

Design Guide: TIDA-010239

AC レベル 2 充電器プラットフォームのリファレンス・デザイン



説明

電気自動車電源装置 (EVSE) を使用すると、グリッドから電気自動車に電力を安全に供給できます。EVSE 制御システムは、補助電力段、オフボードの AC/DC 高電力段 (DC 充電ステーションのみ)、電力量計ユニット、AC および DC 残留電流検出器、絶縁監視ユニット、ドライバ付きリレーおよびコンタクタ、単線による双方向通信、サービスおよびユーザーインターフェイスで構成されます。このリファレンスデザインは、TIDA-010939 電気自動車電源装置 (EVSE) フロントエンドコントローラに追加されるもので、スーパー コンデンサ バックアップ電源、効率的なリレーおよびコンタクタドライブ、リレーおよびコンタクタ全体の絶縁ライン電圧センシングを備えた超低スタンバイ絶縁型 AC/DC 補助電源ステージに重点を置いています。

リソース

TIDA-010239、TIDA-010939

デザイン フォルダ

UCC28742、DRV8220、TPS563211

プロダクト フォルダ

TPS55330、ATL431、TL431

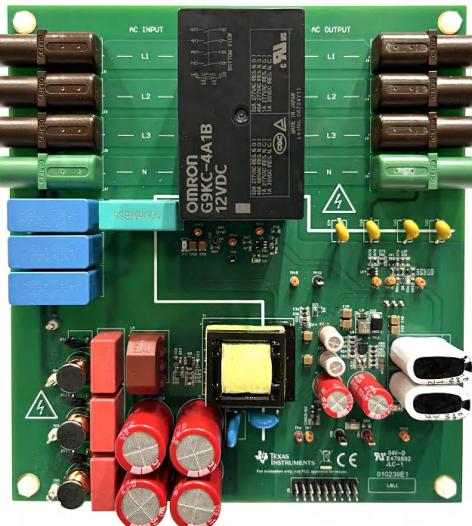
プロダクト フォルダ

TLV7021、TL7705A

プロダクト フォルダ



テキサス・インスツルメンツの™ E2E サポート エキスパートにお問い合わせください。

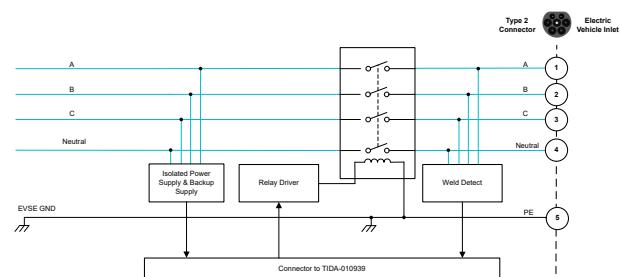


特長

- スタンバイ電力が非常に小さい UCC28742 をベースとする絶縁型 29W AC/DC 段を採用し、エネルギー効率の向上に貢献
- エネルギーストレージの解放中に最大 7.5W を 3 秒間供給するスーパー キャパシタ バックアップ (AC 電源障害)
- コスト最適化された超低スタンバイ電力のコンバータおよびリニアレギュレータにより、ポイント オブ ロードに電力を供給
- 大電流リレーとコンタクタを駆動するための DRV8220 電流コントローラ
- 溶接されたリレーとコンタクタの検出に单一の TLV7021 コンパレータを使用した絶縁ライン電圧センシング

アプリケーション

- AC 充電 (パイル) ステーション



1 システムの説明

プラグインハイブリッド電気自動車 (PHEV) を搭載した電気自動車 (EV) は、電気自動車給電機器 (EVSE) を通じて電力グリッドからエネルギーを受け取ります。EVSE は、一般的には EV チャージャとして知られています。車両への電力供給を容易にするため、EVSE は安定的なグリッド接続と車両の間に配置します。

EVSE 制御システムは主に、補助電力ステージ、オフボード AC/DC 高電力ステージ (DC 充電ステーションのみ)、エネルギー計測、AC および DC 残留電流検出、絶縁監視ユニット、駆動機能付きリレーおよびコンタクタ、EV との通信、バックエンドまたは充電管理システム、サービスおよびユーザーインターフェイスで構成されます。

このリファレンス デザインは、TIDA-010939 電気自動車充電コントローラに追加したものです。充電コントローラが通信を処理している間に、図 1-1 に示すように、この設計を追加して、絶縁された AC から DC への電源、リレーおよびコンタクタ ドライブ、およびラッチされた接触検出を提供することで、AC 充電器を作成できます。

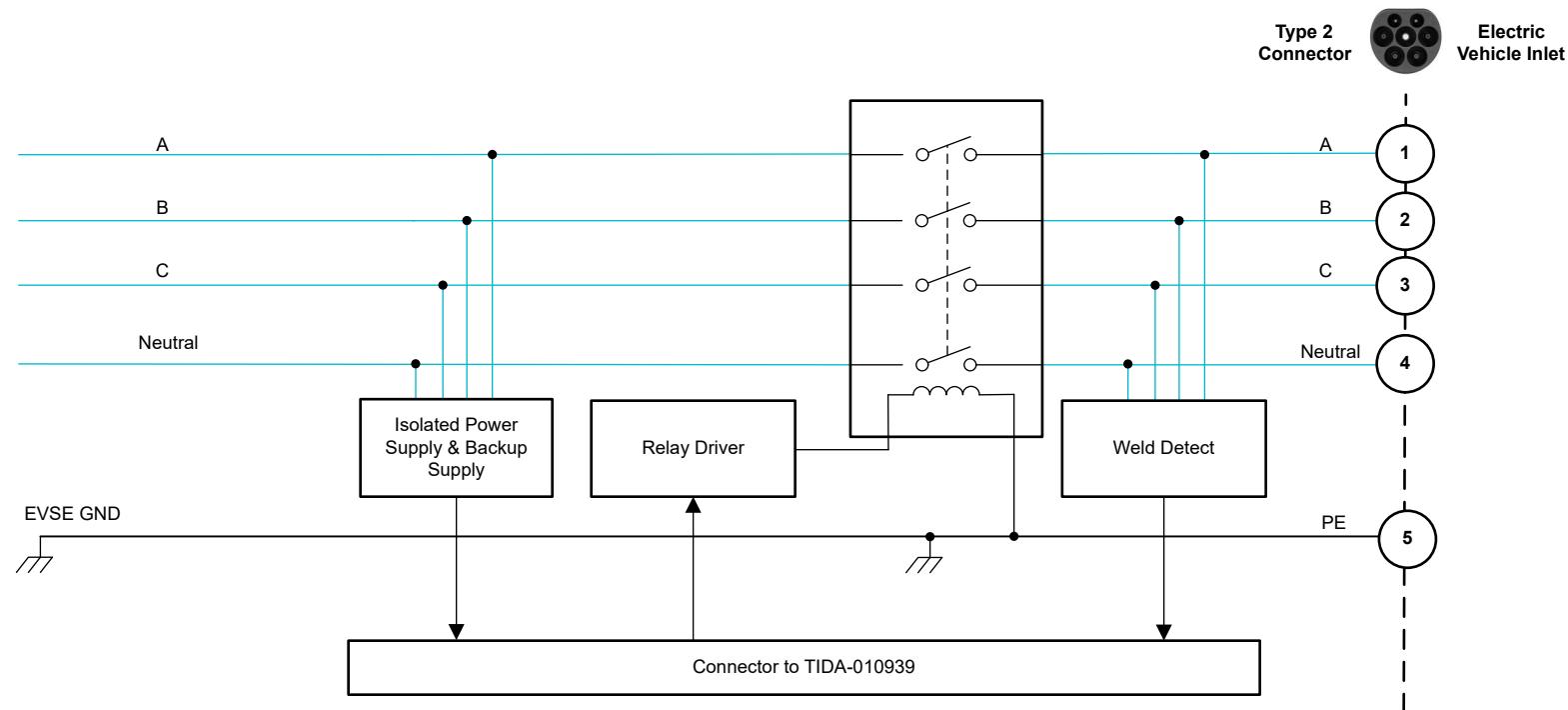


図 1-1. AC レベル 2 チャージャのハイレベルブロック図

1.1 EV 充電ステーションの課題

EV 充電ステーション向けの EVSE 設計には、以下のセクションで説明するような複数の課題があります。

1.1.1 効率的なリレーおよびコンタクタドライブ

通常の使用事例では、大電流リレーまたはコンタクタは通常、誘導性負荷として数十～数百 mA の電流を消費することがあり、特定のドライブアーキテクチャが必要となります。リレーまたはコンタクタに電力を供給するために必要な時間の長さを考慮すると、熱の問題を回避するために効率的なドライブソリューションが推奨されます。

1.1.2 接触溶接検出

安全性を確保するために、リレーと接触器の出力電圧を検出することが重要です。接点はアーク放電が発生し、結合されて、システムから電源が供給されていない場合でもプラグに電力を供給できます。正常に作動したことを確認することが重要であり、リレーを開いたびに実施する必要があります。

このリファレンスデザインは、超低静止電流 (I_Q) を実装した超低スタンバイ電力の絶縁型 AC/DC 補助電力段、コスト最適化されたコンバータとリニアレギュレータ、効率的なリレーおよびコンタクタドライバ設計、アーク放電によるリレー/コンタクタ接点のヒューズを検出するための絶縁型ライン電圧センシングの実例です。

1.2 主なシステム仕様

表 1-1. 主なシステム仕様

パラメータ	注記と条件	最小値	公称値	最大値	単位	詳細
入力特性						
入力電圧、 V_{IN}		85	120、230	460	V_{RMS}	ライン電圧
ライン周波数、 f_{LINE}		47	60、50	63	Hz	
出力特性						
出力電圧、 V_{OUT1}	フライバック出力 1		12		V	UCC28742 ベースの AC/DC フライバック電力段、3 出力
出力電流、 I_{OUT1}			2.2		A	
出力電圧、 V_{OUT2}	フライバック出力 2		14		V	
出力電流、 I_{OUT2}			0.1		A	
出力電圧、 V_{OUT3}	フライバック出力 3		-14		V	
出力電流、 I_{OUT3}			0.1		A	
合計出力電力、 P_{OUT}	フライバック電力段の出力電力			28.8	W	
負荷ポイントと補助セクションの特性						
TPS7A3901 ⁽¹⁾	デュアル LDO		+12		V	公称電流 = 100mA
TPS7A3901 ⁽¹⁾			-12		V	公称電流 = 100mA
TPS259470 ⁽¹⁾	eFuse		+12		V	過電流保護 = 4.5A
TPS563211 ⁽¹⁾	同期整流 降圧		+5		V	公称電流 = 1.2A、最大 1.3A
TPS563211 ⁽¹⁾	同期整流 降圧		+3.3		V	公称電流 = 0.8A、最大 1.5A
TPS65130 ⁽¹⁾	デュアルコンバータ(昇圧 + 反転昇降圧)がエネルギーストレージリース中にアクティブ		±14		V	公称電流 = 0.1A
TPS55330	非同期昇圧:エネルギーストレージの解放中にアクティブ		+11.5		V	公称電流 = 1.8A
スーパーキャパシタのバックアップの特性						
スーパーキャパシタの通常動作電圧	2 × 2.5μF スーパーキャパシタを直列接続します。充電器は 7.8V まで充電されます。昇圧 UVLO は、最小動作電圧を 4.3V に設定します。エネルギーストレージの解放 (AC 電源ラインの障害発生) 中、(昇圧後) 7.5W を 3 秒 (s) 間供給します(昇圧後)	+4.3	+7.8		V	ピーク電流 = 4.06A、フルレート電圧から半分電圧まで 1 秒 (s)。
TL7705A	2 × 2.5μF スーパーキャパシタの直列接続 EoC 向け電圧スーパーバイザ		+7.49		V	充電終了のスレッショルド
リニア チャージャ	スーパーキャパシタを、81 秒で 0V ~ 7.8V、36 秒で 4.3V ~ 7.8V で充電します		+120		mA	

(1) TIDA-010939 上で。

2 システム概要

2.1 ブロック図

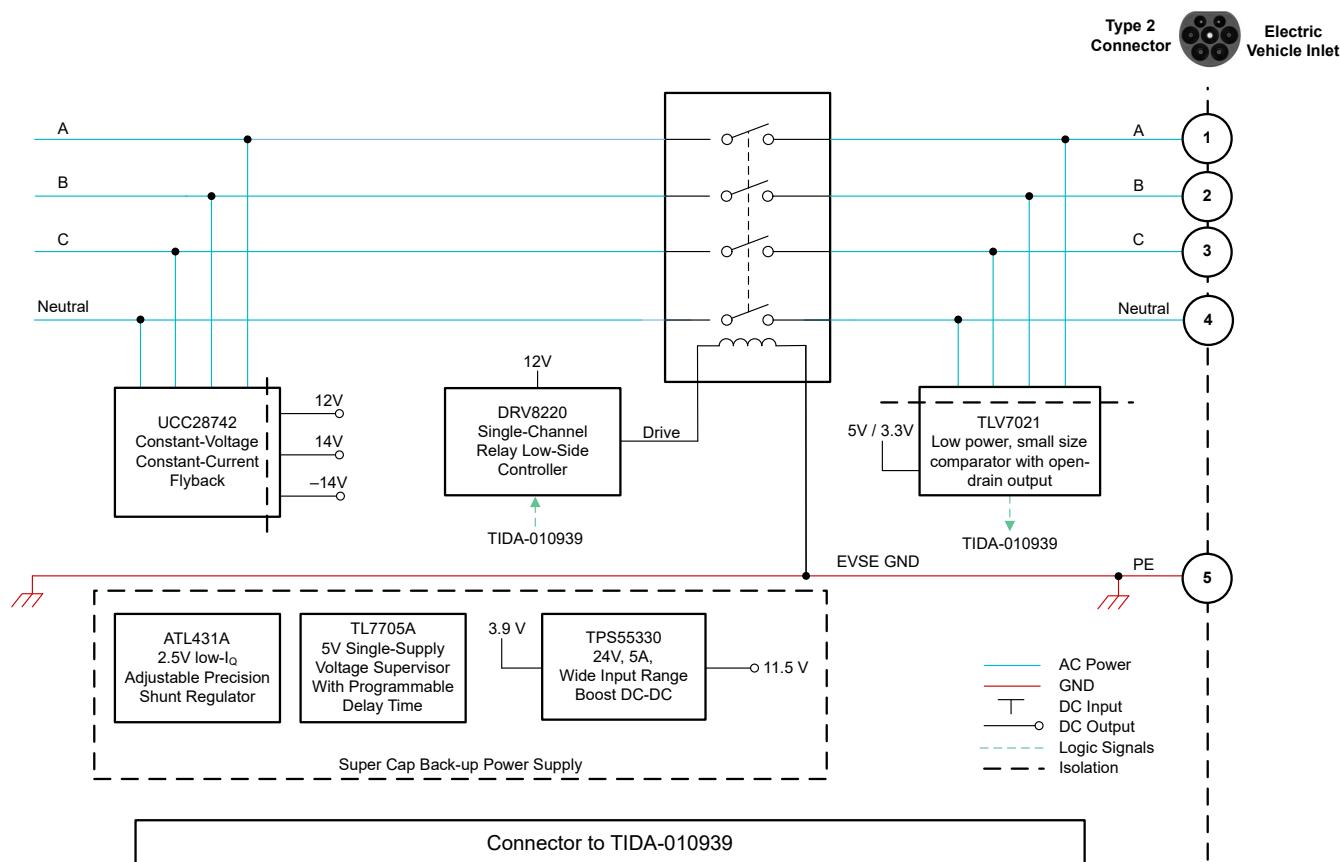


図 2-1. TIDA-010239 のブロック図

2.2 設計上の考慮事項

2.2.1 絶縁型 AC/DC 電源設計

絶縁型 AC/DC 電力段は、UCC28742 デバイスをベースとする複数出力巻線フライバック段です。UCC28742 コントローラであり、フォトカプラを使用して大きな負荷ステップに対する過渡応答を改善し、定電圧 (CV) を供給。定電流 (CC) レギュレーションは、1 次側レギュレーション (PSR) 手法により実現されています。このデバイスは、フォトカプラフィードバックおよび補助フライバック巻線からの情報を処理することで、出力電圧および電流を精密にハイパフォーマンスで制御します。図 2-2 に、TIDA-010239 と TIDA-010939 の電源設計のシステムブロック図を示します。TIDA-010239 の必要なしに、TIDA-010939 を単一の 12V 電源から使用できるように、電源は両方の基板の間に分離されています。TIDA-010239 と組み合わせることで、単相または 3 相の高電圧入力からシステム全体に電力を供給できます。設計パラメータを表 2-1 に示します。

電源の主なコンポーネントは次のとおりです。

- 同期整流を使用した 3 相入力フライバックは、次の 3 つの電圧を供給します。12V (電源) および $\pm 14V$ (低消費電力)
- 2 つの降圧コンバータ (TPS563211 をベースとする) と 1 つのデュアル LDO (TPS7A3901) がフライバックから電力を受け取り、TIDA-010939 にさらに 5V、3.3V、 $\pm 12V$ を供給します
- 2 個のスーパーキャパシタ、2.5 μ F はそれぞれ直列接続され、充電電圧を 7.8V に設定している 120mA 定電流リニアレギュレータを使用して充電されます
- TPS55330 を使用した昇圧コンバータは、主電源が失われた直後にすべての電圧を供給します
- TIDA-010939 には、過電流および逆極性から保護された他の 12V 入力ポートが eFuse TPS259470 によって管理されます。この方法により、デバッグ中や TIDA-010939 をスタンドアロンで使用する場合に便利な、単相または 3 相の高電圧入力を必要とせずにシステム全体を供給できます。
- 反転昇降圧コンバータは、エネルギーストレージ放電中にデュアル LDO 用に $\pm 14V$ を生成し、TIDA-010939 に配置されている安定化 5V レールから電力を取得します

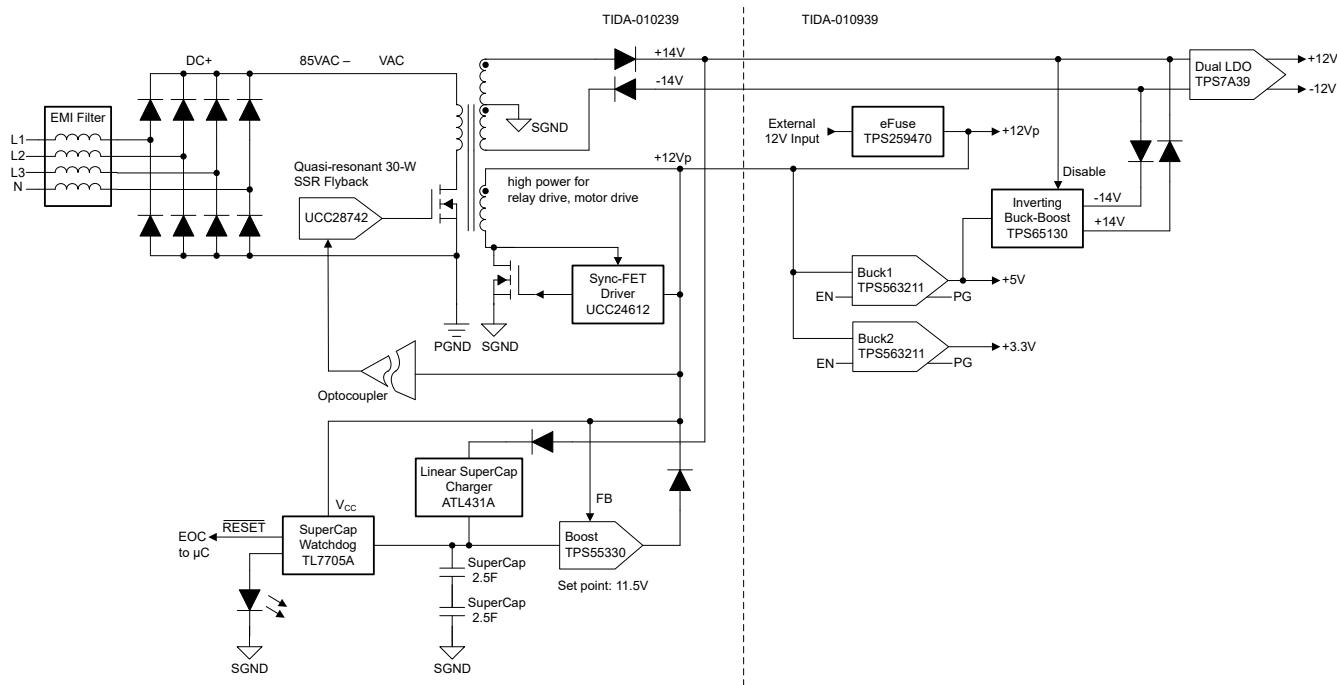


図 2-2. 絶縁型 AC/DC 電源ブロック図

表 2-1. 設計パラメータ

パラメータ	注記と条件	最小値	公称値	最大値	単位
入力特性					
入力電圧、 V_{IN}		85	115、230	460	V_{RMS}
最大入力電流	$V_{IN} = V_{IN(min)}$ 、 $I_{OUT} = I_{OUT(max)}$		0.8		A_{RMS}
ライン周波数		47	60、50	63	Hz
目的のコンデンサバulk電圧、 $V_{BULK(desired)}$		85			V
無負荷時入力消費電力	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ 、 $I_{OUT} = 0A$			500	mW
出力特性					
出力電圧、 V_{OUT1}	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$	11.4	12	12.6	V
出力電流、 I_{OUT1}				2.2	A
出力電圧、 V_{OUT2}	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$	10.5	12	12.1	V
出力電流、 I_{OUT2}				0.1	A
出力電圧、 V_{OUT3}	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$	-10.5	-12	-12.1	V
出力電流、 I_{OUT3}				0.1	A
合計出力電力、 P_{OUT}				28.8	W
出力電圧レギュレーション	ライン レギュレーション: $V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ 、 $I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$		0.1%		
	負荷レギュレーション: $0A \leq I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$		0.2%		
出力電圧リップル	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ 、 $0A \leq I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$			100	mVpp
合計出力過電流、 I_{OCC}	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$			2.4	A
最小出力電圧、CC モード	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ 、 $I_{OUT} = I_{OCC}$		5		V
プラウンアウト保護	$I_{OUT} = I_{OUT(max)}$	49.9	55.9	61.8	V_{RMS}
過渡応答のオーバーシュート	$I_{OUT} = I_{OUT(max)} \sim 0A$ 負荷過渡			0.2	V
過渡応答時間	$I_{OUT} = I_{OUT(max)} \sim 0A$ 負荷過渡			5	ms
システム特性					
スイッチング周波数、 f_{SW}		1.2		40	kHz
平均効率	公称入力電圧時に 25%、50%、75%、100% の負荷平均値	84.8	85.5	86.2	%
動作温度			25		°C

2.2.1.1 入力バルク容量および最小バルク電圧

トランスの最大 1 次対 2 次巻数比を決定するには、入力バルク容量の最小電圧が必要です。ターゲットの全負荷効率、最小入力 RMS 電圧、および最小 AC 入力周波数に基づくコンバータの入力電力によって、入力容量の要件が決まります。最大入力電力は、式 1 に基づいて決定されます。

$$P_{IN} = \frac{V_{OCV} \times I_{OCC}}{\eta} = \frac{12 V \times 2.2 A + |-14 V| \times 0.1 A + |+14 V| \times 0.1 A}{0.8} \approx 36.5 W \quad (1)$$

ここで、

- V_{OCV} はコンバータの調整された出力電圧です
- I_{OCC} はコンバータの総出力 CC ターゲット値です
- η は、フルパワー出力時のコンバータの全体的な効率です

式 2 は、ターゲットの最小バルクコンデンサ電圧に基づいて、合計入力容量の正確なソリューションを提供します。また、特定の入力容量値をターゲットとするには、ターゲット容量値を得るために最小コンデンサ電圧を繰り返します。

$$C_{BULK} = \frac{2P_{IN} \times \left\{ 0.25 + \frac{1}{2\pi} \times \arcsin \left(\frac{V_{BULK(\text{desired})}}{\sqrt{2} \times V_{IN(\text{min})}} \right) \right\}}{\left(2V_{IN(\text{min})}^2 - V_{BULK(\text{desired})}^2 \right) \times f_{LINE(\text{min})}} \approx 58.9 \mu F \quad (2)$$

$$C_{BULK(\text{selected})} = 68 \mu F \quad (3)$$

入力に 4 個の $68\mu F$ 電解コンデンサを使用して、 $460V_{RMS}$ の最大入力電圧をサポートする等価な $68\mu F$ バルクコンデンサを作成します。この選択により、UCC28742 デザイン計算機に従って、最小 V_{BULK} 電圧が $90.7V$ (V_{BULK_VALLEY} とも呼ばれます) に変更されます。

2.2.1.2 トランスの巻線比、1 次側インダクタンス、1 次側ピーク電流

全負荷時の目標最大スイッチング周波数、最小入力コンデンサ バルク電圧、推定 DCM 共振時間によって、トランスの最大 1 次側/2 次側巻線比が決まります。最初に、目標スイッチング周波数 (f_{MAX}) と DCM 共振時間 (t_R) に基づいて、オン時間と 2 次導通時間の最大利用可能な合計デューティサイクルを決定します。

DCM の遷移モード動作制限では、2 次側電流導通の終了から V_{DS} 電圧の最初のバレーまでに必要な間隔は、DCM 共振周期 (t_R) の $\frac{1}{2}$ 、言い換えると $500kHz$ の DCM 共振周波数を想定した $1\mu s$ です。最大許容される MOSFET オンタイム D_{MAX} は、式 4 を使用して求めることができます。

$$D_{MAX} = 1 - D_{MAGCC} - \left(\frac{t_R}{2} \times f_{MAX} \right) = 1 - 0.475 - 38 kHz \times \frac{2\mu s}{2} = 0.485 \quad (4)$$

ここで、

- T_R は、スイッチノードの LC 共振周波数の推定期間です
- D_{MAGCC} は、CC 動作中の 2 次側ダイオード導通のデューティサイクルとして定義され、UCC28742 デバイスによって内部で 0.475 に固定されます

D_{MAX} が判明している場合、最大の 1 次側と 2 次側の巻線比は 式 5 で決定されます。2 次巻線の合計電圧を決定する必要があります。これは、 V_{OCV} と V_F の合計です。

$$N_{PS(\text{max})} = \frac{D_{MAX} \times V_{BULK_VALLEY}}{D_{MAGCC} \times (V_{OCV} + V_F)} \quad (5)$$

$V_F = 0.8V$ とすると：

$$N_{PS(\text{max})} = \frac{0.485 \times 90.7 V}{0.475 \times (12 V + 0.8 V)} = 7.24 \quad (6)$$

$$N_{PS(\text{selected})} = 7 \quad (7)$$

一般に、巻線比が高いと効率が向上しますが、低い入力電圧時の動作が制限される可能性があります。システムレベルの性能のトレードオフを評価するには、一般的にトランスの設計の反復が必要です。

1次側トランス インダクタンスは、フライバックトランス用の標準のエネルギー蓄積式を使用して計算できます。1次側電流、最大スイッチング周波数、出力電圧と電流の目標、トランスの電力損失は、式 8 に含まれます。

$$L_P = \frac{2 \times (V_{OCC} + V_F) \times I_{OCC}}{\eta_{XFMER} \times I_{PP(max)}^2 \times f_{MAX}} = 627.7 \mu H \quad (8)$$

$$L_P(selected) = 700 \mu H \quad (9)$$

UCC28742 の CC レギュレーションは、最大の 1 次側ピーク電流設定で D_{MAGCC} を維持することで実現されます。

D_{MAGCC} と $V_{CST(max)}$ の積は、CC レギュレーション電圧係数 V_{CCR} を定義しています。この電圧は、 N_{PS} で使用され、レギュレートされた CC 目標 I_{OCC} を達成するために必要な電流検出抵抗値を決定します (式 10 を参照)。

$$R_{CS} = \frac{V_{CCR} \times N_{PS}}{2 \times I_{OCC}} \times \sqrt{\eta_{XFMER}} \quad (10)$$

$$R_{CS} = \frac{0.363 V \times 7}{2 \times 2.2 A} \times \sqrt{0.9} = 0.547 \Omega \quad (11)$$

$$R_{CS(selected)} = 0.5 \Omega \quad (12)$$

ここで、

- V_{CCR} は CC レギュレーション係数です (UCC28742 フォトカプチーフィードバック付き高効率フライバックコントローラ データシートによる)
- V_{CST} は CS ピンの電流センス スレッショルドです (データシートに記載)

$$I_{PP(max)} = \frac{V_{CST(max)}}{R_{CS}} = \frac{0.83 V}{0.5 \Omega} = 1.66 A \quad (13)$$

$$I_{PP(nom)} = \frac{V_{CST(nom)}}{R_{CS}} = \frac{0.77 V}{0.5 \Omega} = 1.54 A \quad (14)$$

N_{AS} は、CC レギュレーション時の最小目標動作出力電圧と、UCC28742 デバイスの V_{DD} UVLO ターンオフ スレッショルドによって決定されます。トランスのリーク インダクタンス エネルギーから V_{DD} に供給される追加エネルギーがあるため、多くの設計でより低い巻線比を使用できます。

$$N_{AS} = \frac{V_{DD(off)} + V_{FA}}{V_{OCC} + V_F} = \frac{8.15 V + 0.8 V}{5 V + 0.8 V} = 1.54 \quad (15)$$

ここで、

- $V_{DD(off)}$ は UCC28742 のターンオフ スレッショルド (データシートから)
- V_{OCC} は定電流制御時のコンバータの最低出力電圧目標です
- V_{FA} は、フライバック段の補助側での整流ダイオードの両端の電圧降下です

$$N_{AS(selected)} = 1.455 \quad (16)$$

これは次のことを意味します。

$$N_{PA(selected)} = 4.81 \quad (17)$$

±14V レールは制御されていないため、巻線比によって出力電圧が決定されます。

$$N_{PT} = \frac{N_{PS}}{(V_{OV14} + V_F)/(V_{OCV} + V_F)} = \frac{7}{(14\text{ V} + 0.8\text{ V})/(12\text{ V} + 0.8\text{ V})} = 6.05 \quad (18)$$

$$N_{PT(\text{selected})} = 5.92 \quad (19)$$

2.2.1.3 トランス パラメータの計算: 1 次側と 2 次側の RMS 電流

一次インダクタンスが 700 μH の場合、絶対最大スイッチング周波数は次のように計算されます。

$$f_{MAX} = \frac{2 \times (12\text{ V} + 0.8\text{ V}) \times 2.2\text{ A}}{0.9 \times (1.54\text{ A})^2 \times 700\text{ }\mu\text{H}} = 37.7\text{ kHz} \quad (20)$$

最大スイッチング周期は次のとおりです。

$$t_{SW} = \frac{1}{f_{MAX}} = \frac{1}{37.7\text{ kHz}} = 26.5\text{ }\mu\text{s} \quad (21)$$

実際の最大オン時間は次のように求められます。

$$t_{ON(\text{max})} = \frac{I_{PP(\text{nom})} \times L_P}{V_{BULK_VALLEY}} = \frac{1.54\text{ A} \times 700\text{ }\mu\text{H}}{90.7\text{ V}} = 11.88\text{ }\mu\text{s} \quad (22)$$

最大動作デューティサイクル (D_{MAX}) は次のとおりです。

$$D_{MAX} = \frac{t_{ON(\text{max})}}{t_{SW}} = \frac{11.88\text{ }\mu\text{s}}{26.5\text{ }\mu\text{s}} = 0.448 \quad (23)$$

トランスの 1 次側 RMS 電流 (I_{PRMS}) は次のとおりです。

$$I_{PRMS} = I_{PP(\text{max})} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 1.66\text{ A} \times \sqrt{\frac{0.448}{3}} = 0.641\text{ A} \quad (24)$$

トランスの 2 次側ピーク電流 RMS 電流 ($I_{SEC(\text{max})}$) は以下のとおりです。

$$I_{SEC(\text{max})} = I_{PP(\text{max})} \times N_{PS} = 1.66\text{ A} \times 7 = 11.62\text{ A} \quad (25)$$

トランスの 2 次側 RMS 電流 (I_{SEC_RMS}) は次のとおりです。

$$I_{SEC_RMS} = I_{SEC(\text{max})} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 11.62\text{ A} \times \sqrt{\frac{0.448}{3}} = 4.49\text{ A} \quad (26)$$

これらの計算に基づいて、このアプリケーション用に Würth Elektronik™ トランスフォーマー (部品番号 750320029) が設計されました。このトランスフォーマーの仕様は次のとおりです。

- $N_{PS} = 7 \pm 2\%$ (1 次側と 2 次側の巻数比)
- $N_{PT} = 5.92 \pm 2\%$ (1 次側と 3 次側の巻線比)
- $N_{PA} = 4.81 \pm 2\%$ (1 次側と補助の巻線比)
- $L_P = 700 \pm 10\%\mu\text{H}$ (1 次側インダクタンス)
- $L_{LK} = 10\mu\text{H}$ (1 次側リーケージ インダクタンス)

2.2.1.4 メイン スイッチング パワー MOSFET の選択

スイッチング FET を流れるドレイン-ソース間 RMS 電流 I_{DS_RMS} は、次のように計算されます。

$$I_{DS_RMS} = I_{PRMS} = 0.641\text{ A} \quad (27)$$

I_{DS_RMS} の計算値の 5 倍の MOSFET を選択します。FET の最大電圧は次のように推定できます。

$$V_{DSPK} = (V_{IN(max)} \times \sqrt{2}) + (V_{OCV} + V_F) \times N_{PS} + V_{LK} = (460 V \times \sqrt{2}) + (12 V + 0.8 V) \times 7 + 63 V = 803.1 V \quad (28)$$

15% のディレーティングと約 150V のリーカスパイクを考慮すると、MOSFET の電圧定格は 925V DC の付近にする必要があります。950V MOSFET が選択されます。

2.2.1.5 整流ダイオードの選択

2 次側出力ダイオードまたは同期整流器 FET の逆電圧またはブロッキング電圧 ($V_{DIODE_BLOCKING}$) を計算します。

$$V_{DIODE_BLOCKING} = \frac{V_{IN_DC(max)}}{N_{PS}} + V_{OCV} = \frac{460 V \times \sqrt{2}}{7} + 12 V = 104.9 V \quad (29)$$

このリファレンスデザインでは、+12Vp レールとして、損失を低減するため、200V、24A 定格の同期整流 FET を選択しています。±14 のレールについては、200V 電圧および 1A 順方向電流定格付きのショットキーダイオードを選択しています。

$$V_{DIODE_BLOCKING_AUX} = \frac{V_{IN_DC(max)}}{N_{PA}} + (V_{OCV} + V_F) \times N_{AS} - V_{FA} = \frac{460 V \times \sqrt{2}}{4.81} + (12 V + 0.8 V) \times 1.455 - 0.6 V = 153 V \quad (30)$$

補助レールに対して、400V 電圧と 1A 順方向電流定格を持つショットキーダイオードを選択します。この場合は通常、200V ダイオードで十分ですが、153V を超えるスパイクを考慮する必要があります。300V ダイオードを選択した場合、300V および 400V の小型ダイオードでは逆回復時間も V_F でも差がないため、ダイオードは何のメリットもありません。

2.2.1.6 出力コンデンサの選択

このリファレンス デザインでは、最大 0.1V の過渡電圧およびリップル電圧が 100mV 未満のときに V_{OUT} (12V) が最小出力電圧 (V_{OTRM}) を下回ることを防止するため、出力用の出力コンデンサ (C_{OUT}) を選択します。

$$C_{OUT} \geq \frac{\frac{I_{OCC}}{2} \times (t)}{V_{OCV} - V_{OTRM}} \quad (31)$$

$V_{OTRM} = 11.9V$ と仮定します。

$$C_{OUT} \geq \frac{\frac{2.2 A}{2} \times (50 \mu s)}{12 V - 11.9 V} \geq 550 \mu F \quad (32)$$

$$C_{OUT(selected)} = 2 \times 680 \mu F \quad (33)$$

許容される出力リップル電圧が 100mV (5%) であることを考慮すると、コンデンサの ESR および RMS 電流は次のようにする必要があります。

$$ESR = \frac{V_{OUT_RIPPLE}}{I_{SEC(max)}} = \frac{200 mV}{11.62 A} = 17.2 m\Omega \quad (34)$$

$$I_{COUT_RMS} = \sqrt{(I_{SEC_RMS})^2 - (I_{OCC})^2} = \sqrt{(4.49 A)^2 - (2.2 A)^2} = 5.0 A \quad (35)$$

2.2.1.7 VDD ピン上のコンデンサ

VDD の容量は、コンバータの出力が CC 制御の目標最小動作電圧に達するまで、デバイスの動作電流を供給する必要があります。VDD の容量は、起動時および低周波数スイッチングパルス間で使用される 1 次側動作電流を供給する必要があります。式 36 に示される 2 つの独立した計算の結果の最大値によって C_{VDD} の値が決まります。

起動時に $V_{VDD(on)}$ に達したとき、コンバータの出力が CC レギュレーションの目標最小動作電圧 V_{OCC} に達するまで、 C_{VDD} 単独でデバイスの動作電流および MOSFET ゲート電流を供給します。これで、補助巻線によって UCC28742 デバイスの UVLO より上の VDD が持続します。負荷に供給し、出力コンデンサを充電するために使用できる合計出力電流は、CC 調整ターゲット I_{OCC} です。式 36 は、コンバータのすべての出力電流が充電して、 V_{OCC} が達成さ

れるまで使用できると仮定しています。代表的なアプリケーションでは、式 37 平均ゲート駆動電流の推定 $q_G \times f_{SW(max)}$ と、 V_{VDD} に 1V マージンを加算したものが含まれます。

$$C_{VDD} \geq \frac{(I_{RUN} + q_G f_{SW(max)}) \times \frac{C_{OUT} \times V_{OCC}}{I_{OCC}}}{V_{DD(on)} - (V_{DD(off)} + 1V)} \quad (36)$$

$$C_{VDD} \geq \frac{(2mA + 10nC \times 37.7\text{ kHz}) \times \frac{1360\text{ }\mu\text{F} \times 12\text{ V}}{2.2\text{ V}}}{21\text{ V} - (8.5\text{ V} + 1\text{ V})} \geq 0.128\text{ }\mu\text{F} \quad (37)$$

現在の設計では、10 μF と 0.1 μF の各コンデンサを使用しています。

2.2.1.8 開ループ電圧レギュレーション対ピン抵抗デバイダ、ライン補償抵抗

フライバックコンバータの出力電圧調整ポイントは、VS ピンの抵抗デバイダによって決定されます。また、ハイサイド分圧抵抗 (R_{S1}) によって、コントローラが連続DRV動作を可能にするライン電圧が決定されます。 R_{S1} は最初、トランジスの補助 - 1 次側の巻線比と目標とする入力電圧動作スレッショルドに基づいて決定されます。

$$R_{S1} = \frac{V_{IN(run)} \times \sqrt{2}}{N_{PA} \times I_{VSL(min)}} \quad (38)$$

ここで、

- N_{PA} は変圧器の 1 次側と補助側の巻数比です
- $V_{IN(run)}$ はコントローラのターンオン(run)を可能にする AC_{RMS} 電圧です。DC 入力の場合は、式の $\sqrt{2}$ 項を省略します
- $V_{SL(run)}$ は、スイッチのオン時間中に VS ピンから引き出す電流の実行スレッショルドです (UCC28742 データシートの「電気的特性」セクションを参照)

$$R_{S1} = \frac{80\text{ V} \times \sqrt{2}}{4.81 \times 210\text{ }\mu\text{A}} = 112\text{ k}\Omega \quad (39)$$

$$R_{S1(selected)} = 121\text{ k}\Omega \quad (40)$$

ローサイド VS ピン抵抗は、開ループ条件での目的の V_{OUT} レギュレーション電圧に基づいて選択され、開ループ条件での最大許容電圧を設定します。

$$R_{S2} = \frac{R_{S1} \times V_{OVPTH}}{N_{AS} \times (V_{OV} + V_F) - V_{OVPTH}} \quad (41)$$

ここで、

- V_{OV} は、コンバータ出力で許容される最大ピーク電圧です
- V_F は、ほぼゼロの電流時の出力整流器の順方向降下です
- N_{AS} は変圧器の補助巻線と 2 次巻線の巻数比です
- V_{OVPTH} は、VS 入力での過電圧検出スレッショルドです (UCC28742 データシートの「電気的特性」セクションを参照)

$$R_{S2} = \frac{121\text{ k}\Omega \times 4.65\text{ V}}{1.455 \times (15\text{ V} + 0.8\text{ V}) - 4.65\text{ V}} = 30.7\text{ k}\Omega \quad (42)$$

$$R_{S2(selected)} = 33.2\text{ k}\Omega \quad (43)$$

UCC28742 デバイスは、ライン補償機能を使用することで、変動する入力ラインに対しても厳密な CC レギュレーションを維持します。ライン補償抵抗 (R_{LC}) の値は、 R_{S1} に流れる電流、総内部ゲート駆動遅延、外部 MOSFET ターンオフ遅延によって決定されます。UCC28742 デバイスの内部遅延を 50ns と仮定すると、次のようにになります。

$$R_{LC} = \frac{K_{LC} \times R_{S1} \times R_{CS} \times t_D \times N_{PA}}{L_P} \quad (44)$$

ここで、

- t_D は、MOSFET のターンオフ遅延を含む電流検出遅延です
- K_{LC} は電流スケーリング定数です (UCC28742 データシートの「電気的特性」セクションを参照)

$$R_{LC} = \frac{25 \times 121 \text{ k}\Omega \times 0.5 \Omega \times (46 \text{ ns} + 50 \text{ ns}) \times 4.81}{700 \mu\text{H}} = 998 \Omega \quad (45)$$

$$R_{LC(\text{selected})} = 1 \text{ k}\Omega \quad (46)$$

2.2.1.9 フィードバック要素

出力電圧は、検出ネットワーク抵抗 R_{FB1} および R_{FB2} によって設定されます。目的の出力電圧に基づいて、帰還抵抗の値を選択します。

$$V_{th} = \frac{V_{OCV} \times R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \quad (47)$$

ここで、

- $V_{th} = 2.5 \text{ V}$

オペアンプの補償回路 Z_{FB} は、よく確立された設計手法を使用して制御ループの安定性を求めて決定されます。通常、タイプ II 補償ネットワークを使用します。詳細については、[UCC28742 のデータシート](#)と設計計算機を参照してください。

2.2.1.10 パックアップ電源

次の 3 つの電源シナリオが考えられます。

1. 単相または 3 相電源を利用可能な場合。
 - このコンバータはすべての電圧を供給し、初回充電時は 1 分から 21 秒、その後の再充電時は 36 秒の間の可変時間でスーパーイヤパシタを充電します。
 - 2 次側巻線に存在するスイッチング波形はピーク整流を実施しており、反転昇降圧コンバータを無効化するために使用されます。
 - 同時に、スーパーイヤパシタの電圧が $4.3\text{V} \sim 7.8\text{V}$ の範囲内であるため、昇圧コンバータがアクティブになり、 11.5V を供給します。この電圧レベルは 12V よりわずかに低いため、商用電源が存在するときに電流が供給されるのを防止することを目的としています。昇圧コンバータをアクティブ状態に維持すると、デバイスのソフトスタートに起因する遅延を排除できます。
 - スーパーイヤパシタを充電すると、電圧スーパーバイザ TL7705A がフラグ EOC (uC のデジタル出力に便利な充電終了) を有効にして、LED をオンにします。
2. 電源が利用できない場合:
 - TPS55330 を使用した昇圧コンバータは常にアクティブであるため、 12Vp バスは 12V から 11.5V に低下し、すべてのレールが動作状態に維持されます。
 - 同時に、フライバックコンバータからの $\pm 14\text{V}$ 出力はどちらもゼロになり、ディスエーブル(無効)信号に使用されるピーク整流電圧はゼロになります。
 - 次に、TIDA-010939 に配置されている反転昇降圧コンバータが $\pm 14\text{V}$ を起動して電源を供給します。 $\pm 14\text{V}$ は、OR 接続ダイオードを使用してデュアル LDO の入力に接続され、 $\pm 12\text{V}$ を供給します。
 - スーパーイヤパシタが昇圧 UVLO (4.3V) 未満で放電されるまで、電力を供給します。この時点で、すべてのレールがオフになります。
3. 外部 12V 電源を使用して TIDA-010939 から給電する場合:
 - このシナリオでは、フライバックの補助巻線に電圧が印加されていないため、スーパーイヤパシタは再充電されません。
 - TIDA-010939 の外部電源からの 12V は、すべてのレールに通常電力を供給します。反転昇降圧コンバータは、デュアル LDO 用に $\pm 14\text{V}$ を供給します。

2.2.1.11 スーパーキャパシタの選択

スーパーキャパシタは、予期しない AC 入力シャットダウンが発生した場合にメインリレーをオフにしてプラグのロックを解除するために、12V レールと 5V レール (TIDA-010939) を供給します。1 秒の持続時間を初期仕様と仮定します。

- 12V レール: 200ms にわたって 1.8A のピーク電流 (プラグのロックを解除してリレーをオフにする)
- 12V レール: 平均電流 $1.8A \times 0.2s + 0.1A \times 0.8s = 0.44A$
- 5V レール: 1 秒間の平均電流 0.275A

スーパーキャパシタから必要な合計ピーク電力 P_{PK_SC} :

$$P_{PK_SC} = (V_{12Vp} \times I_{PK_1} + V_{5V} \times I_{PK_2} / \eta_{BUCK}) / \eta_{BOOST} \quad (48)$$

$$P_{PK_SC} = (12V \times 1.8A + 5V \times 0.275A / 0.9) / 0.85 = 27.2W \quad (49)$$

200ms で合計 27.2W のピーク値、または約 3.5A のピーク電流 (すなわち、27.2W/7.8V)。スーパーキャパシタに必要な総平均電力、 P_{AVE_SC} :

$$P_{AVE_SC} = (V_{12Vp} \times I_{AVE_1} + V_{5V} \times I_{AVE_2} / \eta_{BUCK}) / \eta_{BOOST} \quad (50)$$

$$P_{AVE_SC} = (12V \times 0.44A + 5V \times 0.275A / 0.9) / 0.85 = 8W \text{ (that is, } 8J \text{ in 1s)} \quad (51)$$

スーパーキャパシタは最大 7.8V で充電され、その後 4.3V まで放電されていることを考慮します (つまり、TPS55330 昇圧コンバータの UVLO に相当)。

$$C_{MIN_SERIES} = 2 \times (E) / ((V_2)^2 - (V_1)^2) = 2 \times (8J) / ((7.8V)^2 - (4.3V)^2) = 0.3778F \quad (52)$$

$$C_{MIN} = 2 \times C_{MIN_SERIES} = 0.76F \text{ (for 1s)} \quad (53)$$

ここで、

- C_{MIN_SERIES} は、等価直列コンデンサの最小値です
- C_{MIN} は個別の最小容量です

ここで、3 秒間に $C_{MIN} = 3 \times 0.76 = 2.28F$ が必要です。

このデザインでは、最大 47.5W と 4A ピークをサポートする 2 個の 2.5F 直列接続を選択しています。

TL7705 電圧スーパーバイザは、7.49V のわずかに低い電圧で充電完了を監視します。スーパーキャパシタエネルギーは 7.49V ~ 4.3V、 E_{SC_7p5} :

$$E_{SC_7p5} = 0.5 \times C \times (V_1^2 - V_2^2) = 0.5 \times 1.25F \times (7.49^2 - 4.3^2) = 23.5J \quad (54)$$

昇圧効率を考慮した後に利用可能なエネルギー、 $E_{SC_7p5_BOOST}$:

$$E_{SC_7p5_BOOST} = E_{SC_7p5} \times \eta_{BOOST} = 23.5J \times 0.85 = 20J \quad (55)$$

3 秒間に利用可能な電力、 P_{SC_7p5} :

$$P_{SC_7p5} = E_{SC_7p5_BOOST} / \text{time} = 20J / 3s = 6.65W \quad (56)$$

スーパーキャパシタエネルギーは、7.8V ~ 4.3V、 E_{SC_7p8} :

$$E_{SC_7p8} = 0.5 \times C \times (V_1^2 - V_2^2) = 0.5 \times 1.25F \times (7.8^2 - 4.3^2) = 26.5J \quad (57)$$

昇圧効率を考慮した後に利用可能なエネルギー、 $E_{SC_7p8_BOOST}$:

$$E_{SC_7p8_BOOST} = E_{SC_7p8} \times \eta_{BOOST} = 26.5J \times 0.85 = 22.5J \quad (58)$$

3 秒間に利用可能な電力、 P_{SC_7p8} :

$$P_{SC_7p8} = E_{SC_7p8_BOOST} / \text{time} = 22.5 \text{ J} / 3 \text{ s} = 7.5 \text{ W} \quad (59)$$

2.2.1.12 スーパーキャパシタ チャージャの設計

シャント電圧リファレンス (U6) は、最終充電電圧を 7.8V に設定します。NPN トランジスタ (Q5) と 4.99Ω 抵抗 (R42) により、充電電流は約 120mA ($0.6V/4.99 \Omega$) に制限されます。NMOS FET (Q4) は飽和領域で動作し、必要な充電電圧降下を維持します。U6 は、V_{backup} が 7.8V に達した直後に Q4 のゲートをプルダウンします。これにより、V_{backup} は公称 7.8V で一定の状態を維持します。以下に 2 つの充電シナリオがあります。

- 最初の電源ターンオンとしての充電時間:ここでは V_{backup} はゼロです。カバーする必要がある ΔV はゼロから 7.8V までです。したがって、充電時間は $\Delta T = C \times \Delta V / I = 1.25 \text{ F} \times 7.8V / 120\text{mA} = 81.25 \text{ 秒 (1 分と 21 秒)}$ となります。
- エネルギーストレージの解放後の充電時間:ここで、V_{backup} は昇圧コンバータの UVLO (4.3V) です。カバーする必要がある ΔV は 4.3V ~ 7.8V です。充電時間は $\Delta T = C \times \Delta V / I = 1.25 \text{ F} \times (7.8V - 4.3V) / 120\text{mA} = 36.46 \text{ 秒}$ です。

まとめると、最悪の充電時間は 1 分 21 秒で、エネルギー ストレージリリース間の再充電は 36.46 秒です。

2.2.2 リレー駆動/溶接検出

EVSE の主な機能は、商用電源電圧で電気自動車に向けた大電流を高い信頼性で制御することです。通常の使用事例では、リレーまたはコンタクタを数時間閉じて車両を完全に充電する必要があります。ただし、安全性の懸念があるためにリレーを溶接できません。制御システムで何らかの障害が発生した場合、リレーはフェイリオーブンにする必要があります。これらの大電流リレーまたはコンタクタは通常、誘導性負荷として数十～数百 mA を引き出すことができ、特定のドライバーアーキテクチャが必要になります。

リレー、コンタクタに継続的に電力を供給しなければならない時間があるため、標準的なダーリントンアレイやディスクリートトランジスタ構成よりも効率的なドライバデバイスが推奨されます。このため、設計で使用されるリレーまたはコンタクタを駆動するため、DRV8220 電流コントローラを選択しています。DRV8220 デバイスは、適切に制御された波形で電流を調整し、消費電力を低減するように設計されています。

リレーおよびコンタクタは、動作に電気機械式ソレノイドを使用します。EN ピンの電圧が外部ドライバまたは内部プルアップによって High にプルアップされると、アクティビ化が開始されます。EN ピンが GND に駆動されると、DRV8220 デバイスによりソレノイド電流がゼロまで減衰します。ソレノイド電流は高速にランプアップされ、リレー、コンタクタを開けるようになります。最初のランプ後、正常な動作を維持するためにソレノイド電流はピーク値に維持されます。その後、電流はより低いホールドレベルに低下し、熱の問題を回避し、消費電力を低減します。

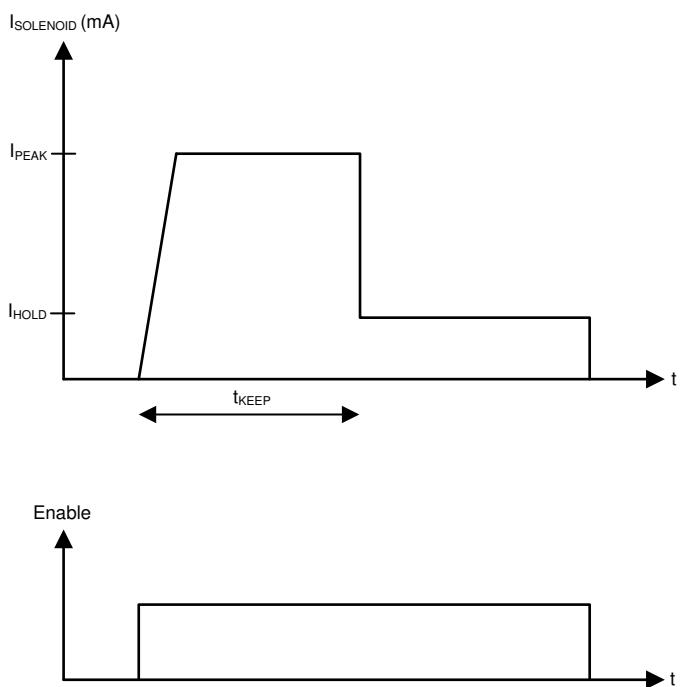


図 2-3. ソレノイドを流れる代表的な電流波形

安全性を確保するために、リレーとコンタクタの出力電圧を検出することが重要です。経年劣化と磨耗が原因で、接点はアーカ放電が発生し、永続的に溶接される可能性があります。その結果、システムがオフのときでもプラグへの電力供給を継続する閉じた状態が発生します。この危険を防止するため、リレーを開いたびに適切に動作していることを確認する必要があります。

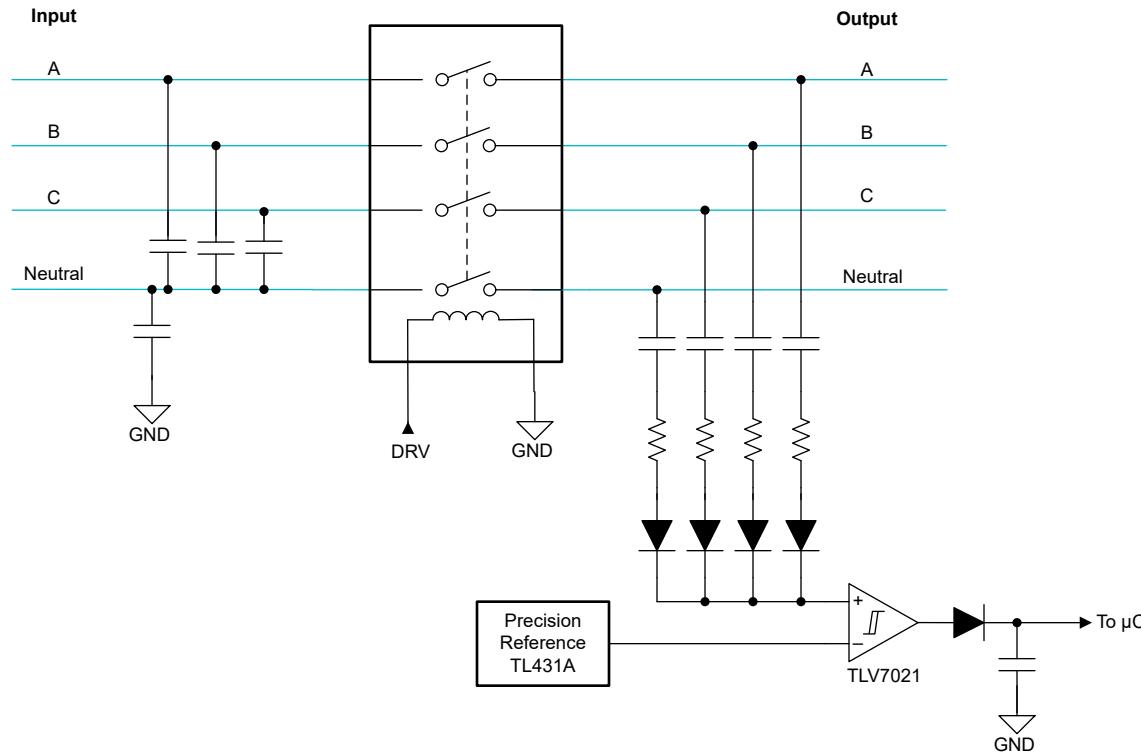


図 2-4. AC 溶接検出のブロック図

TIDA-010239 の溶接検出回路は、コンタクタの出力で各相と中性線を監視します。安全コンデンサを使用して、各相を監視します。安全コンデンサは、高電位テストにも合格した絶縁型設計を実現します。AC 結合信号は、最初に電圧および電流制限され、その後 OR 接続回路を使用して結合され、1 つのコンパレータで監視されます。コンタクタの前の主電源入力では、Class-X と Class-Y の安全コンデンサは、充電器の絶縁型グランドからグリッドへの電流リターンパスを供給します。

リレーが溶接されている場合、またはリレーの出力に電圧が存在する場合、コンパレータはピーク検出回路経由でロジック High 信号をマイコンの故障検出入力に駆動します。

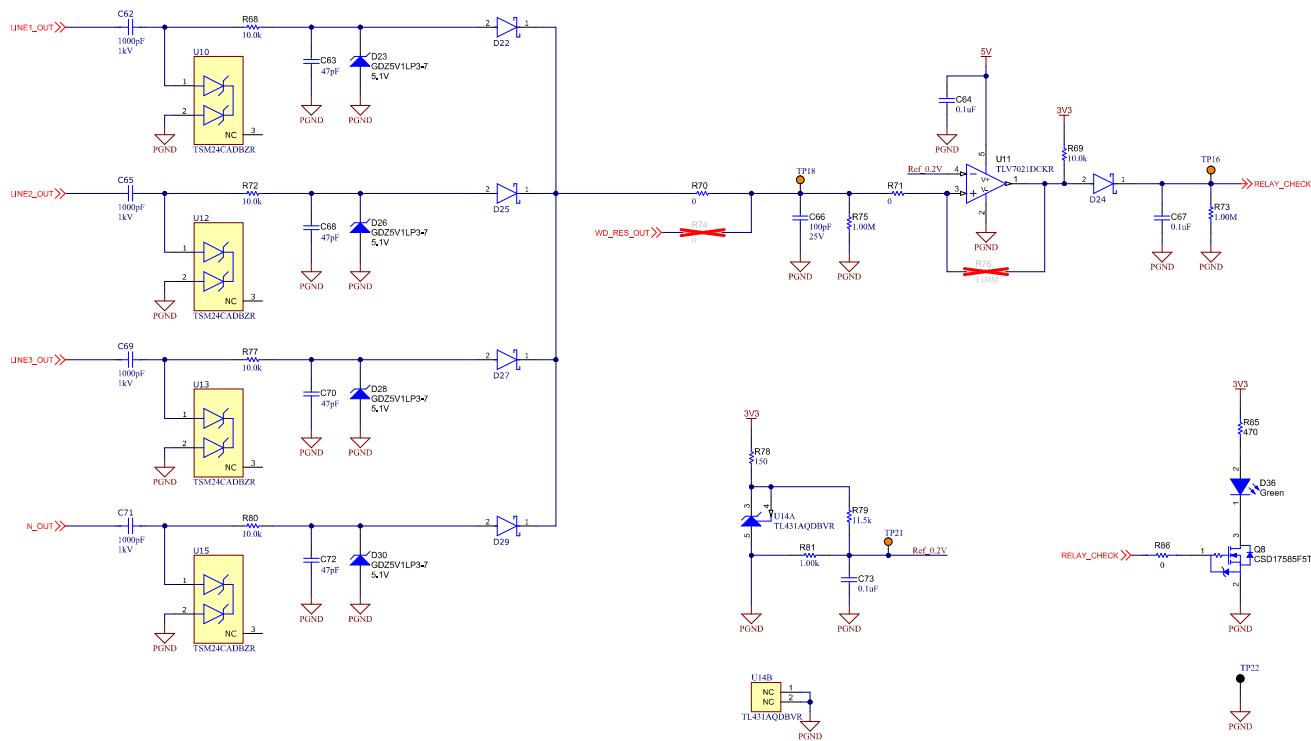


図 2-5. AC 接続検出回路

このリファレンス デザインでは、TLV7021 コンパレータを使用して接続部を検出します。TLV701x および TLV702x デバイスはマイクロパワー動作で、レールツーレール入力機能があり、260ns の伝搬遅延と、わずか 5 μ A の静止消費電流とを組み合わせています。速度と低消費電力のバランスにより、システムは障害条件を迅速に検出しながら、エネルギー消費を最小化できます。

内部ヒステリシスと出力位相反転への耐性により、堅牢でノイズ耐性の高い動作を実現します。これは、過酷な環境で低速または歪みのある信号を監視する場合に重要です。TLV7021 にはオープンドレインの出力段があるため、レベルシフトに最適で、柔軟なシステム統合が可能です。プッシュパル出力が必要な場合は、代わりに TLV701x バリエントを使用できます。

コンパレータ基準電圧は、TL431 高精度プログラマブル リファレンスによって生成され、このリファレンス デザインでは 200mV に構成されています。環境条件とシステムのノイズレベルに応じて、基準電圧をより高い値 (たとえば 5V) に設定することで、ノイズ耐性を高め、誤トリガを防止できます。

2.3 主な使用製品

2.3.1 UCC28742

UCC28742 は、2 次側電圧レギュレータからのフォトカップリング フィードバック信号を使用して高性能の電圧レギュレーションを行うフライバック電源コントローラです。このデバイスは、1 次側フィードバックを使用して、高精度の定電流レギュレーションを実現します。バースイッチング付きの不連続導通モード (DCM) で動作し、スイッチング損失を最小限に抑え、低コストの出力整流器を使用できます。この制御方式は、周波数と 1 次側ピーク電流振幅変調を組み合わせることで、負荷範囲全体にわたって高い変換効率を実現します。制御法則により出力電力のダイナミック動作範囲が広いため、電源設計者はスタンバイ消費電力を低減できます。低消費電力動作条件の間、コントローラの電力管理機能によって、25kHz 未満のスイッチング周波数でのデバイスの動作電流が減少します。UCC28742 では、この周波数以上では、基本スイッチング周波数と高調波の EMI ピーク エネルギーを低減する機能が変調器に組み込まれています。直観的な設計プロセスを使用することで、低コストで部品数の少ない包括的なシステムを実現できます。

2.3.2 DRV8220

DRV8220 は統合型 H ブリッジドライバで、PWM (IN1/IN2) インターフェイス (DRL および DSG パッケージ)、PH/EN (DSG のみ)、またはハーフブリッジ インターフェイス (DSG のみ) という複数の制御インターフェイスを選択できます。プリント基板の面積と外付け部品を削減するため、このデバイスにはチャージ ポンプ レギュレータとそのコンデンサが内蔵されています。DSG と DRL の両方のパッケージは、タイマ付きの自動スリープ モードをサポートしているため、ディセーブル / スリープ ピンが不要になり、入力が 1~2ms の間非アクティブに維持されるとデバイスが自動的に低消費電力スリープ モードに移行するため、マイコンの GPIO 接続が減少します。PWM または PH/EN モードに自動スリープを使用する場合、nSLEEP ピンを High に接続することができます。自動スリープが使用できないときは、nSLEEP ピンによりデバイスをハーフブリッジ モードでスリープに移行できます。

2.3.3 ATL431

ATL431 および ATL432 は、3 ピンの可変シャント レギュレータで、該当する車載用、商業用、工業用の温度範囲の全体にわたって、規定された熱安定性を維持します。出力電圧は、2 つの外付け抵抗を使用して、Vref (約 2.5V) から 36V までの範囲で任意の値に設定できます。これらのデバイスの出力インピーダンスは 0.05Ω (標準値) です。これらのデバイスは、アクティブ出力回路により、非常にシャープな電源オン特性を持ち、オンボード レギュレーション、可変電源、スイッチング電源など多くの用途において、ツェナー ダイオードの優れた代替品となります。

2.3.4 TL431

TL431 および TL432 は 3 端子の可変シャント レギュレータであり、該当する車載、商業、軍事用の温度範囲全体にわたって熱的な安定性が規定されています。出力電圧は、2 つの外付け抵抗を使用して、Vref (約 2.5V) から 36V までの範囲で任意の値に設定できます。これらのデバイスの出力インピーダンスは 0.2Ω (標準値) です。これらのデバイスは、アクティブ出力回路により、非常にシャープな電源オン特性を持ち、オンボード レギュレーション、可変電源、スイッチング電源など多くの用途において、ツェナー ダイオードの優れた代替品となります。TL432 の機能および電気的仕様は TL431 デバイスと完全に同じですが、DBV、DBZ、PK パッケージのピン配置が異なります。

2.3.5 TPS55330

TPS55330 は、5A、24V パワー スイッチを内蔵したモノリシック非同期スイッチング レギュレータです。このデバイスは、昇圧、SEPIC、絶縁フライバックなど、複数の標準的なスイッチング レギュレータのトポロジに構成できます。このデバイスは広い入力電圧範囲に対応しているため、マルチセル バッテリやレギュレートされた 3.3V、5V、12V 電力レールからの入力電圧を使用するアプリケーションをサポートできます。TPS55330 は電流モード PWM (パルス幅変調) 制御を使用して出力電圧をレギュレートします。また、発振器を内蔵しています。PWM のスイッチング周波数は、外付け抵抗、または外部クロック信号への同期により設定されます。ユーザーは、スイッチング周波数を 100kHz ~ 1.2MHz の範囲でプログラムできます。

2.3.6 TPS259470

TPS25947xx eFuse ファミリは、小さなパッケージに搭載され、高集積な回路保護および電源管理設計です。このデバイスは、非常に少ない数の外付け部品で複数の保護モードを提供し、過負荷、短絡、電圧サージ、逆極性、過剰な突入電流に対して堅牢な保護を行います。バックツーバック FET が内蔵されており、出力から入力への逆電流が常にブロックされるため、このデバイスはパワー マルチプレクサや OR 接続アプリケーションに最適で、また、入力電源に障害が発生した場合に負荷側のエネルギーを保持するストレージを必要とするシステムにも良い選択肢となります。これらのデバイスは、リニア OR 接続ベースの方式を採用して DC 逆電流がほぼゼロになっているので、順方向電圧降下と消費電力を最小限にした最適なダイオード動作をエミュレートできます。

2.3.7 TL7705A

TL77xxA ファミリー製品は、マイクロコンピュータおよびマイクロプロセッサ システムでリセットコントローラとして使用するように特別に設計された、電源電圧監視 IC です。この電源電圧監視 IC は、SENSE 入力の低電圧状態について電源を監視します。

3 ハードウェア、テスト要件、およびテスト結果

3.1 ハードウェア要件

図 3-1 に、ボードの上面図と TIDA-010239 PCB のさまざまな断面を示します。

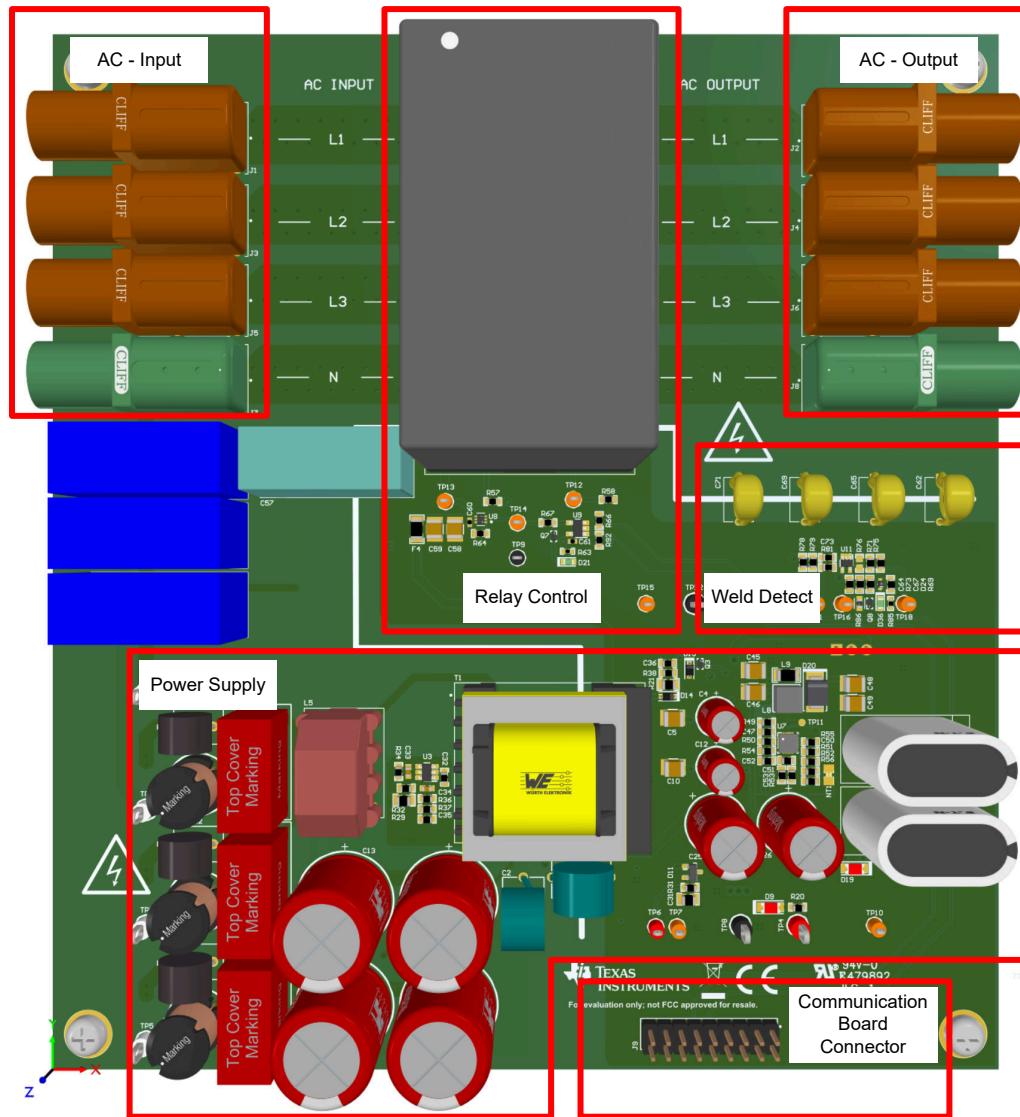


図 3-1. TIDA-010239 PCB の上面図

3.2 試験の要件

3.2.1 電源テスト設定

図 3-2 に、外部部品の配置とテスト構成内の最終接続のブロック図を示します。

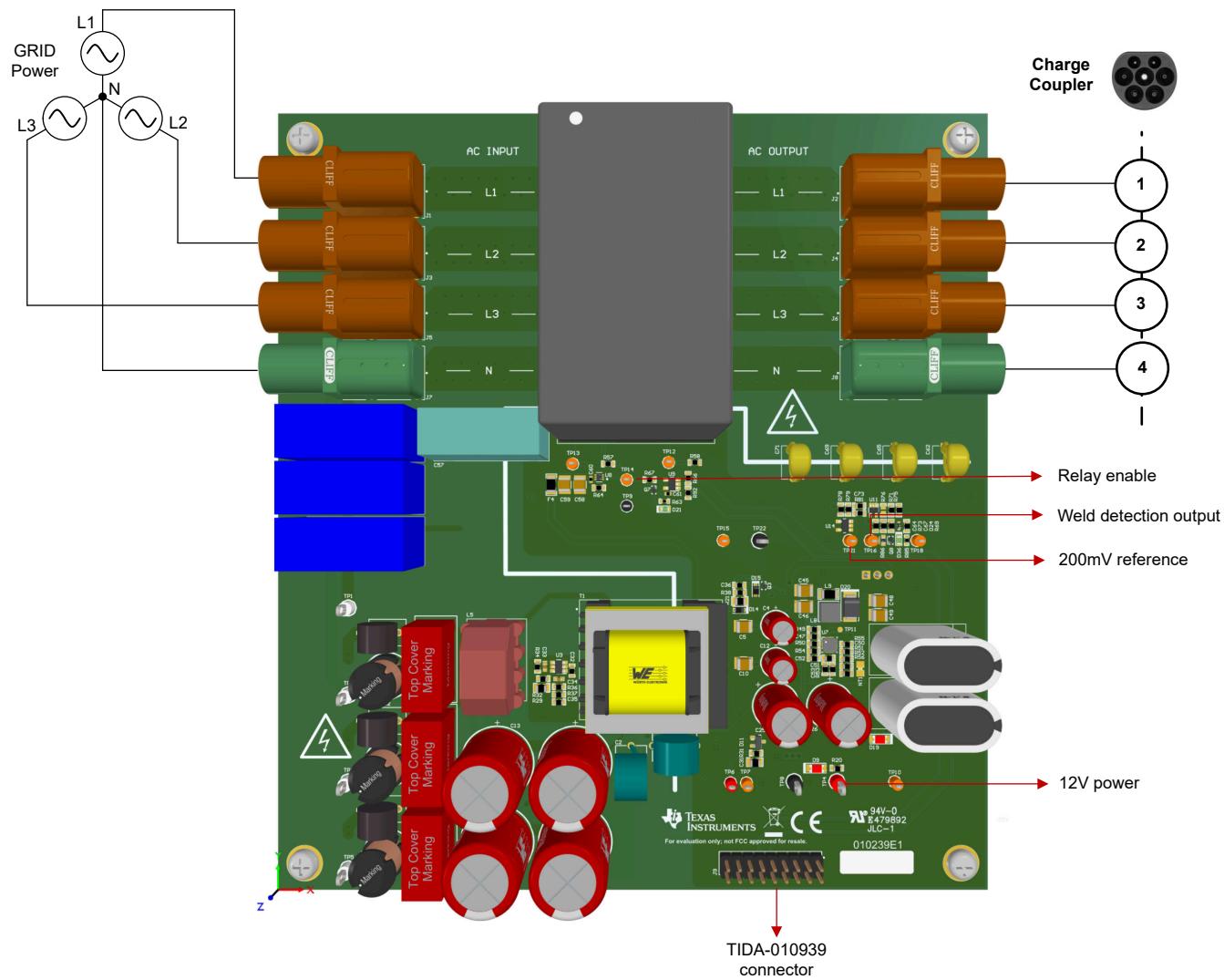


図 3-2. TIDA-010239 ハードウェアと外部部品の接続

図 3-3 にテスト構成を示します。リニアレギュレータとコンバータのテスト構成は、TIDA-010239 ボード、DC 電源、デジタルマルチメータ、電子負荷、電圧および電流プローブで構成されています。

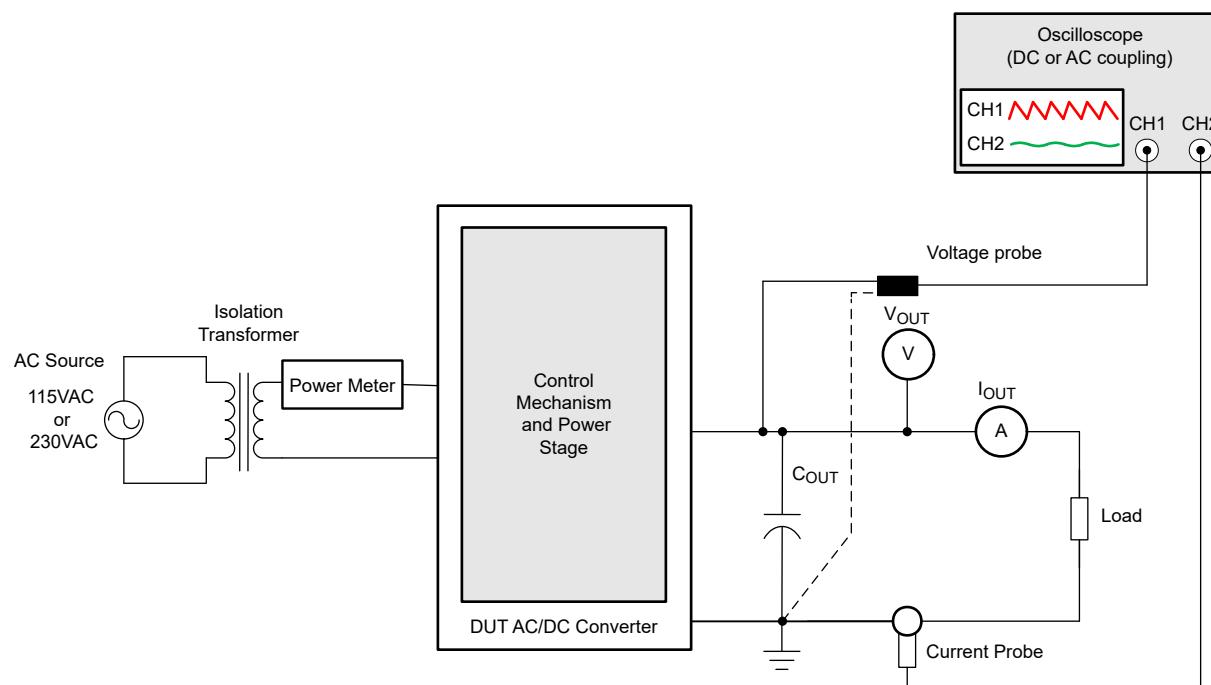


図 3-3. TIDA-010239 のリニアレギュレータとコンバータのテスト構成

注

- DUT はテスト対象デバイスです。
- オシロスコープのアナログ信号帯域幅を使用するには、スイッチング周波数の 400 倍以上が必要です。
- オシロスコープでは、リップル波形を正確にキャプチャするために、より高いメモリ深度とサンプリングレート (4GSPS 以上、メモリ深度が 1Mpts 以上) が必要です。
- オシロスコーププローブは 50Ω で終端されています。

この設計で実施されるテストは次のとおりです。

- さまざまな負荷でのデバイス効率とシステム効率
- リップル電圧、全負荷/軽負荷条件下でのリップル周波数、出力電圧精度
- 負荷過渡応答

3.2.2 溶接検出テストのセットアップ

溶接検出テスト構成の概要は以下のとおりです。

- リレーがオープンのとき、システムはコンパレータ U11 を介して AC 信号をチェックします。通常の (溶接されていない) 状態は、出力パルスがないことを意味します。
- リレーが閉じているとき、システムはコンパレータ U11 を介して AC 信号をチェックします。通常 (AC あり) 条件は、出力パルスが存在することを意味します。

TIDA-010239 基板に電力を供給する前に、以下の作業を完了してください。

- R_ENABLE (J9、ピン 9) を外部 3.3V に接続して、電源オン時に K1 リレーを有効にします。
- 絶縁型 HV オシロスコーププローブ 1 を LINE1_IN (TP1) に接続します。プローブ 1 のリファレンス クリップをニュートラル (TP5) に接続します。
- オシロスコープのプローブ 2 を RELAY_CHECK (TP16) に接続します。プローブ 2 のリファレンス クリップを PGND (TP22) に接続します。
- オシロスコープのプローブ 3 をコンパレータ入力 (TP18) に接続します。プローブ 3 のリファレンス クリップを接続する必要はありません。
- オシロスコープのプローブ 4 を Ref_0.2V (TP21) に接続します。プローブ 4 のリファレンス クリップを接続する必要はありません。

テスト目的で基板に電力を供給:

- コネクタ J9 のピン 6 に外部 3.3V を、J9 コネクタのピン 5 に外部 5V を印加します。
- 外部電源の GND を、J9 コネクタのグランドピン (ピン 7、8、13、14、17) のいずれかまたは GND テストポイント (TP8、TP9、TP22) のいずれかに接続します。
- R_ENABLE を 3.3V から切断することで、リレーを開いた状態で測定を繰り返すことができます。

3.3 テスト結果

3.3.1 UCC28742 に基づく絶縁型 AC/DC 電源

このセクションでは、フルスケール負荷変動、出力電圧レギュレーション、出力リップル、クロスレギュレーション、過渡負荷応答の各波形に関する効率に関するテストデータを示します。スクリーンショットに示すすべての測定で、VAC は 115V_{RMS}、60Hz に設定されており、オシロスコープは 20MHz 帯域幅に設定され、AC カップリング（電圧リップル測定用）に設定されています。

注

- +12V は 12V 電力出力 (TP4) であり、ここでは $12Vp$ と呼ばれています。ここで、 p は power (電力) を表します。
- +12Va は、TPS7A3901 の低ノイズ 12V です。
- -12Va は、TPS7A3901 の低ノイズ 12V です。
- 5V と 3.3V は TPS563211 降圧コンバータの出力です。

3.3.1.1 効率と出力電圧クロス レギュレーション

ゼロ負荷時の合計消費電流（すべての出力がアクティブ、ウルトラコンデンサ充電時）：

- 115VAC、60Hz: 485mW
- 230VAC、50Hz: 548mW

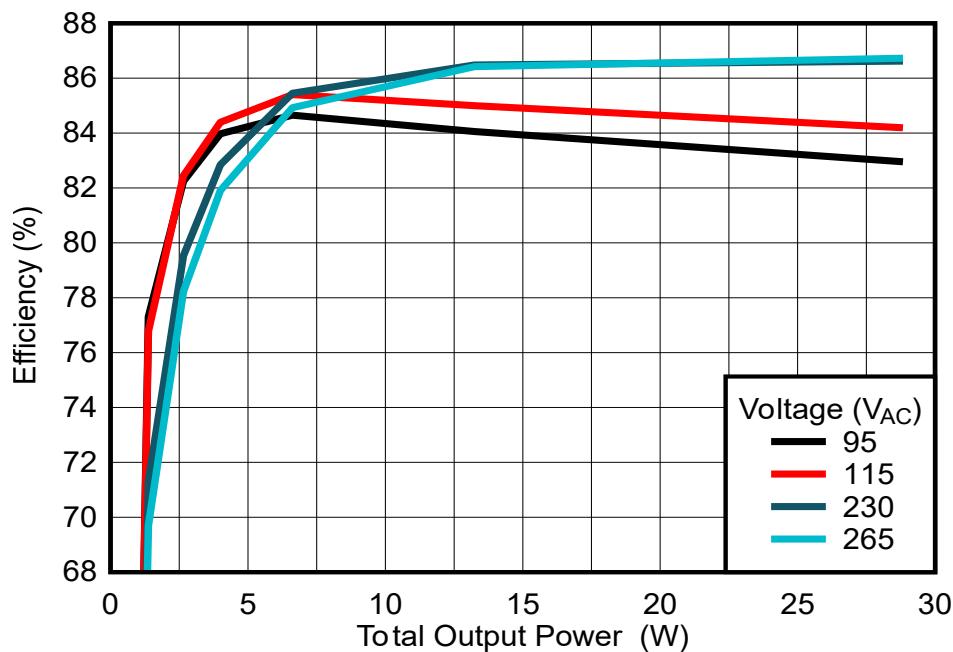


図 3-4. 出力電力と効率との関係 (95V、115V AC、60Hz、230V および 265V AC、50Hz)

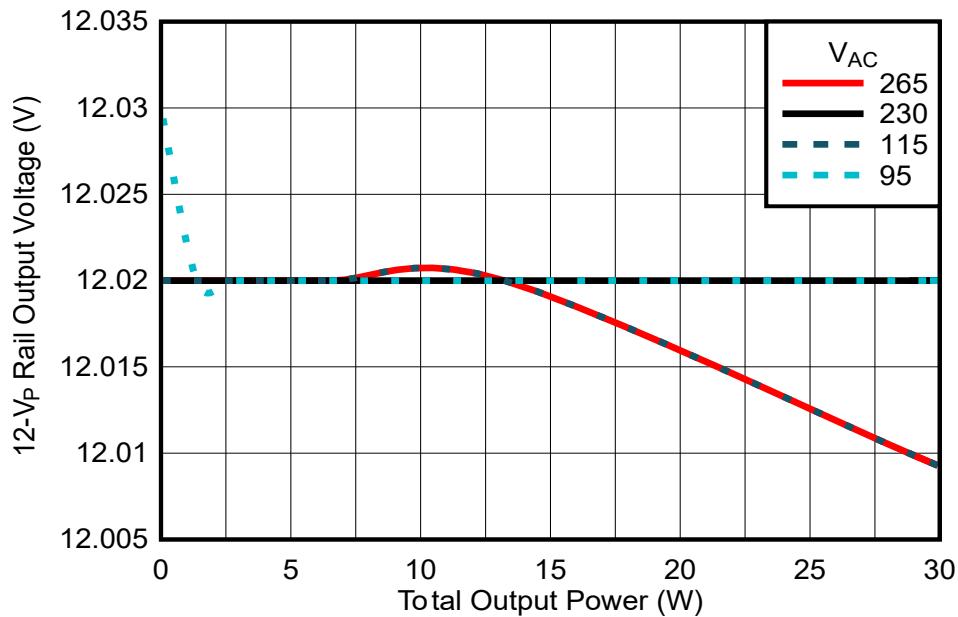


図 3-5. 出力電力と電圧レギュレーションとの関係

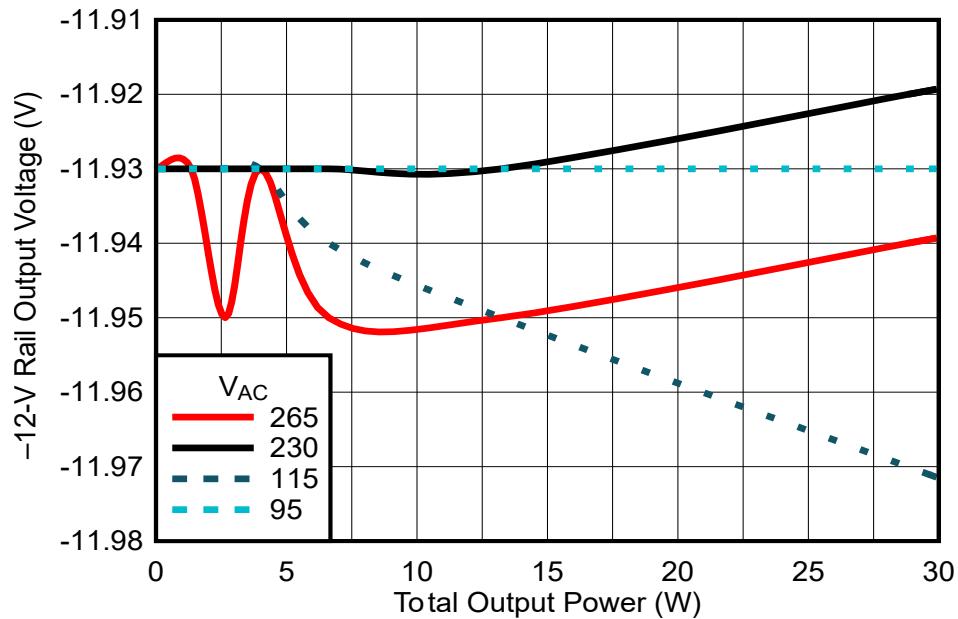


図 3-6. 出力電力と電圧レギュレーションとの関係

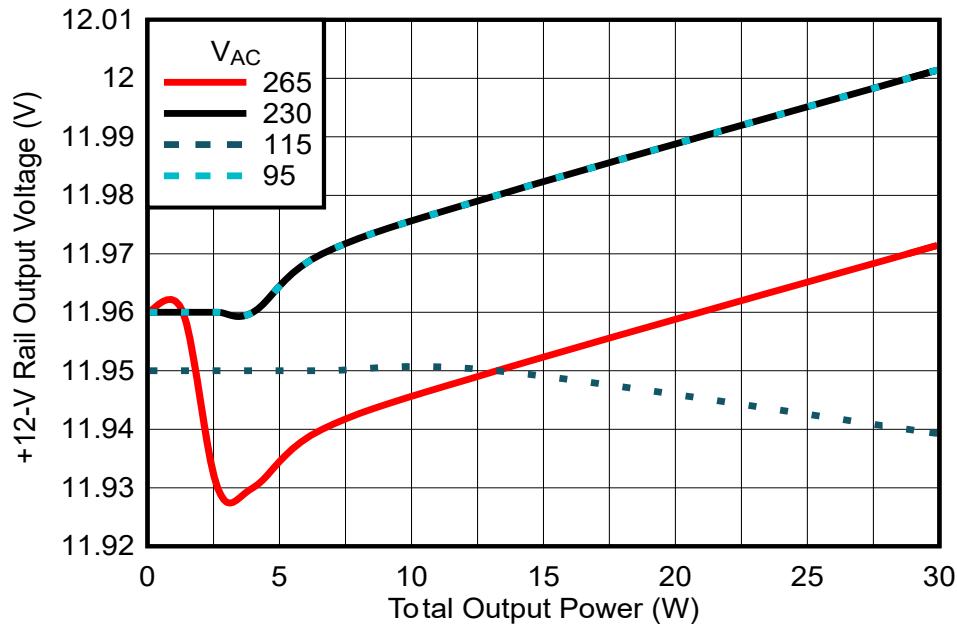


図 3-7. 出力電力と電圧レギュレーションとの関係

表 3-1. 95VAC、60Hz AC 入力でのテストデータ

P _{IN} (W)	12Vp (V)	+12V (V)	-12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I(-12V) (mA)	P _{OUT} (W)	効率 (%)
0.209	12.03	11.96	-11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.782	12.02	11.96	-11.93	104.7	4.98	-4.97	1.38	77.30%
3.225	12.02	11.96	-11.93	200.9	9.97	-9.94	2.65	82.24%
4.759	12.02	11.96	-11.93	302.8	14.95	-14.91	4.00	83.97%
7.821	12.02	11.97	-11.93	501.3	24.94	-24.85	6.62	84.65%
15.745	12.02	11.98	-11.93	1002.0	49.92	-49.71	13.24	84.06%
34.754	12.02	12.00	-11.93	2200.0	100.00	-99.42	28.83	82.95%

表 3-2. 115VAC、60Hz AC 入力でのテストデータ

P _{IN} (W)	12Vp (V)	+12V (V)	-12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I(-12V) (mA)	P _{OUT} (W)	効率 (%)
0.216	12.02	11.95	-11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.753	12.02	11.95	-11.93	102.1	4.98	-4.97	1.35	76.78%
3.219	12.02	11.95	-11.93	201.0	9.96	-9.94	2.65	82.45%
4.735	12.02	11.95	-11.93	302.8	14.94	-14.91	4.00	84.39%
7.752	12.02	11.95	-11.94	501.3	24.90	-24.88	6.62	85.40%
15.570	12.02	11.95	-11.95	1002.0	49.79	-49.79	13.23	85.00%
34.213	12.01	11.94	-11.97	2200.0	99.50	-99.75	28.80	84.19%

表 3-3. 230VAC、50Hz AC 入力でのテストデータ

P _{IN} (W)	12V _p (V)	+12V (V)	-12V (V)	I(12V _p) (mA)	I(+12V) (mA)	I(-12V) (mA)	P _{OUT} (W)	効率 (%)
0.308	12.02	11.96	-11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.888	12.02	11.96	-11.93	102.1	4.98	-4.97	1.35	71.30%
3.337	12.02	11.96	-11.93	201.0	9.97	-9.94	2.65	79.53%
4.824	12.02	11.96	-11.93	302.8	14.95	-14.91	4.00	82.84%
7.748	12.02	11.97	-11.93	501.3	24.94	-24.85	6.62	85.45%
15.304	12.02	11.98	-11.93	1002.0	49.92	-49.71	13.24	86.48%
33.280	12.02	12.00	-11.92	2200.0	100.00	-99.33	28.83	86.62%

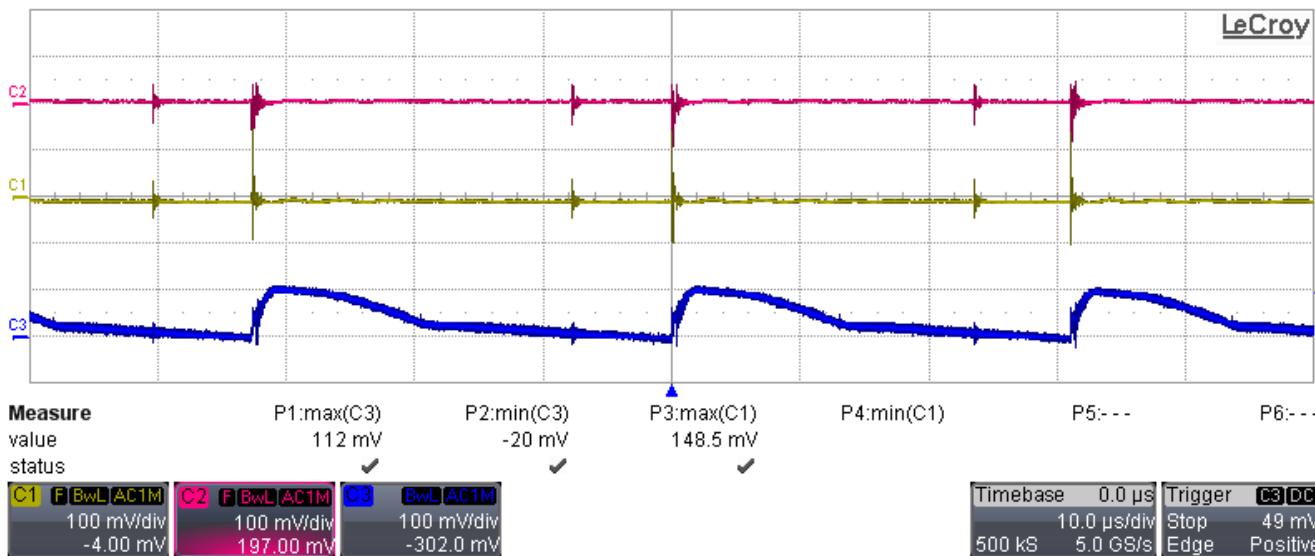
表 3-4. 260VAC、50Hz AC 入力でのテストデータ

P _{IN} (W)	12V _p (V)	+12V (V)	-12V (V)	I(12V _p) (mA)	I(+12V) (mA)	I(-12V) (mA)	P _{OUT} (W)	効率 (%)
0.334	12.02	11.96	-11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.932	12.02	11.96	-11.93	102.1	4.98	-4.97	1.35	69.69%
3.391	12.02	11.93	-11.95	200.9	9.94	-9.96	2.65	78.22%
4.878	12.02	11.93	-11.93	302.8	14.91	-14.91	4.00	81.91%
7.795	12.02	11.94	-11.95	501.3	24.88	-24.90	6.62	84.93%
15.312	12.02	11.95	-11.95	1001.9	49.79	-49.79	13.23	86.42%
33.212	12.01	11.97	-11.94	2200.0	99.75	-99.50	28.80	86.73%

表 3-5. 115V AC、60Hz AC 入力での出力電圧クロスレギュレーション

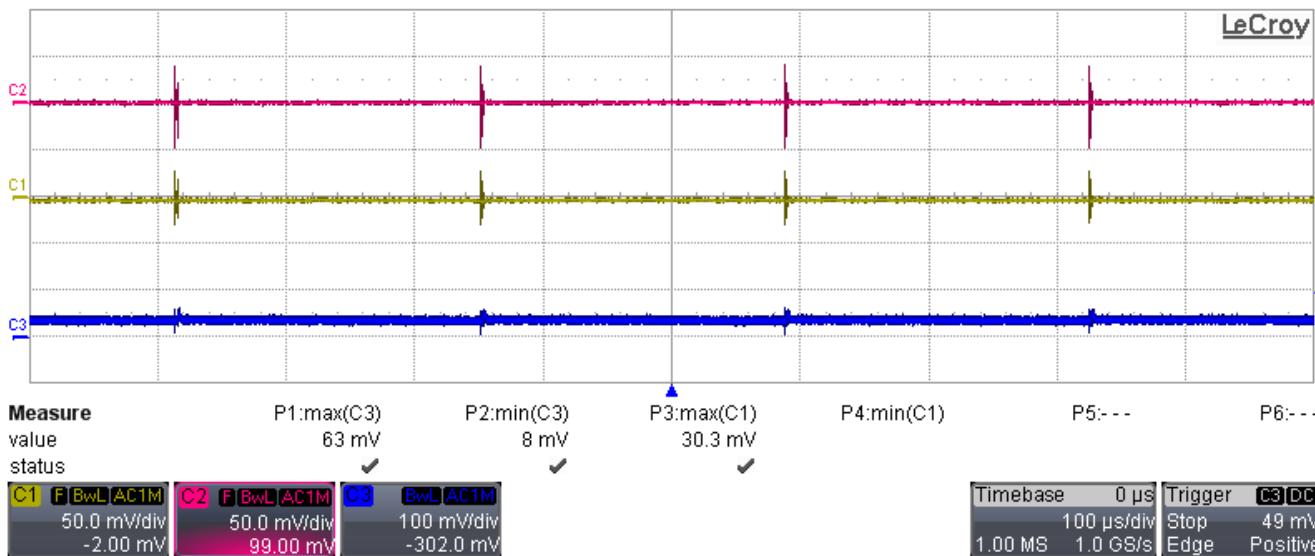
I(12V _p) (mA)	I(+12V) (mA)	I(-12V) (mA)	12V _p (V)	+12V (V)	-12V (V)
2000	100	100.00	12.09	11.95	-11.94
5	100	100.0	12.01	10.88	-10.88
2000	100	0.0	12.09	11.92	-11.93
2000	0	100.0	12.09	11.94	-11.95
50	100	100.0	12.10	11.95	-11.95
0	0	100.0	12.10	11.94	-10.76
0	0	0.0	12.10	11.94	-11.91
0	100	0.0	12.10	10.48	-11.88
2000	0	0.0	12.09	11.94	-11.91

3.3.1.2 出力電圧リップル波形



詳細は次のとおりです。C1 は 100mA で -12V 出力、C2 は 100mA で +12V 出力、C3 は 2.2A で +12Vp です

図 3-8. 全負荷時の -12V、+12V、+12Vp の電圧リップル



詳細は次のとおりです。C1 は 0mA で -12V 出力、C2 は 0mA で +12V 出力、C3 は 0A で +12Vp です

図 3-9. 無負荷時の -12V、+12V、+12Vp の電圧リップル

3.3.1.3 スタート、シャットダウン、バックアップ電源、過渡応答の波形

図 3-10 に、全負荷時の $-12V$ 、 $+12V$ 、 $+12Vp$ の起動 (AC 電源がオン) 時のコンバータの動作を示します。C1 は 100mA での $-12V$ 出力、C2 は 100mA での $+12V$ 出力、C3 は 2.2A での $+12Vp$ 。

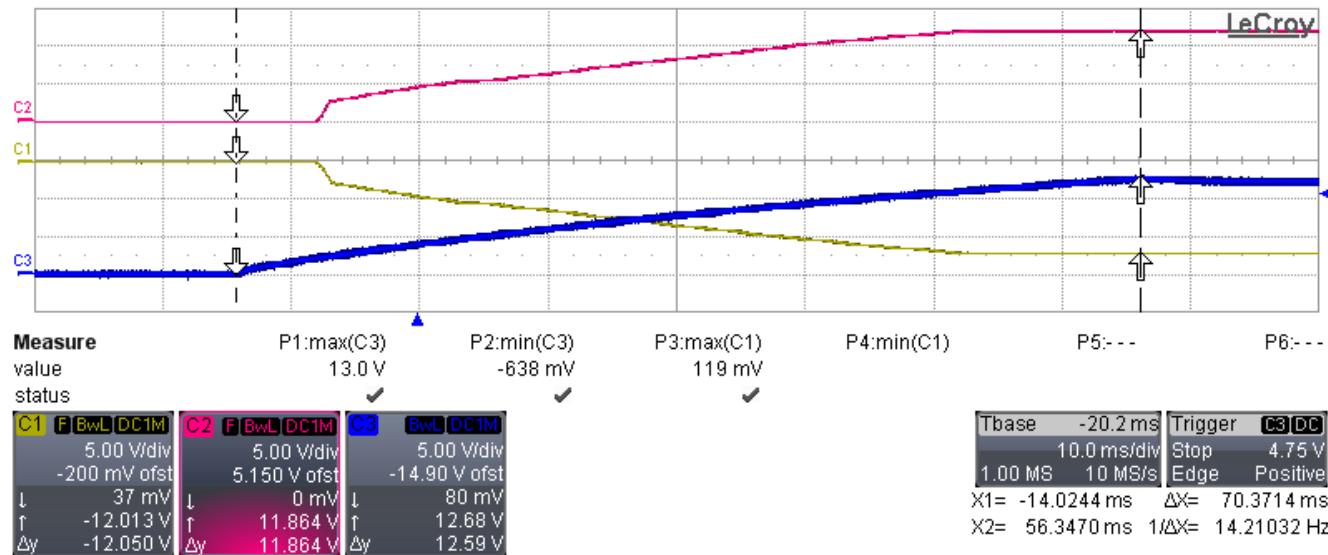


図 3-10. スタートアップ時のコンバータの動作

図 3-11 に、全負荷時に $-12V$ 、 $+12V$ 、 $+12Vp$ のシャットダウン (AC 電源が切断された) 時のコンバータの動作を示します。C1 は 100mA での $-12V$ 出力、C2 は 100mA での $+12V$ 出力、C3 は 2.2A での $+12Vp$ 。

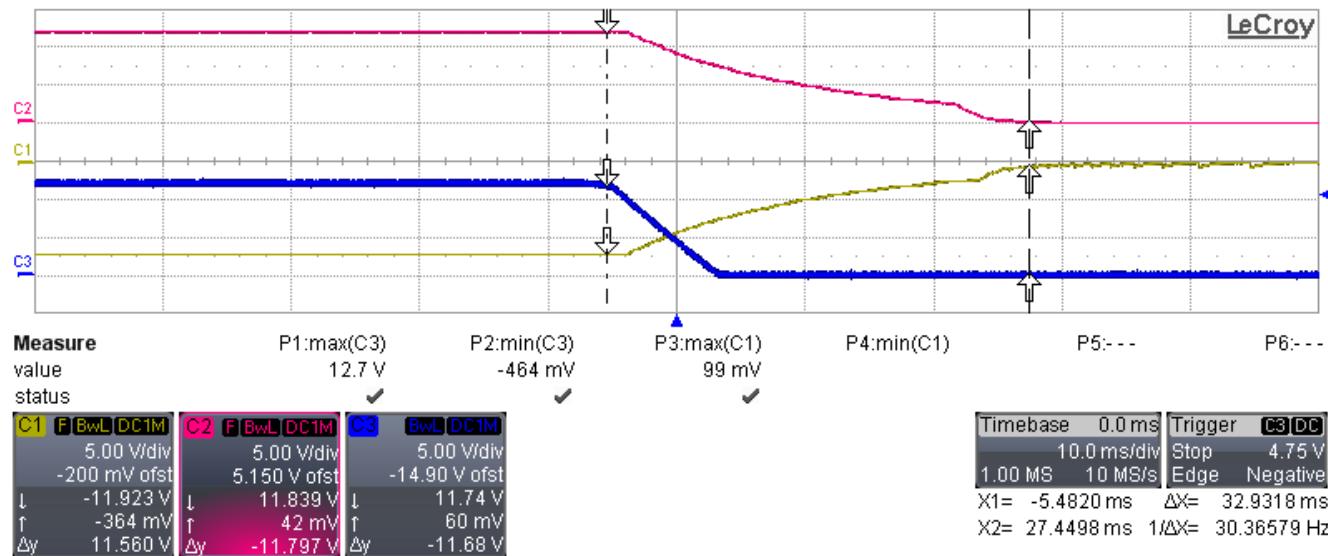


図 3-11. シャットダウン中のコンバータの動作

図 3-12 に、仕様に従って 0.44A で 12Vp、275mA で 5V レールの負荷がかったコンバータの動作を示します。ここで、トレース C2 は 12Vp 出力 (TP4_P) で、C1 は 5V 出力、C4 は入力 VAC です。

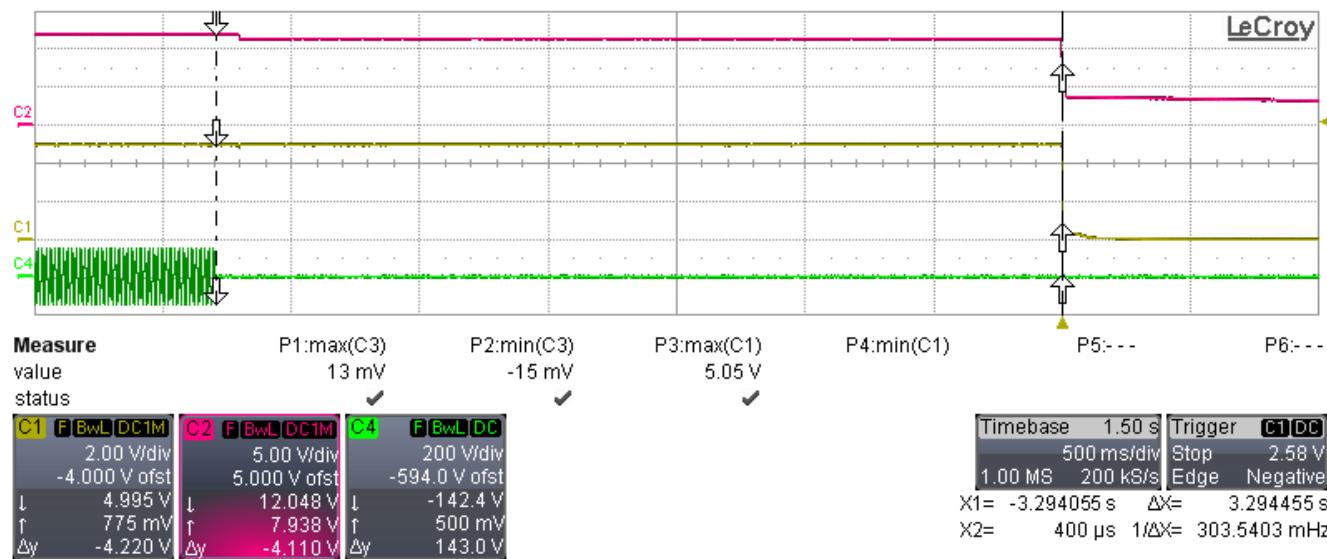


図 3-12. AC 電源が切断された後のバックアップ電源の動作

図 3-13 に、ゼロ電流と 1A の負荷電流の間で切り替わったときの $5V_{OUT}$ の過渡応答を示します。

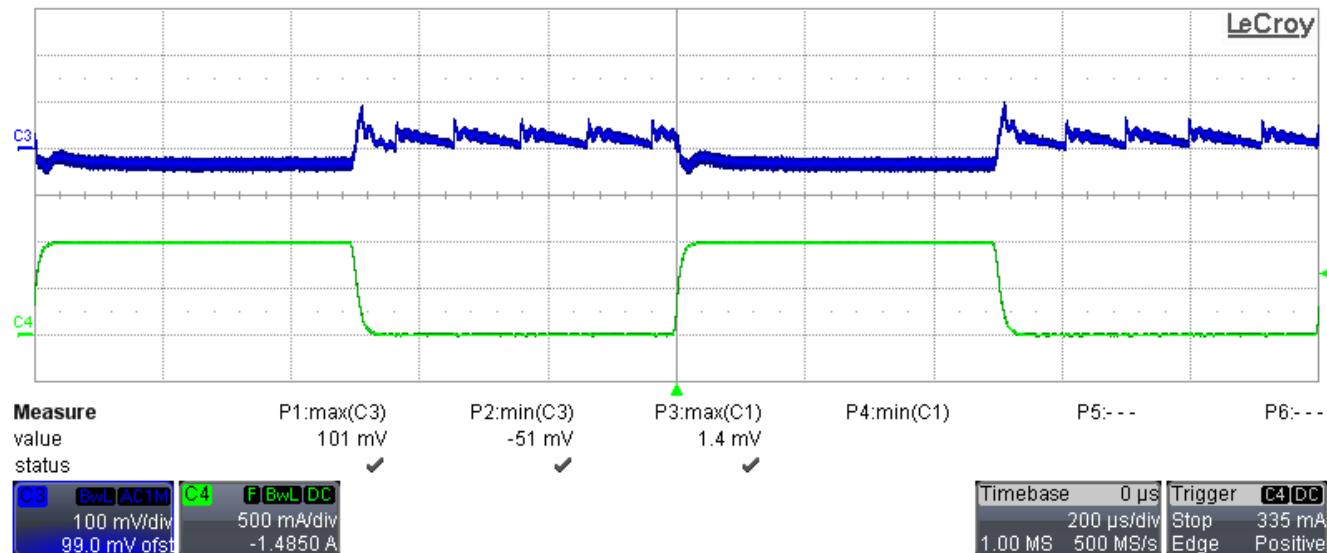


図 3-13. $5V_{OUT}$ での過渡応答、0 ~ 1A の負荷

図 3-14 に、ゼロ負荷電流と 1A 負荷電流の間で切り替わったときの $3.3V_{OUT}$ の過渡応答を示します。

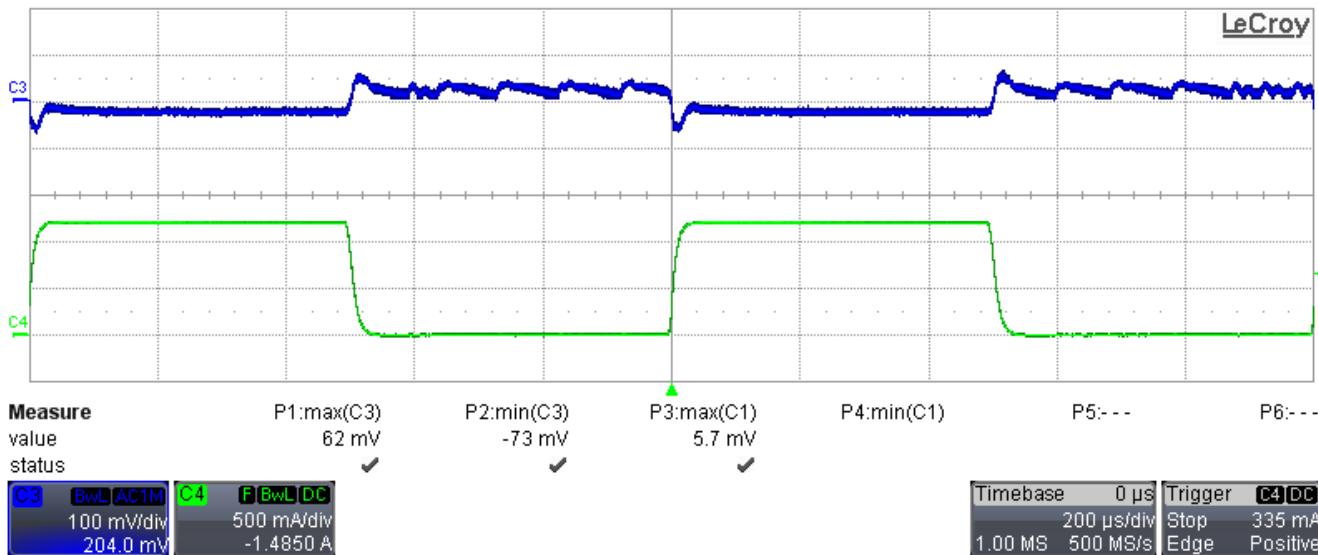


図 3-14. $3.3V_{OUT}$ 0A ~ 1A の過渡

図 3-15 は、 $12V_{OUT}$ で $0 \sim 2A$ への過渡が発生しているコンバータの過渡応答を示しています。一方、 $12V$ と $-12V$ はどちらも $100mA$ で負荷をかけています。C1 は、 $100mA$ での $-12V$ 出力、C2 は $100mA$ での $+12V$ 出力、C3 はスイッチ負荷での $+12Vp$ 、C4 は $12Vp$ 出力電流です。

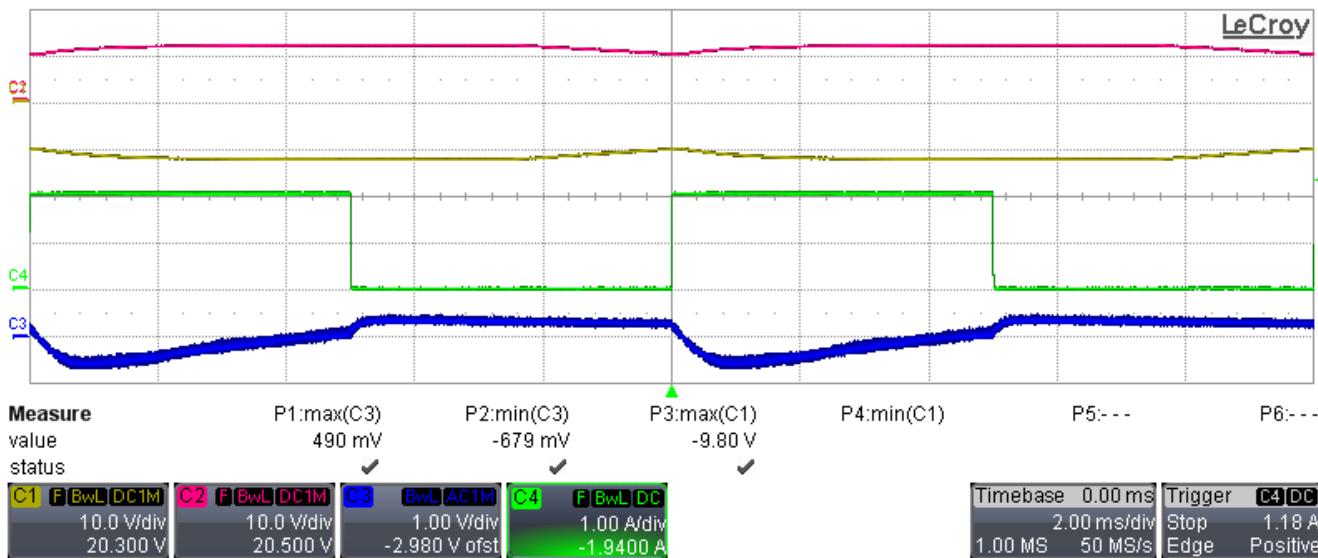


図 3-15. $12V_{OUT}$ で $0 \sim 2A$ への過渡が発生した場合のコンバータの過渡応答

図 3-16 は、12V_{OUT} で 0 ~ 2A への過渡が発生したコンバータの過渡応答を示しています。12V と -12V はどちらもゼロ電流で負荷をかけています。C1 は、0mA での -12V 出力、C2 は 0mA での +12V 出力、C3 はスイッチ負荷での +12V_p、C4 は 12V_p 出力電流です。

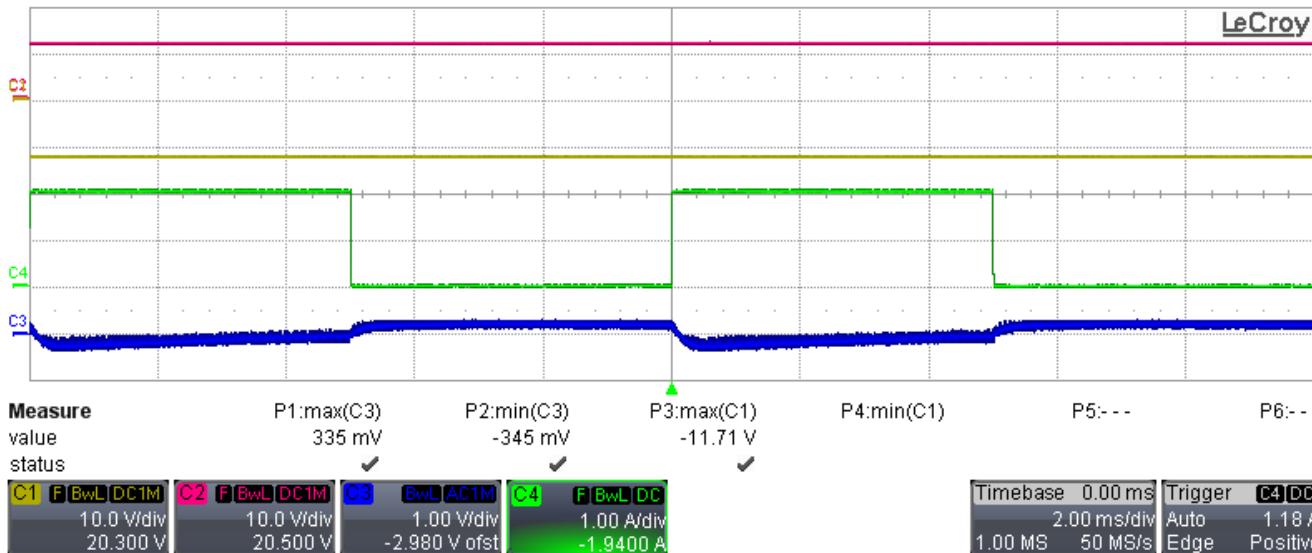


図 3-16. 12V_{OUT} で 0 ~ 2A への過渡が発生した場合のコンバータの過渡応答

図 3-17 は、12V_p 全負荷時の -12V 出力の過渡応答を示しています。C1 は 100mA からゼロに切り替わった -12V 出力、C4 は -12V 出力電流です。

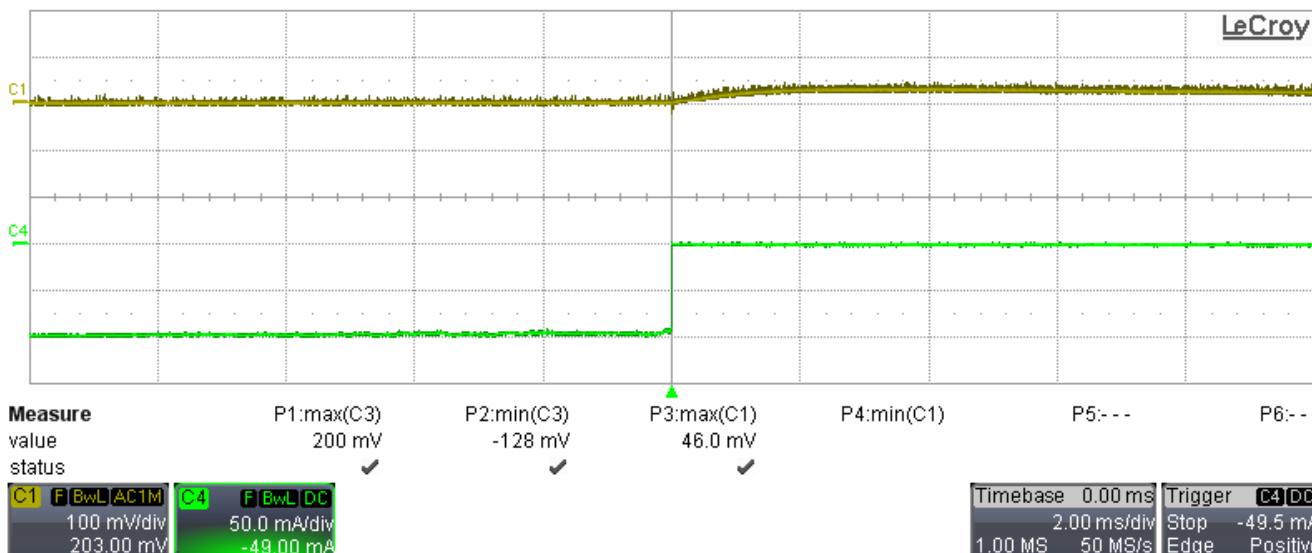


図 3-17. 全負荷時の 12V_p 出力の過渡応答 -12V

図 3-18 は、12Vp 全負荷時の $-12V$ 出力の過渡応答を示しています。C1 はゼロから 100mA に切り替わった $-12V$ 出力、C4 は $-12V$ 出力電流です。

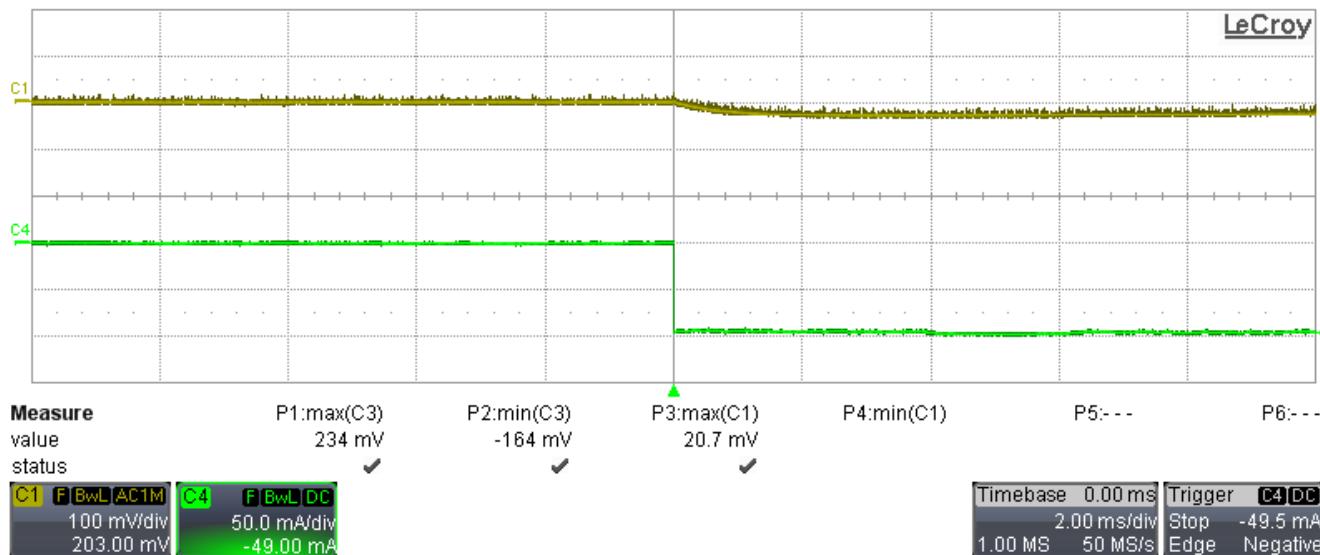


図 3-18. 全負荷時の 12Vp 出力の過渡応答 $-12V$

図 3-19 に、12Vp を全負荷にしたときの $+12V$ 出力の過渡応答を示します。C2 はゼロから 100mA に切り替わった $+12V$ 出力、C4 は $+12V$ 出力電流です。

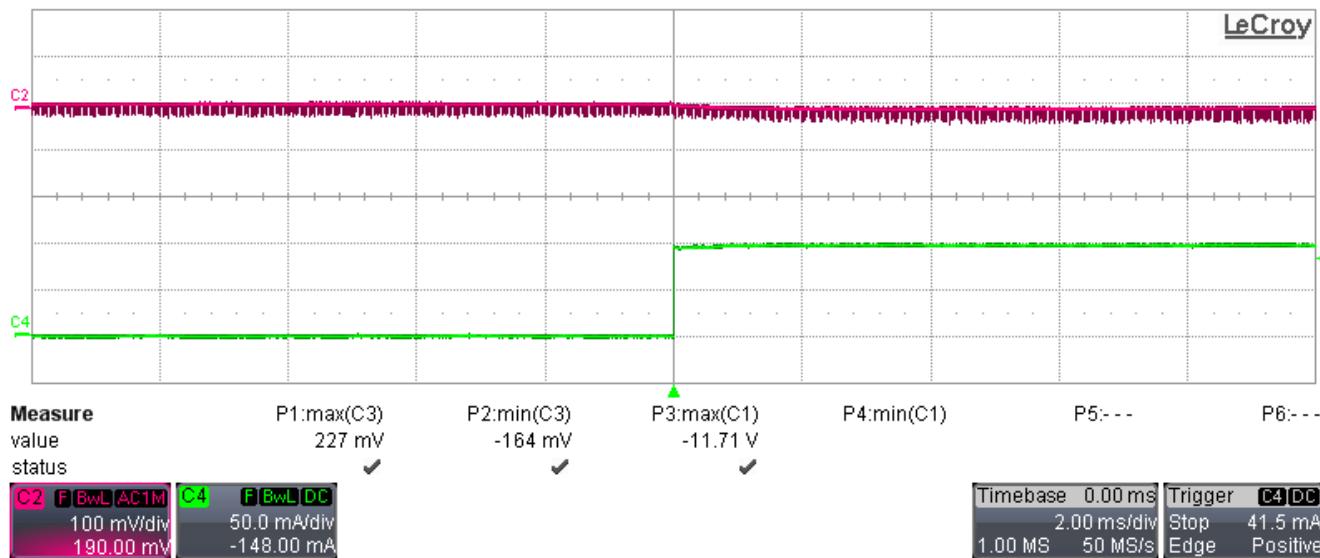


図 3-19. 全負荷時の 12Vp 出力の過渡応答 $+12V$

図 3-20 に、12Vp を全負荷にしたときの +12V 出力の過渡応答を示します。C2 は 100mA からゼロに切り替わった +12V 出力、C4 は +12V 出力電流です。

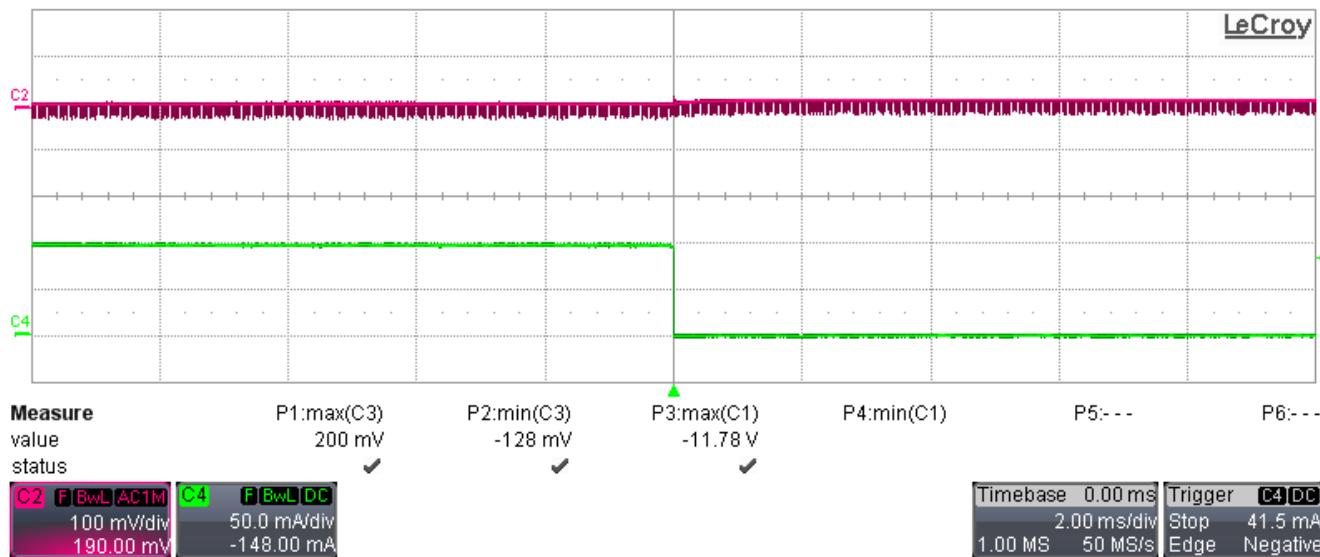


図 3-20. 全負荷時の 12Vp 出力の過渡応答 +12V

3.3.1.4 熱性能

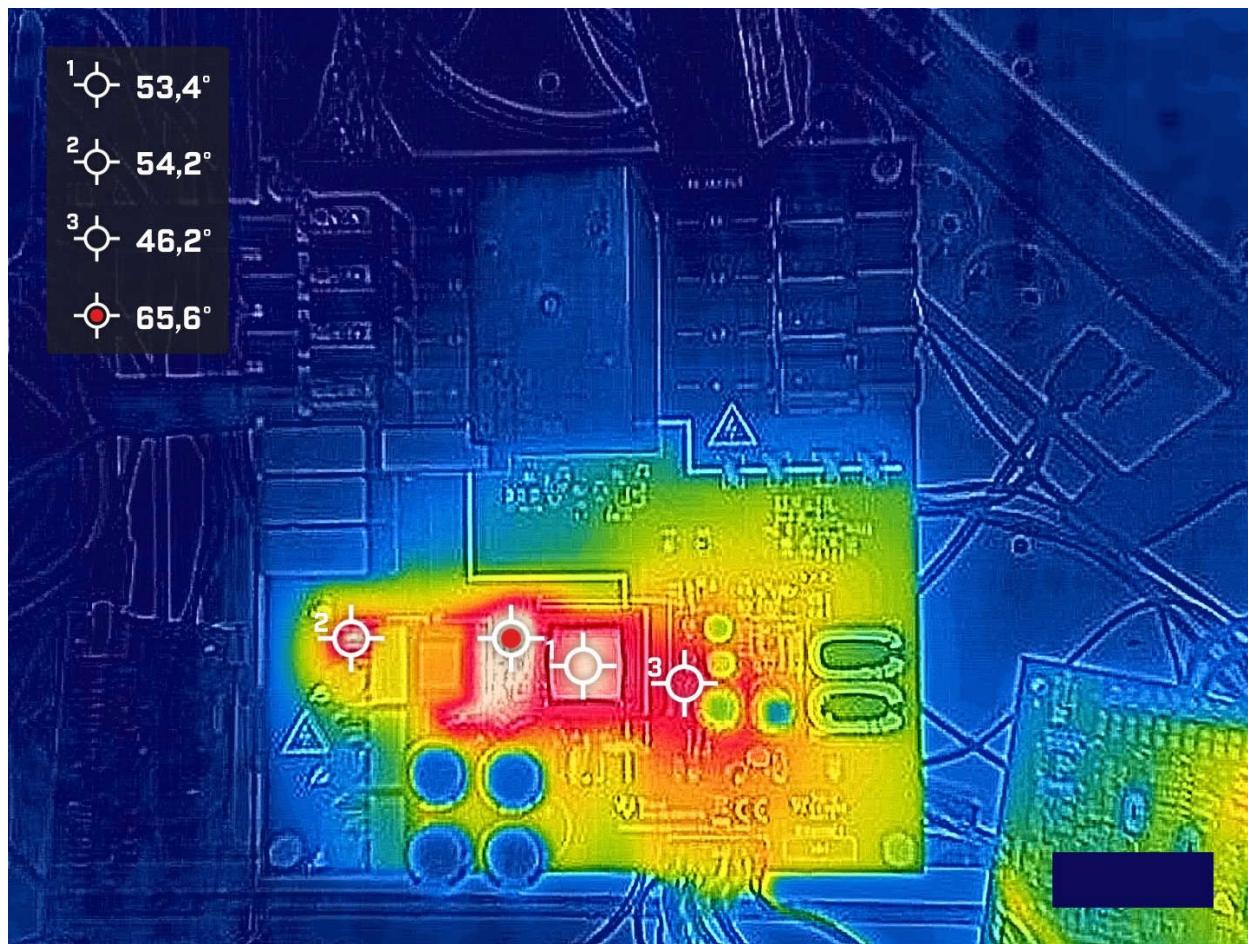


図 3-21. 120V AC、60Hz AC 入力、全負荷時の AC/DC 段の上面図

表 3-6. メイン画像マーカー (上面)

名称	デバイス	温度	バックグラウンド
ホットスポット	U3	65.5°C	25.5°C
1	T1	53.4°C	25.5°C
2	RT1	54.2°C	25.5°C

3.3.2 DRV8220 ベースのリレードライブ

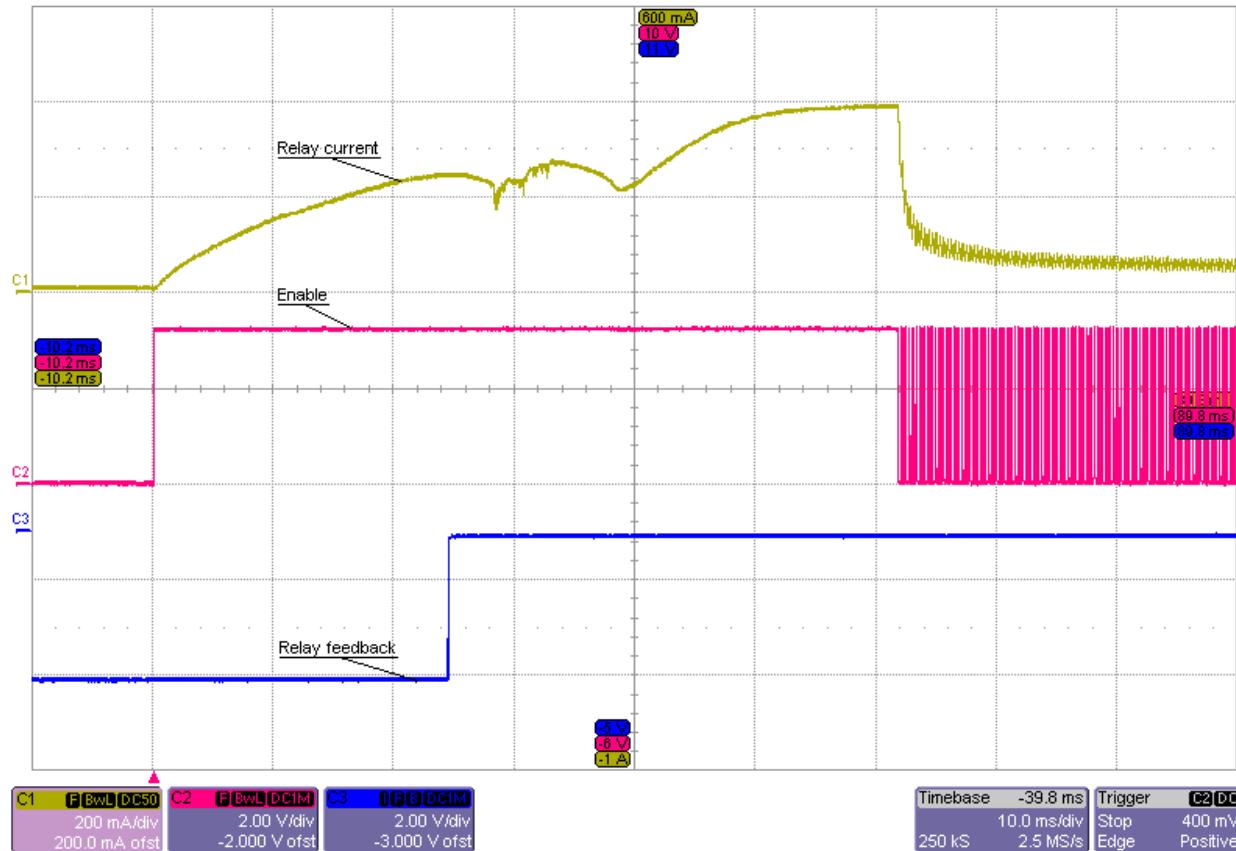


図 3-22. リレー駆動波形

3.3.3 絶縁ライン電圧検出

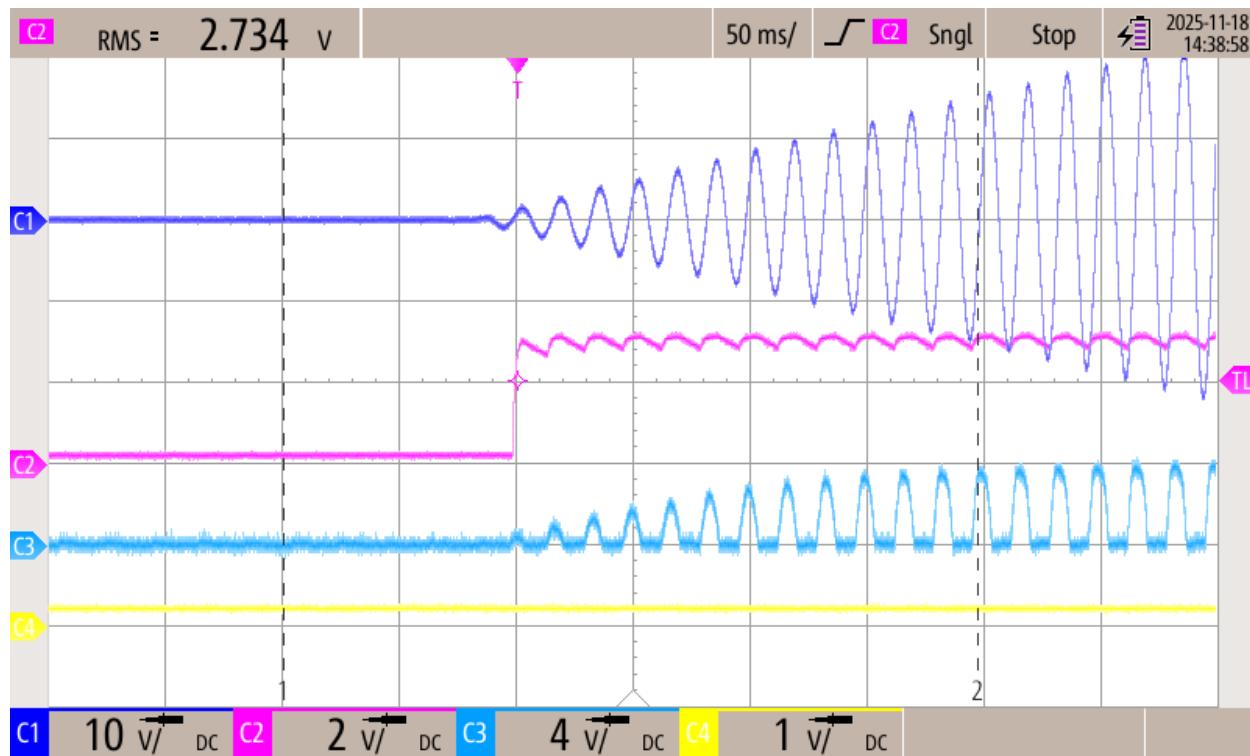


図 3-23. リレーが閉じているときのデジタル出力および入力ライン電圧

4 設計とドキュメントのサポート

4.1 デザイン ファイル

4.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010239](#) のデザイン ファイルを参照してください。

4.1.2 部品表

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010239](#) のデザイン ファイルを参照してください。

4.2 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、[TIDA-010239:AC レベル 2 チャージャ プラットフォームのリファレンス デザイン](#)
2. テキサス・インスツルメンツ、[TIDA-010939:電気自動車電源機器向けフロントエンド コントローラのリファレンス デザイン](#)

4.3 サポート・リソース

テキサス・インスツルメンツ E2E™ サポート・フォーラムは、エンジニアが検証済みの回答と設計に関するヒントをエキスパートから迅速かつ直接得ることができる場所です。既存の回答を検索したり、独自の質問をしたりすることで、設計で必要な支援を迅速に得ることができます。

リンクされているコンテンツは、各寄稿者により「現状のまま」提供されるものです。これらはテキサス・インスツルメンツの仕様を構成するものではなく、必ずしもテキサス・インスツルメンツの見解を反映したものではありません。テキサス・インスツルメンツの[使用条件](#)を参照してください。

4.4 商標

テキサス・インスツルメンツの™ and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

Würth Elektronik™ is a trademark of Würth Elektronik GmbH & Co. KG.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

5 著者について

KELVIN LE は、テキサス・インスツルメンツのシステム エンジニアで、送電網部門で EV 充電に焦点を置いたシステム ソリューションの開発を担当しています。Kelvin は 2015 年からテキサス・インスツルメンツに勤務しています。セントラル オクラホマ大学で生体医工学の理学士号を、テキサス大学オースティン校で電気およびコンピュータ工学の理学修士号を取得しています。

ERROL LEON は、2015 年カリフォルニア工科州立大学サンルイスオビスポ校で電子工学の学士号 (BSEE) と修士号 (MSEE) を取得して卒業しました。Errol は、テキサス・インスツルメンツのグリッドインフラチームと協力し、電気自動車の充電とスマートメーターを担当しています。アナログ フロントエンド シグナルチェーン、PLC、通信プロトコルに関する豊富な経験があります。

ROBERTO SCIBILIA は、1989 年にパレルモ大学 (イタリア) で電子工学の修士号を取得しました。2007 年にテキサス・インスツルメンツの欧州電源リファレンス設計チーム (PDS) に参加する前は、1990 年から 2007 年まで通信業界で設計エンジニアとして勤務し、通信用整流器、太陽光発電インバータ、UPS の開発に携わっていました。PDS チームでは、大量生産アプリケーション向けのカスタム電源を設計し、計算、シミュレーション、回路図入力、ボードレイアウト、プロトタイプ テストをサポートしています。

6 改訂履歴

資料番号末尾の英字は改訂を表しています。その改訂履歴は英語版に準じています。

Changes from Revision * (December 2022) to Revision A (December 2025)	Page
• リソースのリストを変更。.....	1
• 特長 セクションを更新。.....	1
• 基板の画像と機能ブロック図を更新。.....	1
• 「システムの説明」セクションを、機能ブロック図を含むように更新。.....	2

改訂履歴

• 「制御パイロット信号インターフェイス」セクションを削除。	15
• 「残留電流検出」セクションを削除。	16
• <i>TIDA-010239 の PCB</i> の画像を更新。	21
• <i>TIDA-010239 のハードウェアによる外付け部品の接続</i> 画像を更新。	22

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默示保証、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、明示的または默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、(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、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](#) 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