

Application Note

LM5157x および LM5158x を使用して昇圧コンバータを設計する方法



Yinsong Cai

Boost Converter and Controller Solutions

概要

LM5157x および LM5158x デバイスは、広い入力範囲に対応した非同期コンバータで、パワー・スイッチが内蔵されています。一般的な構成として、昇圧、フライバック、SEPIC の各トポロジがあります。このレポートでは、LM5157x および LM5158x を使用する昇圧コンバータの構成と設計について説明します。この設計例は LM5157EVM-BST 評価モジュールの作成に使用されるもので、結果は『LM5157 EVM-BST ユーザー・ガイド』に示されています。このレポートでは、昇圧コンバータとして LM5157x および LM5158x を実装する際の設計手順と検討事項のみを扱います。昇圧コンバータの基本的な概念と動作については、「スイッチモード電源の昇圧電力段について」を参照してください。

目次

1 LM5157 の昇圧設計の例.....	2
2 計算と部品の選択.....	2
2.1 スイッチング周波数.....	2
2.2 インダクタの計算.....	2
2.3 勾配補償チェック.....	3
2.4 インダクタの選択.....	4
2.5 ダイオードの選択.....	4
2.6 出力コンデンサの選定.....	4
2.7 入力コンデンサの選択.....	5
2.8 UVLO 抵抗の選択.....	5
2.9 ソフトスタート・コンデンサの選択.....	5
2.10 帰還抵抗の選択.....	5
2.11 制御ループの補償.....	5
2.12 電力損失と効率の推定.....	7
3 実装結果.....	9
4 小信号周波数解析.....	12
4.1 昇圧レギュレータの変調器のモデル化.....	12
4.2 補償のモデル化.....	13
4.3 開ループのモデル化.....	13

図の一覧

図 2-1. Type II 補償ネットワーク.....	6
図 3-1. アプリケーション回路.....	9
図 3-2. 効率と I_{OUT} との関係.....	9
図 3-3. 制御ループ応答 $V_{SUPPLY} = 6V$ 、 $I_{LOAD} = 1.6A$	9
図 3-4. 負荷ステップ: $I_{LOAD} 0.8A \sim 1.6A$ 、 $V_{SUPPLY} = 6V$	10
図 3-5. 熱画像: $V_{SUPPLY} = 6V$ 、 $I_{LOAD} = 1.6A$	10
図 3-6. LM5157EVM-BST の回路図.....	10

表の一覧

表 1-1. 設計パラメータ.....	2
表 3-1. 部品リスト.....	11
表 4-1. 電源の式.....	12

表 4-2. 補償のモデル化の式.....	13
表 4-3. 開ループのモデル化の式.....	13

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 LM5157 の昇圧設計の例

この設計例では、LM5157 を使用して非同期昇圧コンバータを実装するための、一般的な設計手順と計算を紹介しましす。LM51571、LM5158、LM51581 を使用した設計は、ほぼ同じです。この構成は、レギュレートされていない 6V レール (3V~9V) から、レギュレートされた 12V の最大 1.6A の負荷電流を供給するように設計されています (6V 未満の入力については、負荷が半分ディレーティングされます)。AM 帯域 (530kHz~1.8MHz) での干渉を避けるため、2.1MHz のスイッチング周波数を選択します。パラメータを表 1-1 に示し、部品の選択についてはセクション 2 で説明します。

表 1-1. 設計パラメータ

パラメータ	仕様
V _{SUPPLY}	3V~9V
V _{LOAD}	12V
I _{LOAD}	1.6A (V _{SUPPLY} = 6V~9V)
	0.8A (V _{SUPPLY} = 3V~6V)
f _{SW}	2.1MHz
η (推定効率)	90%

2 計算と部品の選択

表 1-1 の設計パラメータに基づいて連続導通モードで動作する昇圧コンバータを実装するため、LM5157x および LM5158x に固有の計算を示します。

2.1 スwitchング周波数

設計パラメータが与えられたとき、設計プロセスの最初の手順は、適切なスイッチング周波数を選択することです。一般に、スイッチング周波数が高いほどソリューション・サイズが小さくなりますが、その代わりにスイッチング損失が大きくなり、効率が低下します。したがって、スイッチング周波数を最終的に選択するときは、アプリケーション固有の要件に基づいて、電力密度と効率との間でトレードオフを決定します。EMC の要件が厳しい設計では、スイッチング周波数の高調波を考慮する必要があります。LM5157x および LM5158x の発振器の周波数を設定するには、式 1 が使用されます。このサンプル・アプリケーションでは、2.1MHz のスイッチング周波数を選択されています。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{sw}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{2.1\text{MHz}} - 955 = 9.57\text{k}\Omega \quad (1)$$

R_T には、標準値 9.53kΩ、公差 1% が選択されています。

LM5157x および LM5158x の内部発振器は、データシートに記載されている外部クロックと同期できます。LM5157x および LM5158x には、最大デューティ・サイクル制限があり、周波数に依存します。この制限は、データシートでも規定されています。

2.2 インダクタの計算

昇圧コンバータのインダクタンス値は、インダクタの電流リップル比 (RR、平均インダクタ電流に対するピーク・ツー・ピーク・リップル電流として定義) を使用して計算できます。インダクタンス値の選択を左右する主な検討事項は、電力損失、インダクタ電流の立ち下がり勾配、制御ループの右半面 (RHP) ゼロ周波数 (ω_{Z_RHP}) の 3 つです。

- インダクタンス値が大きくなると、インダクタのコア損失と RMS 電流は小さくなりますが、インダクタの DCR が大きくなる可能性もあることに注意してください。
- インダクタ電流の立ち下がり勾配が十分小さくなり、LM5157x および LM5158x のピーク電流モード制御での分数調波の発振を防止できるよう、インダクタンス値は十分大きくする必要があります。

- 昇圧コンバータでは通常、RHP ゼロによって設計の帯域幅制限が設定されます。したがって、制御ループのクロスオーバー周波数を高くするには、RHP ゼロ周波数を十分に高くする必要があります。相対インダクタンス値が小さくなると、RHP ゼロ周波数が増加します。

最大リップル比が 30%~70% の場合、上記の検討事項の間で適切なバランスを取ることができます。この例では、インダクタ電流の最大リップル比が 60% に設定されています。連続導通モード (CCM) 動作では、デューティ・サイクルが 33% ($D_{\max\Delta IL}=0.33$) のときリップル比が最大になり、デューティ・サイクルが 33% のときの電源電圧は式 2 で計算されます。

$$V_{\text{SUPPLY_max}\Delta IL} = V_{\text{LOAD}} \cdot (1 - D_{\max\Delta IL}) = 12 \cdot (1 - 0.33) = 8V \quad (2)$$

ここで

- $D_{\max\Delta IL}$ は、インダクタのリップル電流が最大になるデューティ・サイクルです

目的のリップル比である $V_{\text{SUPPLY_max}\Delta IL}$ とスイッチング周波数が判明していれば、式 3 を使用して 1.6A 負荷でのインダクタンスの値を計算できます ($V_{\text{SUPPLY}} = 6V \sim 9V$)。

$$L_{M_calc_1} = \frac{V_{\text{SUPPLY}}}{I_{\text{SUPPLY}} \cdot RR \cdot f_{\text{sw}}} \cdot D = \frac{8V}{2.4A \cdot 0.6 \cdot 2.1\text{MHz}} \cdot 0.33 = 0.88\mu\text{H} \quad (3)$$

ここで

- D は、インダクタのリップル電流が最大になるデューティ・サイクルです
- RR はインダクタの電流リップル比です

0.8A の負荷ケース ($V_{\text{SUPPLY}} = 3V \sim 6V$) で、デューティ・サイクルが 33% にならない場合、最大電源電圧 (6V、デューティ・サイクル = 0.5) を使用して最大リップル比を計算します。インダクタの値の計算には、式 4 が使用されます。

$$L_{M_calc_2} = \frac{6V}{1.6A \cdot 0.6 \cdot 2.1\text{MHz}} \cdot 0.5 = 1.49\mu\text{H} \quad (4)$$

両方の領域の要件を満たすために、 L_M の値として標準インダクタンスである $1.5\mu\text{H}$ を選択します。電源電圧が最小値 $V_{\text{SUPPLY_min}}$ で、最大負荷電流 $I_{\text{LOAD_max}}$ のとき、ピーク・インダクタ電流が最大になります。ピーク・インダクタ電流は、式 5 と式 6 を使用して計算します。ここでも 2 つの領域が別々に計算され、大きい方が最大値になります。

$$I_{L_peak_MAX_1} = \frac{V_{\text{LOAD}} \cdot I_{\text{OUT}}}{V_{\text{SUPPLY}} \cdot \eta} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{\text{SUPPLY}} \cdot D}{L_M \cdot f_{\text{sw}}} = \frac{12V \cdot 1.6A}{6V \cdot 0.9} + \frac{1}{2} \cdot \frac{6V \cdot 0.5}{1.5\mu\text{H} \cdot 2.1\text{MHz}} = 4.03A \quad (5)$$

$$I_{L_peak_MAX_2} = \frac{12V \cdot 0.8A}{3V \cdot 0.9} + \frac{1}{2} \cdot \frac{3V \cdot 0.75}{1.5\mu\text{H} \cdot 2.1\text{MHz}} = 3.91A \quad (6)$$

ここで

- η は推定される効率です

ピーク・インダクタ電流を使用して、LM5158、LM51581、LM5157、LM51571 のいずれかのデバイスを適切に選択します。それぞれの電流制限については、データシートを参照してください。部品の公差とレギュレータの電力損失があるため、計算されたピーク・インダクタ電流よりも多少の余裕を持たせてピーク電流制限を選択します。この例では、15% のマージンを考慮して、LM5157 デバイスを選択しています。

2.3 勾配補償チェック

ピーク電流モードの制御理論に従うと、補償ランプの勾配は、デューティ・サイクルが高いときに分数調波の発振を防止できるよう、検出されるインダクタ電流の立ち下がり勾配の半分よりも大きい必要があります。したがって、式 7 の不等式が満足されます。

$$0.5 \times \frac{(V_{\text{LOAD}} + V_F) - V_{\text{SUPPLY}}}{L_M} \times A_{\text{CS}} \times \text{Margin} < 500\text{mV} \times f_{\text{sw}} \quad (7)$$

ここで

- A_{CS} は等価電流検出ゲインです。

- 500mV はスロープ補償のピーク電圧です。
- V_F はダイオードの順方向電圧です。

一般に、勾配補償の最適な値は、検出されるインダクタ電流の立ち下がり勾配の **82%** で、これを反映してマージンは **1.6** になります。不等式が成立しない場合、 L_M のインダクタンス値を増やして、立ち下がり勾配を小さくする必要があります。 L_M のインダクタンス値を変更した場合、ピーク電流を再計算し、デバイスの選択を再検討する必要があります。この例では、**式 8**、**式 9**、**式 10** で不等式が検証されます。

$$0.5 \times \frac{(V_{LOAD} + V_F) - V_{SUPPLY}}{L_M} \times A_{CS} \times \text{Margin} = 0.5 \times \frac{(12V + 0.5V) - 3V}{1.5\mu H} \times 0.095 \times 1.6 = 0.481 \times 10^6 \quad (8)$$

$$500mV \times f_{sw} = 500mV \times 2.1MHz = 1.05 \times 10^6 \quad (9)$$

$$0.481 \times 10^6 < 1.05 \times 10^6 \quad (10)$$

2.4 インダクタの選択

インダクタは、計算されたインダクタンス値 (L_M)、RMS インダクタ電流、最大ピーク・インダクタ電流の **3** つのパラメータに従って選択します。

- ここで選択したインダクタンスは、市販されているインダクタの一般的な値である、標準の **1.5 μ H** です。
- インダクタの飽和電流は、選択したコンバータ・デバイスの最大電流制限よりも大きくします。インダクタが飽和すると、部品が損傷し、コンバータが正常に動作しなくなる可能性があります。
- リップルを無視すると、インダクタの **RMS** 電流は平均インダクタ電流で近似でき、この値は推定で **3.6A** です。インダクタの **RMS** 電流定格は、推定 **RMS** 電流より高くして、アプリケーションに応じてインダクタの温度を妥当なレベルに維持します。

この設計例では、インダクタンス値が **1.5 μ H**、飽和電流制限が **15A**、**10A** の **RMS** で温度上昇が **20 $^{\circ}$ C** になるようにインダクタを選択しています。

2.5 ダイオードの選択

パワー・ダイオードは、多少のマージンを確保したうえで平均負荷電流と出力電圧の定格を満たす必要があります。また、全負荷のときでも損失消費電力に対応できる必要があります。逆回復時間と充電が短いため、ショットキー・ダイオードをお勧めします。この設計では、逆電圧が **45V**、平均順方向電流が **10A** のショットキー・ダイオードを選択しています。導通損失は、**式 11** で計算されます。

$$P_{D_con} = V_F \cdot (1 - D) \cdot I_{SUPPLY} = 490mV \cdot (1 - 0.5) \cdot \frac{12V \cdot 1.6A}{6V} = 0.78W \quad (11)$$

ここで

- V_F は、ダイオードの順方向電圧降下です。

2.6 出力コンデンサの選定

出力コンデンサによって、出力電圧リップルと負荷過渡性能が決定します。この例では、必要な出力電圧リップルに基づいて、適切な出力コンデンサのサイズを決定しています。必要な V_{LOAD} リップルが **100mV** なので、**式 12** を使用して最小出力容量を計算します。

$$C_{OUT_min} = \frac{I_{LOAD} \cdot D}{f_{sw} \cdot \Delta V_{LOAD}} = \frac{1.6A \cdot 0.5}{2.1MHz \cdot 100mV} = 3.8\mu F \quad (12)$$

出力コンデンサは、**AC** 電流を取り扱える定格にする必要があります。最大出力リップル電流は、**式 13** を使用して推定されます。

$$I_{RMS_COUT} = \sqrt{(1 - D) \cdot \left[I_{LOAD}^2 \cdot \frac{D}{(1 - D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3} \right]} = \sqrt{(1 - 0.5) \cdot \left[1.6A^2 \cdot \frac{0.5}{(1 - 0.5)^2} + \frac{0.48A^2}{3} \right]} = 1.6A \quad (13)$$

インダクタの計算と同様に、上記の条件はワーストケースのシナリオとして選択され、最大容量の要件と最大 RMS 電流は、全負荷の条件とディレーティングした半負荷の条件の間だということに注意してください。この設計では、合計出力容量として 28μF を選択します。12V DC バイアス未満での容量降下を考慮すると、約 22μF になります。コンデンサ・バンクの ESR (R_{ESR}) は約 0.22mΩ と推定されます。

2.7 入力コンデンサの選択

入力コンデンサによって、電源のリップル電圧が決まります。この設計では、入力容量として 60μF を選択し、低 ESR のセラミック・コンデンサを使用します。最大電源電圧リップルは、式 14 を使用して計算します。

$$\Delta V_{SUPPLY} = \frac{V_{LOAD}}{32 \cdot L_M \cdot C_{IN} \cdot f_{sw}^2} = \frac{12V}{32 \cdot 1.5\mu H \cdot 60\mu F \cdot 2.1MHz^2} = 1mV \quad (14)$$

2.8 UVLO 抵抗の選択

外付けの低電圧誤動作防止 (UVLO) 抵抗は、レギュレータの最低動作電圧を設定します。コンバータに求められる、スタートアップ電圧 ($V_{SUPPLY(ON)}$) とターンオフ電圧 ($V_{SUPPLY(OFF)}$) の 2 つのレベルを指定する必要があります。この例では、 $V_{SUPPLY(ON)}$ 電圧は 2.8V、 $V_{SUPPLY(OFF)}$ は 2.4V です。式 15 を使用して、上側の UVLO 抵抗 (R_{UVLOT}) を計算します。

$$R_{UVLOT} = \frac{0.967 \cdot V_{SUPPLY(ON)} - V_{SUPPLY(OFF)}}{5\mu A} = \frac{0.967 \cdot 2.8V - 2.4V}{5\mu A} = 61.5k\Omega \quad (15)$$

R_{UVLOT} には標準値 61.9kΩ が選択されます。式 16 を使用して、下側の UVLO 抵抗 (R_{UVLOB}) を計算します。

$$R_{UVLOB} = \frac{1.5V \cdot R_{UVLOT}}{V_{SUPPLY(ON)} - 1.5V} = \frac{1.5V \cdot 61.9k\Omega}{2.8V - 1.5V} = 71.4k\Omega \quad (16)$$

R_{UVLOB} には標準値 71.5kΩ が選択されます

2.9 ソフトスタート・コンデンサの選択

ソフトスタート・コンデンサは、レギュレータのスタートアップ時の負荷電圧および突入電流のオーバーシュートを制御するために使用されます。ソフトスタート・コンデンサに推奨される最小の値を計算するには、式 17 を使用します。

$$C_{SS} > \frac{10\mu A \cdot V_{LOAD} \cdot C_{OUT}}{I_{LOAD}} = \frac{10\mu A \cdot 12V \cdot 22\mu F}{0.8A} = 3.3nF \quad (17)$$

この設計では、スタートアップ時の負荷電圧のオーバーシュートを最小限に抑えるため、 C_{SS} の値として 22nF を選択しています。

2.10 帰還抵抗の選択

帰還抵抗 (R_{FBT} 、 R_{FBB}) によって、レギュレートされた出力電圧が決定されます。帰還抵抗分圧器のバイアス電流を制限するため、 R_{FBT} には 49.9kΩ を選択します。式 18 を使用して、 R_{FBB} の値を計算します。

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\frac{V_{LOAD}}{V_{REF}} - 1} = \frac{49.9k\Omega}{\frac{12V}{1V} - 1} = 4.54k\Omega \quad (18)$$

R_{FBB} には 4.53kΩ を選択します。

2.11 制御ループの補償

ピーク電流モード制御の利点の 1 つは、電圧モード制御と比較して補償を簡単に設計できることです。単純な 2 極 (1 本は原点) の、単一のゼロ・ネットワークで十分です。図 2-1 に示すように Type II 補償ネットワークが実装され、ゼロと極をプログラム可能です。以下のセクションでは、CCM 昇圧でシステムが安定するようにクロスオーバー周波数を設定し、エラー・アンプの極とゼロを配置する、一般的な手法を紹介します。制御ループの詳細なモデルを、セクション 4 に示します。

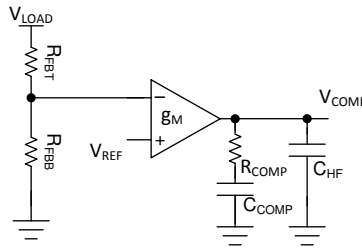


図 2-1. Type II 補償ネットワーク

2.11.1 クロスオーバー周波数 (f_{cross}) の選択

ループのクロスオーバー周波数は、スイッチング周波数の $1/10$ 、または右半面ゼロ周波数の $1/5$ の、どちらか低い方を選択できます。スイッチング周波数の $1/10$ の計算結果を、式 19 に示します。全負荷および半負荷条件で、右半面のゼロ周波数の $1/5$ の計算方法を、式 20 と式 21 に示します。

$$f_{\text{cross}} = \frac{f_{\text{sw}}}{10} = \frac{2.1\text{MHz}}{10} = 210\text{kHz} \quad (19)$$

$$f_{\text{CROSS}_1} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{R_{\text{LOAD}} \cdot D'^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M} = \frac{7.5\Omega \cdot 0.5^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1.5\mu\text{H}} = 39.8\text{kHz} \quad (20)$$

$$f_{\text{CROSS}_2} = \frac{15\Omega \cdot 0.25^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1.5\mu\text{H}} = 19.9\text{kHz} \quad (21)$$

ここで

- D' は最小電源電圧時の $(1-D)$ です
- R_{LOAD} は、 $V_{\text{LOAD}} / I_{\text{LOAD}}$ と等しい負荷抵抗です

ある程度のマージンを確保するために、クロスオーバー周波数として 16.6kHz を選択します。これは半負荷条件で、右半面ゼロ周波数の $1/5$ よりわずかに小さくなります。この設計例では、全負荷条件での性能がより重要で、最適化の必要があります。したがって、以下の計算には入力電圧が $6\text{V} \sim 9\text{V}$ の全負荷条件を使用します。補償ループの設計と選択を行ってから、セクション 4 に示す式を使用して、半負荷条件での安定性を確認できます。

2.11.2 R_{COMP} の選択

R_{COMP} の値は、制御ループのクロスオーバー周波数に直接影響します。クロスオーバー周波数が高いほど、制御ループが過渡条件にすばやく応答できます。求められるループのクロスオーバー周波数が 16.6kHz なら、 R_{COMP} は式 22 で計算されます。

$$R_{\text{COMP}} = \frac{2\pi \cdot C_{\text{OUT}} \cdot A_{\text{CS}} \cdot V_{\text{LOAD}}^2 \cdot f_{\text{CROSS}}}{g_m \cdot V_{\text{SUPPLY_min}}} = \frac{2\pi \cdot 22\mu\text{F} \cdot 0.095 \cdot 12\text{V}^2 \cdot 16.6\text{kHz}}{2\text{mA/V} \cdot 6\text{V}} = 2.62\text{k}\Omega \quad (22)$$

ここで

- g_m はエラー・アンプの相互コンダクタンスで、 2mA/V です
- A_{CS} は等価電流検出ゲインで、 0.095 です

R_{COMP} には $2.63\text{k}\Omega$ を選択します

2.11.3 C_{COMP} の選択

抵抗 R_{COMP} とコンデンサ C_{COMP} により、補償ネットワークの低周波数ゼロが設定されます。目的のセトリング・タイム定数を得るため、低周波数ゼロを位相ブーストとして配置します。この場合、クロスオーバー周波数 (f_{CROSS}) と電源の低周波数極 ($\omega_{\text{P_LF}}$) の幾何平均にゼロを直接配置するのが適切です。式 23 で、 C_{COMP} の値を計算できます。

$$C_{\text{COMP}} = \sqrt{\frac{C_{\text{OUT}} \cdot R_{\text{LOAD}}}{4\pi \cdot R_{\text{COMP}}^2 \cdot f_{\text{CROSS}}}} = \sqrt{\frac{22\mu\text{F} \cdot 7.5\Omega}{4\pi \cdot 2.63\text{k}\Omega^2 \cdot 16.6\text{kHz}}} = 10.7\text{nF} \quad (23)$$

C_{COMP} には 10nF を選択します。

2.11.4 C_{HF} の選択

C_{HF} コンデンサは、補償ネットワークの高周波の極を設定します。高周波の極は、スイッチング周波数に起因する高周波ノイズを減衰するために役立ち、十分なゲイン・マージンを確保します。極の周波数は RHP ゼロ (ω_{Z_RHP}) に設定することをお勧めします。これは通常、ESR ゼロより小さい、または RHP ゼロとスイッチング周波数の半分との間です。この設計例では、高周波の極を RHP ゼロに配置します。 C_{HF} の値を計算するため、式 24 を使用します。

$$C_{HF} = \frac{C_{COMP} \cdot L_M}{C_{COMP} \cdot D^2 \cdot R_{LOAD} \cdot R_{COMP} - L_M} = \frac{10\text{nF} \cdot 1.5\mu\text{H}}{10\text{nF} \cdot 0.75^2 \cdot 7.5\Omega \cdot 2.62\text{k}\Omega - 1.5\mu\text{H}} = 138\text{pF} \quad (24)$$

C_{HF} には 100pF を選択します。

2.12 電力損失と効率の推定

昇圧コンバータの合計損失 (P_{TOTAL}) は、デバイスでの損失 (P_{IC} 、ただしパワー MOSFET の損失を除く)、MOSFET の電力損失 (P_Q)、ダイオードの電力損失 (P_D)、インダクタの電力損失 (P_L)、検出抵抗での損失 (P_{RS} 、以下の説明を参照) の和で表すことができます。 (P_{IC}) と (P_Q) の和はコンバータ・デバイスの消費電力で、IC の過剰な温度上昇を防止するため、妥当な範囲内で設計する必要があります。

$$P_{TOTAL} = P_{IC} + P_Q + P_D + P_L + P_{RS} [W] \quad (25)$$

P_{IC} は、ゲート駆動損失 (P_G) と、静止電流により発生する損失 (P_{IQ}) に分割できます。

$$P_{IC} = P_G + P_{IQ} [W] \quad (26)$$

それぞれの電力損失は、次のように概算されます。

$$P_G = Q_{G(@VCC)} \times V_{BIAS} \times F_{SW} [W] \quad (27)$$

$$P_{IQ} = V_{BIAS} \times I_{BIAS} [W] \quad (28)$$

各モードの I_{BIAS} 値は、LM5157x および LM5158x のデータシートに記載されています。

P_Q は、スイッチング損失 ($P_{Q(SW)}$) と、導通損失 ($P_{Q(COND)}$) に分割できます。

$$P_Q = P_{Q(SW)} + P_{Q(COND)} [W] \quad (29)$$

それぞれの電力損失は、次のように概算されます。

$$P_{Q(SW)} = 0.5 \times (V_{LOAD} + V_F) \times I_{SUPPLY} \times (t_R + t_F) \times F_{SW} \quad (30)$$

t_R と t_F は、内蔵のパワー MOSFET の立ち上がりおよび立ち下がり時間です。 I_{SUPPLY} は、昇圧コンバータの入力電源電流です。

$$P_{Q(COND)} = D \times I_{SUPPLY}^2 \times R_{DS(ON)} [W] \quad (31)$$

$R_{DS(ON)}$ は、LM5157x および LM5158x のデータシートに記載されている MOSFET のオン抵抗です。自己発熱による $R_{DS(ON)}$ の増大を考慮に入れてください。

P_D は、ダイオードの導通損失 (P_{VF}) と、逆方向回復損失 (P_{RR}) に分割できます。

$$P_D = P_{VF} + P_{RR} [W] \quad (32)$$

それぞれの電力損失は、次のように概算されます。

$$P_{VF} = (1-D) \times V_F \times I_{SUPPLY} [W] \quad (33)$$

$$P_{RR} = V_{LOAD} \times Q_{RR} \times F_{SW} [W] \quad (34)$$

Q_{RR} はダイオードの逆方向回復電荷で、ダイオードのデータシートに記載されています。ダイオードの逆方向回復特性は、特に負荷電圧が高いとき、効率に大きな影響を及ぼします。

P_L は、DCR 損失 (P_{DCR}) と AC コア損失 (P_{AC}) との和です。DCR はインダクタの DC 抵抗で、インダクタのデータシートで言及されています。

$$P_L = P_{DCR} + P_{AC} [W] \quad (35)$$

それぞれの電力損失は、次のように概算されます。

$$P_{DCR} = I_{SUPPLY}^2 \times R_{DCR} [W] \quad (36)$$

$$P_{AC} = K \times \Delta I^\beta F_{SW}^\alpha [W] \quad (37)$$

$$\Delta I = \frac{V_{SUPPLY} \times D \times \frac{1}{F_{SYNC}}}{L_M} \quad (38)$$

ΔI は、ピーク・ツー・ピークのインダクタ電流リップルです。K、 α 、 β はコアに依存する係数で、インダクタの製造業者から提供されます。

LM5157x および LM5158x に実装されている電流検出機能では、検出抵抗と電力損失 P_{RS} は無視されます。

電力コンバータの効率は、次のように推定できます。

$$\text{Efficiency} = \frac{V_{LOAD} \times I_{LOAD}}{P_{TOTAL} + V_{LOAD} \times I_{LOAD}} \times 100[\%] \quad (39)$$

3 実装結果

テスト結果の詳細については、『LM5157EVM-BST ユーザー・ガイド』を参照してください。

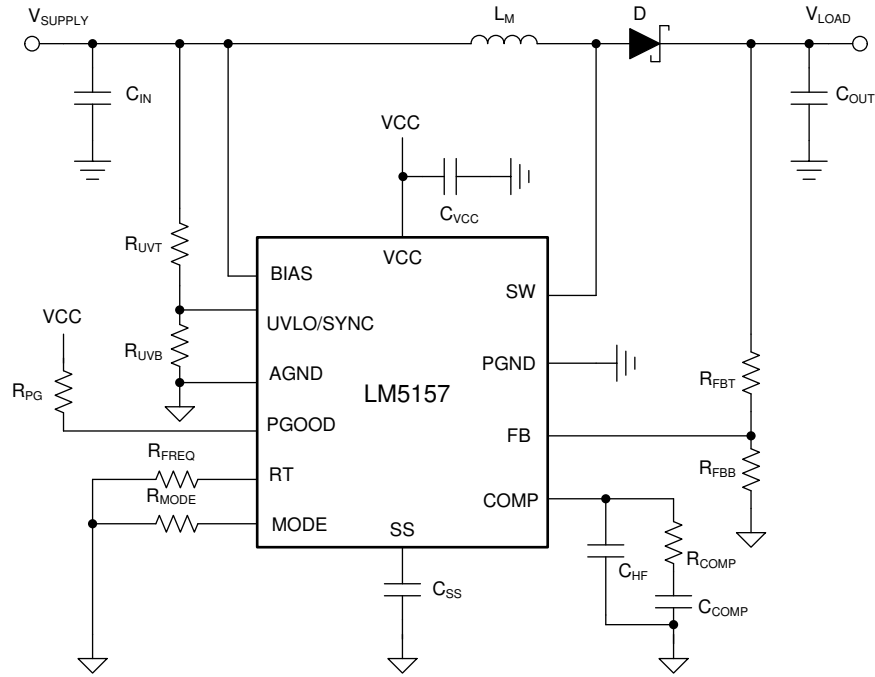


図 3-1. アプリケーション回路

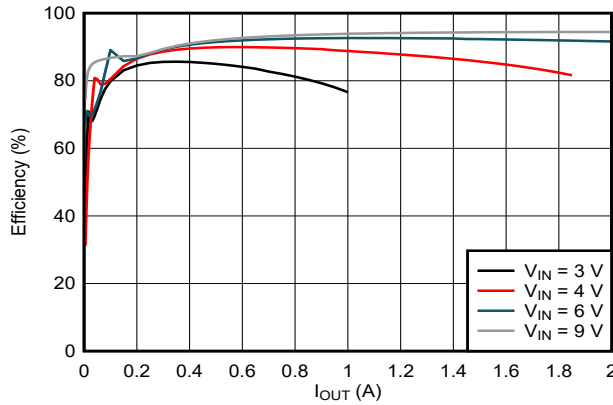


図 3-2. 効率と I_OUT との関係

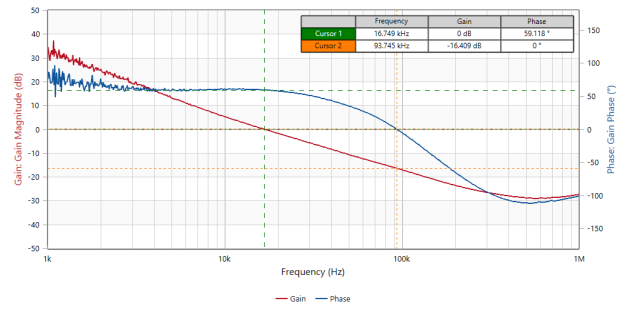


図 3-3. 制御ループ応答 $V_{SUPPLY} = 6V$ $I_{LOAD} = 1.6A$

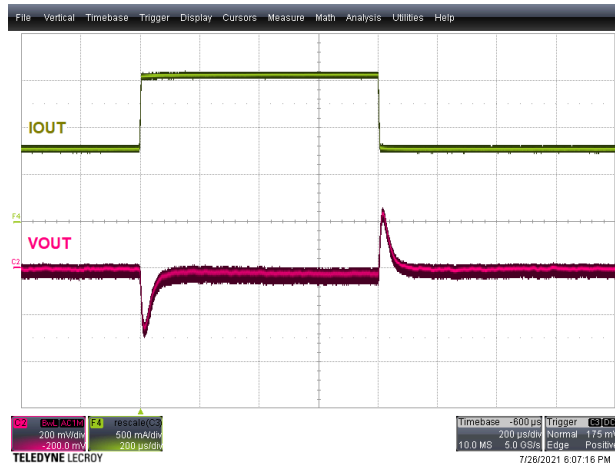


図 3-4. 負荷ステップ: I_{LOAD} 0.8A~1.6A、 $V_{SUPPLY} = 6V$

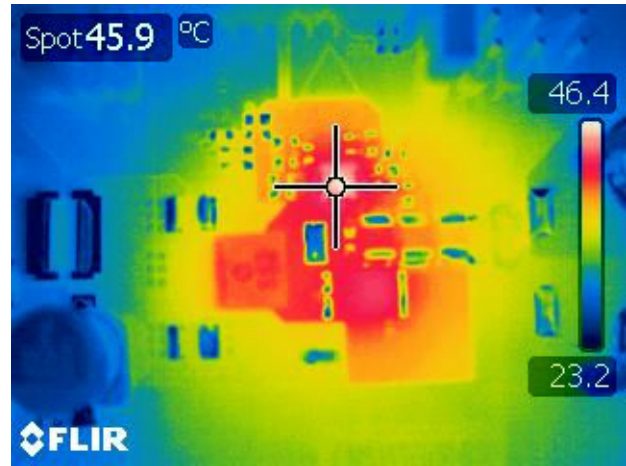


図 3-5. 熱画像: $V_{SUPPLY} = 6V$ 、 $I_{LOAD} = 1.6A$

LM5157EVM-BST
1.6A/0.8A

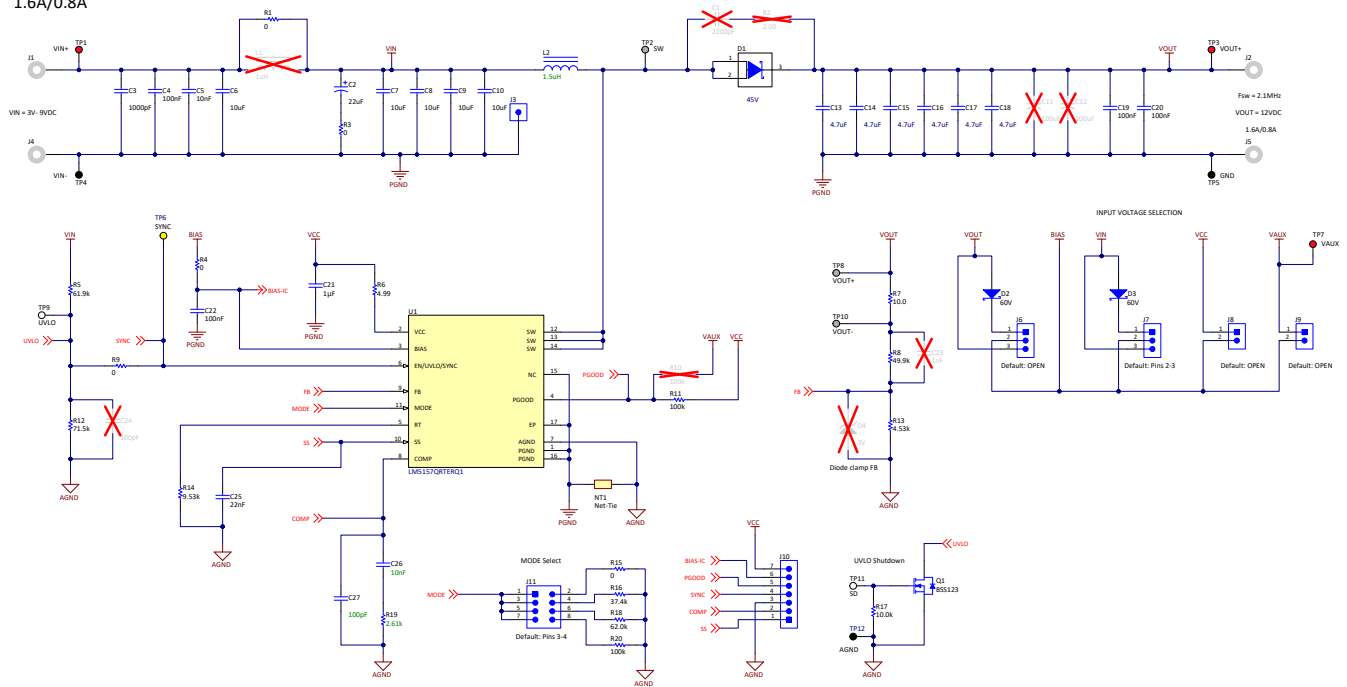


図 3-6. LM5157EVM-BST の回路図

表 3-1. 部品リスト

リファレンス指定子	数量	仕様	製造元	型番
R _T	1	RES, 9.53k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW06039K53FKEA
R _{FBT}	1	RES, 49.9k, 1%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603FR-0749K9L
R _{FBB}	1	RES, 4.53k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW06034K53FKEA
L _M	1	インダクタ、シールド付き、コンポジット、1.5μH、14A、0.01052Ω、AEC-Q200 グレード 1、SMD	Coilcraft	XEL6030-152MEB
C _{OUT1}	6	CAP, CERM, 4.7μF, 50V, ±10%, X7R, 1210	TDK	C3225X7R1H475K250AB
C _{OUT2} (バルク)	2	CAP, アルミニウム・ポリマー、100μF、50V、±20%、0.025Ω、AEC-Q200 グレード 2、D10×L10mm SMD	Chemi-Con	HXB500ARA101MJA0G
C _{IN1}	4	CAP, CERM, 10μF, 50V, ±10%, X7R, 1210	MuRata	GRM32ER71H106KA12L
C _{IN2} (バルク)	1	CAP, AL, 22μF, 100V, ±20%, 1.3Ω, AEC-Q200 グレード 2, SMD	Panasonic	EEE-FK2A220P
D1	1	ダイオード、ショットキー、45V, 10A, AEC-Q101, CFP15	Nexperia	PMEG045V100EPDAZ
R _{COMP}	1	RES, 2.61k, 1%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603FR-072K61L
C _{COMP}	1	CAP, CERM, 0.01μF, 50V, ±10%, X7R, 0603	Kemet	C0603X103K5RACTU
C _{HF}	1	CAP, CERM, 100pF, 50V, ±5%, C0G/NP0, AEC-Q200 グレード 0, 0603	TDK	CGA3E2NP01H101J080AA
R _{UVLOT}	1	RES, 61.9k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW060361K9FKEA
R _{UVLOB}	1	RES, 71.5k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW060371K5FKEA
R _{UVLOS}	1	RES, 0, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL
C _{SS}	1	CAP, CERM, 0.022μF, 50V, ±10%, X7R, 0603	Kemet	C0603X223K5RACTU
R _{BIAS}	1	RES, 0, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL
C _{BIAS}	1	CAP, CERM, 0.1μF, 100V, ±10%, X7R, AEC-Q200 グレード 1, 0603	MuRata	GCJ188R72A104K01D
C _{VCC}	1	CAP, CERM, 1μF, 16V, ±10%, X7R, AEC-Q200 グレード 1, 0603	TDK	CGA3E1X7R1C105K080AC
R _{VCC}	1	RES, 5.1, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-075R1L
R _{PG}	1	RES, 100k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA
R _{MODE}	1	RES, 0, 5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL

4 小信号周波数解析

このセクションでは、LM5157x や LM5158x が CCM 動作で昇圧レギュレータとして構成されているときの、制御ループの小信号モデルに関するすべての式を示します。簡略化した式を使用すると、制御ループを迅速に評価できますが、高い周波数では精度が低下します。包括的な式はより複雑ですが、高い周波数では精度が高くなります。

4.1 昇圧レギュレータの変調器のモデル化

連続導通モードでのピーク電流モード昇圧レギュレータの電源 (制御から出力へ) をモデル化する式を、表 4-1 に示します。

表 4-1. 電源の式

	簡略化した式	包括的な式
変調器の式		
変調器の伝達関数	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)} \quad (40)$	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (41)$
変調器の DC ゲイン	$A_M = \frac{R_{LOAD}}{A_{CS}} \times \frac{D'}{2} \quad (42)$	
RHP ゼロ	$\omega_{Z_RHP} = \frac{R_{LOAD} (D')^2}{L_M} \quad (43)$	
ESR ゼロ	$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{OUT} \cdot R_{ESR}} \quad (44)$	
低周波の極	$\omega_{P_LF} = \frac{2}{C_{OUT} \cdot R_{LOAD}} \quad (45)$	
分数調波の 2 重極	考慮対象外	$\omega_n = \pi \cdot f_{sw} \quad (46)$
品質係数	考慮対象外	$Q = \frac{1}{\pi \left[D' \cdot \left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) - \frac{1}{2} \right]} \quad (47)$
勾配補償	考慮対象外	$S_e = V_{SLOPE} \times f_{SW} \quad (48)$
検出された立ち上がりインダクタの勾配	考慮対象外	$S_n = \frac{V_{SUPPLY} \times A_{CS}}{L_M} \quad (49)$

4.2 補償のモデル化

相互コンダクタンス・エラー・アンプを使用して実装された Type II 補償ネットワークをモデル化する式を、表 4-2 に示します。

表 4-2. 補償のモデル化の式

	簡略化した式	包括的な式
帰還の式		
帰還の伝達関数	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	(50)
帰還 DC ゲイン	$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \cdot C_{COMP}}$	$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \cdot (C_{COMP} + C_{HF})}$
低周波数のゼロ	$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$
高周波数の極	$\omega_{P_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}}$	$\omega_{P_EA} = \frac{C_{COMP} + C_{HF}}{R_{COMP} \cdot C_{COMP} \cdot C_{HF}}$
中間バンドのゲイン	$G_{MID} = \frac{R_{COMP} \cdot R_{RFBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT})}$	$G_{MID} = \frac{C_{COMP} \cdot R_{COMP} \cdot R_{RFBB} \cdot g_m}{(C_{HF} + C_{COMP}) \cdot (R_{FBB} + R_{FBT})}$

1. g_m はエラー・アンプの相互コンダクタンスで、2mA/V です

4.3 開ループのモデル化

これらの式は、制御ループの開ループ伝達関数をモデル化します。

表 4-3. 開ループのモデル化の式

	簡略化した式	包括的な式
開ループの式		
開ループの伝達関数	$T(s) = A_M \cdot A_{FB} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \cdot s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	$T(s) = A_M \cdot A_{FB} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right) \cdot s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$
クロスオーバー周波数	$f_{cross} = \frac{g_m \times V_{SUPPLY} \times R_{COMP}}{2\pi \times C_{OUT} \times A_{CS} \times V_{LOAD}^2}$	ボード線図を使用

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス・デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる TI 製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所 : Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2023, Texas Instruments Incorporated