

Application Note

TPSM33620-Q1 を使用した EMI 低減手法



Joshua Austria

概要

電磁干渉 (EMI) は、今日のデジタル分野においてよく見られる課題です。降圧コンバータからマイコンまで、ほぼすべての電子デバイスは EMI の放射と受信の両方の影響を受けやすくなっています。肉眼では見えないのですが、EMI は重要な信号やシステムを中断する可能性があり、性能を低下させる可能性もあります。車載アプリケーションの分野では、電子分野を管理する厳格な EMI ガイドラインに準拠できる、電力効率の優れたシステムの実現が大きな必要があります。このアプリケーション ノートでは、効率的な降圧コンバータ パワー モジュールである TPSM33620-Q1 を使用して、電磁波規格への準拠 (EMC) を達成するために使用されるさまざまな手法と慣行を分析します。

目次

1 概要
2 伝導 EMI
2.1 差動モード ノイズ
2.2 同相モード ノイズ
3 放射 EMI
3.1 重要なループ配線
3.2 スナバ回路
3.3 PCB のレイアウト手法
4 まとめ
5 参考資料

2
4
5
7
9
10
10
12
14
14

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 概要

マクスウェルの方程式によると、任意の時変電界は時変磁界を生成します。これらのフィールド線は空間を通過し、寄生容量やインダクタンスを介して他のシステムに結合できます。これらの結合信号は、感受性の高い信号に望ましくない電界を誘導することで、被害システムに影響を及ぼす可能性があります。この原理により、電流が異なるアプリケーションでは不要な EMI が発生する可能性があります。ただし、このアプリケーション ノートでは、電源用の一般的なトポロジである降圧コンバータに焦点を当てています。

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \left(\mathbf{J} + \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \quad (4)$$

コア側では、降圧コンバータが入力電圧を受け取り、その電圧をより低いレギュレーション済み出力電圧に変換します。降圧コンバータの最も一般的な形態は、ラッチ構成で 2 個のスイッチを使用し、交互にオンとオフを切り替えます。入力電圧を降圧コンバータに供給すると、スイッチはパルス幅変調 (PWM) 信号を生成し、供給源電位 (VIN) とリターン電位 (GND) の間を交互に切り替えます。降圧コンバータの出力段でインダクタとコンデンサを組み合わせたフィルタを通じて PWM パルスを平均化すると、降圧コンバータは高電位を実質的に低い電位に「降圧」します。さらに、出力電圧を検出して IC にフィードバックし、レギュレーション済み出力を生成します。降圧コンバータは、共通の低ドロップアウトレギュレータ (LDO) など、他の一般的なパワー コンバータトポロジに比べて高い効率を達成し、高電位を低電位に変換することができます。MOSFET スwitch はリニア動作領域で駆動され、降圧コンバータの消費電力は LDO よりも少ないため、低消費電力が重要な大電力アプリケーションやシステムに適しています。

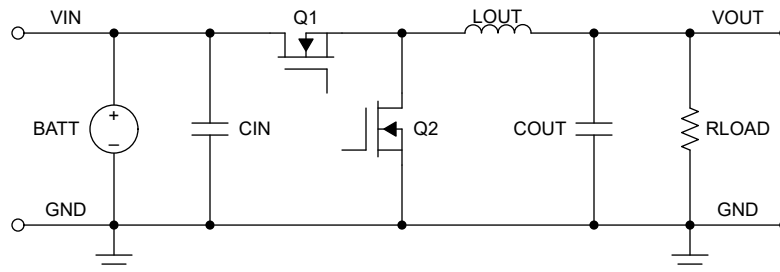


図 1-1. 同期整流降圧コンバータのトポジロ

降圧コンバータを使用する場合の主なトレードオフの 1 つは、LDO と比べて EMI 生成量が多いことです。高効率の変換を実現するため、降圧コンバータは 2 つの MOSFET の間のノードで電圧 (dv/dt) を交互に変換します。その結果、図 1-2 のように、降圧ループの一部で時変電流 (di/dt) が発生します。高 dv/dt 波形と高 di/dt 波形を組み合わせることで、EMI ノイズの特徴である時間とともに変化する電界と磁界が放出されます。降圧コンバータの EMI ノイズを低減できれば、効率的で十分にノイズの少ない電源設計が可能になります。

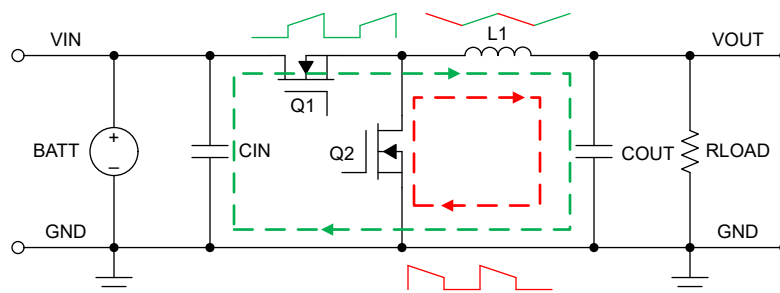


図 1-2. 降圧コンバータトポジロの時変電流

十分にノイズの少ないシステムを実現するための最初のステップは、EMI の観点では、何がノイズであるかを理解することです。1930 年代に、システムからの高周波電圧の干渉を制限するための規格を作成するために、Comité International Special des Perturbations Radiophoniques (CISPR: 国際無線障害特別委員会) が設立されました。米国連邦通信委員会 (FCC) は、市販のすべての電子デバイスの EMC 準拠を強制する方法として、1980 年代に CISPR ガイドラインを採用しました。採用されている CISPR ガイドラインでは、あらゆる種類のシステムの干渉電圧に関するさまざまな制限の概要が示されています。TPSM33620-Q1 は車載用デバイスであるため、このホワイト ペーパーでは、CISPR25 車載規格に準拠した EMC の遵守に焦点を当てています。

CISPR EMI 規格には、**伝導**と**放射**の両方の EMI に関する制限が含まれています。任意のデバイスが CISPR 規格に合格するには、伝導と放射の両方に準拠する必要があります。伝導 EMI は、エミッタとレシーバの間の電氣的接続によって発生する EMI の部分を表します。一方、放射 EMI は、EMI エミッタに電氣的に接続されていないレシーバへの空气中放射から発生する EMI の成分を表します。多くの降圧コンバータ アプリケーションは伝導と放射の各 EMI 規格に合格するうえで問題が発生しており、EMC を達成するには、さまざまなフィルタリングと基板設計手法が必要になります。このアプリケーション ノートの他の部分では、CISPR25 車載 Class 5 EMI 規格に合格できるように、TPSM33620-Q1 で使用されている一般的な EMI 低減技術について説明します。

2 伝導 EMI

伝導 EMI は、エミッタに直接接続されたシステムを通して、エミッションをカプセル化します。伝導 EMI を測定するために、電源とテスト対象デバイス (DUT) の間にライン インピーダンス安定化ネットワーク (LISN) を配置します。LISN の目的は 2 つになり、テスト設定に必要な無関係な接続に起因する伝導 EMI を除去すること、および世界中の伝導 EMI テスト設定に対するテストを標準化する一定のインピーダンスを提供することです。図 2-1 に、最初のタスクを達成するために使用されるハイインピーダンス フィルタと、2 番目の目的を達成する位相接続と中性接続の間に接続された一定の 50Ω の負荷を示します。 50Ω の抵抗は、電源と LISN の間の一般的な 50Ω 同軸接続ワイヤとインピーダンスが一致するように適切に選択され、ノイズの多い電源からの伝送ラインの反射を避けます。

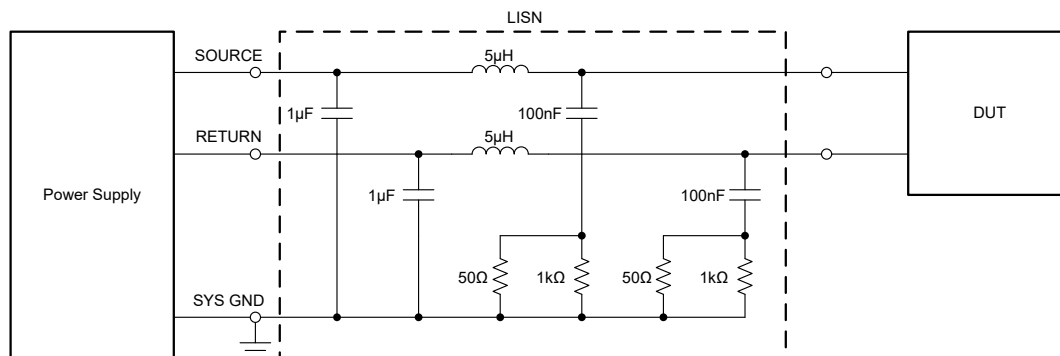


図 2-1. EMI テストの LISN の回路図とセットアップ

伝導 EMI はさらに、差動モード ノイズと同相モード ノイズの 2 つの要素に分けることができます。差動モード ノイズは、電流が逆方向に流れるシステムのソースとリターンから発生します。図 2-2 に、VIN と GND の間にノイズが発生するデバイスの不連続電流を示します。同相モード ノイズは、ソースとリターンに同じ方向に流れる電流で構成されます。降圧コンバータの場合、これは、図 2-3 に示すように、シャースイグランドに対する VIN ラインと GND ラインの両方から生じる寄生容量の結果です。伝導 EMI を十分に低減するには、両方のノイズを定性的な観点から分析する必要があります。これらの EMI モードに個別に取り組むだけで、設計者はシステム全体の伝導 EMI プロファイルを改善できます。

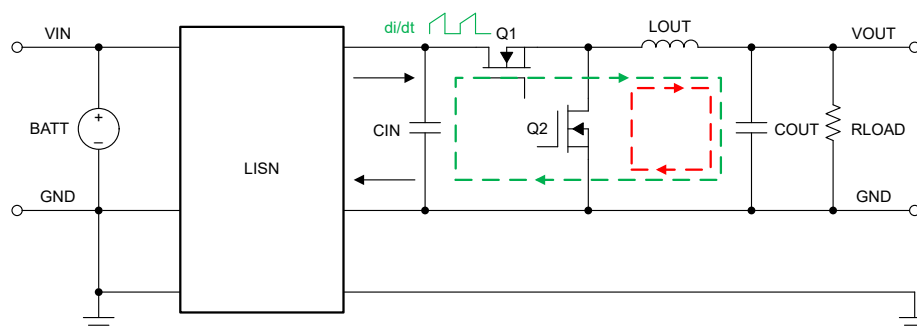


図 2-2. 降圧コンバータの差動モード ノイズ

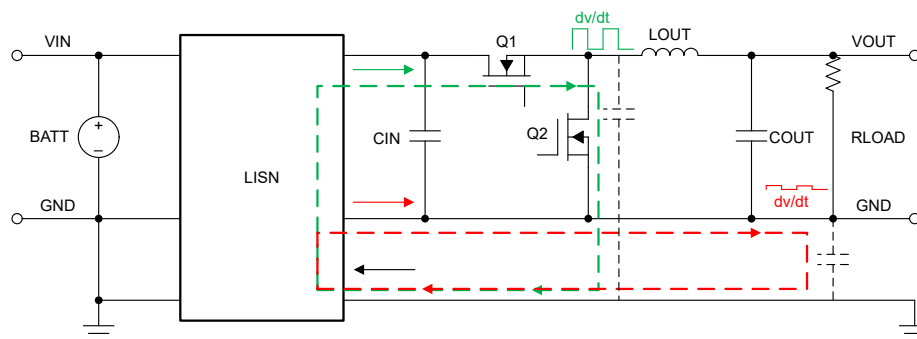


図 2-3. 降圧コンバータの同相モード ノイズ

2.1 差動モード ノイズ

差動モード ノイズの場合、電流はラインからラインへ (VIN から GND) 流れ、デバイスのメイン電流ループを介してノイズを生成します。図 2-2 は、スイッチング MOSFET からの不連続電流が VIN ラインで高い di/dt をどのようにもたらすかを表しています。緑色の波形は、Q1 を流れる電流が不連続であることを示しています。Q1 がオフになり、Q2 がオンになると、降圧機能として反対の同様に不連続な di/dt が生成されます。不連続電流が CIN、Q1、Q2 によって生成されたループを通過するとき、VIN ラインと GND ラインの寄生インダクタンスによる電磁力 (EMF) が発生します。この EMF は、降圧コンバータにおける伝導差動モード ノイズの大部分を特徴付けています。

差動モード ノイズは、VIN から GND への不要なエネルギーを妨げ、シャントする受動部品を利用することでフィルタされます。降圧コンバータの差動モード ノイズをフィルタする最も一般的な方法は、ローパス π フィルタを使用することです。回路図の形状にちなんで名付けられたローパス π フィルタは、VIN と GND の間にあるコンデンサと、VIN ラインに直列に接続されたインダクタで構成されています。インダクタンスはノイズをインピーダンス化し、静電容量はさまざまな周波数範囲で GND ラインにシャントします。LC フィルタによって発生する自然共振を減衰させるのに十分な等価直列抵抗 (ESR) を持つ追加のバルク容量を IC 側に追加し、誘導性リンギングを防止してループ全体を安定させます。

π フィルタは受動部品を使用するため、以下の簡単な式を使用して、特定の減衰に対応するフィルタ部品の適切なサイズを決定できます。最初に、インダクタ (LF) を選択する必要があります。LF はフィルタの共振を部分的に定義するため、400kHz ~ 2.2MHz のアプリケーションの場合、適切な範囲は通常 1μH ~ 10μH です。LF を選択すると、式 5 と 6 が π フィルタリング コンデンサ (CF) の最小値を求めます。CF が式 5 と式 6 の両方の値を上回っている限り、EMI フィルタの共振はデバイスのスイッチング周波数 (FS) より 1 デケード以上低く維持され、フィルタが EMI に合格するために必要な減衰 (dB) (Att_{dB}) が達成されます。最後に、式 7 と式 8 の必要なダンピング抵抗 (ESRD) を使用して、ダンピング容量 (CD) を計算します。これらの部品を複数組み合わせ、類似の減衰曲線を実現できます。どの部品の値を制限するかは、アプリケーション設計者が決定します。

$$C_F = \frac{C_{IN}}{C_{IN}L_F(2\pi F_S/10)^2 - 1} \quad (5)$$

$$C_F = \frac{1}{L_F} \left(\frac{10^{|Att|_{dB}/40}}{2\pi F_S} \right)^2 \quad (6)$$

$$C_D \geq 4C_{IN} \quad (7)$$

$$ESR_D \approx \sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} \quad (8)$$

理想的なインダクタでは、インピーダンス、つまり減衰能力は周波数が高くなるにつれて増加します。実際には、インダクタのコイル間の巻線間容量により、インダクタのサイズと高周波効率の間で制限が生じます。周波数が高くなると、巻線間容量がインダクタの特性を支配して、ノイズを減衰させる能力の多くは低下します。インダクタ メーカーは多くの場合、減衰がもはや効果的ではない場所を表すために、インダクタの自己共振周波数 (SRF) を指定します。一般的に、インダクタの SRF が大きくなると、コイル間の間隔が大きくなり、巻線間容量が小さくなるので、インダクタのサイズも大きくなります。

一方、フェライトビーズは周波数が高くなると、コンデンサではなく抵抗に似たものになります。フェライトビーズの動作はインダクタより損失が大きくなる可能性があります、その結果、比較的小型のパッケージで、より広い周波数範囲にわたって許容度の高い減衰曲線が得られます。TPSM33620-Q1 では、インダクタの代わりにフェライトビーズが使用されています。これは、同様のインダクタと比較してフェライトの簡素化と小型化が進んだことを考えると、低電流アプリケーションでのフェライトによる損失の増加は許容範囲内であるためです。この理解と上記の式 5 と式 6 を合わせて、図 2-4 の入力フィルタが作成されました。

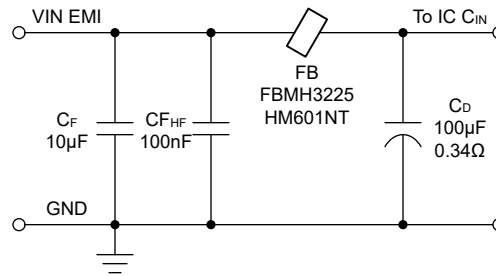


図 2-4. TPSM33620-Q1 のフェライト差動モード EMI フィルタ

入力フィルタを使用しない TPSM33620-Q1 の伝導 EMI の結果を図 2-5 に示します。ノイズの最大スパイクは、デバイスの F_S である 2.2MHz です。差動モードのスイッチング ノイズはインピーダンスなしでより高い高調波に伝搬し、最終的に伝導 EMI の CISPR25 制限ラインに違反します。図 2-4 の入力フィルタを実装すると、すぐに改善が見られます。図 2-6 では、スイッチング周波数が実質的に減衰したときのノイズ レベルがはるかに低いことを示しています。差動モード ノイズが抑制されるため、高周波数での伝導 EMI も低減されます。TPSM33620-Q1 は、シンプルなフェライトビーズ フィルタのみを使用して、CISPR25 伝導 EMI 規格に合格できます。

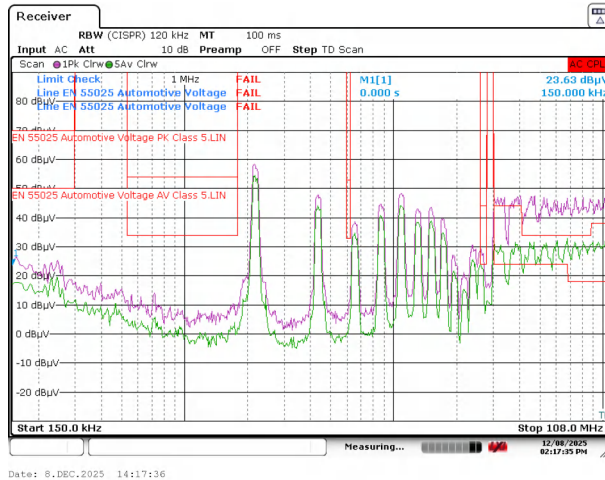


図 2-5. TPSM33620-Q1 入力フィルタなしの伝導 EMI、12.5VIN、3.3VOUT、2A

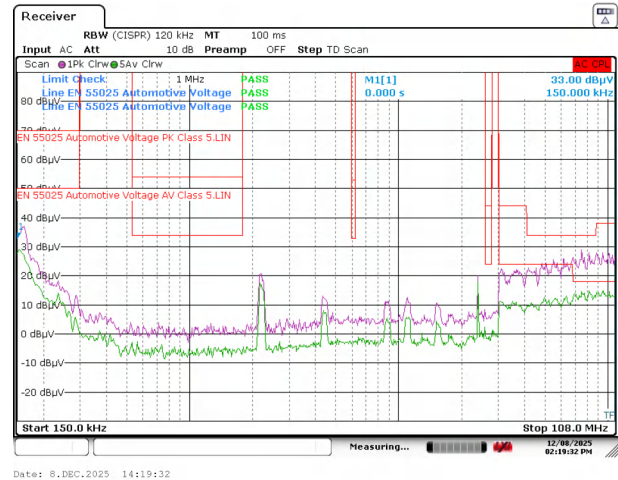


図 2-6. TPSM33620-Q1 入力フィルタありの伝導 EMI、12.5VIN、3.3VOUT、2A

2.2 同相モード ノイズ

同相モードノイズは、差動モードノイズに比べて対処するのは困難です。VIN ラインと GND のラインと測定チャンバグランドの間の電氣的接続がないため、理論的には同相モードノイズが存在しないようにする必要があります。ただし、2 本のラインとチャンバグランドの間の寄生容量により、同相モードノイズには LISN への経路があります。図 2-3 に、Q1 のソースを Q2 のドレインに接続するスイッチング ノード (SW) で生成される高い dv/dt 波形を示します。SW とチャンバグランドの間の寄生容量を経由して、この高い dv/dt 信号が LISN 経由で伝搬され、多くの場合、同相モードノイズを支配する緑色の電流ループが生成されます。GND ライン内では、各部品の寄生インピーダンスと容量だけでなく、デバイス内の一般的なスイッチングノイズも戻り、基板全体のリファレンスグランドが一貫しなくなるグランドバウンスと呼ばれる現象が発生します。通常は小さいが、依然として存在する dv/dt は赤い電流ループを形成し、同相モードノイズにさらに寄与します。これら 2 つのパスを使用する場合、同相モードノイズが優先されます。

差動モードノイズと同様に、多くの同相モードノイズフィルタリング手法にはノイズのインピーダンス化とシャントが含まれます。差動モードフェライトビーズやインダクタと同様に、同相モードチョークを VIN ラインおよび GND ラインの両方と直列に配置して減衰を実現できます。Y コンデンサをシステムとシャーシグランドとの間に配置して同相モードノイズをシャントすることもでき、同相モードノイズに対して効果的なフィルタを形成できます。ただし、どちらの部品にも、通常は使用を禁止する重要な注意事項があります。同相モードチョークは大きく、デバイスの効率を低下させます。一方、Y コンデンサはシステムのシャーシグランドへの物理的な接続を必要とします。多くのアプリケーションではこれを実現できない可能性があります。その結果、TPSM33620-Q1 では伝導同相モードノイズに対処するために同相モードチョークや Y コンデンサを使用していません。

代わりに、同相モードノイズへの対処を支援するために、TPSM33620-Q1 はスペクトラム拡散と呼ばれる手法を採用しています。スペクトラム拡散機能は、デバイスのスイッチング周波数を一定の割合でディザリングし、高 dv/dt スwitching ノイズのエネルギーを周波数スペクトル全体に拡散して、EMI ピークを低減します。これは降圧の出力で周波数変調を表しているため、出力電圧リップルがわずかに増加する影響がありますが、EMI 性能は大幅に向上します。図 2-7 に、TPSM33620-Q1 のスペクトラム拡散実装を示します。

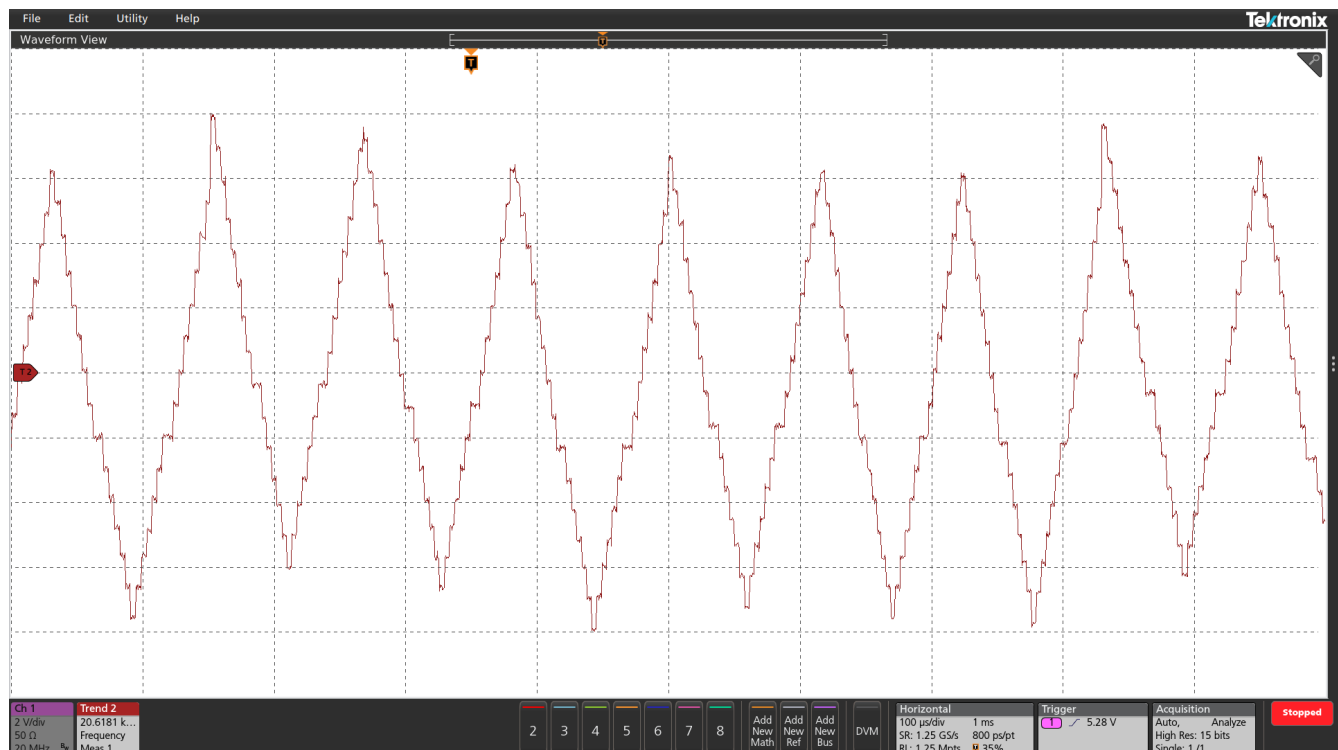


図 2-7. TPSM33620-Q1 のスペクトラム拡散方式による、時間経過に伴う周波数変動

さらに、TPSM33620-Q1 にはブートコンデンサと低プロファイル インダクタが内蔵されています。これにより、スイッチ ノードを最小に縮小でき、ノイズを効率的に放射する能力が制限され、チャンバー グランドとの組み合わせにより寄生容量が低減されるため、レイアウト プロセスを簡素化できます。TPSM33620-Q1 は、シンプルな π 差動モード フィルタを使用し、スペクトラム拡散実装と主要な統合素子を活用することで、車載 CISPR25 Class 5 伝導 EMI 規格に合格しています。

3 放射 EMI

TPSM33620-Q1 はフィルタリング素子を使用して伝導 EMI 規格に対する EMC を達成しますが、多くの場合、放射 EMI は対処が難しい問題になります。放射 EMI は、電位エミッタに電氣的に接続されていないシステムに影響を及ぼすエミッションで構成されます。そのため、放射 EMI に関する CISPR ガイドラインは 1GHz を超える周波数をカブセル化することができ、デバイスから離れた敏感なアンテナを使用して測定されます。伝導規格で EMC を満たしているデバイスでも、電線に沿った伝導 EMC を達成するために使用される技術は、空間における電磁波の放射ノイズに影響を与えることができないため、対応する放射規格に不合格になる可能性があります。放射 EMC では、EMI を放射するノイズ源の有効性の識別と制限をより重視しています。

伝導 EMI と同様、放射 EMI の発生源は降圧コンバータの動作における不連続な電流と電圧に関係しています。差動モード ノイズですでに説明したように、デバイスのスイッチング特性により、CIN、Q1、Q2 で生成されるループを通して高 di/dt 電流が伝搬されます。アンペールの法則により、ループ内の時変電流によって磁界が生成され、これが放射 EMI ノイズの主な要因となります。ループ サイズ、寄生インダクタンス、または電流を大きくすると、このループを通過する磁束と磁界が増幅されます。

SW ノードからの高 dv/dt ループは、放射ノイズのもう 1 つの主な原因です。本質的に、 dv/dt ループは、空間を伝搬する電界を作り出します。SW ノードとグランドの間の寄生容量は、SW 波形に望ましくない電圧スパイクを発生させることで、放射ノイズをさらに悪化させます。図 3-1 に、降圧コンバータから放射される EMI の原因となる di/dt 信号と dv/dt 信号の両方がどのように作用するかを示します。

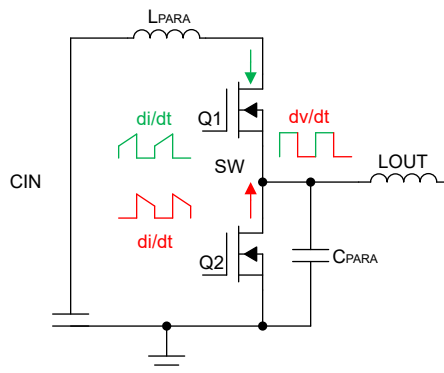


図 3-1. 降圧コンバータの放射 EMI パス

3.1 重要なループ配線

高 di/dt 信号から放射 EMI を低減する主な方法の 1 つは、CIN、Q1、Q2、GND によってパターン面積を減らすことです。降圧モジュールはすでに IC 内に MOSFET とインダクタを内蔵しているため、電流ループの面積を縮小する目的で配線できる唯一の重要な部品は、VIN コンデンサです。VIN コンデンサは、デバイスの高 di/dt ループに対してアプリケーションにフィルタリングを行う際の最初の防衛ラインです。さらに、値の小さいコンデンサ (100nF の範囲) により、高周波で、問題が発生するノイズをグラウンドに供給するための低インピーダンスパスを提供します。TPSM33620-Q1 レイアウトでは、デバイスの下に値の小さいコンデンサをレイアウトします。この配置は、VIN 高周波コンデンサの最短電流ループであり、誘導性が最も小さいコンデンサであることが証明されたためです。さらに、電流ループのこの部分のインダクタンスをさらに減らすために、2 個のコンデンサを並列化しました。基板の上面と底面で並列構成の大容量コンデンサを配置し、低周波数ノイズを降圧のピンにできるだけ近づけてデカップリングすることができます。総合すると、TPSM33620-Q1 EMI EVM のコンデンサを組み合わせると、デバイス全体にわたる放射 EMI の伝播を制限するのに役立つ、良好で短いデカップリングパスが提供されます。

3.2 スナバ回路

降圧コンバータ内で高 dv/dt の EMI 放射を低減する一般的な方法は、SW ノードを低速化することです。SW ノードを遅くすると、デバイスの寄生容量からの電圧ピークが目立たなくなり、関連する放射電界が減少します。多くのデバイスでは、この動作をブートコンデンサと直列の抵抗によって実現します。ただし、TPSM33620-Q1 にはブートコンデンサが内蔵されているため、ブートコンデンサにはアクセスできません。さらに、ブートコンデンサと直列に抵抗を追加すると、ハイサイド FET がより長い時間にわたって強制的にオンになるため、デバイスの発熱が増加する可能性があります。SW のみにアクセスできるため、TPSM33620-Q1 ではスナバ回路が dv/dt 速度を低減する唯一の方法です。

図 3-2 に、TPSM33620-Q1 のスイッチング ノードを示します。他の高 dv/dt ループの場合と同様に、高周波範囲ではオーバーシュートやアンダーシュートが発生します。これらの電圧スパイクにより、これらの周波数範囲で関連する EMI ピークが発生します。 dv/dt のピークの周波数を測定すると、400MHz ~ 500MHz の範囲の周波数が得られます。この周波数は、図 3-3 および図 3-4 に見られる EMI スパイクと一致しています。このノイズの多いスイッチ ノードの結果、TPSM33620-Q1 は 400MHz ~ 500MHz までの周波数範囲で EMC を数 dB 抑えます。

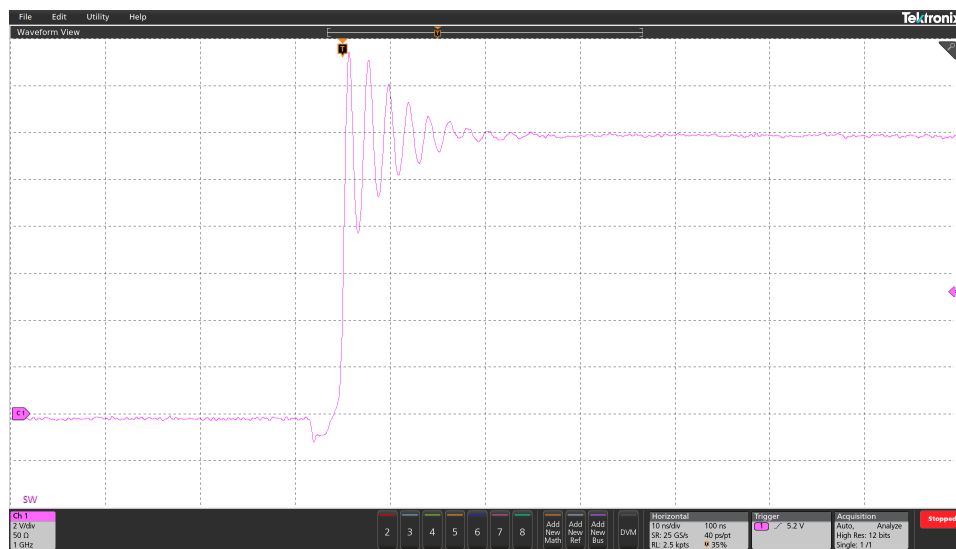


図 3-2. TPSM33620-Q1 スイッチ ノードの立ち上がりエッジ リップル

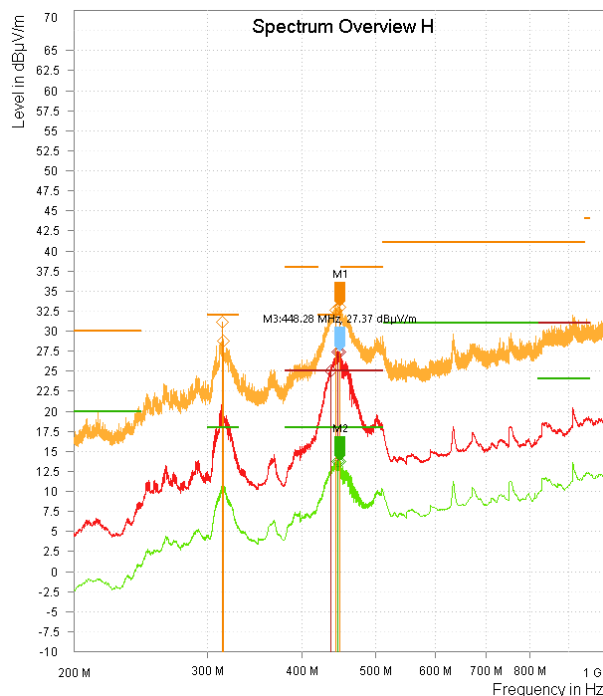


図 3-3. TPSM33620-Q1 スナバなしの放射 EMI、水平偏波、12VIN、3.3VOUT、2A



図 3-4. TPSM33620-Q1 スナバなしの放射 EMI、垂直偏波、12VIN、3.3VOUT、2A

これらのエミッションに対処するため、このノードの寄生インダクタンスを減衰させることで高周波 dv/dt を「スナバ」するためのコンデンサと抵抗を追加します。スナバ回路はスイッチ ノードからのエネルギーを吸収し、EMI への影響を低減します。この技術記事は、必要な RC 定数を計算して、スイッチ ノードを効果的に減衰させることができます。抵抗を減らし、スナバの容量を大きくすることで、減衰するエネルギーの量を増やすことができます。TPSM33620-Q1 の場合、スナバ抵抗を 1Ω に減らし、スナバコンデンサを補償するために 1000pF に増やしました。図 3-5 に、スイッチ ノードにおける dv/dt スパイクの減少を示します。その結果、図 3-6 および 図 3-7 は、スイッチングリングがノイズを発生させていた高周波領域の改善を示しています。スナバ回路は EMI の低減に効果的ですが、より多くのエネルギーを消費するため、アプリケーションの効率が低下します。このスナバ回路により、TPSM33620-Q1 は 2A 負荷で 30mW 多くエネルギーを消費します。

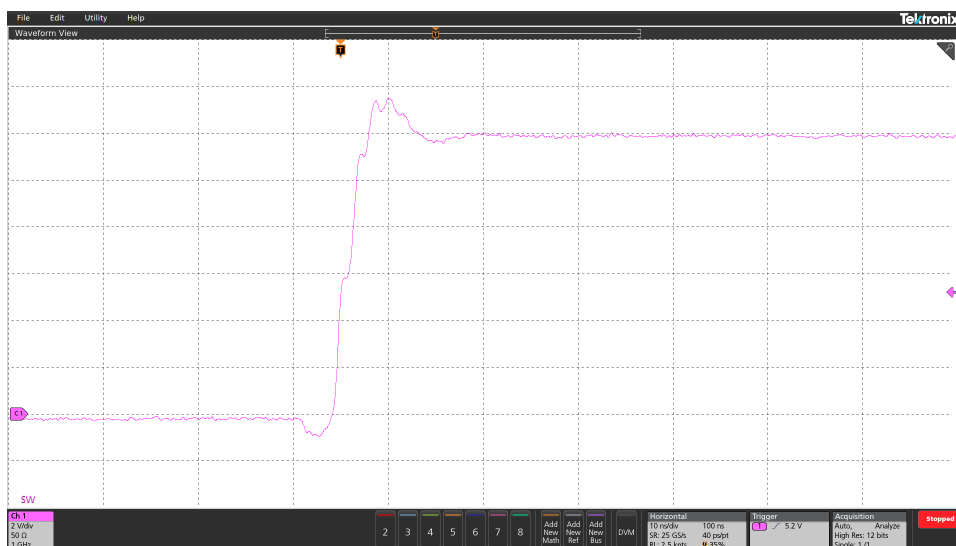


図 3-5. TPSM33620-Q1 スナバによるスイッチ ノードの立ち上がりエッジ リップル

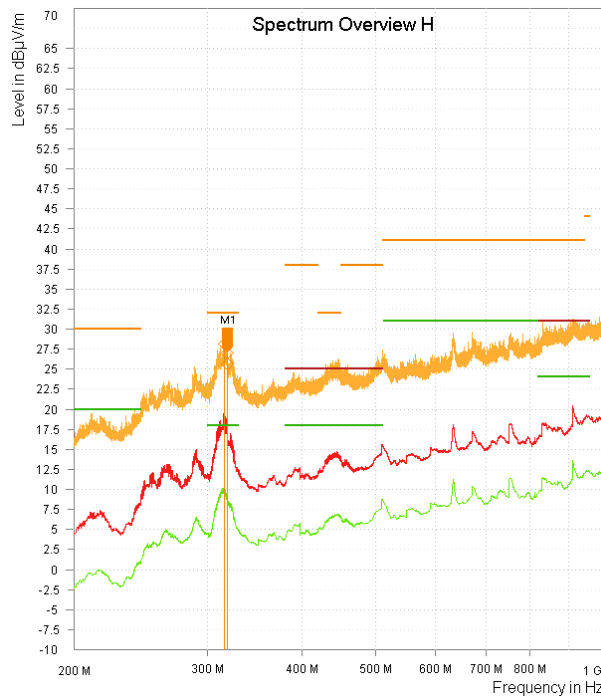


図 3-6. TPSM33620-Q1 スナバ回路ありの放射 EMI、水平偏波、12VIN、3.3VOUT、2A

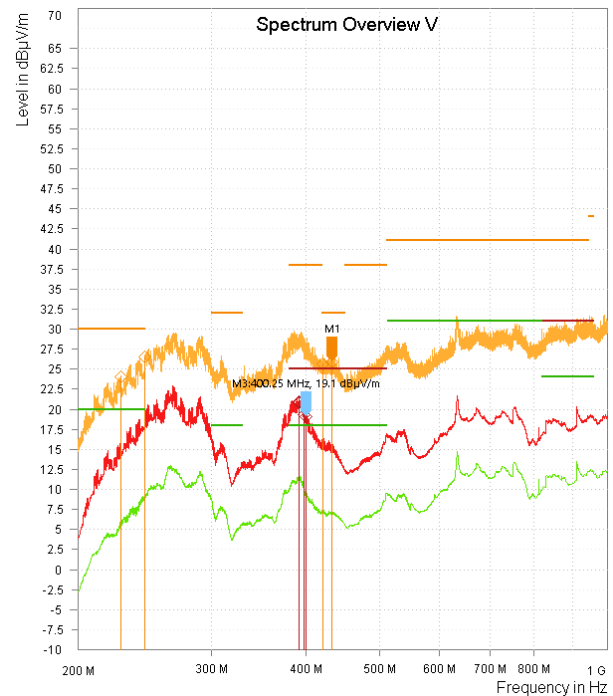


図 3-7. TPSM33620-Q1 スナバ回路ありの放射 EMI、垂直偏波、12VIN、3.3VOUT、2A

3.3 PCB のレイアウト手法

降圧コンバータ内で全体の放射エミッションを低減する別の方法は、問題のあるパターンを埋め込んで、それらを銅のグランドプレーンで囲むことです。VIN パターンの一部は、2 番目のグランド層の下に配線できます。事実上、このパターンはレイヤ 2 と 4 の GND プレーンの間に挟まれ、ノイズが重要な VIN 信号用の仮のファラデー ケージを提供します。基板電源と降圧コンバータの間の電力パターンを長くする必要があるアプリケーションでは、基板のノイズ フィルタを単純にすることができます。この手法は出力電圧にも使用できますが、高 dv/dt スイッチング ループからのエネルギーをほとんど伝達しないため、影響は小さくなります。

PCB へのパターンの埋め込みと同様に、ビアを利用して同様の効果を実現できます。スルーホール グランド ビアを使用して、ノイズの多い高電位のラインを取り囲むことで、パターンの EMI を基板の残りの部分から効果的に遮断できます。これにより、潜在的な受信アンテナがすべて遮断され、フェンスで囲まれたパターンからのノイズに対してグランドへの低インピーダンスパスが提供されます。VIN と VOUT の両方の電力トレースをグランド ビアで囲むことができるため、意図しないアンテナからの EMI 放射を防ぐことができます。これらは、VIN や VOUT などの複数の層にまたがる電源パターンで最も効果的であり、基本的に VIN および VOUT パターン全体を GND で囲みます。

敏感な信号の慎重な配線、スナバ回路、PCB レイアウト手法を確立した結果、TPSM33620-Q1 は CISPR25 放射 EMI 規格に合格しています。図 3-8、図 3-9 および 図 3-10 は、150kHz ~ 1GHz の範囲にわたる TPSM33620-Q1 の測定されたピークおよび平均放射 EMI 性能を表します。

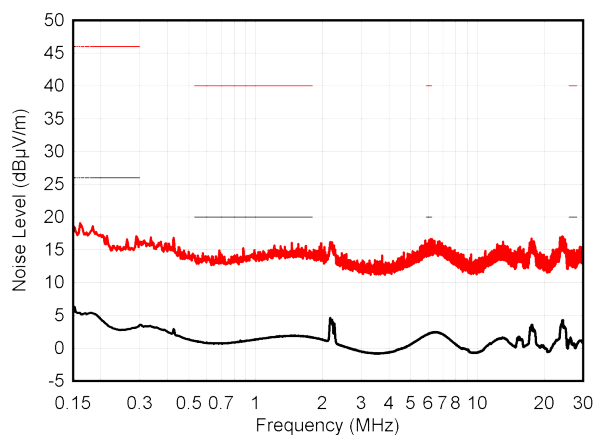


図 3-8. TPSM33620-Q1 放射 EMI 150kHz ~ 30MHz、12.5VIN、3.3VOUT、2A

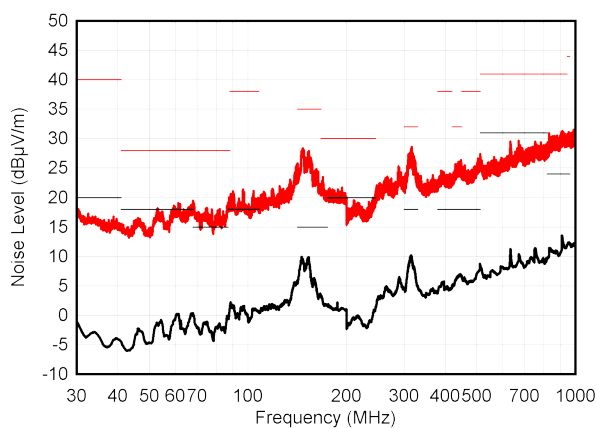


図 3-9. TPSM33620-Q1 放射 EMI 30MHz ~ 1GHz、水平偏波、12.5VIN、3.3VOUT、2A

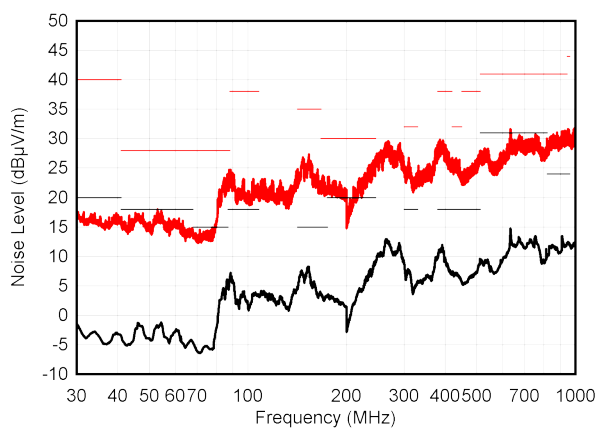


図 3-10. TPSM33620-Q1 放射 EMI 30MHz ~ 1GHz、垂直偏波、12.5VIN、3.3VOUT、2A

4 まとめ

電磁適合性は、あらゆる電子システムの重要な要素です。降圧モジュールは比較的単純で高効率なので、パワー エレクトロニクス分野には不可欠ですが、スイッチング動作が EMI の問題につながる可能性があります。TPSM33620-Q1 は EMI 放射を制限するためにすでに内蔵インダクタとブートコンデンサを使用していますが、放射型と伝導型の両方の規格にわたって EMC を達成するには、基板レベルの慎重な設計が必要です。TPSM33620-Q1 は、フェライト π フィルタ、スナバ、ここで説明したボード技術を使用して、CISPR25 Class 5 の伝導型と放射型の規格で EMC を達成します。

5 参考資料

- Alan Martin, AN-2162 Simple Success With Conducted EMI from DC-DC Converters
- Clayton R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, 2nd ed.
- F. A. Kharanaq, A. Emadi and B. Bilgin, Modeling of Conducted Emissions for EMI Analysis of Power Converters: *State-of-the-Art Review in IEEE Access*, vol. 8, pp. 189313 ~ 189325, 2020
- In Compliance News, History of CISPR
- Jerry Freeman, EMI/EMC: *From IC to PCB Worldwide FAE Meeting*
- Reto B. Keller, Design for Electromagnetic Compatibility - In a Nutshell

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含みいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、TI は一切の責任を拒否します。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](https://www.ti.com) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

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

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月