

Application Note

LM5155 を使用して絶縁型フライバックを設計する方法



Garrett Roecker

概要

LM5155 は、スイッチング・レギュレータ用の汎用非同期ローサイド N-FET コントローラです。LM5155 の一般的な構成には、昇圧レギュレータ、フライバック・レギュレータ、SEPIC レギュレータがあります。このデザイン・ガイドでは、LM5155 を絶縁フライバック・レギュレータとして構成および設計する方法を中心に説明します。この手順は一般的なもので、安定したフライバック動作に適した部品の選択に重点を置いています。この設計例は、LM5155EVM-FLY 評価基板のアプリケーション仕様に準拠しており、結果が『LM5155EVM-FLY ユーザー・ガイド』に記載されています。代表的なアプリケーションについては、LM5155 フライバック・コントローラのクイック・スタート・カリキュレータを使用すると、このレポートで説明した計算を効率的に行えます。

目次

1 概要.....	2
2 サンプル・アプリケーション.....	2
3 計算と部品の選択.....	2
4 部品の選択の概要.....	12
5 小信号周波数解析.....	17
6 改訂履歴.....	19

図の一覧

図 3-1. LM5155 の電流検出ネットワーク.....	4
図 3-2. 絶縁型帰還.....	9
図 4-1. アプリケーション回路.....	12
図 4-2. 効率と I_{LOAD} との関係.....	13
図 4-3. 制御ループ応答 $V_{SUPPLY} = 18V$ 、 $I_{LOAD} = 4A$	13
図 4-4. 負荷ステップ: $I_{LOAD} = 2A \sim 4A$ 、 $V_{SUPPLY} = 18V$	13
図 4-5. 熱画像: $V_{SUPPLY} = 18V$ 、 $I_{LOAD} = 4A$	13
図 4-6. LM5155EVM-FLY の回路図.....	14

表の一覧

表 2-1. 設計パラメータ.....	2
表 3-1. 選択されたトランスのパラメータ.....	4
表 3-2. 選択したフォトカプラのパラメータ.....	10
表 4-1. 部品表.....	15
表 5-1. 制御ループの式.....	17
表 5-2. 補償のモデル化の式.....	18

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 概要

このデザイン・ガイドは、連続導通モードで動作する絶縁型非同期フライバック・コントローラを実装するための、一般的な設計手順と計算に基づいています。この設計例では、レギュレートされていない 24V レール (18V~36V) を使用して、最大 4A のレギュレートされた 5V 負荷電流を生成します。LM5155 に電力を供給するため、10V の非絶縁補助巻線を選択し、LM5155 の消費電力を低減します。スイッチング MOSFET のスイッチング損失と導通損失を最小限に抑えるため、250kHz のスイッチング周波数が選択されています。表 2-1 に示す一般的な設計パラメータに基づく部品の選択の詳細を、セクション 3 に示します。

2 サンプル・アプリケーション

サンプル・アプリケーションの設計パラメータを、表 2-1 に示します。

表 2-1. 設計パラメータ

パラメータ	
V_{SUPPLY}	18V~36V
V_{LOAD}	5V
I_{LOAD}	4A
V_{AUX}	10V
I_{AUX}	20mA
P_{OUT_total}	20.2W
f_{SW}	250kHz

3 計算と部品の選択

このセクションでは、連続導通モードで動作する絶縁型フライバック・コントローラを実装するための、LM5155 固有の式について説明します。部品の選択は、表 2-1 で説明したサンプル・アプリケーションに基づいています。

3.1 スwitching 周波数

設計プロセスの最初の手順は、スイッチング周波数の選択です。スイッチング周波数が高いほど、ソリューション全体のサイズは小さくなります。ただし、サイズが小さいとスイッチング損失が増加し、レギュレータの総効率は低下します。比較的低いスイッチング周波数を選択すると、効率は高くなりますが、物理的に大きな部品が必要です。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。式 1 を使用して、LM5155 の内部発振器の周波数を設定します。このサンプル・アプリケーションでは、250kHz のスイッチング周波数が選択されています。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{sw}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{250\text{kHz}} - 955 = 87.44\text{k}\Omega \quad (1)$$

R_T には標準値 86.6k Ω が選択されます。

LM5155 の内部発振器は、データシートに記載されているように、外部クロックと同期可能なことに留意してください。LM5155 には最大デューティ・サイクル制限があり、周波数によって異なります。最大デューティ・サイクル制限の詳細については、LM5155 のデータシートを参照してください。

3.2 トランスの選択

フライバック・レギュレータでは、アプリケーションに適したトランスを選択することが重要なステップです。最初に、アプリケーションに合わせて、不連続導通モード (DCM) と連続導通モード (CCM) のどちらのスイッチング動作タイプが適切かを選択します。この設計では、1 次側 RMS 電流を最小化し、全負荷効率を最大化すると同時に、負荷電圧リップルを最小化するため、CCM を選択します。

3.2.1 最大デューティ・サイクルと巻線比の選択

CCM 動作では、ローサイド・スイッチのデューティ・サイクルは式 2 で計算されます。

$$D = \frac{\frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|}{V_{SUPPLY} + \frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|} \quad (2)$$

ここで

- N_P は 1 次側巻線の巻き数で、1 と想定されます
- N_S は 2 次側巻線の巻き数です。

最大デューティ・サイクルは、電源電圧が最小値のときに発生します。最大デューティ・サイクルを選択すると、2 次巻線の巻き数が計算されます。デューティ・サイクルに 50% 未満を選択すると、2 つの主な利点があります。まず、CCM 動作でデューティ・サイクルが 50% を超えたときに安定した動作を行うため必要なスロープ補償の必要性が低下します。入力電圧範囲の広い一部の設計では、デューティ・サイクルを 50% 未満に制限するのは不可能な場合があります。LM5155 では、このような設計においてスロープ補償をプログラムできます。2 番目に、変調器の右半面のゼロが高周波側に押しやられるため、負荷過渡応答が向上し、制御ループ補償の計算が簡素化されます。この設計では、最大デューティ・サイクル (D_{MAX}) に 40% を選択します。2 次巻線の巻き数は、式 3 を使用して計算されます。

$$N_{S_calc} = \frac{(|V_{LOAD}|) \cdot (1 - D_{MAX}) \cdot N_P}{V_{SUPPLY_min} \cdot D_{MAX}} = \frac{(|5V|) \cdot (1 - 0.4) \cdot 1}{18V \cdot 0.4} = 0.417 \quad (3)$$

N_S には 0.5 回転を選択します。 N_S に 0.5 回転を選択すると、必要な巻き数比を最小の巻き数で実現できます。この例では、最小の巻き数は 1 次側巻線で 2、2 次側巻線で 1 です。 N_S を選択したら、式 4 で最大デューティ・サイクルを計算します。

$$D_{MAX} = \frac{\frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|}{V_{SUPPLY_min} + \frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|} = \frac{\frac{1}{0.5} \cdot |5V|}{18V + \frac{1}{0.5} \cdot |5V|} = 0.357 \quad (4)$$

D_{MAX} の計算値は約 35.7% で、目標の最大デューティ・サイクルである 40% を下回っています。補助巻線の巻き数は、式 5 を使用して計算します。

$$N_{AUX_calc} = N_S \cdot \frac{|V_{AUX}|}{|V_{LOAD}|} = 0.5 \cdot \frac{|10V|}{|5V|} = 1 \quad (5)$$

ここで

- V_{AUX} は補助巻線の電圧です

3.2.2 1 次巻線のインダクタンスの選択

インダクタンスの値を選択するときは、1 次巻線の電流リップル比 (IL_{RR})、トランスの電流の立ち下がりがスロープ、制御ループの右半面のゼロ周波数 (ω_{Z_RHP}) という 3 つの主要パラメータを考慮します。これら 3 つのパラメータのバランスを取ることで、設計プロセスの残りの部分を簡素化できます。

- 1 次巻線の電流リップル比は、トランスの銅での損失とコアでの損失との間でバランスを取るように選択します。相対リップル電流が増加すると、コアでの損失は増加し、銅での損失は減少します。
- トランス電流の立ち下がりがスロープは、デューティ・サイクルが 50% を超えるアプリケーションでは、分数調波の発振を防止できるよう十分に小さくする必要があります。1 次巻線のインダクタンス値が比較的大きいと、立ち下がりがスロープは小さくなります。LM5155 は固定の内部スロープ補償に加えて、これらのアプリケーション用にスロープ補償をプログラムすることもできます。
- 右半面のゼロは高い周波数に配置し、制御ループのクロスオーバー周波数が高くなるようにします。1 次巻線の相対インダクタンス値が減少すると、右半面のゼロ周波数が増加します。

最大リップル比が 30%~70% のとき、トランスの合計電力損失のバランスが良好になり、トランス電流の立ち下がりがスロープが内部スロープ補償と一致し、右半面のゼロ周波数が高くなります。インダクタ電流の最大リップル比は 60% に設定さ

れています。CCM 動作では、電源電圧が最大値のとき、1 次巻線のリップル電流も最大になります。CCM 動作の 1 次巻線インダクタンス値は、式 6 を使用して計算します。

$$L_{M_calc} = \frac{N_p^2 \cdot V_{SUPPLY_max}^2 \cdot V_{LOAD}^2}{I_{L_RR} \cdot f_{SW} \cdot P_{OUT_total} \cdot (N_s \cdot V_{SUPPLY_max} + N_p \cdot |V_{LOAD}|)^2} \quad (6)$$

$$L_{M_calc} = \frac{1^2 \cdot 36V^2 \cdot 5V^2}{0.6 \cdot 250kHz \cdot 20.2W \cdot (0.5 \cdot 36V + 1 \cdot |5V|)^2} = 20.6\mu H$$

ここで

- I_{L_RR} はリップル比です
- V_{SUPPLY_max} は最大電源電圧です
- P_{OUT_total} は、フライバック・レギュレータが供給する最大電力です

1 次巻線のインダクタンスには $21\mu H$ を選択します。1 次巻線のリップル電流と 1 次巻線のピーク電流は、それぞれ 式 7 と 式 8 を使用して計算します。1 次側巻のピーク電流は、電源電圧が最低のときに発生します。

$$\Delta I_{L_M} = \frac{V_{SUPPLY} \cdot D}{L_M \cdot f_{SW}} = \frac{18V \cdot 0.357}{21\mu H \cdot 250kHz} = 1.224A \quad (7)$$

$$I_{L_PEAK} = \frac{P_{OUT_total}}{V_{SUPPLY_min} \cdot D} + \frac{\Delta I_{L_M}}{2} = \frac{20.2W}{18V \cdot 0.357} + \frac{1.224A}{2} = 3.75A \quad (8)$$

I_{L_PEAK} は、電流検出抵抗のサイズを正しく設定するために使用されます。選択されたトランスの主要なパラメータの要約を、表 3-1 に示します。

表 3-1. 選択されたトランスのパラメータ

パラメータ	値
巻線比 ($N_p:N_s:N_{AUX}$)	1:0.5:1(2:1:2)
1 次巻線のインダクタンス (L_M)	$21\mu H$
1 次巻線の飽和電流 (I_{SAT})	6A

3.3 電流検出抵抗の計算

このセクションでは、電流検出ネットワークの部品の選択について説明します。LM5155 の電流検出ネットワークを構成する 4 つの部品を、図 3-1 に示します。 R_S は電流検出抵抗です。この抵抗は、制御ループのスイッチ電流を検出し、ピーク電流制限値を設定します。 R_F と C_F はローパス・フィルタを形成します。このフィルタは、高周波ノイズが電流検出信号に及ぼす影響を低減するために役立ちます。 R_{SL} は外部のスロープ補償を設定するもので、オプションです。一部のアプリケーションでは、LM5155 の内部スロープ補償は不十分で、 R_{SL} が必要です。

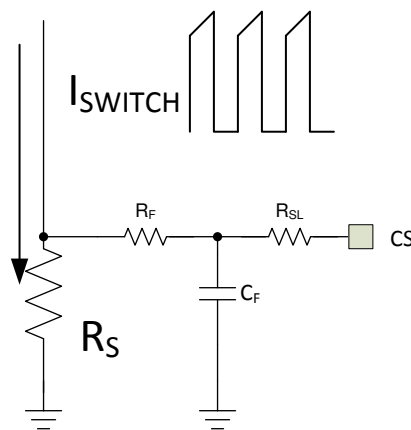


図 3-1. LM5155 の電流検出ネットワーク

3.3.1 電流検出抵抗とスロープ補償抵抗の選択

電流検出抵抗は、最低電源電圧 $V_{\text{SUPPLY_min}}$ が供給され、最高出力電力 $P_{\text{OUT_total}}$ を供給しているとき、ピーク電流制限保護がトリガされないように選択されます。部品の公差とレギュレータの非効率性を考えて、ピーク電流制限はトランスの1次巻線について計算されるピーク電流より多少大きく設定します。20%~30%のマージン ($M_{\text{I_LIMIT}} = 0.2 \sim 0.3$) が出発点として適切です。式9を使用して、目的のピーク・スイッチ電流制限値を計算します。この設計例では、 $M_{\text{I_LIMIT}}$ として30%を選択します。

$$I_{\text{L_PEAK_LIMIT_SET}} = (1 + M_{\text{I_LIMIT}}) \cdot I_{\text{L_PEAK_MAX}} = (1 + 0.3) \cdot 3.75\text{A} = 4.88\text{A} \quad (9)$$

適切な電流検出抵抗の選択は、反復的なプロセスです。最初のステップは、外部のスロープ補償が不要 ($R_{\text{SL}} = 0\Omega$) と仮定して、最大電流検出抵抗の値を計算することです。最大電流検出抵抗の値は、式10を使用して選択します。

$$R_{\text{S_MAX}} = 1.66 \frac{V_{\text{SL}} \cdot L_{\text{M}} \cdot f_{\text{SW}}}{\frac{N_{\text{P}}}{N_{\text{S}}} \cdot |V_{\text{LOAD}}|} = 1.66 \frac{40\text{mV} \cdot 21\mu\text{H} \cdot 250\text{kHz}}{\frac{1}{0.5} \cdot |5\text{V}|} = 34.9\text{m}\Omega \quad (10)$$

ここで

- V_{SL} は、LM5155 の内部の固定スロープ補償です

外部のスロープ補償が不要と仮定すると、電流検出抵抗の値は式11で計算できます。

$$R_{\text{S_wo_sl}} = \frac{V_{\text{CLTH}}}{I_{\text{L_PEAK_LIMIT_SET}}} = \frac{100\text{mV}}{4.88\text{A}} = 20.48\text{m}\Omega \quad (11)$$

ここで

- V_{CLTH} は、LM5155 の電流制限スレッショルドです

計算された $R_{\text{S_wo_sl}}$ 抵抗値が $R_{\text{S_MAX}}$ 抵抗値より小さければ、 $R_{\text{S_wo_sl}}$ を電流検出抵抗の値 (R_{S}) として選択します。計算された $R_{\text{S_wo_sl}}$ 抵抗値が、計算された $R_{\text{S_MAX}}$ 抵抗値より大きい場合、電流検出抵抗の値を減らすか、外部スロープ補償を追加するか、2つの方法があります。

- 電流検出抵抗の値を減らすと、内部スロープ補償の効果が増大します。LM5155 を使用するとき、外部スロープ補償がなければ、デューティ・サイクルに関係なく、ピーク・インダクタ電流制限は一定です。電流検出抵抗の値が小さいと、スイッチのピーク電流制限値が大きくなり、1次巻線に必要な飽和電流定格が増大します。
- 外部スロープ補償を追加します。ピーク・インダクタ電流制限は、電流検出ネットワークに外部スロープ補償が追加されたときの電源電圧によって変化します。

R_{SL} を $1\text{k}\Omega$ 未満のゼロでない値に設定すると、外部スロープ補償が追加されます。外部スロープ補償が必要なアプリケーションでは、式12を使用して R_{S} を計算します。

$$R_{\text{S_w_sl}} = \frac{L_{\text{M}} \cdot N_{\text{S}} \cdot f_{\text{sw}} \cdot (V_{\text{CLTH}} + D \cdot V_{\text{SLOPE}})}{D \cdot 0.833 \cdot N_{\text{P}} \cdot |V_{\text{LOAD}}| + I_{\text{L_PEAK_LIMIT_SET}} \cdot L_{\text{M}} \cdot N_{\text{S}} \cdot f_{\text{SW}}} \quad (12)$$

$$R_{\text{S_w_sl}} = \frac{21\mu\text{H} \cdot 0.5 \cdot 250\text{kHz} \cdot (100\text{mV} + 0.357 \cdot 40\text{mV})}{0.357 \cdot 0.833 \cdot 1 \cdot |5\text{V}| + 4.88\text{A} \cdot 21\mu\text{H} \cdot 0.5 \cdot 250\text{kHz}} = 20.97\text{m}\Omega$$

R_{SL} は、式13を使用して計算されます。

$$R_{\text{SL}} = \frac{V_{\text{CLTH}} - I_{\text{L_PEAK_LIMIT_SET}} \cdot R_{\text{S_w_sl}}}{I_{\text{SLOPE}} \cdot D} = \frac{100\text{mV} - 4.88\text{A} \cdot 20.06\text{m}\Omega}{30\mu\text{A} \cdot 0.357} = -223.4\Omega \quad (13)$$

ここで

- I_{SLOPE} は、LM5155 のスロープ補償電流源です
- D は、最低電源電圧でのデューティ・サイクルです

計算された R_{SL} の値が負なら、内部スロープ補償は十分で、追加のスロープ補償は必要ありません。計算された R_{SL} の値が最大値の $1k\Omega$ を超える場合、検出された電流の下りスロープを減らす必要があります。1 次巻線電流の下りスロープを減らすには、 L_M の 1 次巻線のインダクタンス値を増やす必要があります。1 次巻線のインダクタンス値を変更した場合、電流検出抵抗を再計算する必要があります。

設計手順に従い、電流検出抵抗の値として $20m\Omega$ (R_S) を選択しています。これは、式 14 で計算された値に最も近い標準の抵抗値です。外部スロープ補償は不要で、 R_{SL} に 0Ω を選択します。トランスの 1 次巻線のピーク電流制限は、式 14 を使用して計算します。

$$I_{L_PEAK_LIMIT} = \frac{V_{CLTH} - I_{SLOPE} \cdot R_{SL} \cdot D}{R_S} = I_{L_PEAK_LIMIT} = \frac{100mV - 30\mu A \cdot 0\Omega \cdot 0.375}{20m\Omega} = 5A \quad (14)$$

ここで

- D は、最低電源電圧でのデューティ・サイクルです

外部スロープ補償が追加されていないため、電源電圧に関係なく、トランスの 1 次巻線のピーク電流制限は一定です。トランスの 1 次巻線の飽和電流定格は $6A$ で、選択した R_S の値 $20m\Omega$ について適切です。

3.3.2 電流検出抵抗のフィルタの選択

すべての設計で、電流検出信号にローパス・フィルタを追加することを推奨します。 R_F と C_F には、図 3-1 に示すように、このローパス・フィルタが実装されています。このフィルタを追加すると、電流検出信号のリーディング・エッジのスパイクがもたらす影響を緩和できます。 R_F は、 $10\Omega \sim 200\Omega$ の範囲で選択します。この設計では、 R_F に 100Ω を選択します。適切な動作を保証するには、 C_F が式 15 で規定される値よりも小さい必要があります。

$$C_F < \frac{1-D}{3 \cdot R_F \cdot f_{SW}} = \frac{1-0.357}{3 \cdot 100\Omega \cdot 250kHz} = 1.89nF \quad (15)$$

C_F には $470pF$ を選択します。

3.4 MOSFET の選択

フライバック・コントローラ用の MOSFET の選択では、消費電力と電圧定格を重視します。MOSFET の消費電力は、導通損失とスイッチング損失という 2 つの異なる部分で構成されます。導通損失は、主に MOSFET の $R_{DS(ON)}$ 抵抗によって決まります。N チャネル MOSFET がオン/オフするとき、スイッチ・ノードの立ち上がりおよび立ち下がり間にスイッチング損失が発生します。立ち上がり時間と立ち下がり時間の間、MOSFET チャネルを流れる電流と、ドレインからソースへの大きな電圧降下が存在し、消費電力が発生します。スイッチ・ノードの立ち上がり時間と立ち下がり時間が長いほど、スイッチング損失は大きくなります。寄生容量を最小限に抑えた MOSFET を選択すると、スイッチング損失が低減されます。

合計ゲート電荷 (Q_{G_total}) は、内部 VCC レギュレータが電流制限に達するほど大きくしないことが必要です。特定の MOSFET の Q_{G_total} は、部品のデータシートに記載されています。選択したスイッチング周波数に対応する MOSFET の最大合計ゲート電荷は、式 16 で得られます。選択した MOSFET の Q_{G_total} は $35nC$ です。

$$Q_{G_total} < \frac{35mA}{f_{SW}} \quad (16)$$

MOSFET の RMS 電流は、式 17 を使用して推定されます。スイッチの RMS 電流を推定することで、十分に小さい $R_{DS(ON)}$ の値を持つ MOSFET を選択できます。

$$I_{MOS_RMS} = \sqrt{D \cdot \left(\left(\frac{P_{OUT_total}}{V_{SUPPLY_min} \cdot D} \right)^2 + \frac{\Delta I_{LM}^2}{12} \right)} = \sqrt{0.357 \cdot \left(\left(\frac{20.2W}{18V \cdot 0.357} \right)^2 + \frac{1.224^2}{12} \right)} = 1.89A \quad (17)$$

選択した MOSFET の $R_{DS(ON)}$ は $8.7m\Omega$ です。

MOSFET のドレインからソースへのブレイクダウン電圧定格は、式 18 で計算される、反射 2 次側電圧と最大入力電圧を加算した値よりも高い必要があります。

$$V_{DS} > \left(\frac{N_p}{N_s} V_{LOAD} \right) + V_{SUPPLY_max} = \left(\frac{1}{0.5} \cdot 5V \right) + 36V = 46V \quad (18)$$

1 次巻線の寄生リーク・インダクタンスにより、スイッチ・ノードの電圧は、式 18 で計算された値よりはるか上でリングングします。スイッチ・ノードのリングングを克服するために、電圧クランプを追加できます。このクランプの設計については、このアプリケーション・レポートでは説明しません。この設計では、電圧定格が 100V の MOSFET が選択されています。

3.5 ダイオードの選択

2 次側のダイオードの逆電圧定格は、1 次側トランス巻線から 2 次側巻線への反射電圧と、2 次側の負荷電圧を加算した値より大きい必要があります。2 次側ダイオードの逆電圧は、式 19 で計算します。

$$V_{D_reverse} = \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot V_{SUPPLY_max} \right) + V_{LOAD} = \left(\frac{0.5}{1} \cdot 36V \right) + 5V = 23V \quad (19)$$

リーク・インダクタンスの関係で、1 次側スイッチがオフになっているときに負のスパイクが発生します。この電圧スパイクを最小限に抑えるため、ダイオードの両端にスナバを追加する必要があります。スナバを追加しても、式 20 で計算した値に多少の電圧マージンを加える必要があります。このアプリケーションでは、逆電圧定格が 40V のダイオードを選択します。

2 次側ダイオードの平均電流は、式 20 で推定されます。

$$I_{D_AVG} = I_{LOAD} = 5A \quad (20)$$

ダイオードは、式 20 で計算した値に多少のマージンを加えた電流を伝導できる必要があります。この設計で選択したダイオードは、平均 10A の順方向電流を伝導できます。

3.6 出力コンデンサの選択

出力コンデンサは、負荷電圧リップルを平滑化し、負荷過渡時にエネルギー源となり、MOSFET のオン時間中に負荷にエネルギーを供給するために必要です。出力コンデンサのサイズを決定する実用的な方法は、必要な負荷過渡の仕様に基づくものです。負荷過渡仕様は、制御ループのクロスオーバー周波数に関連しています。この推定では、制御ループのクロスオーバー周波数は、右半面のゼロ周波数の 1/5 に設定されると仮定しています。右半面のゼロ周波数は、式 21 を使用して計算されます。

$$f_{CROSS} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{V_{LOAD}^2 \cdot (D')^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M} = \frac{1^2}{0.5^2} \cdot \frac{5^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 21\mu H} \cdot (1-0.357)^2 = 8.68kHz \quad (21)$$

この設計例では、負荷過渡仕様として、50% の負荷電流 (2A) から 100% の負荷電流 (4A) への負荷過渡時に、負荷電圧に 100mV を超えるオーバーシュートやアンダーシュートが発生しないことが示されています。指定された負荷過渡負荷電圧リップル要件を満たすため、式 22 を使用して推定負荷容量を計算します。

$$C_{LOAD_min} = \frac{\Delta I_{LOAD}}{2\pi \cdot f_{CROSS} \cdot \Delta V_{LOAD}} = \frac{2A}{2\pi \cdot 8.6kHz \cdot 100mV} = 366\mu F \quad (22)$$

ここで

- ΔI_{LOAD} は、負荷電流条件 (4A~2A) の差です
- ΔV_{LOAD} は、規定されたオーバーシュートとアンダーシュートの電圧仕様です

この設計では、 C_{LOAD} として 540 μF が選択されています。

3.7 入力コンデンサの選択

入力コンデンサは、動作中の電源リップル電圧を平滑化します。この設計では、電源電圧が最小値のとき、入力電圧リップルが 50mV 未満になるように設計されています。電源リップル電圧の仕様に基づいて、必要な入力コンデンサを推定するには、式 23 が使用されます。

$$C_{IN_min} = \frac{P_{OUT_total} \cdot (1-D)}{V_{SUPPLY_min} \cdot \Delta V_{SUPPLY} \cdot f_{SW}} = \frac{20.2W}{18V \cdot 50mV \cdot 250kHz} \cdot (1-0.357) = 57.7\mu F \quad (23)$$

入力コンデンサには 100μF が選択されます。入力コンデンサ・バンクの ESR を低減するため、セラミック・コンデンサが追加されています。

3.8 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源電圧を設定します。2 つのレベルを指定する必要があります。LM5155 が動作を開始する電圧 ($V_{SUPPLY(ON)}$) と、LM5155 がスタンバイ・モードに移行する電圧 ($V_{SUPPLY(OFF)}$) です。この例では、 $V_{SUPPLY(ON)}$ 電圧は 17V、 $V_{SUPPLY(OFF)}$ は 16V です。式 24 を使用して、上側の UVLO 抵抗 (R_{UVLOT}) を計算します。

$$R_{UVLOT} = \frac{0.967 \cdot V_{SUPPLY(ON)} - V_{SUPPLY(OFF)}}{5\mu A} = \frac{0.967 \cdot 17V - 16V}{5\mu A} = 86.66k\Omega \quad (24)$$

R_{UVLOT} には 100kΩ が選択されます。 R_{UVLOB} は式 25 を使用して計算されます。

$$R_{UVLOB} = \frac{1.5V \cdot R_{UVLOT}}{V_{SUPPLY(ON)} - 1.5V} = \frac{1.5V \cdot 100k\Omega}{17V - 1.5V} = 9.67k\Omega \quad (25)$$

R_{UVLOB} には 9.67kΩ が選択されます。

3.9 制御ループの補償

このセクションでは、連続導通モード動作でピーク電流モード制御のフライバック・レギュレータの制御ループを十分に安定させるための、一般的な手法について説明します。絶縁型フィードバック・パスを実装する回路を、図 3-2 に示します。1 次側と 2 次側間の電圧絶縁を維持するため、フォトカプラを使用します。図 3-2 では、LM5155 の FB ピンがグランドに接続されています。 C_{OPTO} は、フォトカプラの寄生容量です。この値は、選択した R_{PULLUP} の値によって異なり、フォトカプラのデータシートを使用して推定できます。 C_{COMP} が C_{OPTO} よりはるかに大きいと仮定すると、これによってループ計算を簡略化できます。ただし、 R_{PULLUP} と C_{OPTO} によって極が形成され、これはループを正確にモデル化するため考慮されます。絶縁型帰還の伝達関数の詳細なモデルについては、表 5-2 を参照してください。

制御ループのクロスオーバー周波数を設定し、帰還パスの極とゼロを配置して安定した動作を達成する方法は数多く存在します。ループ補償の選択プロセスは、いくつもの簡単な手順に分けられます。各手順について、以下のセクションで解説します。

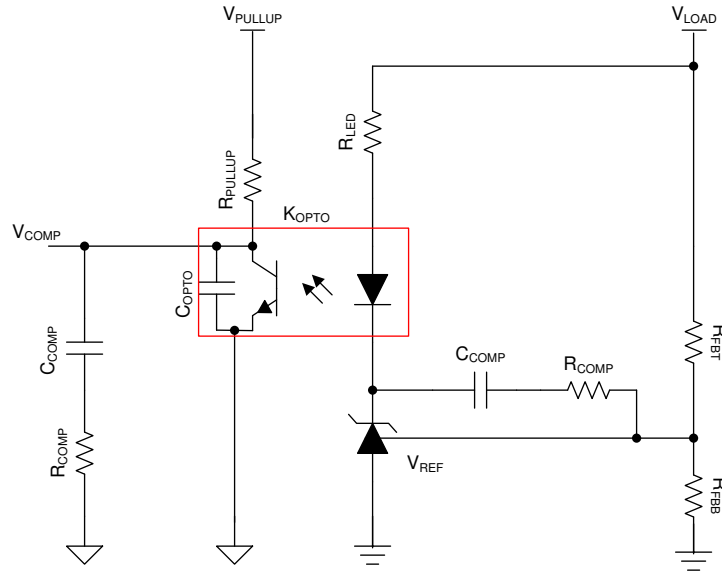


図 3-2. 絶縁型帰還

3.9.1 帰還抵抗の選択

図 3-2 に示す回路を実装するには、最初に電圧リファレンスを選択する必要があります。リファレンス電圧が 1.24V と低いことから、TLV431 が選択されています。負荷電圧がさらに高い設計の場合、リファレンス電圧が 2.5V の TL431 を使用してもかまいません。この設計の負荷電圧は 5V で、リファレンス電圧が 1.24V なら余裕があるため、電圧リファレンスを適切にバイアスできます。この設計では、上側の帰還抵抗 R_{FBT} に 30k Ω が選択されています。下側の帰還抵抗 R_{FBB} の計算には、式 26 が使用されます。

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\frac{V_{LOAD} - 1}{V_{REF}} - 1} = \frac{30k\Omega}{\frac{5V}{1.24V} - 1} = 9.89k\Omega \quad (26)$$

R_{FBB} には標準値の 9.78k Ω が選択されています。

3.9.2 R_{PULLUP} の選択

帰還回路を実装するには、 V_{PULLUP} と V_{COMP} の間に抵抗を接続することをお勧めします。このプルアップ電圧は、補助巻線電圧に応じて変化するか、または LM5155 の VCC 電圧です。この設計では、 V_{PULLUP} レールを 10V の補助巻線に接続します。式 27 を使用して、 R_{PULLUP} の最小値を計算します。

$$R_{PULLUP} > \frac{V_{PULLUP} - V_{COMP_max}}{I_{COMP_clamp}} = \frac{10V - 2.5V}{1.6mA} = 4.66k\Omega \quad (27)$$

R_{PULLUP} には 4.99k Ω が選択されます。

3.9.3 フォトカプラの選択

フォトカプラを選択するときは、電流伝達率 (CTR)、2 次側のダイオード電圧降下、1 次側の BJT の容量など、いくつかの主要なパラメータを考慮する必要があります。以下に示す式で、CTR は図 3-2 の K_{OPTO} 、ダイオード電圧降下は V_D 、BJT 容量は C_{OPTO} と、それぞれ同義です。

- 選択した部品によって、CTR は大幅に変化します。すべての動作条件にわたって、CTR の値に最大 600% のばらつきが生じる可能性があります。CTR の公差がこのように大きいことから、ループ補償部品を選択するには、最小 CTR 値と最大 CTR 値を考慮する必要があります。この設計では、選択したフォトカプラの CTR は 100%~200% です。

- ダイオードの電圧降下は、 R_{LED} 値の選択に影響を与えます。確実な動作が行えるよう、電圧リファレンスに十分な電圧を供給する必要があることから、ダイオードの電圧降下は十分に小さくする必要があります。選択したフォトカプラのダイオード電圧降下は $1.4V$ です。
- プルアップ抵抗 (R_{PULLUP}) と寄生容量 (C_{OPTO}) は極を形成し、制御ループの最大クロスオーバー周波数を制限します。プルアップ抵抗を選択すると、フォトカプラのデータシートからフォトカプラの容量が計算されます。選択したフォトカプラの静電容量は、約 $3.3nF$ と計算されます。クロスオーバー周波数は極よりも低くする必要があります。この設計では約 $9.66kHz$ です。

選択したフォトカプラの主要なパラメータの要約を、表 3-2 に示します。

表 3-2. 選択したフォトカプラのパラメータ

パラメータ	値
K_{OPTO_min}	100%
K_{OPTO_max}	200%
V_D	1.4V
C_{OPTO}	3.3nF
$V_{CE(sat)}$	200mV

3.9.4 R_{LED} の選択

フォトカプラ・ダイオード R_{LED} と直列に接続された抵抗は、制御ループの中帯域ゲインに直接影響を及ぼします。式 28 は、 R_{LED} の最大値を計算し、1 次側の V_{COMP} 電圧をフォトカプラ BJT の飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ まで確実にプルアップできるようにするため使用されます。

$$R_{LED} < \frac{(V_{LOAD} - V_{REF} - V_D) \cdot R_{PULLUP} \cdot K_{OPTO_min}}{V_{PULLUP} - V_{CEsat}} = \frac{(5V - 1.24V - 1.4V) \cdot 4.99k\Omega \cdot 1}{10V - 200mV} = 1.2k\Omega \quad (28)$$

R_{LED} には $1k\Omega$ を選択します。

3.9.5 クロスオーバー周波数の選択

ループのクロスオーバー周波数は、右半面のゼロ周波数の $1/5$ で、BJT 容量とプルアップ抵抗で設定される極よりも低くなるよう選択されます。右半面のゼロ周波数の $1/5$ を計算する方法の詳細を、式 29 に示します。

$$f_{CROSS} = \frac{f_{Z_RHP}}{5} = \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{V_{LOAD}^2 \cdot (D')^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M \cdot P_{OUT_total}} = \frac{1^2}{0.5^2} \cdot \frac{5^2 \cdot (1 - 0.357)^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 21\mu H} = 8.68kHz \quad (29)$$

クロスオーバー周波数 (f_{CROSS}) には、右半面のゼロ周波数の $1/5$ より小さい値を選択します。温度およびプロセスに対する部品の公差を確保するため、クロスオーバー周波数として $6kHz$ を選択します。

3.9.6 必要な R_{COMP} の判定

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。 R_{COMP} 抵抗値を減らすとクロスオーバー周波数が低くなりますが、指定された電源電圧範囲にわたって制御ループが安定した状態を維持するのに役立ちます。求められるループのクロスオーバー周波数は $6kHz$ なので、 R_{COMP} は式 30 で計算されます。

$$R_{COMP} = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{LOAD} \cdot R_S \cdot f_{CROSS} \cdot R_{LED}}{G_{COMP} \cdot K_{OPTO_max} \cdot (1 - D)} = \frac{0.5}{1} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 540\mu F \cdot 20m\Omega \cdot 6kHz \cdot 1k\Omega}{0.142 \cdot 2 \cdot (1 - 0.357)} = 1.15k\Omega \quad (30)$$

R_{COMP} には $1k\Omega$ を選択します。

3.9.7 必要な C_{COMP} の判定

R_{COMP} 抵抗と C_{COMP} コンデンサにより、補償ネットワークの低周波数ゼロが設定され、位相ブーストが得られます。このゼロ周波数の配置は、制御ループの過渡応答に大きく影響します。十分な位相マージンを確保するための適切な方針

は、クロスオーバー周波数 (f_{CROSS}) と変調器の低周波数極の幾何平均にゼロを配置することです。式 31 は、エラー・アンプの低周波数ゼロを、 f_{CROSS} と、プラントの低周波数極 ($\omega_{\text{P_LF}}$) との幾何平均に配置します。

$$C_{\text{COMP}} = \sqrt{\frac{C_{\text{LOAD}} \cdot V_{\text{LOAD}}^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{COMP}}^2 \cdot f_{\text{CROSS}} \cdot (1 + D)}} = \sqrt{\frac{540 \mu\text{F} \cdot 5\text{V}^2}{2 \cdot \pi \cdot 1\text{k}\Omega^2 \cdot 6\text{kHz} \cdot (1 + 0.217)}} = 120\text{nF} \quad (31)$$

ここで

- D は、最低電源電圧でのデューティ・サイクルです (0.217)

この設計では、追加の位相マージンを確保できるよう、 C_{COMP} に 220nF を選択しています。

4 部品の選択の概要

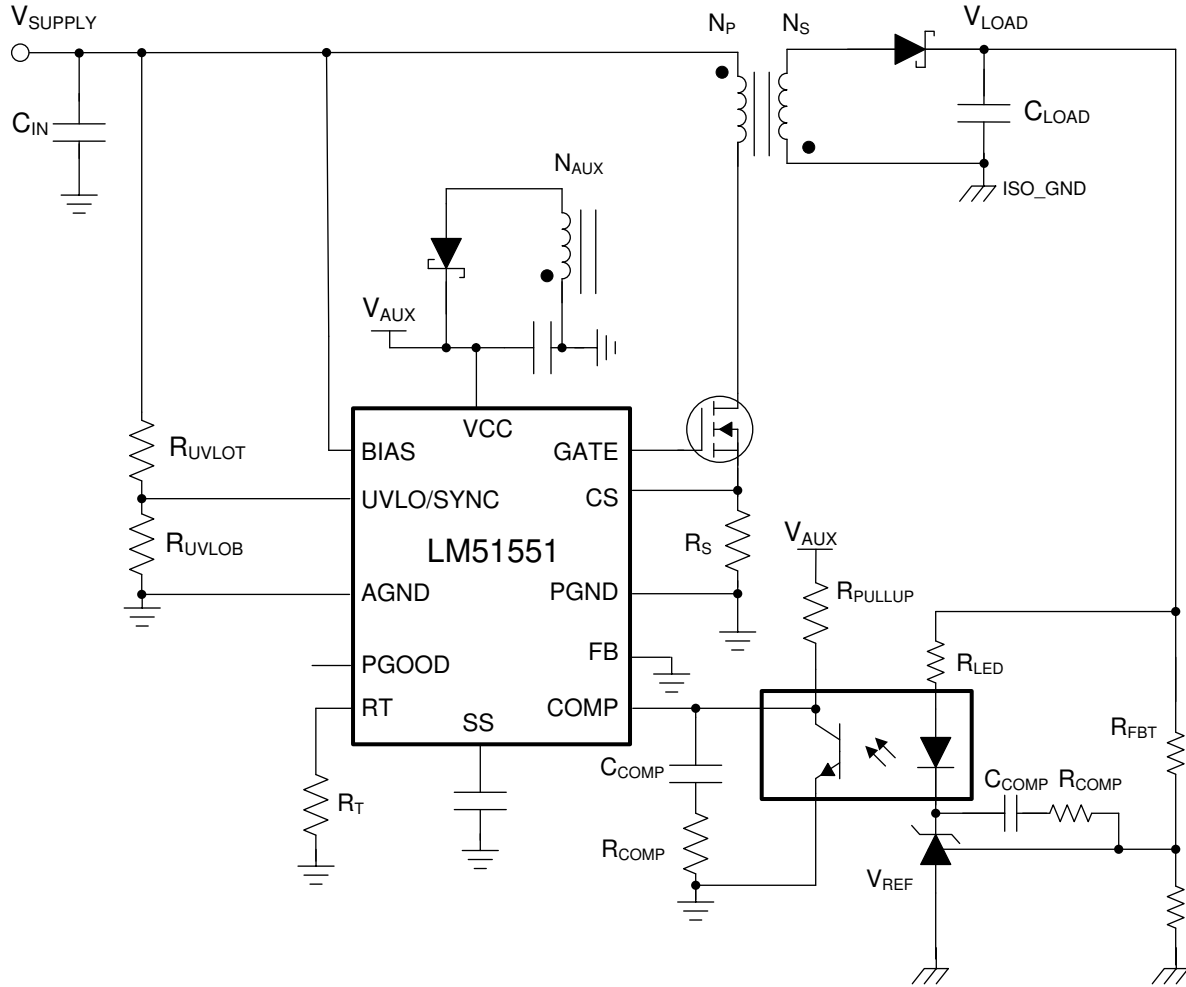


図 4-1. アプリケーション回路

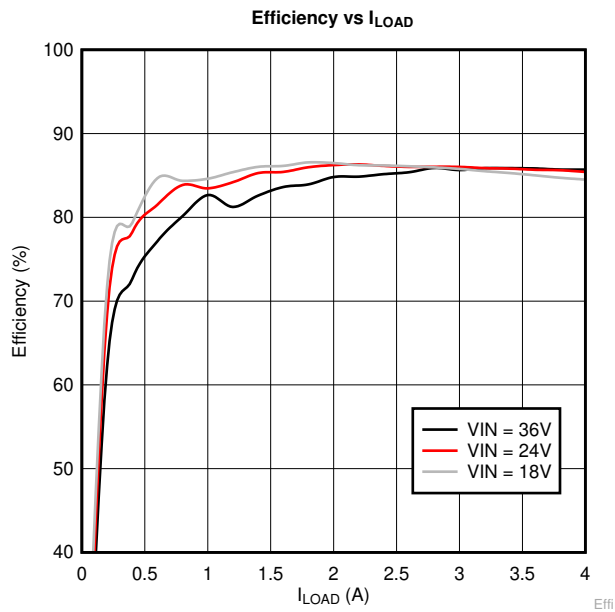


図 4-2. 効率と I_{LOAD} との関係

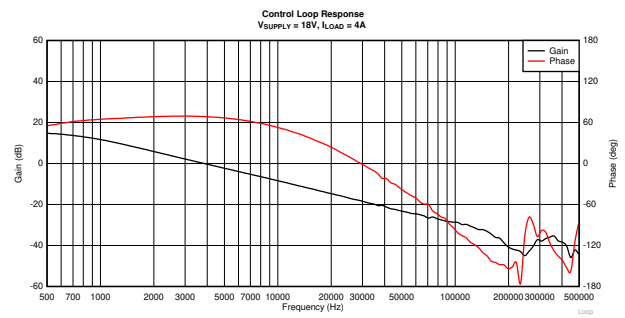


図 4-3. 制御ループ応答 $V_{SUPPLY} = 18V$ 、 $I_{LOAD} = 4A$

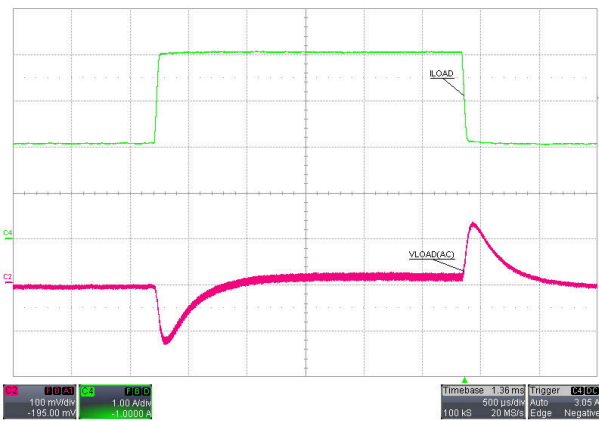


図 4-4. 負荷ステップ: $I_{LOAD} = 2A \sim 4A$ 、 $V_{SUPPLY} = 18V$

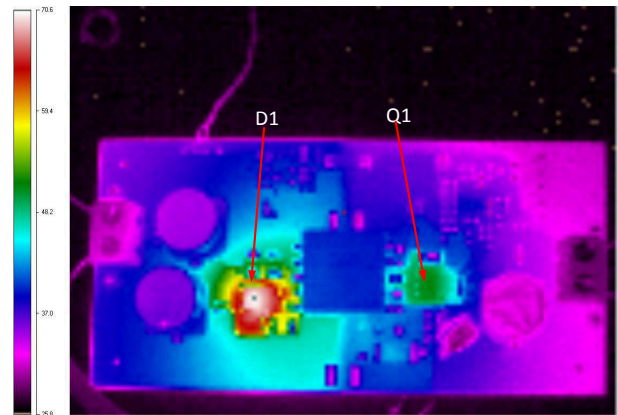


図 4-5. 熱画像: $V_{SUPPLY} = 18V$ 、 $I_{LOAD} = 4A$

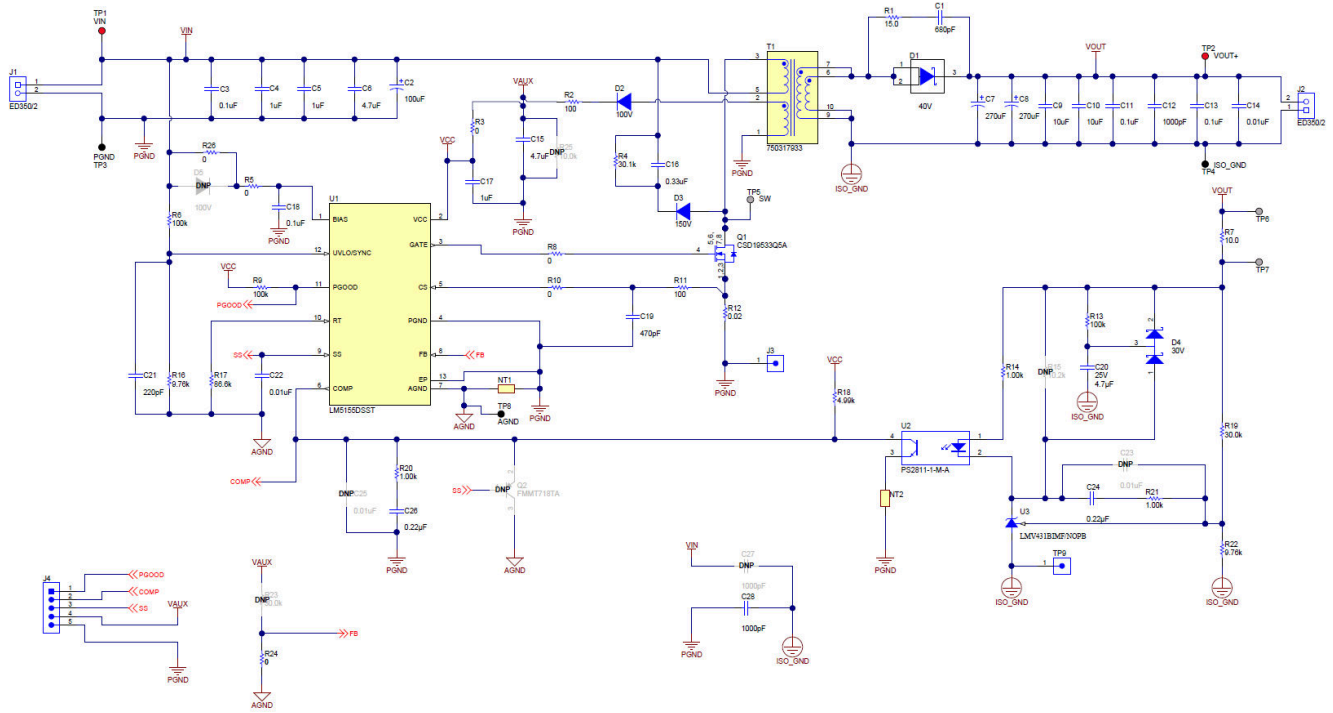


図 4-6. LM5155EVM-FLY の回路図

表 4-1. 部品表

項目	数量	値	説明	パッケージ参照	部品番号	メーカー
C1	1	680pF	CAP, CERM, 680pF, 100V, ±10%, X7R, 0603	0603	GRM188R72A681KA01D	MuRata
C2	1	100μF	CAP, ポリマー・ハイブリッド, 100μF, 50V, ±20%, 28Ω, 10×10 SMD	10×10	EEHZC1H101P	Panasonic
C3	1	0.1μF	CAP, CERM, 0.1μF, 50V, ±20%, X7R, 0805	0805	08055C104MAT2A	AVX
C4, C5	2	1μF	CAP, CERM, 1μF, 50V, ±10%, X7R, 0805	0805	08055C105KAT2A	AVX
C6	1	4.7μF	CAP, CERM, 4.7μF, 50V, ±10%, X7R, 1206	1206	C3216X7R1H475K160AC	TDK
C7, C8	2	270μF	CAP, アルミニウム・ポリマー, 270μF, 25V, ±20%, 0.027Ω, D10×L12.7mm SMD	D10×L12.7mm	PCV1E271MCL1GS	Nichicon
C9, C10	2	10uF	CAP, CERM, 10μF, 25V, ±10%, X7R, 1210	1210	885012209028	Würth Elektronik
C11, C13	2	0.1μF	CAP, CERM, 0.1μF, 25V, ±10%, X7R, 0603	0603	C1608X7R1E104K080AA	TDK
C12	1	1000pF	CAP, CERM, 1000pF, 25V, ±10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71E102KA01D	MuRata
C14	1	0.01μF	CAP, CERM, 0.01μF, 50V, ±10%, X7R, AEC-Q200 グレード 1, 0603	0603	GCM188R71H103KA37D	MuRata
C15	1	4.7μF	CAP, CERM, 4.7μF, 35V, ±10%, X5R, 0603	0603	GRM188R6YA475KE15D	MuRata
C16	1	0.33μF	CAP, CERM, 0.33μF, 100V, ±10%, X7R,		C3216X7R2A334K130AA	TDK
C17	1	1μF	CAP, CERM, 1μF, 16V, ±20%, X7R, AEC-Q200 グレード 1, 0603	0603	GCM188R71C105MA64D	MuRata
C18	1	0.1μF	CAP, CERM, 0.1μF, 50V, ±10%, X7R, 0603	0603	C1608X7R1H104K080AA	TDK
C19	1	470pF	CAP, CERM, 470pF, 50V, ±10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71H471KA01D	MuRata
C20	1	4.7μF	CAP, CERM, 4.7μF, 25V, ±10%, X6S, AEC-Q200 グレード 2, 0603	0603	GRT188C81E475KE13D	MuRata
C21	1	220pF	CAP, CERM, 220pF, 50V, ±5%, C0G/NP0, 0603	0603	C0603C221J5GACTU	Kemet
C22	1	0.01μF	CAP, CERM, 0.01μF, 16V, ±10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71C103KA01D	MuRata
C24, C26	2	0.22μF	CAP, CERM, 0.22μF, 16V, ±10%, X7R, AEC-Q200 グレード 1, 0603	0603	CL10B224K08VPNC	Samsung
C28	1	1000pF	CAP, CERM, 1000pF, 2000V, ±10%, X7R, 1812	1812	1812GC102K1A	AVX
D1	1	40V	ダイオード, ショットキー, 40V, 10A, AEC-Q101, TO-277A	TO-277A	SS10P4-M3/87A	Vishay-Semiconductor
D2	1	100V	ダイオード, スイッチング, 100V, 0.2A, SOD-323	SOD-323	MMDL914-TP	Micro Commercial Components
D3	1	150V	ダイオード, 超高速整流器, 150V, 1A, SMA	SMA	ES1C-13-F	Diodes Inc.
D4	1	30V	ダイオード, ショットキー, 30V, 0.2A, SOT-323	SOT-323	BAT54SWT1G	Fairchild Semiconductor
H1, H2, H3, H4	4		Bumpon, 円筒形, 0.312 × 0.200, 黒色	Black Bumpon	SJ61A1	3M
J1, J2	2		端子ブロック, 5mm, 2 極, TH	TH, 2 リード, 本体 10×9mm, ピン間隔 5mm	ED350/2	On-Shore Technology

表 4-1. 部品表 (continued)

項目	数量	値	説明	パッケージ参照	部品番号	メーカー
J3, TP9	2		テスト・ポイント・スロット付き .118", TH	テスト・ポイント、TH スロット・テスト・ポイント	1040	Keystone
J4	1		ヘッダ、2.54mm、5×1、錫、TH	ヘッダ、2.54mm、5×1、TH	PEC05SAAN	Sullins Connector Solutions
Q1	1	100V	MOSFET, N-CH, 100V, 13A, DQJ0008A (VSONP-8)	DQJ0008A	CSD19533Q5A	テキサス・インスツルメンツ
R1	1	15.0	RES, 15.0, 1%, 0.5W, 1210	1210	ERJ-14NF15R0U	Panasonic
R2, R11	2	100	RES, 100, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	ERJ-3EKF1000V	Panasonic
R3	1	0	RES, 0, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	RMCF0603ZT0R00	Stackpole Electronics Inc
R4	1	30.1k	RES, 30.1k, 1%, 1W, AEC-Q200 グレード 0, 2512	2512	CRCW251230K1FKKEG	Vishay-Dale
R5, R8, R10, R24, R26	5	0	RES, 0, 5%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	ERJ-3GEY0R00V	Panasonic
R6, R9, R13	3	100k	RES, 100k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	CRCW0603100KFKEA	Vishay-Dale
R7	1	10.0	RES, 10.0, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	CRCW060310R0FKEA	Vishay-Dale
R12	1	0.02	RES, 0.02, 1%, 1W, 0612	0612	PRL1632-R020-F-T1	Susumu Co Ltd
R14	1	1.00k	RES, 1.00k, 1%, 0.1W, 0603	0603	ERJ-3EKF1001V	Panasonic
R16, R22	2	9.76k	RES, 9.76k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	CRCW06039K76FKEA	Vishay-Dale
R17	1	86.6k	RES, 86.6k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	CRCW060386K6FKEA	Vishay-Dale
R18	1	4.99k	RES, 4.99k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	CRCW06034K99FKEA	Vishay-Dale
R19	1	30.0k	RES, 30.0k, 1%, 0.1W, 0603	0603	RC0603FR-0730KL	Yageo
R20, R21	2	1.00k	RES, 1.00k, 0.1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	0603	ERA3AEB102V	Panasonic
T1	1	21μH	トランス、21μH、SMT	13.97×18.25 mm	750317933	Wurth Elektronik
TP1, TP2	2		テスト・ポイント、ミニチュア、赤色、TH	赤色ミニチュア・テストポイント	5000	Keystone
TP3, TP4, TP8	3		テスト・ポイント、ミニチュア、黒色、TH	黒色ミニチュア・テストポイント	5001	Keystone
TP5	1		PC テスト・ポイント、SMT	PC テスト・ポイント、SMT	5017	Keystone
U1	1		2.2MHz、入力範囲の広い非同期昇圧、SEPIC、フライバック・コントローラ、DSS0012B (WS0N-12)	DSS0012B	LM5155DSST	テキサス・インスツルメンツ
U2	1		フォトカプラ、2.5kV、100~200% CTR、SMT	PS2811-1	PS2811-1-M-A	California Eastern Laboratories
U3	1		低電圧 (1.24V) 可変高精度シャント・レギュレータ、3 ピン SOT-23、鉛フリー	DBZ0003A	LMV431BIMF/NOPB	テキサス・インスツルメンツ

5 小信号周波数解析

このセクションでは、LM5155 が絶縁フライバック・レギュレータとして構成されているとき、制御ループをモデル化するために使用される詳細な式を示します。これらの式は、レギュレータが連続導通モードで動作しているときのみに有効です。これらの簡略化された式を使用すると、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維持されません。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。

5.1 フライバック・レギュレータの変調器のモデル化

連続導通モードのピーク電流モード・フライバック・レギュレータのプラントをモデル化する式を、次に示します。

表 5-1. 制御ループの式

	簡略化した式	包括的な式
変調器の式		
変調器の伝達関数	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)}$	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)}$
変調器の DC ゲイン		$A_M = G_{COMP} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_{LOAD}^2}{P_{OUT}} \cdot \frac{(1-D)}{(1+D)A_{CS} \cdot R_S}$
RHP ゼロ		$\omega_{Z_RHP} = \frac{N_P^2 \cdot V_{LOAD}^2 (1-D)^2}{N_S^2 \cdot P_{OUT} \cdot L_M \cdot D}$
ESR ゼロ		$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{LOAD} \cdot R_{ESR}}$
低周波の極		$\omega_{P_LF} = \frac{1+D}{C_{LOAD} \cdot \frac{V_{LOAD}^2}{P_{OUT}}}$
分数調波の 2 重極	考慮対象外	$\omega_n = \pi \cdot f_{SW}$
品質係数	考慮対象外	$Q = \frac{1}{\pi \left[D' \cdot \left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) - \frac{1}{2} \right]}$
スロープ補償	考慮対象外	$s_e = (V_{SLOPE} + I_{SLOPE} \cdot R_{SL}) \cdot f_{SW}$
検出された立ち上がりインダクタ・スロープ	考慮対象外	$s_n = \frac{V_{SUPPLY} \cdot (1-D) \cdot R_S \cdot A_{CS}}{L_M}$

5.2 補償のモデル化

これらの式は、[図 3-2](#) に示す絶縁補償ネットワークをモデル化します。

表 5-2. 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	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1_EA}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1_EA}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2_EA}}\right)}{s \cdot (k_1 \cdot s^2 + k_2 \cdot s + 1)}$
帰還 DC ゲイン	$A_{FB} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{PULLUP}}{R_{LED} \cdot R_{FBT} \cdot C_{COMP}}$	
最初の低周波数のゼロ	$\omega_{Z1_EA} = \frac{1}{(R_{COMP} + R_{FBT}) \cdot C_{COMP}}$	
2 番目の低周波数のゼロ	$\omega_{Z2_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	
低周波の極	$\omega_{P_EA} = \frac{1}{(R_{COMP} + R_{PULLUP}) \cdot C_{HF}}$	該当なし
K1	考慮対象外	$k_1 = C_{COMP} \cdot C_{OPTO} \cdot R_{COMP} \cdot R_{PULLUP}$
K2	考慮対象外	$k_2 = C_{COMP} \cdot (R_{COMP} + R_{PULLUP}) + C_{OPTO} \cdot R_{PULLUP}$
中間バンドのゲイン	$G_{MID} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{COMP}}{R_{LED}}$	$G_{MID} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{COMP} \cdot (R_{FBT} + R_{COMP})}{R_{LED} \cdot R_{FBT} \cdot (R_{COMP} + R_{PULLUP})}$

6 改訂履歴

Changes from Revision * (February 2019) to Revision A (January 2023)	Page
• 文書全体にわたって表、図、相互参照の採番方法を更新.....	1
• 式を更新.....	10

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