

Application Note

パススルー モード搭載昇圧コンバータの設計上の検討事項



Carlo Sun, Aurora Tie, Eric Jia

概要

パススルー モードをサポートする昇圧コンバータは、入力電圧が必要な出力電圧を超える可能性のあるアプリケーションに適した、コスト効率の高い設計です。追加のバイパス FET を追加する代わりに、既存のハイサイド FET を使用すると、パススルー モードでの製品コストを削減できます。ただし、インダクタは電力段回路にとどまり、不足減衰の RLC ネットワークを形成しているため、出力電圧のアンダーシュートや、負荷過渡中にリンギングが発生する可能性があります。したがって、出力電圧のアンダーシュートと復帰時間の影響を評価する必要があります。このアプリケーション ノートでは、これらの効果の解析的な式を提供し、シミュレーションと実験を通じて理論的な解析を検証します。また、過渡要件を満たすための部品を選定するためのガイダンスと、パススルー モードが最も実用的なアプリケーションに適している旨の説明も掲載しています。

目次

1 はじめに.....	2
2 パススルー モードの定常状態および過渡解析.....	2
3 シミュレーション結果.....	4
4 テスト結果と性能カーブ.....	6
5 まとめ.....	7
6 参考資料.....	7

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 はじめに

パススルー モード付き昇圧コンバータは、電源電圧が目標出力 (V_{o_target}) を超えているアプリケーションで使用されます。入力電圧 (V_{in}) が目標出力 (V_{o_target}) を超えると、ハイサイド FET がオンになり、出力電圧は入力電圧に追従します。

バイパストポロジと比較して、パススルー モードでは既存のハイサイド FET を再利用します。バイパス FET を追加する必要がないため、コストを削減できます。ただし、インダクタは電力段回路にとどまり、負荷過渡テスト中に出力電圧のアンダーシュートとリンギングを引き起こします。このアプリケーション ノートには以下が含まれます。

1. 出力インピーダンスと過渡応答の関係
2. アンダーシュートと復帰時間の式
3. シミュレーションと実験の検証

2 パススルー モードの定常状態および過渡解析

パススルー モードでの過渡動作をよりの確に分析するために、負荷電流 (I_o) から出力電圧 (V_o) への出力インピーダンスの伝達関数を以下に示します。

$$Z_o(s) = \frac{I_o}{V_o} = - \frac{sL + R_t}{s^2LC_o + sC_oR_t + 1} \quad (1)$$

ここで、

- I_o (A) = 負荷電流
- V_o (V) = 出力電圧
- L (H) = インダクタ
- C_o (F) = 出力コンデンサ
- R_t (Ω) = 回路の合計抵抗

詳細な回路を以下に示します。

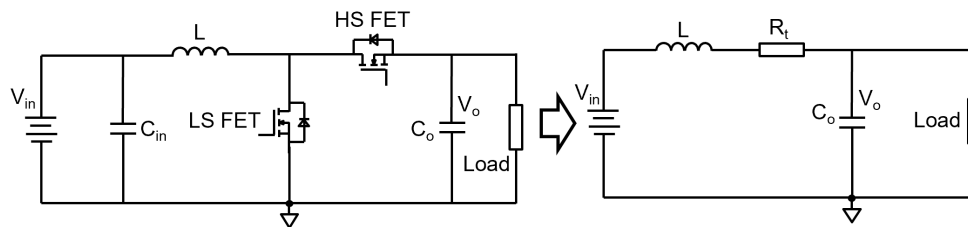


図 2-1. 昇圧パススルー モードの RLC 等価回路

これはゼロを含む 2 次システムです。2 次システムの標準パラメータは、次のように定義されます。

減衰比:

$$\xi = \frac{R_t}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2)$$

アンダーシュート (%):

$$\sigma\% = e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \times 100\% \quad (3)$$

自然周波数:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (4)$$

減衰周波数:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (5)$$

位相角度:

$$\varphi = \cos^{-1} \xi \quad (6)$$

復帰時間:

$$t_s = (4\pi - \varphi) / \omega_d \quad (7)$$

ゼロが存在する 2 次システムの場合、ゼロは過渡動作に影響を及ぼします。アンダーシュートと復帰時間は、次のように定義できます。

$$\sigma_z \% = \sigma \% \frac{l}{|z|} e^{-\frac{\xi \theta}{\sqrt{1 - \xi^2}}} \quad (8)$$

ここで、

- l : ゼロ ポイントからポールまでの長さ
- $|z|$: ゼロ ポイントの振幅
- θ : ゼロ ポイントとポールの間の位相角度

$$t_{sz} = t_s + \frac{1}{\xi \omega_n} \ln \frac{l}{|z|} \quad (9)$$

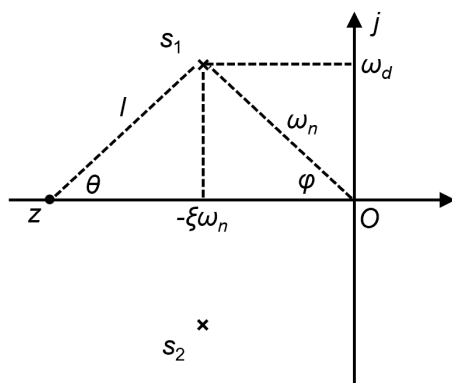


図 2-2. 2 次システムのゼロ - ポール分布

過渡動作をよりの確に評価するため、アンダーシュートの割合を次のように定義できます。

$$\text{Undershoot}\% = \frac{\sigma_z}{V_o} \times 100\% \quad (10)$$

一般的な DC/DC アプリケーションでは、アンダーシュート (%) を $\pm 5\%$ 以内に制限する必要があります。

$L = 160\text{nH}$, $C_o = 22\mu\text{F}$, $R_t = 55\text{m}\Omega$ の場合、MATLAB 計算と Simplis シミュレーションの過渡結果を図 2-3 と 図 2-4 に示します。アンダーシュートは 1.01% であり、 $\pm 5\%$ の要件を満たしています。計算結果とシミュレーション結果は基本的に一貫しています。

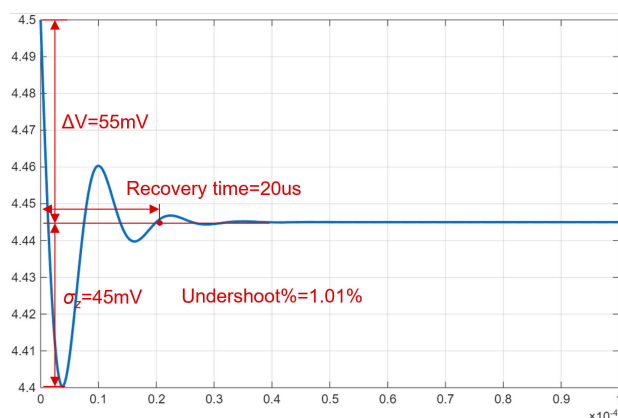


図 2-3. MATLAB ステップ応答計算結果

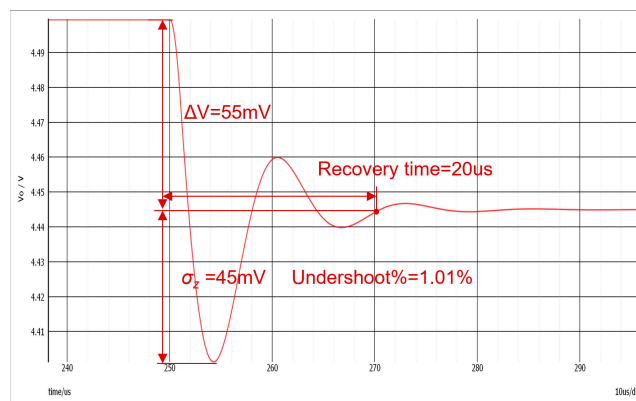


図 2-4. Simplis ステップ応答シミュレーション結果

3 シミュレーション結果

パススルー モードでは、入力電圧 (V_{in}) が目標出力電圧 (V_{out_target}) を超えると、昇圧コンバータのハイサイド FET が完全にオンになります。バッテリー駆動アプリケーションでは、バッテリーを内部抵抗と容量を備えた電圧源としてモデル化できます。バッテリーが供給する入力容量が大きいため、負荷過渡テスト中の入力電圧降下を低減できます。等価回路を 図 2-1 に示します。

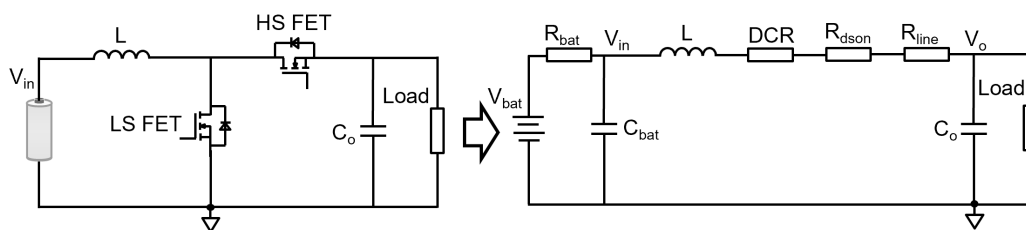


図 3-1. シングル バッテリ アプリケーションにおける RLC 等価回路

上記の回路は、バッテリーの内部抵抗 (R_{bat})、インダクタの DC 抵抗 (DCR)、ハイサイド FET のオン抵抗 (R_{dson})、PCB 抵抗 (R_{line}) の直列の組み合わせとしてモデル化できます。定常状態の関係は次のとおりです。

$$\Delta V = V_{in} - V_o = I_L(DCR + R_{dson} + R_{line}) \quad (11)$$

$$\Delta V_{in} = \Delta I_L R_{bat} \quad (12)$$

ここで、

- DCR : インダクタの DC 抵抗
- R_{dson} : ハイサイド FET オン抵抗
- R_{line} : PCB とラインの抵抗
- R_{bat} : バッテリ内部抵抗

したがって、上記の式を組み合わせ、以下のパラメータをシミュレーションに使用できます。これらのパラメータを介し、RLC 回路モデルを使用して、パススルー過渡挙動を推定できます。図 3-2 および 図 3-5 にシミュレーション結果を示します。

表 3-1. 回路パラメータ

パラメータ	値
V_{in}	4.5V
V_{o_target}	3.3V
L	160nH/470nH
C_{in}	2.2mF

表 3-1. 回路パラメータ (続き)

パラメータ	値
C_O	11 μ F
R_{bat}	25m Ω
DCR	3/11m Ω
R_{dson}	18m Ω
R_{line}	10m Ω

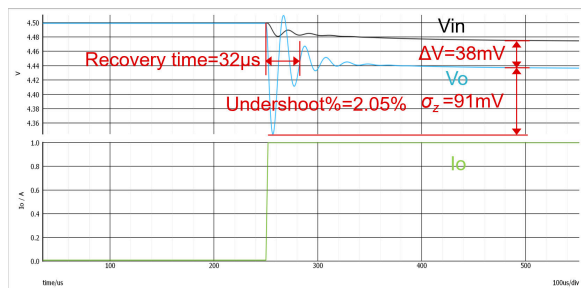


図 3-2. 過渡シミュレーション、 $L = 470\text{nH}$ 、 $I_o = 0 \sim 1\text{A}$ 、 $1\text{A}/\mu\text{s}$

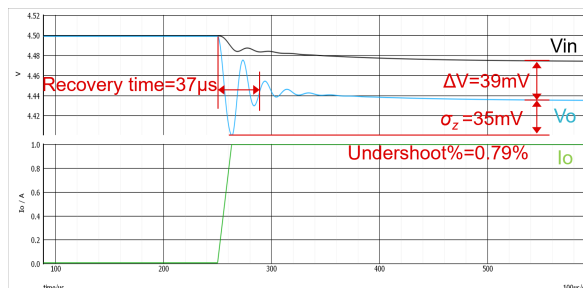


図 3-3. 過渡シミュレーション、 $L = 470\text{nH}$ 、 $I_o = 0 \sim 1\text{A}$ 、 $0.1\text{A}/\mu\text{s}$

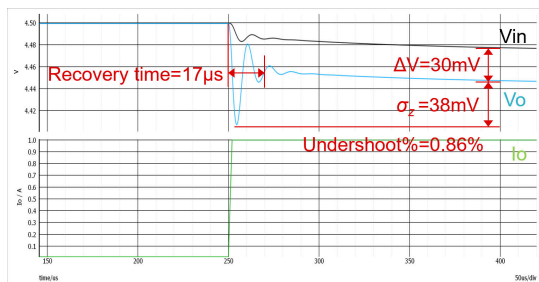


図 3-4. 過渡シミュレーション、 $L = 160\text{nH}$ 、 $I_o = 0 \sim 1\text{A}$ 、 $1\text{A}/\mu\text{s}$

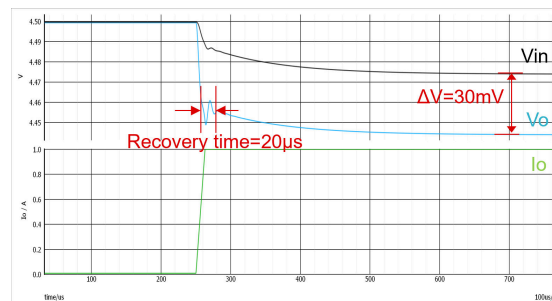


図 3-5. 過渡シミュレーション、 $L = 160\text{nH}$ 、 $I_o = 0 \sim 1\text{A}$ 、 $0.1\text{A}/\mu\text{s}$

表 3-2. シミュレーション結果のまとめ

パラメータ	$\Delta V_{in}/\text{mV}$		$\Delta V/\text{mV}$		アンダーシュート (%)		復帰時間 / μs	
インダクタ / nH	160	470	160	470	160	470	160	470
0 ~ 1A, 1A/ μs	26	26	30	38	0.86%	2.05%	17	32
0 ~ 3A, 1A/ μs	78	78	90	114	3.88%	5.43%	17	32
0 ~ 1A, 0.1A/ μs	26	26	30	39	0%	0.79%	20	37
0 ~ 3A, 0.1A/ μs	78	78	90	117	0%	2.44%	21	37

インダクタンスが 160nH の場合、電流変化レートが 0.1A/ μs 遅いため、 V_o の σ_z は比較的小さく、定常値を超えないため、アンダーシュート (%) = 0% になります。

さまざまなインダクタンス、電流、過渡応答速度など、さまざまな動作条件でのシミュレーションを実施しました。結果は、パススルー モードでは、出力電圧のアンダーシュートと復帰時間の両方がパススルー モードでほとんどのアプリケーションの要件を満たしていることを示しています。

4 テスト結果と性能カーブ

TPS61022 は、0.5V ~ 5.5V 入力、2.2V ~ 5V 出力の同期整流昇圧コンバータです。パススルー モードをサポートしています。理論的な計算とシミュレーションの精度をさらに検証するため、ベンチ テストにこのデバイスを選択しました。改良型 TPS61022EVM の回路図を以下に示します。

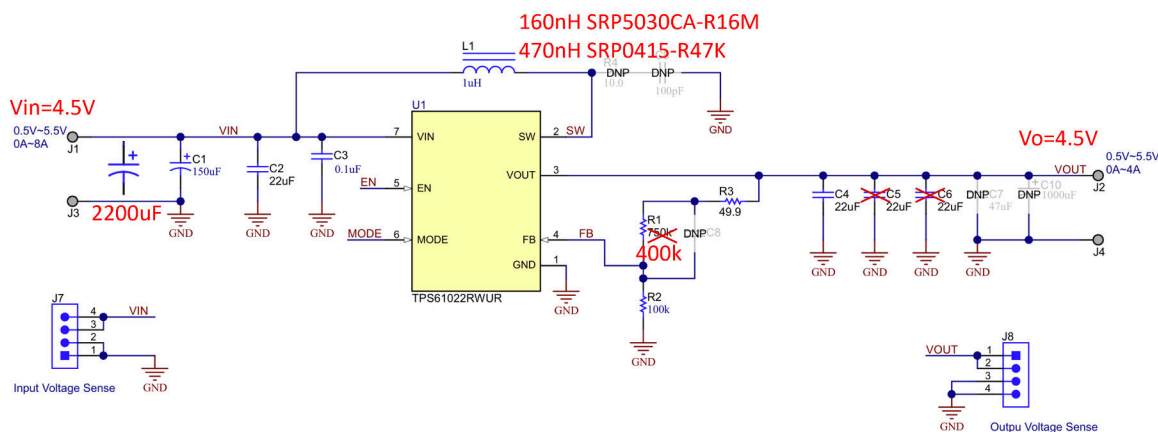


図 4-1. ベンチ テストの TPS61022EVM の回路図

シミュレーション条件に基づき、以下の特定の条件でパススルー モードで負荷過渡テストを実施しました。 $V_{in}=4.5V$ 、 $V_{out}=4.5V$ 、 $L=470nH$ および $160nH$ 、 $C_o=22\mu F$ (実効容量は $11\mu F$)、自動 PFM モード。図 4-2 から 図 4-5 に、テスト結果を示します。

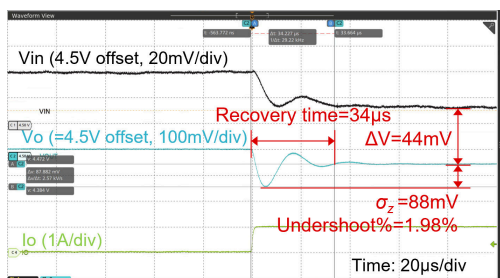


図 4-2. パススルー モードでの負荷過渡、 $I_o = 0 \sim 1A$ 、 $1A/\mu s$ 、 $L = 470nH$

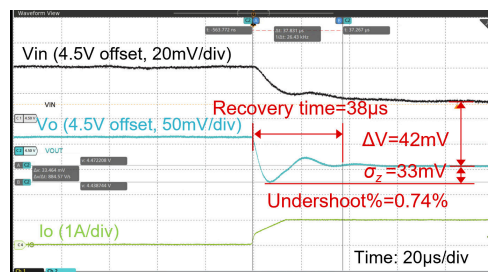


図 4-3. パススルー モードでの負荷過渡、 $I_o = 0 \sim 1A$ 、 $0.1A/\mu s$ 、 $L = 470nH$

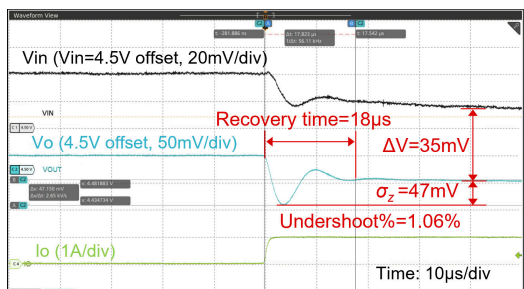


図 4-4. パススルー モードでの負荷過渡、 $I_o = 0 \sim 1A$ 、 $1A/\mu s$ 、 $L = 160nH$

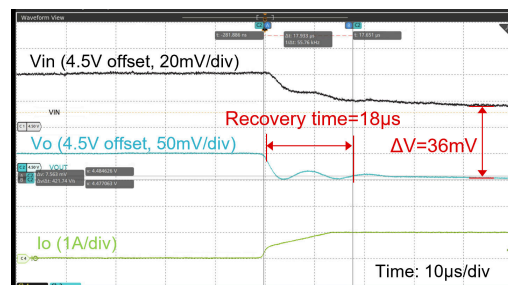


図 4-5. パススルー モードでの負荷過渡、 $I_o = 0 \sim 1A$ 、 $0.1A/\mu s$ 、 $L = 160nH$

表 4-1. TPS61022EVM のベンチ テスト結果のまとめ

パラメータ	$\Delta V_{in}/mV$		$\Delta V/mV$		アンダーシュート (%)		復帰時間 / μs	
インダクタ / nH	160	470	160	470	160	470	160	470
0 ~ 1A、1A/ μs	26	25	35	44	1.06%	1.98%	18	34

表 4-1. TPS61022EVM のベンチ テスト結果のまとめ (続き)

パラメータ	$\Delta V_{in}/mV$		$\Delta V/mV$		アンダーシュート (%)		復帰時間 / μs	
0 ~ 3A, 1A/ μs	78	79	80	106	2.3%	5.71%	19	37
0 ~ 1A, 0.1A/ μs	26	25	36	42	0%	0.74%	18	38
0 ~ 3A, 0.1A/ μs	80	81	79	103	0%	0.88%	21	37

インダクタンスが 160nH の場合、電流変化レートが 0.1A/ μs 遅いため、 V_o の σ_z は比較的小さく、定常値を超えないため、アンダーシュート (%) = 0% になります。

表 4-1 によると、ほとんどのテスト条件は、アンダーシュート (%) と復帰時間の要件を満たせます。表 3-2 と比較すると、シミュレーションとベンチ テストの結果は基本的に一貫しています。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、パススルー モードの過渡応答が要件を満たし、コスト上のメリットが得られます。

さらに、 ΔV_{in} と ΔV は定常状態の応答を反映しており、基板の DCR、 R_{dson} 、PCB 抵抗に関係します。アンダーシュート (%) と復帰時間は、インダクタ、過渡スルーレート、振幅に関係します。

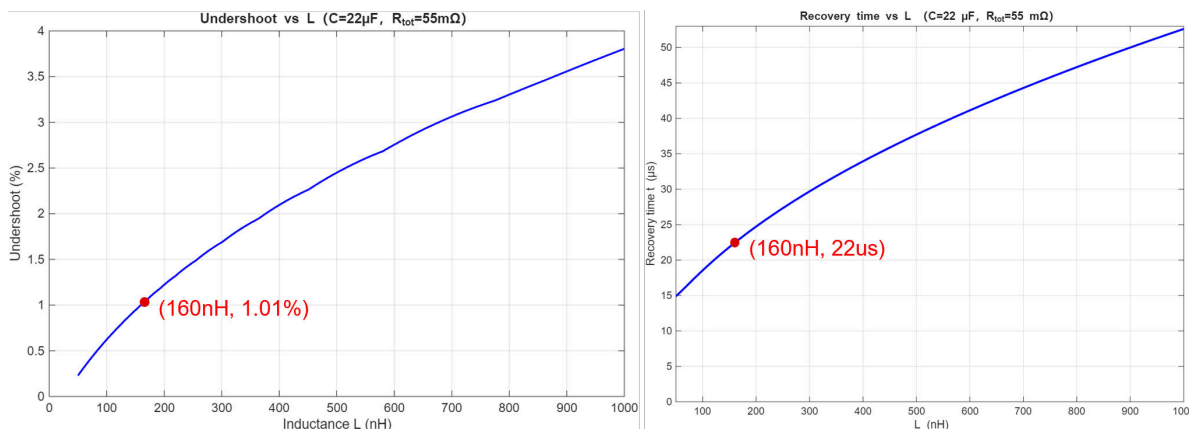


図 4-6. アンダーシュート (%) および復帰時間とインダクタンスとの関係

5 まとめ

本アプリケーション ノートでは、パススルー モードにおける TPS61022EVM のパフォーマンスを体系的に解析し、以下の結論を導き出しています。

1. ΔV_{in} と ΔV_o は、パワー パスにおける DC 抵抗損失 (R_{bat} 、DCR、 R_{dson} 、 R_{line}) のみによって決定され、LC には依存しません。
2. ΔV_{in} 、 ΔV_o 、 V_o のアンダーシュートはすべて負荷過渡振幅に比例し、RLC システム モデルの直線性を確認します。実際のアプリケーションでは、0 ~ 3A のアンダーシュートは 0 ~ 1A の約 3 倍です。
3. 過渡性能は、LC ネットワーク、過渡スルーレート、過渡振幅に関係します。ベンチ テストの結果は、代表的な条件で出力アンダーシュートを $\pm 5\%$ 以内に維持できることを示しています。これは、最も実用的なアプリケーションの要件を満たしています。

一般に、パススルー モードは実装が簡単でコスト効率に優れています。このモードは、さまざまな昇圧コンバータで広く使用されています。

6 参考資料

- テキサス・インスツルメンツ、『TPS61022 0.5V 超低入力電圧の 8A 昇圧コンバータ』、データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『TPS61022 評価基盤ユーザー ガイド』、評価基板ユーザー ガイド
- テキサス・インスツルメンツ、『バイパスまたはパス スルーによる昇圧の選択』、アプリケーション ノート

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みいかなる保証も、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、TI は一切の責任を拒否します。

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](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](https://www.ti.com) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。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。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

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

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月