

## Application Note

## LM5123 を使用して昇圧コンバータを設計する方法



Garrett Roecker

## 概要

LM5123 デバイスは、入力範囲が広い同期整流昇圧コントローラであり、エンベロープ・トラッキング機能が搭載されています。システムの設計要件を満たすため、このデバイスには、イネーブルとプログラム可能な高精度 UVLO、プログラム可能なソフト・スタート、プログラム可能なスイッチング周波数、調整可能な制御ループ補償など、いくつかの機能も内蔵されています。このアプリケーション・ノートでは、動的にプログラム可能な出力電圧を備えた昇圧コントローラを設計する方法について詳しく説明します。このデザインの成果は LM5123EVM-BST 評価基板で測定しており、その結果を『LM5123EVM-BST ユーザー・ガイド』に示しています。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 設計例.....	2
2 計算と部品の選択.....	3
2.1 スwitchング周波数.....	3
2.2 インダクタの初期計算.....	3
2.3 電流センス抵抗の選択.....	5
2.4 インダクタの選択.....	6
2.5 出力コンデンサの選択.....	6
2.6 入力コンデンサの選択.....	7
2.7 帰還抵抗の選択.....	7
2.8 UVLO 抵抗の選択.....	8
2.9 ソフトスタート・コンデンサの選択.....	8
2.10 制御ループの補償.....	9
2.11 MOSFET の選択.....	10
3 実装結果.....	12
4 小信号周波数解析.....	16
4.1 昇圧レギュレータの変調器のモデル化.....	16
4.2 補償のモデル化.....	18
4.3 開ループのモデル化.....	19
5 リソース.....	20

## 図の一覧

図 1-1. 代表的なアプリケーション.....	2
図 2-1. 周波数と RT との関係.....	3
図 2-2. リップル比と $V_{SUPPLY}$ との関係.....	4
図 2-3. 可変負荷電圧構成.....	7
図 2-4. 固定負荷電圧構成.....	7
図 2-5. 制御ループ補償回路.....	9
図 2-6. タイプ 2 補償.....	9
図 3-1. $V_{LOAD} = 24V$ での効率.....	12
図 3-2. $V_{LOAD} = 35V$ での効率.....	12
図 3-3. 負荷過渡 $V_{LOAD} = 24V$ 、 $V_{SUPPLY} = 8V$ .....	12
図 3-4. 負荷過渡 $V_{LOAD} = 35V$ 、 $V_{SUPPLY} = 8V$ .....	12
図 3-5. 35V ループ.....	12
図 3-6. 24V ループ.....	12

図 3-7. LM5123EVM-BST の回路図..... 13  
 図 4-1. 変調器の伝達関数..... 16  
 図 4-2. 補償回路の伝達関数..... 18  
 図 4-3. 開ループ伝達関数..... 19

**表の一覧**

表 1-1. 設計パラメータ..... 2  
 表 2-1.  $V_{LOAD}$  範囲の選択..... 7  
 表 2-2. 昇圧レギュレータ MOSFET の電力損失..... 11  
 表 3-1. 部品リスト..... 14  
 表 4-1. 電源の式..... 16  
 表 4-2. 補償モデル化の式..... 18  
 表 4-3. 開ループモデル化の式..... 19

**商標**

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

**1 設計例**

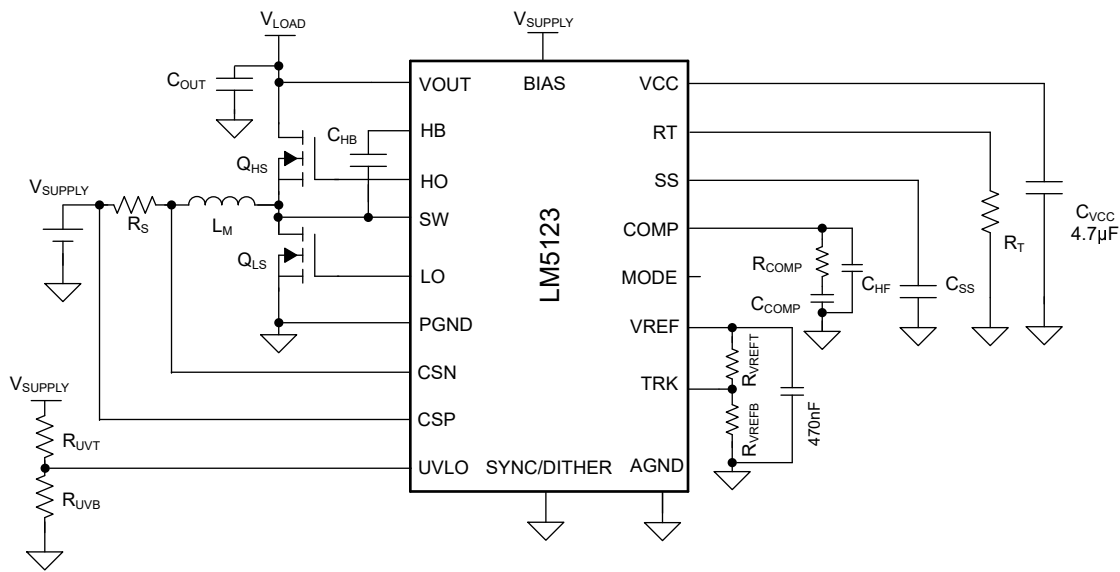


図 1-1. 代表的なアプリケーション

この設計例では、可変負荷電圧の昇圧回路を作成します。クラス H オーディオ・アンプや LED ドライバなどのアプリケーションは、システム効率を大幅に向上させるために、昇圧レギュレータによる可変出力電圧を必要とします。この設計例の負荷電圧範囲は 24V~33V であり、標準的な 12V 車載バッテリーから最大 200W の電力を供給できます。出力電圧は、デバイスの TRK ピンを使って調整します。詳細なパラメータを 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	テスト条件	最小値	代表値	最大値	単位	
<b>入力電圧特性</b>						
入力電圧範囲	動作	8	14	18	V	
	入力 UVLO レベル	ターンオフ		5.2		V
		ターンオン		6.2		V
<b>出力特性</b>						
負荷電圧	$V_{TRK} = 400\text{mV}$ ( $V_{LOAD\text{min}}$ )		24		V	
	$V_{TRK} = 583\text{mV}$ ( $V_{LOAD\text{max}}$ )		35		V	
$P_{OUT\text{max}}$	$V_{SUPPLY} = 8\text{V} \sim 18\text{V}$		200W		W	
<b>システム特性</b>						

表 1-1. 設計パラメータ (続き)

パラメータ	テスト条件	最小値	代表値	最大値	単位
f <sub>sw</sub>			440		kHz

## 2 計算と部品の選択

最大出力電力において連続導通モード (CCM) で動作する昇圧コンバータを実装するため、LM5123 固有の計算結果を示します。部品の計算は、表 1-1 に示す設計パラメータに基づいています。この手順では、可変出力電圧アプリケーション用に設計する方法について詳しく説明しますが、固定出力電圧アプリケーションにも有効です。固定出力電圧設計の場合、V<sub>LOADmin</sub> パラメータは V<sub>LOADmax</sub> と同じ値に設定するだけです。

### 2.1 スイッチング周波数

設計パラメータが与えられたとき、設計において重要な手順は、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の最終的な選択にあたっては、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検討することになります。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。内部発振器に必要な周波数設定抵抗を式 1 に示します。

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{sw}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{440\text{kHz}} - 955 = 49.2\text{k}\Omega \quad (1)$$

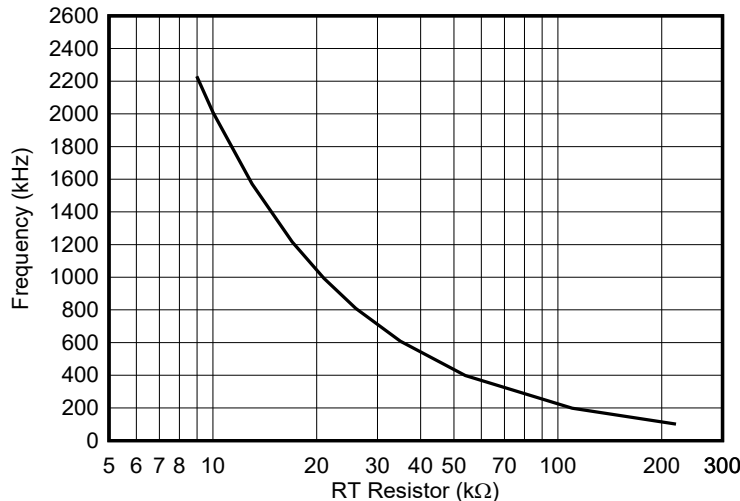


図 2-1. 周波数と RT との関係

このアプリケーション例では、440kHz のスイッチング周波数を選定し、R<sub>T</sub> には標準値として 49.9kΩ、許容誤差 1% を選択しています。440kHz を選定した理由は、電力密度と効率との間でバランスのとれたソリューションを実現できること、また、伝導性エミッションが大きく制限されている AM 帯域 (530kHz~1.8MHz) を避けることによるものです。

このデバイスの内部発振器は、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できます。LM5123 には、最大デューティ・サイクル制限があり、これは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 インダクタの初期計算

昇圧レギュレ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) を基準に計算されます。リップル比は、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されます。昇圧トポロジでは、平均インダクタ電流は平均入力電流と等しくなります。インダクタンス値の選択を左右する主な検討事項は、インダクタの電力損失、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<sub>Z\_RHP</sub>) の 3 つです。

- インダクタンス値が大きくなると、リップル比は減少し、インダクタのコア損失と RMS 電流も減少しますが、インダクタの DCR に起因する損失も増加します。インダクタの選択は、レギュレータの電力損失に影響を与えるため、設計の効率を最適化するように考慮する必要があります。

- インダクタンス値は、デューティ・サイクルが約 **50%** を超えたときに低調波発振を防止するために十分な大きさにする必要があります。LM5123 には、電流センス・アンプの入力を基準とする **45mV** 固定の内部スロープ補償が実装されています。ピーク電流モード制御アーキテクチャの場合、低調波発振を防止するために、追加のスロープ補償が必要です。
- RHP** ゼロ周波数は、最大制御ループ帯域幅の制限要因です。したがって、制御ループのクロスオーバー周波数をできるだけ高くするには、**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** ゼロ周波数が上昇します。インダクタンス値を小さくすると、リップル比が大きくなることに注意してください。相対制御ループ帯域幅が増加すると、一定の負荷ステップに必要な出力容量が減少します。

最大リップル比が **30%~60%** の場合、上記の検討事項の間でバランスのとれた妥協点が得られます。この例では、インダクタ電流の最大リップル比を **60%** としています。インダクタンス値を適切に選択するため、最大出力電圧 ( $V_{LOADmax}$ ) と最大出力電力 ( $P_{OUTmax}$ ) でのリップル比を計算します。連続導通モードでは、デューティ・サイクルは、**式 2** を使って推定されます。リップル比は、**式 3** を使って計算します。

$$D = 1 - \frac{V_{SUPPLY}}{V_{LOAD}} \quad (2)$$

$$RR = \frac{V_{SUPPLY}^2 \cdot D}{I_{LOAD} \cdot L_M \cdot V_{LOAD} \cdot f_{SW}} \quad (3)$$

ここで、

- $V_{SUPPLY}$  は電力段の入りに供給される電圧
- $V_{LOAD}$  は目標電圧レギュレーション
- $I_{LOAD}$  は出力電流
- $L_M$  はインダクタの励磁インダクタンス
- $f_{SW}$  はスイッチング周波数

どの動作点で最大リップル比になるのかについては、デューティ・サイクル範囲に依存します。**CCM** 動作では、最大リップル比は、通常、デューティ・サイクル **33%** で発生します。最大入力電圧でのデューティ・サイクルが **33%** を超える場合、最大リップル比は  $V_{SUPPLYmax}$  で発生します。最小入力電圧でのデューティ・サイクルが **33%** 未満の場合、最大リップル比は  $V_{SUPPLYmin}$  で発生します。

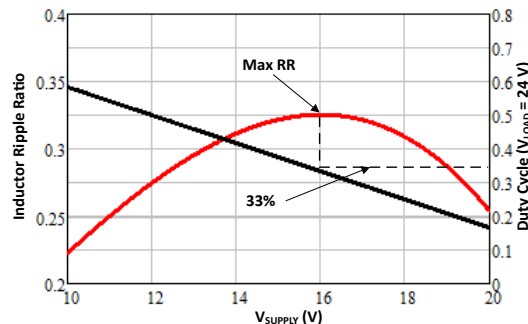


図 2-2. リップル比と  $V_{SUPPLY}$  との関係

**式 2** を使用すると、出力電圧が  $V_{LOADmax}$  に設定されているとき、最大入力電圧でのデューティ・サイクルは **48.6%** と計算されます。最大リップル比は、 $V_{SUPPLY}$  が指定された最大値のときに発生します。設計が **33%** のデューティで動作する場合、**式 4** を使用して、指定されたデューティ・サイクルでの電源電圧を逆算します。

$$V_{SUPPLY\_dILmax} = V_{LOAD} \cdot (1 - D_{dILmax}) \quad (4)$$

ここで

- $D_{dILmax}$  は **33%** です

この設計例では、 $V_{SUPPLY\_dILmax}$  は **18V** です。最大リップル比の動作点、目標とするリップル比、負荷電流、スイッチング周波数がわかれば、**式 5** を使ってインダクタンスを計算できます。

$$L_{M\_calc} = \frac{V_{SUPPLY}^2 \cdot D}{I_{LOAD} \cdot RR \cdot V_{LOAD} \cdot f_{SW}} = \frac{18V^2 \cdot 0.486}{5.71A \cdot 0.6 \cdot 35V \cdot 440kHz} = 2.98 \mu H \quad (5)$$

設計基準を満たすために、標準インダクタンス **2.6μH** を選択します。

ピーク・インダクタ電流が最大になるのは、最小電源電圧  $V_{SUPPLY\_min}$ 、および最大負荷電流  $I_{LOADmax}$  のときです。ピーク・インダクタ電流は、平均入力電流とインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップルの半分との和であり、**式 6** を使って計算されます。

$$I_{LPEAKmax} = \frac{V_{LOAD} \cdot I_{LOAD}}{V_{SUPPLY}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{SUPPLY} \cdot D}{L_M \cdot f_{SW}} = \frac{35V \cdot 5.71A}{8V} + \frac{1}{2} \cdot \frac{8V \cdot 0.771}{2.6\mu H \cdot 440kHz} = 27.67A \quad (6)$$

### 2.3 電流センス抵抗の選択

LM5123 には、電流センス・アンプの入力を基準として、**45mV** の固定スロープ補償ランプがあり、**60mV** の検出ピーク電流制限があります。電流センス抵抗の大きさは、スロープ補償が固定値であるため、低調波の発振を防止できるように、また、最大の電力供給が可能になるように設定されています。その選択プロセスは、反復プロセスです。これら **2** つの個別の境界条件を分析することで、正しい抵抗値を計算できます。

最大電流センス抵抗の値は、低調波発振を防止するのに十分なスロープ補償に基づいて、**式 7** に示すように計算されます。最大電流センス抵抗の値は、最小電源電圧および最大目標負荷電圧で発生する最大デューティ・サイクルにおいて計算されます。

$$R_{CSslope} \leq \frac{1.5 \cdot L_M \cdot V_{SL} \cdot f_{SW}}{(V_{LOAD} - V_{SUPPLY})} = \frac{1.5 \cdot 2.6\mu H \cdot 45mV \cdot 440kHz}{(35V - 8V)} = 2.86 m\Omega \quad (7)$$

計算に基づき、最大デューティ・サイクルで低調波の発振を防止するためには、電流センス抵抗の最終的な選択値は、**2.86mΩ** 未満にする必要があります。 $R_{CSmax}$  の値は、選択したインダクタンスの値に比例することに注意してください。

**セクション 2.2** で計算されたピーク・インダクタ電流を使って、最大出力電力が得られる電流センス抵抗の大きさを決定します。部品の公差および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いくらか余裕を見て、大きめのピーク電流制限を選択します。通常、**5%~20%** の範囲を使用します。この例では、**20%** のマージンを選択します。ピーク・インダクタ電流制限は、**式 8** を使って計算します。

$$I_{LPEAKlimitset} = (1 + M_{LIMIT}) \cdot I_{LPEAKmax} = (1 + 0.2) \cdot 27.67A = 33.2A \quad (8)$$

ここで、

- $M_{LIMIT}$  は、計算されたピーク・インダクタ電流を上回る選択マージンです

電流センス抵抗で設定する最小ピーク電流制限は、**33.2A** より大きくする必要があります。理想的な抵抗値は、**式 9** を使用して計算します。

ここで、

$$R_{CSpower} \leq \frac{V_{CL}}{I_{LPEAKlimitset}} = \frac{60mV}{33.2A} = 1.8 m\Omega \quad (9)$$

- $V_{CL}$  は、デバイスの **60mV** 固定電流制限です。

最大電力を許容するには、抵抗値を **1.8mΩ** 未満にする必要があります。

低調波発振は、 $R_{CSslope}$  の値が  $R_{CSpower}$  の値よりも大きい設計で発生する可能性があります。この状態が発生した場合、インダクタのリップル比を小さくする必要があるため、**セクション 2.2** の手順を再度検討する必要があります。リップル比を小さくすると、実効スロープ補償が増加します。この設計例ではスロープ補償で十分であり、電流センス抵抗の値には標準値の **1.5mΩ** を選択します。**式 9** を整理すれば **式 10** となり、ピーク・インダクタ電流制限が計算されます。

$$I_{LPEAKlimit} = \frac{V_{CL}}{R_{CS}} = \frac{60mV}{1.5m\Omega} = 40 A \quad (10)$$

1.5mΩ という値を選択すると、ピーク・インダクタ電流制限は 40A となります。

## 2.4 インダクタの選択

インダクタは、3 つの主要なパラメータに従って選択します。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 ( $I_{LPEAKlimit}$ ) です。

- インダクタンス値には 2.6μH が選択されます。この値は、多くの磁気ベンダから供給されている標準インダクタンス値です。
- インダクタの RMS 電流は、最小電源電圧、最大負荷目標電圧、最大出力電力における平均電源電流、すなわち 25A で近似されます。インダクタの RMS 電流定格は、この推定 RMS 電流よりも大きくする必要があります。これは、インダクタの温度をアプリケーションに基づく適切なレベルに維持するためです。
- インダクタの飽和電流は、最大ピーク・インダクタ電流制限 40A よりも大きくする必要があります。磁気材料とインダクタの構造によって、飽和プロファイルが決まります。飽和プロファイルがハードな場合は、インダクタが飽和するとインダクタンスが大幅に減少しますが、飽和プロファイルがソフトな場合はロールオフが遅くなります。インダクタのデータシートを確認して、飽和値がピーク・インダクタ電流制限を上回っているようにしてください。

この設計例では、インダクタンス値が 2.6μH、飽和電流制限が 50A、また、25A RMS における温度上昇が 30°C になるようにインダクタを選択しています。

## 2.5 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するために必要であり、負荷過渡時にエネルギー源となります。出力コンデンサ・バンクと制御ループ帯域幅は、レギュレータの動的な負荷過渡応答に影響を及ぼします。制御ループが新しい動作ポイントに合わせて調整できるまで、出力コンデンサは負荷にエネルギーを供給します。制御ループのクロスオーバー周波数は、式 11 を使って昇圧プラント伝達関数の右半面ゼロ周波数の約 1/8 と推定されます。

$$f_{CROSSest} = \frac{\omega_{RHP}}{2\pi \cdot 8} = \frac{V_{SUPPLY}^2}{2\pi \cdot 8 \cdot P_{OUTmax} \cdot L_M} = \frac{8V^2}{2\pi \cdot 8 \cdot 200W \cdot 2.6\mu H} = 2.45kHz \quad (11)$$

制御ループのクロスオーバー周波数の推定値は 2.45kHz です。右半面ゼロ周波数の最小値は、最小入力電圧および最大出力電力のときに発生することに注意してください。

目標クロスオーバー周波数を選択してから、式 12 を使って、特定の負荷ステップにおける過渡応答に基づいて最小出力容量を計算します。可変出力電圧設計では、最小目標負荷電圧時に最大負荷ステップが発生し、それに応じて出力容量の大きさが決まります。

$$C_{OUTest} \geq \frac{\Delta I_{LOAD}}{2\pi \cdot \Delta V_{LOAD} \cdot f_{CROSSest}} = \frac{4.167A}{2\pi \cdot 360mV \cdot 2.45kHz} = 752\mu F \quad (12)$$

ここで、

- $\Delta I_{LOAD}$  は与えられた負荷ステップです。この例では、半負荷から全負荷までです。
- $\Delta V_{LOAD}$  は、負荷過渡によって生じる負荷電圧のアンダーシュートです。この例では、その値は目標負荷電圧の 1.5% です。

出力容量の計算値は 752μF であり、この設計では 900μF を選択します。

出力コンデンサは、ローサイド・スイッチのオフ時間中の RMS 電流を処理できる定格が必要です。最大出力リップル電流は、式 13 を使って推定されます。

$$I_{COUTrms} = \sqrt{(1-D) \left[ I_{LOAD}^2 \cdot \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right]} = \sqrt{(1-0.667) \left[ 8.33A^2 \cdot \frac{0.667}{(1-0.667)^2} + \frac{4.66A^2}{12} \right]} = 11.82 A \quad (13)$$

ここで

- $\Delta I_L$  は、のピーク・ツー・ピーク・リップルです。

出力コンデンサ・バンクの推定 RMS 電流は 11.82A です。出力コンデンサ RMS 電流の最大値は、ワーストケースの動作条件、すなわち最小電源電圧、最大負荷電圧、最大電力のときに発生します。出力コンデンサ・バンクは、電解コンデ

ンサとセラミック・コンデンサで構成されています。それぞれの化学的特性が設計に利点をもたらします。電解コンデンサは、低周波数のエネルギー蓄積のために大きなバルク容量を備えており、負荷過渡の要求に対応します。この特性を比較的小さなフットプリントで実現します。セラミック・コンデンサは、低 ESR および低 ESL のデカップリング・パスを提供し、負荷電圧に結合されるスイッチング・ノイズを最小限に抑えます。セラミック・コンデンサは通常、非常に高い RMS 電流定格を備えています。それぞれの化学的特性に利点があるので、出力コンデンサ・バンクは、電解コンデンサとセラミック・コンデンサで構成されています。

## 2.6 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 220 $\mu$ F 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 を使って計算します。

$$\Delta V_{\text{SUPPLY}} = \frac{V_{\text{LOAD}}}{32 \times L_M \times C_{\text{IN}} \times f_{\text{SW}}^2} = \frac{24\text{V}}{32 \times 2.6\mu\text{H} \times 220\mu\text{F} \times 440\text{KHz}^2} = 6.7\text{mV} \quad (14)$$

## 2.7 帰還抵抗の選択

LM5123 は、TRK ピンの電圧によって負荷電圧を制御します。TRK ピンは、内部のエラー・アンプへの基準電圧です。出力電圧には 2 つのレンジがあり、1 つは 5V~20V の出力電圧範囲を許容する LOW レンジ、もう 1 つは 20V~57V の出力電圧範囲を許容する HIGH レンジです。このレンジは、VREF ピンと AGND との間に接続される抵抗によって選択されます。VREF ピンは 1V の基準電圧であり、分圧抵抗を介して TRK ピンに固定負荷電圧を設定するために使用します。電圧レンジを選択するための抵抗の範囲を表 2-1 に示します。VREF と ANGD の間に 470pF のコンデンサを配置することを推奨します。

表 2-1.  $V_{\text{LOAD}}$  範囲の選択

電圧レンジ	最小抵抗	最大抵抗	$K_{\text{FB}}^{(1)}$
LOW レンジ (5V~15V)	75k $\Omega$	100k $\Omega$	20
HIGH レンジ (20V~57V)	20k $\Omega$	35k $\Omega$	60

(1)  $K_{\text{FB}}$  は  $V_{\text{OUT}}/\text{SENSE}$  ピンから内部のエラー・アンプへの帰還減衰です。

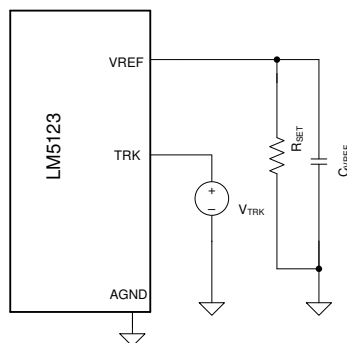


図 2-3. 可変負荷電圧構成

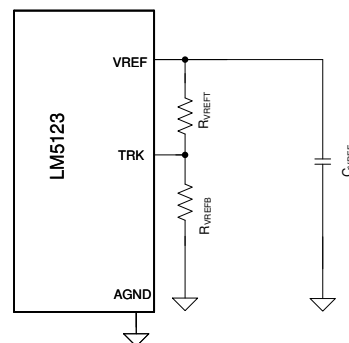


図 2-4. 固定負荷電圧構成

可変負荷電圧の場合、図 2-3 に示すように、TRK ピンの電圧は外部電源によって設定されます。

$R_{\text{SET}}$  抵抗の値は、必要な負荷電圧範囲に基づいて選択します。 $R_{\text{SET}}$  の選択は、表 2-1 を参照してください。与えられた目標負荷電圧に対する TRK ピンの電圧は、式 15 を使って計算します。

$$V_{\text{TRK}} = \frac{V_{\text{LOAD}}}{K_{\text{FB}}} \quad (15)$$

固定負荷電圧を構成するには、図 2-4 に示すように、VREF ピンと TRK ピンの間に分圧抵抗を接続します。

$R_{\text{VREFB}}$  は、式 16 で計算した値の範囲内で選択する必要があります。

$$\frac{R_{VREFmin} \cdot \left( V_{REF} - \frac{V_{LOAD}}{K_{FB}} \right)}{V_{REF}} \leq R_{VREFT} \leq \frac{R_{VREFmax} \cdot \left( V_{REF} - \frac{V_{LOAD}}{K_{FB}} \right)}{V_{REF}} \quad (16)$$

$$\frac{20k\Omega \cdot \left( 1V - \frac{24V}{60} \right)}{1V} \leq R_{VREFT} \leq \frac{35k\Omega \cdot \left( 1V - \frac{24V}{60} \right)}{1V}$$

目標負荷電圧が 24V と仮定すると、 $R_{VREFT}$  は 12k $\Omega$ ~21k $\Omega$  とする必要があります。 $R_{VREFT}$  には 21k $\Omega$  を選択します。 $R_{VREFB}$  の値は 式 17 を使って計算します。

$$R_{VREFB} = \frac{\frac{V_{LOAD}}{K_{FB}} \cdot R_{VREFT}}{V_{REF} - \frac{V_{LOAD}}{K_{FB}}} = \frac{\frac{24V}{60} \cdot 21k\Omega}{1 - \frac{24V}{60}} = 14k\Omega \quad (17)$$

$R_{VREFB}$  には 14k $\Omega$  を選択します。

## 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。コンバータのスタートアップ電圧 ( $V_{SUPPLY(ON)}$ ) およびターンオフ電圧 ( $V_{SUPPLY(OFF)}$ ) 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 6.2V、 $V_{SUPPLY(OFF)}$  は 5.2V です。式 18 を使って、上側の UVLO 抵抗 ( $R_{UVT}$ ) を計算します。

$$R_{UVT} = \frac{0.977 \cdot V_{SUPPLYon} - V_{SUPPLYoff}}{I_{UVLO-HYST}} = \frac{0.967 \cdot 6.2V - 5.2V}{10\mu A} = 85.9k\Omega \quad (18)$$

ここで

- $I_{UVLO-HYST}$  は、スタンバイ・モード時に EN/UVLO ピンに流れ込む電流です。

$R_{UVT}$  には標準値 86.6k $\Omega$  を選択します。式 19 を使って、下側の UVLO 抵抗 ( $R_{UVB}$ ) を計算します。

$$R_{UVB} = \frac{1.1V \cdot R_{UVLOt}}{V_{SUPPLYon} - 1.1V} = \frac{1.1V \cdot 86.6k\Omega}{6.2V - 1.1V} = 18.68k\Omega \quad (19)$$

$R_{UVB}$  には標準値 18.7k $\Omega$  を選択します。

## 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、適切に選択した場合、負荷電圧のオーバーシュートを除去し、レギュレータのスタートアップ時の突入電流を最小化します。必要な出力容量の最小値は、式 20 を使って計算します。

$$C_{SSmin} = \frac{I_{SS} \cdot V_{LOAD} \cdot C_{OUT}}{V_{TRK} \cdot I_{LOAD}} = \frac{20\mu A \cdot 35V \cdot 900\mu F}{583mV \cdot 5.71A} = 189nF \quad (20)$$

ここで、

- $I_{SS}$  は SS ピンから供給される電流
- $V_{LOAD}$  は最大目標負荷電圧
- $V_{TRK}$  は  $V_{LOAD}$  を設定するための TRK ピンの電圧
- $I_{LOAD}$  は  $V_{LOAD}$  での最大負荷電流

スタートアップ時の負荷電圧のオーバーシュートを除去するためには、ソフトスタート・コンデンサは 189nF より大きくする必要があります。

この設計では、最小入力電圧 8V において、与えられたソフトスタート時間 7ms に対して、ソフトスタート容量は 式 21 を使って計算できます。

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} \cdot I_{SS}}{V_{TRK} \cdot \left( 1 - \frac{V_{SUPPLYmin}}{V_{LOADmax}} \right)} = \frac{7ms \cdot 20\mu A}{583mV \cdot \left( 1 - \frac{8V}{35V} \right)} = 313nF \quad (21)$$



この設計では、 $C_{SS}$  の値として 330nF を選択します。

## 2.10 制御ループの補償

ピーク電流モード・アーキテクチャで制御ループを安定させるには、Type II 補償回路で十分です。クロスオーバー周波数の選択、およびエラー・アンプの極とゼロの配置について一般的な手法を紹介します。これにより、CCM でシステムを安定化することができます。制御ループの詳細なモデルを [セクション 4](#) に示します。以下のセクションでは、[図 2-5](#) に示す制御ループ補償部品  $R_{COMP}$ 、 $C_{COMP}$ 、 $C_{HF}$  を選択するプロセスについて説明します。補償回路の Type II 応答を [図 2-6](#) に示します。 $G_{Mea}$  および  $R_{COMP}$  は、補償回路の中帯域ゲイン ( $g_{MID}$ ) を設定します。ゼロ周波数  $f_{Zea}$  は、 $R_{COMP}$  と  $C_{COMP}$  の組み合わせによって決まります。極は、 $R_{COMP}$  と  $C_{HF}$  の組み合わせによって決まります。

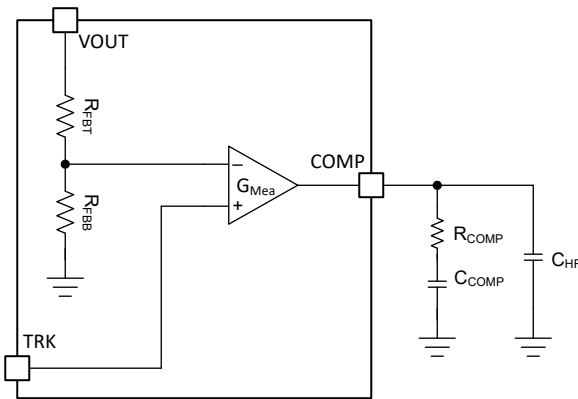


図 2-5. 制御ループ補償回路

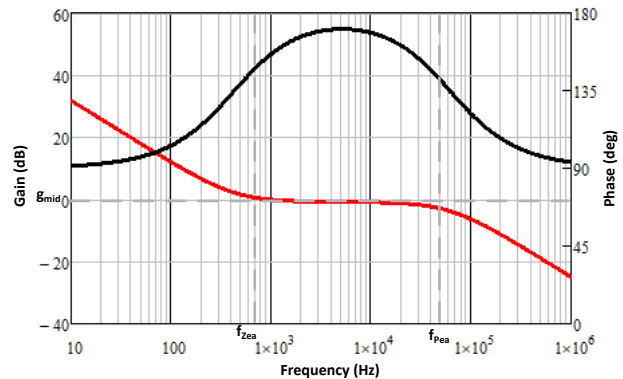


図 2-6. タイプ 2 補償

### 2.10.1 クロスオーバー周波数 ( $f_{cross}$ ) の選択

安定性を確保し、補償部品の計算を簡素化するため、制御ループのクロスオーバー周波数は、変調器の小信号モデルの RHP ゼロよりも低くなるように選択します。制御ループのクロスオーバー周波数には、RHP ゼロ周波数の 1/8 を選択します。クロスオーバー周波数は、アプリケーションの要件に基づいて高くできますが、広い電源電圧範囲を得るためには、RHP ゼロ周波数の 1/5 を超えることは推奨しません。ワーストケースの動作条件でのクロスオーバー周波数は、[式 22](#) で計算されます。

$$f_{CROSS} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{LOAD} \cdot D'^2}{2\pi \cdot L_M} = \frac{1}{8} \cdot \frac{35V \cdot \left(\frac{8V}{35V}\right)^2}{2\pi \cdot 2.6\mu H} = 2.45 \text{ kHz} \quad (22)$$

ここで

- $D'$  は最小電源電圧時の (1-D) です

ワーストケースの動作条件での目標クロスオーバー周波数は、2.45kHz となります。これは、[セクション 2.5](#) の最小出力容量の計算に使用した値と同じであることを注意してください。

### 2.10.2 $R_{COMP}$ の選択

$R_{COMP}$  の値は、制御ループ補償の中帯域ゲイン  $g_{MID}$  およびクロスオーバー周波数に正比例します。 $R_{COMP}$  を大きくすると中帯域ゲインが大きくなるため、クロスオーバー周波数が高くなります。求められるループのクロスオーバー周波数がわかると、 $R_{COMP}$  は [式 23](#) で計算できます。

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \cdot A_{CS} \cdot K_{FB} \cdot R_{CS} \cdot C_{OUT} \cdot V_{LOADmax} \cdot f_{CROSS}}{V_{SUPPLYmin} \cdot g_{Mea}} = \frac{2\pi \cdot 10 \cdot 60 \cdot 1.5m\Omega \cdot 900\mu A \cdot 35V \cdot 2.45kHz}{8V \cdot 1 \frac{mA}{V}} = 54.5 \text{ k}\Omega \quad (23)$$

ここで

- $g_{Mea}$  は、内部のエラー・アンプの相互コンダクタンスであり、1mA/V です。
- $K_{FB}$  は、選択した出力電圧範囲によって決まる、内部帰還抵抗の減衰係数です。

$R_{COMP}$  には 54.9k $\Omega$  を選択します。

### 2.10.3 $C_{COMP}$ の選択

抵抗  $R_{COMP}$  とコンデンサ  $C_{COMP}$  により、補償回路のゼロ周波数が設定されます。補償回路のゼロ点によって位相ブーストが得られ、制御ループが安定します。十分な位相マージンを確保するため、クロスオーバー周波数 ( $f_{CROSS}$ ) とプラント (制御対象) の低周波数極 ( $f_{Plf}$ ) との幾何平均にゼロ周波数を配置します。変調器の低周波数極および補償回路のゼロ周波数は、それぞれ 式 24 および 式 25 を使って推定します。

$$f_{Plf} = \frac{I_{LOAD}}{\pi \cdot C_{OUT} \cdot V_{LOAD}} = \frac{5.71A}{\pi \cdot 900\mu F \cdot 35V} = 57Hz \quad (24)$$

$$f_{Zea} = \sqrt{f_{CROSS} \cdot f_{Plf}} = \sqrt{2.45kHz \cdot 57Hz} = 373Hz \quad (25)$$

補償回路のゼロ周波数は約 373Hz と推定されます。目標周波数がわかれば、 $C_{COMP}$  は 式 26 を使って計算されます。

$$C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{Zea} \cdot R_{COMP}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2.45kHz \cdot 57Hz} \cdot 54.9k\Omega} = 7.76nF \quad (26)$$

$C_{COMP}$  は 7.7nF と計算されます。最も近い標準値を選択して  $C_{COMP}$  は 6.8nF とします。

### 2.10.4 $C_{HF}$ の選択

$C_{HF}$  コンデンサは、補償回路の高周波数の極を設定します。高周波数の極は、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、最小 RHP ゼロ ( $f_{RHPz}$ ) と、スイッチング周波数 ( $f_{SW}$ ) の半分との間に設定することを推奨します。極の位置は、式 27 を使って、RHP ゼロと、スイッチング周波数の 1/2 との幾何平均に設定します。

$$f_{Pea} = \sqrt{f_{RHPz} \cdot \frac{f_{SW}}{2}} = \sqrt{19.5kHz \cdot \frac{440kHz}{2}} = 65.5kHz \quad (27)$$

補償回路の極としては、約 65.5kHz が選択されます。 $C_{HF}$  は、式 28 を使って計算されます。

$$C_{HF} = \frac{C_{COMP}}{2\pi \cdot C_{COMP} \cdot R_{COMP} \cdot f_{Pea} - 1} = \frac{6.8nF}{2\pi \cdot 6.8nF \cdot 54.9k\Omega \cdot 65.5kHz - 1} = 44.6pF \quad (28)$$

$C_{HF}$  は 44.6pF と計算されます。最も近い標準値を選択して、 $C_{HF}$  は 47pF とします。

## 2.11 MOSFET の選択

パワー MOSFET の選択は、DC/DC コントローラの性能に大きな影響を及ぼします。MOSFET のオン抵抗  $R_{DS(on)}$  が低ければ、導通損失が低減されます。また、寄生容量が低く、ゲート電荷パラメータが小さければ、スイッチング損失が低減されます。通常、 $R_{DS(on)}$  とゲート電荷は反比例します。比較的高いスイッチング周波数の場合、MOSFET のスイッチング損失が支配的になります。スイッチング周波数が比較的低い場合、導通損失が支配的になります。

LM5123 に対する MOSFET の選択に影響する主なパラメータは次のとおりです。

- $R_{DS(on)}$  ( $V_{GS} = 5V$  のとき)
- ドレイン-ソース間電圧定格  $BV_{DSS}$  は、負荷電圧範囲によって異なります。
- $V_{GS} = 5V$  におけるゲート電荷パラメータ
- ハイサイド MOSFET のボディ・ダイオードの逆回復電荷  $Q_{RR}$

表 2-2 に、MOSFET 関連の電力損失をまとめます。インダクタ・リップルの影響を考慮していますが、スイッチ・ノードのリングングや寄生インダクタンスなどの 2 次的な影響はモデル化していません。

表 2-2. 昇圧レギュレータ MOSFET の電力損失

	ローサイド MOSFET	ハイサイド MOSFET
MOSFET の導通	$P_{CONDls} = D \cdot \left( \frac{I_{LOAD}^2}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot R_{DS(on)ls}$	$P_{CONDhs} = (1-D) \cdot \left( \frac{I_{LOAD}^2}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot R_{DS(on)hs}$
MOSFET のスイッチング (2)	$P_{SWls} = \frac{V_{LOAD} \cdot f_{sw}}{2} \left[ \left( I_{SUPPLY} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{rise} + \left( I_{SUPPLY} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{fall} \right]$	無視できる範囲
ボディ・ダイオード導通	該当なし	$P_{CONDdhs} = \frac{V_{LOAD} \cdot f_{sw}}{2} \left[ \left( I_{SUPPLY} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{d1} + \left( I_{SUPPLY} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{d2} \right]$
ボディ・ダイオード逆回復損失 (1)	該当なし	$P_{RRhs} = V_{LOAD} \cdot f_{sw} \cdot Q_{RRhs}$
ゲート・ドライブ損失	$P_{GATEls} = V_{CC} \cdot f_{sw} \cdot Q_{Gls}$	$P_{GATEhs} = V_{CC} \cdot f_{sw} \cdot Q_{Ghs}$

- (1) MOSFET ボディ・ダイオードの逆回復電荷 ( $Q_{RR}$ ) は、さまざまなパラメータ、たとえば順方向電流、電流遷移速度に依存します。
- (2)  $t_{RISE}$  および  $t_{FALL}$  は、スイッチ・ノードの立ち上がりおよび立ち下がり時間です。これらの値は、スイッチ・ノードの全容量など、多くのパラメータに依存します。スイッチ・ノードのレイアウトは、これらの値に影響を及ぼします。

### 3 実装結果

テスト結果の詳細については、『LM5123EVM-BST ユーザー・ガイド』を参照してください。

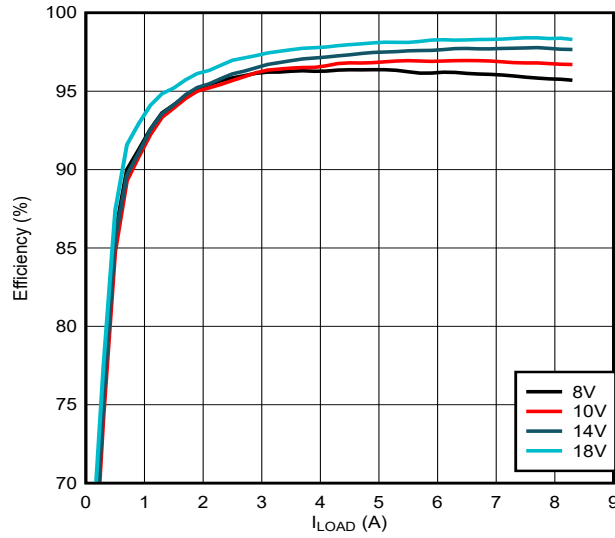


図 3-1.  $V_{LOAD} = 24V$  での効率

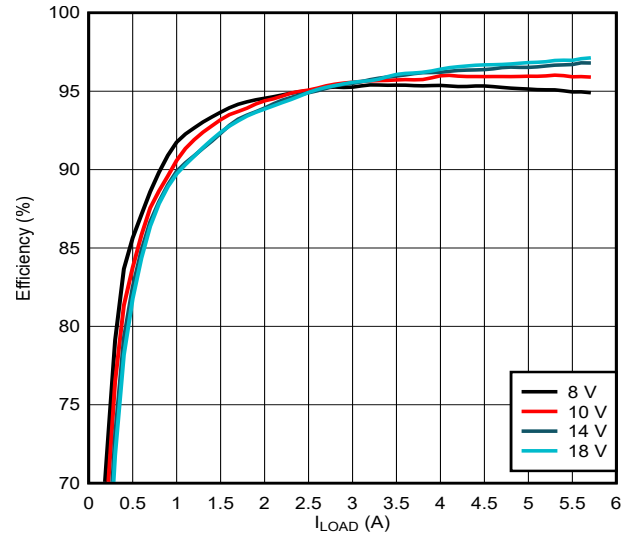


図 3-2.  $V_{LOAD} = 35V$  での効率

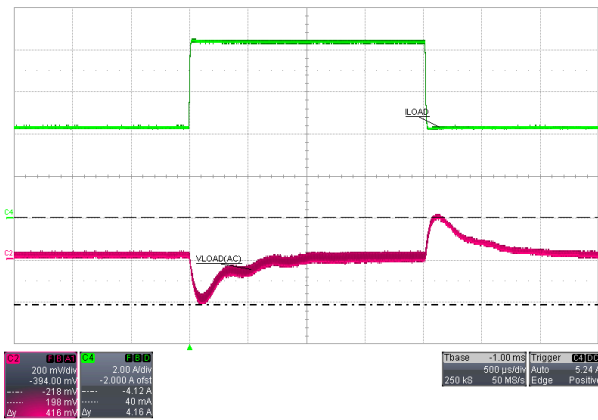


図 3-3. 負荷過渡  $V_{LOAD} = 24V$ 、 $V_{SUPPLY} = 8V$

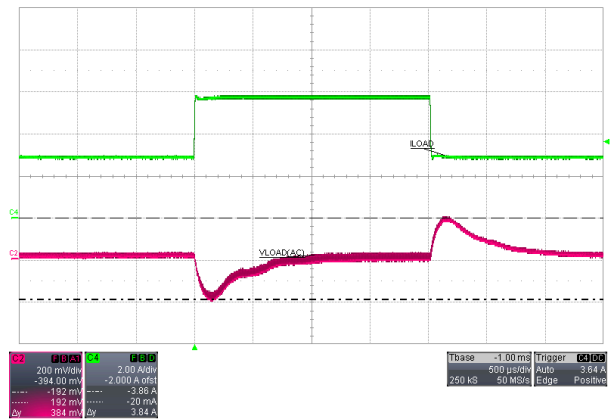


図 3-4. 負荷過渡  $V_{LOAD} = 35V$ 、 $V_{SUPPLY} = 8V$

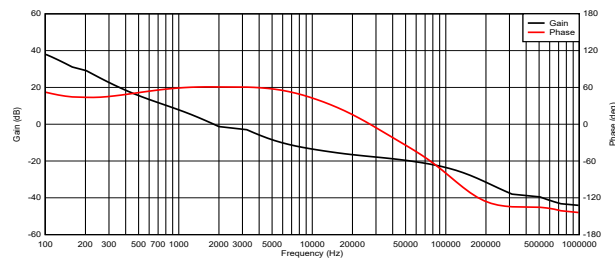


図 3-5. 35V ループ

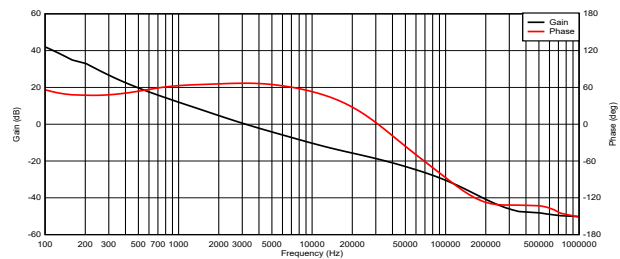


図 3-6. 24V ループ

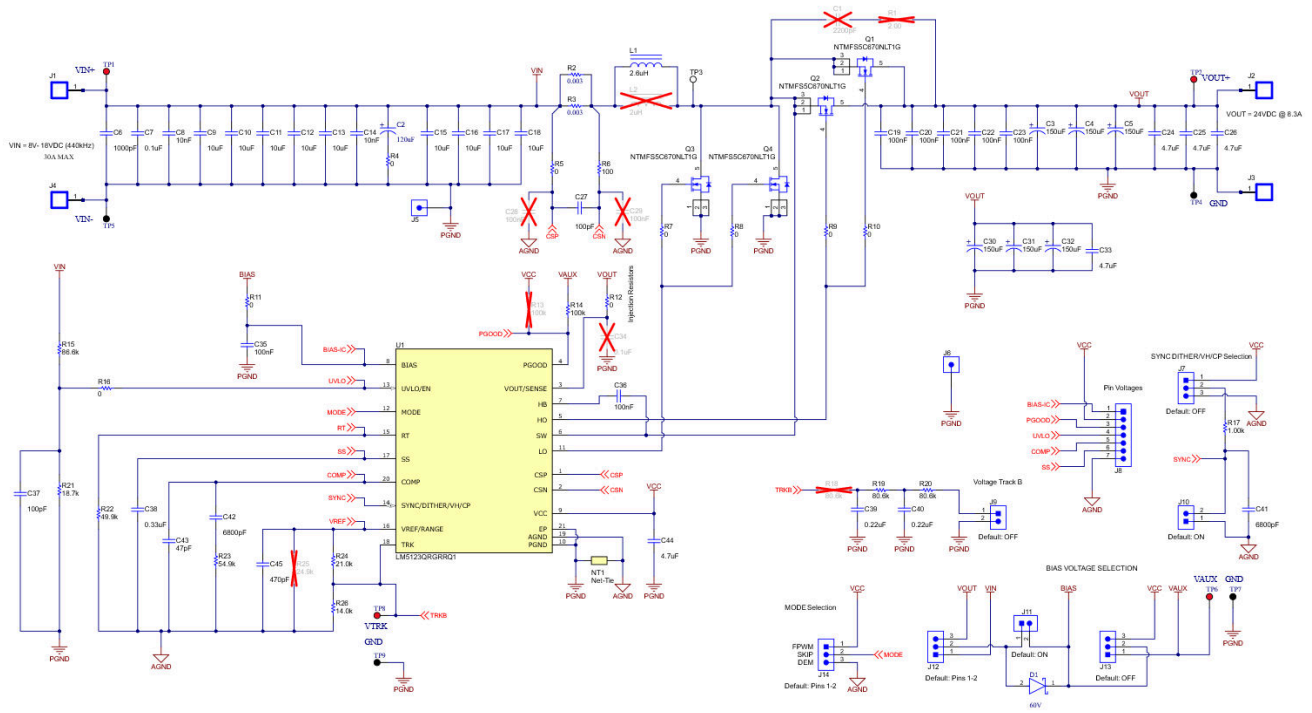


図 3-7. LM5123EVM-BST の回路図

表 3-1. 部品リスト

参照記号	数量	仕様	メーカー	部品番号
C2	1	コンデンサ、アルミニウム・ポリマー 120uF 50VDC 20% (8 x 12mm) SMD 0.025Ω 2100mA 4000h 135C 車載用 T/R	Nichicon	PCH1H121MCL2GS
C3, C4, C5, C30, C31, C32	6	150μF、50V、アルミニウム・ポリマー・コンデンサ、17mΩ、4000時間 @ 125°C	Panasonic	EEH-ZS1H151P
C6	1	コンデンサ、セラミック、1000pF、50V、±10%、X7R、0603	Kemet	C0603X102K5RACTU
C7	1	コンデンサ、セラミック、0.1μF、50V、±10%、X7R、0603	TDK	C1608X7R1H104K080AA
C8, C14	2	コンデンサ、セラミック、0.01μF、100V、±10%、X7R、0603	Würth Elektronik	8.85012E+11
C9, C10, C11, C12, C13, C15, C16, C17, C18	9	コンデンサ、セラミック、10μF、50V、±10%、X7R、1210	MuRata	GRM32ER71H106KA12L
C19, C20, C21, C22, C23, C35, C36	7	コンデンサ、セラミック、0.1μF、100V、±10%、X7R、AEC-Q200 グレード 1、0603	MuRata	GCJ188R72A104K01D
C20, C21, C22	3	コンデンサ、セラミック、4.7μF、100V、±10%、X7S、AEC-Q200 グレード 1、1210	TDK	CGA6M3X7S2A475K200AB
C24, C25, C26, C33	4	コンデンサ、セラミック、4.7μF、100V、±10%、X7S、AEC-Q200 グレード 1、1210	TDK	CGA6M3X7S2A475K200AB
C27	1	コンデンサ、セラミック、100pF、50V、±5%、C0G/NP0、AEC-Q200 グレード 0、0603	TDK	CGA3E2NP01H101J080AA
C37	1	コンデンサ、セラミック、100pF、50V、±1%、C0G/NP0、0603	Kemet	C0603X103K5RACTU
C38	1	コンデンサ、セラミック、0.33μF、10V、±10%、X5R、0603	Kemet	C0603C334K8PACTU
C39, C40	2	コンデンサ、セラミック、0.22μF、50V、±10%、X7R、AEC-Q200 グレード 1、0603	TDK	CGA3E3X7R1H224K080AB
C41, C42	2	コンデンサ、セラミック、6800pF、50V、±5%、C0G/NP0、0603	MuRata	GRM1885C1H682JA01D
C43	1	コンデンサ、セラミック、47pF、100V、±5%、C0G/NP0、AEC-Q200 グレード 1、0603	Kemet	C0603C470J1GACAUTO
C44	1	コンデンサ、セラミック、4.7μF、16V、±10%、X6S、0603	TDK	C1608X6S1C475K080AC
C45	1	コンデンサ、セラミック、470pF、50V、±5%、C0G/NP0、0603	AVX	06035A471JAT2A
D1	1	ダイオード、ショットキー 60V 1A 表面実装 SOD-123	Nexperia	PMEG6010CEGWX
H1, H2, H3, H4	4	小ねじ、丸、#4-40 x 1/4、ナイロン、十字穴付きなべ	B&F Fastener Supply	NY PMS 440 0025 PH
H5, H6, H7, H8	4	六角スタンドオフねじ #4-40 ナイロン 0.750" (19.05mm) 3/4" ナチュラル	Keystone Electronics	1902D_Ndrill
J1, J2, J3, J4	4	ねじ端子 PC 30A, TH	Keystone	8199
J5, J6	2	テスト・ポイント、スロット付き、.118"、TH	Keystone	1040
J7, J12, J13, J14	4	ヘッダ、2.54mm、3x1、金、TH	Würth Elektronik	61300311121
J8	1	ヘッダ、100mil、3x1、金、TH	Samtec	TSW-107-07-G-S
J9, J10, J11	3	ヘッダ、2.54mm、2x1、金、TH	Würth Elektronik	61300211121
L1	1	インダクタ、シールド付きドラム・コア、WESuperflux200、2.6μH、31.5A、0.0016Ω、SMD	Würth Elektronik	7443556260
Q1, Q2, Q3, Q4	4	MOSFET、N-CH、60V、71A、SO-8FL	ON Semiconductor	NTMFS5C670NLT1G
R2, R3	2	抵抗、0.003、1%、3W、AEC-Q200 グレード 0、2512 ワイド	Susumu Co Ltd	KRL6432E-M-R003-F-T1
R4, R5, R7, R8, R9, R10, R11, R16	8	抵抗、0、5%、0.1W、AEC-Q200 グレード 0、0603	Panasonic	ERJ-3GEY0R00V
R6	1	抵抗、100、1%、0.1W、0603	Yageo	RC0603FR-07100RL
R12	1	RES、0、5%、0.1W、0603	Yageo	RC0603JR-070RL
R14	1	RES、100k、1%、0.1W、AEC-Q200 グレード 0、0603	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA
R15	1	抵抗、86.6k、1%、0.1W、0603	Yageo	RC0603FR-0786K6L
R17	1	抵抗、1.00k、1%、0.1W、AEC-Q200 グレード 0、0603	Vishay-Dale	CRCW06031K00FKEA
R19, R20	2	抵抗、80.6k、1%、0.1W、AEC-Q200 グレード 0、0603	Vishay-Dale	CRCW060321K0FKEA

表 3-1. 部品リスト (続き)

参照記号	数量	仕様	メーカー	部品番号
R21	1	RES, 18.7 k, 1%, 0.1 W, 0603	Yageo	RT0603DRE0714KL
R22	1	抵抗, 49.9k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Panasonic	ERJ-3EKF4992V
R23	1	抵抗, 54.9k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW060354K9FKEA
R24	1	抵抗, 21.0k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW060321K0FKEA
R26	1	RES, 14.0 k, 0.5%, 0.1W, 0603	Yageo America	RT0603DRE0714KL
SH-J1, SH-J2, SH-J3, SH-J4	4	シングル操作, 2.54mm ピッチ, オープントップ・ジャンパ・ソケット	Harwin	M7582-05
TP1, TP2, TP6, TP8	4	テスト・ポイント, ミニチュア, 赤色, TH	Keystone	5000
TP3	1	テスト・ポイント, ミニチュア, SMT	Keystone	5015
TP4, TP5, TP7, TP9	4	テスト・ポイント, ミニチュア, 黒色, TH	Keystone	5001
U1	1	2.2MHz, 広入力電圧範囲 (VIN), 低 IQ, 同期整流昇圧コントローラ, トラッキング搭載	テキサス・インスツルメンツ	LM5123QRGRRQ1
C1	0	コンデンサ, セラミック, 2200pF, 100V, ±10%, X7R, 0603	MuRata	GRM188R72A222KA01D
C28, C29	0	コンデンサ, セラミック, 0.1µF, 100V, ±10%, X7R, AEC-Q200 グレード 1, 0603	MuRata	GCJ188R72A104K01D
C34	0	コンデンサ, セラミック, 0.1µF, 50V, ±10%, X7R, 0603	TDK	C1608X7R1H104K080AA
FID1, FID2, FID3, FID4, FID5, FID6	0	フィジューシャル・マーク。購入または取り付け不要。	該当なし	該当なし
L2	0	インダクタ, シールド付き, コンポジット, 2µH, 39.9A, 0.001909Ω, SMD	Coilcraft	XAL1580-202MEB
R1	0	抵抗, 2.00, 1%, 0.5W, AEC-Q200 グレード 0, 1210	Panasonic	ERJ-14BQF2R0U
R13	0	RES, 100k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA
R18	0	抵抗, 80.6k, 1%, 0.1W, AEC-Q200 グレード 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW060380K6FKEA
R25	0	抵抗, 24.9k, 0.1%, 0.1W, 0603	Yageo America	RT0603BRD0724K9L

## 4 小信号周波数解析

このセクションでは、LM5123 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、高い周波数での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。

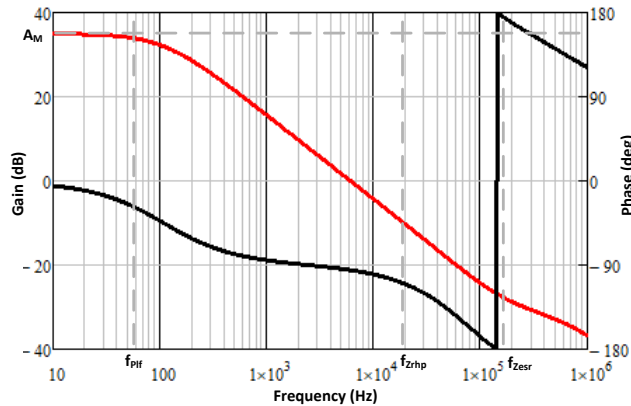


図 4-1. 変調器の伝達関数

表 4-1. 電源の式

	簡略化した式	包括的な式
<b>変調器の式</b>		
変調器の伝達関数	$\frac{\hat{v}_{LOAD}}{\hat{v}_{COMP}} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Zesr}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{Zrhp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Plf}}\right)}$	$\frac{\hat{v}_{LOAD}}{\hat{v}_{COMP}} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Zesr}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{Zrhp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Plf}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)}$
変調器の DC ゲイン	$A_M = \frac{R_{LOAD} \cdot D'}{2 \cdot R_{CS} \cdot A_{CS}} \quad (1)$	$A_M = \frac{R_{LOAD} \cdot D'}{K_D \cdot R_{CS} \cdot A_{CS}} \quad (1)(3)$
RHP ゼロ		$\omega_{Zrhp} = \frac{R_{LOAD} \cdot D'^2}{L_m}$
ESR ゼロ		$\omega_{Zesr} = \frac{1}{C_{OUT} \cdot R_{ESR}}$
低周波数の極	$\omega_{Plf} = \frac{2}{C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$	$\omega_{Plf} = \frac{K_D}{C_{OUT} \cdot R_{LOAD}} \quad (3)$
低調波の 2 重極	考慮対象外	$\omega_n = \pi \cdot f_{SW}$
品質係数	考慮対象外	$Q = \frac{1}{\pi \cdot \left[D' \left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) - \frac{1}{2}\right]}$
スロープ補償	考慮対象外	$s_e = V_{SL} \cdot f_{SW} \quad (1)$
検出された立ち上がりインダクタ・スロープ	考慮対象外	$s_n = \frac{V_{SUPPLY} \cdot R_{CS} \cdot A_{CS}}{L_M} \quad (2)$
	考慮対象外	$K_{EX} = \frac{R_{CS} \cdot A_{CS} \cdot D \cdot D'}{2 \cdot L_M \cdot f_{SW}} \quad (2)$
	考慮対象外	$K_M = \frac{1}{\left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot \frac{R_{CS} \cdot A_{CS}}{L_M \cdot f_{SW}} + \frac{V_{SL} \cdot A_{CS}}{V_{LOAD}}} \quad (1)(2)$



**表 4-1. 電源の式 (続き)**

簡略化した式		包括的な式
変調器の式		
	考慮対象外	$K_D = \frac{R_{LOAD} \cdot D'^2}{R_{CS} \cdot A_{CS}} \cdot \left[ \left( \frac{1}{K_M} \right) + \left( \frac{K_{EX}}{D'} \right) \right]^{(2)(3)}$

- (1)  $V_{SL}$  は、内部スロープ補償のピーク電圧、45mV  
 (2)  $A_{CS}$  は電流センス・アンプのゲイン、10 V/V です。  
 (3)  $K_D$  は、およそ 2 です。この近似により式が簡素化されますが、高精度の高周波数モデル化が可能です。

## 4.2 補償のモデル化

相互コンダクタンス・エラー・アンプを使って実装された Type II 補償回路をモデル化する式を 表 4-2 に示します。

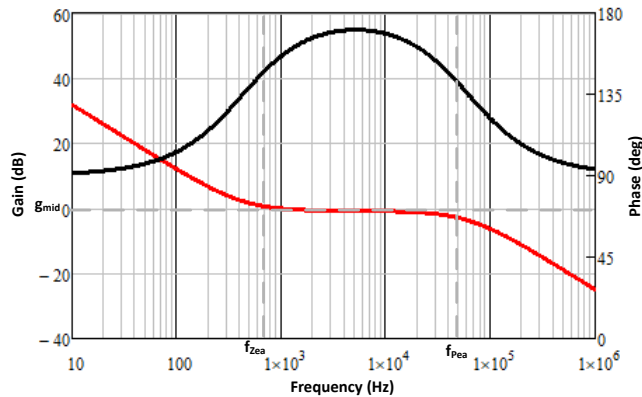


図 4-2. 補償回路の伝達関数

表 4-2. 補償モデル化の式

	簡略化した式	包括的な式
帰還の式		
帰還の伝達関数	$\frac{\hat{v}_{COMP}}{\hat{v}_{LOAD}} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Zea}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Pea}}\right)}$	
帰還 DC ゲイン	$A_{FB} = \frac{g_{Mea}}{K_{FB} \cdot C_{COMP}} \quad (1)(2)$	$A_{FB} = \frac{g_{Mea}}{K_{FB} \cdot (C_{COMP} + C_{HF})} \quad (1)(2)$
低周波数のゼロ	$\omega_{Zea} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	
高周波数の極	$\omega_{Pea} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}}$	$\omega_{Pea} = \frac{C_{COMP} + C_{HF}}{R_{COMP} \cdot C_{COMP} \cdot C_{HF}}$
中帯域ゲイン	$g_{mid} = \frac{R_{COMP} \cdot g_{Mea}}{K_{FB}} \quad (1)(2)$	$g_{mid} = \frac{R_{COMP} \cdot g_{Mea} \cdot C_{COMP}}{K_{FB} \cdot (C_{COMP} + C_{HF})} \quad (1)(2)$

1.  $g_m$  はエラー・アンプの相互コンダクタンスで、1 mA/V です
2.  $K_{FB}$  は内部帰還抵抗の減衰係数です。これは、低負荷電圧レンジの場合は 20、高電圧負荷レンジの場合は 60 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。

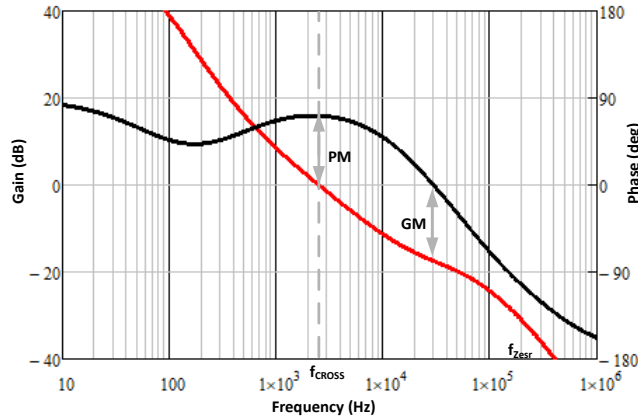


図 4-3. 開ループ伝達関数

表 4-3. 開ループモデル化の式

開ループの式		
	簡略化した式	包括的な式
開ループの伝達関数	$T(s) = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Zesr}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{Zrhp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Plf}}\right)} \cdot -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Zea}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Pea}}\right)}$	$T(s) = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Zesr}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{Zrhp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Plf}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \cdot -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Zea}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Pea}}\right)}$
推定クロスオーバー周波数	$f_{CROSS} = \frac{V_{SUPPLY} \cdot g_{Mea} \cdot R_{COMP}}{2\pi \cdot A_{CS} \cdot K_{FB} \cdot R_{CS} \cdot C_{OUT} \cdot V_{LOAD}}$	ボード線図を使用

## 5 リソース

- テキサス・インスツルメンツ、『[LM51231-Q1 2.2MHz 広入力電圧範囲 \(VIN\)、低 IQ、同期整流昇圧コントローラ、VOUT トラッキング搭載](#)』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『[LM5123-Q1 クイック・スタート・カリキュレータ](#)』
- テキサス・インスツルメンツ、『[LM5123-Q1 PSPICE モデル](#)』
- テキサス・インスツルメンツ、『[LM5123EVM-BST 評価基板](#)』

## 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