

TI Designs: TIDA-01560

ゼロ・スタンバイ消費電力が 4mW の 15W デュアル絶縁型出力 バイアス電源のリファレンス・デザイン



概要

このリファレンス・デザインは、2 つの絶縁型出力 (12V/1.125A および 3.3V/0.3A) を持ち、220V AC 入力を使用するときにスタンバイ時の合計消費電力が 4mW の、15W バイアス電源です。コントローラは 1 次側レギュレーション (PSR) を使用し、UCC24650 2 次側電圧ドレップ・モニタからのウェークアップ信号を検出して、大きな負荷ステップに対する過渡応答を改良しています。このリファレンス・デザインでは、UCC28730 が内部の 700V スタートアップ・スイッチ、動的に制御される動作状態、カスタマイズされた変調プロファイルを使用して、スタートアップ時間や出力過渡応答を犠牲にすることなく、非常に低いスタンバイ時消費電力を実現できることを示します。UCC28730 は自らの制御アルゴリズムで周波数変調、ピーク 1 次側電流変調、バレー・スイッチング、バレー・スキッピングを使用し、動作範囲全体で最大の効率を達成します。

リソース

TIDA-01560	デザイン・フォルダ
UCC28730	プロダクト・フォルダ
UCC24650	プロダクト・フォルダ
TLV743P	プロダクト・フォルダ



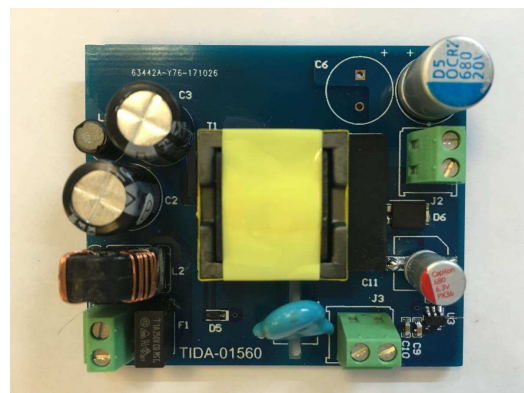
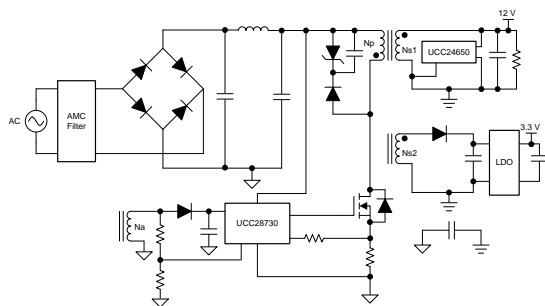
[E2E™ エキスパートに質問](#)

特長

- ゼロ・スタンバイ消費電力を実現、115V AC 入力 で 3.1mW、220V AC 入力 で 4.2mW
- 84% を超える平均効率、DoE VI および CoC Tier 2 を超える仕様
- 1 次側レギュレーション (PSR) によりオプトカプラが不要で、バイアス電源の信頼性が向上
- 共振リング・バレー・スイッチング動作により全体効率を最大化
- 汎用の入力電圧範囲 (85V ~ 270V AC) により、あらゆる地域で顧客の要求に対応
- 12V と 3.3V のデュアル絶縁型出力により、ほとんどの産業用アプリケーションに適合
- EMI 準拠を容易にする周波数デジザリング
- 過電圧、ライン低電圧、過電流に対する包括的な保護機能

アプリケーション

- 洗濯機
- コーヒーメーカー
- 調理レンジ
- 小型家電製品
- 消毒キャビネット
- トイレの便座カバー
- テレビおよびモニタ用電源





使用許可、知的財産、その他免責事項は、最終ページにあるIMPORTANT NOTICE (重要な注意事項)をご参照くださいますようお願いいたします。

1 システム概要

国際電気標準会議 (IEC) は、スタンバイモードをはじめとする低電力モード (オフモードおよびネットワークモード) での消費電力の測定方法を IEC 62301:2011 に規定しています。この方法は、単相の場合には定格入力電圧/電圧範囲が 100V ~ 250V AC、その他の場合には 130V ~ 480V AC という範囲の全部または一部に該当する電気製品に適用されます。この規格の 4.5 項では、5mW 未満の測定値をゼロパワー (消費電力ゼロ) とみなしており、これに基づき、電子機器の無負荷時待機電力の最終目標として「ゼロパワー」マーケティングキャンペーンを展開しました。この要件を満たす製品には「ゼロパワー」ラベルが貼付されます。

大半の産業用機器はバイアス電源を必要とし、システムコントローラ用に 3.3V または 5V、電源モジュール用に 12V または 15V と、システム全体で最低でも 2 つの電源レールを備えています。このリファレンス・デザインは 3.3V と 12V のデュアル絶縁出力を提供し、大半の産業用機器に対応します。またスタンバイモードでの消費電力が非常に低く、待機消費電力は 115V AC 入力時に 3mW、230V AC 入力時に 4.4mW となっています。最小限の待機電力、高効率、障害保護が求められる絶縁型オフラインシステムに最適であり、次のものがこれに該当します。

- 家電機器/ビル・オートメーション用 SMPS
- テレビおよびモニタ用電源
- スマートフォン/タブレット/家電機器用アダプタおよび充電器

1.1 主なシステム仕様

表 1. TIDA-01560 電気性能仕様

パラメータ		テスト条件	MIN	NOM	MAX	UNIT
入力特性						
V_{IN}	入力電圧範囲	$V_{IN} = V_{IN_min}, I_{OUT} = I_{OUT_max}$	85	115 または 230	265	V_{RMS}
I_{IN_max}	最大入力電流				0.25	A_{RMS}
f_{LINE}	ライン周波数		47	50 または 60	63	Hz
$P_{STANDBY}$	無負荷時消費電力	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}, I_{OUT} = 0A$	3		4.9	mW
出力特性						
V_{OUT1}	出力 1 電圧、CV モード	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}, 0A \leq I_{OUT1} \leq I_{OUT_max}$	12.1		12.18	V
I_{OUT1_max}	出力 1 負荷電流、CV モード	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}$		1.125		A
V_{OUT2}	出力 2 電圧	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}, 0A \leq I_{OUT2} \leq I_{OUT_max}$		3.3		V
I_{OUT2_max}	出力 2 負荷電流	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}$		0.3		A
	出力電圧ライン制御	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}, I_{OUT} = I_{OUT_max}$			1	%
	出力電圧負荷制御	$0A \leq I_{OUT} \leq I_{OUT_max}$			2	%
	出力 1 電圧リップル	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}, 0A \leq I_{OUT1} \leq I_{OUT1_max}$			45	mVpp
	出力 2 電圧リップル	$V_{IN_min} \leq V_{IN} \leq V_{IN_max}, 0A \leq I_{OUT2} \leq I_{OUT2_max}$			35	mVpp
システム特性						
f_{SW}	スイッチング周波数		0.05		83	kHz
η_{AV}	平均効率	25%、50%、75%、100% 負荷の平均	85.2			%
η_{PEAK}	ピーク効率				86	%
$\eta_{10\%}$	10% 時効率	10% 負荷、 $V_{IN} = 115V$	81.8			%
T_O	動作温度範囲		-20		85	°C

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 1 に回路のハイレベルブロック図を示します。このリファレンス・デザイン的主要な部品は、絶縁型フライバック電源コントローラ(UCC28730)、電圧モニタ(UCC24650)、次世代型低ドロップアウトレギュレータ(TLV74333)です。

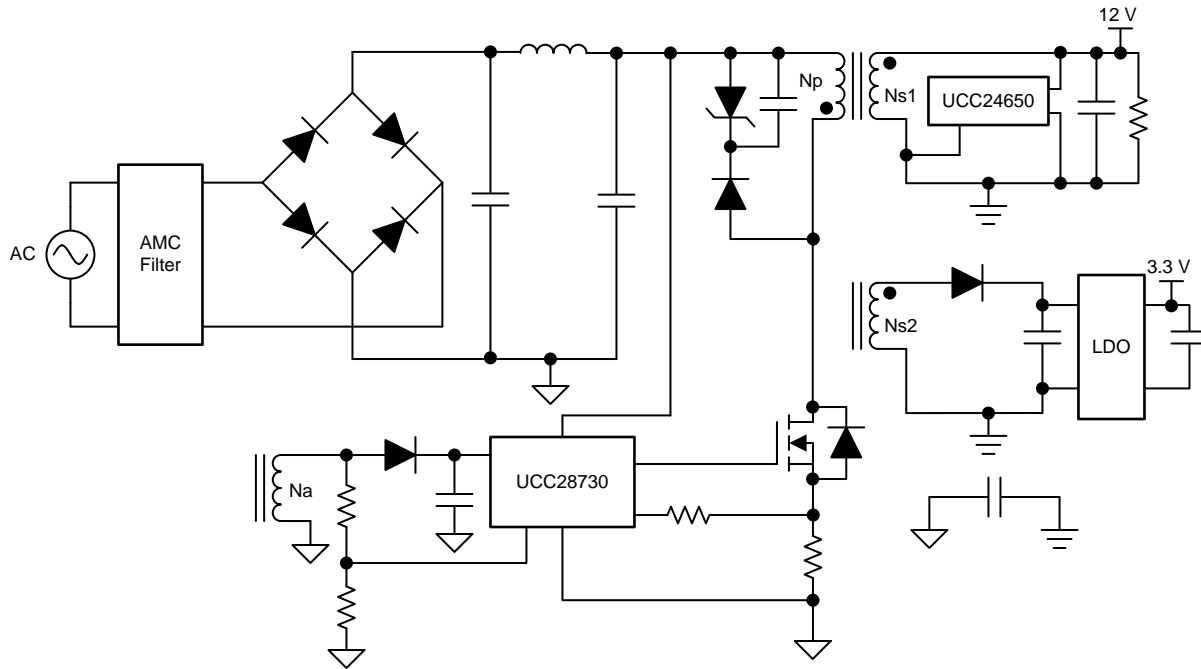


図 1. TIDA-01560 のブロック図

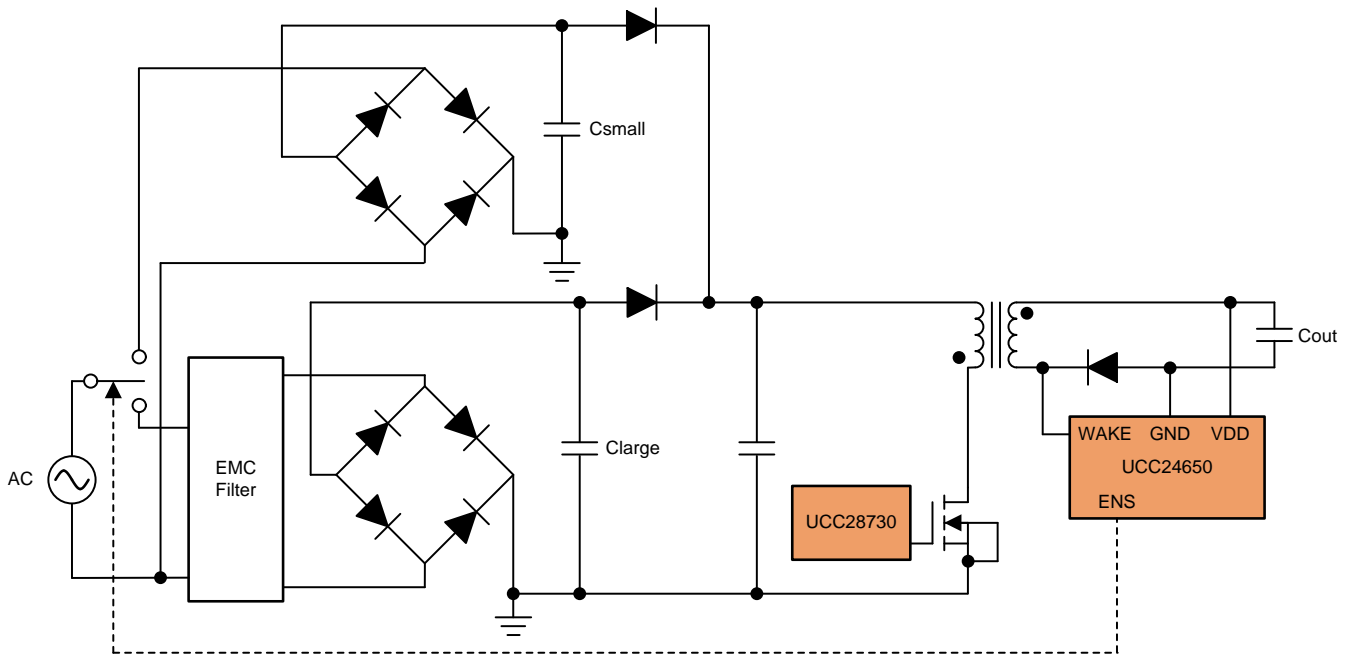
2.2 設計上の検討事項

IEC 62301:2011 では、「ゼロパワー(消費電力ゼロ)」を、システムの待機消費電力が 5mW 未満であることと定義しています。産業用機器によって、システムの電力レベルは数十ワットから数百ワットまでさまざまです。この電力レベルにも増して、x コンデンサ放電に必要な電力や部品の寄生消費電力により、ゼロパワーを達成するのは非常に困難です。例として、バルクコンデンサの漏れ電流は、高ライン入力で数 mW に達する可能性があります。高電力設計でゼロパワーを実現するために、UCC24650 は出力イネーブル・ピンを搭載しており、これにより超軽負荷時にリレーを駆動して AC 入力電圧を切断し、消費電力を 5mW 未満に抑えることができます。

こうした動作原理に基づき、このリファレンス・デザインには、さまざまな用途で待機電力ゼロを達成できるよう、ハイパワー電源システム(図 2)と大型システム(図 3)という 2 つのオプションが用意されています。

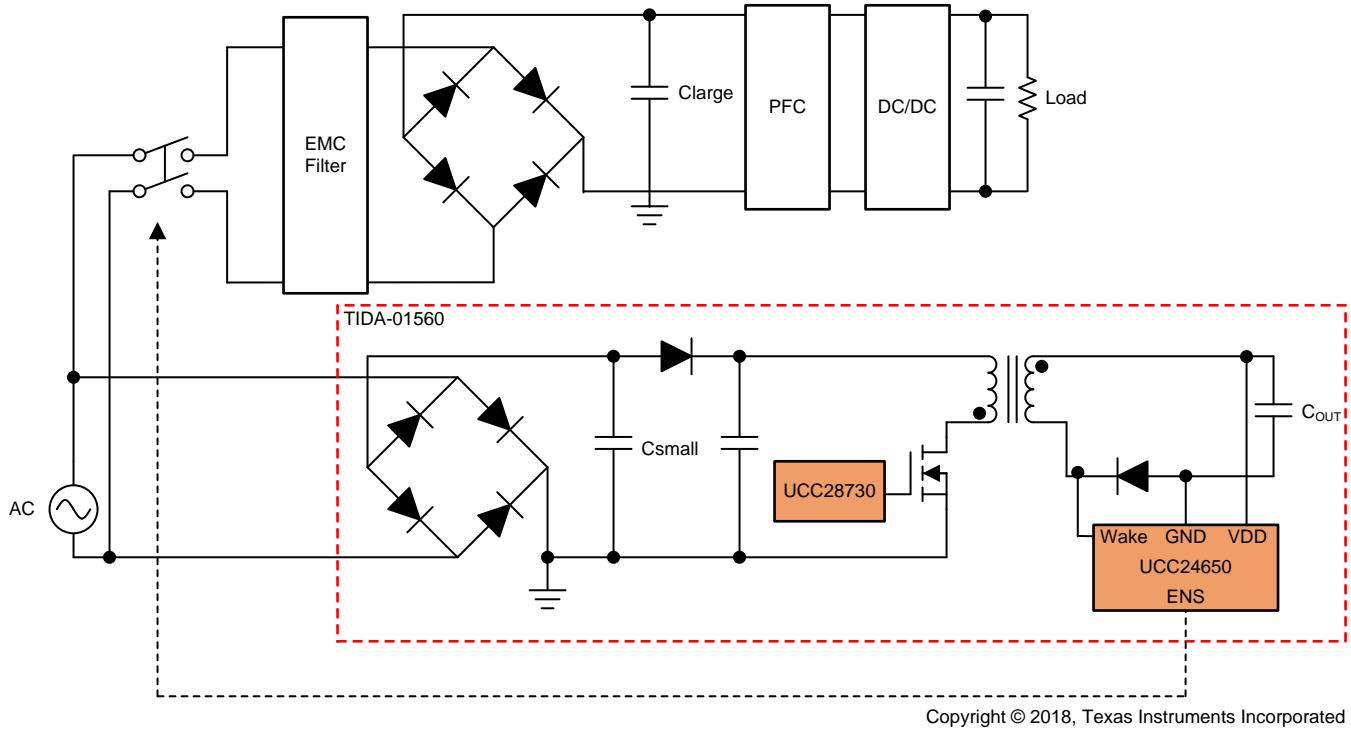
図 2 にハイパワー電源搭載システムのブロック図を示します。このシステムは、通常動作モードでは、漏れ電流の大きい大型コンデンサとフル EMI フィルタで動作します。スタンバイモードでは、UCC24650 の ENS によってリレーが切り替わり、漏れ電流のはるかに小さい小型コンデンサで、EMI フィルタなしで動作します。

図 3 に大型システムのブロック図を示します。通常、大型システムは力率補正(PFC)、DC/DC コンバータ、DC/AC インバータといった複数の部分に分けて、電力が供給されます。通常動作モードでは、ゼロ待機電力のフライバックがシステムの補助電源となります。スタンバイモードでは、UCC24650 の ENS によりリレーが停止し、フライバックのみが電力線に接続されるため、簡単にゼロ待機電力を達成できます。



Copyright © 2018, Texas Instruments Incorporated

図 2. ハイパワー電源搭載システムのブロック図



Copyright © 2018, Texas Instruments Incorporated

図 3. 大型システムのブロック図

2.3 使用製品

このリファレンス・デザインには次の製品を使用し、それぞれの仕様に基づいて選定します。各製品の詳細については、[TI.com](http://www.ti.com) でそれぞれの製品フォルダを参照するか、[リソース](#)の各製品フォルダのリンクをクリックしてください。

2.3.1 UCC28730

UCC28730 は、1 次側巻線検知により正確な電圧/定電流制御を実現する絶縁型フライバック電源コントローラであり、オプトカプラ帰還回路は不要です。バレー・スイッチングによる不連続導通モードで動作し、スイッチング損失を最小限に抑えます。変調方式として、周波数変調と 1 次側ピーク電流変調を組み合わせることにより、負荷範囲全体にわたって高い変換効率を実現します。制御規則により、広い動的な動作出力電力範囲を実現するため、5mW 未満の待機電力を容易に達成できます。

低電力レベルでの動作時には、電力管理機能により、28kHz 未満のスイッチング周波数でデバイスの動作電流を低減します。UCC28730 では、基本スイッチング周波数とその高調波の EMI ピーク・エネルギーを低減する機能がパルス幅変調回路に内蔵されています。1 次側制御によって、正確な電圧および電流レギュレーション、高速な動的応答、および障害保護が提供されます。直観的な設計プロセス、低コスト、少ない部品数で完全な充電装置を実現できます。

2.3.2 UCC24650

UCC24650 は、その VDD 入力に約 3% の相対ドロップを検出すると、組み合わせた 1 次側コントローラに通知するように設計された電圧モニタです。一般にウェークアップ・デバイスとして知られており、通常、1 次側電圧制御 (PSR) を採用した絶縁型フライバック電源に使用します。PSR コントローラは軽負荷または無負荷時に超低周波で動作可能なため、コントローラが電源サイクル間に生じ得る突然の負荷ステップを検出できず、出力電圧が制御されないおそれがあります。UCC24650 は電圧ドロップを検出し、対応する PSR コントローラを起動して、出力が下がり過ぎる前にそのスイッチング周波数を上げることができます。このため、必要な出力容量を大幅に削減しながら、納得のいく過渡応答を実現できます。

PSR コントローラによる各電源サイクルの終了時に、UCC24650 ドロップモニタは VDD 電圧の 97% までスケールリングされた内部蓄積電圧をリフレッシュします。VDD ドロップが蓄積電圧レベルに達したことをモニタが検出すると、内部低インピーダンススイッチによって WAKE 信号が GND に接続されます。WAKE 信号は、絶縁変圧器を通して電流パルスを PSR コントローラ (UCC28730 など) に送り、これにより変圧器の 1 次側でウェークアップ信号を検出できます。

また、UCC24650 は軽負荷時に対応する PSR コントローラ (UCC24610 など) を無効にできるため、待機電力を最小限に抑えることが可能です。低周波電力パルスの固定継続カウントの後、ENS 出力信号は LOW に駆動され、32 の高周波電力パルスの累積カウントの後、PSR コントローラを再有効化できます。また、ENS 出力を使用して、ENS 動作パラメータと互換性のある他の 2 次回路を駆動することもできます。

2.3.3 TLV74333

TLV74333 は新しい次世代型低ドロップアウトレギュレータ (LDO) ファミリの製品であり、静止電流が小さく、優れたライン/負荷過渡性能を実現します。低ノイズ、高 PSRR、低ドロップアウト電圧といった特性があることから、携帯型の生活家電機器に最適です。

このレギュレータはフォールドバック電流制限、シャットダウン、および過熱保護機能を備えています。動作時接合部温度範囲は -40°C ~ $+125^{\circ}\text{C}$ です。

2.4 システム設計理論

このリファレンス・デザインは UCC28730 コントローラと UCC24650 ウェークアップ・モニタを使用する 15W コンバータで、2 つの絶縁出力 (12V/1.125A および 3.3V/0.3A) を提供します。入力 は 85V ~ 265V AC のユニバーサル電圧範囲に対応しています。

動作条件に応じて、制御規則アルゴリズムがスイッチング周波数やピーク 1 次側電流を変調して電力供給要件を満たします。負荷がゼロから増大するにつれて、コンバータは周波数変調 (FM) モードを遷移します。スイッチング周波数が最低値から上昇して 28kHz までの電力供給を維持するなか、ピーク 1 次側電流はその全負荷時ピーク値の 1/3 に保持されます。スイッチング周波数が 28kHz に達するレベルにまで負荷が増大すると、コントローラによってスイッチング周波数が固定され、ピーク 1 次側電流の振幅が変調されて、そのピーク値の 1/3 から全負荷時最大ピーク電流値まで増大します。この動作領域を振幅変調 (AM) 範囲といいます。負荷要求がさらに増大するとコントローラはまた FM モードに移行し、そこではピーク 1 次側電流が一定して最大設計値となり、スイッチング周波数は必要に応じてコントローラの最高スイッチング周波数 (83kHz) まで上昇します。

PSR により、蓄えた変圧器の電力が 2 次側に送られると補助巻線で出力電圧が間接的に検知されることから、厳密に制御された出力を維持できます。ウェークアップ監視機能が 2 次側の UCC24650 と連動することにより、軽負荷および無負荷時のスイッチング周波数を 32Hz に近づけることができます。このコントローラは、無負荷時消費電力を 5mW 未満にまで最小化できる一方、大型の出力コンデンサ不要で、高速かつ動的な負荷過渡応答を実現します。またバレースイッチングにより、動作効率はさらに向上します。UCC28730 はゲートドライブのデザインを採用しているため、EMI 標準への準拠も容易になります。この設計ガイドには、回路図、部品リスト、組立図面、標準的なオフラインコンバータでの UCC28730 と UCC24650 の評価に必要なテスト構成が掲載されています。

UCC28730 コントローラの一般的な用途では、対応する UCC24650 ウェークアップ・モニタを使用することにより、小さい出力容量で絶縁された低電圧 DC 出力を制御できます。UCC28730 が低周波の待ち状態で作動しているときに急激に負荷が増大すると、UCC24650 が UCC28730 に通知します。このため、電源サイクル間で電圧を保持するために極度に大きい出力容量を使用する必要がありません。図 4 図に示すように、出力整流には GND 基準のダイオードを採用しているため、UCC24650 を使用しやすくなっています。GND 基準の同期整流器を使用することもできます。

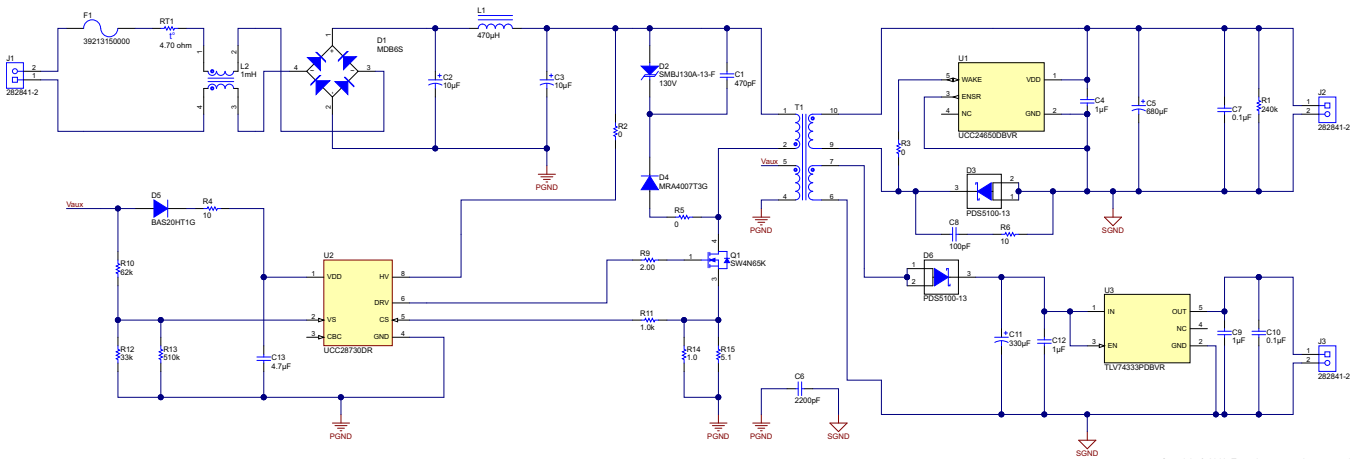


図 4. GND 基準ダイオードを使用したアプリケーションの概略図

2.4.1 ウェークアップ検出および機能

UCC28730 の VS ピンで利用できる主な機能はウェークアップ機能であり、組み合わせた 2 次側のウェークアップ・デバイス(UCC24650 など)と連動します。この機能により、軽負荷および無負荷時のスイッチング周波数を 32Hz まで下げることによって損失を最小限に抑えながら、電源サイクル間に大きな負荷ステップが生じた場合には、UCC28730 を待ち状態(スリープ・モード)から復帰させることができます。低い周波数でも、大きな出力容量を必要とせずに適切な過渡応答を維持できます。待ち状態の間、UCC28730 は継続的に VS 入力ウェークアップ信号を監視し、信号が検出されると、いくつかの高周波電源サイクルにより直ちに応答し、制御規則の要求どおりに動作を再開することで、負荷過渡ステップから回復し、出力電圧制御を再確立します。

ウェークアップ機能は超低周波のスイッチングサイクル間で待ち状態に割り込むため、ウェークアップ機能なしで電圧を保持する場合に比べて必要な出力容量値ははるかに小さくなります。また、コントローラは無負荷状態で極めて低いスイッチング周波数に切り替わるため、スイッチング損失を最小限に抑えることができます。これにより 5mW 未満の入力電力を容易に達成し、ゼロ待機電力の要件を満たすことができます。UCC28730 コントローラを単独で使用しても、ゼロパワー動作は確保できません。これは、他のシステムレベルの制限も関係するためです。しかし、UCC28730 と UCC24650 を組み合わせることによって、この目標は達成可能になります。

2.4.2 バレースイッチングとバレースキッピング

UCC28730 は、バレースイッチングを使用することで MOSFET のスイッチング損失を低減し、誘起される EMI を低減して、電流検知抵抗のターンオン電流スパイクを最小限に抑えます。バレーが検出されなくなるまで VDS のリングングが減衰しない限り、コントローラはすべての負荷条件でバレースイッチング動作を行います。

バレースキッピングでは、各スイッチングサイクルを個別の周期長に変調します。FM 動作中のスイッチング・サイクルは、エネルギーが固定パケットで出力に供給される周期であり、供給される電力はスイッチング周期に反比例して変化します。高負荷および低ラインなど、スイッチング周期が比較的短い動作条件では、サイクル毎に供給される平均電力はサイクル間でスキップされるバレーの数に基づいて大きく変動します。その結果、バレースキッピングによって、バルク電圧の変化率に応じた周波数を持つ低振幅のリップル電圧が出力に追加で印加されます。スキップされるバレー数が少ないサイクルと多いサイクルの間の平均的な電力レベルの負荷に対しては、電圧制御ループによって制御規則電圧が変調され、必要な平均出力電力と一致するように長いスイッチング周期と短いスイッチング周期が切り替わります。

2.4.3 障害保護

UCC28730 は、包括的な障害保護機能を備えています。これには、以下の機能が含まれます。

- 出力過電圧
- 入力低電圧
- 内部過熱
- 1 次側過電流障害
- CS ピン障害
- VS ピン障害

すべての障害保護イベントに対して、UVLO のリセットおよび再起動シーケンスが適用されます。

出力過電圧保護機能は、VS ピンの電圧帰還によって決定されます。VS でサンプリングされた電圧が連続 3 スイッチングサイクルにわたって 4.6V を超えると、スイッチングが停止され、内部消費電流が I_{FAULT} になり、VDD コンデンサは UVLO ターンオフ閾値まで放電されます。その後、UCC28730 は開始状態に戻り、起動シーケンスが実行されます。

MOSFET のオン時間中に VS ピンに流れる電流によって、ライン入力の起動電圧と停止電圧が決まります。MOSFET のオン時間中に VS ピンが GND 付近でクランプしている間、帰還抵抗を流れる電流が監視され、 V_{BULK} のサンプルが決まります。起動閾値と停止閾値に大きな開きがあることで、ライン電圧による電源の適正な起動と停止が実現します。起動電流閾値は $225\mu\text{A}$ 、停止電流閾値は $80\mu\text{A}$ です。起動前は C_{BULK} に負荷がないため、起動時の起動入力 AC 電圧は常に整流ラインのピーク電圧に相当します。停止 AC 入力電圧は負荷によって変化します。これは、 V_{BULK} の最小値が負荷および C_{BULK} の値に依存するためです。最大負荷では停止電圧が起動電圧に近くなりますが、無負荷状態では停止電圧が起動電圧の約 1/3 になる可能性があります。

UCC28730 は、常にサイクル単位の 1 次側ピーク電流制御により動作します。CS ピンの通常動作範囲は $0.74 \sim 0.249\text{V}$ です。3 サイクル連続でリーディングエッジブランキング期間後に CS ピンが 1.5V に達した場合、追加の保護が適用され、結果として UVLO のリセットおよび再起動シーケンスが実行されます。

通常、最初の起動時には、最初の 4 電源サイクルの 1 次側電流のピークレベルが $V_{CST(\min)}$ の最小値に制限されます。CS 入力 that 短絡または低レベルに保持され、最初のサイクルで $4\mu\text{s}$ 以内に $V_{CST(\min)}$ レベルに達しなかった場合は、CS 入力 that GND に短絡しているとみなされ、障害保護機能によって UVLO のリセットおよび再起動シーケンスが実行されます。同様に、CS 入力 that 開放されている場合は、内部電圧が 3 スwitchングサイクル連続で 1.5V にプルアップされ、障害保護機能によって UVLO のリセットおよび再起動シーケンスが実行されます。

内部過熱保護閾値は 165°C です。接合部温度がこの閾値に達すると、UCC28730 は UVLO リセットサイクルを開始します。UVLO サイクルの終わりに温度がまだ高い場合は、保護サイクルが繰り返されます。

VS ピンに部品障害が発生した場合にも保護が用意されています。VS ピンの帰還情報が完全に失われた場合、コントローラはスイッチングを停止して再起動します。

2.4.4 入力バルク容量の計算

バルク容量は、並列に接続された 1 つ以上のコンデンサで構成され、多くの場合、差動モードの伝導ノイズを抑制するためにコンデンサ間にインダクタンスを配置します。EMI フィルタ設計については、ここでは説明しません。

まず、40% のリップル電圧に基づいて入力コンデンサ充電時間 (t_{ch}) を計算します。

$$t_{ch} := \frac{1 - \frac{90 - a \sin \left(\frac{V_{IN_min} \sqrt{2} - V_{IN_min} \sqrt{2} \times 0.65}{V_{IN_min} \sqrt{2}} \right) \times \frac{180}{\pi}}{180}}{4.47 \text{ Hz}} = 3.256 \times 10^{-3} \text{ s} \quad (1)$$

入力コンデンサ放電中のフライバック平均 1 次側電流を計算します。

$$I_{pt1} := \frac{\frac{P_{OUT}}{\eta \times V_{IN_min} \times \sqrt{2}} + \frac{P_{OUT}}{\eta \times (V_{IN_min} \times \sqrt{2}) \times 0.65}}{2} = 0.198 \text{ A} \quad (2)$$

最小フライバック入力電圧と入力コンデンサを通した 40% のリップル電圧に基づいて、総入力容量 (C_{IN}) を計算します。

$$C_{IN} := \frac{I_{pt1} \times (Tr1 - t_{ch})}{V_{IN_ripple}} = 3.036 \times 10^{-5} \text{ F} \quad (3)$$

ここで $Tr1$ は整流ライン電圧の最長周期であり、式 4 を用いて計算します。

$$Tr1 := \frac{1}{2 \times 47 \text{ Hz}} = 0.011 \text{ s} \quad (4)$$

V_{IN_ripple} はフライバックコンバータへの入力リップル電圧です。

$$V_{IN_ripple} := V_{IN_min} \times \sqrt{2} \times 0.4 = 48.083 \text{ V} \quad (5)$$

2 つの 10 μ F 電解コンデンサを Ca および Cb として選定します。

2.4.5 出力容量の計算

一般的なフライバックコンバータでは、出力容量値は通常、時間で決まり、これを 2ms とします。式 6 を用いて出力容量を計算します。

$$C_{OUT} := \frac{2 \text{ ms} \times \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times 2}}{V_{OUT} - V_{OTRM}} = 6.25 \times 10^{-4} \text{ F} \quad (6)$$

1 つの 680 μ F 電解コンデンサを出力容量として選定します。

2.4.6 スナバ回路の選定

ツェナーダイオードのツェナー電圧を $V_z = 150\text{V}$ とします。

$$V_{CLAMP} := V_{DS_max} \times 0.9 - V_{IN_max} \sqrt{2} = 165.233 \text{ V} \quad (7)$$

$$R_s := \frac{V_{CLAMP} - 0.6 \text{ V} - V_z}{I_{ppk}} = 14.788 \ \Omega \quad (8)$$

22 Ω の標準抵抗を選定します。

2.4.7 変圧器の設計

$D_{MAG} = 43.2\%$ とします。ここで D_{MAG} は定電流 (CC) 動作中の 2 次側ダイオード導通デューティサイクルです。UCC28730 コントローラでは、 D_{MAG} は内部で 0.432 に固定されています。

$T_r = 2\mu\text{s}$ とします。ここで T_r はスイッチの LC タンク周波数周期 (推定値) です。

式 9 を用いて最大デューティサイクル (D_{MAX}) を計算します。

$$D_{MAX} := 1 - D_{MAG} - f_{MAX} \times \frac{T_r}{2} = 0.485 \quad (9)$$

式 10 を用いて 1 次側ピーク電流 (I_{ppk}) を計算します。

$$I_{ppk} := \frac{P_{OUT} \times 2}{\eta \times (V_{IN_min} \sqrt{2} \times 0.65) \times D_{MAX}} = 0.99 \text{ A} \quad (10)$$

式 11 を用いて 1 次側インダクタンス (L_{pm}) を計算します。

$$L_{pm} := \frac{2 \times P_{OUT}}{I_{ppk}^2 \times f_{design}} = 5.106 \times 10^{-4} \text{ H} \quad (11)$$

- R_{DSon} を通した電圧降下 (推定値) $V_{QAon} = 2\text{V}$
- 最大電流検知信号 $V_{RCS} = 0.77\text{V}$
- ダイオード電圧降下 (推定値) $V_{DG} = 0.6\text{V}$

ボルト秒 (volt-second) バランスに基づいて、変圧器の 1 次/2 次巻線比 ($a1$) を計算します。

$$a1 := \frac{D_{MAX} \times (V_{IN_min} \sqrt{2} \times 0.65 - V_{AQON} - V_{RCS})}{D_{MAG} \times (V_{OUT} + V_{DG})} = 6.715 \quad (12)$$

- $a1 = N_p/N_s$
- UVLO ターンオフ前の UCC28730 コントローラの最小 VDD 電圧 $V_{DD_min} = 8.1\text{V}$

- 順方向電圧降下(推定値) $V_{de} = 0.3V$
- アダプタ接続時の出力電圧 $V_{OUT_int} = 10V$

式 13を用いて変圧器の補助/2 次巻線比 (a_2)を計算します。

$$a_2 := \frac{V_{DD_min} + V_{DE}}{V_{OUT_int} + V_{DG}} = 0.792 \quad (13)$$

式 14を用いて変圧器の 1 次側 RMS 電流を計算します。

$$I_{prms} := I_{ppk} \times \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 0.398 A \quad (14)$$

式 15を用いて変圧器の 2 次側ピーク RMS 電流を計算します。

$$I_{spk} := \frac{2 \times P_{OUT}}{V_{OUT} \times D_{MAG}} = 5.787 A \quad (15)$$

式 16を用いて変圧器の 2 次側 RMS 電流を計算します。

$$I_{srms} := I_{spk} \times \sqrt{\frac{D_{MAG}}{3}} = 2.196 A \quad (16)$$

2.4.8 VS 検知抵抗の計算

UCC28730 コントローラでは、 $I_{vsrun} = 220\mu A$ です。式 17を用いて VS 分圧抵抗 R_{s1} を計算します。

$$R_{s1} := \frac{\frac{a_2}{a_1} \times V_{IN_min} \sqrt{2} \times 0.7}{I_{vsrun}} = 5.464 \times 10^4 \Omega \quad (17)$$

標準抵抗値 (56k Ω)を R_{s1} として選定します。

$$R_{s2} := \frac{4.0 V}{\frac{(V_{OUT} + V_{DG}) a_2 - 4 V}{R_{s1}}} = 2.605 \times 10^4 \Omega \quad (18)$$

27k と 150k の 2 つの標準抵抗を並列に接続することにして、式 19を用いて R_{s2} を求めます。

$$R_{s2} := \frac{27 \times 150}{27 + 150} \times 10^3 \Omega = 22.881 k\Omega \quad (19)$$

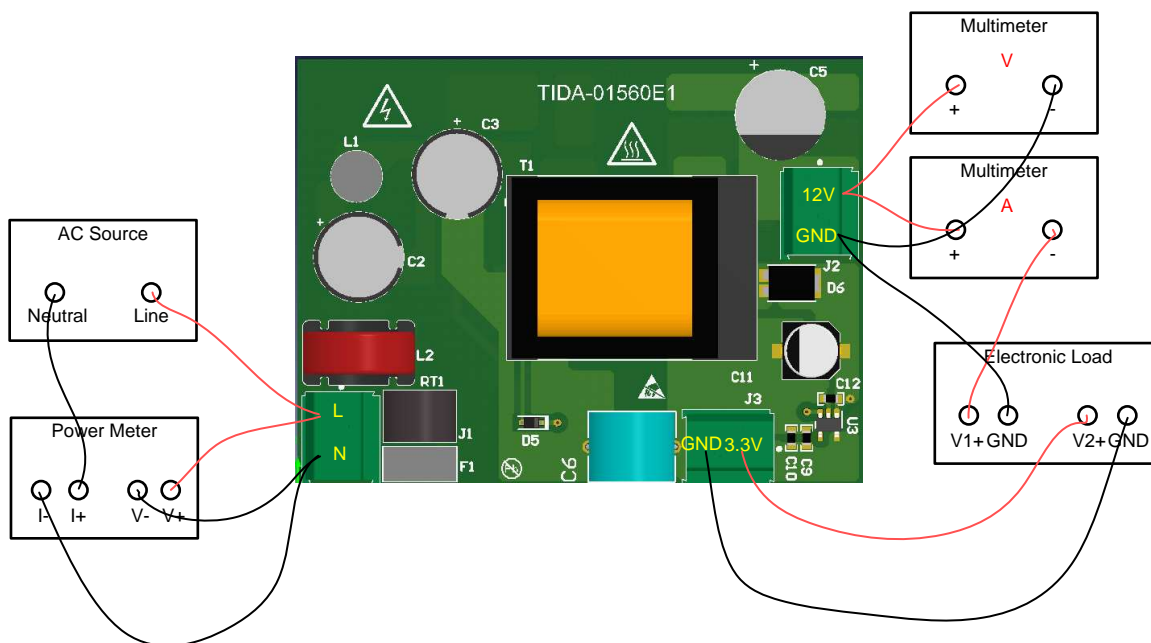
3 ハードウェア/テスト要件とテスト結果

3.1 必要なハードウェア

3.1.1 基板検証に必要な試験用機器

- マルチメータ: 最高水準の精度を確保するため、DC 電圧計を接続して V_{OUT} を監視します。Fluke 287C を推奨します。
- 電力計: 低電力スタンバイモードの入力電力測定を行う場合は、小入力電流(一般に 1mA 未満)および長時間の積分モードの測定が可能なパワーアナライザを使用します。WT210 を推奨します。
- AC 電圧ソース: 入力ソースには、20W 以上で 85V ~ 265V AC を供給可能な絶縁型可変 AC ソースを使用し、図 5 に示すように接続します。正確に効率を計算できるように、AC ソースのニュートラル線とリファレンス・デザインのニュートラル端子の間に電力計を挿入します。負荷条件下で最高水準の精度を確保するため、電力計の電圧端子をリファレンス・デザインのライン端子およびニュートラル端子に直接接続します。無負荷時に最高水準の精度を確保するため、電力計の V+ 電圧端子をリファレンス・デザインのライン端子に、そして電力計の V- 端子をシャント抵抗より前に接続します。Chroma 61503 を推奨します。
- 出力負荷: 0A ~ 3A をシンク可能なプログラマブル電子負荷を使用します。定電流モードでリファレンス・デザインをテストするには、電子負荷を定抵抗モードに設定します。Chroma 63103 を推奨します。
- オシロスコープ: 500MHz スコーププローブ付きのデジタルまたはアナログオシロスコープを推奨します。Tektronix DPO 3054 を推奨します。
- ワイヤゲージ: AC ソースとリファレンス・デザインの間、およびリファレンス・デザインと負荷の間、ワイヤ接続は 2ft 未満とする必要があります。最小 18AWG のワイヤを推奨します。

3.1.2 推奨テスト構成



Copyright © 2018, Texas Instruments Incorporated

図 5. TIDA-01560 の推奨テスト構成

3.1.3 テスト方法

表 2. コネクタピンマップ

コネクタ	ピン	説明
J1	1	AC 入力ライン
	2	AC 入力ニュートラル
J2	1	12V 出力正
	2	GND
J3	1	3.3V 出力正
	2	GND

1. [図 5](#)に示すようにテスト構成を準備します。
2. AC ソースのラインをリファレンス・デザインの入力(コネクタ J1 のピン 1)に接続し、AC ソースのニュートラルを電力計の電流検知モジュールを挟んで TIDA-01560 の入力(コネクタ J1 のピン 2)に接続します。
3. 電圧検知モジュールをリファレンス・デザインの入力(コネクタ J1)に接続します。
4. 電子負荷を、マルチメータを挟んで、14W を引き出すように負荷を設定した 12V 出力端子(コネクタ J2)に接続します。
5. もう 1 つの電子負荷を、1W を引き出すように負荷を設定した 3.3V 出力端子(コネクタ J3)に接続します。
6. ユニバーサル入力電圧範囲(85V ~ 264V AC) 対応のリファレンス・デザインの入力に接続された AC ソースをオンにします。
7. リファレンス・デザインが起動したら、入力消費電力とデュアル出力性能を監視します。
8. テストが終了したら、AC ソースをオフにして基板から切断します。

3.2 テストと結果

3.2.1 無負荷時消費電力

ライン入力範囲全体にわたり、無負荷時消費電力の測定値は 5mW 未満です。

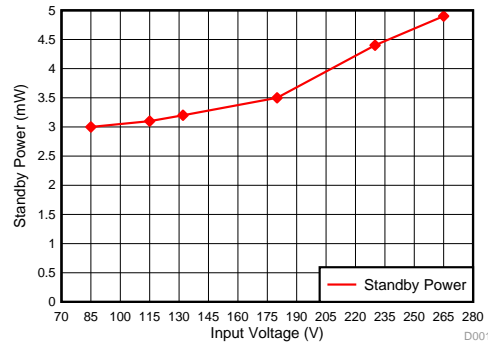


図 6. 無負荷時消費電力

3.2.2 電力損失内訳(理論計算)

この電力損失内訳は理論計算に基づいており、この計算に入力および出力アルミニウム・コンデンサの漏れ電力損失は含まれていません。

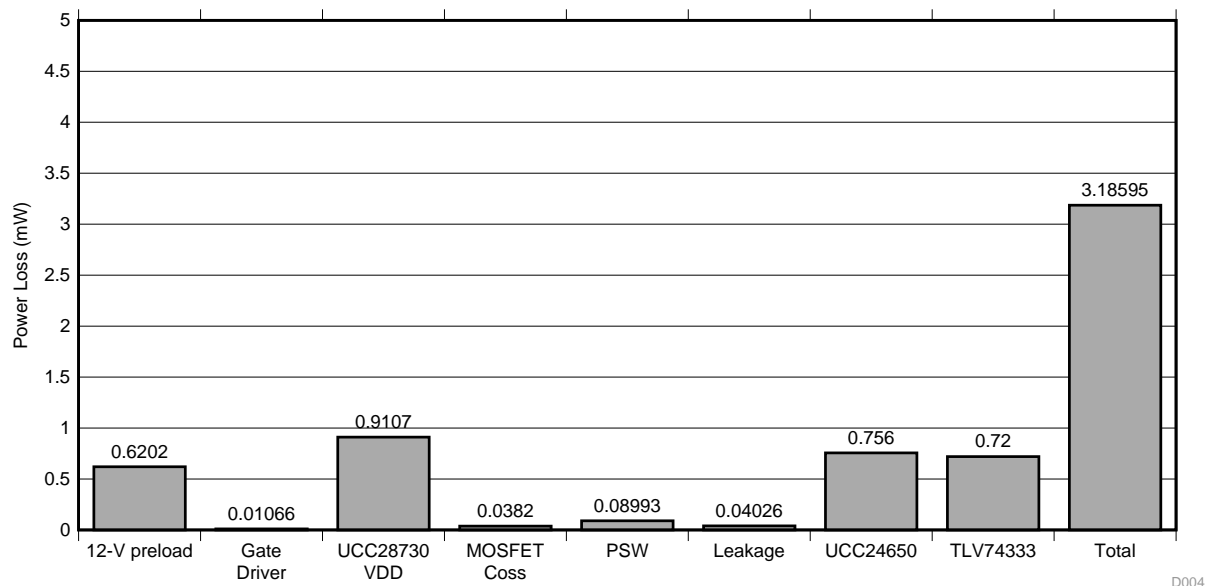


図 7. 電力損失内訳

3.2.3 負荷変動に伴う効率

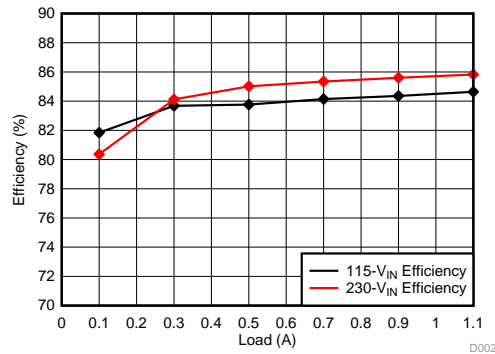


図 8. 負荷変動に伴う効率

表 3. 115V AC 入力時の負荷変動に伴う効率

V _{IN} (V)	P _{IN} (W)	12V V _{OUT} (V)	12V I _{OUT} (A)	3.3V V _{OUT} (V)	3.3V I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	η (%)
115V	0.0033	12.150	0.000	3.296	0.000	0.00	
	1.868	12.141	0.098	3.286	0.105	1.53	81.84
	4.702	12.123	0.296	3.285	0.105	3.93	83.68
	7.612	12.118	0.498	3.285	0.105	6.38	83.76
	10.45	12.136	0.696	3.285	0.105	8.79	84.14
	13.34	12.154	0.898	3.285	0.105	11.25	84.36
	16.49	12.175	1.118	3.285	0.105	13.96	84.64

表 4. 230V AC 入力時の負荷変動に伴う効率

V _{IN} (V)	P _{IN} (W)	12V V _{OUT} (V)	12V I _{OUT} (A)	3.3V V _{OUT} (V)	3.3V I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	η (%)
230V	0.0043	12.133	0.000	3.296	0.000	0.000	
	1.9	12.121	0.098	3.287	0.105	1.527	80.36
	4.67	12.102	0.296	3.284	0.105	3.928	84.12
	7.49	12.102	0.498	3.281	0.105	6.368	85.02
	10.29	12.121	0.696	3.279	0.105	8.782	85.34
	13.13	12.139	0.898	3.278	0.105	11.239	85.60
	16.24	12.159	1.118	3.277	0.105	13.938	85.82

3.2.4 負荷電圧制御

図 9 は固定 3.3V/0.1A 出力での 12V 出力負荷制御です。負荷制御は 2% を下回ります。

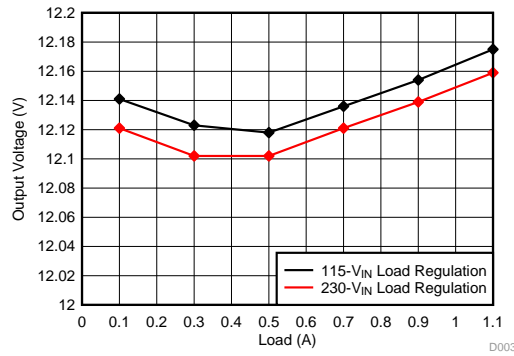


図 9. 12V 出力負荷制御

3.2.5 ターンオン波形

図 10 および 図 11 は、それぞれ無負荷時および全負荷時の 115V 入力の起動波形です。

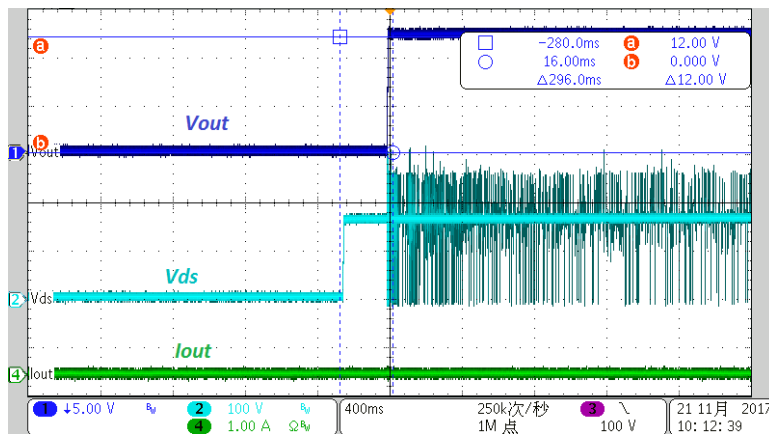


図 10. V_{IN} = 115V、無負荷時の起動波形

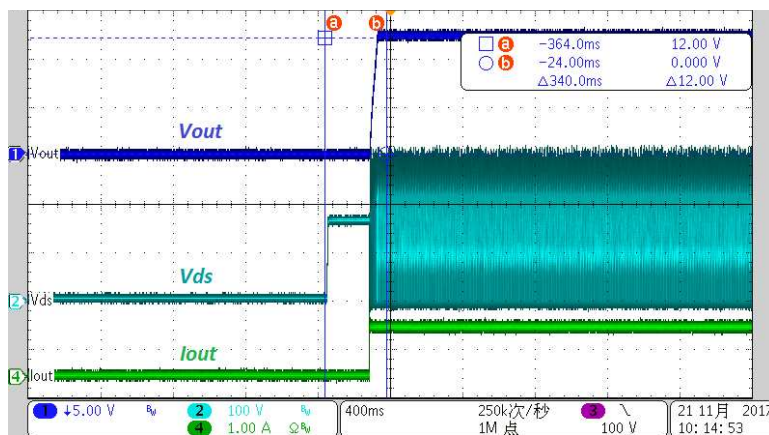


図 11. V_{IN} = 115V、全負荷時の起動波形

図 12 および 図 13 は、それぞれ無負荷時および全負荷時の 230V 入力の起動波形です。

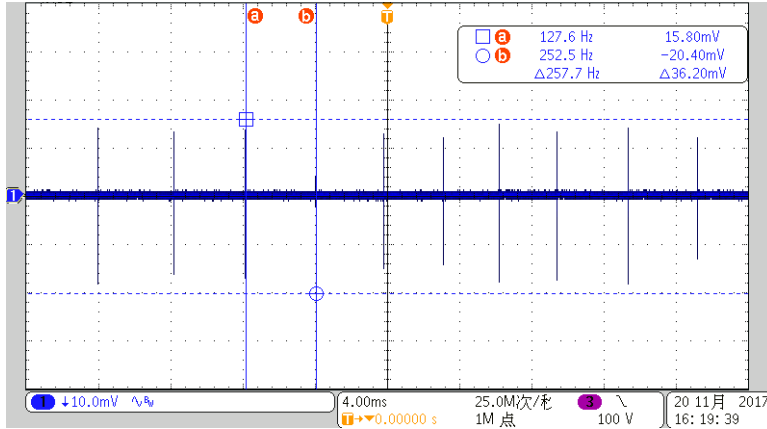


図 12. $V_{IN} = 230V$ 、無負荷時の起動波形

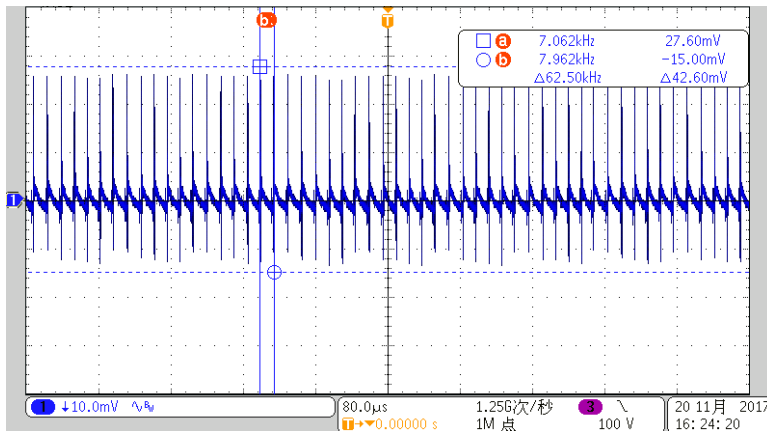


図 13. $V_{IN} = 230V$ 、全負荷時の起動波形

3.2.6 出力電圧リップル

図 14 および 図 15 に 12V 出力電圧リップルを示します。入力電圧 115V AC、50Hz で無負荷時および全負荷時に測定を行い、波形は AC 結合で帯域制限 20MHz です。カーソルは、このリファレンス・デザインで許容される最大振幅範囲が 45mV であることを示しています。確認されたリップルパターンは、UCC28730 コントローラが採用する EMI ディザリング方式の特性です。

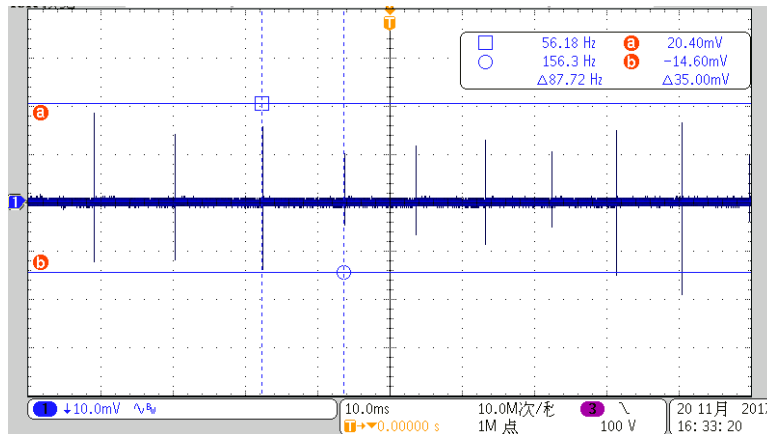


図 14. $V_{IN} = 115V$ 、無負荷時の 12V 電圧リップル

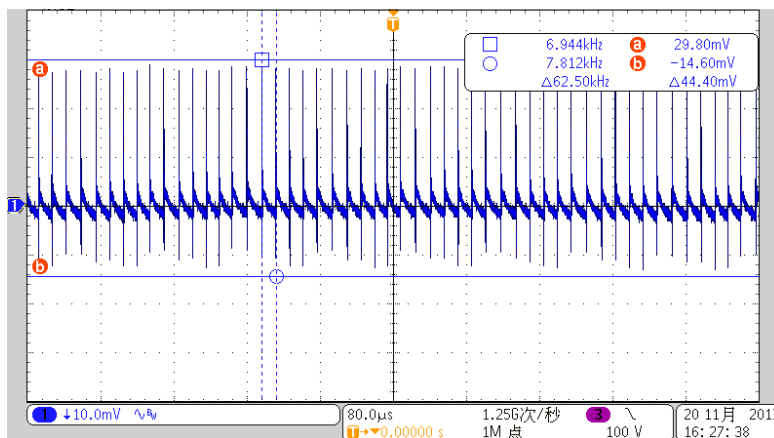


図 15. $V_{IN} = 115V$ 、全負荷時の 12V 電圧リップル

図 16 および図 17 に 12V 出力電圧リップルを示します。入力電圧 230V AC、50Hz で無負荷時および全負荷時に測定を行い、波形は AC 結合で帯域制限 20MHz です。カーソルは、このリファレンス・デザインで許容される最大振幅範囲が 45mV であることを示しています。確認されたリップルパターンは、UCC28730 コントローラが採用する EMI ディザリング方式の特性です。

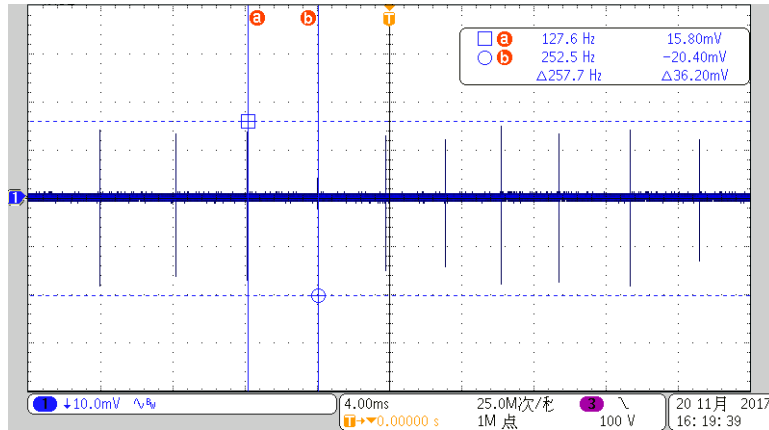


図 16. $V_{IN} = 230V$ 、無負荷時の 12V 電圧リップル

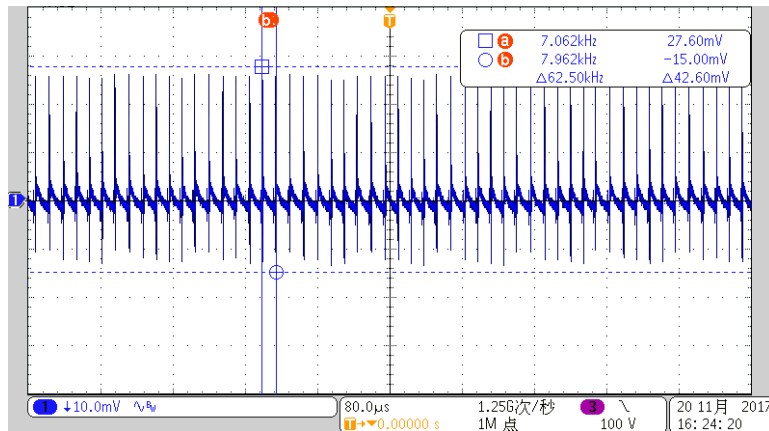


図 17. $V_{IN} = 230V$ 、全負荷時の 12V 電圧リップル

3.2.7 過渡応答

図 18 および 図 19 に示す過渡応答は、入力電圧 115V および 230V AC、50Hz で、負荷を 0A から全負荷へと変化させて取得しました。チャンネル 4 は分割単位 0.5A スケールの負荷電流であり、チャンネル 1 は分割単位 200mV スケールの出力電圧で、中央線から -12V オフセットされています。カーソルは、全負荷時過渡条件下での制御された出力電圧のアンダーシュートを示しています。出力電圧のアンダーシュートは、スイッチングサイクル中に過渡イベントが発生するタイミングによって異なります。

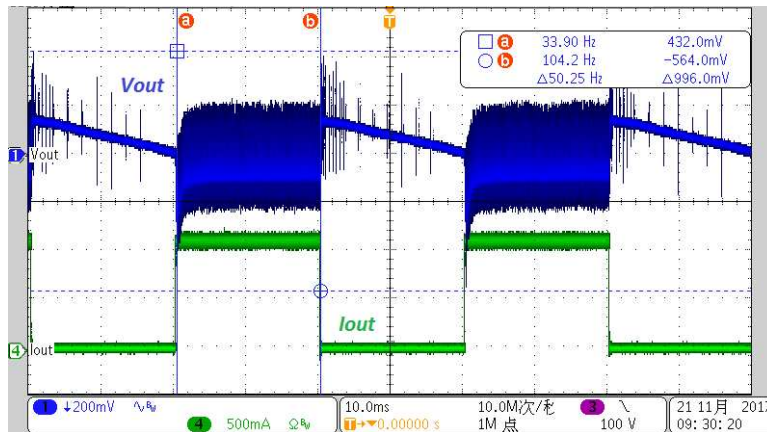


図 18. $V_{IN} = 115V$ 、負荷過渡

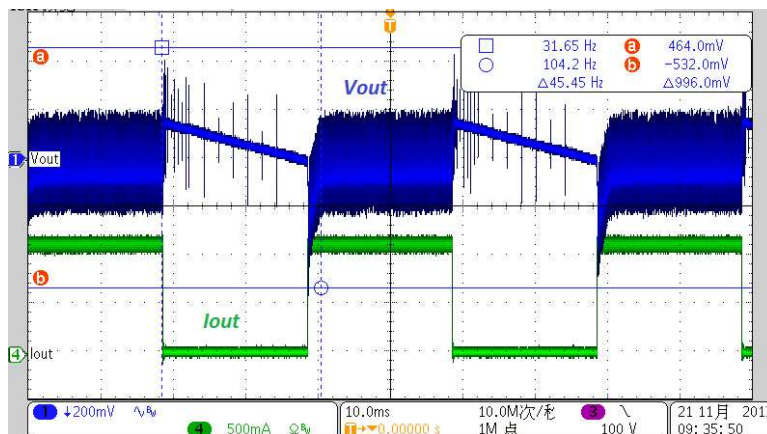


図 19. $V_{IN} = 230V$ 、負荷過渡

3.2.8 過電流/短絡保護

UCC28730 が過電流保護 (OCP)/短絡保護 (SCP) 状態に移行すると、ヒックアップ周波数が 5.5Hz になり、出力電流は 1.3A 未満に制限されます。

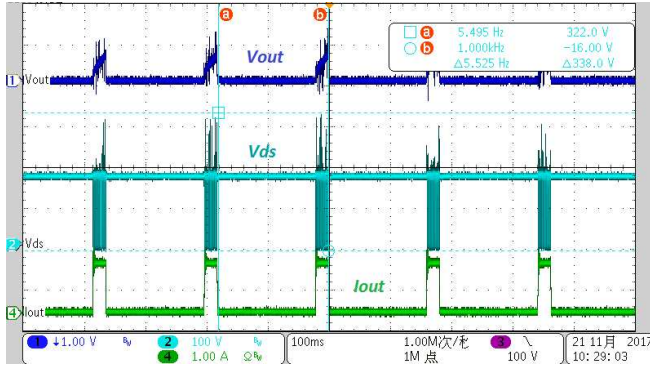


図 20. $V_{IN} = 115V$ 、過電流保護

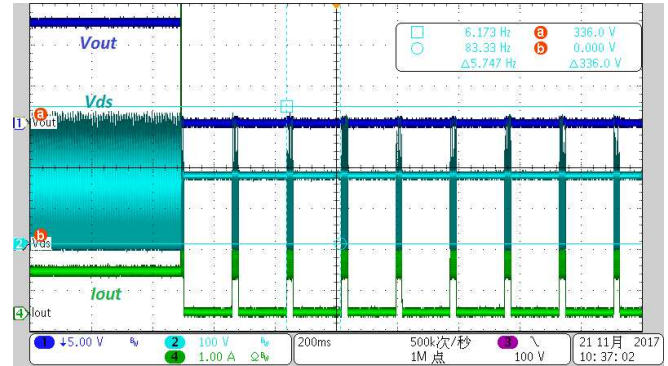


図 21. $V_{IN} = 115V$ 、短絡保護

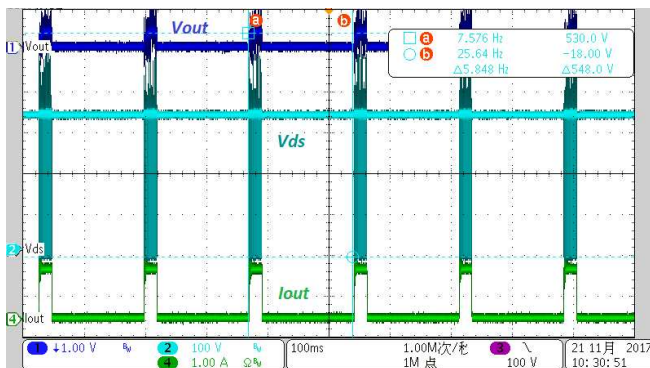


図 22. $V_{IN} = 230V$ 、過電流保護

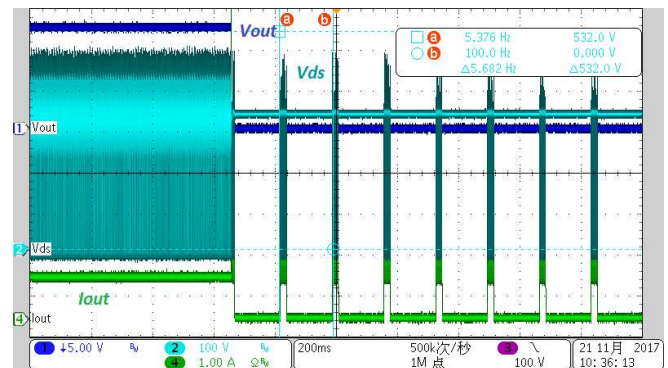


図 23. $V_{IN} = 230V$ 、短絡保護

3.2.9 温度テスト

図 24 および 図 25 は、強制冷却なしの上層/下層の温度テスト結果です。いずれも最高温度位置は 1 次側のスナバ回路となっています。

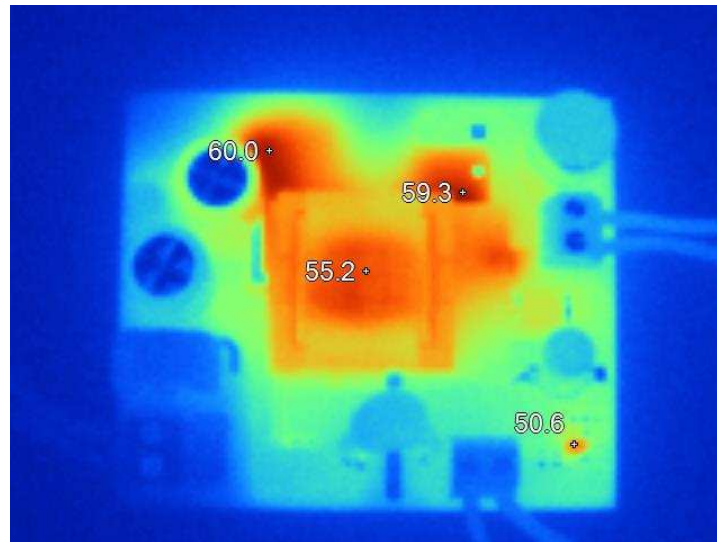


図 24. 上層の温度テスト結果

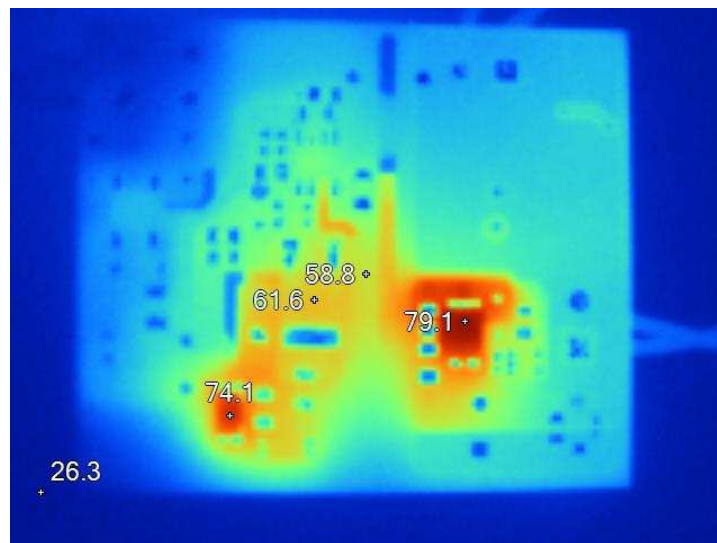


図 25. 下層の温度テスト結果

3.2.10 EMI テスト結果

図 26 に EMI テスト構成を示します。



図 26. EMI テスト構成

事前認証テスト構成で、伝導エミッションを EN55022 クラス B の限度値と比較した結果、クラス B の限度値を容易に下回ることが分かりました。

EMI TEST REPORT

Organization:		Operator:	EUT:
Place:		Time: 2017/11/25/14:50	Test equipment: KH3939
Detector: PK+AV		Test-time(ms): 30	SN: 1139203
Limit: EN55022B		Transductor(PK/AV): PK / AV	
Remark:			

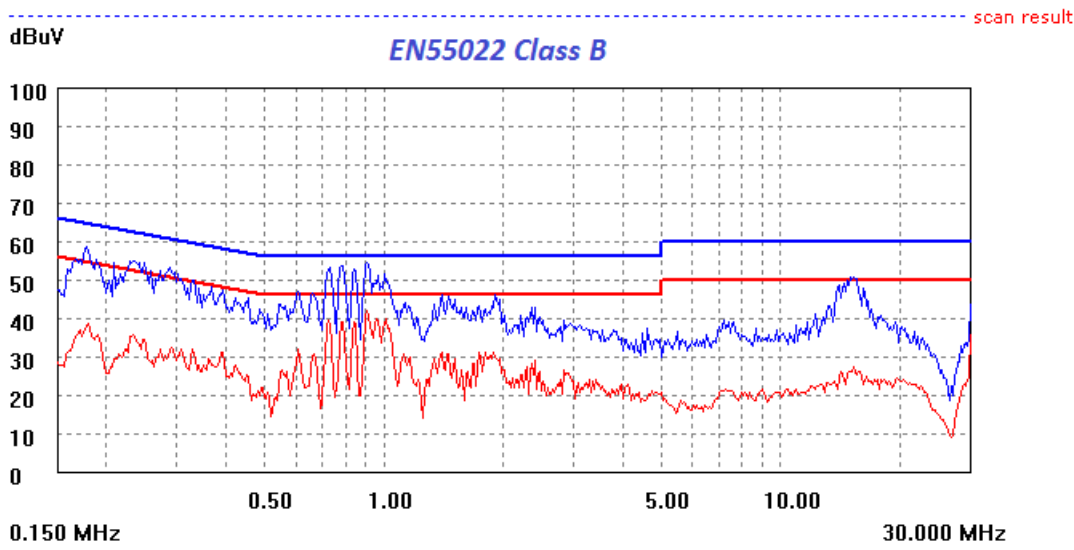


図 27. 伝導エミッション・テスト結果

4 デザイン・ファイル

4.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-01560](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.2 部品表

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-01560](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

プロジェクトの信頼性および実現性を高めるために、以下の指針に従ってください。

- VS の浮遊容量は最小限に抑えます。
- 電圧検知抵抗 (R10、R12、R13) は VS ピンの近くに配置します。
- 高周波の容量性電流パルスがデバイスに注入されるのを避けるため、高電圧入力を MOSFET のドレインにではなく、高電圧の非スイッチングソースに接続します。
- 主電源ループの GND と UCC28730 の GND をシングルポイント接続により C3 GND ピンに接続します。
- スwitching 電流のループ領域ができる限り小さくなるように部品を配置します。このループ領域は次のとおりです。
 - 主電源ループ: C3 の高い正電圧から変圧器の 1 次側巻線、Q1 の電流検知抵抗 (R14、R15)
 - 1 次側スナバーループ: R5、D2、変圧器の 1 次側巻線
 - 2 次側出力電流ループ: C5、C6、12V の 2 次側巻線、C11、C2、3.3V の 2 次側巻線

4.3.1 レイアウト・プリント

レイアウト・プリントをダウンロードするには、[TIDA-01560](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.4 Altium プロジェクト

Altium プロジェクトファイルをダウンロードするには、[TIDA-01560](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.5 ガーバー・ファイル

ガーバー・ファイルをダウンロードするには、[TIDA-01560](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.6 組立図面

組立図面をダウンロードするには、[TIDA-01560](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

5 関連資料

1. テキサス・インスツルメンツ、『[UCC28730EVM-552 10W アダプタモジュールと PSR およびウェークアップ・モニタの使用に関するユーザーガイド](#)』
2. テキサス・インスツルメンツ、『[UCC28730 CVCC 対応、ウェークアップ監視機能付きゼロ待機電力 PSR フライバックコントローラ特性表](#)』

5.1 商標

E2E is a trademark of Texas Instruments.

6 著者について

YUAN (JASON) TAO は、テキサス・インスツルメンツのシステム・エンジニアであり、産業用リファレンス・デザインの開発を担当しています。パワーエレクトロニクス、高周波 DC-DC/AC-DC コンバータ、アナログ回路設計における幅広い経験をこの職務に活かしており、2007 年には上海交通大学で IC 設計製作の修士号を取得しています。

YUPI (DAVID) JI は、テキサス・インスツルメンツのシステム・エンジニアであり、リファレンス・デザインの開発を担当しています。電源モジュール、PoE、AC/DC コンバータ、アナログ回路設計における幅広い経験をこの職務に活かしており、2012 年には華南理工大学でパワーエレクトロニクス/パワードライブの修士号を取得しています。

TIの設計情報およびリソースに関する重要な注意事項

Texas Instruments Incorporated ("TI")の技術、アプリケーションその他設計に関する助言、サービスまたは情報は、TI製品を組み込んだアプリケーションを開発する設計者に役立つことを目的として提供するものです。これにはリファレンス設計や、評価モジュールに関係する資料が含まれますが、これらに限られません。以下、これらを総称して「TIリソース」と呼びます。いかなる方法であっても、TIリソースのいずれかをダウンロード、アクセス、または使用した場合、お客様(個人、または会社を代表している場合にはお客様の会社)は、これらのリソースをここに記載された目的にのみ使用し、この注意事項の条項に従うことに合意したものとします。

TIによるTIリソースの提供は、TI製品に対する該当の発行済み保証事項または免責事項を拡張またはいかなる形でも変更するものではなく、これらのTIリソースを提供することによって、TIにはいかなる追加義務も責任も発生しないものとします。TIは、自社のTIリソースに訂正、拡張、改良、およびその他の変更を加える権利を留保します。

お客様は、自らのアプリケーションの設計において、ご自身が独自に分析、評価、判断を行う責任がお客様にあり、お客様のアプリケーション(および、お客様のアプリケーションに使用されるすべてのTI製品)の安全性、および該当するすべての規制、法、その他適用される要件への遵守を保証するすべての責任をお客様のみが負うことを理解し、合意するものとします。お客様は、自身のアプリケーションに関して、(1) 故障による危険な結果を予測し、(2) 障害とその結果を監視し、および、(3) 損害を引き起こす障害の可能性を減らし、適切な対策を行う目的での、安全策を開発し実装するために必要な、すべての技術を保持していることを表明するものとします。お客様は、TI製品を含むアプリケーションを使用または配布する前に、それらのアプリケーション、およびアプリケーションに使用されているTI製品の機能性を完全にテストすることに合意するものとします。TIは、特定のTIリソース用に発行されたドキュメントで明示的に記載されているもの以外のテストを実行していません。

お客様は、個別のTIリソースにつき、当該TIリソースに記載されているTI製品を含むアプリケーションの開発に関連する目的でのみ、使用、コピー、変更することが許可されています。明示的または黙示的を問わず、禁反言の法理その他どのような理由でも、他のTIの知的所有権に対するその他のライセンスは付与されません。また、TIまたは他のいかなる第三者のテクノロジーまたは知的所有権についても、いかなるライセンスも付与されるものではありません。付与されないものには、TI製品またはサービスが使用される組み合わせ、機械、プロセスに関連する特許権、著作権、回路配置利用権、その他の知的所有権が含まれますが、これらに限られません。第三者の製品やサービスに関する、またはそれらを参照する情報は、そのような製品またはサービスを利用するライセンスを構成するものではなく、それらに対する保証または推奨を意味するものでもありません。TIリソースを使用するため、第三者の特許または他の知的所有権に基づく第三者からのライセンス、もしくは、TIの特許または他の知的所有権に基づくTIからのライセンスが必要な場合があります。

TIのリソースは、それに含まれるあらゆる欠陥も含めて、「現状のまま」提供されます。TIは、TIリソースまたはその仕様に関して、明示的か暗黙的にかかわらず、他のいかなる保証または表明も行いません。これには、正確性または完全性、権原、続発性の障害に関する保証、および商品性、特定目的への適合性、第三者の知的所有権の非侵害に対する黙示の保証が含まれますが、これらに限られません。

TIは、いかなる苦情に対しても、お客様への弁済または補償を行う義務はなく、行わないものとします。これには、任意の製品の組み合わせに関連する、またはそれらに基づく侵害の請求も含まれますが、これらに限られず、またその事実についてTIリソースまたは他の場所に記載されているか否かを問わないものとします。いかなる場合も、TIリソースまたはその使用に関連して、またはそれらにより発生した、実際の、直接的、特別、付随的、間接的、懲罰的、偶発的、または、結果的な損害について、そのような損害の可能性についてTIが知らされていたかどうかにかかわらず、TIは責任を負わないものとします。

お客様は、この注意事項の条件および条項に従わなかったために発生した、いかなる損害、コスト、損失、責任からも、TIおよびその代表者を完全に免責するものとします。

この注意事項はTIリソースに適用されます。特定の種類の資料、TI製品、およびサービスの使用および購入については、追加条項が適用されます。これには、半導体製品(<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>)、評価モジュール、およびサンプル(<http://www.ti.com/sc/docs/sampterms.htm>)についてのTIの標準条項が含まれますが、これらに限られません。