

Design Guide: TIDA-00779

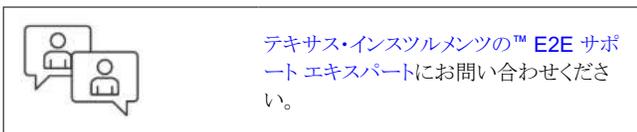
98%超の効率を持ち、BOM およびサイズに対して最適化された
230V、3.5kW PFC のリファレンス デザイン

概要

この設計ガイドは、室内空調機や他の大型家電向けに設計された、3.5kW でコスト競争力の高いある PFC について記載しています。このリファレンス デザインは、TI の UCC28180 PFC コントローラを使用して実装され、必要なすべての保護機能が組み込まれた、連続導通モード (CCM)昇圧コンバータです。このハードウェアは、家電製品を対象にした EN 61000 の要件に従ってサージおよび EFT が設計およびテストされ、合格しています。この設計ガイドでは、最大 3.5kW の家電機器の電力レベル要件に対応できる、フロントエンド PFC 用のすぐに使用可能なプラットフォームを提供します。このデザインのピーク効率は 230V 入力時に最高 98% で、小さなヒートシンクを使用した、電力密度の高い、競争力の高いデザインを実現します。

参照情報

TIDA-00779	デザインフォルダ
UCC28180、UCC28881	プロダクトフォルダ
UCC27524、UCC27531	プロダクトフォルダ

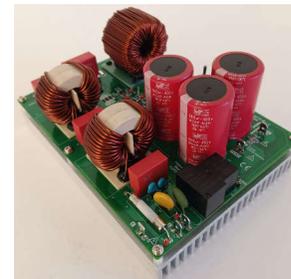
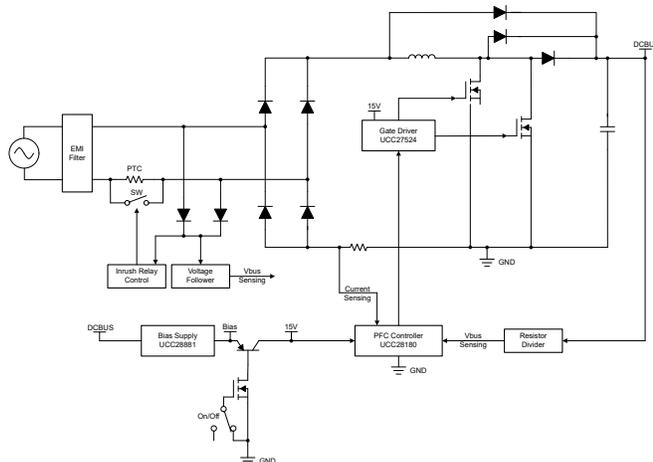


特長

- 98% を上回るピーク効率、ヒートシンクの小型化を実現
- 190V~270V AC の広い全負荷動作入力範囲
- 230V AC 入力時に、1.4kW~3.8kW (全負荷の 28~108%) の範囲で 0.99 を上回る高い力率と 5% 未満の THD を実現
- 最大 3.5kW の大電力出力により、ほとんどの単相入力 PFC アプリケーションに対応
- テストと検証を簡素化するオンボード バイアス電源
- 出力過電流、出力過電圧、および出力低電圧に対する保護を備えた、堅牢な出力電源
- EFT 標準 IEC 6000-4-4 および サージ標準 IEC 61000-4-5 の要件に適合
- PCB サイズ 200 × 145mm

アプリケーション

- エアコン
- HVAC
- 480W を超える産業用 AC/DC
- 単相 UPS
- その他の大型家電製品



1 システムの説明

エアコン、冷蔵庫、洗濯機などの主要な家電製品では、3相パルス幅変調 BLDC または PMSM ドライブが使用されます。このようなモータードライブの馬力定格は、通常 0.25HP (186W)～5HP (3.75kW) と低くなっています。BLDC または PMSM モーターの固定子電流を制御するには、電子ドライブが必要です。一般的な電子ドライブは次の部分で構成されます。

- 必要な電力機能を備えた 3 相インバータを搭載した電力段
- モーター制御アルゴリズムを実装するマイクロコントローラ ユニット (MCU)
- 閉ループ速度制御またはトルク制御に適したモーターの電圧と電流のセンシング
- 3 相インバータ駆動用ゲートドライバ
- ゲートドライバと MCU をパワーアップするための電源

これらのドライブには、電源の入力電流を成形し、力率と電流 THD に関する IEC61000-2-3 などの規格に適合するために、フロントエンド パワー PFC レギュレータが必要です。PFC 回路は、電源の入力電流を主電源電圧と同相になるように成形し、主電源から引き出される実際の電力を最大化するのに役立ちます。フロントエンド PFC には、次のような利点もあります。

- RMS 入力電流の低減
たとえば、230V/5A の定格を持つ電源回路では、力率 (PF) 0.5 で利用可能な電力は約 575W に制限されます。PF を 0.99 に増加すると、供給可能な電力がほぼ 2 倍の 1138W になり、より大きな電力負荷でも動作できるようになります。
- 電源ホールドアップを容易化
アクティブ PFC 回路は、入力電圧に依存しない固定の中間 DC バス電圧を維持するため、入力電圧が低下してもシステムに蓄積されているエネルギーは減少しません。これにより、小型でコスト効率に優れたバルク コンデンサを使用できます。
- ダウンストリーム コンバータの効率の向上
PFC により、ダウンストリームのインバータおよびコンバータに印加されるダイナミック電圧範囲が縮小されます。これにより整流器の電圧定格を下げるができるため、順方向電圧降下が低減されます。動作時のデューティ サイクルを増加することもでき、スイッチの電流が低減されます。

このリファレンス デザインは、UCC28180 デバイスを PFC コントローラとして使用して実装された昇圧 PF レギュレータであり、最大 3.5kW の PF 補正を必要とするすべての家電製品に使用できます。このデザインでは、190V～270V AC のハイライン AC 電圧範囲で動作するダウンストリームのインバータまたは DC/DC コンバータを動作させるためのアクティブフロントエンドのすぐ使用可能なプラットフォームを提供します。

このデザインは、190V～270V AC で動作する小型フォーム ファクタ (200 × 145mm) で電力密度の高い PF 段を示しており、SiC デバイスなしで 98% 以上の効率でインバータやコンバータを駆動するために最大 3.5kW の連続電力出力を供給します。このリファレンス デザインは、昇圧フォロワ構成で使用できる柔軟性もあります。この場合、昇圧電圧を AC 入力電圧に応じて変化させることができますが、これは昇圧電圧がピーク入力電圧を上回っている場合にのみ機能します。昇圧フォロワ構成を使用すると、PFC レギュレータとダウンストリームのインバータまたはコンバータで発生するスイッチング損失を低減できます。

特に、このリファレンス デザインは家電製品の主な課題に対処し、内蔵されたすべての保護機能により安全で信頼性の高い電力を供給すると同時に、高性能、低消費電力、非常に競争力の高い BOM コストを実現します。

1.1 主なシステム仕様

表 1-1. 主なシステム仕様

パラメータ	記号	テスト条件	最小値	公称値	最大値	単位
入力特性						
入力電圧	V_{IN}	—	150	230	270	AC V
周波数	F_{AC}	—	47	—	64	Hz
力率	PF	$V_{IN} = \text{公称値}$ 、 $I_{OUT} = \text{最大値}$	—	0.99	—	—
入力電流	I_{IN}	$V_{IN} = \text{公称値}$ 、 $I_{OUT} = \text{最大値}$	—	20	—	A
出力特性						
出力電圧	V_{OUT}	$V_{IN} = \text{公称値}$ 、 $I_{OUT} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$	—	380	—	V
出力電流	I_{OUT}	$V_{IN} = 190V \text{ AC} \sim \text{最大値}$	0	—	9	A
出力電力	P_{OUT}	$V_{IN} = 190V \text{ AC} \sim \text{最大値}$	—	—	3.5	kW
ラインレギュレーション		$V_{IN} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$ 、 $I_{OUT} = \text{公称値}$	—	—	2	%
負荷レギュレーション		$V_{IN} = \text{公称値}$ 、 $I_{OUT} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$	—	—	3	%
出力電圧リップル	V_{OUT_RIPPLE}	$V_{IN} = \text{公称値}$ 、 $I_{OUT} = \text{最大値}$	—	—	17.5	V
出力過電圧	V_{OVP}	$I_{OUT} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$	—	—	430	V
出力過電流	I_{OCP}	$V_{IN} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$	12	—	—	A
システム特性						
スイッチング周波数	f_{SW}	—	—	45	—	kHz
ピーク効率	η_{PEAK}	$V_{in} = 230VAC$ 、 $V_{out} = 382.54VDC$ 、 $P_{out} = 1386W$	—	—	98.128	%
動作温度	T_{NOM}	エアフローあり	-25	—	65	°C

2 システム概要

2.1 ブロック図

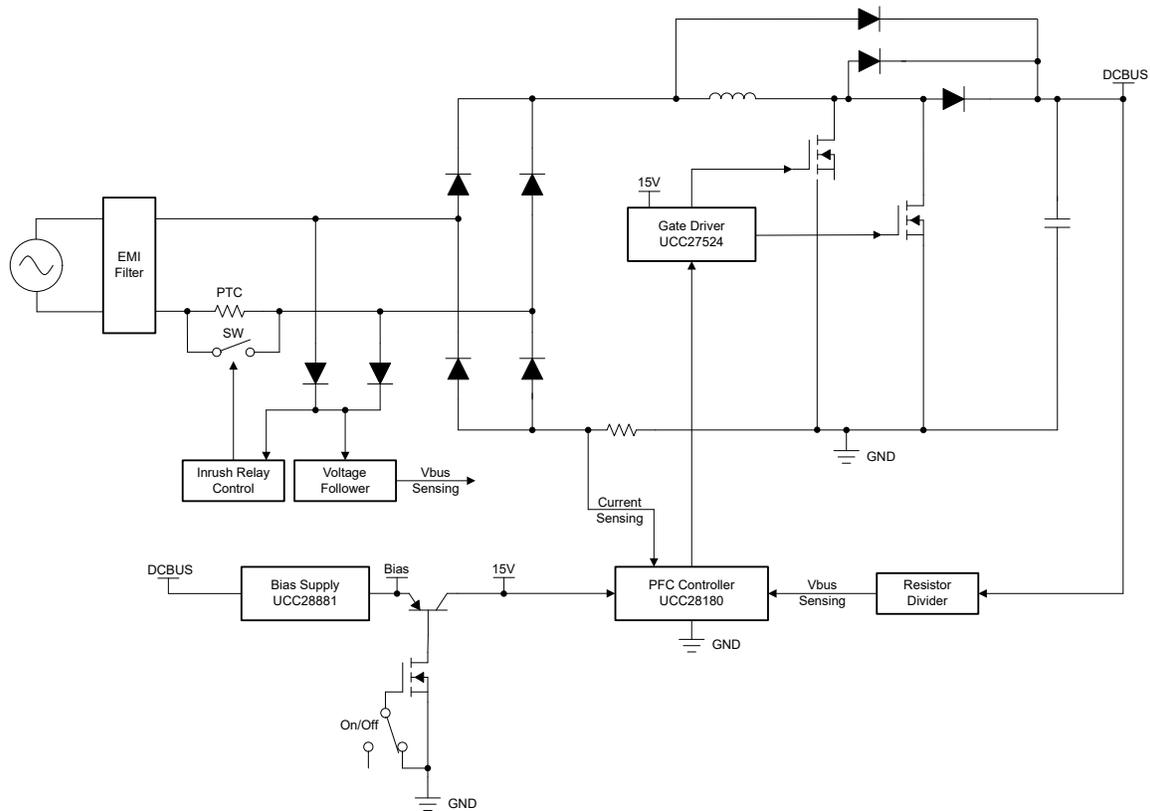


図 2-1. PFC レギュレータのブロック図

2.2 使用製品と主な利点

このリファレンス デザインに使用した製品について、選定理由となった特長も含めて、以下に詳述します。使用製品の詳細については、各製品のデータシートを参照してください。

2.2.1 UCC28180 – PFC コントローラ

UCC28180 は、高性能、CCM、8 ピンのプログラマブル周波数 PFC コントローラです。コントローラの動作周波数が広くプログラム可能なため、高周波数で設計する柔軟性があり、部品を最適化できます。UCC28180 は、調整された電流ループ回路を使用して、1.4kW～3.8kW の負荷 (全負荷の 28%～108%) で 5% 未満の THD を実現します。電流センススレッシュホールドを下げると、UCC28180 で 50% 小さいシャント抵抗を使用できるため、消費電力を低減しながら THD を低く維持できます。また、UCC28180 は高速ゲートドライバを内蔵しており、2A のソース電流と -1.5A のシンク電流で駆動できるため、外部ゲートドライバは不要です。

UCC28180 にはシステム保護機能一式も搭載されているため、信頼性が大幅に向上し、設計がさらに簡素化されます。

- ソフト過電流
- サイクルごとのピーク電流制限
- 出力過電圧
- VCC 低電圧誤動作防止機能 (UVLO)
- オープンピン保護 (ISENSE および VSENSE ピン)

2.2.2 UCC27524 – デュアル ローサイド ゲートドライバ

UCC27524 デバイスは、デュアル チャネルで高速な、ローサイドのゲートドライバ デバイスで、MOSFET および IGBT 電源スイッチを効果的に駆動できます。UCC27524 には、入力ピンで -5V を直接扱う機能があるため、堅牢性が向上しています。UCC27524 はデュアル非反転ドライバです。本質的に貫通電流を最小限に抑える設計により、UCC27524 は、容量性負荷に対してソース/シンクともに最大 5A の高いピーク電流パルスを供給できます。また、レール ツー レールの駆動能力を持ち、伝搬遅延は標準 17ns と非常に小さくなっています。さらに、2 つのチャネル間で内部伝搬遅延がマッチングされるため、同期整流器などタイミング条件の厳しいデュアル ゲートドライバを必要とするアプリケーションに最適です。また、2 つのチャネルを並列接続して実質的な電流駆動能力を高めることも、1 つの入力信号で 2 つのスイッチを並行して駆動することも可能です。入力ピンのスレッショルドは、TTL および CMOS 互換の低電圧ロジックに基づき、VDD 電源電圧に依存しない固定値となっています。上限と下限のスレッショルド間に幅広いヒステリシスが設けられているため、優れたノイズ耐性が得られます。

2.2.3 UCC28881 – 700V オフライン コンバータ

UCC28881 は、コントローラと 14Ω、700V のパワー MOSFET を 1 つのモノリシック デバイスに統合したものです。また、このデバイスには高電圧電流の内部デバイス バイパス電源も内蔵されており、整流主電源電圧からの直接の起動と動作が可能です。UCC28881 は UCC28880 と同じファミリ デバイスで、より大きな電流に対応可能です。デバイスの静止電流が小さいため、優れた効率が得られます。UCC28881 を使用すると、降圧、昇降圧、フライバックなどの最も一般的なコンバータトポロジを、最小限の外付け部品数で構築できます。UCC28881 には、電力段の回路制御スタートアップ用のソフトスタート機能が組み込まれており、電力段部品へのストレスを最小限に抑えることができます。

2.3 システム設計理論

このリファレンス デザインは、連続導通モードで動作する 3.5kW 昇圧 PFC レギュレータであり、UCC28180 PFC コントローラを使用して実装されています。このデザインは、エアコンなどの主要な家電製品で使用されるインバータ供給ドライブ用にカスタマイズされています。このデザインは、電力高調波規格を満たすために使用される既存のバルク、パッシブ PFC 回路に代わる、シンプルで優れた選択肢として機能します。全負荷条件下で、190V~270V AC という広い入力動作電圧範囲にわたって、98% を上回るシステム効率を達成します。さらに、このデザインには、出力過電圧保護や出力短絡保護など、いくつかの保護機能が組み込まれています。

このリファレンス デザインの主な目的は、対象アプリケーションで高効率、高い力率、保護機能を備えた DC 電源レールを実現することです。

2.3.1 スイッチング周波数の選択

UCC28180 のスイッチング周波数は、FREQ ピンと GND の間に 1 つの抵抗を接続することでユーザーがプログラムできます。

このデザインでは、45kHz のスイッチング周波数を使用します。スイッチング周波数をプログラムするために適切な抵抗値を計算するには、式 1 を使用します。

$$R_{\text{FREQ}} = \frac{f_{\text{TYP}} \times R_{\text{TYP}} \times R_{\text{INT}}}{(f_{\text{SW}} \times R_{\text{INT}}) + (R_{\text{TYP}} \times f_{\text{SW}}) - (R_{\text{TYP}} \times f_{\text{TYP}})} \quad (1)$$

ここで

- f_{TYP} 、 R_{TYP} 、 R_{INT} は、UCC28180 制御ロジックに基づきコントローラ内部で固定される定数
- $f_{\text{TYP}} = 65\text{kHz}$
- $R_{\text{TYP}} = 32.7\text{k}\Omega$
- $R_{\text{INT}} = 1\text{M}\Omega$

式 2 にこれらの定数を適用すると、FREQ ピンと GND ピンの間に配置する必要のある適切な抵抗が得られます。

$$R_{\text{FREQ}} = \frac{65\text{ kHz} \times 32.7\text{ k}\Omega \times 1\text{ M}\Omega}{(45\text{ kHz} \times 1\text{ M}\Omega) + (45\text{ kHz} \times 32.7\text{ k}\Omega) - (65\text{ kHz} \times 32.7\text{ k}\Omega)} = 47.9\text{ k}\Omega \quad (2)$$

FREQ 抵抗の標準値は 47kΩ であるため、スイッチング周波数は 44kHz となります。

2.3.2 出力容量の計算

非導通期間の割合が最小限であると想定した場合、必要な出力容量は式 3 で計算できます。

$$C_O = \frac{2 \times P_{LOAD}}{\pi \times V_O \times \Delta V_O \times f_{LINE}} \quad (3)$$

ここで

- ΔV_O = 出力のピークツーピーク電圧リップル
- f_{LINE} = 入力ライン周波数
- P_{LOAD} = 出力負荷電力

式 3 に値を入力すると、次の結果が得られます。

$$C_O = \frac{2 \times 3500}{\pi \times 390 \times 50 \times 50} = 2286 \mu\text{F} \quad (4)$$

過負荷状態と経年劣化に起因する影響に対応するため、2040 μF の容量を選択しています。

2.3.3 PFC チョーク インダクタの計算

UCC28180 は CCM コントローラですが、選択したインダクタで比較的大きなリップル電流が許容される場合、コンバータは軽負荷かつ高い入力電圧範囲で強制的に不連続モード (DCM) で動作します。インダクタのリップル電流が大きいと、CCM/DCM 境界に影響し、軽負荷時の THD が大きくなります。この種の電流は、入力コンデンサ R_{SENSE} および C_{ICOMP} の値の選択にも影響します。インダクタのリップル電流 ΔI_{RIPPLE} を 20% 以下にすると、コンバータは動作範囲の大部分にわたって CCM で動作できます。ただし、この低インダクタリップル電流は、インダクタンス値がより大きい昇圧インダクタを必要とし、インダクタ自体も物理的に大きくなります。このデザインは、サイズとコストに合わせて性能を最適化するために、特定の対策を講じています。インダクタは、ピークツーピークリップル電流が 40% になるようにサイズ設定されており、スペースを最小化することに焦点を置き、より高い入力電圧および軽負荷時にはコンバータが DCM で動作します。ただし、コンバータは、全負荷時の公称入力電圧 230V AC に対して最適化されています。

デューティサイクル D_{MIN} の最小値は、式 5 に示すように計算されます。

$$D_{MIN} = 1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{IN_MIN} \times |\sin(2\pi \times f_{LINE} \times t)|}{V_O} = \frac{\sqrt{2} \times 190 \times 1}{390} = 0.31 \quad (5)$$

最大インダクタピーク電流 I_{PK} を決定した後、許容されるインダクタリップル電流 40% に基づいて、式 6 に示すように PFC チョークインダクタ L_{BST} が選択されます。

$$I_{PK} = \frac{\sqrt{2} \times P_O}{\eta \times V_{IN_MIN}} = \frac{\sqrt{2} \times 3500}{0.98 \times 190} = 26.6 \text{ A} \quad (6)$$

c の最小値 L_{MIN} は、許容されるリップル電流 I_{RIPPLE} に基づいて式 7 に示すように計算されます。

$$L_{MIN} \geq \frac{\sqrt{2} \times V_{IN_MIN} \times D_{MIN}}{I_{PK} \times 0.4 \times f_{SW}} = \frac{\sqrt{2} \times 190 \times 0.31}{26.6 \times 0.4 \times 45 \times 10^3} = 174 \mu\text{H} \quad (7)$$

PFC チョークインダクタの実際の値は $L_{MIN} = 180 \mu\text{H}$ です。

2.3.4 スイッチング素子の選択

MOSFET スイッチは、15.2V を超える VCC バイアス電圧に対して内部で 15.2V にクランプされるゲート出力によって駆動されます。立ち上がり時間を制限し、ゲートドライブ回路の寄生インダクタンスと寄生容量に起因するリンギングを減衰させるため、外部ゲート駆動抵抗を使用することを推奨します。この抵抗は、コンバータの任意の EMI 要件を満たすのに

も役立ちます。このデザインでは、**22Ω** の抵抗を使用します。最終的な値は、デザインのレイアウトに関連する寄生素子によります。高速なターンオフを実現するため、標準的な **100V、1A** のショットキー ダイオードまたはスイッチング ダイオードを、ゲートドライブ抵抗と逆並列に配置します。MOSFET のゲートとグランドとの間に **10kΩ** 抵抗を配置することで、ゲート容量を放電し、 dV/dT によって誤ってアクティブにされることを防ぎます。

FET 両端間の最大電圧は最大出力昇圧電圧 (**425V**) です。これは、出力のシャットダウンに使用する PFC コンバータの過電圧設定ポイントです。**30%** の電圧ディレーティングを考慮して、MOSFET の電圧定格は **550V DC** より高くする必要があります。

このデザインでは、**600V** の IPW60R099P6 MOSFET (25°Cで **37.9A**、100°Cで **24A**) を使用します。コストが問題となる場合は、MOSFET の代わりに IGBT を使用することもできます。このデザインには、MOSFET または IGBT に適したサイズのヒートシンクが必要です。

2.3.5 昇圧フォロワ制御回路

PFC 昇圧コンバータの従来の設計は、最大ピークライン電圧を上回る固定出力電圧を使用することで昇圧動作を維持し、電源の入力電流波形を成形できます。昇圧電圧を固定する必要はなく、昇圧電圧がピーク入力電圧を上回っていれば、AC 入力電圧に基づいて変化させることができます。昇圧フォロワ制御回路は、ピーク入力電圧に基づいて出力電圧を設定するのに役立ちます。

ピークライン電圧の変動に合わせて出力電圧を変化させることには、いくつかの利点があります。

- 昇圧インダクタ値の低減
昇圧インダクタは、最大デューティ サイクル、最小ライン電圧、および最小出力電圧において最大許容リップル電流を満たすように選択されます。 V_{OUT} が低下すると、最大デューティ サイクルが下がり、昇圧インダクタ値が低減されます。
- 低ライン動作時の昇圧スイッチ損失の低減
オフライン PFC コンバータでは、昇圧 FET のスイッチング損失が原因でコンバータで大きな電力損失が発生します。昇圧フォロワ PFC では、低い入力ライン電圧における出力電圧が従来の PFC 昇圧よりもかなり低くなるため、スイッチング損失が低減されます。
- ダウンストリーム インバータ段と絶縁型 DC/DC コンバータ段でのスイッチング損失の低減
3 相インバータドライブまたは絶縁型 DC/DC コンバータ段でのスイッチング損失は、昇圧レギュレーション電圧に比例します。出力電圧が低いとスイッチング損失が減少し、システムの全体的な効率が向上します。これは、電力段の軽負荷効率において顕著です。

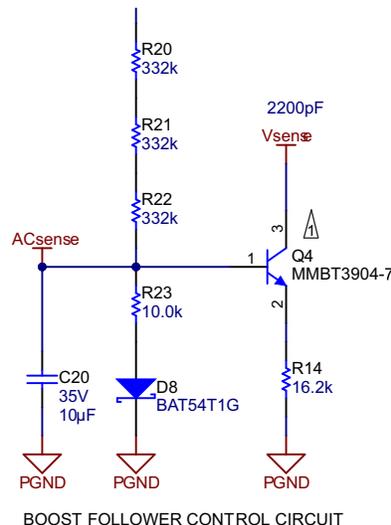


図 2-2. 電圧フォロワ回路

2.3.6 バイアス電源

TIDA-00779 デザインは、UCC28180 PFC コントローラ UCC27524 ゲートドライバに電力を供給するオンボード バイアス電源と、突入電流制限抵抗をシャントするリレーを搭載しています。

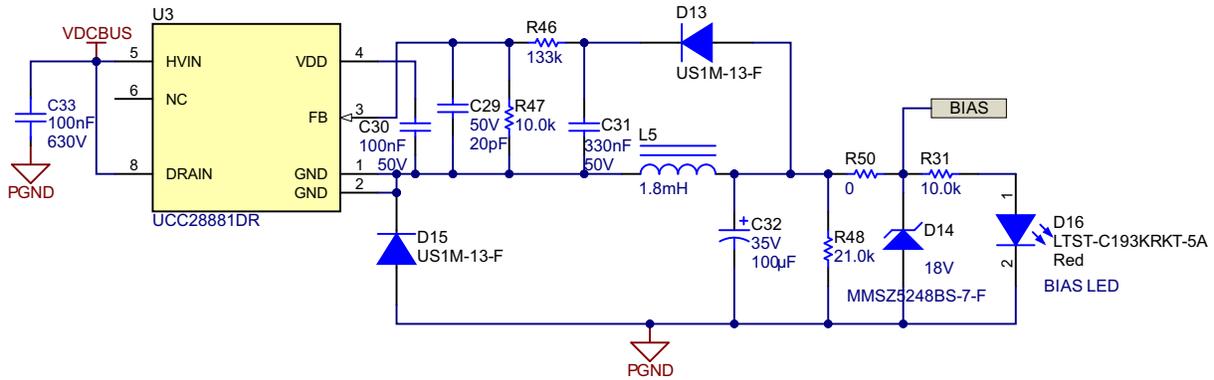


図 2-3. バイアス電源

2.3.7 オン/オフスイッチ

TIDA-00779 には、PFC のオン/オフを切り替えるスイッチが搭載されています。デフォルトのステータスはオフで、ユーザーが PFC をオンに切り替えることができます。

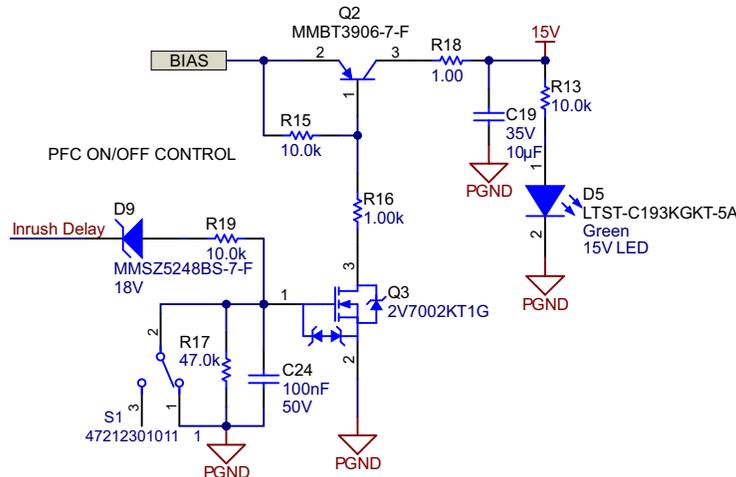


図 2-4. オン/オフスイッチ回路

2.3.8 熱設計

このリファレンス デザインはヒートシンクを使用して設計されており、セクション サイズは 146 × 22mm、長さは 200mm です。ダイオード ブリッジ BR1、MOSFET Q1、Q6、パワー ダイオード D1、D3 はヒートシンクに取り付けられています。熱抵抗を改善するために、BR1 とヒートシンクの間にはグリースを使用し、熱伝導と絶縁のために MOSFET / ダイオードとヒートシンクの間にはサーマル パッドを使用します。

3 ハードウェア、テスト要件、およびテスト結果

3.1 必要なハードウェア

3.1.1 テスト条件

入力では、電源 (V_{IN}) は 190V~270V AC の範囲にする必要があります。入力 AC ソースの入力電流制限を 25A に設定します。

出力では、電子可変負荷または可変抵抗性負荷を使用します。この負荷の定格は 400V 以上にし、負荷電流を 0mA~10A の範囲で変化させる必要があります。

3.1.2 推奨機器

以下の推奨試験装置を使用してください。

- Fluke 287C (マルチメータ)
- Chroma 61605 (AC 電源)
- Chroma 63204 (DC 電子負荷)
- Yokogawa WT500 または HIOKI PW8001 (電力アナライザ)
- Tektronix DPO 3054 (オシロスコープ)

3.1.3 手順

1. リファレンスボードの入力端子 (P1 と P2) を AC 電源に接続します。
2. 正しい極性を維持しながら、出力端子 (P4 と P5) を電子負荷に接続します (P4 は 390V DC 出力、P5 は GND 端子)。
3. S1 を使用して PFC をオンにします。
4. 入力電圧を 0V から 190V AC まで徐々に上げてオンにします。
5. 負荷をオンにして、PFC の出力端子から電流を引き出します。
6. スムーズなスイッチング波形のスタートアップ条件を観察します。

3.2 テスト結果

以下のテスト結果には、定常状態の性能測定、機能性能の波形とテストデータ、過渡性能の波形、熱測定、サージ測定、EFT 測定が含まれています。

3.2.1 性能データ

3.2.1.1 効率と iTHD

表 3-1 に、Yokogawa WT500 でテストした 230V AC 入力時の効率データを示します。

表 3-1. 230V AC 入力時の性能データ

V_{INAC} (V)	I_{INAC} (A)	P_{INAC} (W)	PF	THDi (%)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	効率 (%)
229.8	1.2858	238.4	0.9340	22.925	384.13	0.6014	231.1	96.935
229.31	3.1522	708.6	1.0000	6.7150	383.29	1.8114	694.4	97.989
228.82	5.1921	1177.1	1.0000	5.1510	382.86	3.0155	1154.9	98.117
228.60	6.2260	1413.0	1.0000	4.6050	382.91	3.6208	1386.6	98.128
228.34	7.2660	1649.4	1.0000	4.4460	382.70	4.2285	1618.4	98.116
228.10	8.2870	1880.8	1.0000	4.1360	382.54	4.8229	1845.1	98.100
228.03	8.4410	1915.2	1.0000	4.0980	382.38	4.9120	1878.4	98.078
227.88	9.3290	2116.3	1.0000	3.6610	382.34	5.4272	2075.4	98.066
227.62	11.3660	2349.7	1.0000	3.6180	382.10	6.0270	2303.2	98.021
227.33	11.5400	2513.6	1.0000	3.9840	381.77	6.7070	2560.7	97.974
227.12	12.5860	2847.8	1.0000	3.8840	381.84	7.3030	2788.7	97.925
226.62	14.6800	3314.7	1.0000	4.2800	381.55	8.4970	3242.4	97.820
226.32	15.7430	3550.4	1.0000	4.5440	381.32	9.1020	3471.1	97.767
226.07	16.7750	3778.5	1.0000	4.8880	381.17	9.6860	3692.1	97.714

表 3-1 に、HIOKI PW8001 でテストした 270V AC 入力時の効率データを示します。

表 3-2. 270V AC 入力時の性能データ

V _{INAC} (V)	I _{INAC} (A)	P _{INAC} (W)	PF	THDi (%)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	効率 (%)
270.21	0.3530	43.5	0.4557	21.522	403.28	0.0952	38.3	88.188
269.75	2.2216	584.3	0.9750	10.833	402.74	1.4202	572.0	97.866
269.62	2.7825	738.1	0.9838	6.930	403.20	1.7962	724.2	98.122
269.35	3.9289	1047.6	0.9899	6.309	402.99	2.5542	1029.3	98.257
269.26	4.3476	1160.4	0.9915	5.839	402.39	2.8338	1140.3	98.267
269.13	4.9228	1315.0	0.9925	5.578	402.80	3.2086	1292.4	98.283
268.88	5.7564	1538.5	0.9940	4.957	402.34	3.7596	1512.6	98.320
268.76	6.3351	1693.6	0.9949	4.693	402.43	4.1381	1665.3	98.330
268.69	6.9090	1847.3	0.9952	4.417	402.26	4.5154	1816.4	98.325
268.45	7.6492	2044.7	0.9957	4.192	402.26	4.9973	2.0102	98.314
268.43	7.9106	2114.7	0.9959	4.059	402.06	5.1706	2078.9	98.305
268.32	8.2264	2.1985	0.9960	4.050	402.17	5.3746	2161.5	98.316
268.27	8.6359	2308.0	0.9962	3.866	401.69	5.6469	2268.3	98.279
268.04	9.6551	2578.8	0.9965	3.929	402.03	6.3033	2534.1	98.265
267.91	10.0657	2687.4	0.9966	3.869	401.77	6.5735	2687.4	98.274
267.74	10.9498	2922.0	0.9967	4.003	401.91	7.1443	2871.4	98.270
267.05	14.0000	3726.6	0.9968	4.471	401.39	9.1110	3656.7	98.126
266.92	14.4043	3832.5	0.9968	4.445	400.85	9.3793	3759.7	98.101

3.2.1.2 スタンバイ電力と出力電圧

表 3-3 に、基板のスタンバイ電力と出力電圧に関するテスト結果を示します。このスタンバイ電力には、バイアス電源が含まれます。

表 3-3. スタンバイ電力と出力電圧

V _{INAC} (VAC)	I _{INAC} (mA)	P _{INAC} (W)	V _{OUT} (V)
150	150.2	3.1	337.2
160	173.7	3.1	342.6
170	179.0	3.1	348.2
180	183.9	3.0	353.7
190	191.9	3.1	359.2
200	199.1	3.0	364.7
210	207.6	3.0	370.2
220	215.9	3.0	375.8
230	223.7	2.9	381.3
240	233.5	3.1	386.9
250	242.6	3.2	392.4
260	251.3	3.2	397.9
270	259.7	3.0	403.4
275	265.1	3.2	406.2

3.2.2 性能曲線

3.2.2.1 効率曲線

図 3-1 に効率曲線を示します。

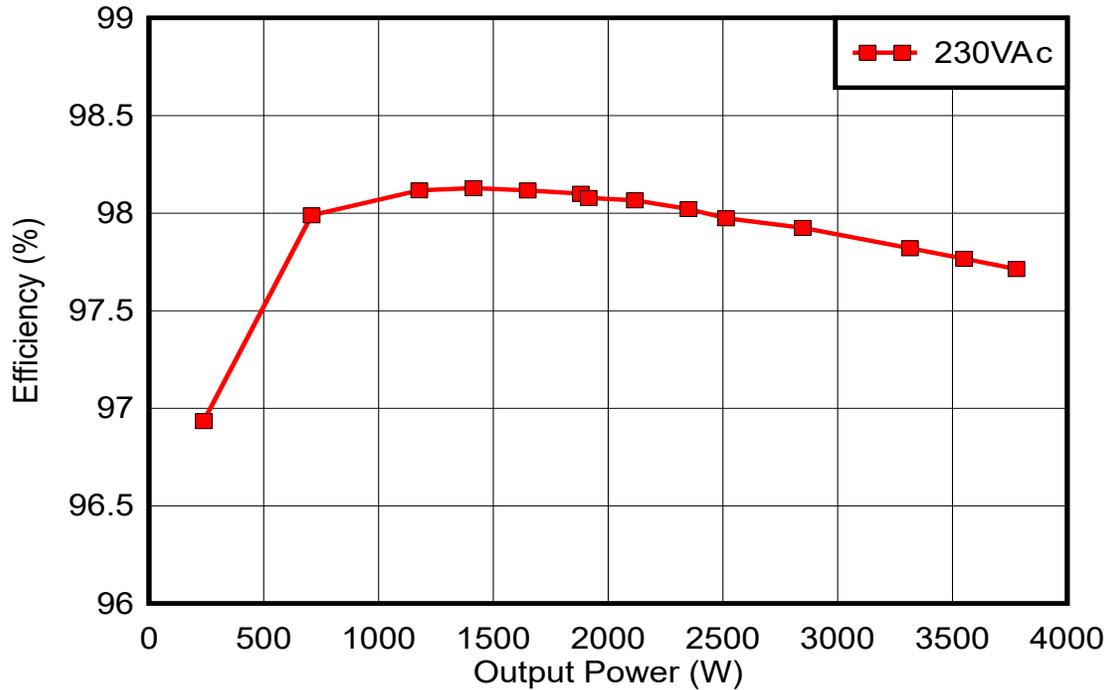


図 3-1. 負荷変動に伴う効率

3.2.2.2 電圧フォロワの性能

図 3-2 と図 3-3 に、電圧フォロワ回路の機能を示します。

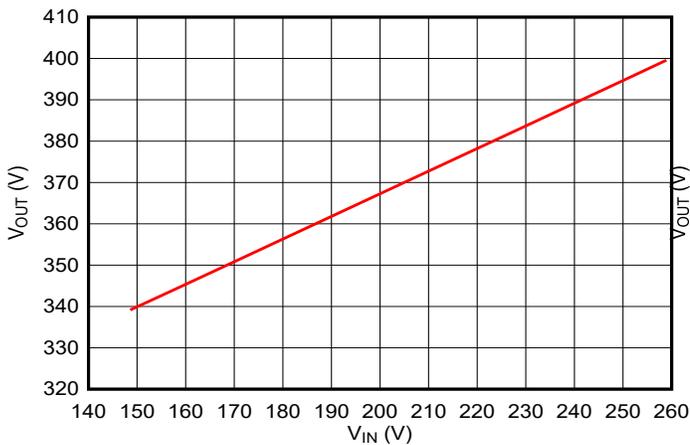


図 3-2. 1kW 負荷時の出力電圧

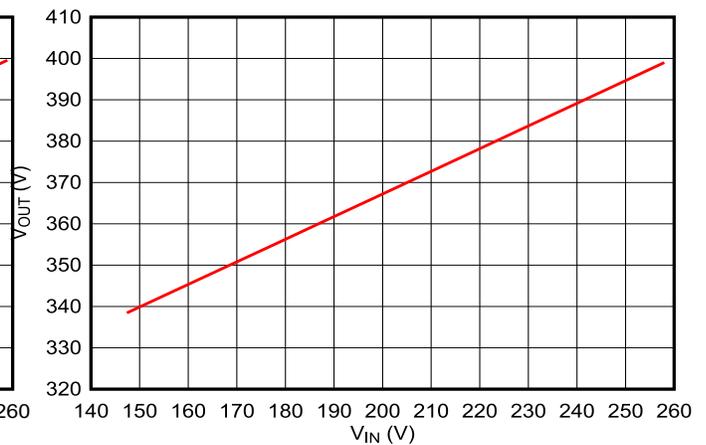


図 3-3. 2kW 負荷時の出力電圧

3.2.3 機能波形

3.2.3.1 パワーオン シーケンス

図 3-4 に、スイッチ S1 がオン状態の場合のパワーオン シーケンスと負荷機能を示します。

基板に電力を供給した後、PTC RT1 経由で出力電解コンデンサを充電することで VDCBUS を高めることができるため、充電電流を制限できます。その後、VDCBUS が Vbias を生成するのに十分な電圧になると、バイアス電源が動作を開始します。S1 がオン状態であれば、突入電流遅延時間後に PFC コントローラ UCC28180 に 15V から電源が供給され、PFC コンバータが動作を開始します。この波形は、PFC をステップバイステップ (1.3Arms、5.4Arms、7.5Arms、9.5Arms、10.6Arms) で負荷を印加したときの DCBUS の電圧降下も示しています。

PFC に負荷を印加すると、電圧降下が発生します。

チャンネル 1 は DC 出力電圧

チャンネル 2 は AC 入力電圧

チャンネル 3 は MOSFET のドレイン - ソース間電圧

チャンネル 4 は AC 入力電流

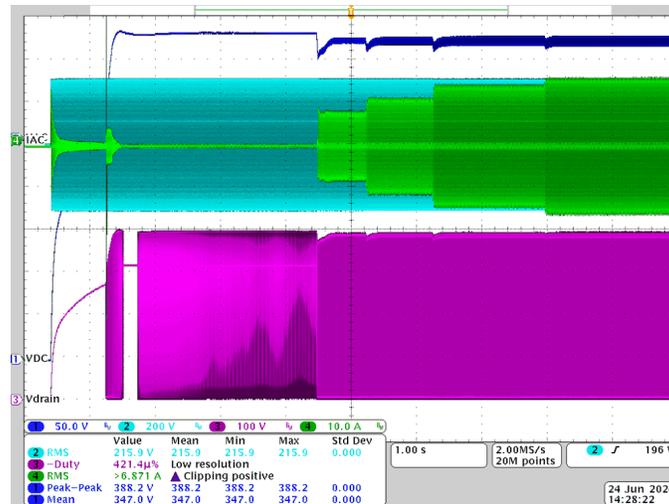


図 3-4. パワーオン シーケンス

3.2.3.2 突入電流保護

図 3-5 に、突入電流保護機能を示します。基板にはスイッチ オン状態で電力が供給されます。220VAC 入力時の突入電流保護の遅延時間は約 850ms です。

チャンネル 1 は DC 出力電圧

チャンネル 2 は AC 入力電圧

チャンネル 3 は 15V。

チャンネル 4 は AC 入力電流

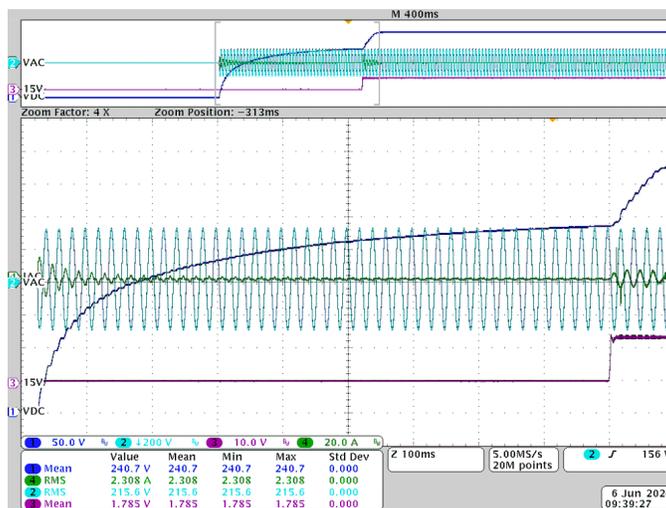


図 3-5. スタートアップとパワー オン遅延

3.2.3.3 スイッチング ノード

図 3-6 および図 3-7 に、230V AC 時のスイッチング ノードにおける波形と MOSFET の電圧を示します。

チャンネル 1 は MOSFET ゲートの電圧

チャンネル 2 は AC 入力電圧

チャンネル 3 は MOSFET のドレイン - ソース間電圧

チャンネル 4 は AC 入力電流

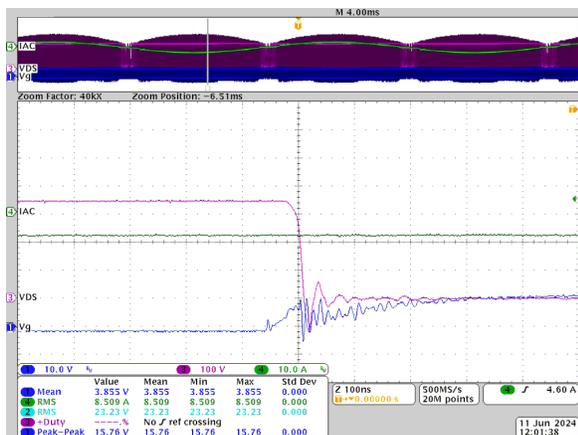


図 3-6. MOSFET をオン

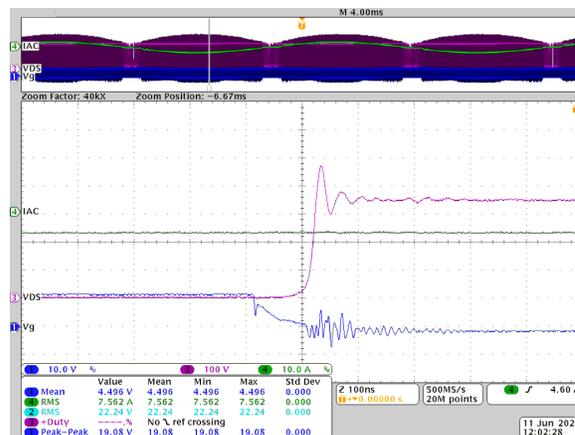


図 3-7. MOSFET をオフ

3.2.3.4 3.5kW、230VAC 時の波形

図 3-8 に、3.5kW、230VAC での波形を示します。この負荷条件下の出力電圧リップルは 17.5V です。

チャンネル 1 は DC 出力電圧

チャンネル 2 は AC 入力電圧

チャンネル 4 は AC 入力電流

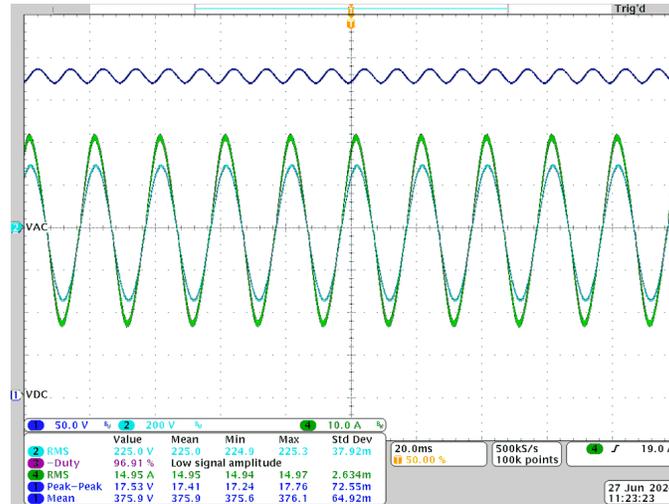


図 3-8. 3.5kW、230VAC での波形

3.2.4 熱測定

電源部品の温度と可能な最大動作温度をより的確に理解するために、室温 (25°C)、密閉された筐体、エアフローなし、全負荷条件下で熱画像をプロットしました。熱画像をキャプチャする前に、基板を 30 分間動作させ、ヒートシンクの両側から、27CFM、24VDC、2.64W の冷却ファンを 2 個使用して強制エアフローを供給し、ヒートシンクを冷却します。

図 3-9 に、入力電圧 230V AC、電力出力 3.5kW での電源部品の温度を示します。

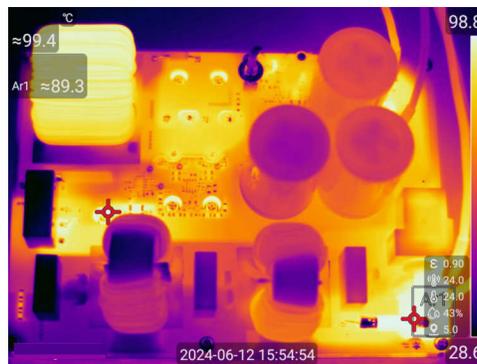


図 3-9. 230V AC 入力、3.5kW 出力時の上面温度

4 デザイン ファイル

4.1 回路図

すべての回路図を [TIDA-00779](#) からダウンロードできます。

4.2 部品表 (BOM)

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-00779](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、『インバータ供給型ドライブ用 230V、900W の 力率改善コンバータ (PFC)』デザイン ガイド
2. テキサス・インスツルメンツ、『UCC28180EVM-573 360W PFC モジュールの使用法』ユーザー ガイド
3. テキサス・インスツルメンツ、『UCC28180、周波数プログラム可能、連続導通モード (CCM)、昇圧力率補正 (PFC) コントローラ』データシート

6 商標

テキサス・インスツルメンツの™ is a 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。

7 著者について

HELY ZHANG はテキサス・インスツルメンツのシステム アプリケーション エンジニアで、家電製品に関連する電力供給とモーター インバータの開発を担当しています。Hely は 2002 年に安徽理工大学からパワー エレクトロニクスの修士号を取得し、テキサス・インスツルメンツに入社する前は SolarEdge と General Electric で働いていました。

8 改訂履歴

Changes from Revision C (October 2017) to Revision D (August 2024)

Page

- ドキュメント全体にわたって表、図、相互参照の採番方法を更新..... 1
- 回路図を更新し、スイッチのオン/オフ制御、オンボード バイアス電源を追加。パワー オン ロジックと突入電流保護遅延回路、電圧フォロワ回路を再設計。レイアウト ファイルを更新。ヒートシンクを更新。新しい基板を製作。新しい基板ですべてのテストを再実施..... 1

重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、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、テキサス・インスツルメンツ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 テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(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 テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツ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。テキサス・インスツルメンツ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、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる テキサス・インスツルメンツ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。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツ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、テキサス・インスツルメンツ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 © 2024, Texas Instruments Incorporated

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](#) 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 © 2024, Texas Instruments Incorporated