すように各相を並列に接続し、スイッチングの位相を意図的にずらすことで出力コンデンサーにおける電流変化を相殺しリップルを低減する方式です。今回の 2 相インターリーブでは位相を 180 度ずらすことで最もリップルを抑制できます。スイッチング素子には MOSFET、整流素子にも効率改善を目的に同期整流素子として MOSFET を使用しています。スイッチング用 MOSFET と同期整流用 MOSFET は交互にスイッチングします。図 2.1 に各素子がオンした時の電流経路も示しています。

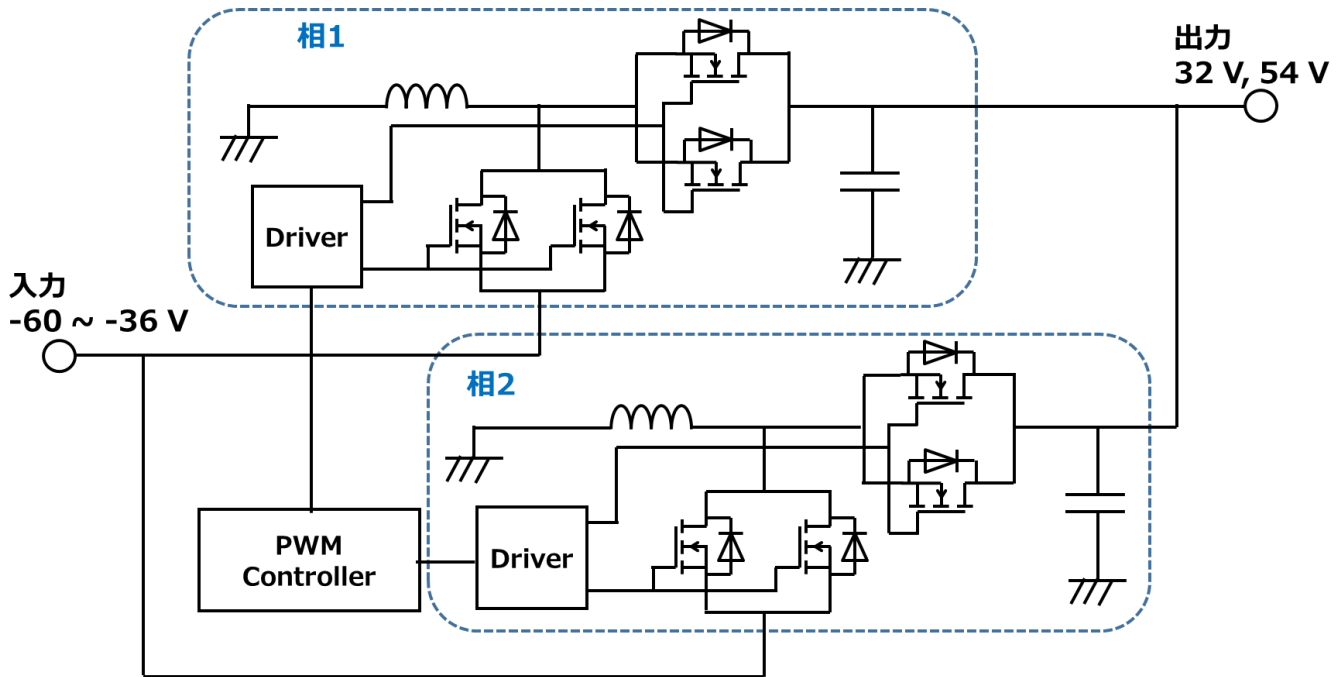


図 2.1 1 kW 非絶縁昇降圧 DC-DC コンバーター回路ブロック

2.2. 概要

入力 : DC -48 V (範囲 DC -60 ~ -36 V)

出力 : DC +32 V/+54 V

最大出力電力 : 1 kW

チョッピング周波数 : 150 kHz 固定周波数

リップル電圧 : +320 mV @出力+32 V、 +520 mV @出力+52 V

2.3. 搭載パワー-MOSFET

TPH9R00CQH

ローサイド側 (スイッチ部) に搭載

$V_{DSS} = 150 \text{ V}$ 、 $R_{DS(ON)}@V_{GS} = 10 \text{ V (Max.)} = 9.0 \text{ m}\Omega$ 、SOP Advance パッケージ
スイッチング用途向け性能指標 (FOM) に優れた最新の U-MOSX-H プロセス品

TPH9R00CQ5

ハイサイド側 (同期整流部) に搭載

$V_{DSS} = 150 \text{ V}$ 、 $R_{DS(ON)}@V_{GS} = 10 \text{ V (Max.)} = 9.0 \text{ m}\Omega$ 、SOP Advance パッケージ
高速ダイオードを内蔵した U-MOSX-H プロセス品、同期整流動作における損失低減を実現

補足. 2相インターリーブ方式

2相インターリーブ方式は2組の回路を並列接続構成し、各回路の位相を180度ずらして駆動します。したがって、シングル回路の各インダクター電流はスイッチのオン/オフによる単一の三角波ですが、インターリーブ回路は三角波がオーバーラップします。その結果、リップル電流は小さくなり、実効的な周波数は2倍になります。図2.2に示した Q_{SW1} 、 Q_{SW2} のゲート信号波形および、各インダクター (L_1 、 L_2) の電流波形と、インターリーブ方式の電流波形 ($L_1 + L_2$) のイメージを図2.3に示します。インターリーブ方式は、2組のスイッチを使うので、スイッチング損失が分散し1個のスイッチの負荷が軽減され、熱設計が容易になります。また、リップルが小さく実効周波数が高くなることからフィルターサイズを小型にできます。

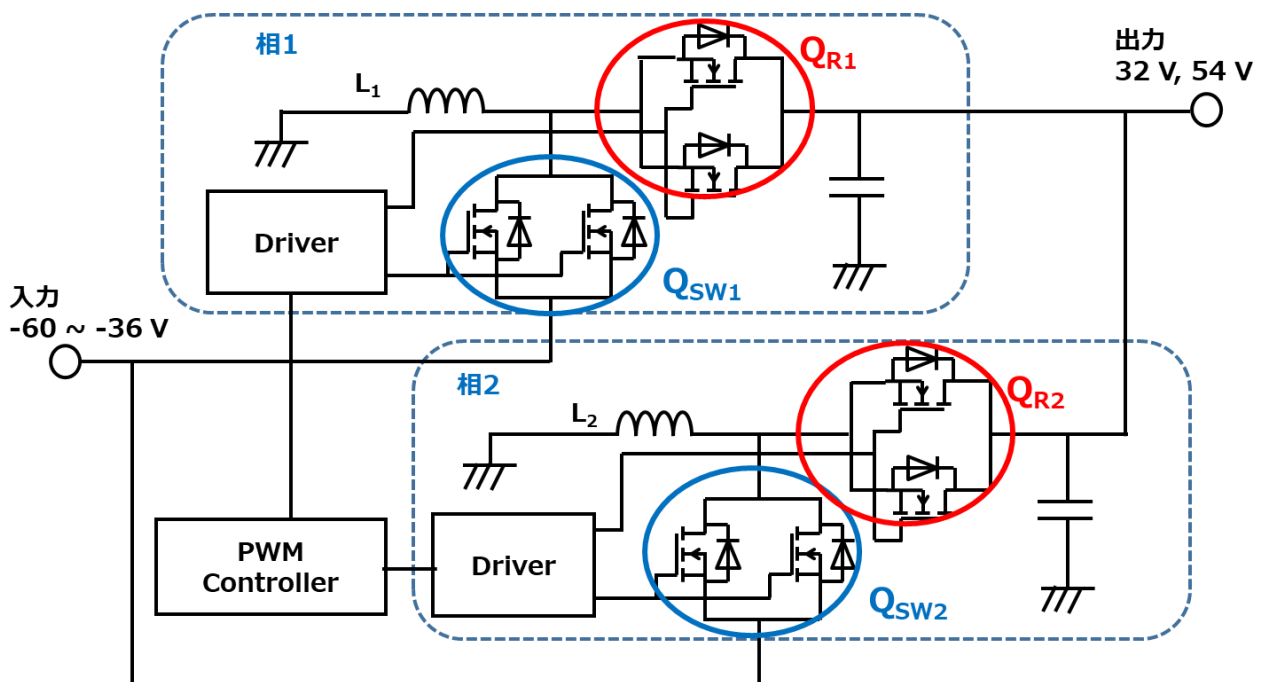


図 2.2 2相インターリーブ昇降圧コンバーター回路

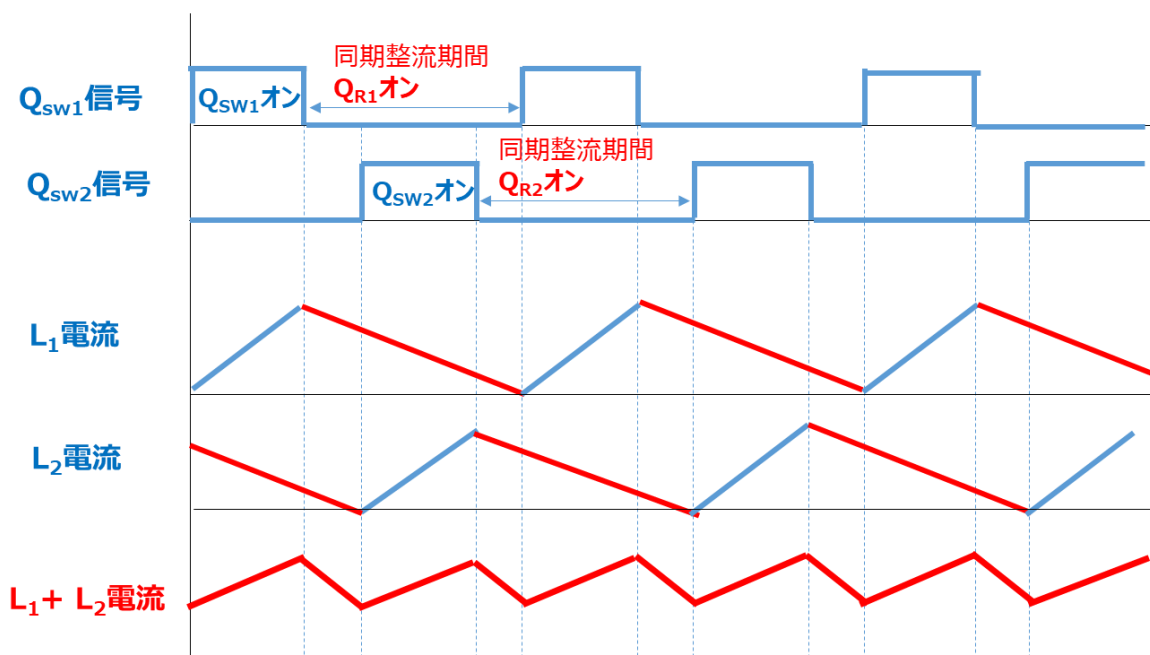


図 2.3 2相インターリーブ動作イメージ

3. 回路設計

本電源は、非絶縁昇降圧コンバーター回路で +32 V/+54 V 出力を生成しています。非絶縁昇降圧コンバーター回路方式は、チョークコイル、ハイサイド MOSFET、ローサイド MOSFET で主回路を構成して、ハイサイド、ローサイド MOSFET のオン/オフによるデューティーで、チョークコイルにエネルギーを蓄える時間比をコントロールして昇圧動作と降圧動作を可能としています。本電源の出力容量は 1 kW であるため 2 相インターリーブ接続による 2 相使用で各素子の電力を分散して 1 kW の容量を実現しています。

本電源の制御には Maxim Integrated 社製のコントローラ IC MAX15158（以下、コントローラ IC）を使用しています。コントローラ IC 周辺の詳細設計に関しては、MAX15158 のデータシート、関連ドキュメントを参照願います。

図 3.1 に本電源のメイン回路を示し、カレントリミッター設定回路部分を示しています。

図 3.2 に図 3.1 に示すスイッチ用 MOSFET と同期整流用 MOSFET 部分の拡大図と回路構成を示します。

図 3.3 にコントローラ IC/IC 電源供給回路/出力電圧切り替え回路を示し、各電圧の設定および切り替え回路、スイッチング周波数設定回路、カレントリミッター設定回路を示しています。

以降に各回路の定数設定およびインダクター、出力コンデンサーの選定について述べます。

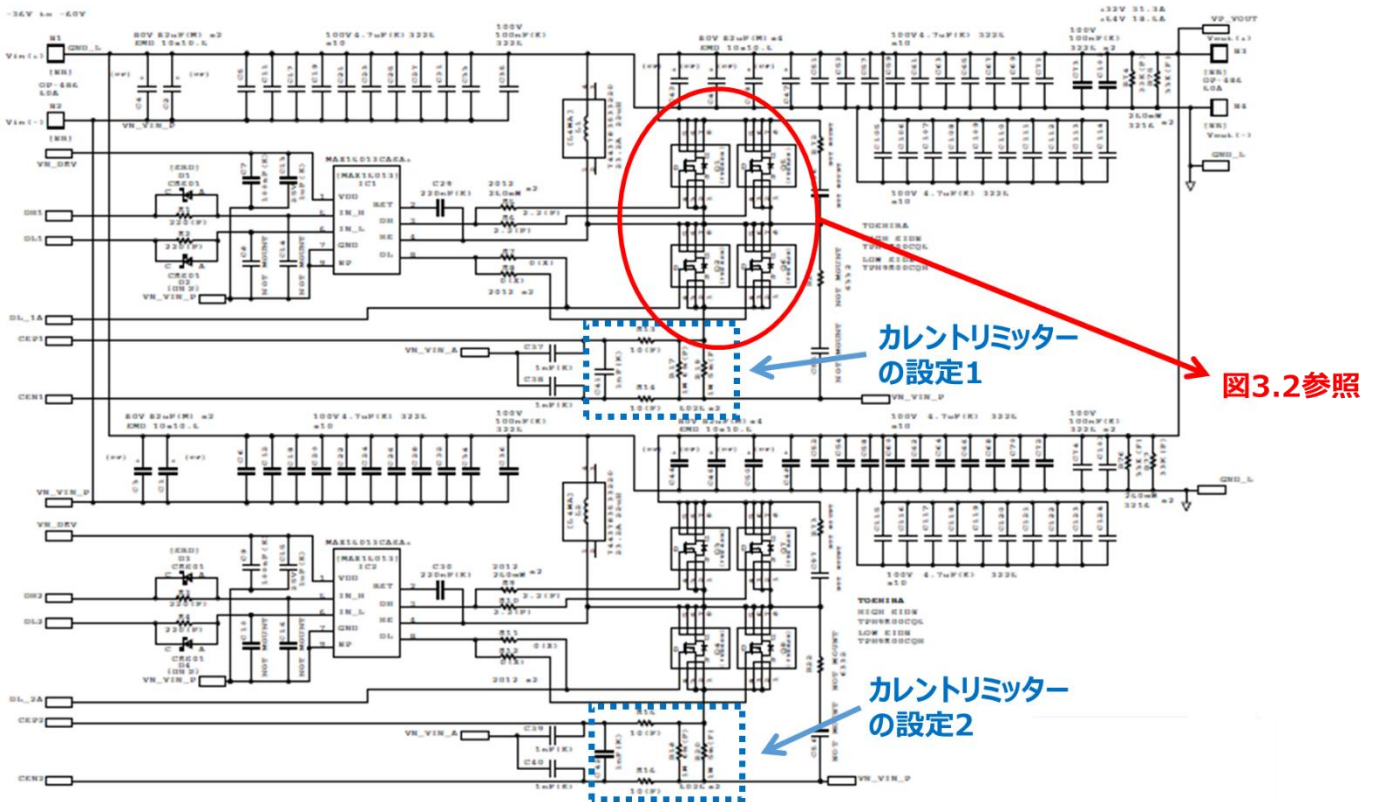


図 3.1 メイン回路

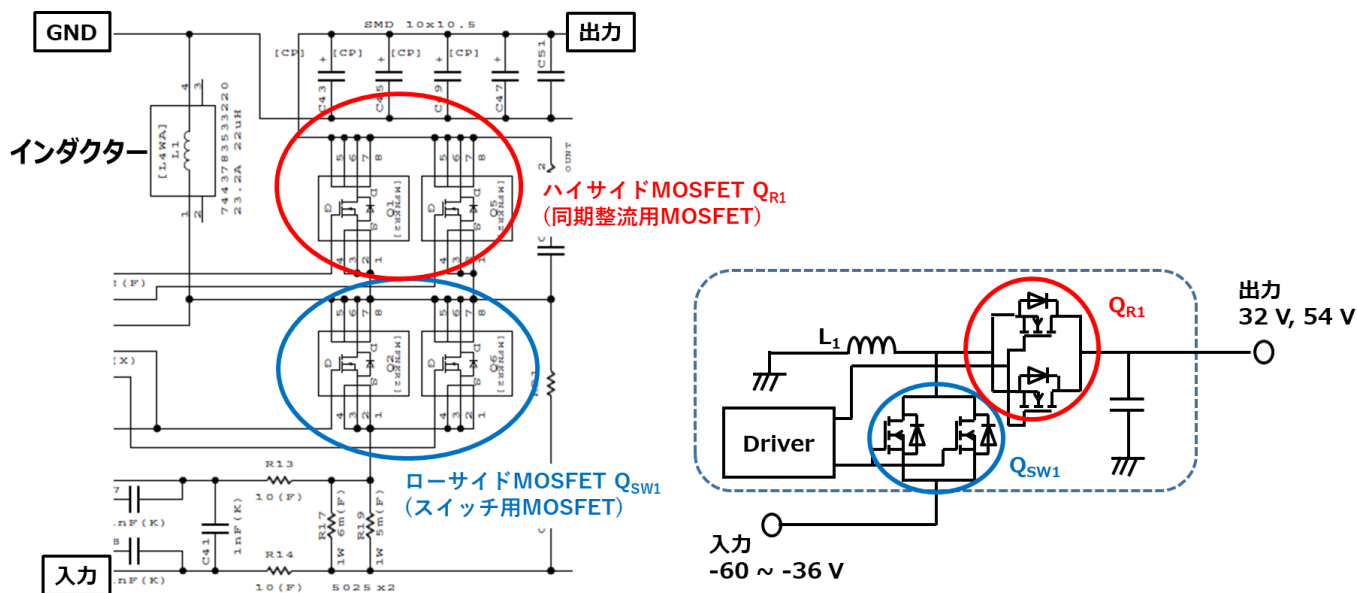


図 3.2 スイッチ用 MOSFET と同期整流用 MOSFET 部分の回路構成

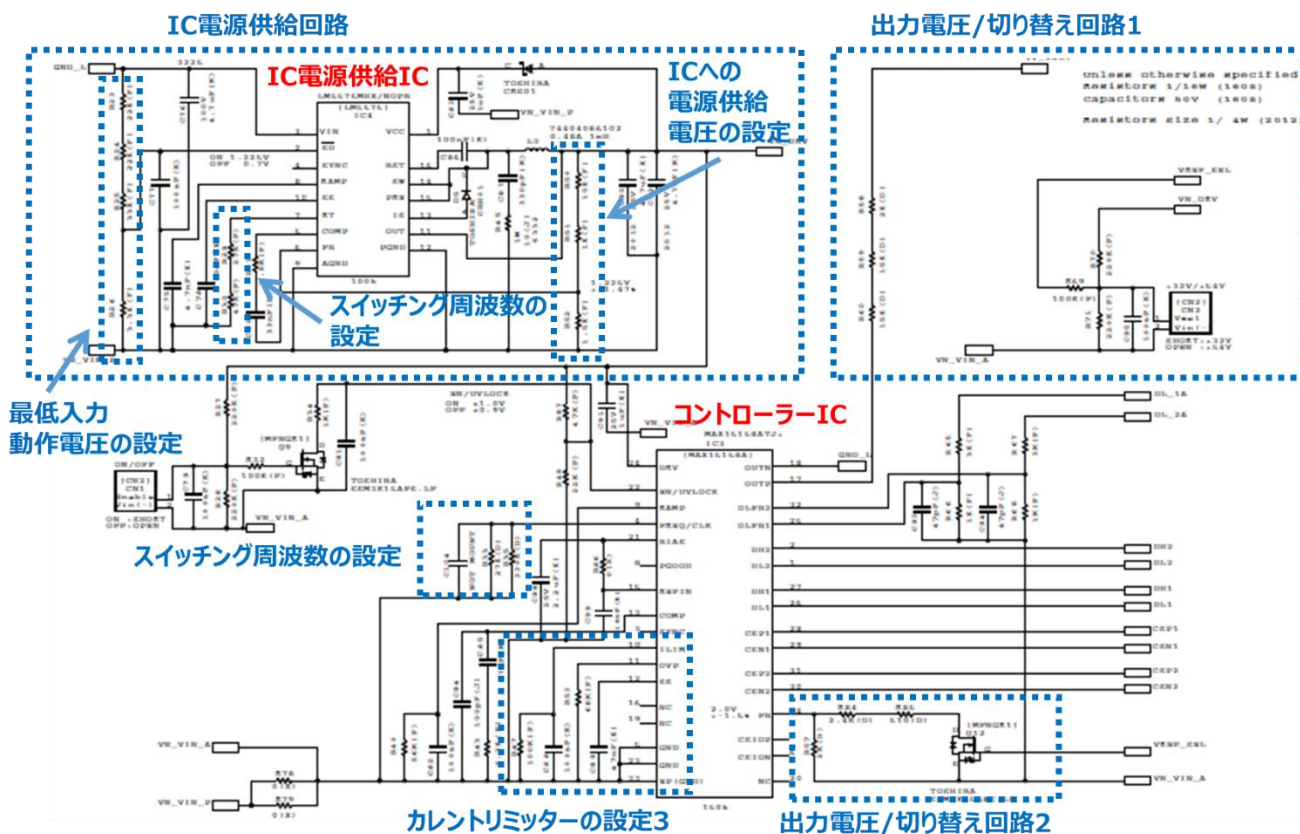


図 3.3 コントローラIC/IC 電源供給回路/出力電圧切り替え回路

3.1. 最低入力動作電圧の設定

図 3.4 に最低入力動作電圧の設定回路を示します。最低入力動作電圧 ($V_{in_min_on}$) は入力電圧を外付け抵抗 (R23、R24、R25、R26) で分割し、コントローラIC への電源供給回路を構成している Texas Instruments 社製のスイッチングレギュレーターLM5575MHX (以下、スイッチングレギュレーター) のSD 端子 (2ピン) に入力することで設定されます。スイッチングレギュレーター周辺の詳細回路設計は、LM5575MHX のデータシートや関連ドキュメントを参照願います。

スイッチングレギュレーターは、コントローラIC に電源を供給しています。従ってスイッチングレギュレーターが動作しないと、コントローラIC に電源を供給することができないため、本電源は動作することができません。

SD 端子電圧が 1.225 V を超えるとスイッチングレギュレーターは動作を開始します。最低入力動作電圧 ($V_{in_min_on}$) は入力電圧を外付け抵抗 R23+R24+R25 と R26 で分割した SD 端子電圧が 1.225 V になるときの電圧になります。

動作開始後、シャットダウンとスタンバイのしきい値電圧はそれぞれ 0.1 V のヒステリシスをもちます。SD 端子の電圧は 14 V を超えてはいけません。

図 3.3 回路から以下の式で動作電圧下限値 ($V_{in_min_on}$) を計算します。

$$\frac{(R23 + R24 + R25)}{R26} = \frac{V_{in_min_on} - 1.225}{1.225}$$

$$V_{in_min_on} = \frac{1.225 \times (R23 + R24 + R25)}{R26} + 1.225$$

今の回路では、図 3.4 に示すように抵抗 R23 に 22 k Ω 、抵抗 R24 に 22 k Ω 、抵抗 R25 に 33 k Ω 、抵抗 R26 に 3.3 k Ω を選択しています。

$V_{in_min_on}$ は上記の計算式から 29.8 V になりますが、本電源では入力電圧がマイナス入力であるため -29.8 V となります。

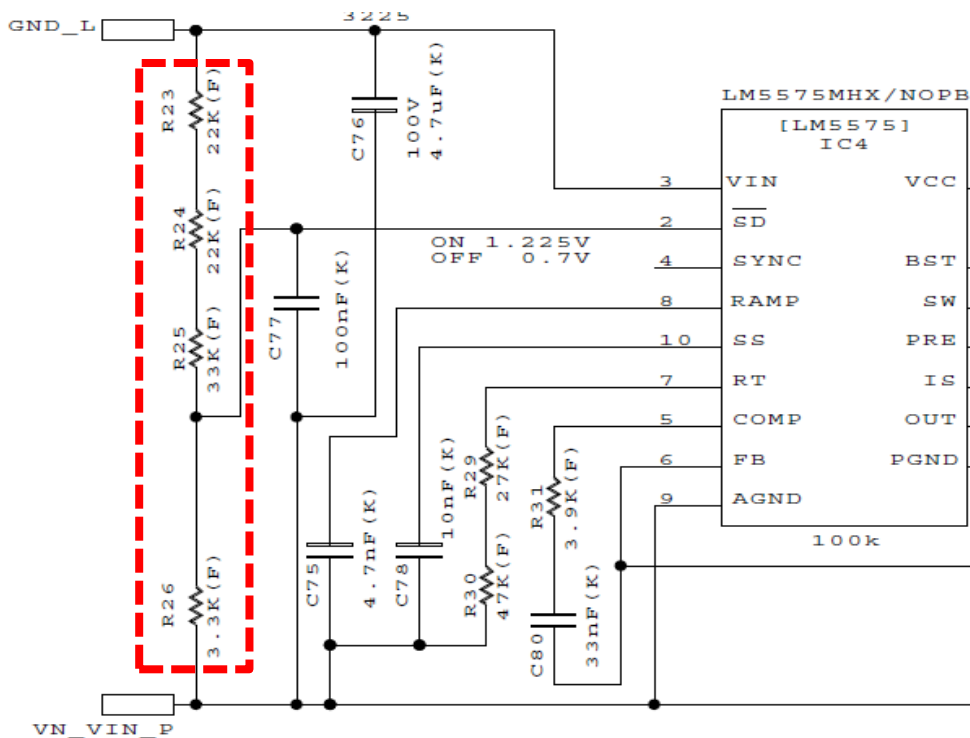


図 3.4 最低入力動作電圧の設定

3.2. コントローラーIC 電源供給回路のスイッチング周波数の設定

図 3.5 に コントローラーIC 電源供給回路のスイッチング周波数の設定回路を示します。スイッチングレギュレーターのスイッチング周波数 (f_{LM5575}) は RT 端子 (7ピン) と AGND 端子 (9ピン) 間の外付け抵抗 R_T (R29、R30) によって以下の式で算出されます。

$$R_T = \frac{1}{F_{LM5575}} - 580 \times 10^{-9}$$

$$R_T = \frac{1}{135 \times 10^{-12}}$$

$$R_T = R29 + R30$$

より

$$F_{LM5575}(Hz) = \frac{1}{(R29 + R30) \times 135 \times 10^{-12} + 580 \times 10^{-9}}$$

本電源ではスイッチングレギュレーターのスイッチング周波数 (f_{LM5575}) の設定目標を 100 kHz とし、図 3.4 に示すように抵抗 R29 に 27 kΩ、抵抗 R30 に 47 kΩを選択しています。この定数での計算値は 94.6 kHz となります。

スイッチングレギュレーターのスイッチング周波数 (f_{LM5575}) はコントローラーIC のスイッチング周波数 (f_{PWM}) に対して ±10 %以上の開きがある周波数を推奨します。±10 %以内の周波数にすると干渉して異常発振する可能性があります。設定できる周波数範囲は 50 kHz~500 kHz です。

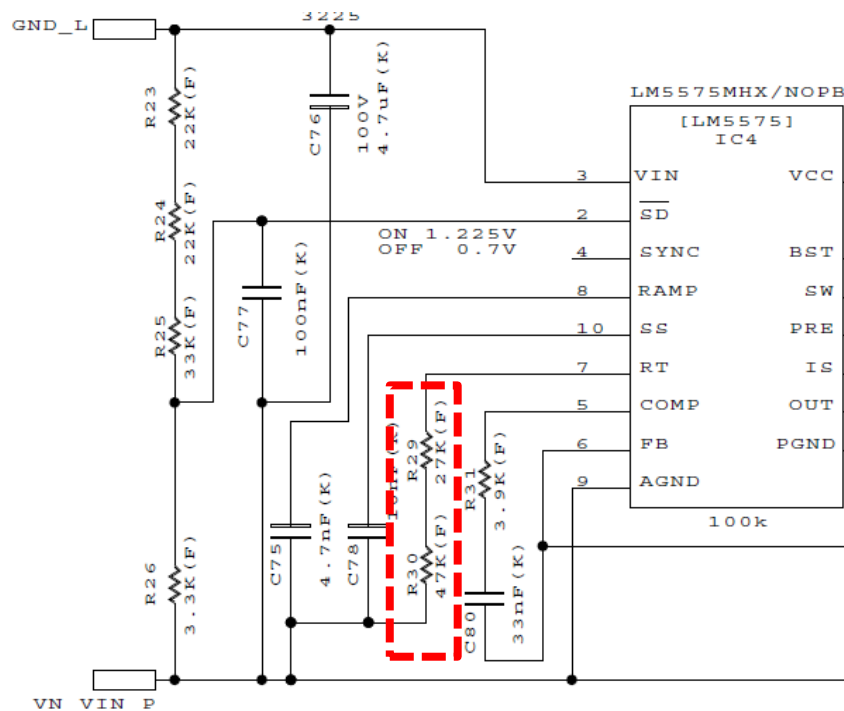


図 3.5 コントローラーIC 電源供給回路のスイッチング周波数の設定

3.3. コントローラIC 電源供給電圧 (スイッチングレギュレーターの出力電圧) の設定

図 3.6 にスイッチングレギュレーターの出力電圧の設定回路を示します。出力電圧 (V_{P10VP}) は FB 端子 (6ピン) が 1.225 V になるように外付け抵抗 ($R50$ 、 $R51$ 、 $R52$) を調整して設定します。 $(R50+R51)$ と $R52$ および電圧の比の関係から以下の式で表されます。

$$\frac{(R50 + R51)}{R52} = \frac{V_{P10VP} - 1.225}{1.225}$$

上式より

$$V_{P10VP}(V) = \frac{1.225 \times (R50 + R51)}{R52} + 1.225$$

本電源ではスイッチングレギュレーターの出力電圧の設定目標値を 10 V とし、図 2.5 に示すように抵抗 $R50$ に 10 k Ω 、抵抗 $R51$ に 1 k Ω 、抵抗 $R52$ に 1.5 k Ω を選択しています。この定数で計算すると 10.2 V となります。内部リファレンス電圧 1.225 V は、 $\pm 1.5\%$ の許容差があります。

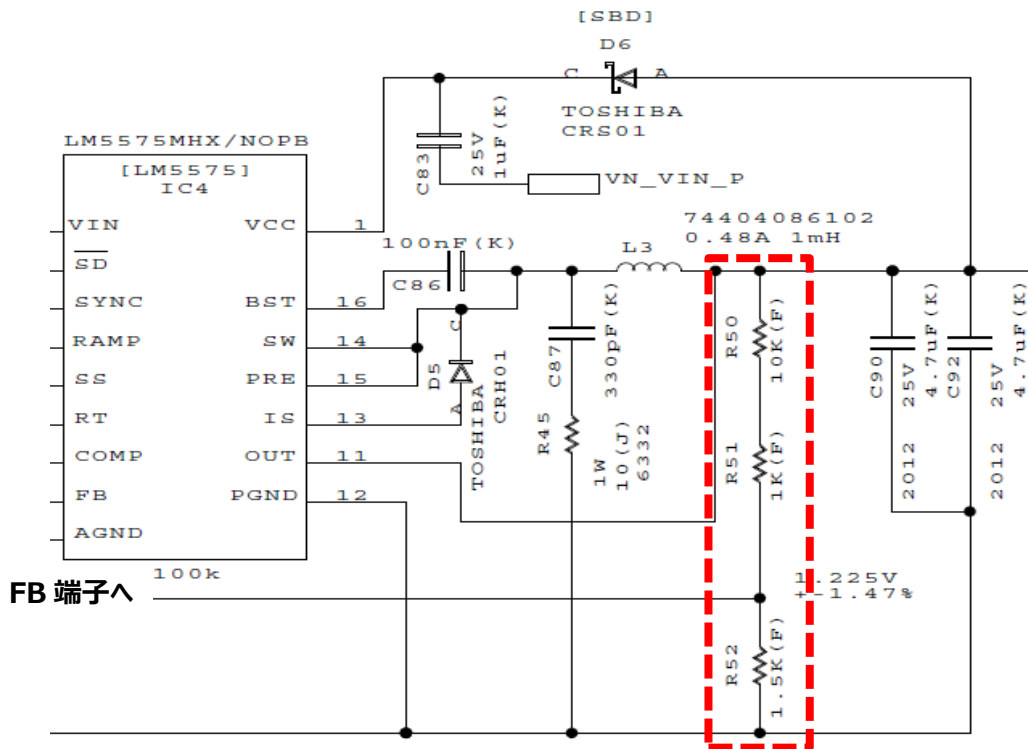


図 3.6 スwitchングレギュレーターの出力電圧の設定

3.4. カレントリミッターの設定

図 3.7 にカレントリミッターの設定回路を示します。コントローラー IC の各相に電流検出信号、CSP1/CSN1 (CSP2/CSN2) が設けられており、ローサイド MOSFET (スイッチ用 MOSFET) と入力側グランド間の電流検出抵抗の両端電圧を検出することにより、コントローラー IC が動作を制御して各相のインダクター電流を制限します。本項では電流制限の設定方法を説明します。

各相のカレントリミッターレベル (I_{limit}) を、コントローラー IC の ILIM 端子 (10 ピン) に接続する抵抗 R47 と電流検出抵抗 R17//R19 (R18//R20) で設定します。

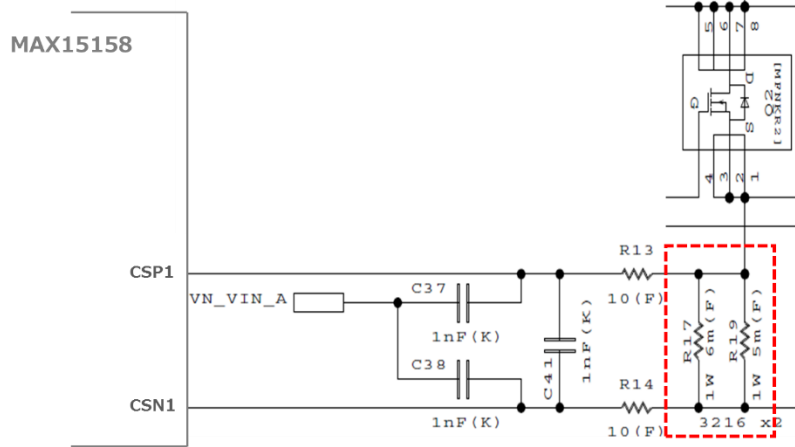
ILIM 端子の外付け抵抗 R_{ILIM} (R47) によって過電流保護設定電圧 V_{OCP} を設定します。10 μA のソース電流が抵抗に流れ込み、生成された電圧に 0.10 の係数をかけたものが V_{OCP} です。

$$V_{OCP} = 0.10 \times 10 \mu\text{A} \times R_{ILIM}$$

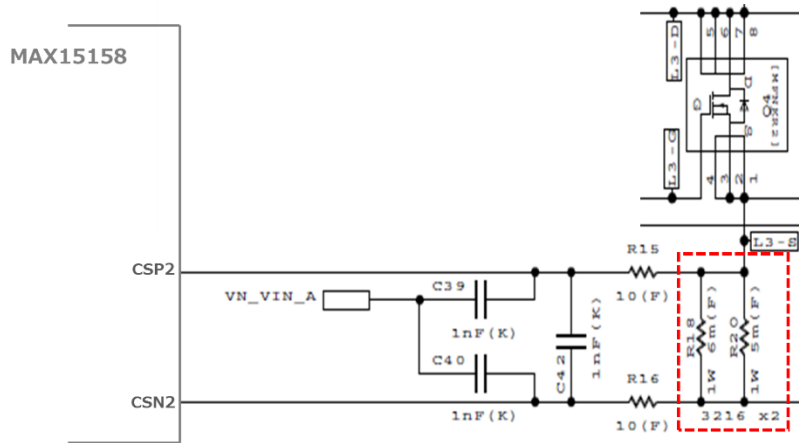
カレントリミッターレベル (I_{limit}) は、 V_{OCP} と電流検出抵抗 R_{SENSE} (R17 (R18) //R19 (R20)) によって以下の式で算出されます。

$$I_{limit} = \frac{V_{OCP}}{R_{SENSE}} = \frac{0.1 \times 10 \mu \times R47}{R17(R18)//R19(R20)}$$

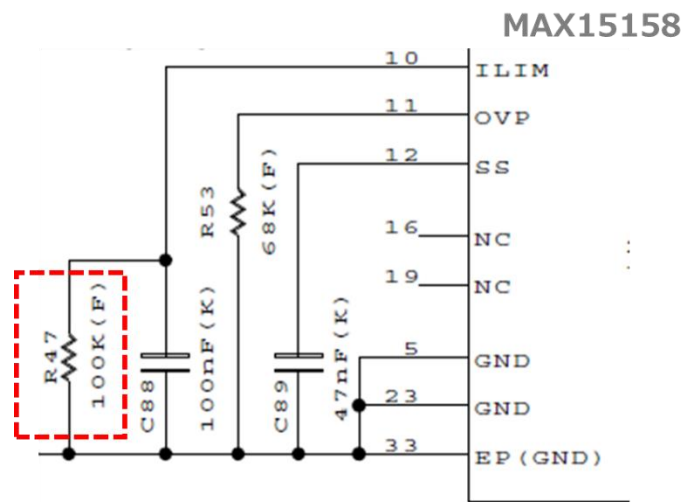
本電源では、R17 と R18 に 6 m Ω 、R19 と R20 に 5m Ω 、R47 に 100 k Ω を選択し、 I_{limit} を 36.5 A に設定しています。



(a) カレントリミッターの設定 1



(b) カレントリミッターの設定 2



(c) カレントリミッターの設定 3

図 3.7 カレントリミッターの設定

3.5. スイッチング周波数の設定

図 3.8 にスイッチング周波数の設定回路を示します。非絶縁昇降圧コンバーター回路のスイッチング周波数 f_{PWM} はコントローラIC の FREQ/CLK 端子 (4 ピン) と GND 間に任意の外付け抵抗を接続することで設定します。 f_{PWM} は以下で算出されます。

$$f_{PWM}(Hz) = \frac{R_{FREQ}}{100k} \times 600k = \frac{R33//R35}{100k} \times 600k$$

図 3.8 に示すように抵抗値 R33 に 27 kΩ、抵抗値 R35 に 330 kΩを選択し、スイッチング周波数 f_{PWM} を約 150 kHz に設定しています。

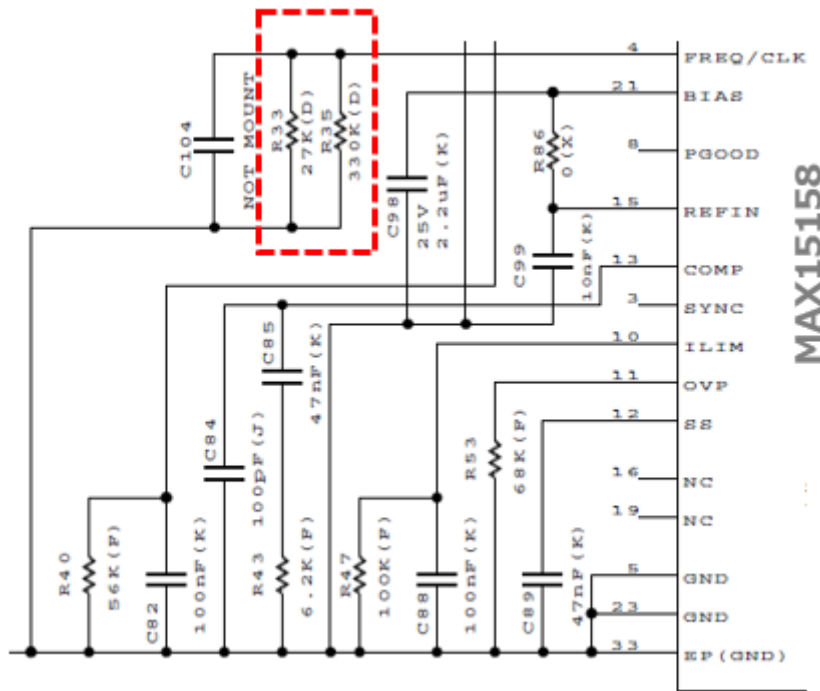


図 3.8 スイッチング周波数の設定

3.6. 出力電圧/切り替えの設定

出力電圧の切り替えについて説明します。図 3.9 の右図において、MOSFET (Q12) をオフさせると、コントローラー IC の FB 端子 (14 ピン) は R57 (2 kΩ) を介して VN_VIN_A (コントローラー IC の GND) に接続されます。MOSFET (Q12) をオンさせると、R84 と R85 もコントローラー IC の GND に接続されるため、FB 端子から GND 間の抵抗値は、R57 (2 kΩ) と R84 (2.4 kΩ) + R85 (510 Ω) の合成抵抗で 1.18 kΩ となります。従って、FB 端子、GND 間の抵抗値は、MOSFET (Q12) のオン/オフで切り替えることができます。以下に出力電圧設定の計算方法を説明します。

出力電圧の設定

本電源の出力電圧 (V_{OUT}) を外付け抵抗 (R58、R59、R60、R57、R84、R85) の抵抗値で設定します。出力電圧を 32 V/54 V に設定するとして、以下の式で出力電圧 (V_{OUT}) を算出します。

出力電圧 (32 V) : Q12 オフ

$$V_{OUT}(V) = \left(\frac{R58 + R59 + R60}{R57} \right) \times V_{REF}$$

出力電圧 (54 V) : Q12 オン

$$V_{OUT}(V) = \left(\frac{R58 + R59 + R60}{R57 // (R84 + R85)} \right) \times V_{REF}$$

本電源では V_{REF} はコントローラー IC の内部デフォルトリファレンス電圧である 2 V に設定しています。

出力電圧 V_{OUT} の設定値が 32 V/54 V となるように、図 2.8 に示すように抵抗値 R58 に 2 kΩ、R59、R60 に 15 kΩ、R57 に 2 kΩ、R84 に 2.4 kΩ、R85 に 510 Ω を選択しています。出力電圧の変動範囲を抑えるため、抵抗は許容差 ±0.5 % 品を使っています。ただし、コントローラー IC の内部リファレンス電圧の許容差は ±1.5 % です。

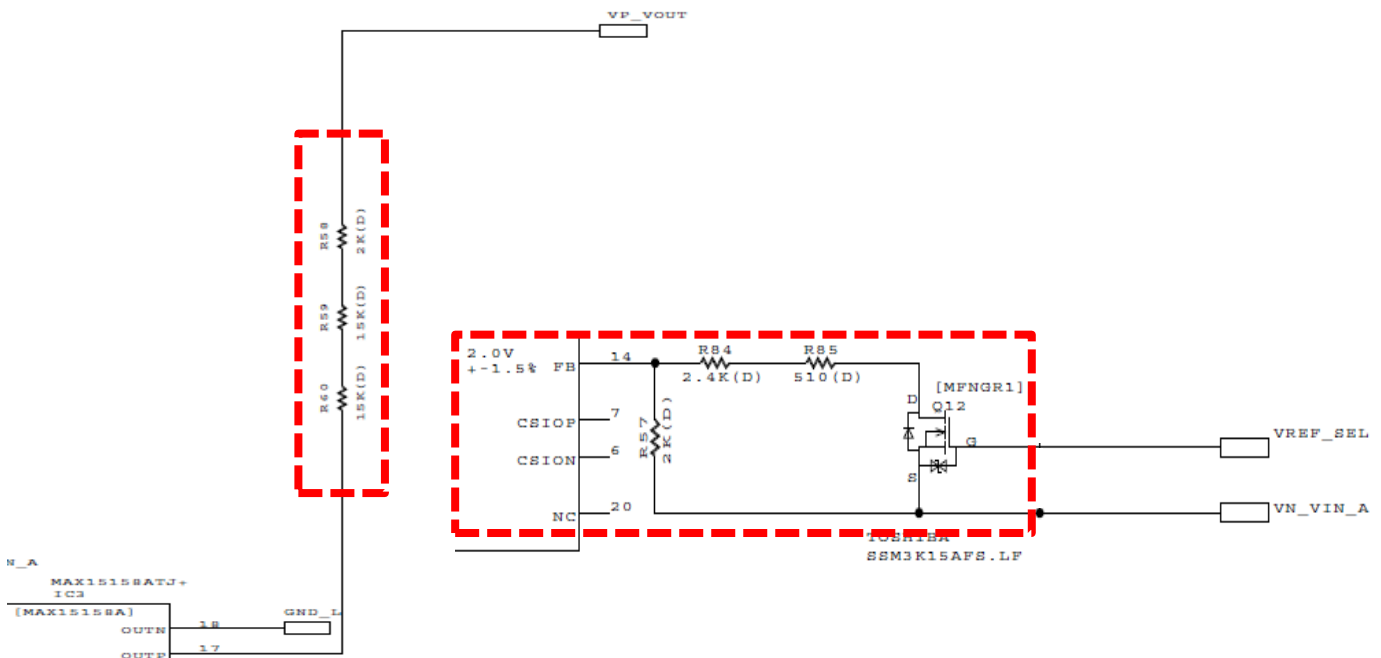


図 3.9 出力電圧/切り替えの設定

3.7. インダクターの選定

インダクタンス値 L を大きくすると、インダクターリップル電流、コア損失が減少します。しかしながら、インダクタンス値が大きいほど、物理的な形状も大きくなります。以下の式で最低限必要なインダクタンス値 L を算出します。

ここで、 $V_{inmax} = -36$ V、 $f_{PWM} = 150$ kHz、 $V_{OUTmin} = 32$ V、 $V_{INmin} = -36$ V、 $P_{max} = 1$ kW とし、想定インダクターリップル電流をインダクター電流 I_L の半分とすると、インダクタンス値 L_{min} は、以下の式で算出できます。

$$L_{min} = D \times \frac{V_{INmax}}{f_{PWM} \times I_L / 2}$$

デューティの最小値 D_{min} は、

$$D_{min} = \frac{V_{OUTmin}}{-V_{INmin} + V_{OUTmin}}$$

となり、インダクター電流 I_L は、

$$I_L = \frac{I_{OUTmax}}{(1 - D_{min}) \times N}$$

となります。ここで、 N は相数をあらわし、本電源では 2 です。

最大出力電流 I_{OUTmax} は、

$$I_{OUTmax} = \frac{P_{max}}{V_{OUTmin}}$$

となります。

上記の計算式より、1 相あたりのインダクタンス値 $L_{min} = 12.75$ μ H、1 相あたりの最大電流は、

$I_{OUTmax} = 31.25$ A の半分で 15.625 A であるため、この算出値以上のインダクターを選定します。

本電源では、 $L1$ 、 $L2$ に 23.2 A、22 μ H の製品を選択しています。

3.8. 出力コンデンサの選定

出力コンデンサの静電容量 C_{OUT} で出力リップル V_{ripple} が要求仕様に入るように設定します。
以下の式でリップル電圧を算出します。

$$V_{ripple}(V) = \frac{D \times I_{OUTmax}}{N \times C_{OUT} \times f_{PWM}}$$

D の値は前項より 0.47、 $I_{OUTmax} = 1000 \text{ W} / 32 \text{ V} = 31.3 \text{ A}$ (全体)、 $N = 2$ 相、

$C_{OUT} = 82 \text{ } \mu\text{F} \times 4 = 328 \text{ } \mu\text{F}$ 、 $f_{PWM} = 150 \text{ kHz}$ とします。

結果、 $V_{ripple} = 149 \text{ mV}$ と算出されます。

出力コンデンサの ESR、ESL は、微小であり結果に影響を及ぼさないため省略できます。

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。