

Design Guide: TIDA-010932

バッテリー・バックアップおよび充電機能搭載、高効率の 24VAC ~ 5V、3.3V リファレンス・デザイン



概要

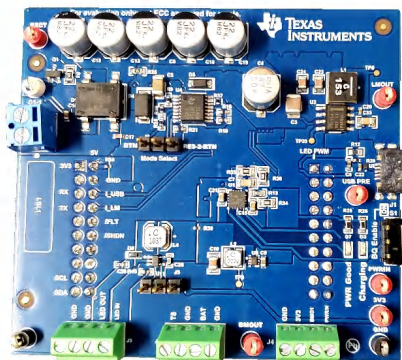
このリファレンス・デザインは、少ない BOM (部品表) 点数で高効率の出力段ソリューションを実現し、スマート・サーモスタットや、24VAC 電源を使用するビル・オートメーション向けのその他のゲートウェイ最終機器に最適です。この出力段は 24VAC 入力を受け入れ、5V と 3.3V の出力レールを生成します。追加のポイント・オブ・ロード電源を使用する場合は、これらのレールから PoL 電源に電力を供給することもできます。このデザインは、LiPo (リチウムポリマ) バッテリーを充電し、24VAC 電源がブラウンアウトした場合はバッテリー電源への切り替えをシームレスに行います。小型の **BoosterPack™** プラグイン・モジュールにより、設計者は他の **LaunchPad™** 開発キットを使用してこの電源アーキテクチャを評価できます。このモジュールは LED ドライバと電流センシング機能を搭載しています。

リソース

TIDA-010932	デザイン・フォルダ
LMR36520、TPS2116	プロダクト・フォルダ
TLV62568、INA2180	プロダクト・フォルダ
TPS92360、TPS2640、BQ24072	プロダクト・フォルダ



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

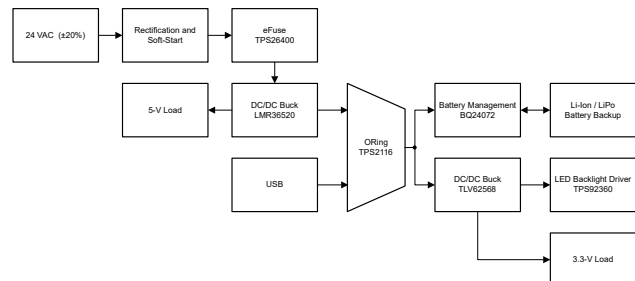


特長

- 24VAC または USB からの 3.3V 電源レール
- バッテリー・バックアップ
- 独立したバッテリー充電と負荷パス
- パワー・パスおよびバッテリーからの補助的電力供給の動的制御
- 負荷電流域全体で高い効率を実現
- USB の過電流定格に準拠
- 電源レールの電流監視

アプリケーション

- サーモスタット
- ビデオ・ドアベル
- HVAC ゲートウェイ
- HVAC コントローラ
- ヒート・ポンプ



1 システムの説明

標準的な家庭では通常、HVAC システムの制御に 24VAC 電源を使用します。サーモスタットや他の多くのホーム・オートメーション機器は、この 24VAC を電源として使用します。したがって、24V AC を整流し、サーモスタットの内部部品が要求するレベルで DC 電圧を供給するために、電力段が必要です。サーモスタットの設計では、通常は基板面積が十分にあり、小型で高コストの部品を使用しなくても済むため、低コストが優先されます。充電可能なバッテリー・バックアップ・システムを実装するサーモスタットでは、使用するバッテリーを小型化、低コスト化できるように、高効率も優先事項になります。TIDA-010932 はこれらの優先事項を重視して設計され、特定の要件に合わせて簡単に調整できます。

このリファレンス・デザインでは、24V AC およびバッテリー・バックアップに加え、システムの充電と電力供給用に USB 電源を使用できます。24V AC と USB の 2 つの電源オプションに対応するには、OR 接続デバイスが必要です。このリファレンス・デザインは、TPS2116 をベースとする TI の OR 接続ストラテジを備えています。USB 電源が不要な場合は、ごくわずかな設計変更で OR 接続デバイスを削除できます。

24V AC は整流され、超低 I_Q 、広 V_{IN} 、2A の降圧コンバータを使用して 5V レールに降圧されます。この降圧コンバータは広い V_{IN} で過渡電圧に対処するため、TVS ダイオードや他の保護回路は不要です。 V_{IN} が広い降圧コンバータを使用すると、入力電圧リップルが大きくなる可能性があるため、小型のコンデンサを使用できます。

TIDA-010932 はバッテリー管理デバイスを搭載しており、独立した電流パスとともに、システムの電力とバッテリー充電の監視機能を提供します。このデバイスは、バッテリーのサイクル寿命を延長します。このリファレンス・デザインは、メイン電源に障害が発生した場合はバッテリー電源へのシームレスな移行を実現し、負荷の要件がメイン電源の定格を上回った場合はバッテリーから補助的な電力を供給します。低コストで部品点数が少ない、非常に高効率の降圧コンバータを使用して、バッテリー管理電圧を、一般的なシステムで使用できる 3.3V に降圧します。このデザインでは、両方の DC/DC 降圧コンバータが低負荷時の省電力機能を備えており、軽負荷時にも高い効率を実現します。

1.1 主なシステム仕様

パラメータ	仕様	注
メイン入力電源	24VAC ±20%	
2 次入力電源	USB	
LM36520 のピーク効率	84.5%	$I_{OUT} = 150\text{mA}$
TLV62568 のピーク効率	97.2%	$I_{OUT} = 150\text{mA}$
LM36520 最大出力電流	2A	
TLV62568 最大出力電流	1A	
バッテリー・ケミストリー	リチウムポリマ、リチウムイオン	
バッテリー充電電流	300mA	
入力保護電圧範囲	最小 = 10V 最大 = 36V	

2 システム概要

2.1 ブロック図

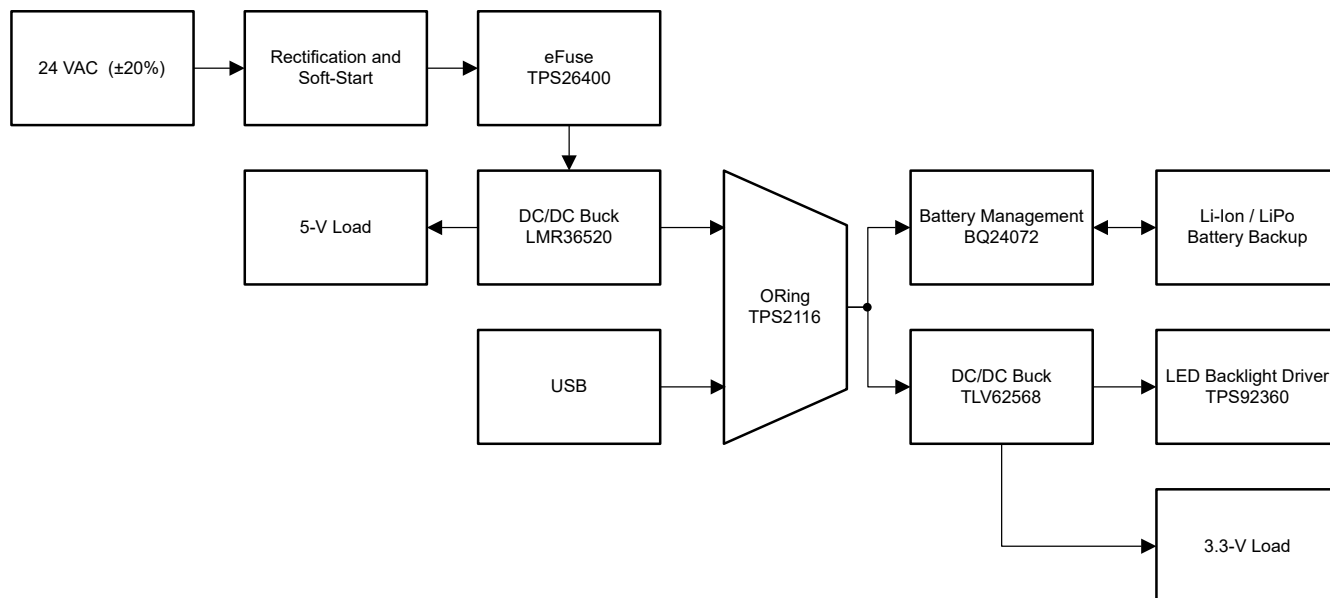


図 2-1. TIDA-010932 のブロック図

2.2 設計上の考慮事項

TIDA-010932 は、ビル・オートメーション・エレクトロニクスに必要なメインの電力段を提供します。これらの電力段は主に、一般的な家庭で使用されている 24VAC システムから電力を供給されます。このリファレンス・デザインは、モジュール方式で設計に追加できるシステムを提供します。これにより、システム設計者は、必要に応じて簡単に設計を変更し、製品の仕様に適合させることができます。

この設計では、効率 (特にバッテリー・バックアップを使用する場合) と熱損失を考慮する必要があります。コストを低く抑えるには、システムの設計を必要以上に複雑にしないようにする必要があります。TIDA-010932 はディスクリート方式であるため、設計者は不要な機能を簡単に削除したり、アプリケーションに必要な機能や電源レールを簡単に追加したりすることができます。

このセクションでは、TIDA-010932 の開発と設計に使用される理論と設計上の考慮事項について説明します。

2.2.1 24VAC から DC への整流

この設計では、DC 整流にフルブリッジ整流器を使用します。24VAC の初期接続時の大きな突入電流を防ぐために、ソフト・スタート回路が実装されています。

図 2-2 に示す回路図は、整流とソフト・スタートのプロセスを示しています。C1、C2、C3 は高周波バイパス・コンデンサとして機能します。R1、R2、C4、C5 は、N チャネル MOSFET (T1) のゲートのソフト・スタート時定数を提供します。Q1 のゲート・スレッショルド電圧範囲は 1.0V~2.5V で、 $V_{GS} = 10V$ 時の $R_{DS(on)max}$ は 92mΩ です。R2 と R3 には、最大 42V (許容誤差の上限での 24VAC のピーク) から最小約 10V (定常状態に達した後の電圧) まで分圧できる値を選択します。R2 と R3 の計算式を式 1 に示します。

$$42 V \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) = 42 \left(\frac{150 \text{ k}\Omega}{150 \text{ k}\Omega + 453 \text{ k}\Omega} \right) = 10.4 V \quad (1)$$

ツェナー・ダイオード (D2) は、MOSFET ゲートの保護デバイスとして使用されます。R4 は、T1 がオープンになっている間の初期電流パスを提供します。R4 を使用することで、24VAC トランスと Q1 のゲート・スレッショルド電圧のばらつきによるソフトスタート時間の大幅な違いを防止できます。その結果得られる回路は、24VAC ソースのばらつきがあるにもかかわらず、比較的一貫性のあるソフト・スタート時間を実現します。

C6 と C7 は整流器の平滑コンデンサとして機能します。TIDA-010932 の最大出力電力は 10W です。出力リップルは負荷電流に応じて変化します。TINA-TI™ シミュレーションは、ワーストケースの最大リップルが 11.7V であることを示しています。このワーストケース条件は、アプリケーションにもよりますが、通常はまず発生しません。3.3V レールからの 100mA 出力と公称 24VAC のトランスを使用した妥当な事例では、約 1.4V の整流リップルが発生します。これらのリップル電圧は、アプリケーションごとに確認する必要があります。上記のワーストケース条件でも、LMR36520 降圧コンバータは、ワーストケースのリップル電圧と電圧範囲を処理できます。

図 2-3 に、図 2-2 に示す回路図のシミュレーションの例 (入力電力は約 750mW) を示します。入力電力の印加から整流器の出力が定常状態に達するまでの時間は約 300ms です。

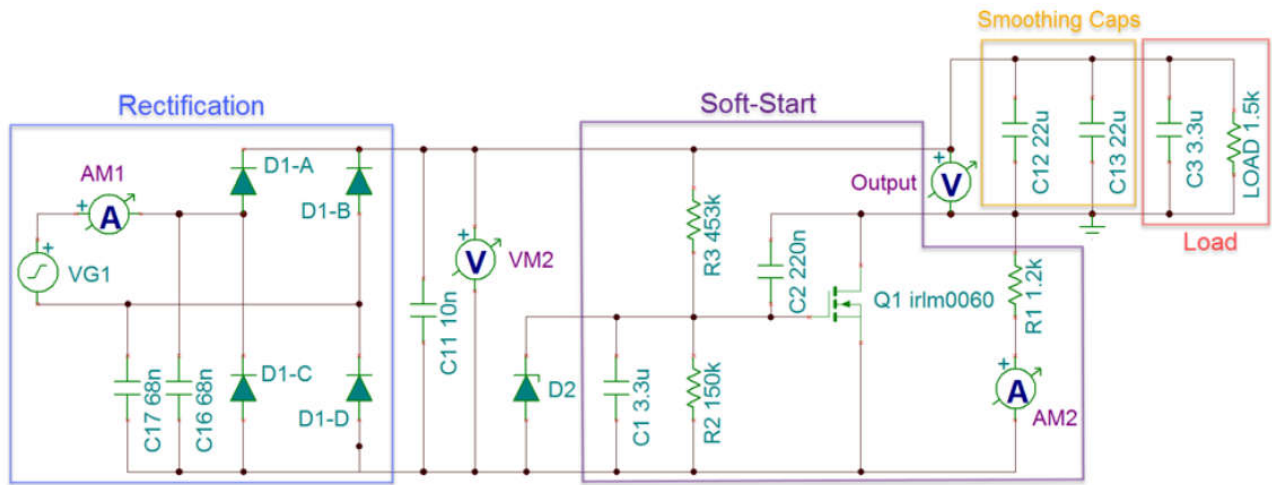


図 2-2. ソフト・スタート回路図

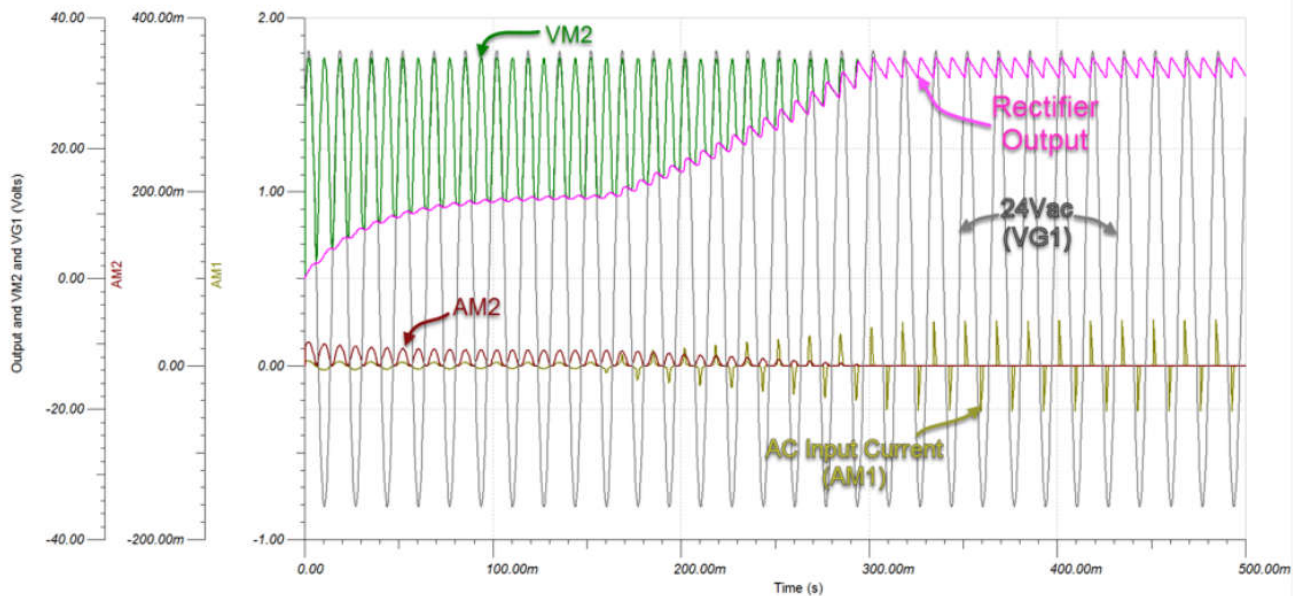
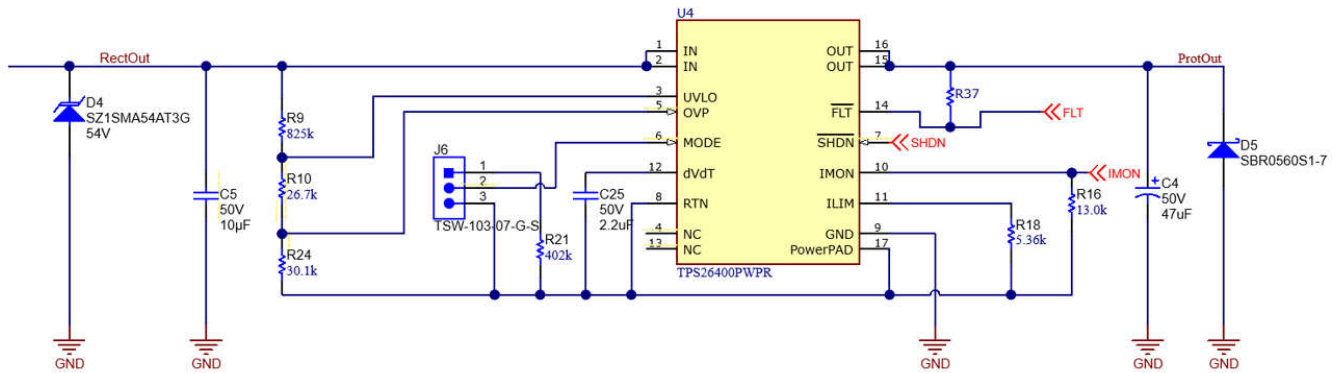


図 2-3. ソフト・スタートの TINA-TI シミュレーションの例

2.2.2 eFuse 保護

TIDA-010932 リファレンス・デザインは、過電圧または過電流事象が発生した場合は TPS26400 eFuse を使用して IC を保護します。負荷、ソース、デバイスの保護が提供され、過電流、出力スルーレート、過電圧および低電圧のスレッショルドなど、多くの機能を調整可能です。内部の堅牢な保護制御ブロックと高い電圧定格を備える TPS26400 は、システムの保護設計を簡素化するのに役立ちます。図 2-4 に、このリファレンス・デザインでの TPS26400 の実装を示します。


図 2-4. TPS2660 eFuse の実装

基板の電流制限スレッショルドを設定するには、式 2 を使用して必要な抵抗を計算します。

$$R_{(LIM)} = \frac{12}{I_{LIM}} \quad (2)$$

2A の電流制限で計算すると、必要な抵抗は 6kΩ になります。直近の 1% 抵抗値に丸めると、5.36kΩ が得られます。

UVLO および OVLO の設定ポイントについては、式 3 と式 4 を使用して必要な抵抗値を計算します。電源から引き込まれる入力電流 $\{I_{(R9, 10, 24)} = V_{(IN)} / (R9 + R10 + R24)\}$ を最小限に抑えるには、R9、R10、R24 に高い値の抵抗を使用します。ただし、抵抗列に接続される外付けアクティブ部品によるリーク電流のために、これらの計算に誤差が生じる可能性があります。したがって、抵抗列の電流 $(I_{(R9, 10, 24)})$ は、UVLO ピンと OVP ピンのリーク電流の 20 倍以上になるように選択する必要があります。

デバイスの電氣的仕様から、 $V_{(OVPR)} = 1.19V$ 、 $V_{(UVLOR)} = 1.19V$ です。設計要件から、 $V_{(OV)}$ は 36V、 $V_{(UV)}$ は 10V です。この式を解くには、まず R24 の値として 30.1kΩ を選択し、式 3 を使用して $(R9 + R10) = 880.5kΩ$ を求めます。式 4 と $(R9 + R10)$ の値を使用して $R10 = 80kΩ$ を求め、最終的に $R9 = 825kΩ$ を求めます。直近の標準的な 1% 抵抗値として $R9 = 825kΩ$ 、 $R10 = 80kΩ$ 、 $R24 = 30.1kΩ$ を選択します。

$$V_{OVPR} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \times V_{OV} \quad (3)$$

$$V_{UVLOR} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \times V_{UV} \quad (4)$$

J6 を使用すると、設計者の要件に基づいて eFuse のモードを選択できます。eFuse のモードは、MODE ピンを RTN に接続するか、402kΩ 抵抗を介して RTN に接続するか、オープンのままにするかに基づいて、自動再試行による電流制限、ラッチオフによる電流制限、自動再試行によるサーキット・ブレーカの間で切り替えることができます。

2.2.3 5V レール

このセクションでは、整流済みの 24VAC を 5V に変換する LM5166 広 VIN 降圧コンバータと、USB 5V レールの両方について詳しく説明します。

2.2.3.1 LMR36520 電圧レール

LMR36520 デバイスは、この設計に最適な選択肢です。このデバイスは非常に広い入力電圧範囲 (4.2V~65V) と 2A の負荷容量を備えています。LMR36520 は無負荷時の静止電流も小さく、軽負荷時に高い効率を実現します。

LMR36520 は整流された 24VAC ソースを 5VDC に変換し、TIDA-010932 の主電源として使用されます。

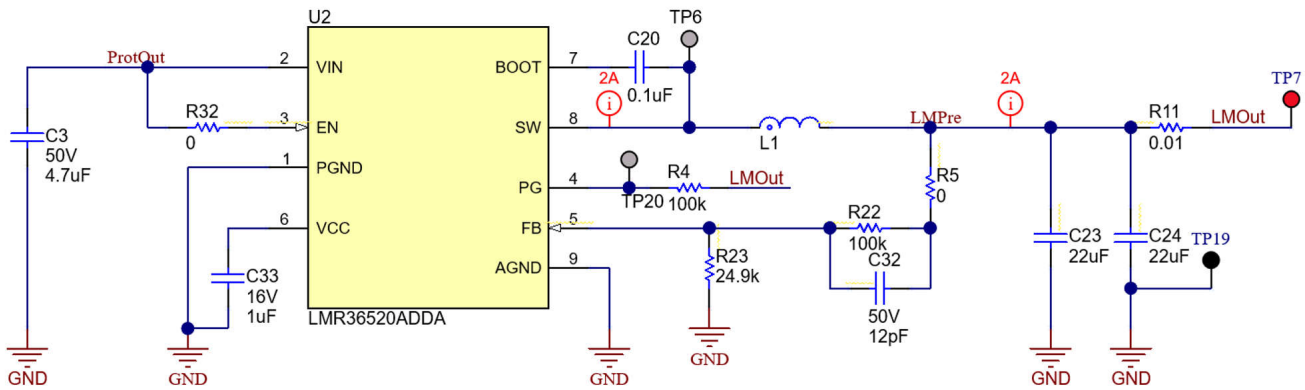


図 2-5. LMR36520 の実装

LMR36520 の出力電圧は、分圧抵抗回路を使用して外部で調整可能です。推奨される出力電圧範囲は、データシートの「推奨動作条件」に記載されています。分圧回路は R_{FBT} と R_{FBB} で構成され、出力電圧とコンバータの間のループを閉じています。コンバータは、FB ピン電圧を内部基準電圧 (V_{REF}) と同じ電圧に保持することで、出力電圧をレギュレートします。分圧器の抵抗値は、ノイズの過剰な混入と出力の過剰な負荷との折り合いを付けることで決定します。抵抗値を小さくすると、ノイズの影響は小さくなりますが、軽負荷時の効率も低下します。 R_{FBT} の推奨値は $100\text{k}\Omega$ (最大値は $1\text{M}\Omega$) です。 R_{FBT} に $1\text{M}\Omega$ を選択する場合、この抵抗の両端にフィードフォワード・コンデンサを接続し、十分なループ位相マージンを確保する必要があります。

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\left[\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right]} = \frac{100\text{ k}\Omega}{\left[\frac{5\text{ V}}{1\text{ V}} - 1\right]} = 25\text{ k}\Omega \quad (5)$$

この設計では、 $R_{FBB} = 25\text{k}\Omega$ 、 $R_{FBT} = 100\text{k}\Omega$ になります。

インダクタを選択するためのパラメータはインダクタンスと飽和電流です。目的のピーク・ツー・ピーク・インダクタ・リップル電流がデバイスの最大出力電流定格の $20\% \sim 40\%$ の範囲に収まるように、インダクタを選択します。経験上、インダクタのリップル電流の最適な値は最大負荷電流の 30% であることがわかっています。このデバイスで利用可能な最大電流よりも最大負荷電流の方がはるかに小さいアプリケーションの場合でも、リップル電流を選択する際はデバイスの最大電流を使用してください。式 6 を使用して、インダクタンスの値を決定することができます。定数 K はインダクタ電流リップルのパーセンテージです。この設計では $K = 0.37$ を使用します。入力電圧が 42V の場合、 $L = 15\mu\text{H}$ のインダクタンスが求められます。

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{SW} \times K \times I_{OUT\text{ max}}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{(42\text{ V} - 5\text{ V})}{400\text{ kHz} \times 0.37 \times 2\text{ A}} \times \frac{5\text{ V}}{42\text{ V}} = 15\text{ }\mu\text{H} \quad (6)$$

フェライト・コア材を採用したインダクタは飽和特性が非常に急峻ですが、コア損失は通常、圧粉コアよりも小さいです。圧粉コアは穏やかな飽和特性を示すため、インダクタの電流定格をある程度緩和できます。ただし、圧粉コアは約 1MHz を超える周波数でコア損失が大きくなります。いずれにしても、インダクタの飽和電流がデバイスのローサイド電流制限値 (I_{LIMIT}) よりも小さくならないようにする必要があります。分数調波発振を防止するため、インダクタンス値が式 7 で与えられる値よりも小さくならないようにする必要があります。

$$L_{MIN} \geq M \times \frac{V_{OUT}}{f_{SW}} = 0.42 \times \frac{5\text{ V}}{400\text{ kHz}} = 5.25\text{ }\mu\text{H} \quad (7)$$

ここで、

- L_{min} = 最小インダクタンス (H)
- $M = 0.42$
- f_{SW} = スイッチング周波数 (Hz)

出力コンデンサの値、およびそれぞれの ESR により、出力電圧リップルと負荷過渡性能が決まります。出力コンデンサ・バンクは通常、出力電圧リップルではなく負荷過渡要件によって制限されます。式 8 を使用して、合計出力容量の下限と、指定された負荷過渡を満たすのに必要な ESR の上限を推定できます。

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_{OUT}}{f_{SW} \times \Delta V_{OUT} \times K} \times \left[(1-D) \times (1+K) + \frac{K^2}{12} \times (2-D) \right] \quad (8)$$

$$ESR \leq \frac{(2+K) \times \Delta V_{OUT}}{2 \times \left[1+K + \frac{K^2}{12} \times \left(1 + \frac{1}{(1-D)} \right) \right]} \quad (9)$$

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (10)$$

ここで

- ΔV_{OUT} = 出力電圧過渡
- ΔI_{OUT} = 出力電流過渡
- K = インダクタの選択によるリップル係数

出力コンデンサと ESR を計算した後、式 11 を使用して出力電圧リップルをチェックします。

$$V_r \cong \Delta I_L \times \sqrt{ESR^2 + \frac{1}{(8 \times f_{SW} \times C_{OUT})^2}} \quad (11)$$

セラミック入力コンデンサは、レギュレータに低インピーダンス・ソースを供給するだけでなく、リップル電流を供給して、他の回路からスイッチング・ノイズを絶縁します。LMR36520 の入力には、少なくとも $4.7\mu\text{F}$ のセラミック容量が必要です。これは、少なくともアプリケーションが必要とする最大入力電圧を定格とする必要があり、可能であれば、最大入力電圧の 2 倍が推奨されます。この容量を増やすことで、入力電圧リップルを低減し、負荷過渡時の入力電圧を維持できます。入力スイッチング電流のほとんどは、セラミック入力コンデンサを流れます。この電流の RMS 近似値は、式 12 から計算でき、メーカーの最大定格に照らしてチェックする必要があります。

$$I_{RMS} \cong \frac{I_{OUT}}{2} \quad (12)$$

場合によっては、 R_{FBT} の両端にフィードフォワード・コンデンサを接続して、負荷過渡応答やループ位相マージンを改善できます。この方法は $100\text{k}\Omega$ より大きい R_{FBT} を使用する場合に特に有効です。 R_{FBT} の値が大きいと、FB ピンの寄生容量との組み合わせにより、小さな信号極が形成されてループの安定性に影響を与える可能性があります。 C_{FF} は、この影響を緩和するのに役立ちます。式 13 を使用して、 C_{FF} の値を推定できます。

$$C_{FF} < \frac{V_{OUT} \times C_{OUT}}{120 \times R_{FBT} \times \sqrt{\frac{V_{REF}}{V_{OUT}}}} \quad (13)$$

2.2.3.2 USB 電源入力

USB 電源入力は、LMR36520 デバイスと同じように、システム全体に電力を供給できます。USB はバックアップ電源として機能し、製品内のシステムの他の要素のデバッグに使用することも、メインの 24VAC が利用できない場合にバッテリー充電用として使用することもできます。TIDA-010932 は USB に電力を供給しません。USB ホストからの電力をシンクするだけです。図 2-6 に示すように、ESD および過電圧保護機能を内蔵しています。

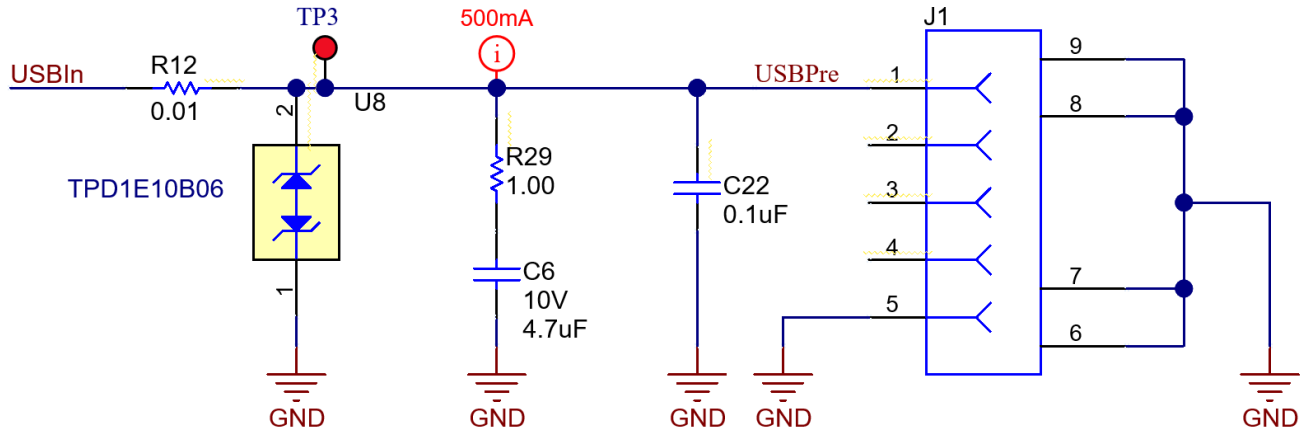


図 2-6. USB の実装

このリファレンス・デザインは USB 2.0 を使用しているため、USB ホストから引き出せる最大電流として 500mA を想定しています。USB 2.0 仕様では公称 5V からの 5% の許容誤差が認められているため、ホストの電圧範囲は 4.75V～5.25V になります。また USB 2.0 仕様では、すべてのケーブルとコネクタの両端にワーストケースの電圧降下が許容されるため、負荷側の合計電圧は 4.35V になります。TIDA-010932 は、USB 2.0 のワーストケース仕様に適合するように設計されています。

R29 と C6 は USB Vbus にスナバ回路を提供し、ケーブルのインダクタンスと容量性負荷の共振に起因するオーバーシュートとリングングを低減します。スナバ回路はシステム設計ごとに調整する必要があります。したがって、TIDA-010932 で使用するスナバ部品の値は、新しいシステムの設計時にテストを実施し、それに応じて変更する必要があります。

2.2.4 電源の OR 接続

TIDA-010932 は、TPS2116 OR 接続 IC を使用して電源を切り替えます。このデバイスは R6 と R8 によって自動優先モードに設定され、LMOut が利用可能かどうかに応じて自律的に電源を切り替えます。ST ピンはプルアップ抵抗を介して LMOut に接続され、電力ステータスを MCU にリレーするのに使用されます。この設計ではステータス・ピンを使用していませんが、ボードを簡単に変更してこの機能を使用できます。

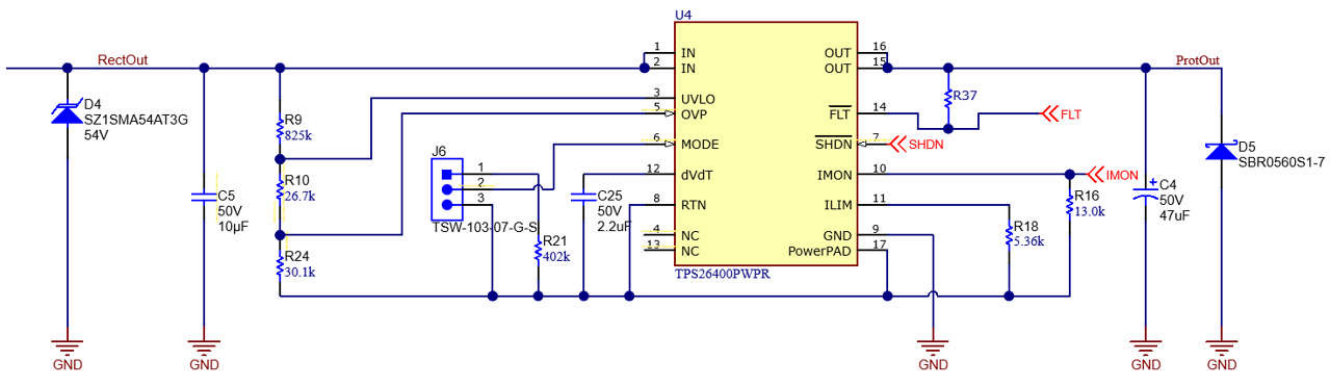


図 2-7. TIDA-010932 電源 OR 接続回路

図 2-8 に、TPS2116 の真理値表を示します。この表を使用して、さまざまな電力モードごとの機能を確認できます。

MODE	VIN1	VIN2	PR1	ST	VOUT
VIN1 (Priority mode)	High ($V_{PR1} > V_{REF}$)	X	VIN1 through resistor divider	High	VIN1
	Low ($V_{PR1} < V_{REF}$)	$\geq 1.6\text{ V}$		Low	VIN2
External Bias $\geq 1\text{ V}$ (Manual mode)	$\geq 1.6\text{ V}$	X	High	High	VIN1
	X	$\geq 1.6\text{ V}$	Low	Low	VIN2
External Bias $\leq 0.35\text{ V}$ (Manual mode)	X	X	High	Low	Hi-Z
	$> V_{IN2}$	X	Low	High	VIN1
	X	$> V_{IN1}$	Low	Low	VIN2

図 2-8. TPS2116 の真理値表

2.2.5 バッテリー管理

バッテリー充電およびパワー・パス管理は、TIDA-010932 内の bq24072 によって実行されます。bq24072 は、パワー・パス機能によって外部 FET を必要とせずにバッテリーの充電と負荷への電力供給を互いに独立して実行できる、低コストのシステムを実現します。このデバイスは、専用のピンを介したバッテリー温度の監視、USB 仕様に準拠した突入電流および電流制限、P_{GOOD} および充電信号を提供します。

bq24072 は単一電源入力デバイスです。コストを抑えるために、デュアル入力デバイスではなく bq24072 を選択しています。セクション 2.2.4 に詳しく示す bq24072 および OR 接続により、完全統合型のデュアル入力デバイスと同じ機能をより低コストで実現できます。最終製品の要件はそれぞれ異なるため、個々のシステムに合わせて設計を簡単に変更する必要があります。TIDA-010932 はこのことを理解した上で設計されています。最終製品が USB (または一般的に 2 次電源) を使用しない場合は、セクション 2.2.2 で説明した OR 接続と USB 関連の部品は不要になるため、bq24072 の単一入力を使用してさらに設計コストを削減できます。こうした状況でデュアル入力のバッテリー管理 IC を採用すると、アプリケーションに対して必要以上に複雑な設計となり、余計なコストがかかったり、設計変更が増えたりします。これらの理由から、最適な低コスト設計として bq24072 を選択しています。

bq24072 はパワー・パス機能を備えているため、バッテリーによってメイン電源を補完し、高い負荷要件を満たすことができます。この機能により、より小型のメイン電源を使用でき、さらにコストを削減できます。

図 2-9 に、TIDA-010932 用に選択した構成および部品を示します。bq24072 の推奨最小入力電圧は 4.35V、V_{OVP} は 6.6V、最大絶対入力電圧は 28V です。このデバイスは、最大 4.2V(V_{BAT(REG)}) のバッテリーを充電します。出力は、V_{BAT(REG)} より 200mV 高い電圧に安定化されます。

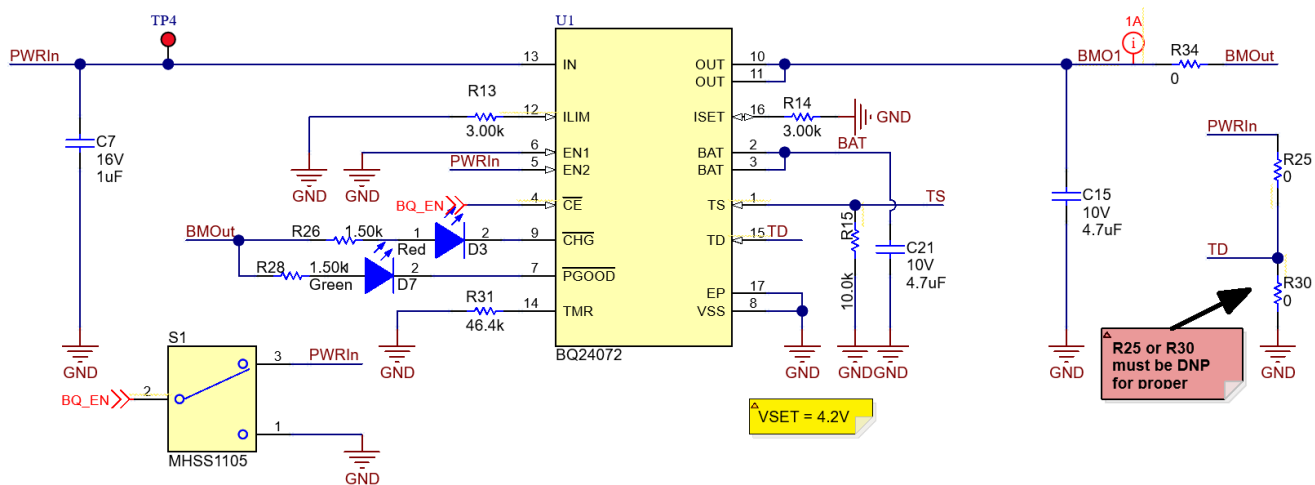


図 2-9. BQ24072 の回路

USB 2.0 仕様では、ハード・スタート用に 10 μ F 未満のコンデンサが要求されるため、小型の入力コンデンサ (C7) を選択しています。

bq24072 データシートでは、1 μ F~10 μ F の入力容量を推奨しています。データシートの推奨事項に従って、4.7 μ F のバッテリー入力コンデンサ (C10) を選択しています。4.7 μ F の出力コンデンサ (C15) は、データシートに基づく最小推奨値です。

USB 2.0 仕様に準拠するには、入力電流を 500mA までに制限する必要があります。bq24072 の EN1、EN2、I_{LIM} ピンを使用して、電流制限をプログラムできます。データシートに従って、EN1 を HIGH、EN2 を LOW に設定して、500mA の電流制限をプログラムします。I_{LIM} をフローティング状態のままにすると充電がオフになるため、フローティング状態のままにしないでください。I_{LIM} の電流制限 (536mA) が EN1 および EN2 ピンより高くなるように設定します。これで EN1 および EN2 の電流制限が、より無難な、支配的な制限値になります。式 14 に、TIDA-010932 に使用される R13 の計算式を示します。

$$R_{13} = R_{I_{LIM}} = \frac{K_{I_{LIM}}}{I_{IN} - MAX} = \frac{1610 \text{ A}\Omega}{536 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega \quad (14)$$

R14 は ISET ピンに接続され、図 2-9 に示すバッテリーの高速充電電流レベル (I_{O(CHG)}) を決定します。このリファレンス・デザインの R14 の計算式を式 15 に示します。ただし、高速充電電流は、最終製品に使用されるバッテリーの仕様に基づいて選択する必要があります。

$$R_{14} = \frac{K_{ISET}}{I_{O(CHG)}} = \frac{890 \text{ A}\Omega}{300 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

回路 TS は、サーミスタを内蔵したバッテリー・パックのバッテリー温度の監視に使用されます。TS を使用する場合は、R15 を実装しないでください。TS をフローティング状態のままにして、温度センシングを使用しない場合は、R15 を使用します。10k の値はデータシートの推奨事項に従っています。

ピン TD は GND に接続され、チャージャの終端を可能にします。オプションでグラウンドへのパスを削除し、代わりに PWRIn に接続することもできます。ピン CE は DIP スイッチに接続され、バッテリー充電がアクティブかどうかをユーザーが確認できるようにします。P_{GOOD} は、有効な入力ソースが検出されると BM_{Out} までプルされ、入力電力が規定の制限範囲を外れた場合は高インピーダンスになります。P_{GOOD} は最大 15mA をシンクできるため、P_{GOOD} が 15mA を超える電流をシンクしないように、適切な R28 を選択する必要があります。TIDA-010932 は、P_{GOOD} ピン上でインジケータ LED (D7) を使用します。

ピン CHG は、バッテリーの充電中は BM_{Out} までプルされ、充電完了時またはチャージャがオフになったときは高インピーダンスになります。CHG が 15mA を超える電流をシンクしないように、R26 を選択する必要があります。TIDA-010932 は、チャージ・ピン上でインジケータ LED (D3) を使用します。

2.2.6 3.3V 電源レール

3.3V レールは、最終製品のさまざまなシステム・コンポーネントに電力を直接供給するメイン電源出力として機能します。TLV62568 の入力、bq24072 の出力に接続されます。

3.3V レールは、どのソースが利用可能かに応じて、最終的に 24VAC ライン、USB、またはバッテリーから電力を供給されます。このレールから電力を供給されるデバイスは、バッテリー・バックアップで保護され、bq24072 の電源補助機能を活用できます。

TLV62568 は、コストの大幅な削減、部品点数の低減、高効率を実現した降圧コンバータです。このデバイスは 100% のデューティ・サイクル能力を持ち、TIDA-010932 などのバッテリー駆動アプリケーションでバッテリー電圧範囲全体を最大限に活用して最長の動作時間を実現するのに特に役立ちます。TLV62568 の最大出力電流は 1A です。1A を超える出力が必要な場合は、ピン互換の TLV62569 を使用すると 2A の出力電流が得られます。ただしこの場合、入力および出力コンデンサとインダクタの変更が必要になる可能性があります。図 2-10 に、TIDA-010932 のシステム実装例を示します。この図から、デバイスの簡素さと外付け部品点数の少なさがわかります。

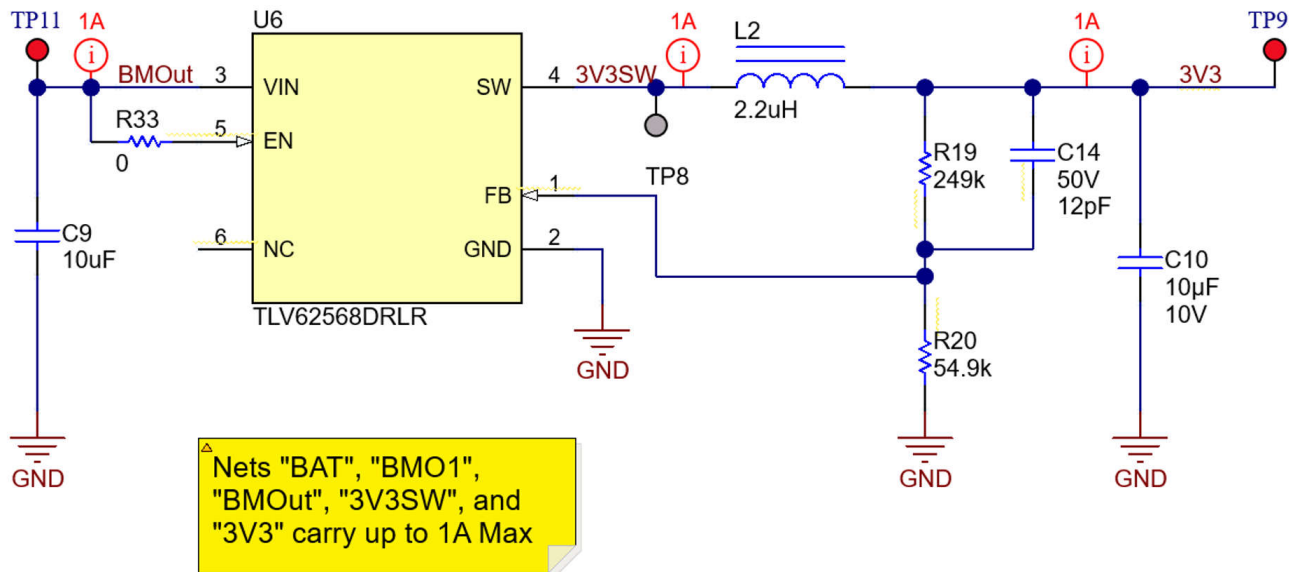


図 2-10. TIDA-010932 の 3.3V レール回路

TLV62568 の出力電圧を 3.3V に設定するには、式 16 を使用して R19 と R20 の値を計算します。R20 のサイズを決めるときは、低消費電流と許容されるノイズ感度を実現するために、最大 200kΩ を使用します。R20 を流れる電流が大きいほど、ノイズ感度と出力電圧の精度が向上しますが、消費電流が増加します。この回路にフィードフォワード・コンデンサ (C14) を追加すると、ループ帯域幅が向上し、過渡応答が高速になります。

$$V_{OUT} = V_{FB} \times \left[1 + \frac{R_{19}}{R_{20}} \right] = 0.6 \times \left[1 + \frac{R_{19}}{R_{20}} \right] \quad (16)$$

インダクタの選択の主なパラメータは、インダクタの値とインダクタの飽和電流です。静的負荷条件での最大インダクタ電流を計算するには、式 17 と式 18 を使用します。

$$I_{LMAX} = I_{OUTMAX} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (17)$$

$$\Delta I_L = V_{OUT} \times \frac{1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}{L \times f_{SW}} \quad (18)$$

ここで

- $I_{OUT,MAX}$ は最大出力電流
- ΔI_L はインダクタの電流リップル
- f_{SW} はスイッチング周波数
- L はインダクタ値です。

この設計では、2.2μH のインダクタを選択しています。

2.2.7 電源レールの電流センシング

TIDA-010932 は、2 つの電源レール (LMR36520 からの 5V と USB からの 5V) の電流センシング用の INA2180 (図 2-11) も内蔵しています。このデバイスの出力は BoosterPack™ ヘッダーにも接続されるため、データ収集が容易になり、MCU LaunchPad™ が接続されている場合はシステムの電力を監視できます。

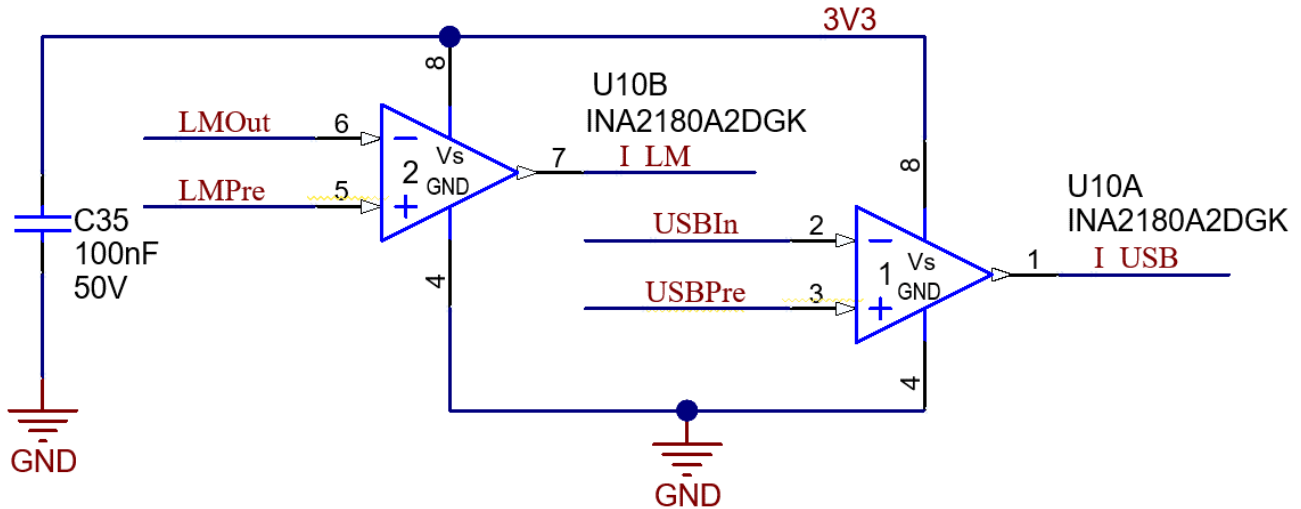


図 2-11. INA2180 電源レール電流センシング回路

INAx180 の精度を最大限に上げるには、できるだけ大きな電流検出抵抗を選択します。検出抵抗が大きいほど、与えられた電流の量に対する差動入力信号が大きくなり、オフセット電圧が誤差に与える影響が低減されます。ただし、特定のアプリケーションで電流検出抵抗をどれだけ大きくできるかについては、実用面での制限があります。特定の消費電力パジェットでの電流検出抵抗の最大値は、式 19 で計算されます。

$$R_{\text{SENSE}} < \frac{PD_{\text{MAX}}}{I_{\text{MAX}}^2} \quad (19)$$

ここで

- PD_{MAX} は、 R_{SENSE} で許容される最大消費電力です。
- I_{MAX} は、 R_{SENSE} を流れる最大電流です。

電流検出信号が出力に正しく渡されるよう、正と負の両方の出力スイングについて制限を調べる必要があります。デバイスが正のスイング制限に達しないための R_{SENSE} とゲインの最大値は、式 20 で示されます。

$$I_{\text{MAX}} \times R_{\text{SENSE}} \times \text{Gain} < V_{\text{SP}} \quad (20)$$

ここで、

- I_{MAX} は、 R_{SENSE} を流れる最大電流です。
- $GAIN$ は電流検出アンプのゲインです。
- V_{SP} は、データシートに規定されている正の出力スイングです。

負のスイング制限は、特定のアプリケーションでどれだけ小さい検出抵抗を使用できるかを制限します。検出抵抗の最小サイズの制限は、式 21 で示されます。

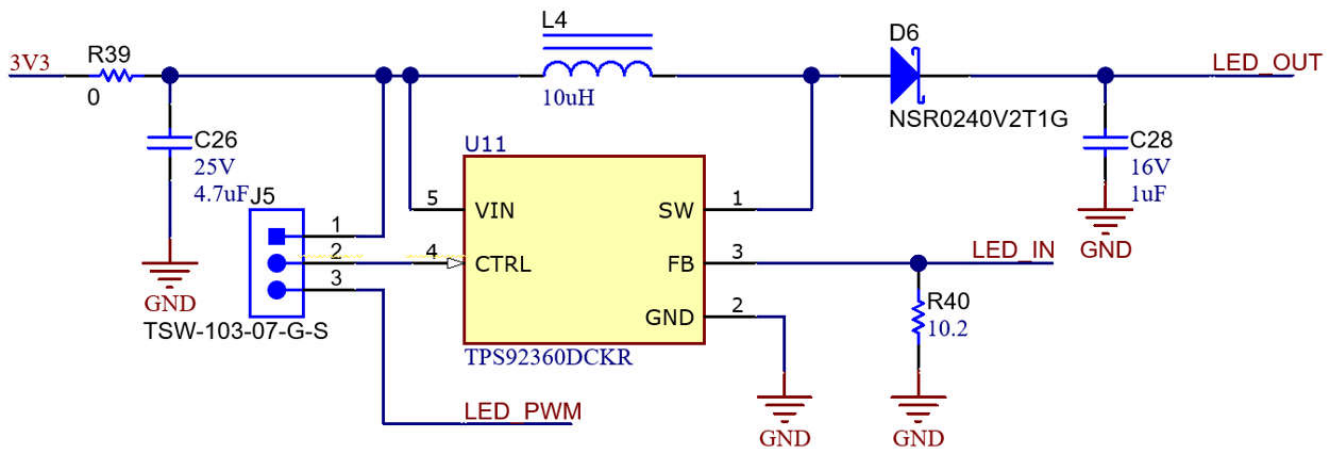
$$I_{\text{MIN}} \times R_{\text{SENSE}} \times \text{Gain} > V_{\text{SN}} \quad (21)$$

ここで

- I_{MIN} は、 R_{SENSE} を流れる最小電流です。
- $GAIN$ は電流検出アンプのゲインです。
- V_{SN} はデバイスの負の出力スイングです。

2.2.8 バックライト用 LED ドライバ

TIDA-010932 にはバックライト用 LED ドライバ (図 2-12) も搭載されており、サーモスタット用ディスプレイなどのバックライト LED の駆動用に使用できます。このデバイスが不要な場合は、R39 を削除することで無効にできます。


図 2-12. TIDA-010932 スtring LED ドライバ回路

インダクタの選択には、インダクタの値、DC 抵抗、飽和電流の 3 つの仕様が重要です。インダクタの値を考慮するだけでは不十分です。インダクタのリップル電流は、インダクタの値によって決まります。飽和せずに必要なピーク電流を処理できるインダクタを選択してください。式 23 と式 24 に従って、インダクタのピーク電流を計算します。ワーストケースの電流を計算するには、アプリケーションの最小入力電圧、最大出力電圧、最大負荷電流を使用します。昇圧レギュレータの入力 DC 電流は、式 22 で計算できます。

$$I_{L(DC)} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (22)$$

ここで

- V_{OUT} = 昇圧出力電圧
- I_{OUT} = 昇圧出力電流
- V_{IN} = 昇圧入力電圧
- η = 電力変換効率

インダクタのピーク・ツー・ピークの電流リップルは、式 23 で計算 できます。

$$\Delta I_{L(P-P)} = \frac{1}{L \times \left(\frac{1}{V_{OUT} - V_{IN}} + \frac{1}{V_{IN}} \right) \times F_S} \quad (23)$$

ここで

- $\Delta I_{L(P-P)}$ = インダクタのピーク・ツー・ピークのリップル
- L = インダクタの値
- F_S = 昇圧スイッチング周波数
- V_{OUT} = 昇圧出力電圧
- V_{IN} = 昇圧入力電圧

したがって、インダクタから見たピーク電流 $I_{L(P)}$ は式 24 で計算されます。

$$I_{L(P)} = I_{L(DC)} + \frac{\Delta I_{L(P-P)}}{2} \quad (24)$$

出力コンデンサの選択では、電圧リップルはコンデンサの容量と等価直列抵抗 (ESR) に関連しています。ESR によって生じるリップルの追加部分は、次の式を使用して計算されます。 $V_{ripple_ESR} = I_{OUT} \times R_{ESR}$ 。ESR が小さいため、セラミック・コンデンサでは V_{ripple_ESR} を無視できます。代表的なアプリケーションでは $1\mu F \sim 4.7\mu F$ のコンデンサを推奨します。このデザインでは $1\mu F$ の出力コンデンサを選択しています。

2.2.9 BoosterPack の概要

このリファレンス・デザインには、設計者にさまざまな利益をもたらす **BoosterPack™** ヘッダーも組み込まれています。MCU LaunchPad を TIDA-010932 ボードに装着すると、複数の重要なデバイス出力をホスト MCU で監視できます。ワイヤレス MCU の場合は、このデータをゲートウェイ・デバイスにリレーすることもできます。

図 2-13 の J7 のピン 6 とピン 8 は、INA2180 の出力に接続されます。INA2180 には MCU が接続され、TIDA-010932 ボードによって電力供給されて、より包括的なシステム消費電流を特性評価できます。さらに多くの **BoosterPack™** プラグイン・モジュールを追加でき、これによってシステム全体の消費電力の推定が可能となります。

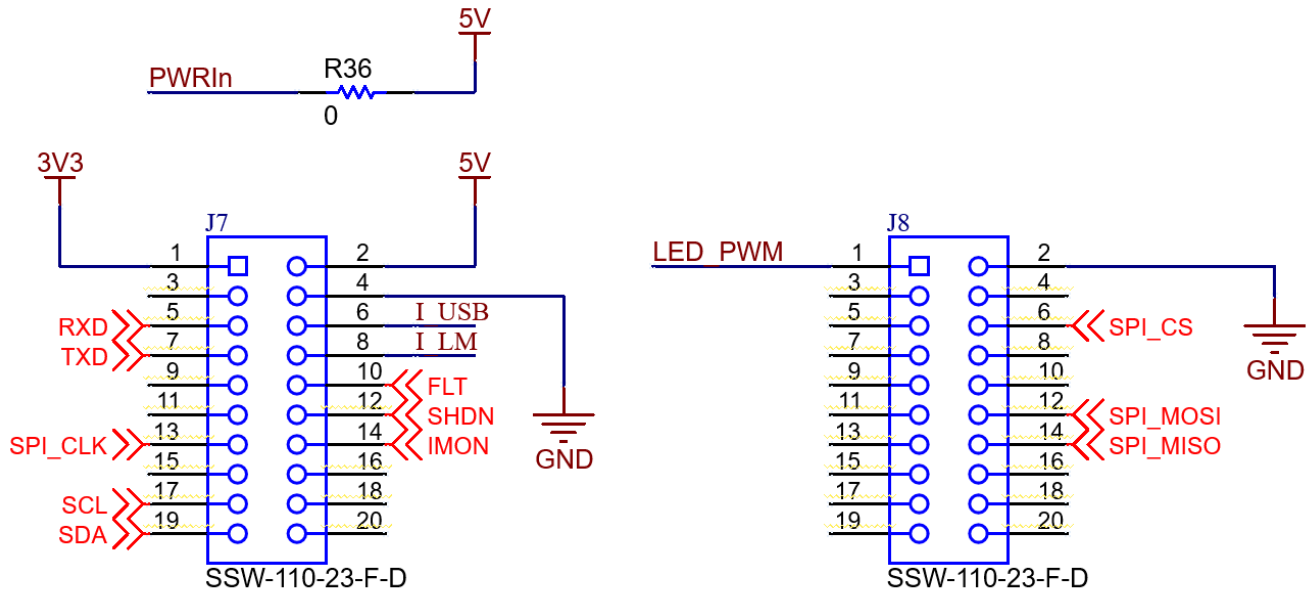


図 2-13. TIDA-010932 BoosterPack のピン配置

2.3 主な使用製品

2.3.1 LMR36520

LMR36520 は、さまざまな産業用アプリケーション向けに設計された同期整流ピーク電流モード降圧レギュレータです。このレギュレータは、負荷に応じて PFM モードと PWM モードを自動的に切り替えます。負荷が大きい場合、このデバイスは PWM モードで一定のスイッチング周波数で動作します。軽負荷時には、ダイオード・エミュレーションによる PFM モードに変更され、DCM が可能になります。これにより、入力供給電流が低減され、高い効率が維持されます。このデバイスはループ補償機能を内蔵しているため、設計時間を短縮でき、外部補償式のレギュレータに比べて必要な外付け部品が少なく済みます。

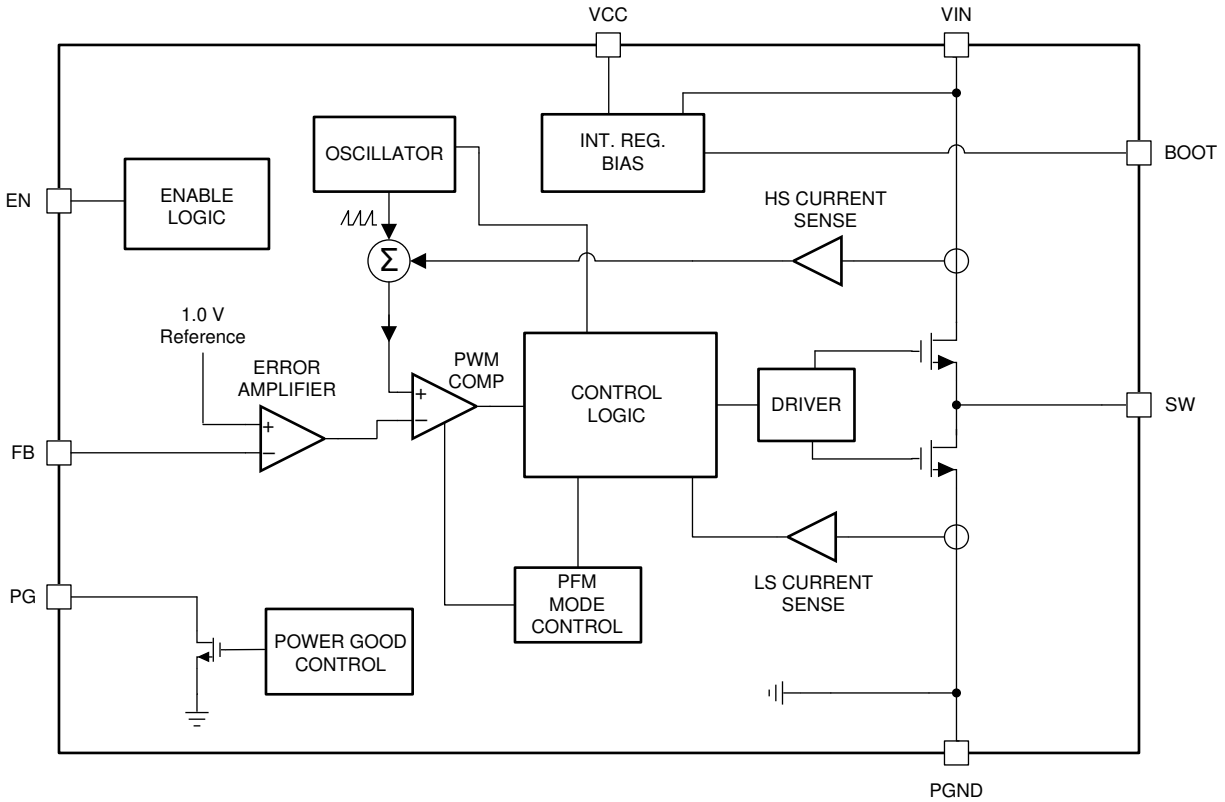


図 2-14. LMR36520 の機能ブロック図

2.3.2 TPS2216

TPS2216 は、1.6V～5.5V の電圧定格と 2.5 A の最大電流定格を備えるパワー・マルチプレクサ・デバイスです。このデバイスは、N チャンネル MOSFET を使用して電源を切り換えるとともに、電圧が最初に印加されたときのスルーレートを制御します。TPS2216 は、アプリケーションに応じて 2 通りの切り換え動作を行うように構成できます。自動優先モードでは、VIN1 に接続された電源が優先され、VIN1 が低下したときに第 2 の電源 (VIN2) に切り替わります。マニュアル・モードを使うと、GPIO をトグルするか信号をイネーブルして、チャンネルを切り換えることができます。TPS2216 は静止電流 (1.32 μ A、標準値) とスタンバイ電流 (50nA、標準値) が小さいため、バッテリーが入力的一方に接続されているシステム向けの優れた選択肢となります。これらの小さい電流は、使用時のバッテリー寿命を延ばします。

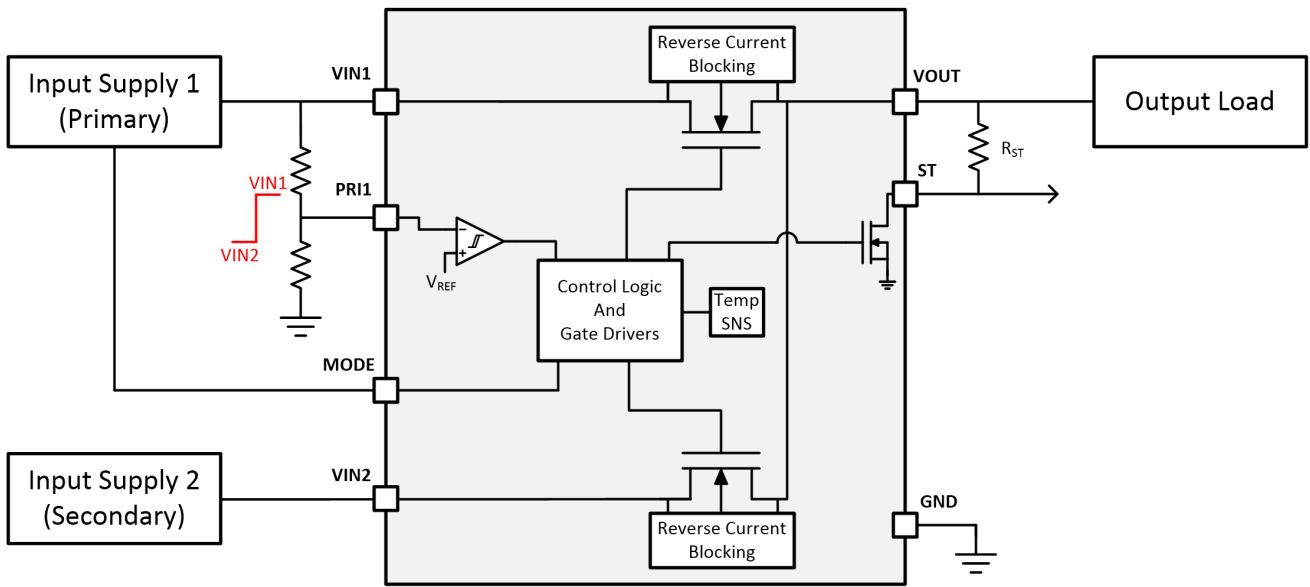


図 2-15. TPS2116 の機能ブロック図

2.3.3 TLV62568

TLV62568 は、高効率の同期整流降圧型コンバータです。このデバイスは、ピーク電流制御方式に基づく適応型オフ時間機能を使用して動作します。このデバイスは通常、中～重負荷電流時には周波数 1.5MHz のパルス幅変調 (PWM) 方式で動作します。 V_{IN}/V_{OUT} の比率に基づいて、簡単な回路を使用してローサイド MOSFET に必要なオフ時間を設定します。入力電圧、出力電圧、負荷電流の変動に関係なく、スイッチング周波数は比較的一定に保たれます。

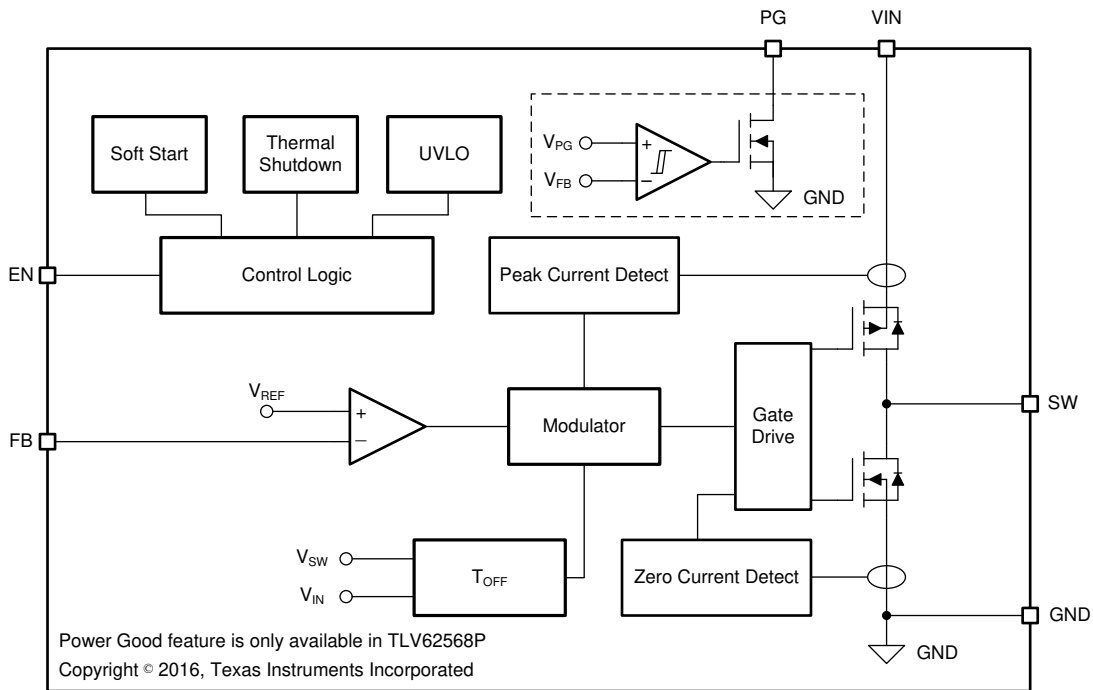


図 2-16. TLV62568 の機能ブロック図

2.3.4 INA2180

INA180、INA2180、INA4180 (INAx180) は、ローサイドとハイサイドの両方の構成で使用される 26V 同相電流センシング・アンプです。この特別に設計された電流センシング・アンプは、電流センシング抵抗の両端に発生する電圧 (デバイス

に電力を供給する電源電圧をはるかに上回る同相電圧)を正確に測定します。電流は最大 26V の入力電圧レール上で測定でき、デバイスには最小 2.7V の電源電圧から電力を供給できます。

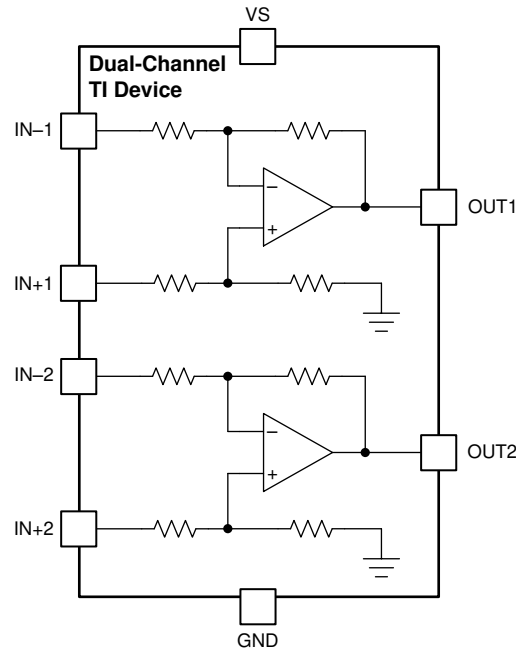


図 2-17. INA2180 の機能ブロック図

2.3.5 TPS92360

TPS92360 は、小型パッケージ・サイズの高効率、高出力電圧昇圧コンバータです。このデバイスは 40V、1.8A のスイッチ FET を搭載し、最大 39V の出力電圧と最小 1.2A のスイッチ・ピーク電流制限を提供するように設計されています。大きな駆動能力により、単一または並列の LED スtring を駆動し、小型から大型のパネル・バックライトに対応できます。TPS92360 は、擬似定周波数電流モード方式で動作します。このデバイスは、内部補償によって最大限の柔軟性と安定性を提供します。スイッチング周波数は 1.2MHz で、最小入力電圧は 2.7V です。オン時間中、インダクタに流れ込む電流は増加します。電流が内部 GM アンプによって設定されたスレッシュホールド値に達すると、パワー・スイッチ MOSFET はオフになります。インダクタの極性が切り替わり、ショットキー・ダイオードを順方向バイアスすることで、電流は昇圧コンバータの出力に向かって流れます。オフ時間は V_{IN} および V_{OUT} に対して固定されているため、これらのパラメータが変化しても同じ周波数が維持されます。ただし、異なる出力負荷に対しては、パワー・スイッチ MOSFET の $R_{DS(on)}$ 両端の電圧降下のために、周波数が多少変化します。これがインダクタの両端の電圧に影響を及ぼすため、 t_{ON} も影響を受けます (t_{OFF} は固定されたままです)。固定オフ時間によって疑似固定周波数が維持され、従来の昇圧コンバータよりも広い範囲の入力および出力電圧全体でシステムの安定性が向上します。また、TPS92360 のトポロジには、非常に良好な負荷およびライン・レギュレーションと、優れたラインおよび負荷過渡応答という利点もあります。帰還ループは、FB ピンを低い基準電圧 (標準値 204mV) に安定化し、電流センス抵抗の消費電力を低減します。

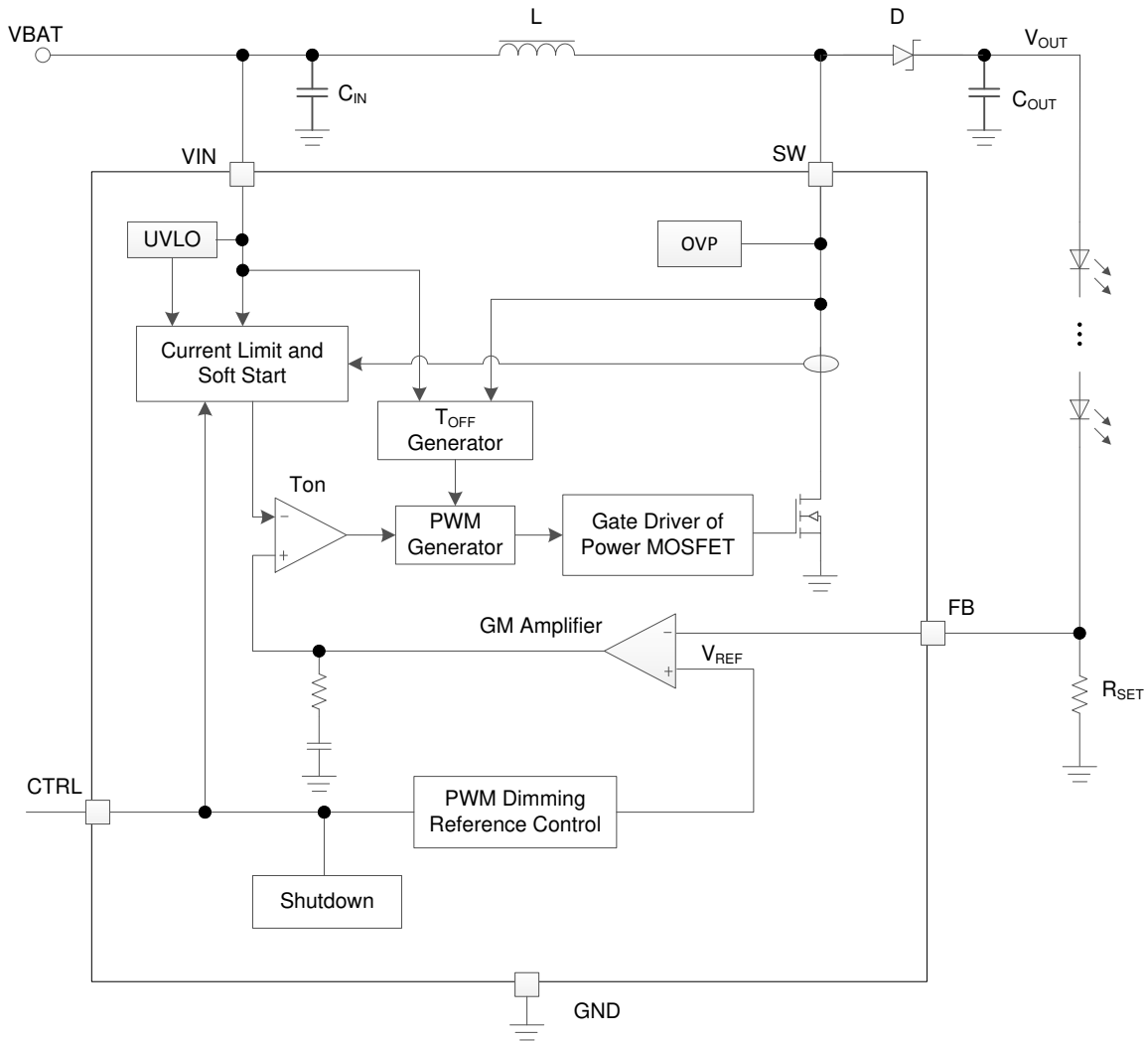


図 2-18. SNVSBZ5 の機能ブロック図

2.3.6 TPS2640

TPS2640 は、バック・ツー・バック MOSFET と強化された保護回路を内蔵した高電圧産業用 eFuse です。このデバイスは、4.2V~42V の電力を供給されるすべてのシステムおよびアプリケーションに堅牢な保護を提供します。このデバイスは、±42V の正負の電源電圧に損傷なしで耐えられます。ホット・プラグ対応ボードの場合、このデバイスは、突入電流制御機能とプログラマブルな出力電圧スルーレート機能によるホット・スワップ電源管理を提供します。過電流、過電圧、低電圧などの多くのプログラマブルな機能により、負荷、ソース、デバイスの保護を実現します。高精度の過電流制限 (1A で ±5%) は、入力電源の過剰な設計を最小限に抑えるのに役立ちます。また、250ns (標準値) の高速応答短絡保護は、短絡が検出されたときに入力電源から負荷を即座に絶縁します。堅牢な内部保護制御ブロックと ±42V 定格を備える TPS26400 は、サージ規制に適合したシステム設計を簡素化し、負荷とデバイスの包括的な保護を確保します。このデバイスは、電圧バスのブラウンアウトや過電圧状態を高精度で監視し、下流のシステムに対してフォルト信号をアサートします。TPS26400 のモニタ機能のスレッシュホールド精度は ±3% で、電源バスの厳格な監視が保証されるため、個別の電源電圧スーパーバイザ・チップが不要になります。このデバイスは $V_{(IN)}$ および $V_{(OUT)}$ を監視し、逆電流状態または入力電源障害状態が検出されたときに真の逆電流ブロッキングを提供します。また、TPS26400 は冗長電源システムを制御するように設計されています。TPS26400 デバイスをペアで構成すると、メイン電源と補助電源をアクティブ OR 接続できます。

TPS26400 のその他の特長

- 電流モニタ出力によるシステムの健全性監視
- MODE ピンを使用した、過負荷タイムアウトによる電子サーキット・ブレーカ動作
- MODE ピンを使用して、電流制限フォルト時の応答としてラッチオフ・モードまたは自動再起動モードを選択
- 過熱保護機能による、過電流事象発生時の安全なシャットダウン

- ブラウンアウトおよび過電圧フォルトに対するデグリッチ・フォルト通知機能
- 過負荷電流フォルトの予測表示

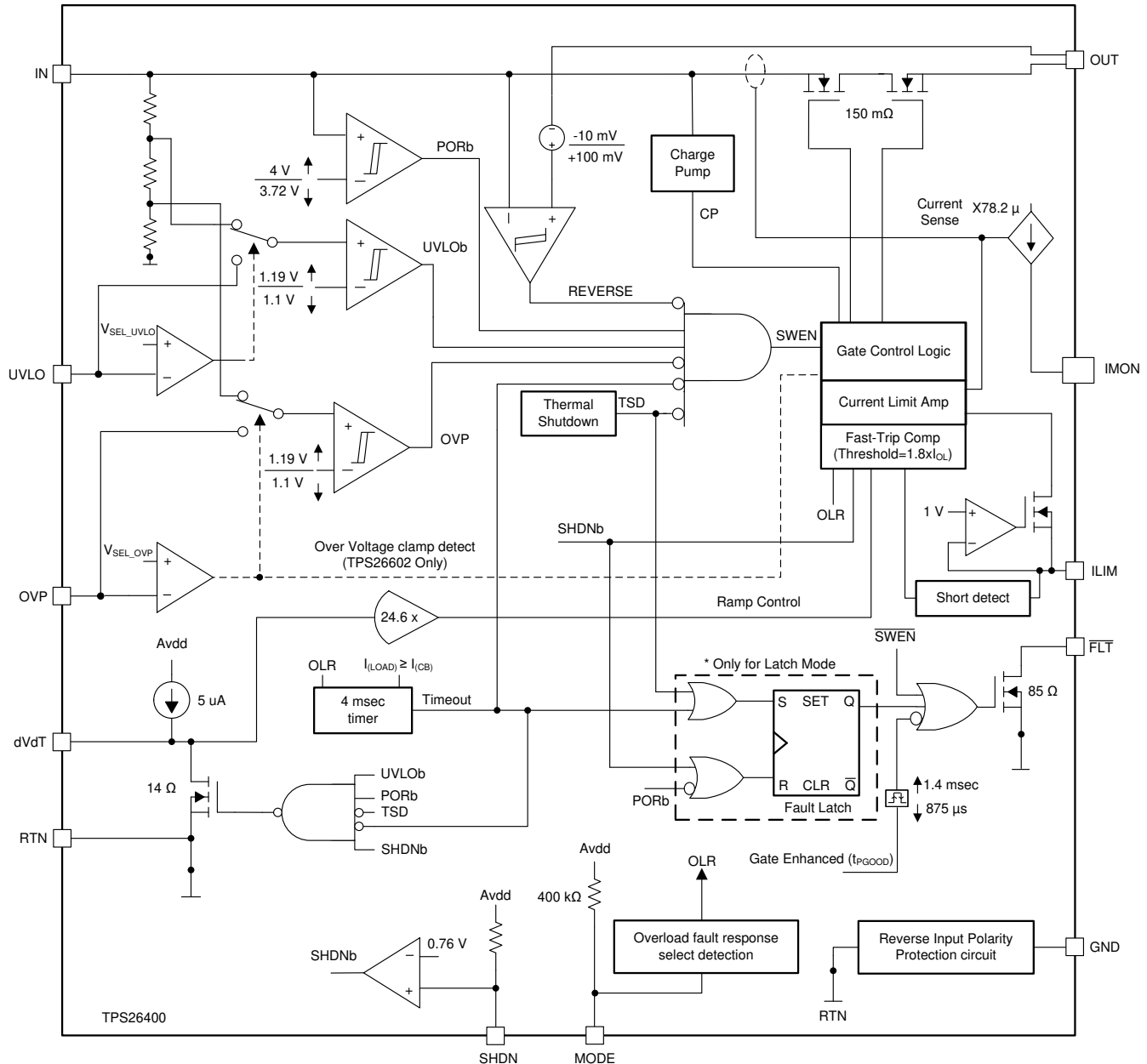


図 2-19. TPS2640 の機能ブロック図

2.3.7 BQ24072

BQ2407x デバイスは、スペースに制約のある携帯型アプリケーションを対象とする、統合型リチウムイオン・リニア・チャージャ/システム・パワー・パス管理デバイスです。このデバイスは、システムに電力を供給すると同時に、それとは独立してバッテリーを充電します。この機能によって、バッテリーの充放電サイクル数が減り、充電を適切に終了できます。また、欠陥のあるバッテリー・パックが使用された場合や、バッテリー・パックがない場合でも動作可能になります。バッテリーが完全に放電されている場合でも、この機能によって即座にシステムを電源オンにできます。バッテリーを充電し、システムを動作させるための入力電源として、AC アダプタまたは USB ポートを使用できます。このデバイスには、システム給電とバッテリー充電でソース電流を共有するダイナミック・パワー・パス・マネージメント (DPPM) 機能があり、システム負荷が増加すると充電電流を自動的に低減します。USB ポートから充電する場合、入力ダイナミック・パワー・マネージメント (VIN-DPM) 回路により、入力電圧がスレッシュホールドを下回ると入力電流を低減し、USB ポートのクラッシュを防止します。このパワー・パス・アーキ

テックチャは、アダプタがシステムのピーク電流を供給できないとき、システム電流の要件を満たすためにバッテリーを補助電源として使用できます。

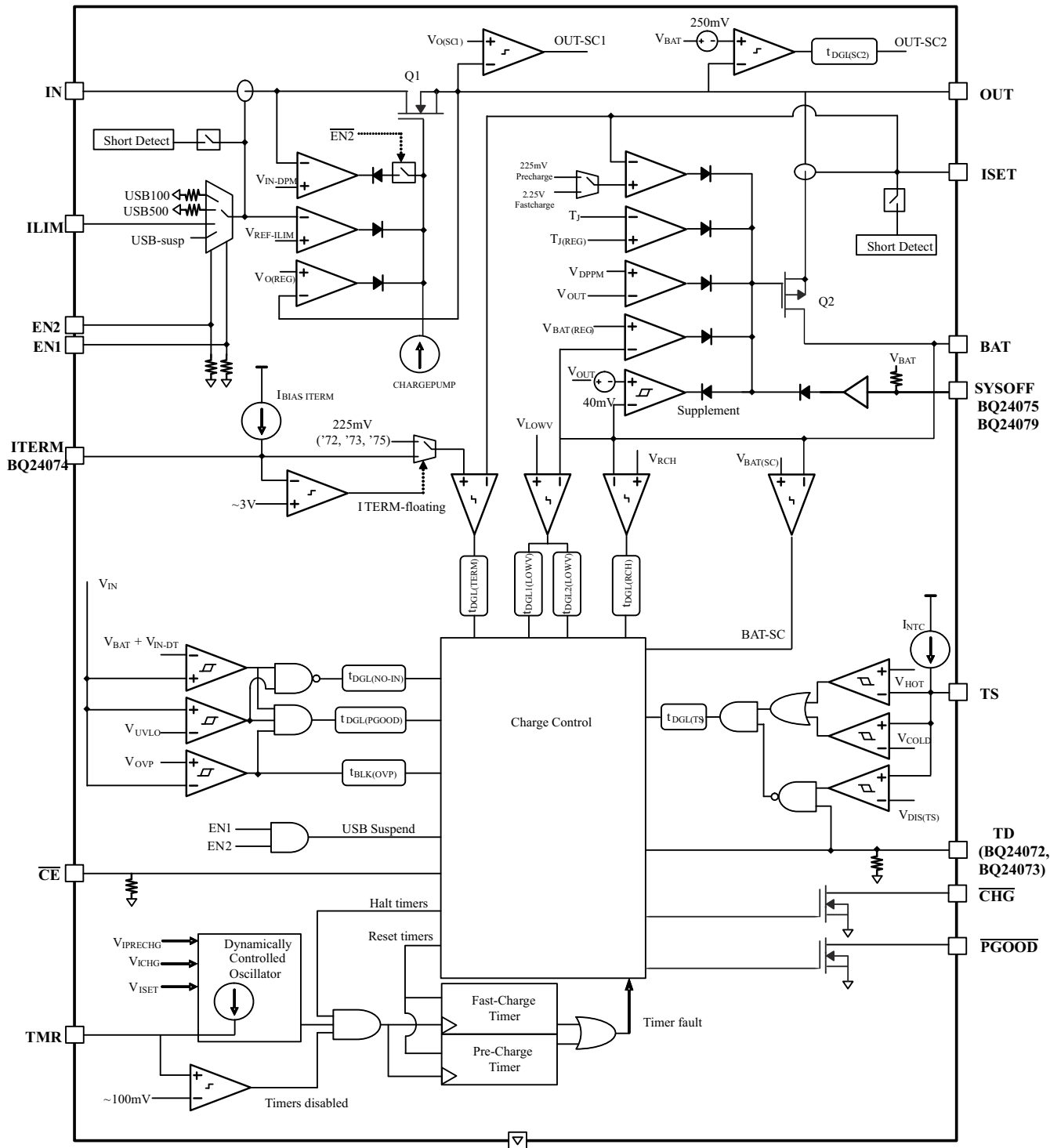


図 2-20. BQ24072 の機能ブロック図

3 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

3.1 ハードウェア要件

3.2 テスト構成

PCB 上の各プロセスについて複数のテスト・ポイントを利用できます。ただし、リップル、過渡、効率のテストを実行する場合、ブレイクアウト・テスト・ポイントには寄生ノイズが発生するため、これらのポイントは使用できません。代わりに、出力ポイント、入力ポイント、または IC ピンのできるだけ近くにあるその他の関心ポイントを測定してください。図 3-1 に、過渡テスト構成の例を示します。この構成ではバレル・ワイヤと GND の間のポイントを測定します。電流搬送ワイヤは、テスト対象の DC/DC の出力コンデンサに直接半田付けされています。図 3-2 に示すように、これらの電流搬送ワイヤはプログラマブルな電子負荷に直接接続され、電流は電流プローブを使用して測定されます。効率プロットを実行する場合は、ライン電圧の降下による測定精度の低下を防ぐために、図 3-3 に示すように、電流搬送ワイヤとは別のワイヤを使用する必要があります。

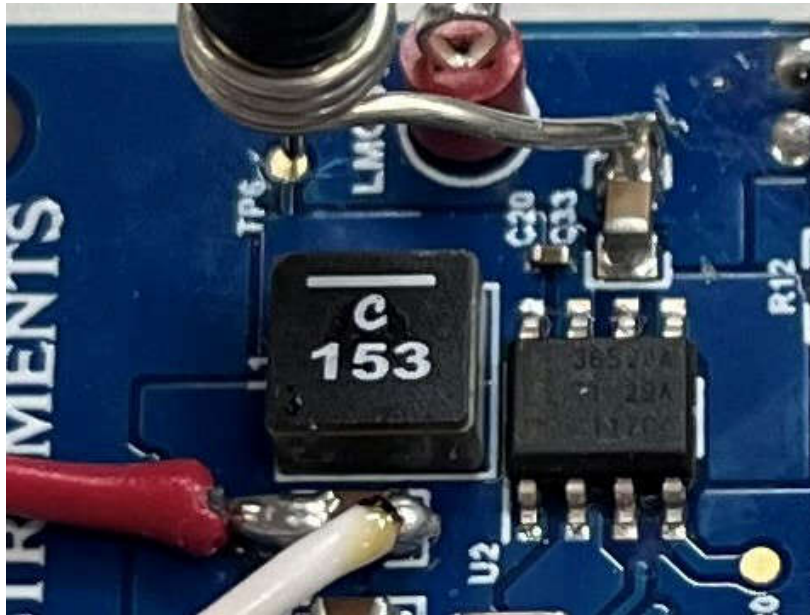


図 3-1. 半田付けされた出力ワイヤとスコープ・プローブおよびバレルを使用するテスト構成

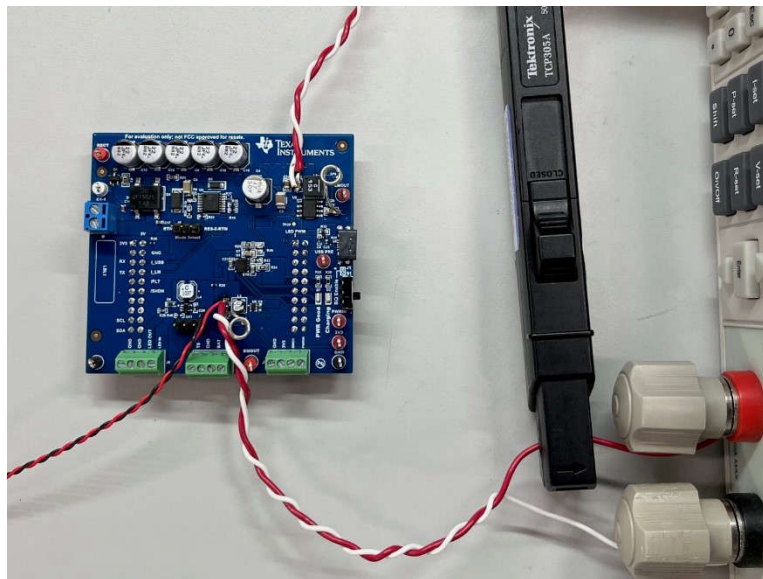


図 3-2. 電流プローブと電子負荷を使用するテスト構成

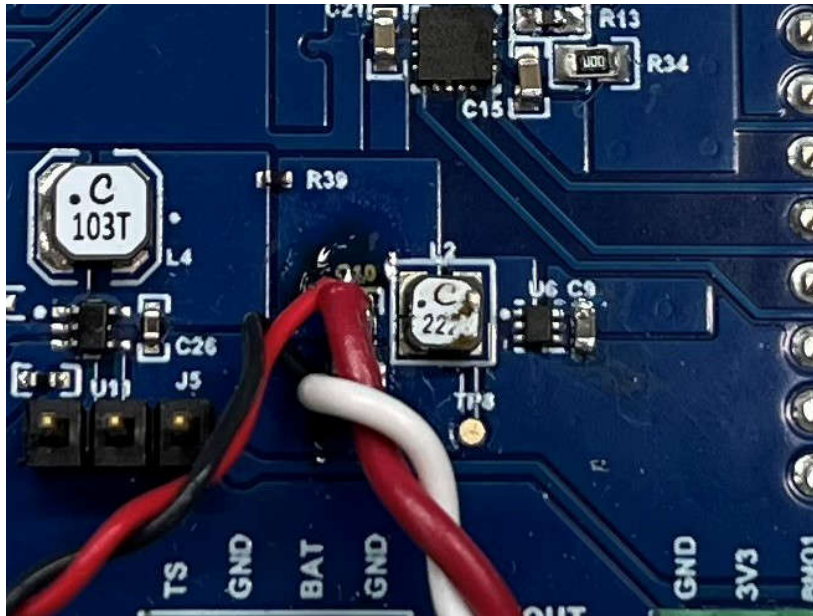


図 3-3. センシング・ワイヤと電流搬送ワイヤを別個に使用するテスト構成

3.3 テスト結果

3.3.1 24VAC のスタートアップとシャットダウン

図 3-4 に、24VAC システムを接続したときの電源投入シーケンスを示します。バッテリーはすでに接続されており、24VAC が接続されるまではバッテリーが 3V3 レールに電力を供給しています。24VAC が接続されると、24VAC システムはバッテリーの充電を開始し、システム負荷への電力供給を引き継ぎます。RectOut は、24VAC の初期接続から約 240ms で定常状態に達します。24VAC トランスのばらつきは、図 3-4、図 3-8、および図 3-10 の比較から観察されるように、定常状態の立ち上がり時間のばらつきの原因となります。LMR36520 レールは、(OR 接続ソリューションの出力に直接接続されている) ノード PWRIn の位置でテストされていることに注意してください。3V3 レールは、バッテリー電源から 24VAC 電源への遷移中に、識別可能な過渡応答を示しません。図 3-8 および図 3-10 では、24VAC トランスの許容誤差の影響を検討するための起動テストを実施し、図 3-4 と同等の結果を示しています。図 3-5、図 3-9、および図 3-11 では、24VAC 電源の即時喪失をテストしています。これらのテストにおける RectOut のスムーズな動作から明らかなように、バッテリーは完全に充電され、大きな負荷電流は供給されていません。24VAC 電源喪失時には、RectOut は、公称 24VAC では整流コンデンサの大半のエネルギーを 1 秒以内に放電します。図 3-6 および図 3-7 は、3V3 バスに接続された負荷が電流を要求している状態で 24VAC 電源が失われた場合を示しています。整流コンデンサは、無負荷状態よりもかなり高速に放電されます。BM24072 がバッテリー電源に遷移すると、BMOOut レールの電圧は低下します。3V3 レールは 24VAC の喪失に対して大きな過渡応答を示さず、安定化された状態で出力負荷への電力供給を継続します。

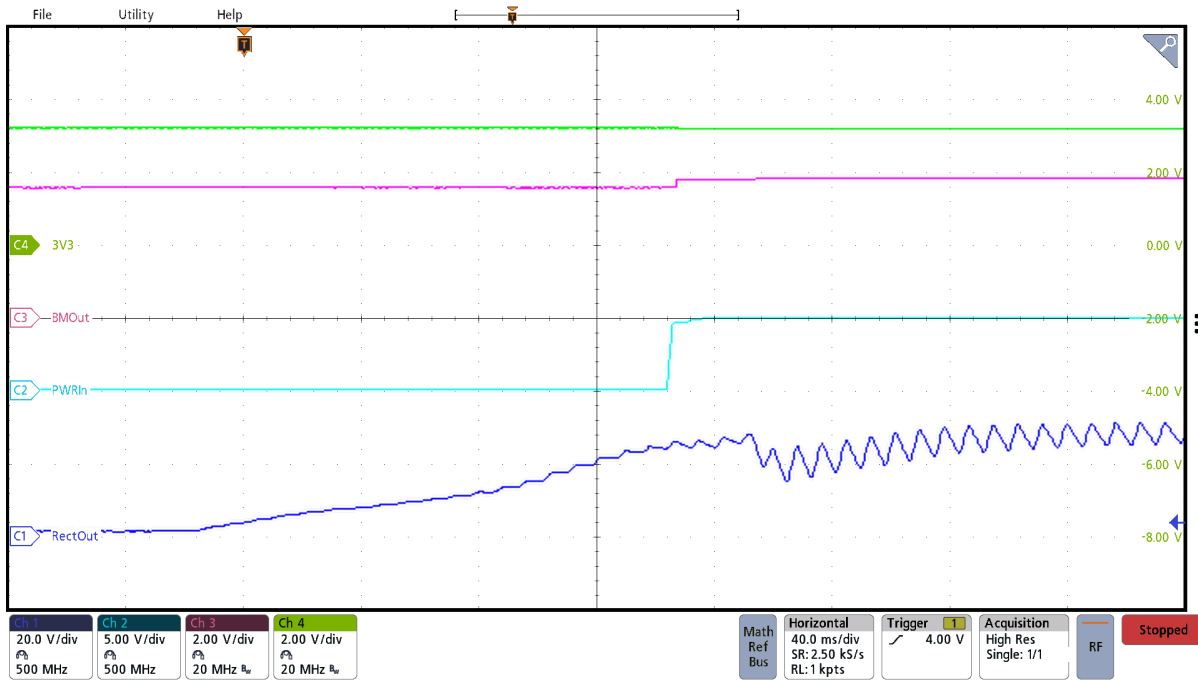


図 3-4. 24VAC のスタートアップ

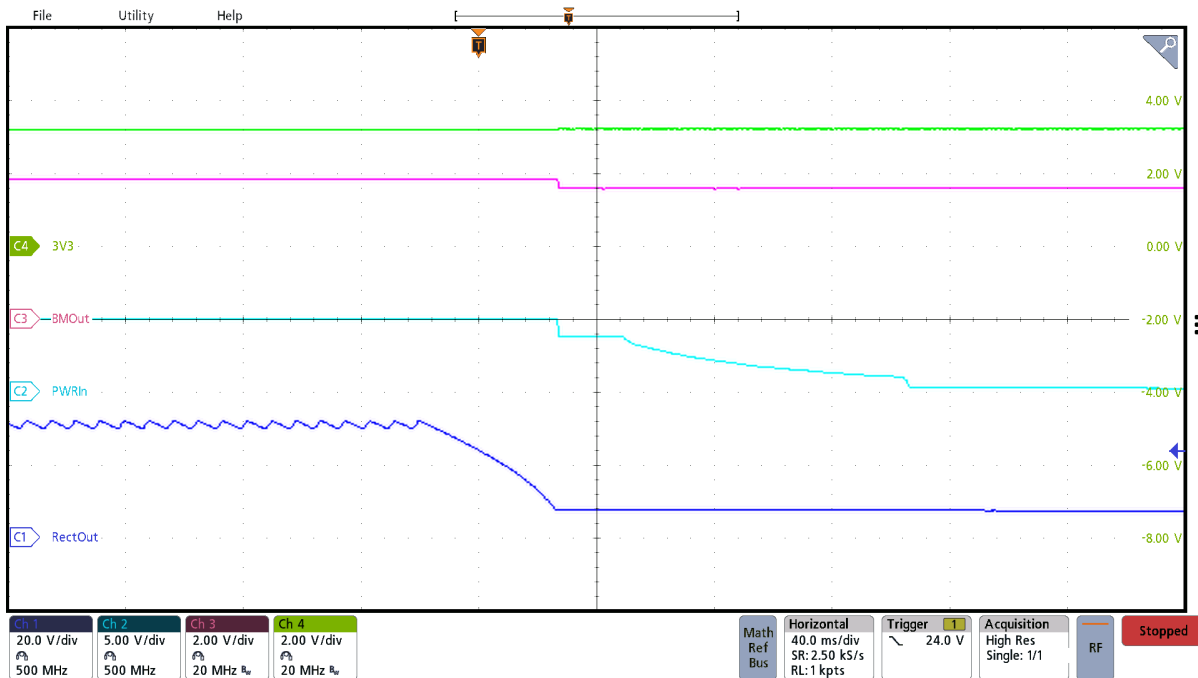


図 3-5. 24VAC のシャットダウン

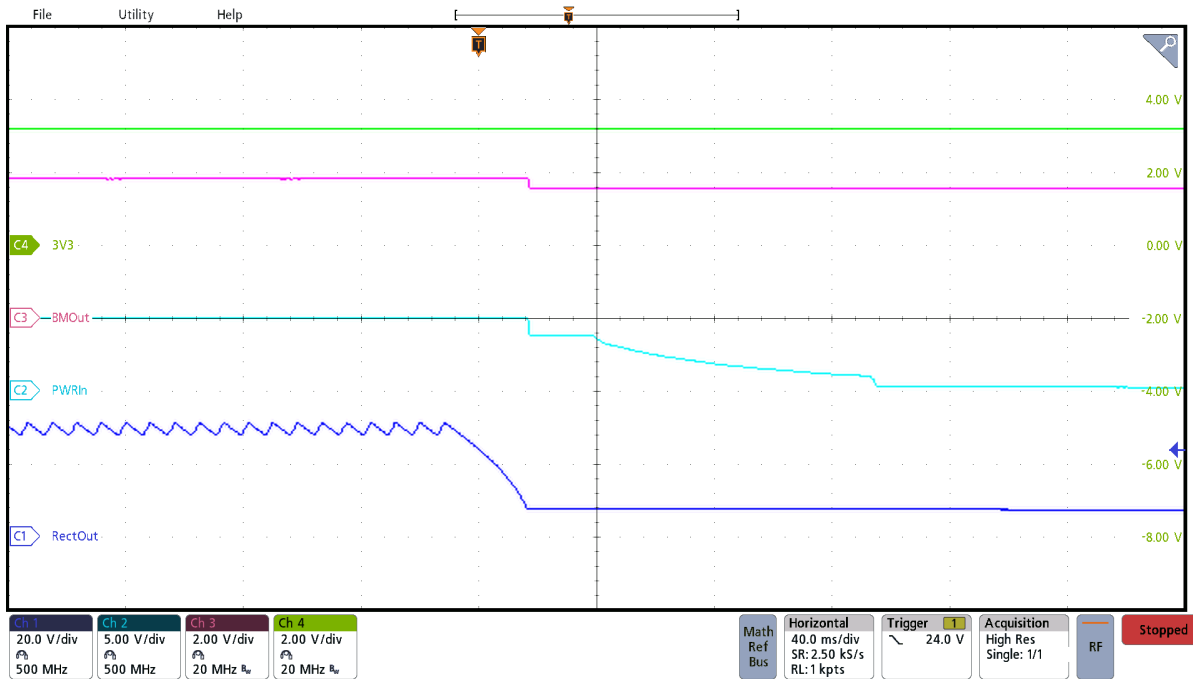


図 3-6. 24VAC のシャットダウン (3V3 の負荷 = 200mA)

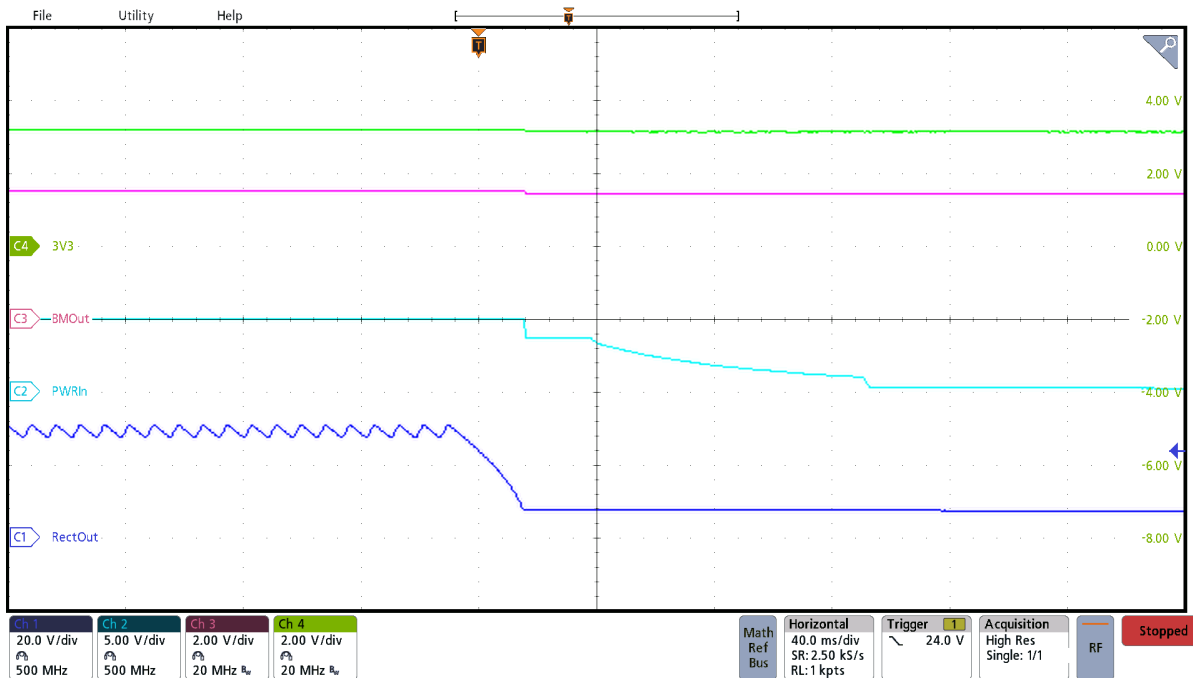


図 3-7. 24VAC のシャットダウン (3V3 の負荷 = 750 mA)

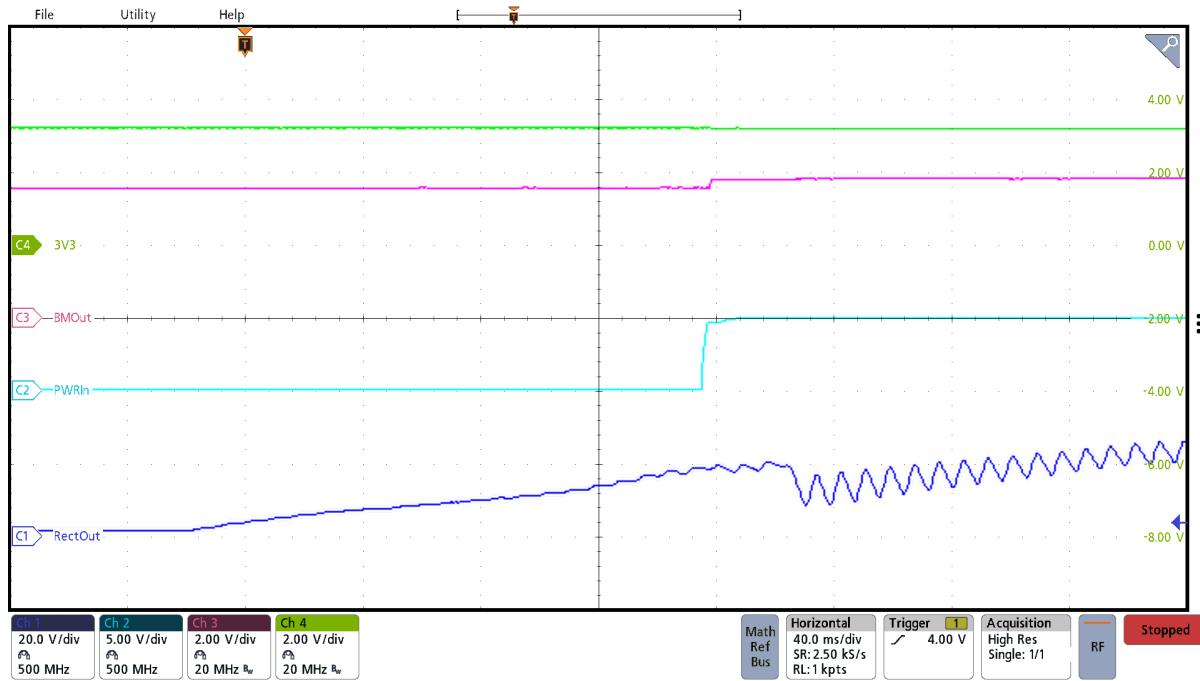


図 3-8. 20VAC のスタートアップ

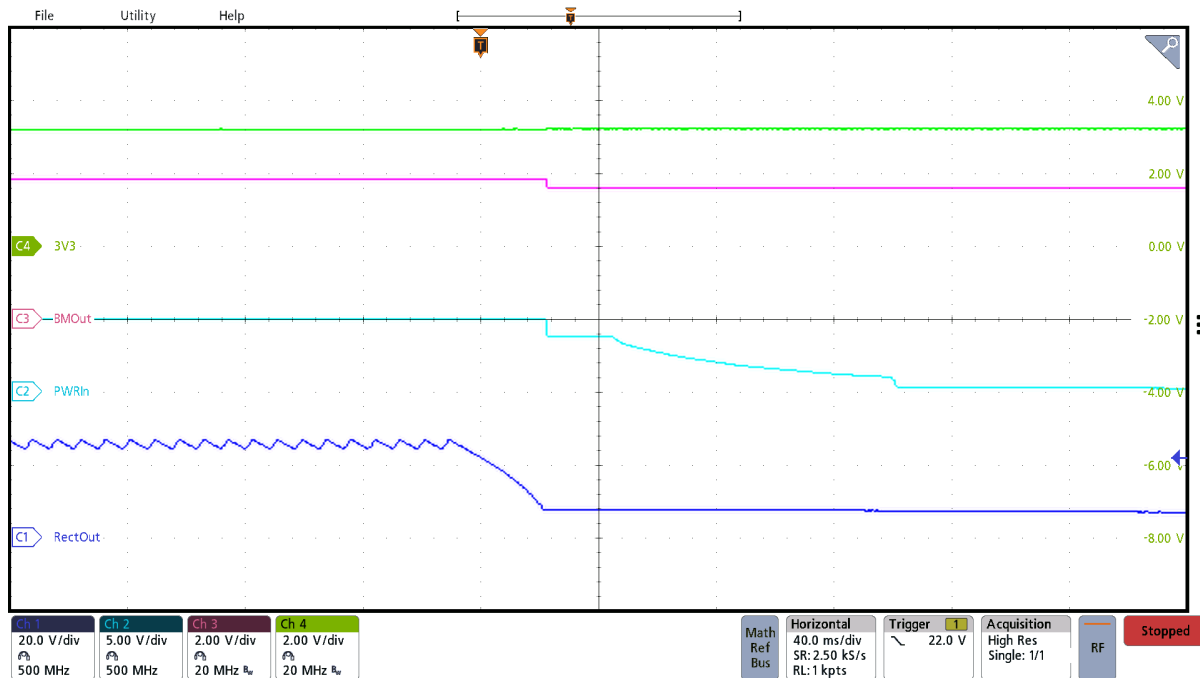


図 3-9. 20VAC のシャットダウン

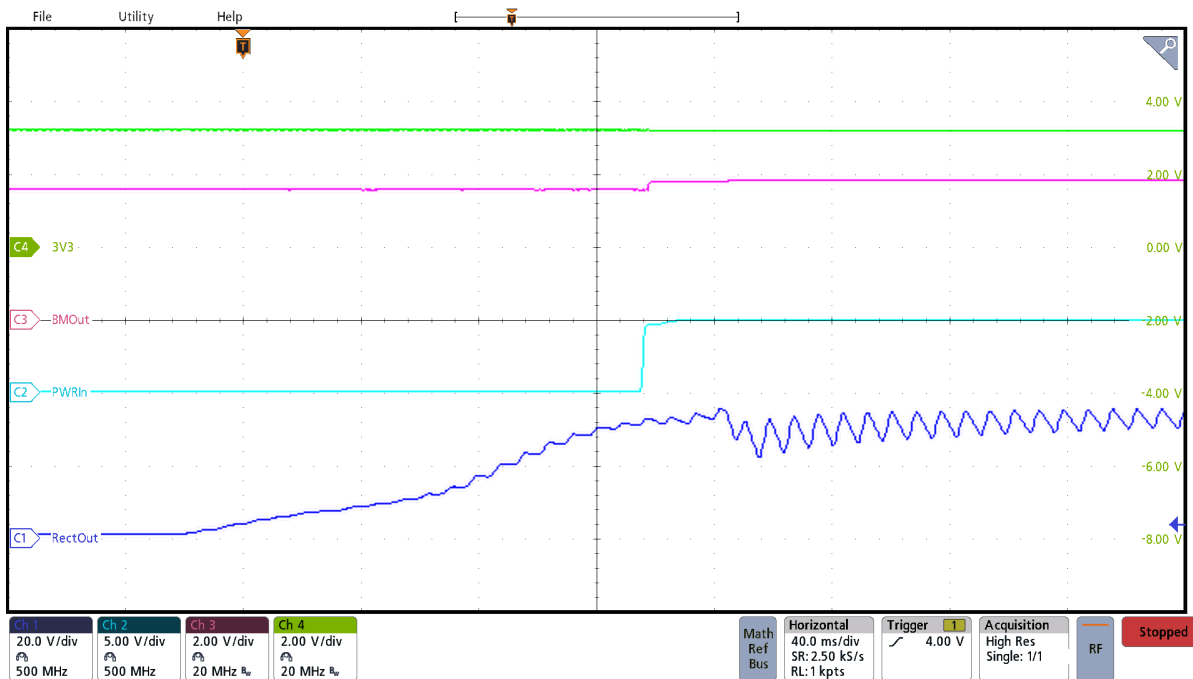


図 3-10. 30VAC のスタートアップ

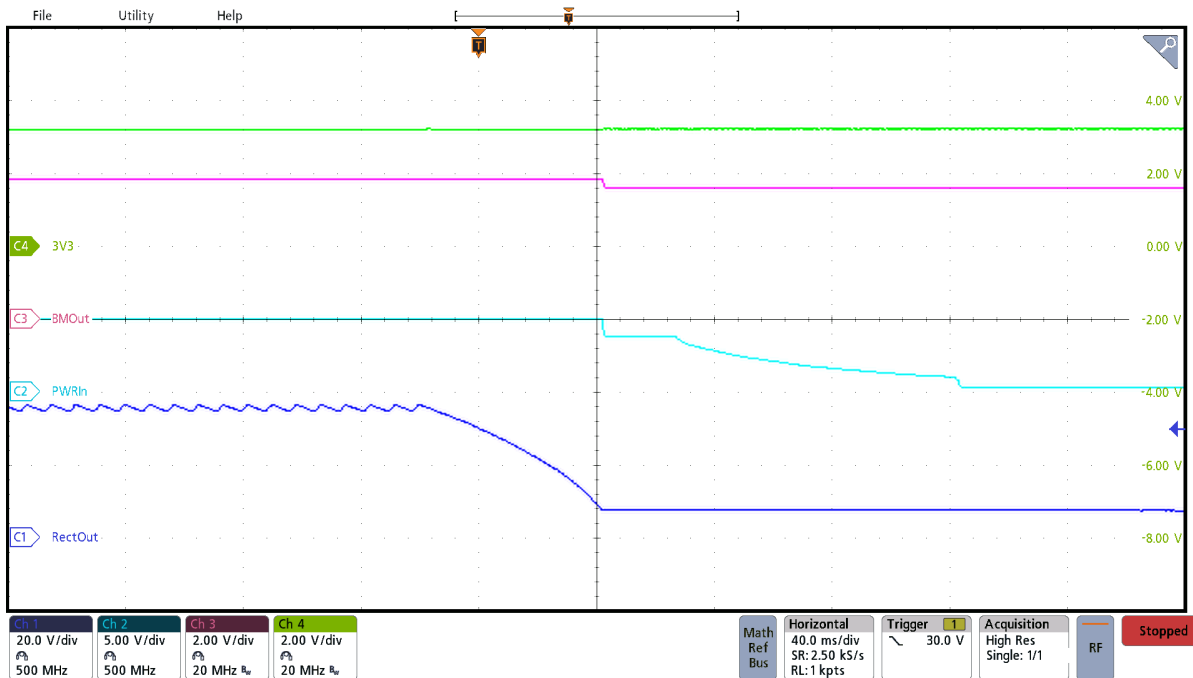


図 3-11. 30VAC のシャットダウン

3.3.2 USB のスタートアップとシャットダウン

図 3-12 に、5.1V USB ケーブルをシステムに接続した状態を示します (図 3-12 および図 3-13 では 3 フィートの USB A / USB Micro-B ケーブルを使用)。セクション 2.2.3.2 で詳しく説明したスナバ回路があるため、ノード USBIn にはオーバーシュートは発生しません。PWRIn (OR 接続回路の出力) は、USBIn の応答と一致します。このテストは、バッテリー管理システムが出力 (BMOOut) を $200\text{mV} + \text{VBATT}$ に安定化するまでに 4ms 経過したことを示しています。24VAC のスタートアップの場合と同様に、USB が接続されるまではバッテリーが負荷に電力を供給しています。USB が接続されると、バッテリー管理機能は最大 300mA でバッテリーの充電を開始します。3V3 レールは、電源の切り替えに対して大きな過渡応答を示していません。図 3-13 に、USB の接続が切り離されたときのバッテリーへの電源の切り替えを示します。USBIn レール

が 0 に低下するまでに、約 20ms 経過しています。システムがバッテリー電源に (すなわち VBATT に) 切り替わると、BMOOut に多少の電圧降下が見られます。3V3 レールは非常に安定しており、遷移中に大きな過渡応答は発生していません。

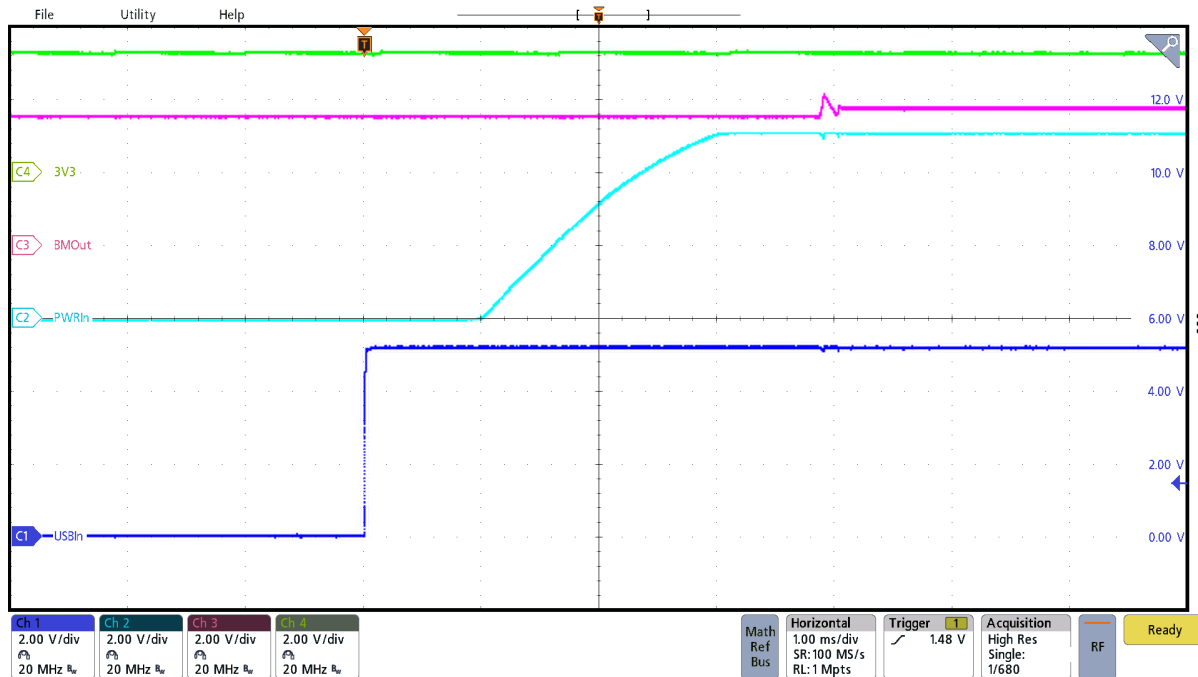


図 3-12. USB 5.1V のスタートアップ

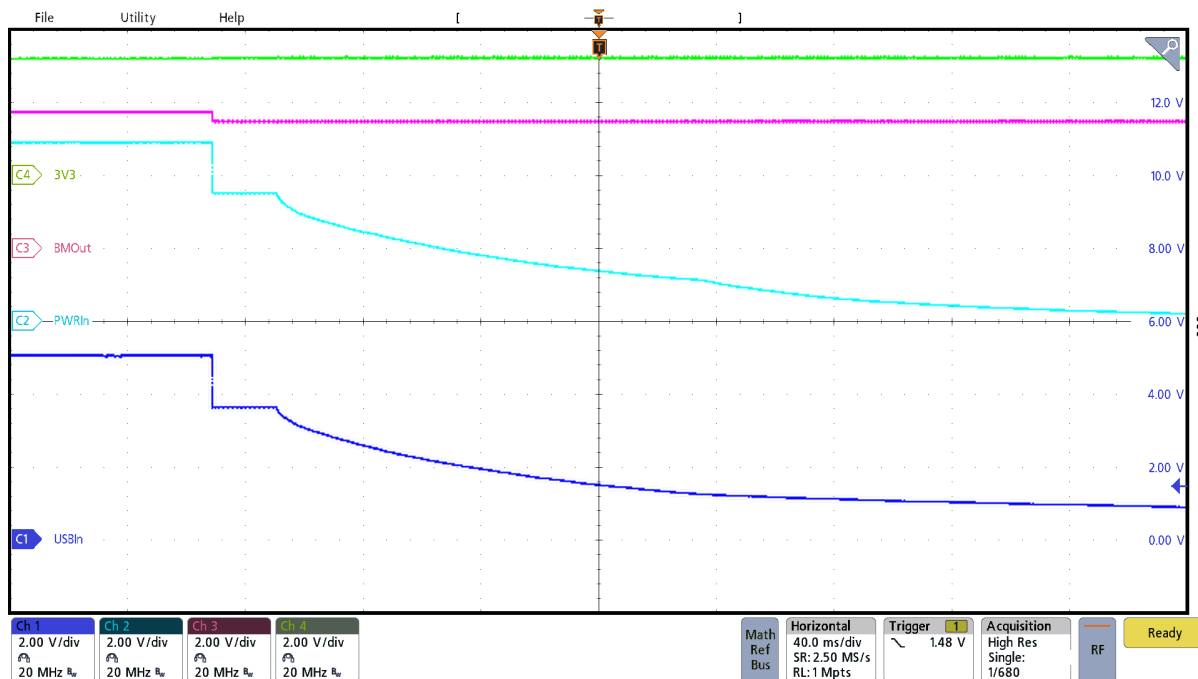


図 3-13. USB 5.1V のシャットダウン

図 3-14 に、4.35V (USB 2.0 仕様で許容される最小値) での USBIn の起動時の変動を示します。図 3-14 および図 3-15 の実際のテストは、バナナ / グラバー・ケーブルを使用して実施しています。これらのケーブルは絶縁されていないため、標準的な USB ケーブルよりもかなり大きな寄生インダクタンスを示します。その場合でも、観察されるオーバーシュートは非常に小さく、150mV に抑えられます。USB レールは、初期接続から約 2 μ s 後に高レベル電圧に達します。図

3-14 に示すように、OR 接続回路が USBin を PWRIn レールに渡すまでの遅延時間は約 100 μ s です。図 3-16 および図 3-17 は、同様の結果を示しています。

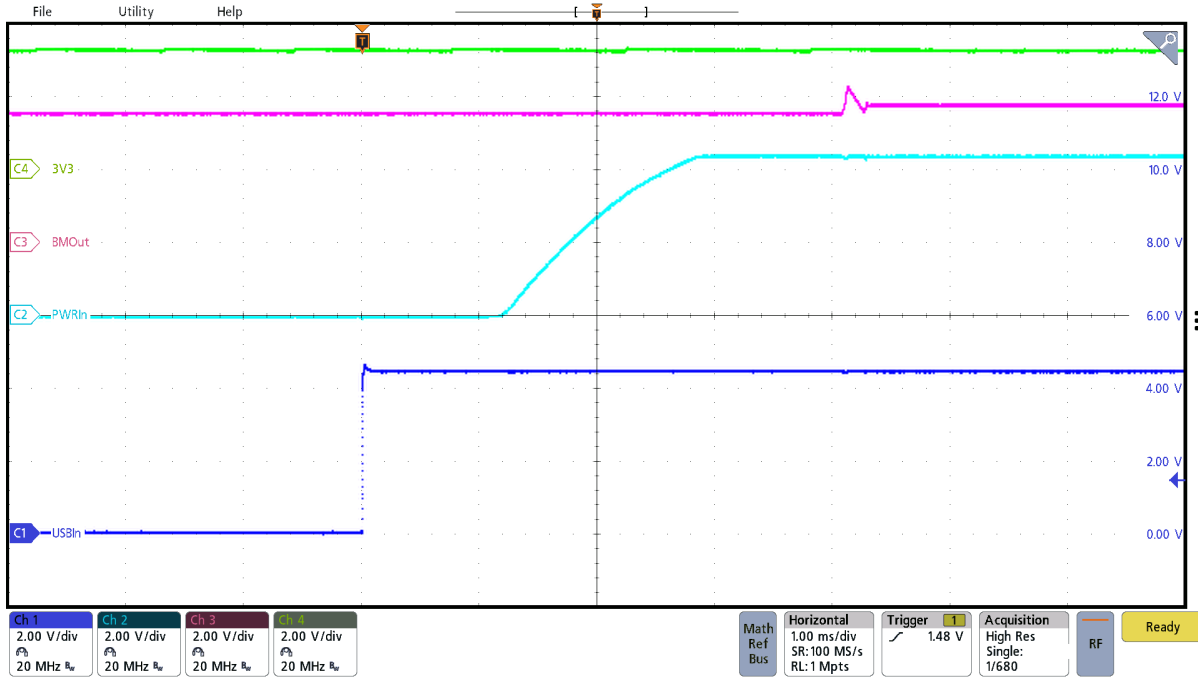


図 3-14. USB 4.35V のスタートアップ

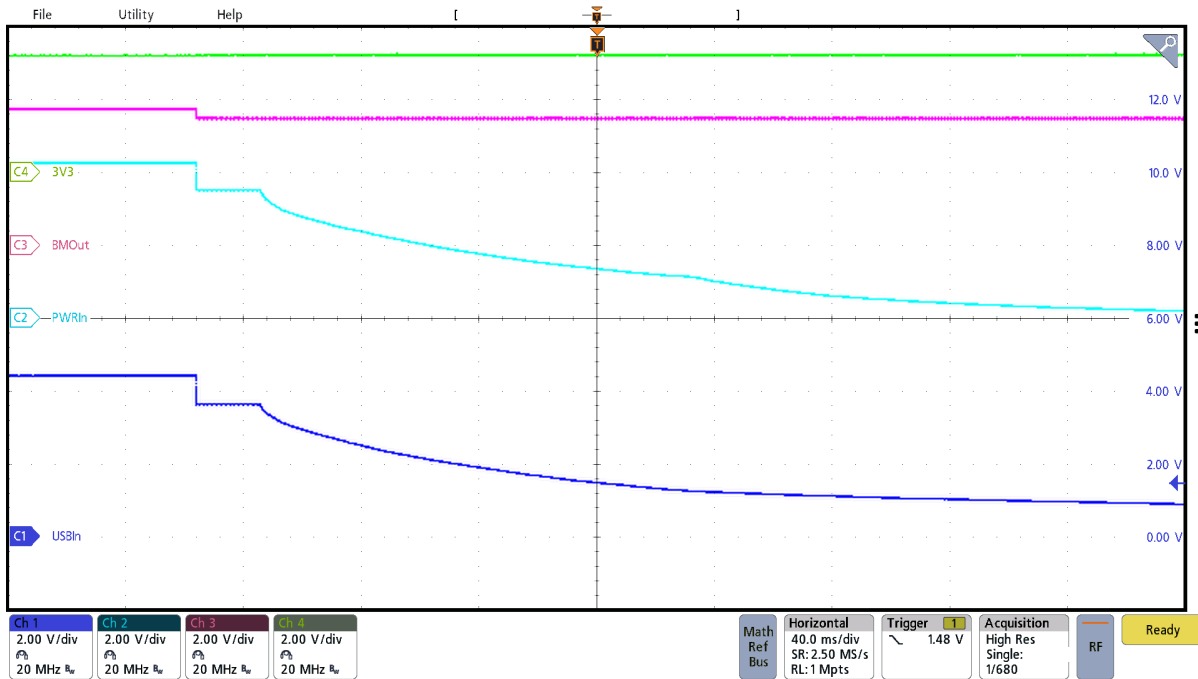


図 3-15. USB 4.35V のシャットダウン

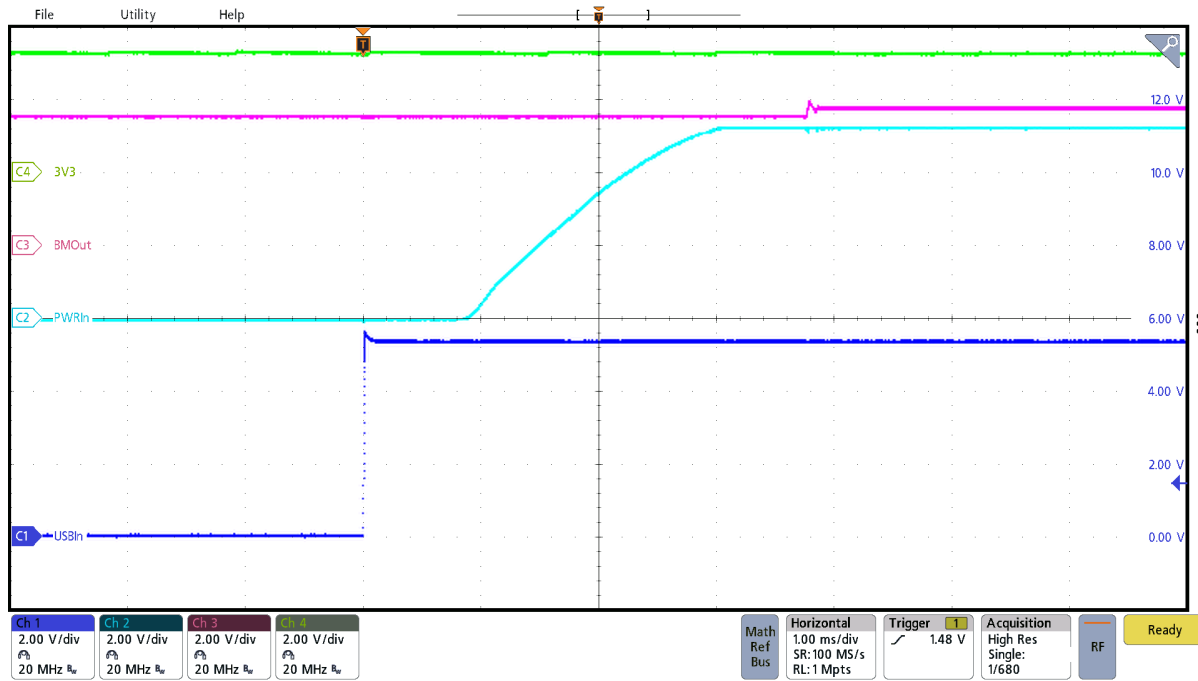


図 3-16. USB 5.25V のスタートアップ

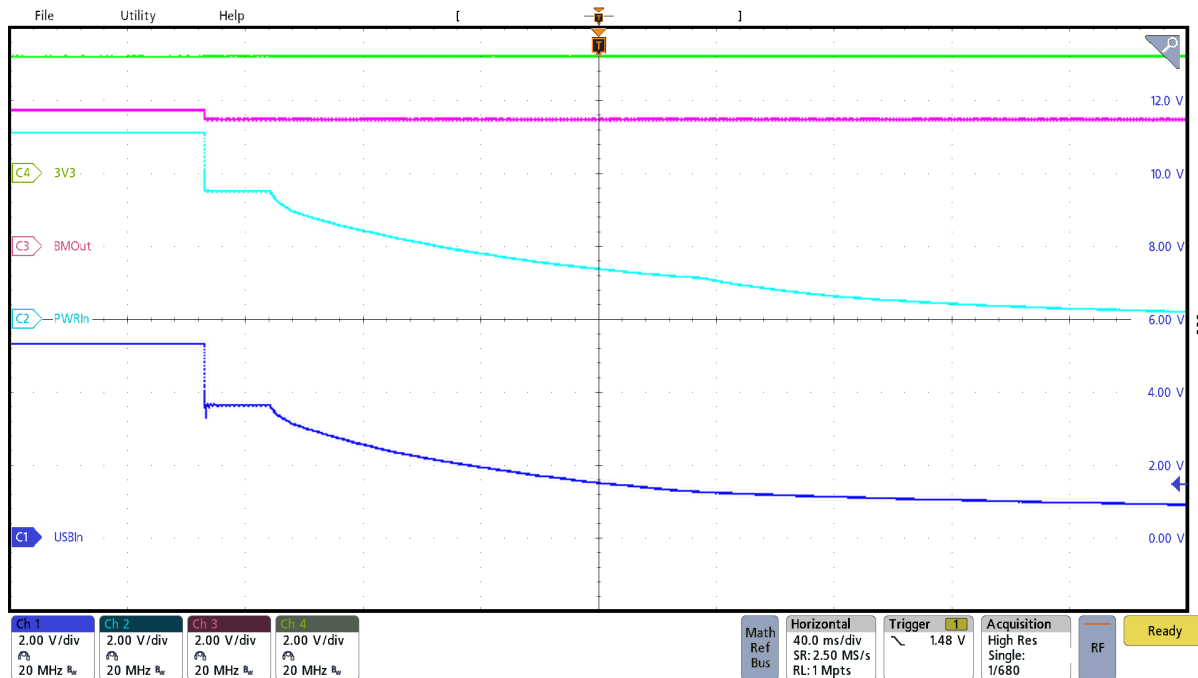


図 3-17. 5.25V のシャットダウン

3.3.3 OR 接続

このセクションでは、[セクション 2.2.4](#) で説明した OR 接続回路をテストします。[図 3-18](#) に、プラグイン時に USB を支配する LMOOut を示します。LMOOut の電源投入前には、USB が High であることが示され、LMRC は High になっています。これによって USBIn に関連する FET は強制的にオンになり、LMOOut FET はオフになります。LMOOut の電源がオンになると、LMOOnOff ノードのプルアップが始まり、LMRC は Low になります。これによって LM に関連する FET はオンになり、USB に関連する FET はオフになります。[図 3-19](#) に、LMOOut が Low に移行したときの逆の動作を示します。USB 電源が存在しない場合でも、[図 3-20](#) および [図 3-21](#) に示すように、LM は LMOOnOff を High にプルアップすることで出力にパススルーします。

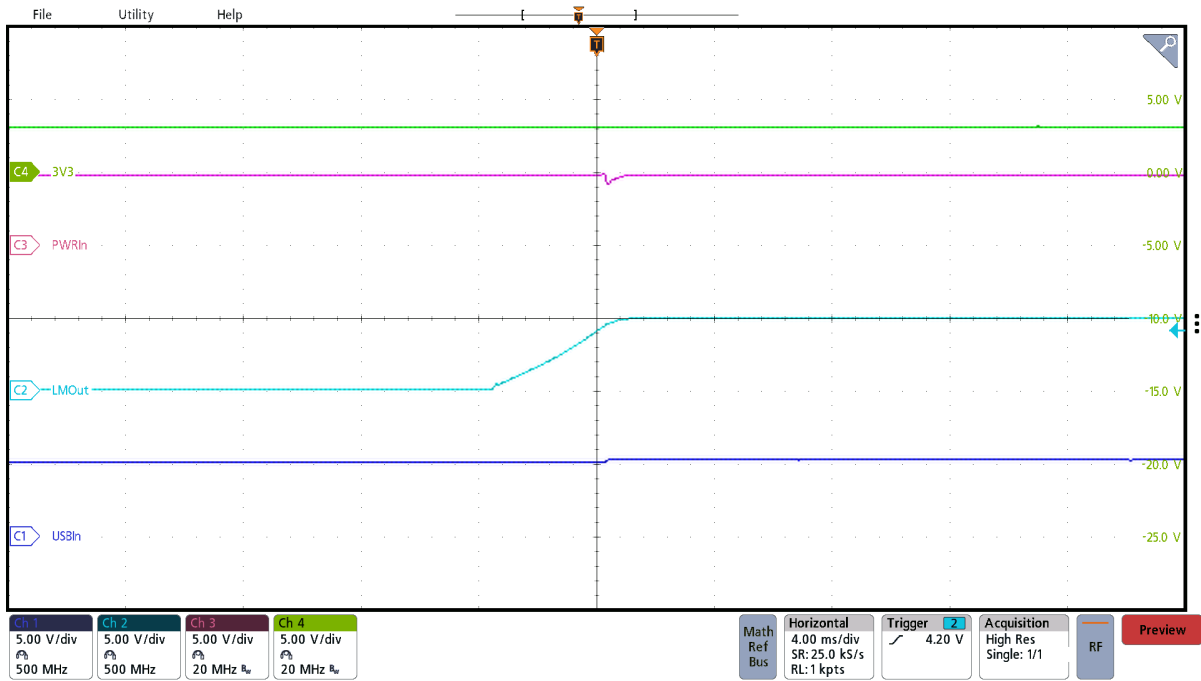


図 3-18. OR 接続のスタートアップ (LMOut の電源オン: USB ソースあり)

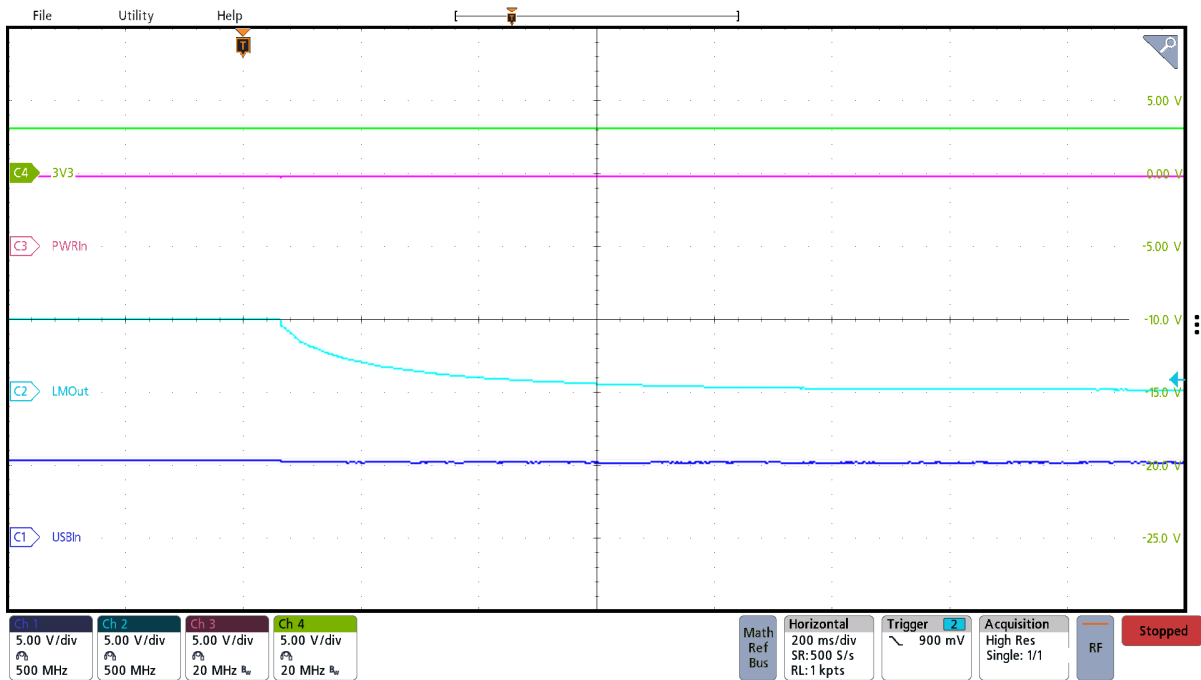


図 3-19. OR 接続のシャットダウン (LMOut の電源オフ: USB ソースあり)

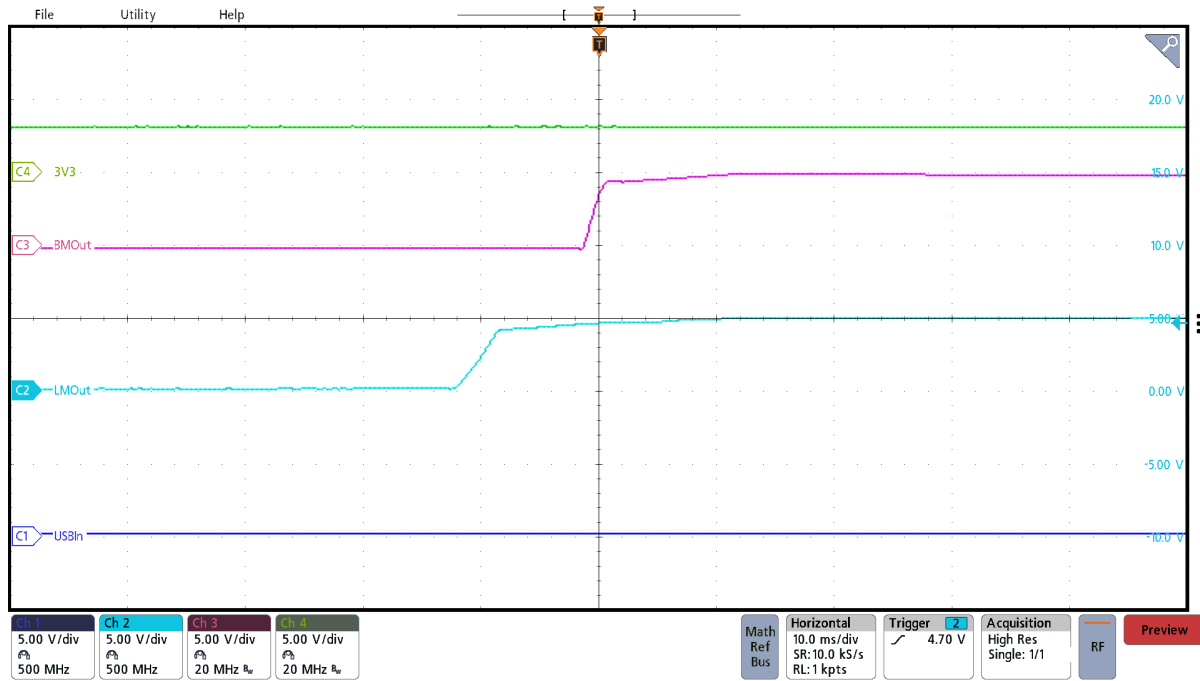


図 3-20. OR 接続のスタートアップ (LMOut の電源オン:USB ソースなし)

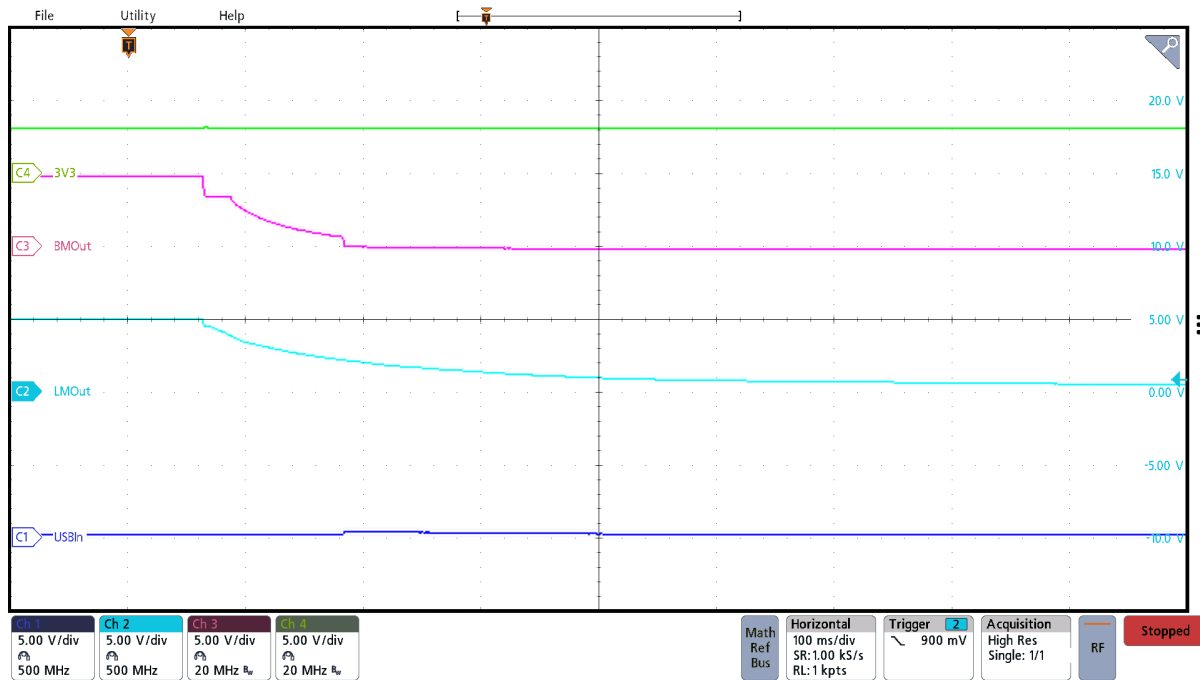


図 3-21. OR 接続のシャットダウン (LMOut の電源オフ:USB ソースなし)

3.3.4 LMR36520

図 3-22 は、無負荷時と 480mA 時のリップル周波数の違いから明らかなように、LMR36520 が DCM 動作モードから CCM 動作モードに遷移する様子を示しています。DCM から CCM への遷移により、ワーストケースの過渡応答が発生します。図 3-23 に示すように、CCM のみで動作しているときの過渡応答は大幅に小さくなります。図 3-24 は、負荷電流の立ち上がりとそれに関連する過渡応答を、小さい時間スケールで示しており、より詳細な分析が可能です。

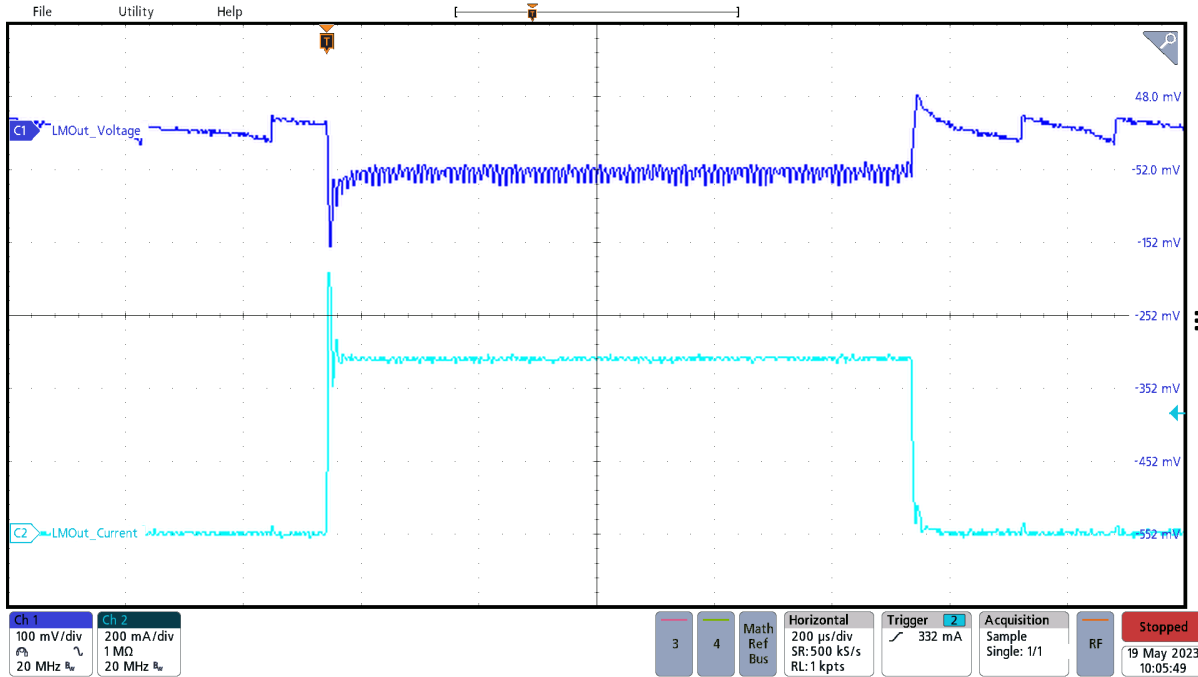


図 3-22. LMR36520 の過渡応答 (0~480mA)

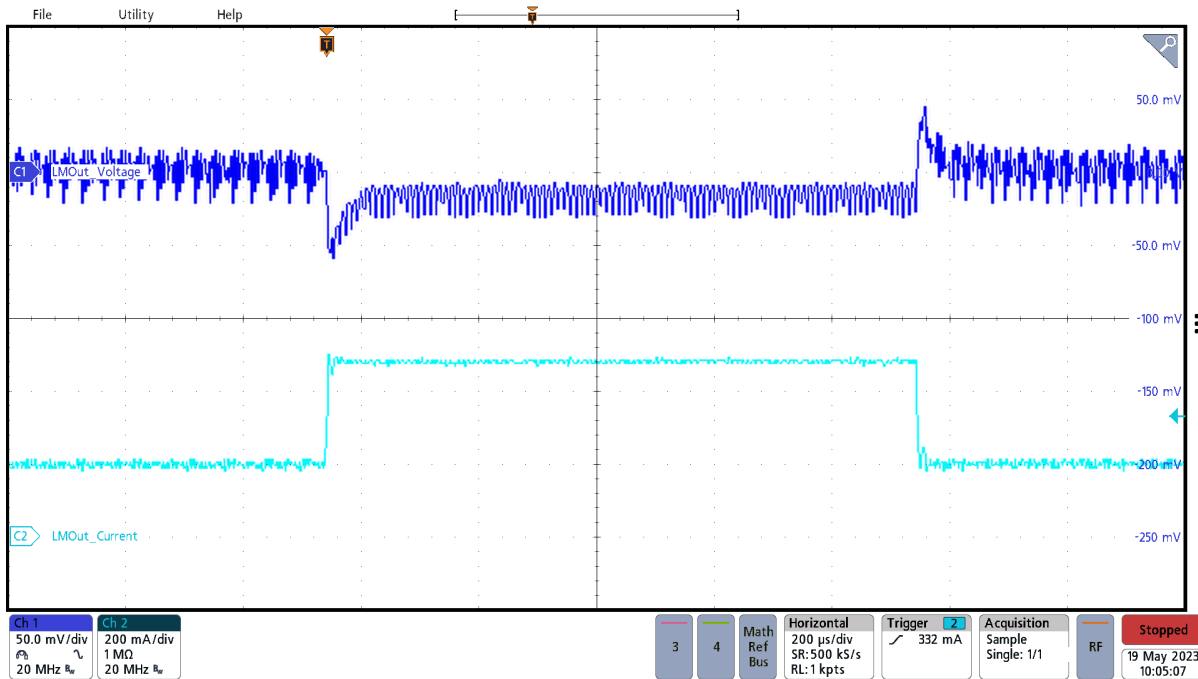


図 3-23. LMR36520 の過渡応答 (200~480mA)

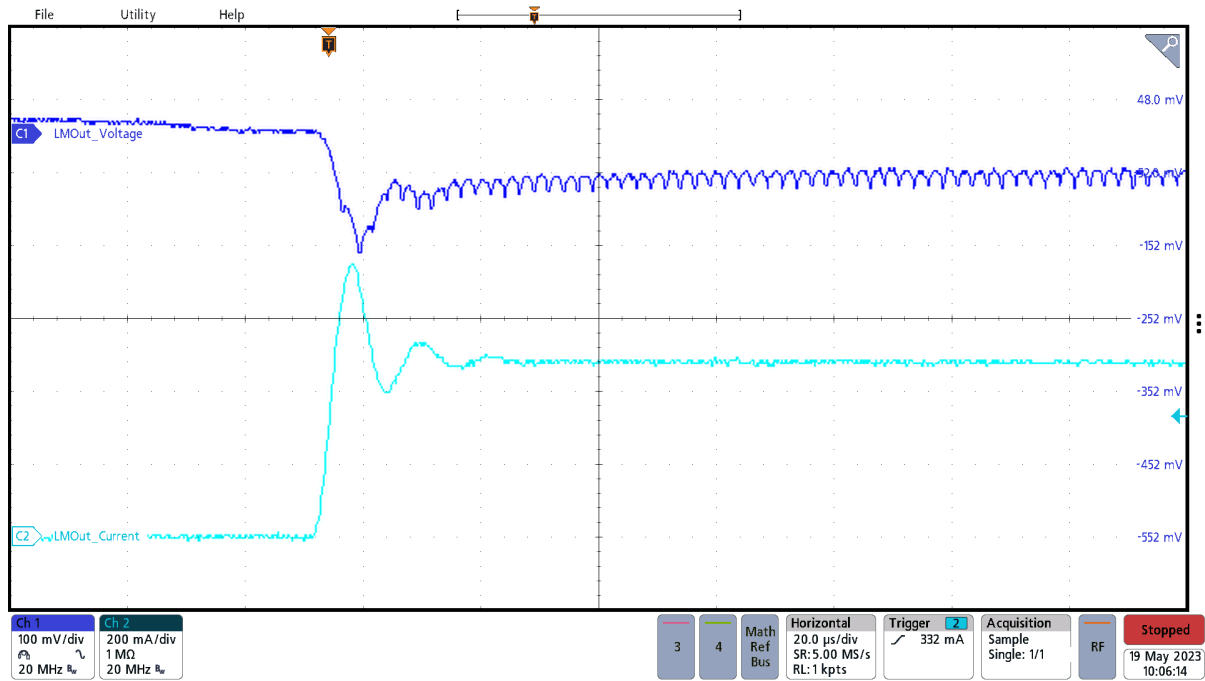


図 3-24. LMR36520 の過渡応答スルー

3.3.5 TLV62568 の過渡応答

3V3 レールは、システム負荷に電力を供給する 1 次電源バスです。したがって、このレールのリップルと過渡応答は小さく抑える必要があります。このリファレンス・デザインでは、TLV62080 は非常に良好に動作し、0A~1A の負荷ステップで過渡応答は 6% 未満です。

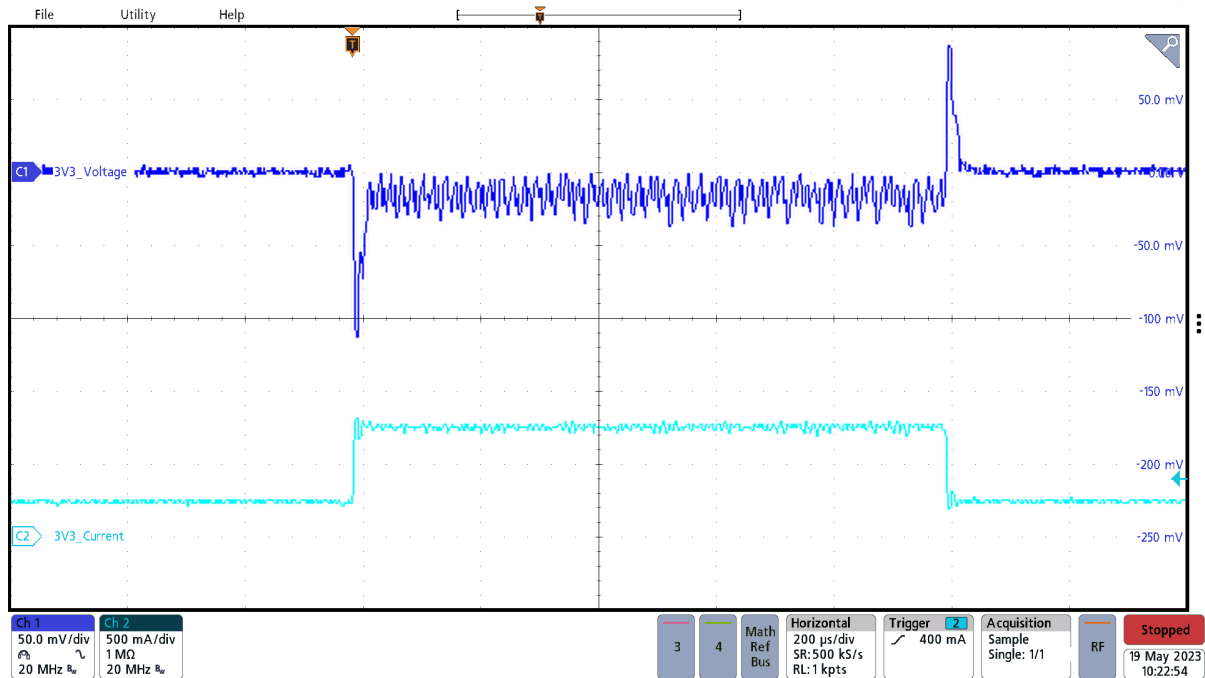


図 3-25. TLV62568 の過渡応答 (250~750mA)

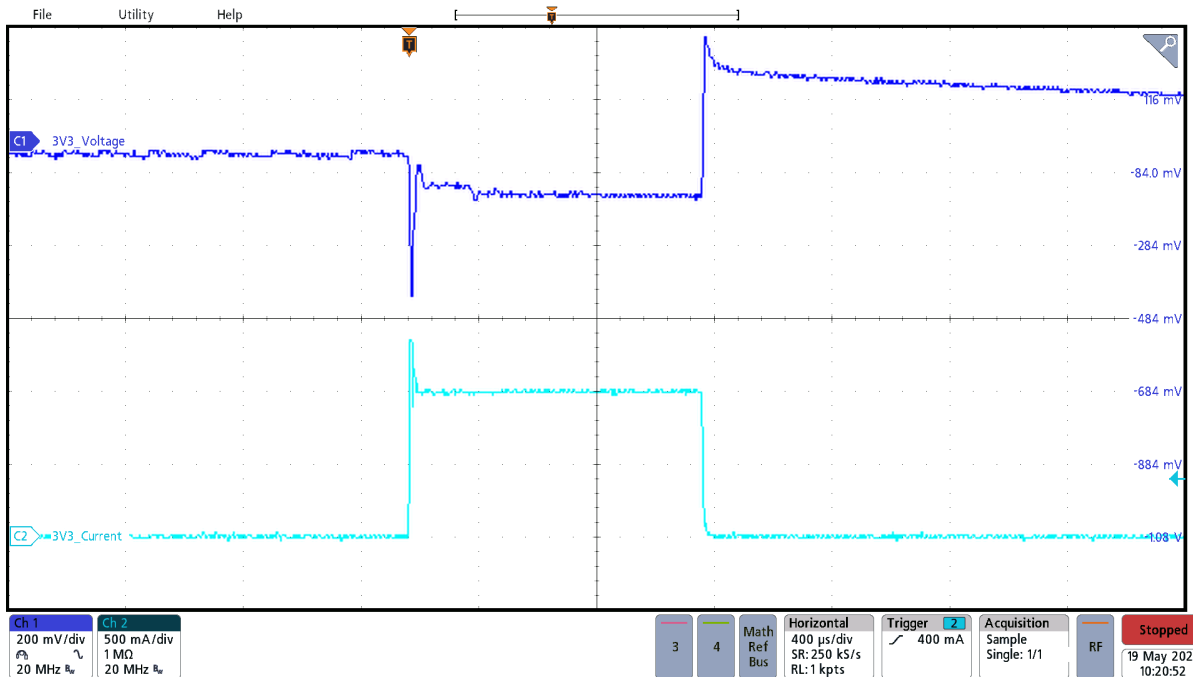


図 3-26. TLV62568 の過渡応答 (0~1A)

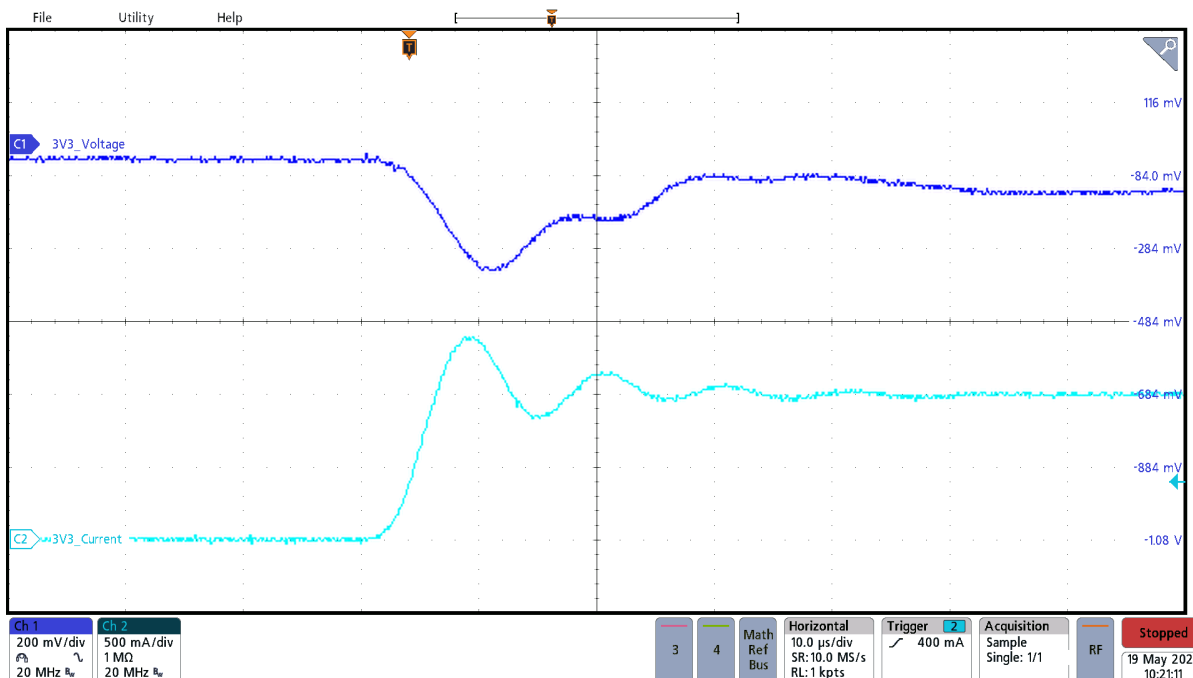


図 3-27. TLV62568 の過渡応答スルー

3.3.6 BM24072 の過渡応答

負荷電流が 500mA を超えると、BM24072 はバッテリーと PWRin ノードの 2 つのソースから電流を引き出す必要があります。このため、バッテリー管理システムの過渡応答は、LMR36520 や TLV62568 よりも複雑になります。図 3-28 に、BM24072 出力上の 250mA から 750mA までの負荷ステップを示します。負荷電流が大きすぎて PWRin ノードでは供給できなくなると、バッテリー管理システムはバッテリーを補助電源として使用します。このため、電圧は低下します。出力電流が低下し、バッテリーが追加の電流を供給する必要がなくなると、BMOut は初期電圧に戻ります。ソースがバッテリーのみの場合、BM24072 の過渡応答は、図 50 図 3-29 に示すように電流が引き込まれるため、バッテリーの電源ライン両端での電圧降下のみを示します。

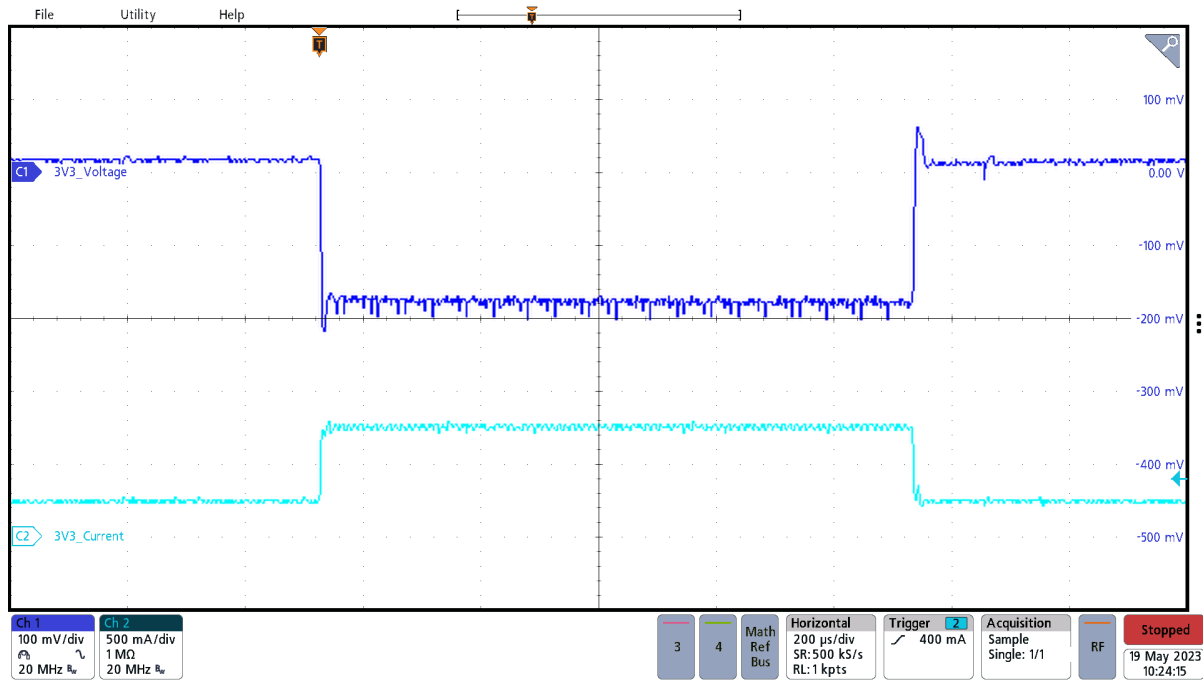


図 3-28. BM24072 の過渡応答 (250~750mA、バッテリーおよび PWRin ソース)

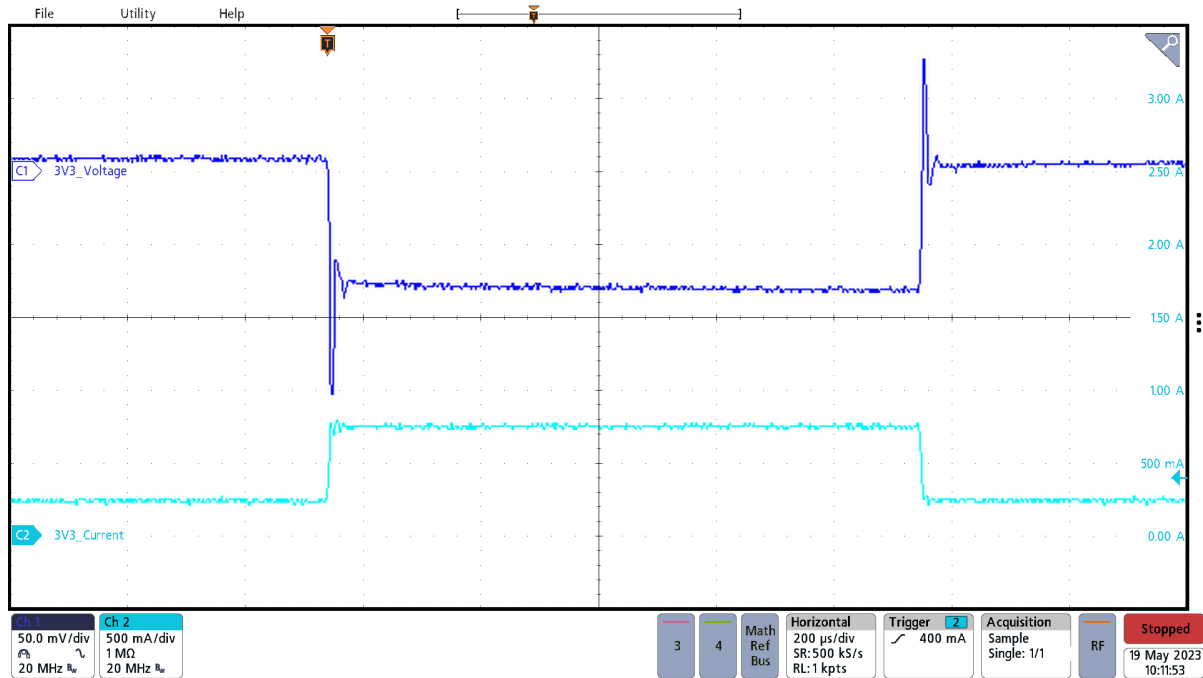


図 3-29. BM24072 の過渡応答 (250~750mA、バッテリーのみ)

3.3.7 TLV62568 (3V3 電源レール)

リップルとノイズの監視対象として最も重要な電源レールは、通常はシステム負荷に電力を供給している TLV62568 3V3 です。このリファレンス・デザインでは、TLV62568 は非常に小さい振幅リップルを発生させます。図 3-33 に示す 125mA の負荷テストでは、3V3 レールのリップルは、テストに使用するオシロスコープのノイズ・フロアと同等かそれ以下です。図 3-34 に示すように、1 つのソースのみを使用する場合は、スイッチ・ノードは低ジッタになります。図 3-38 に示すように、大電流負荷時に 2 つのソース (PWRin ソースに加えてバッテリー) を使用する場合は、バッテリーと PWRin ソースのバランスを保つために入力電圧が絶えず変化するため、SW ノードはより大きなジッタを示します。デュアル・ソースと全負荷電流の使用時でも、3V3 レールのリップルは 0.75% 未満にとどまります。

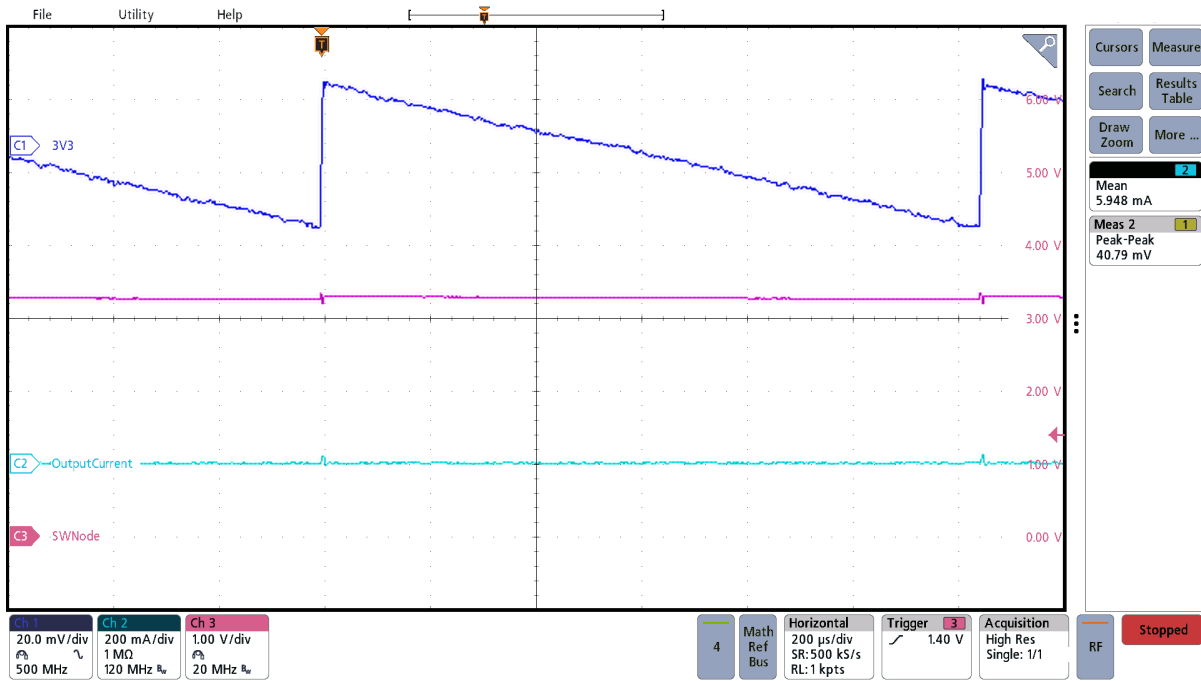


図 3-30. 3V3 のリップル (無負荷、24VAC ソース)

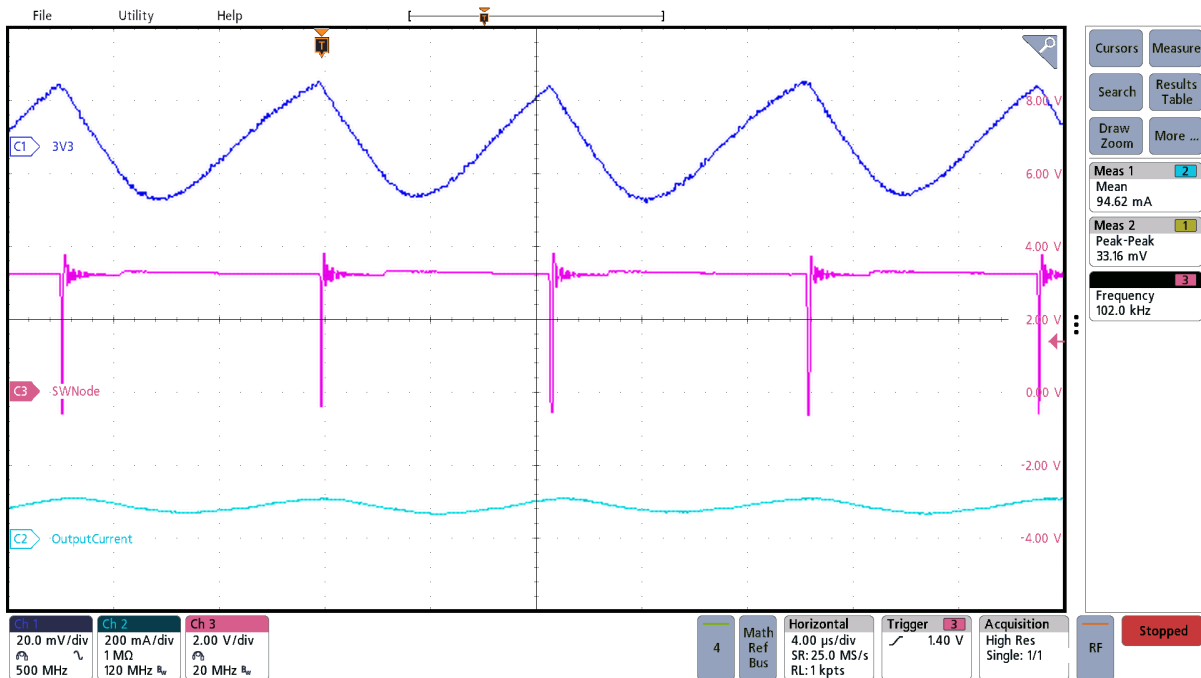


図 3-31. 3V3 のリップル (90mA、24VAC ソース)

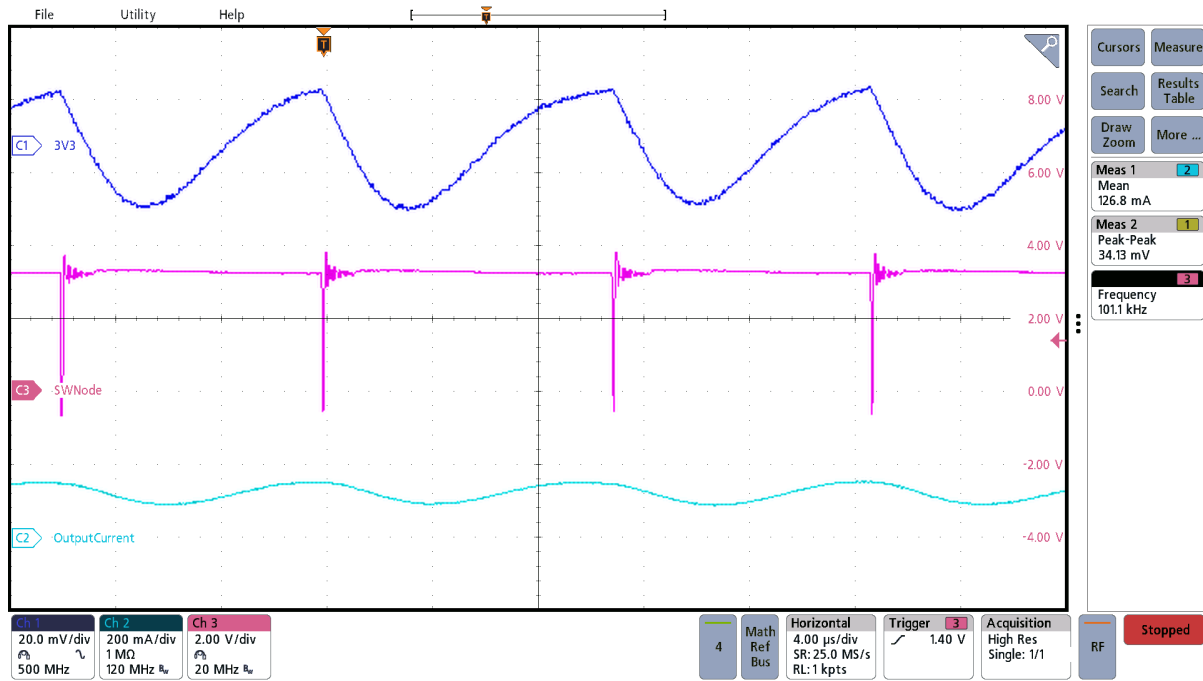


図 3-32. 3V3 のリップル (125mA、24VAC ソース)

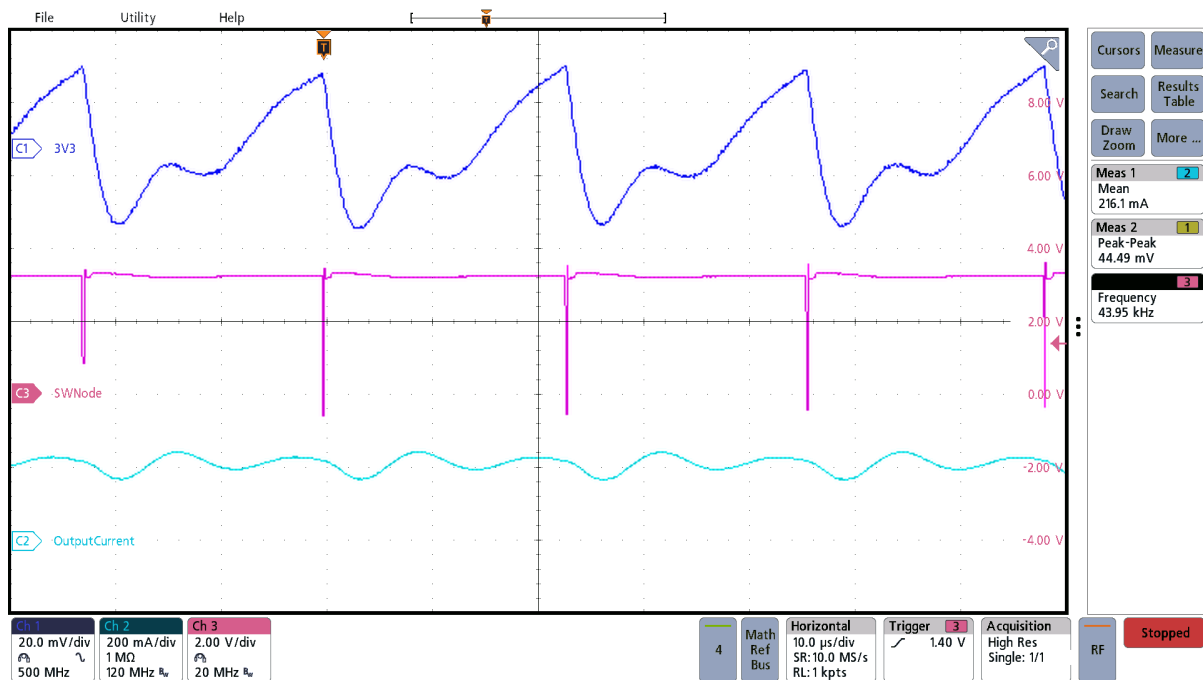


図 3-33. 3V3 のリップル (210mA、24VAC ソース)

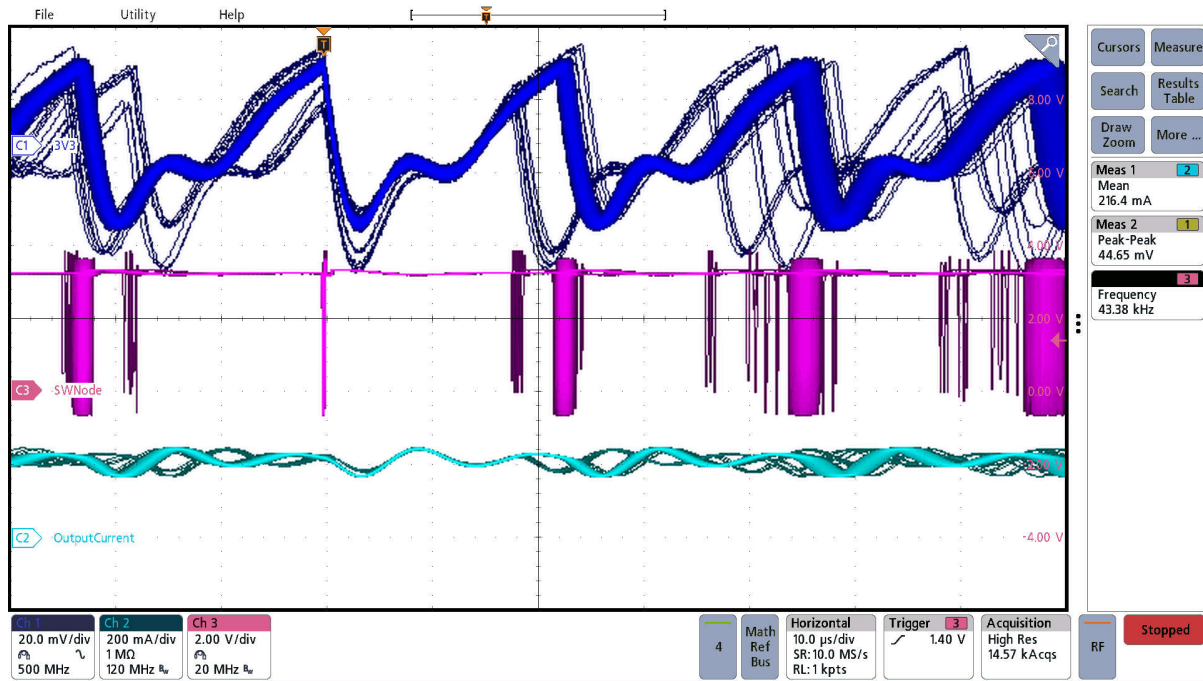


図 3-34. 3V3 のリップル (パーシスト) (210mA、24VAC ソース)

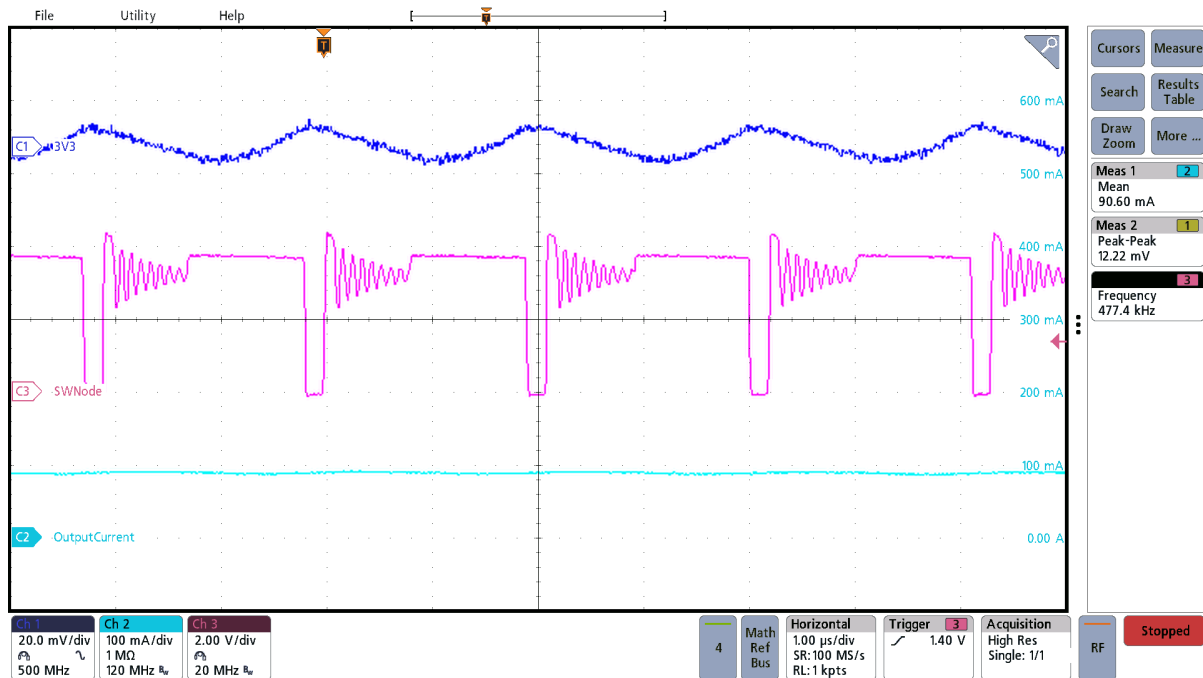


図 3-35. 3V3 のリップル (90mA の負荷、24VAC ソース + バッテリ)

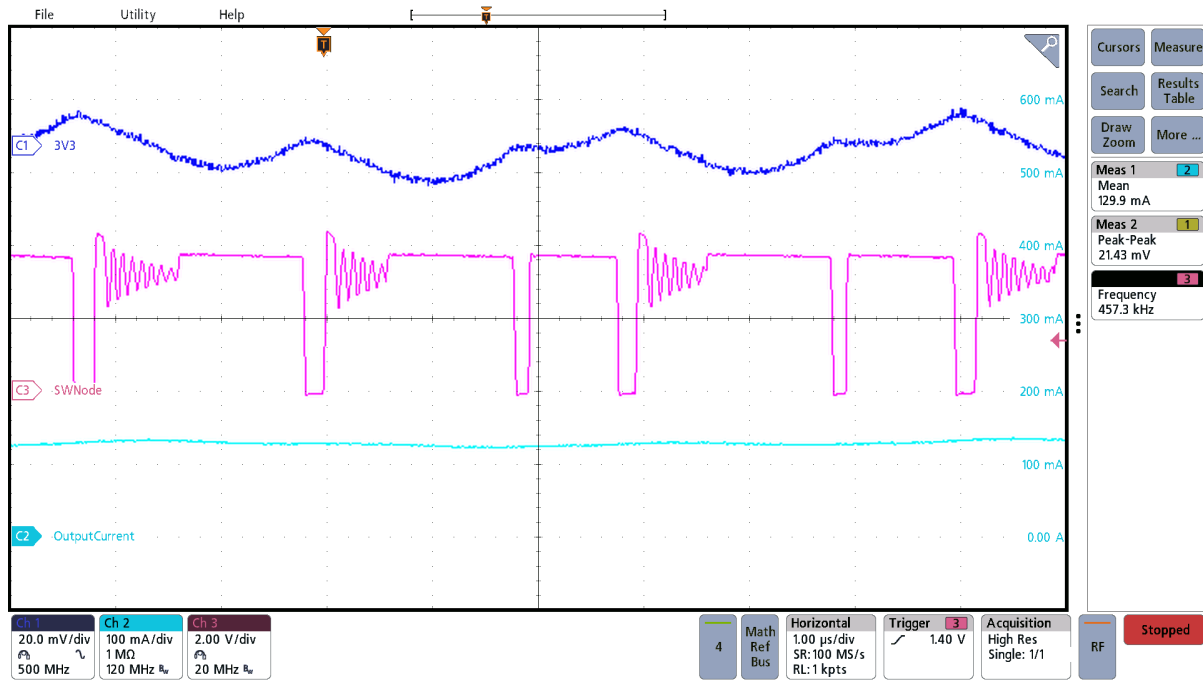


図 3-36. 3V3 のリップル (125mA の負荷、24VAC ソース + バッテリ)

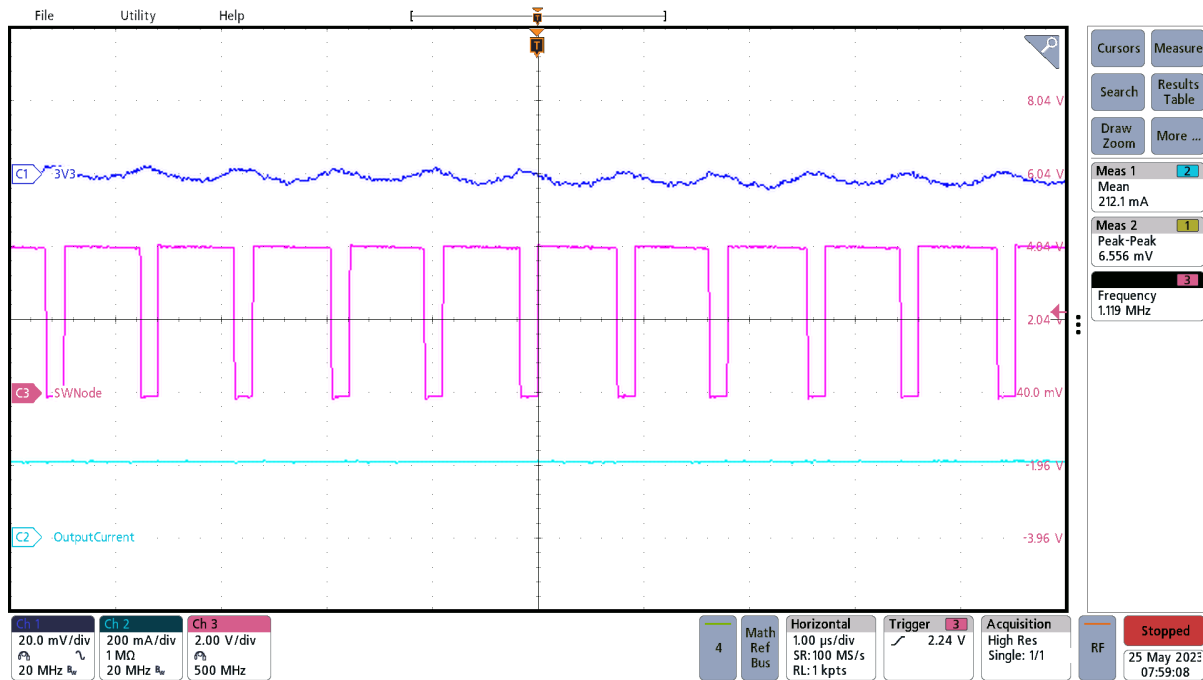


図 3-37. 3V3 のリップル (210mA の負荷、24VAC ソース + バッテリ)

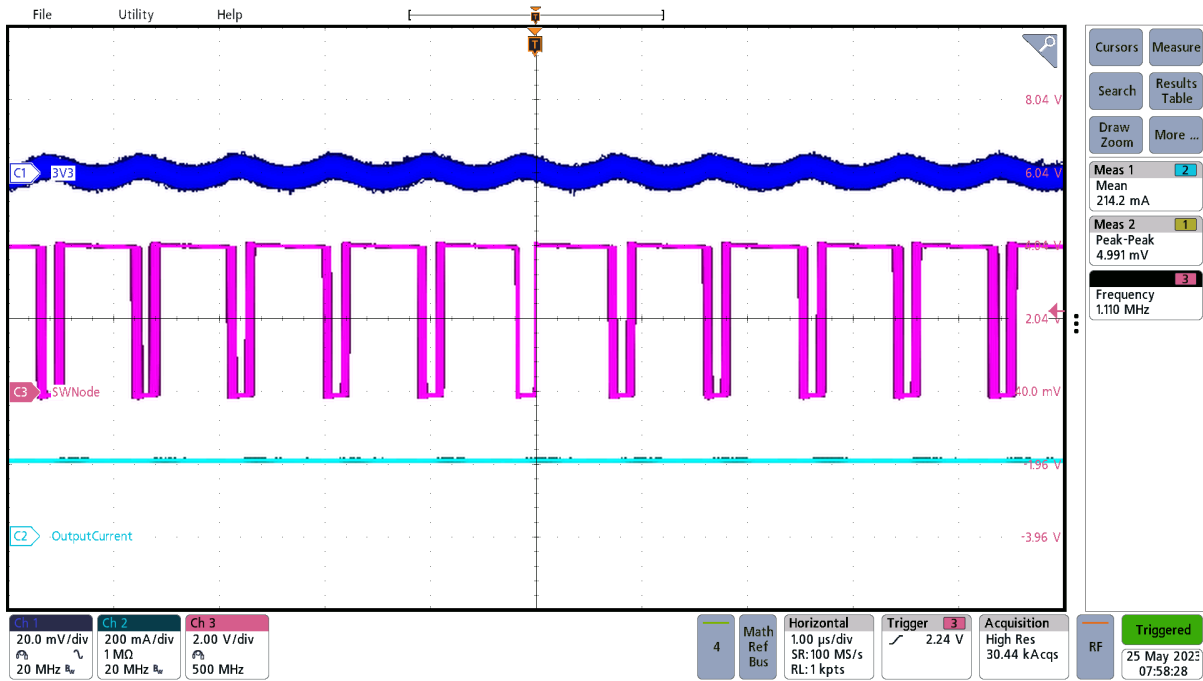


図 3-38. 3V3 リップル (パーシスト) (210mA の負荷、24VAC ソース + バッテリ)

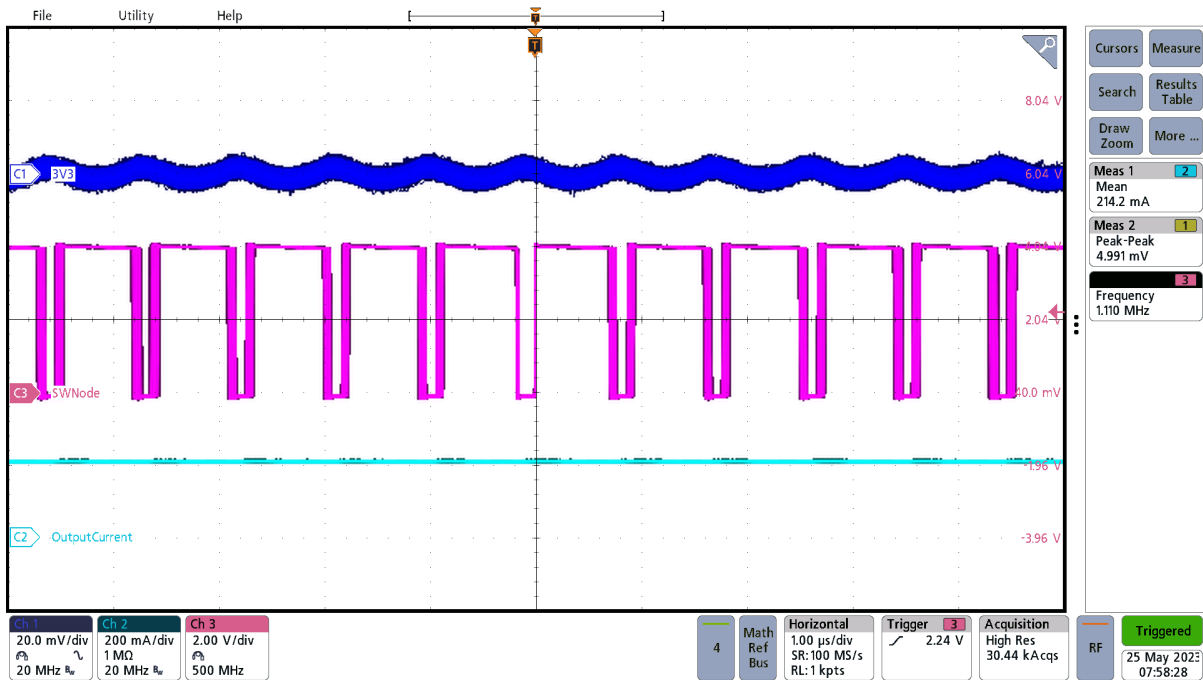


図 3-39. 3V3 リップル (パーシスト) (1A の負荷、24VAC ソース + バッテリ)

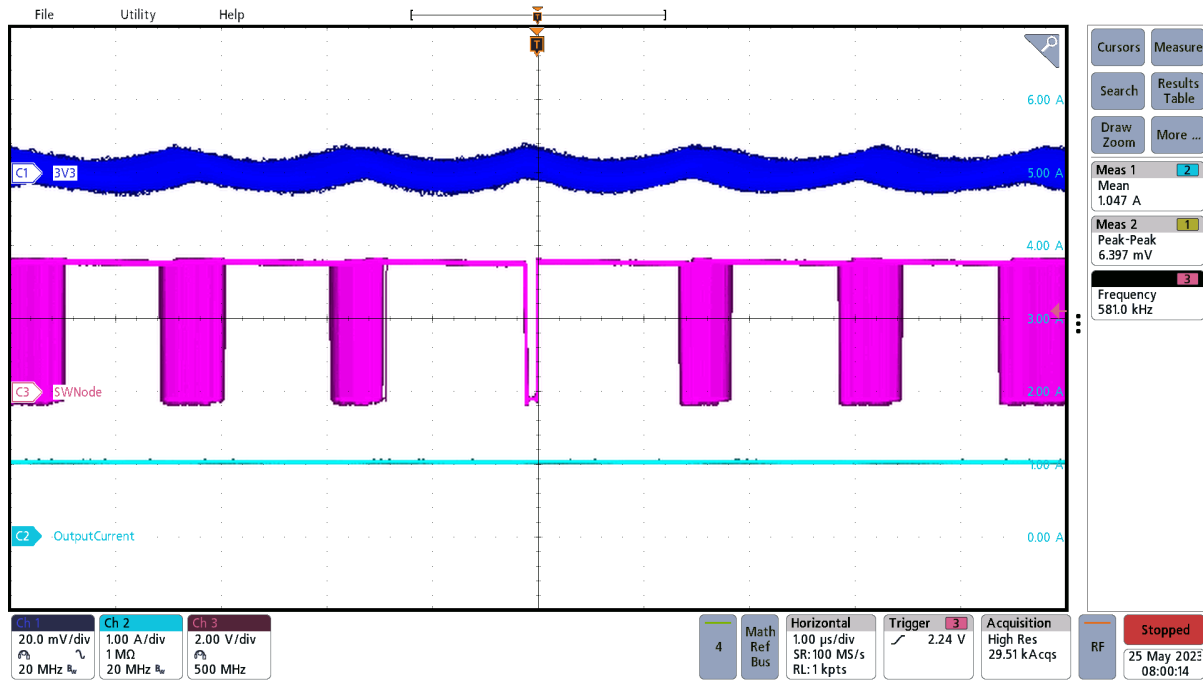


図 3-40. 3V3 リップル (パーシスト) (1A の負荷、バッテリーのみ)

3.3.8 LMR36520 (LMOut 電源レール)

LMR36520 は、DCM モードでの動作時には CCM モードでの動作時よりも大きなリップルを発生させます。モードにかかわらず、LMR36520 から発生する出力リップルは、負荷範囲全体にわたって 1% 未満です。整流された 24VAC は大きなリップルを示し、LMR36520 はこのリップルを絶えず調整しているため、このスイッチ・ノードには図 3-41 に示すようなジッタが発生します。整流された 24VAC が示すリップルの量は、負荷電流が大きいほど増加するため、LMR36520 スイッチ・ノードのジッタも大きくなります。

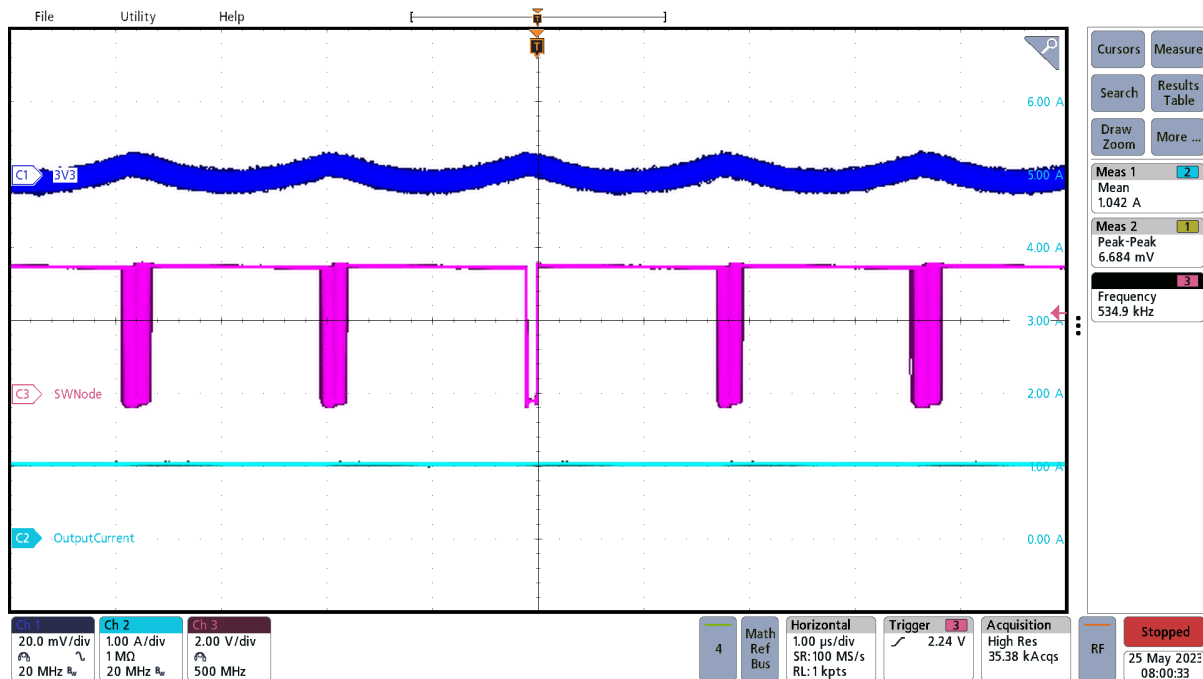


図 3-41. LMROut のリップル (無負荷)

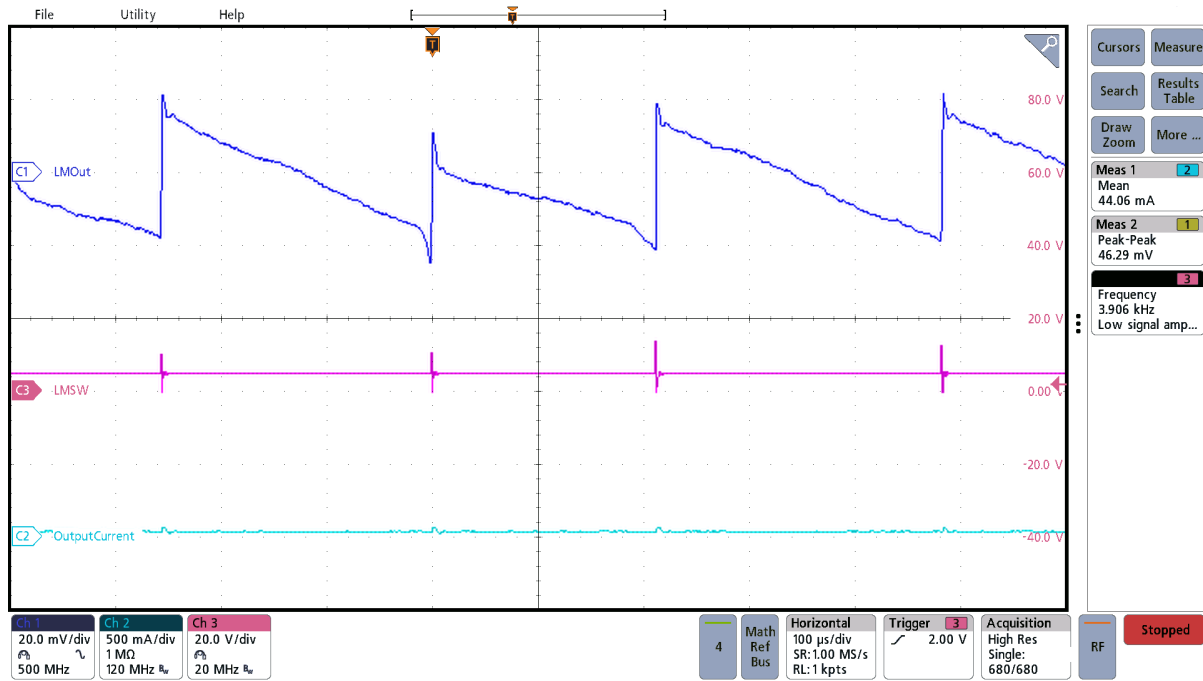


図 3-42. LMOut のリップル (150mA の負荷)

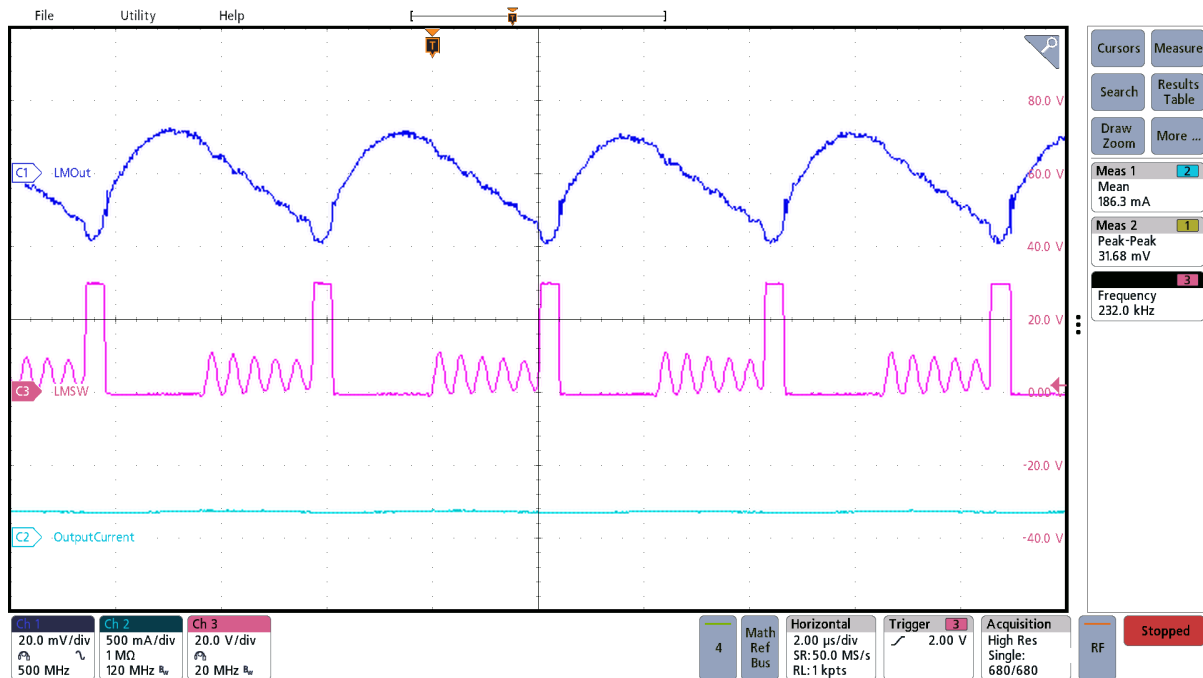


図 3-43. LMOut のリップル (300mA の負荷)

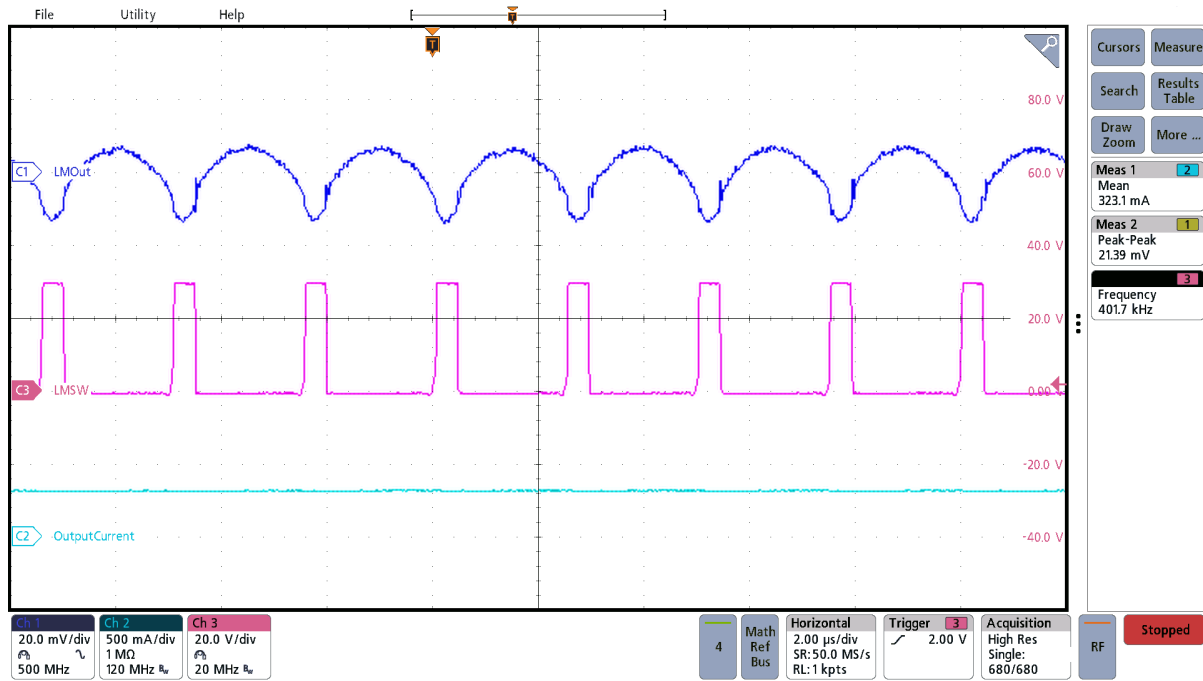


図 3-44. LMROut のリップル (パーシスト) (300mA の負荷)

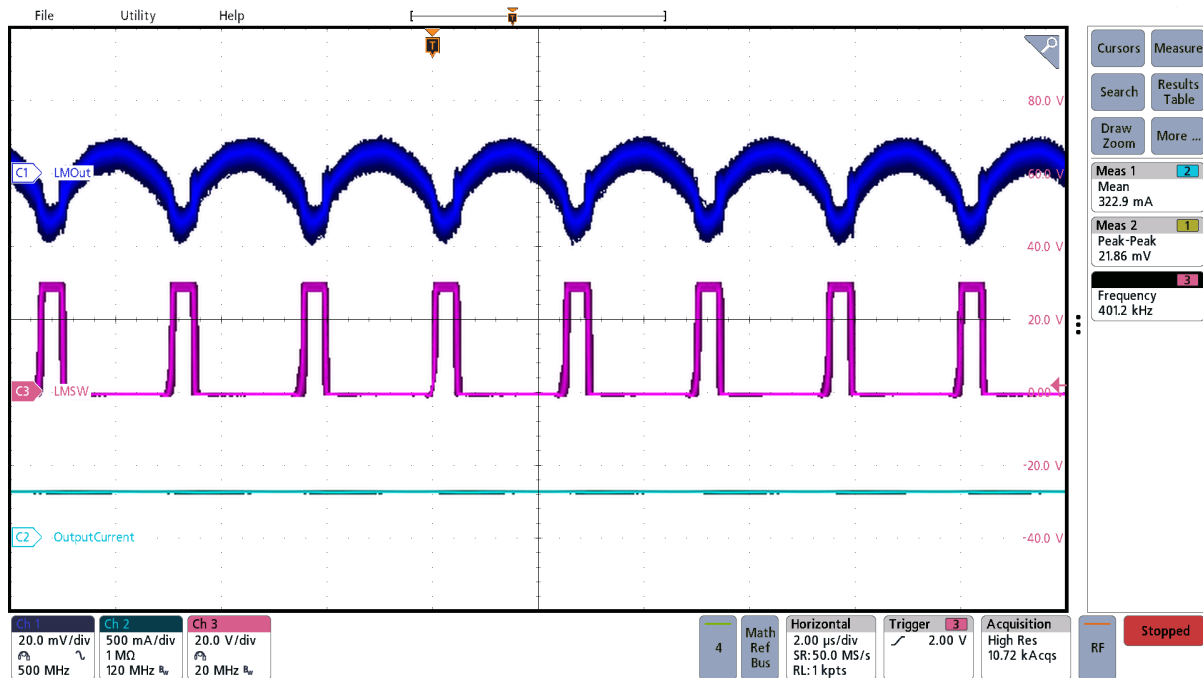


図 3-45. LMROut のリップル (490mA の負荷)

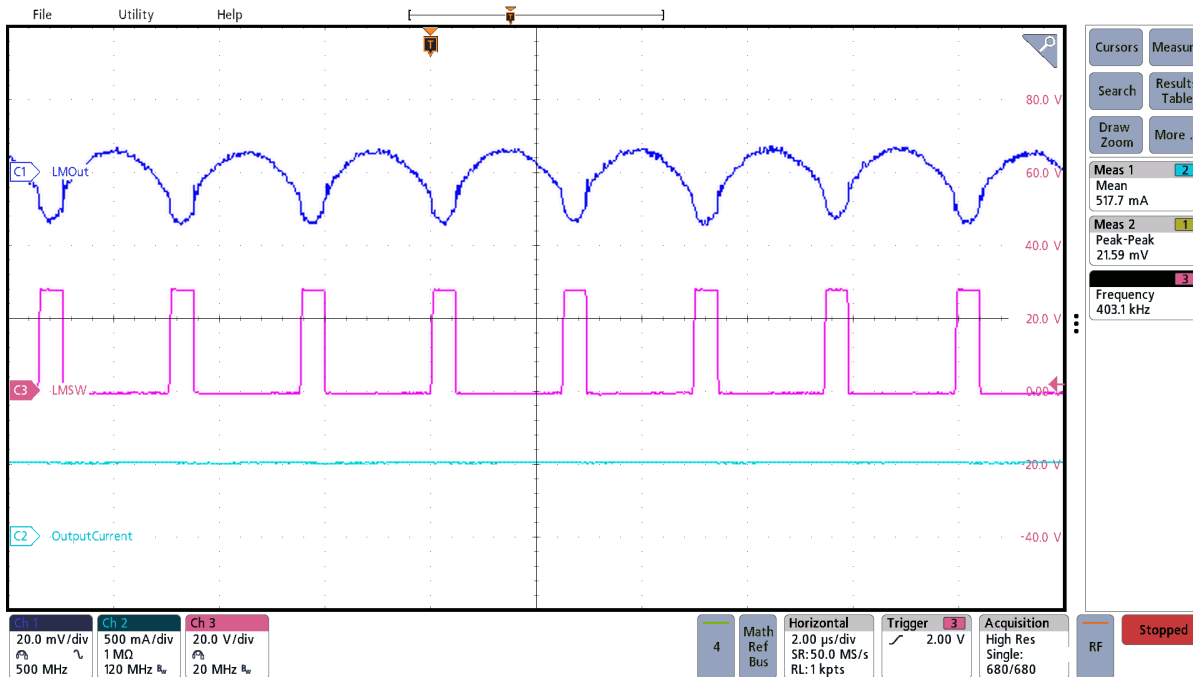


図 3-46. タイトルが必要

3.3.9 BM24072 (BMOut 電源レール)

BMOut 電源レールのリップルは、バッテリーのみを使用する場合と、バッテリー電源補助機能を備えた PWRin ソースを使用する場合とで大きく異なります。バッテリーのみを使用する場合、BM24072 は内部 FET を閉じてバッテリーを出力に接続します。その結果、バッテリーのみでの動作時のノイズは、測定に使用するオシロスコープのノイズ・フロアと同等かそれ以下になります。図 65、図 66、および図 67 (図 3-47、図 3-48、および図 3-49) は、バッテリー以外のソースを使用する場合のリップルの増加を示しています。

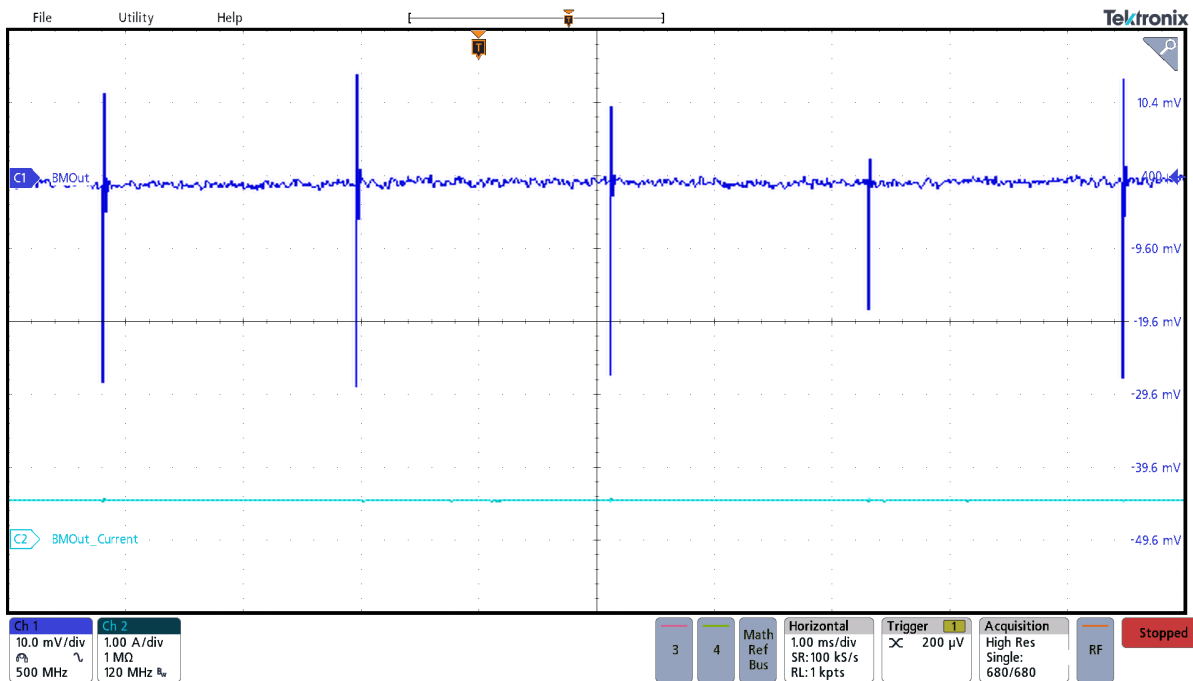


図 3-47. 「BMOut」のリップル (0A、バッテリー・ソースのみ)

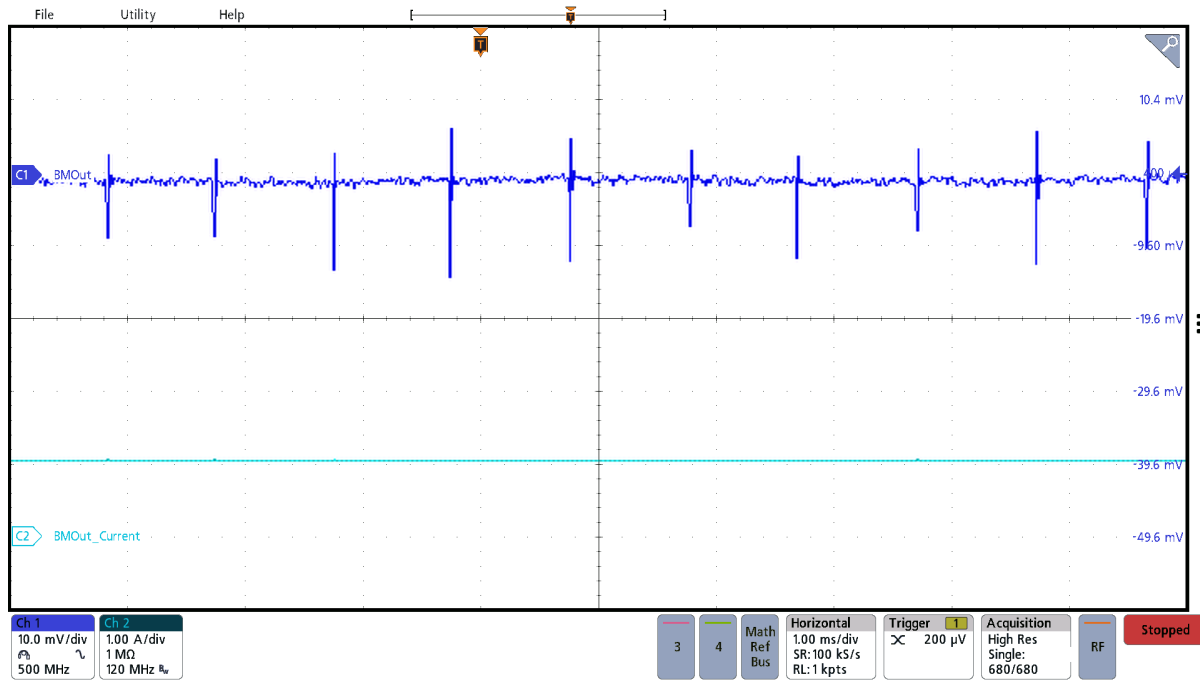


図 3-48. 「BMOut」のリップル (1A、バッテリー・ソースのみ)

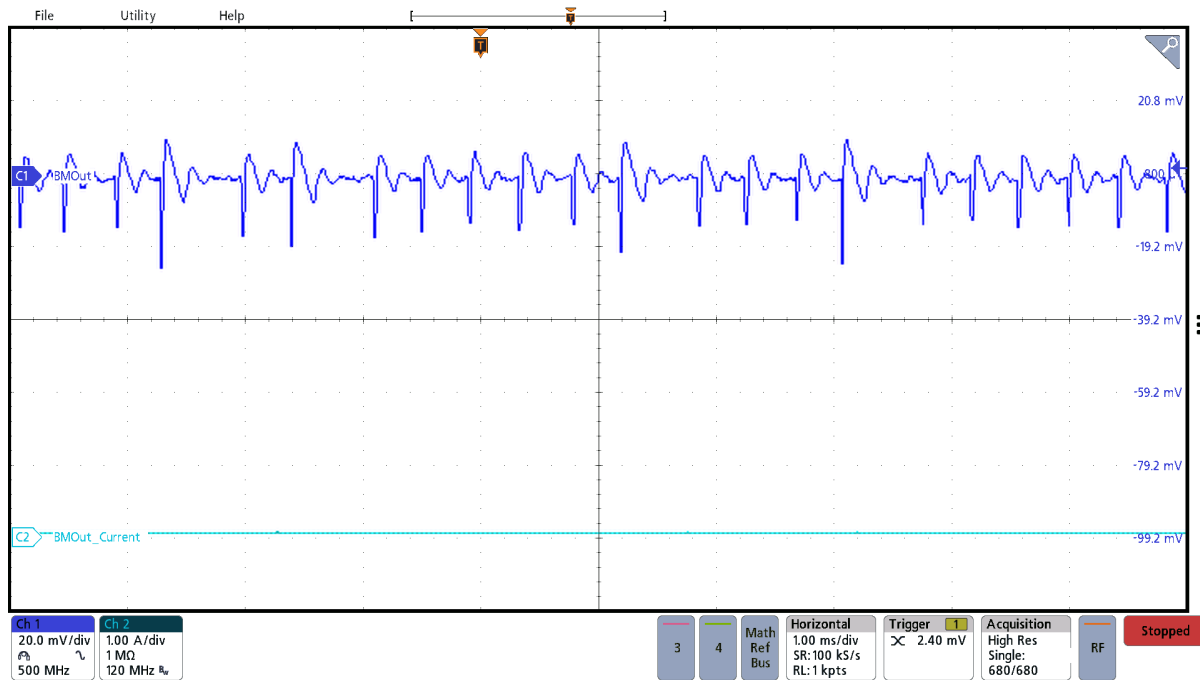


図 3-49. 「BMOut」のリップル (1mA、バッテリーおよび USB ソース)

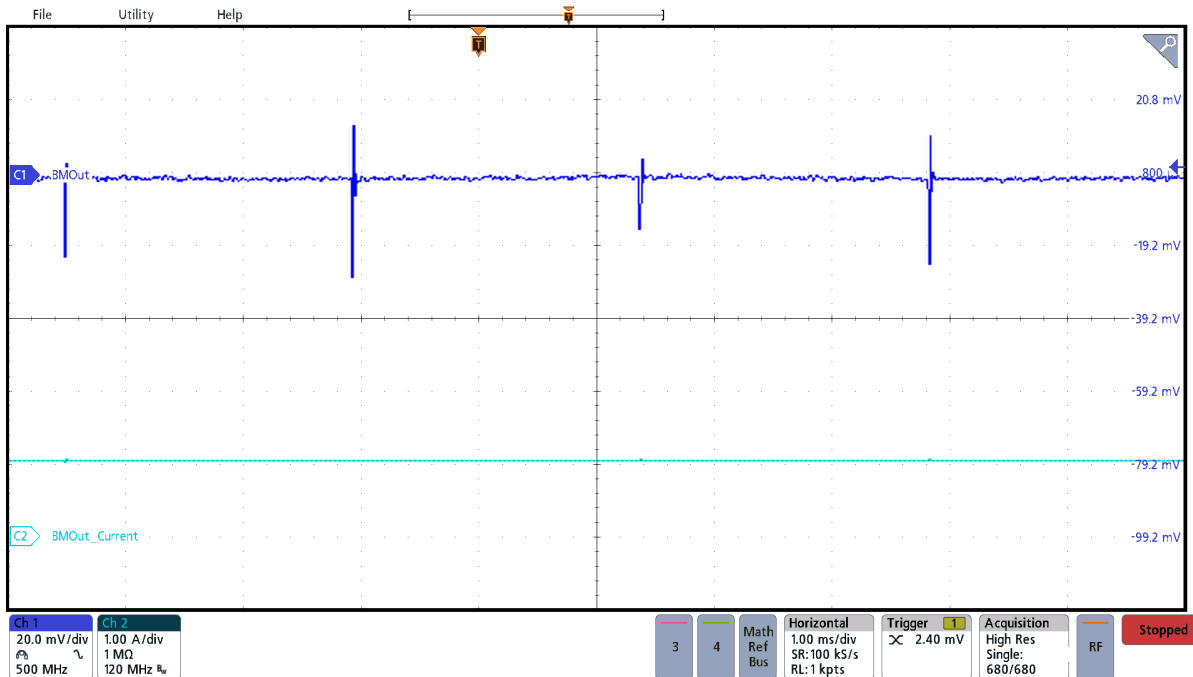


図 3-50. 「BMOut」のリップル (1A、バッテリーおよび USB ソース)

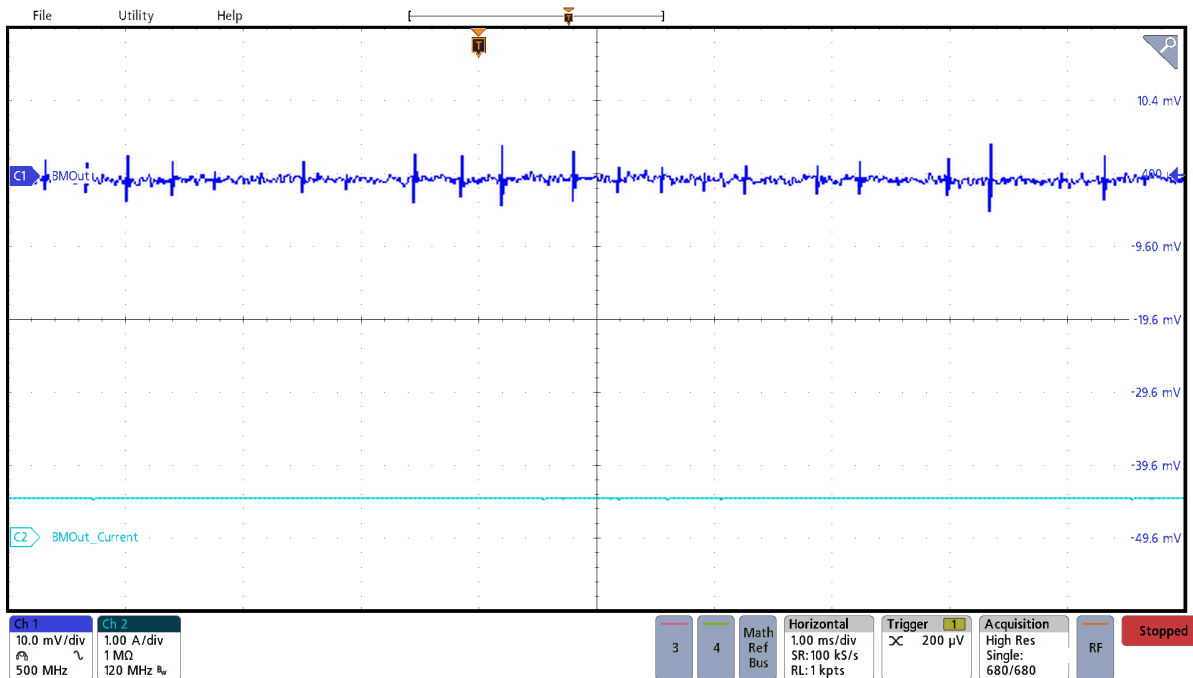


図 3-51. 「BMOut」のリップル (500mA、バッテリーおよび USB ソース)

3.3.10 リファレンス

3.3.10.1 TLV62568

BATT から 3V3 へのパスの効率が高いほど、バッテリー駆動時間の延長とバッテリーの小型化が可能となるため、このパスの効率はおそらく最も重要です。TLV62568 デバイスは優れた効率を提供し、公称 3.7V のバッテリー電圧で 150mA 時にピーク効率 96.6% を達成します。バッテリー電圧が低いほど、BATT から 3V3 への変換効率は高くなります。このテストでは、入力電圧を C9 で測定し、出力電圧を C10 で測定しています。入力電流は C9 で供給され、電子負荷への出力電流は C10 から引き出されています。

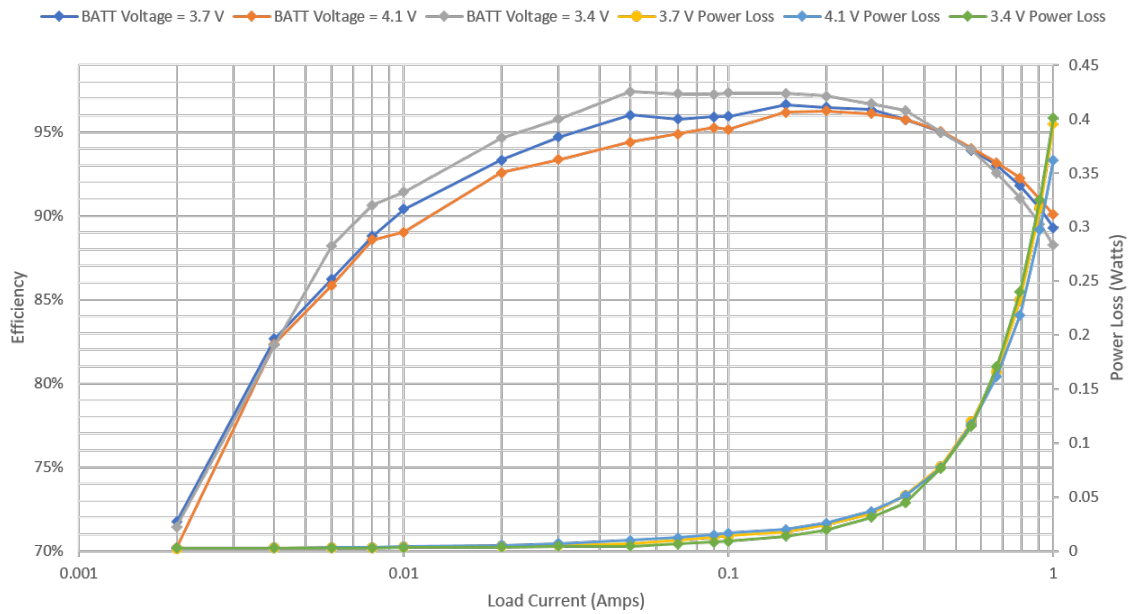


図 3-52. バッテリから 3V3 への電源バスの効率と電力損失

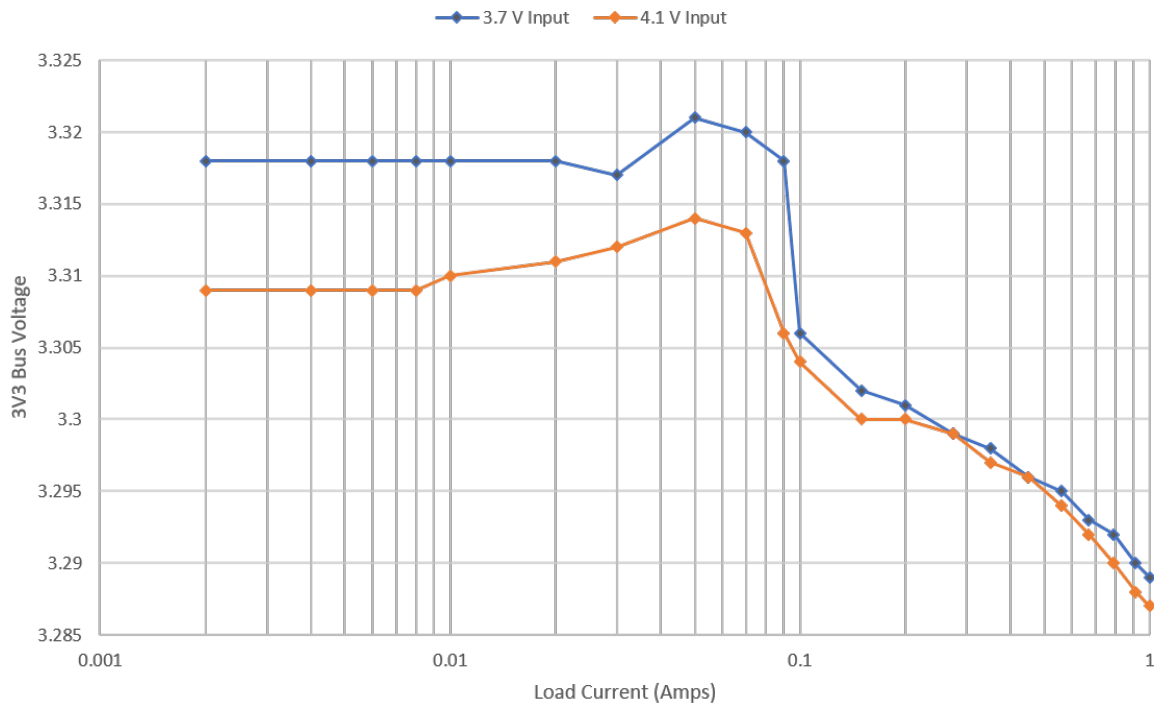


図 3-53. TLV62568 の負荷レギュレーション

3.3.10.2 LMR36520

LMR36520 は、デバイスの入力と出力の間に大きな電圧差があるにもかかわらず、非常に優れた効率を実現します。BATT から 3V3 への変換と同様に、入力電圧が低下すると LMR36520 の効率は向上します。入力電圧は R9 のノード RectOut 側で測定し、出力電圧は C23 で測定しています。入力電流はノード RectOut を介して供給され、出力電流は C23 および C24 の LMOOut 側から引き出されます。

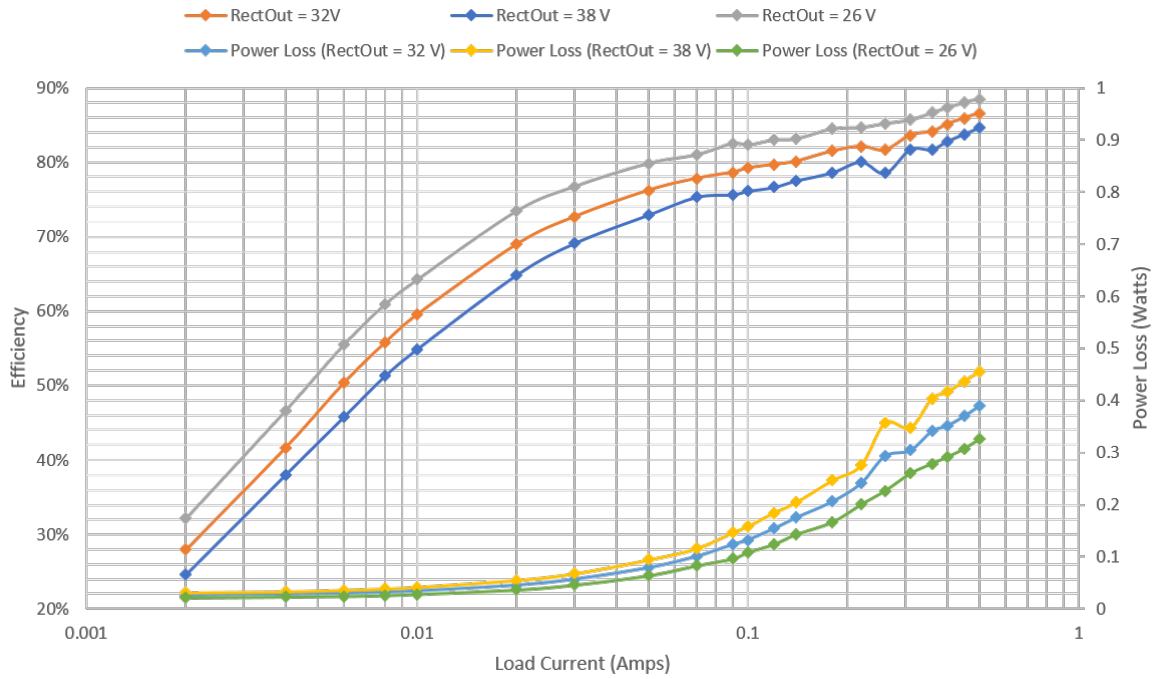


図 3-54. LMR36520 の効率と電力損失

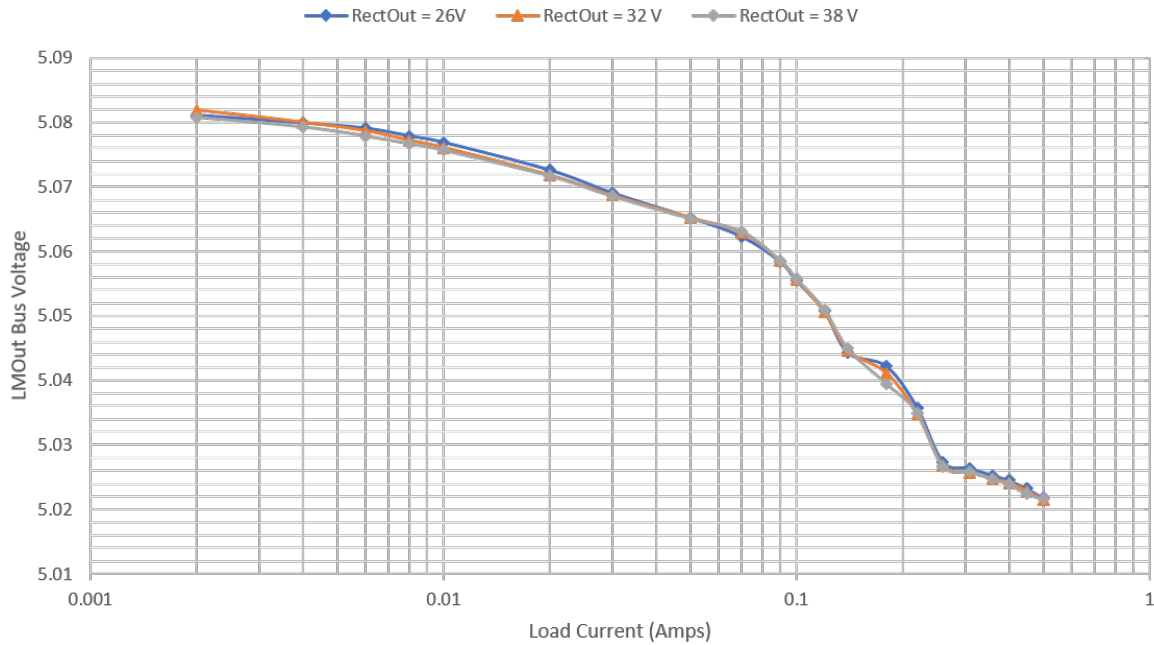


図 3-55. LMR36520 の負荷レギュレーション

4 設計とドキュメントのサポート

4.1 設計ファイル

4.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010932](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.1.2 BOM

部品表 (BOM) のダウンロードについては、[TIDA-010932](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.2 ツールとソフトウェア

ツール

WEBENCH® Power Designer 設計要件に基づき、カスタム化した電源回路を作成できます。この環境でエンド・ツー・エンド (自己完結型) の電源設計機能を利用できるので、設計プロセスの全フェーズを通じて時間を節約することができます。

4.3 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、[『LMR36520 SIMPLE SWITCHER® 4.2V~65V、2A 同期整流降圧型コンバータ』](#)データシート
2. テキサス・インスツルメンツ、[『TPS2116 1.6V~5.5V、2.5A 低 I_Q パワー・マルチプレクサ、手動および優先切り換え機能付き』](#)データシート
3. テキサス・インスツルメンツ、[『TLV62568 1A 高効率同期整流降圧型コンバータ、SOT パッケージ入り』](#)データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、[『INAx180 ローサイドおよびハイサイド電圧出力、電流センス・アンプ』](#)データシート
5. テキサス・インスツルメンツ、[『TPS92360 38V 1.2A シングル・チャンネル LED バックライト・ドライバ』](#)データシート
6. テキサス・インスツルメンツ、[『TPS2640 逆入力極性保護機能搭載、42V、2A eFuse』](#)データシート
7. テキサス・インスツルメンツ、[『BQ2407x パワー・パス対応、スタンドアロン、1 セル、1.5A リニア・バッテリー・チャージャ』](#)データシート

4.4 サポート・リソース

TI 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、設計に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、該当する貢献者により、現状のまま提供されるものです。これらは TI の仕様を構成するものではなく、必ずしも TI の見解を反映したものではありません。TI の[使用条件](#)を参照してください。

4.5 商標

BoosterPack™, LaunchPad™, and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.

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

Brian Dempsey はテキサス・インスツルメンツのシステム設計者で、産業用部門でリファレンス・デザイン開発を担当しており、HVAC システムの幅広い経験とミックスド・シグナル・システムの経験があります。Brian はテキサス州カレッジ・ステーションのテキサス A&M 大学で電気工学 (BSEE) の学士号を取得しています。

John Albrecht はアナログ・フィールド・アプリケーション・エンジニアで、デザイン・ソリューションの開発とお客様の技術的な質問への回答を担当しています。John はオハイオ州アクロンのアクロン大学で電気工学 (BSEE) の学士号を取得しています。

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