

# 電源のEMI削減のための短期間で 費用対効果が高いイノベーション



## **Yogesh Ramadass**

Distinguished Member Technical Staff  
Design Manager – Kilby Power, Isolation and Motors  
テキサス・インスツルメンツ

## **Ambreesh Tripathi**

Member Group Technical Staff  
Systems Manager – Wide Input Buck Switching Regulators  
テキサス・インスツルメンツ

## **Paul Curtis**

Analog Design Engineer  
Boost & Multi Channel/Phase DCDC  
テキサス・インスツルメンツ

The TI POWER logo, with 'TI' in a large font and 'POWER' in a smaller font below it, followed by a horizontal line with four red dots.

TI POWER

# 電子システムの高密度化と相互接続が進展している 状況で、電磁干渉 (EMI) の影響低減はシステム設計の 重要な検討事項になっています。

## 概要

このホワイト・ペーパーでは、スイッチ・モード電源の EMI について説明し、業界規格に基づく EMI テストに迅速かつ容易に合格するのに役立つテクノロジーの例を紹介します。

### 1 EMIとは？

EMI は電磁エネルギーであり、スイッチング電流とスイッチング電圧が作り出す、望ましくない副産物です。厳格な EMI テストを実施する際に、さまざまな物理現象と表面化を通じてこれらの電磁波が明らかになります。

### 2 EMI を低減する従来の各種方式

EMI の低減は、複数のトレードオフが関係する課題であり、解決には努力を要します。EMI を低減する従来の各種方式としては、大型で高価なフィルタの使用、スイッチング・スルーレートの低速化などがあり、後者は効率に直接的な影響を及ぼす手法です。

### 3 EMI 低減の変革

スイッチ・モード電源の利点すべてを具体化するには、従来のトレードオフを解決できる EMI 低減手法が重要となります。それには、低周波と高周波両方の EMI に対処できる斬新なソリューションに加えて、高精度のモデル化手法も必要になります。

EMI 対策を後回しにすることは事実上不可能になりました。仮に設計フェーズの遅い段階まで EMI 対策を先送りした場合、手戻りが生じて開発期間とコストの両方に影響を及ぼす可能性があるからです。

最新のテクノロジーで非常に一般的な回路の 1 つは、スイッチ・モード電源 (SMPS) です。大半のアプリケーションで、この種のスイッチング電源はリニア・レギュレータに比べて大幅な効率向上をもたらします。ただし、この効率向上には代償が必要です。SMPS の一部であるパワー MOSFET (金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ) のスイッチング動作は、EMI の主な生成源になり、その結果、信頼性に影響を及ぼす可能性があるからです。EMI の発生原因は主に、不連続な入力電流、スイッチング・ノードでの高速スルーレート、電源ループ内に存在している複数の寄生インダクタンスが引き起こすスイッチング・エッジ周辺での付加的なリンギングです。

次のページの図 1 で、降圧コンバータ・トポロジーを例として使用し、さまざまな周波数帯でこれらの各要因がどのような形で表面化するかを図示します。サイズ縮小とコスト削減を目的としてスイッチング周波数向上の圧力が増し、また効率向上を目的としてスルーレート向上が求められる現状で、EMI の問題はますます悪化しています。したがって、電源設計の妥協を招かずに、コスト効率に優れ、容易に統合できる EMI 低減方式を採用することが不可欠になっています。

## EMI とは？

電磁適合性 (EMC) を必要とするシステムの場合、干渉信号の発生源となる部品は自らがもたらす干渉を低減する設計を採用し、干渉信号の影響を受ける側となる部品は、干渉に対する自らの感度を低減する設計を採用します。最終機器のメーカー各社が、さまざまな供給元から調達した各種部品を組み合わせる

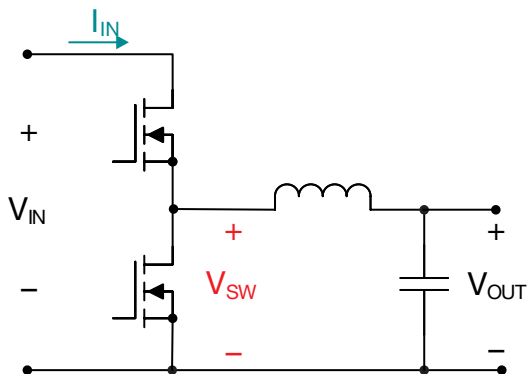
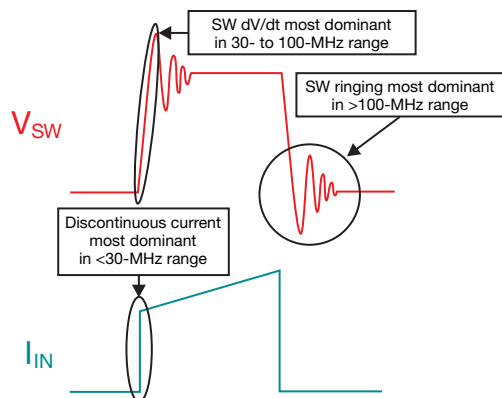


図 1. SMPS 内にある EMI 生成源の例

ときに、干渉信号生成側と影響を受ける回路が平和裏に共存できることを保証する唯一の方法は、一式の共通ルールを制定することです。つまり、干渉を特定のレベルに制限し、影響を受ける回路はそのレベルの干渉に対処できるように設計します。

これらのルールは、自動車業界向けの CISPR (国際無線障害特別委員会) 25 や、マルチメディア機器向けの CISPR 32 など、各種業界標準の仕様という形で制定済みです。CISPR の各種規格は、EMI の設計にとって重要です。これらの規格は、あらゆる EMI 低減方式のターゲット性能を決定するからです。このホワイト・ペーパーが注目するのは、干渉の低減です。SMPS (スイッチ・モード電源) は通常、干渉信号生成側の位置付けだからです。EMI 規格の包括的なリストについては、以下の各ホワイト・ペーパーをご覧ください。  
[『An overview of conducted EMI specifications for power supplies』](#) (英語)、  
[『An overview of radiated EMI specifications for power supplies』](#) (英語)。

特定のアプリケーションに適した規格を把握することに加え、EMI の測定方法を理解することも重要です。この知識があると、EMI 低減に関する詳細情報を理解できるからです。EMI 測定は通常、伝導型と放射型に分類できます。この分類を通じて、両方の測定方法を明らかにし、EMI の生成方法を理解することができます。伝導型電磁波は通常、より低い周波数 (30MHz 未満) に関連しているのに対し、放射型電磁波は通常、より高い周波数 (30MHz 超) に関連しています。



これら 2 種類を区別することはそれほど単純ではありません。伝導型と放射型それぞれの周波数範囲は一部が重なっているからです。

伝導型電磁波の測定は、デバイスから生成されて電源へと戻ってくる EMI を定量化するよう設計されています。多くのアプリケーションで、これらの電磁波を低減することが重要です。一般的に、感受性の高い他の複数の回路を同じ電源ラインに接続するからです。距離の長いワイヤ・ハーネスを複数使用する場合、伝導型 EMI の低減が特に重要です。最新の各種自動車で、このような配線の数が増加する傾向にあります。

図 2 に、伝導型電磁波を測定するための一般的なテスト用接続を示します。この中には、電源、ライン・インピーダンス安定化回路 (line impedance stabilization network, LISN)、EMI レシーバ、電源電圧の配線、テスト対象デバイス (device under test, DUT) があります。LISN は重要な役割を担い、EMI 測定の再現性と互換性を保証するローパス・フィルタとして動作します。また、DUT に対して高精度のインピーダンスを提示します。また、図 2 は、伝導型電磁波の重要な小区分である同相 (コモン・モード、CM) と差動モード (ディファレンシャル・モード、DM) の各電流も示しています。DM 電流は、電源電圧ラインとその帰還ラインの間に流れるもので、より低い周波数の場合に支配的な要因となります。CM 電流は、各電源ラインとグラウンドの間に流れるもので、より高い周波数の場合に支配的な要因となります。

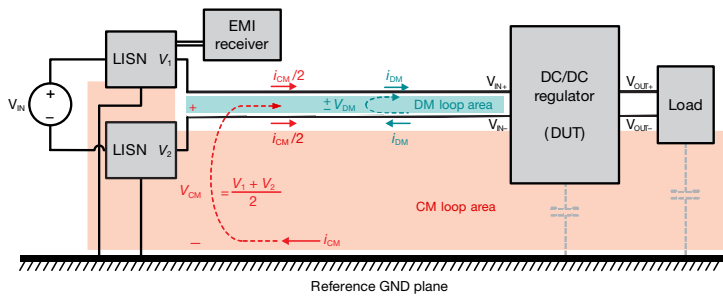


図 2.DM ループと CM ループをそれぞれ青緑と赤で強調した、伝導型電磁波測定をテストするための一般的な接続方法

放射型の測定も、伝導型の測定に似た接続を使用します。主な違いは、EMI レシーバを LISN に直接接続せず、アンテナの付近に配置することです。SMPS の放射型エネルギーの生成源になるのは、磁界を生成する高速過渡電流ループと、電界を生成する高速過渡電圧面です。電流ループは放射型の磁界を生成し、同じ電流ループが DM の伝導型電磁波も生成します。また、電圧面は放射型の電界を生成し、同じ面が CM の伝導型電磁波も生成します。このことに対応して、多くの EMI 低減方式は伝導型と放射型両方の電磁波を低減しますが、どちらか一方をもう一方よりも特に重視してターゲットにする方式もあります。

一般的に、より周波数の低い電磁波を低減するには、大型のパッシブ・フィルタを使用します。ただし、この

場合はボード面積とソリューションのコストが増加します。高周波の電磁波は、測定、モデル化、低減に関して上記とは異なる課題を投げかけます。寄生成分が関係する性質が、そのような結果を招きます。高周波の電磁波に対処するための一般的な低減方式として、スルーレートの制御と寄生成分の低減を挙げることができます。図 3 に、このホワイト・ペーパーに掲載している複数の低減方式を要約します。また、各方式が最も有効に機能する周波数帯と、CISPR 25 規格が想定している周波数範囲の例も示します。

### EMI を低減する従来の各種方式低周波領域と高周波領域

SMPS 内の不連続電流が生成する入力電圧リップルは、複数のシステムが共通の物理接点を共有する場合、他のシステムに伝導する可能性があります。適切な軽減を実施しない場合、入力または出力の過度の電圧リップルが原因で、電力供給源、負荷、隣接システムのいずれかまたは複数の動作に悪影響を及ぼす可能性があります。従来は入力リップルを最小化するために、図 4 に示すような、インダクタとコンデンサ (LC) をベースとするパッシブ EMI フィルタを使用していたかもしれません。LC フィルタは、EMI 仕様に適合するうえで必要とされる、必須の減衰量を実現します。この場合のトレードオフは、必須の減衰量にもより

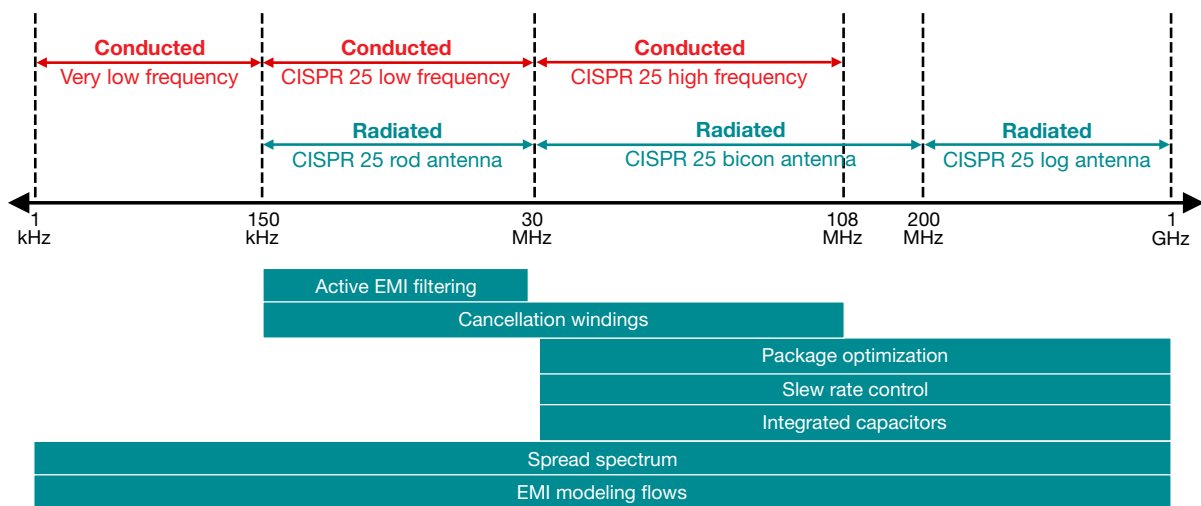


図 3.このホワイト・ペーパーで提示する各種 EMI 低減手法の要約



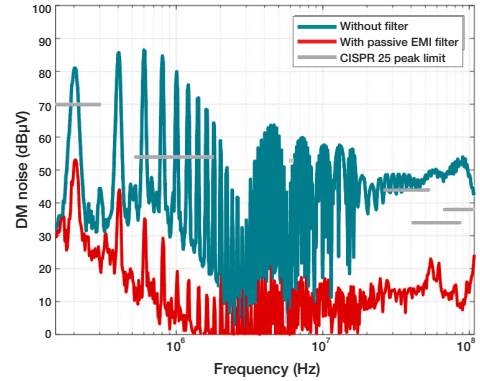
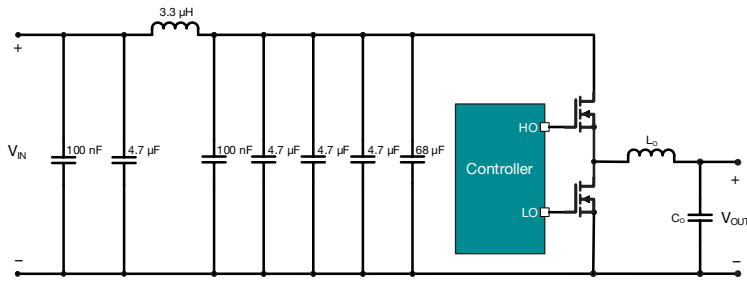


図 4. EMI を低減すると同時に減衰も実現する、LC ベースの標準的なパッシブ・フィルタ

ますが、システムのサイズとコストが増加することで、その結果、全体の電力密度が低下します。また、入力 EMI フィルタ設計で使用する複数の大型インダクタは、これらのインダクタの自己共振周波数が低いことが原因で、30MHz を上回る周波数帯で減衰量が小さくなります。したがって高周波の減衰量を確保するために、フェライト・ビーズのような追加の部品が必要になります。

EMI を低減する、利便性の高い別のアプローチは、スペクトラム拡散 (言い換えると、周波数ディザリング) を使用して SMPS のスイッチング周波数を意図的に変調することです。この結果、基本スイッチング周波数とその高調波に関連する周波数スペクトラムのピーク値を低減できます。ただし、図 5 に示すように、ノイズ・フロアの上昇という代償が発生します。

スペクトラム拡散は、実装のしやすさや、他の EMI 低減方式と組み合わせて使用することが可能という事実に基づき、1 つの魅力的な手法と言えます。ただし、これは万能の解決策ではありません。既存の EMI を相対的に低減するだけにとどまり、性質上、スイッチング周波数が低くなるほどその効果は低下するからです。さらに、従来はスペクトラム拡散を使用できるのは単一の周波数帯のみでした。その理由については、次のセクションで説明します。

フィルタのインダクタ・サイズを最小化するために、SMPS の設計時に、より高いスイッチング周波数を選択することもできます。ただし、スイッチャの動作を決定する際に、感受性の高い周波数帯を避けることが重要です。たとえば、車載電源ソリューションが従来優先してきたスイッチング周波数は、AM ラジオを

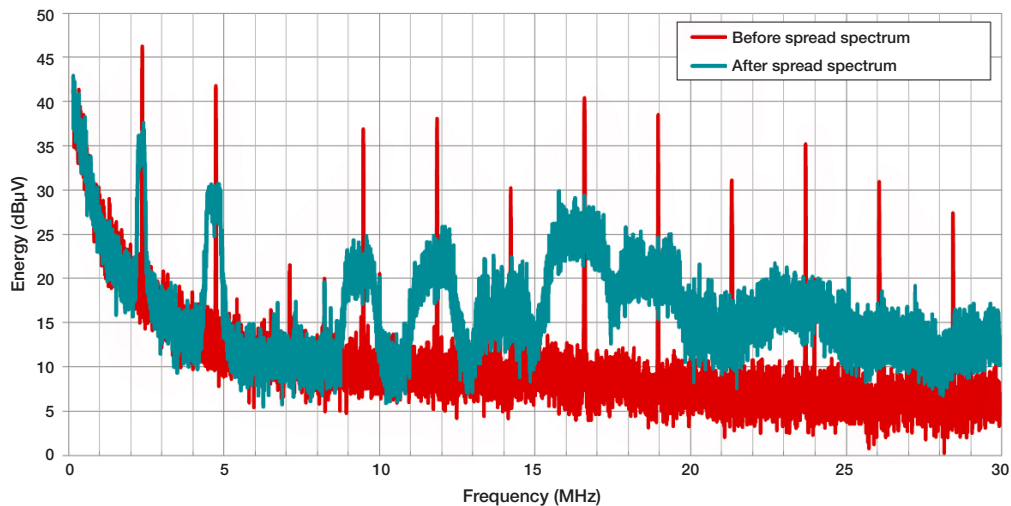


図 5. スペクトラム拡散を使用する場合と使用しない場合の SMPS の周波数スペクトラムの例

下回る周波数帯 (約 400kHz) です。インダクタ・サイズを最小化するために、これより高いスイッチング周波数を選択する場合、AM 帯域全体 (525 ~ 1,705kHz) を避ける必要があります。基本スイッチング周波数が、非常に厳格な車載 EMI 周波数帯に悪影響を及ぼすことを防止するために、このような周波数選定が必須になります。

TI (テキサス・インスツルメンツ) の各種スイッチング・コンバータは、この EMI 帯域要件を満たすために、1.8MHz を上回るスイッチング周波数を使用しています。より高いスイッチング周波数を追い求める場合、スイッチング損失を低減するために、スイッチング遷移の立ち上がり時間と立ち下がり時間に厳格な制約が課されます。ただし、立ち上がり時間と立ち下がり時間が非常に短いスイッチ・ノードは、**図 6** に示すように、100 次高調波付近に達する高周波数まで高エネルギー成分を維持することになります。その結果、高効率と低 EMI の間でのトレードオフという問題が再度表面化することになります。

高いスルーレートは付随的に、高周波数でのスイッチ・ノードのリングングという結果を招くこととなります。これは、DC/DC コンバータのパワー・パス内に寄生インダクタンスが存在することが原因です。その結果、リングング周波数と、それより上の周波数帯で、電磁波がいっそう増加します。次のページの**図 7**に、ス

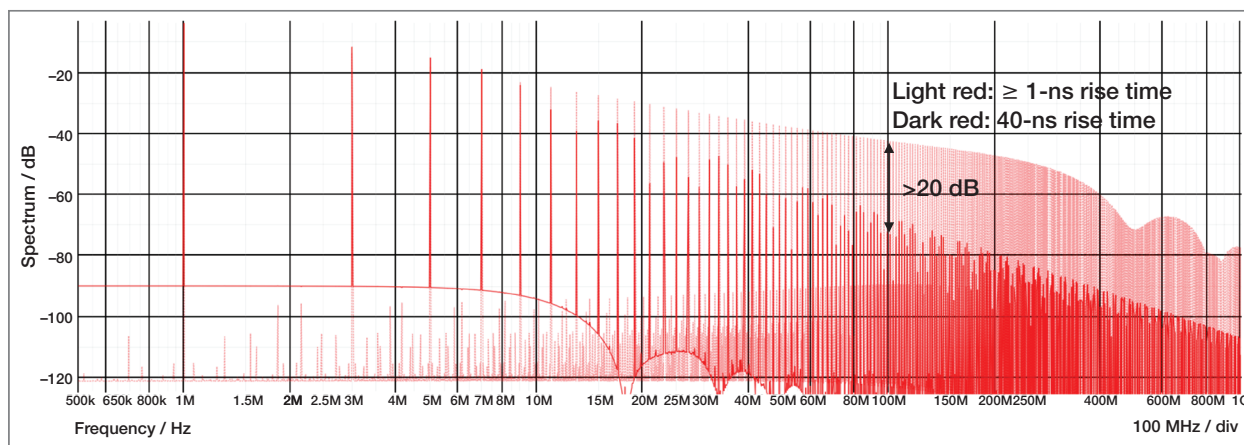
イッチ・ノードのスルーレートおよびそれに関するリングングが、電磁波にどのような影響を及ぼすかを示します。スイッチング遷移に起因する EMI 電磁波を制限する従来の方法は、スイッチング・デバイスのゲート駆動パスに抵抗を意図的に追加し、スイッチングを低速化することです。その結果、遷移はより低速で発生するようになり、電磁波はより速く低下します。リングング周波数での電磁波を 8 ~ 10dB 低減できます。一方、スイッチング・エッジのこのような低速化は、スイッチング・コンバータのピーク電流効率の 2% ~ 3% 低下という効率低下をもたらします。

## 低周波電磁波を低減する革新的手法

ここでは、効率、EMI、サイズ、コストが関係する複数の基本的なトレードオフに対処するために、TI がコンバータやコントローラを製作するときを使用しているいくつかの手法を紹介します。

### スペクトラム拡散

スペクトラム拡散は、エネルギー保存の法則を使用し、エネルギーを複数の周波数に分散する方法で EMI ピークを低減します。ただし、影響を受ける回路から見たピーク・エネルギーは低下しない可能性があります。影響を受ける回路の帯域幅と、周波数変調の方式との間の関係に基づいて、このエネルギーの大きさが決まります。EMI を測定するときに、スペクト



**図 6.**さまざまな立ち上がり時間を使用する方形波に対応する EMI プロット

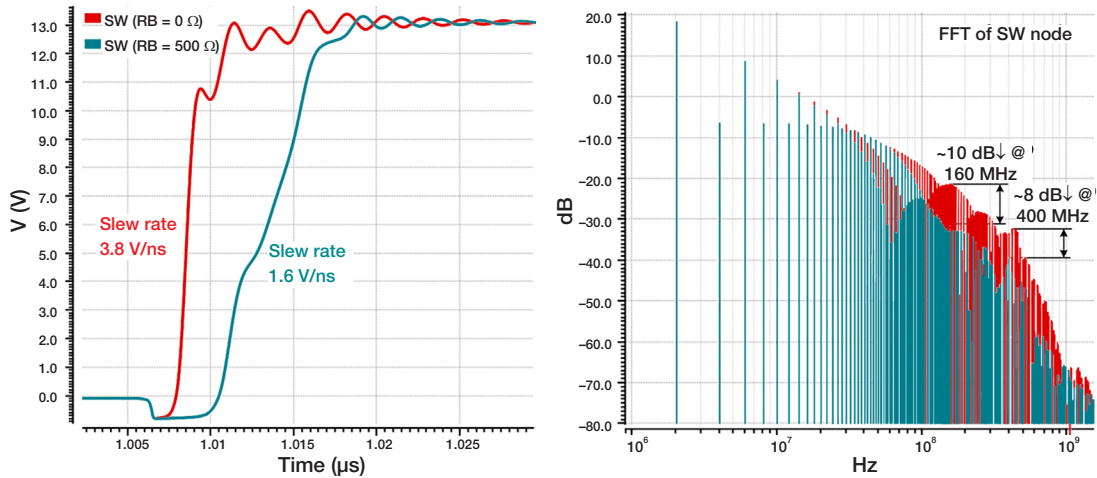


図 7. スイッチ・ノードのさまざまなスルーレートとそれに関するリングングが高周波の電磁波に及ぼす影響  
スルーレートを緩やかにすると、30～200MHz帯での EMI の低下に影響を及ぼすと同時に、リングングの低下は  
400MHz 付近にあるリングング周波数での EMI にも影響を及ぼす。

ラム・アナライザは影響を受ける回路として動作します。また、各種業界規格は、分解能帯域幅 (resolution bandwidth、RBW) を規定しています。したがって、ターゲットにしている規格にとって最も効果的な方法で、周波数を変調することが重要です。目安となるルールは、変調周波数  $f_m$  を、ターゲットの RBW とおおよそ同じ値にすることです。拡散帯域幅  $\Delta f_c$  は、おおよそ  $\pm 5\% \sim \pm 10\%$  の範囲に設定します。図 8 に、時間領域と周波数領域の両方でこれらのパラメータを図示します。

す。ただし、この場合は可聴周波数範囲に該当するという欠点が生じます (MHz 帯のスイッチング周波数は可聴ではありませんが、kHz 単位の変動幅がうなり周波数の形で聞こえることがあります)。この問題を克服するために、伝導型と放射型の EMI 特性に大きな影響を及ぼさずに可聴エネルギーを拡散する目的で、三角波変調を疑似ランダム形式でさらに変調することもできます。図 9 に、時間領域と周波数領域の両方でこの変調プロファイルを図示します。このプロファイル

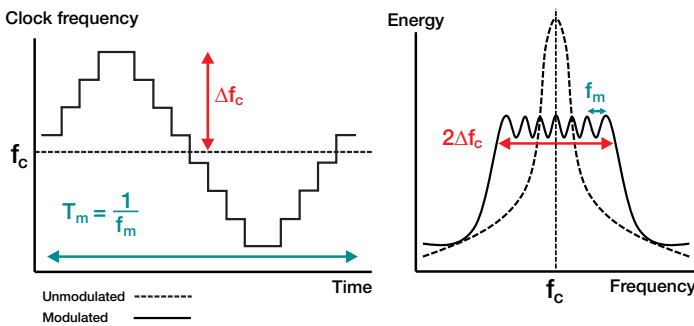


図 8. 時間領域と周波数領域の両方におけるスペクトラム拡散パラメータ  $f_m$  と  $\Delta f_c$

CISPR 25 のような各種規格で低周波数帯を最適化するために、 $f_m$  を約 9kHz に設定するのが一般的で

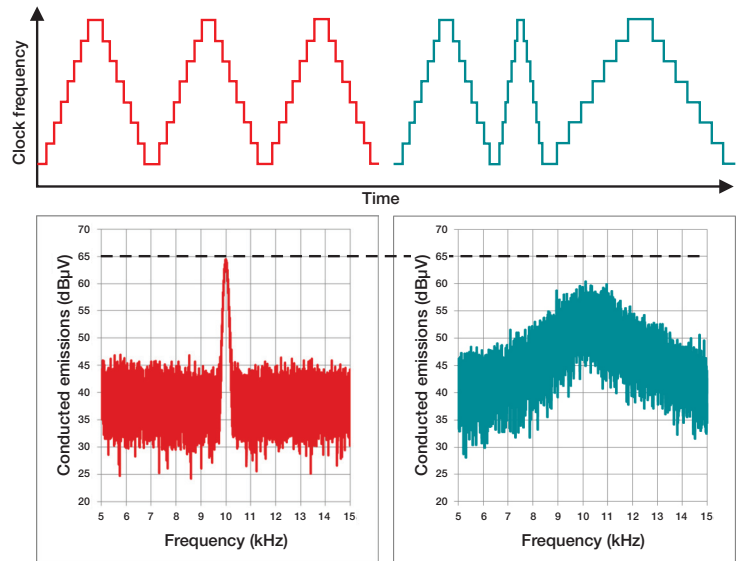


図 9. 各変調サイクルの終了時に三角波を疑似ランダム変調する方法で達成した、可聴ノイズの低減

ルは、[TPS55165-Q1](#) 同期昇降圧コンバータで採用されています。

スペクトラム拡散は通常、単一の帯域の改善のみをターゲットにしているため、EMI が単一の帯域 (したがって単一の RBW) に限定されず、複数の帯域で生じるという事実は問題となります。この問題に対処する新しいソリューションが、DRSS (dual random spread spectrum、デュアル・ランダム・スペクトラム拡散) というデジタル・スペクトラム拡散手法です。DRSS の背後にある基本原理は、それぞれが異なる RBW をターゲットにする 2 つの変調プロファイルを互いに重ね合わせることです。詳細については、『[EMI Reduction Technique, Dual Random Spread Spectrum](#)』(英語) アプリケーション・レポートをご覧ください。図 10 に、時間領域の DRSS 変調プロファイルを示します。ここでは、三角波エンベロープがより低い RBW をターゲットにしており、重ね合わせで使用している疑似ランダム・シーケンスは、より高い RBW をターゲットにしています。

図 11 に、非同期整流降圧コントローラである [LM5156-Q1](#) で、DRSS を使用した場合と使用しない場合それぞれの伝導型電磁波特性を示しま

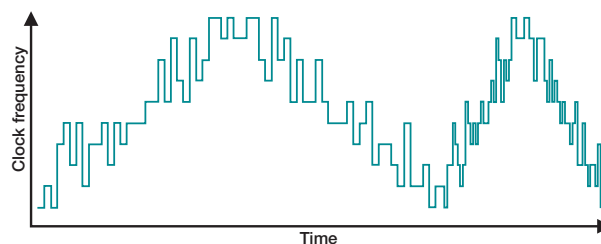


図 10. 時間領域における DRSS の変調プロファイル

す。150kHz ~ 30MHz 帯と 30MHz ~ 108MHz 帯の両方で、スペクトラムのピーク値が大幅に低減できていることがわかります。これらは、車載規格である CISPR 25 にとって 2 つの重要な帯域です。[LM5157-Q1](#) 非同期整流昇圧コンバータも DRSS を採用しており、類似の特性を達成します。

スペクトラム拡散手法は、非絶縁型と絶縁型両方のトポロジーに適用できます。EMI 生成源はどちらでも類似しており、周波数拡散を実施すると同じ利点をもたらされるからです。[UCC12040](#) と [UCC12050](#) の各絶縁型 DC/DC コンバータは、トランスを内蔵しており、内部でスペクトラム拡散手法を搭載しているため、CISPR 32 Class B EMI テストに合格することができます。

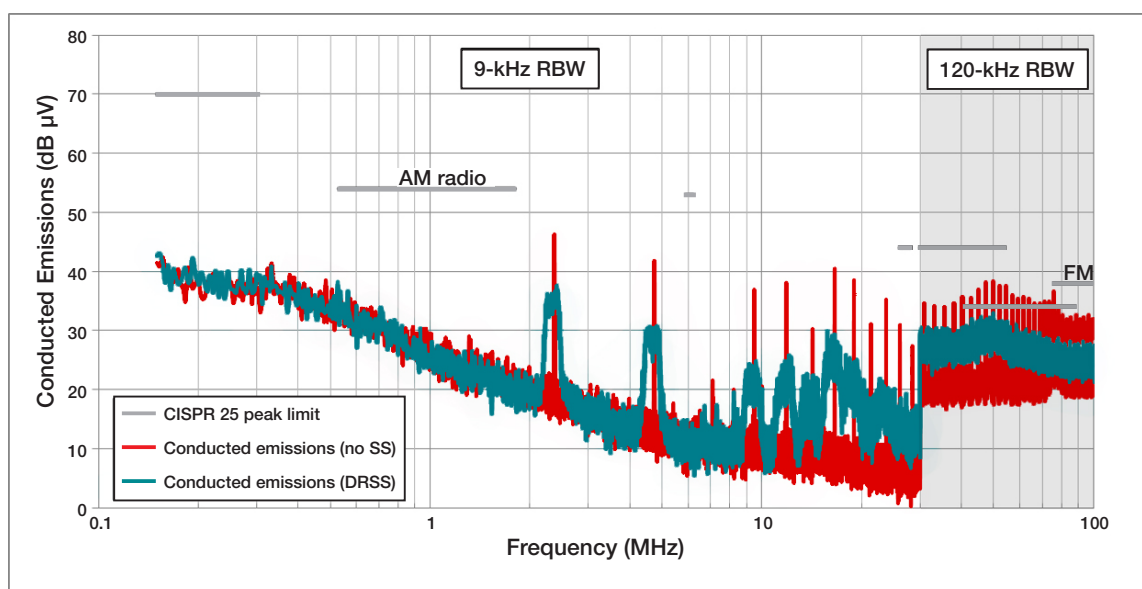


図 11. EMI 低減を特に意識していない設計を採用したプリント基板 (PCB) を使用し、スペクトラム拡散を使用する前と使用した後の [LM5156-Q1](#) 昇圧コントローラの EMI 特性



## アクティブ EMI フィルタリング

低周波数スペクトラムで電磁波を大幅に改善するために、**LM25149-Q1** 降圧コントローラはアクティブ EMI フィルタリングのアプローチを採用しています。統合型のアクティブ EMI フィルタ採用で低減できるのは、入力側での DM 伝導型電磁波です。この種のフィルタは実効的に低インピーダンスのシャントとして機能するからです。図 12 に、降圧コントローラのアクティブ EMI フィルタを入力ラインに接続する方法を示します。SEN (センス) と INJ (注入) の各ピンは、それぞれ複数のコンデンサを経由して入力に接続しています。入力ラインで外乱全体を最小化するために、アクティブ EMI フィルタ・ブロックを形成しているアクティブ素子は、センスした信号を増幅し、適切な逆極性信号を入力コンデンサ経由で注入します。この結果、パッシブ素子が担当する必要のあるフィルタリングの負担を軽減でき、その結果、パッシブ素子のサイズ、体積、コストを低減できます。

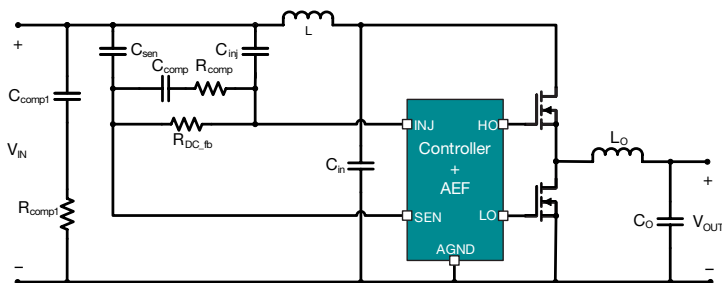


図 12. センスと注入の各コンデンサおよび補償向けの各種部品を示すアクティブ EMI フィルタ

図 13 に、400kHz のスイッチング周波数で動作する降圧コンバータの EMI 測定結果を示し、アクティブとパッシブそれぞれの EMI フィルタリングのアプローチを比較します。CISPR 25 Class 5 のスペクトラム・マスクに効果的に適合するには、パッシブ EMI フィルタに 1 個の 3.3 $\mu$ H DM インダクタと 1 個の 10 $\mu$ F DM コンデンサを組み合わせて使用する必要があります。アクティブ・フィルタリング・アプローチは、わずか 1 $\mu$ H の DM インダクタと、それぞれ 100nF のセンス・コンデンサと注入コンデンサを組み合わせて実質的に同じ減衰量を実現することができます。この結果、パッシブ・フィルタに比べて、サイズと体積をそれぞれ元の

値の 43% と 27% に縮小できます。より電流量の多いコンバータの場合、インダクタの DC 抵抗の低減を通じて、コストと効率の点でいっそうの利点を実現できます。

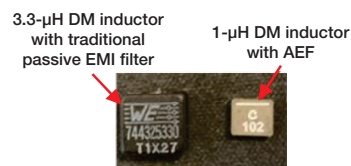
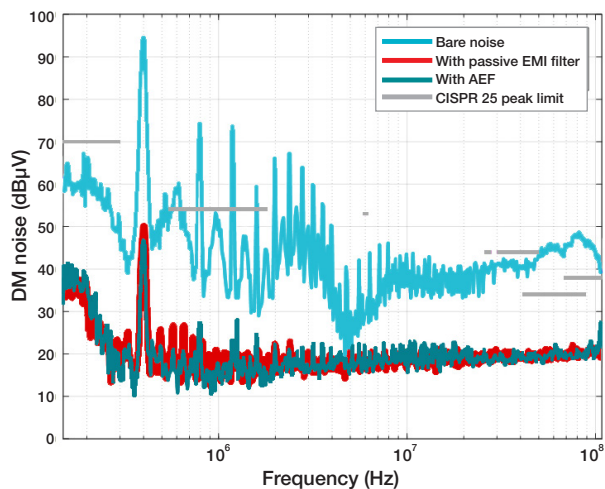


図 13. パッシブ・フィルタリングとアクティブ・フィルタリングを使用して達成した EMI 減衰、およびこれら両方のアプローチを 12V 入力、5V/5A 出力の降圧コンバータで使用する場合のフィルタリングに必要なパッシブ・インダクタの比較

## 打ち消し用巻線

非絶縁型コンバータとは異なり、絶縁型コンバータでは、絶縁境界の周囲に存在する追加の電磁波パスが同相 (CM) EMI の主な生成原因になります。次のページの図 14 に、標準的なフライバック・コンバータの一部である絶縁トランスの周囲に存在している寄生容量を示します。CM 電流は、各スイッチ・ノードに関連する寄生容量を経由して、1 次側からグラウンドに直接流れることができます。CM 電流も 1 次側から 2 次側に流れます。巻線の間には寄生容量が存在しているからです。その結果、CM EMI の測定値が大きくなります。従来は入力パワー・パス内で大きな CM チョークを使用する方法で、この付加的な外乱を減衰させていました。

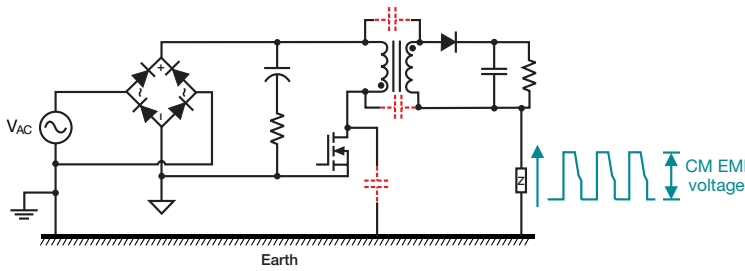


図 14.フライバック・コンバータで CM の EMI を生成する寄生成分

パッシブ・フィルタリングのサイズを最小化できるように、[高電力密度の 5 ~ 20V AC/DC アダプタ向け、シリコン FET を使用した 65W アクティブ・クランプ・フライバックのリファレンス・デザイン](#)では絶縁型コンバータ特有の手法として、打ち消し用巻線とシールドをベースとするアプローチを採用しています。図 15 に示すように、内部トランスの構造を改善し、CM のバランスを重視して、内側にある 1 次側巻線層と 2 次側巻線層の間に (黒で表示している) 追加の補助巻線を挿入しました。補助的な CM バランス層は、内側にある半分の 1 次側巻線を 2 次側に伝達するインターフェイスのシールドとして機能し、外側にある半分の 1 次側巻線層からの CM 注入をゼロにする目的で、打ち消し用の CM 電圧を生成できるようにします。

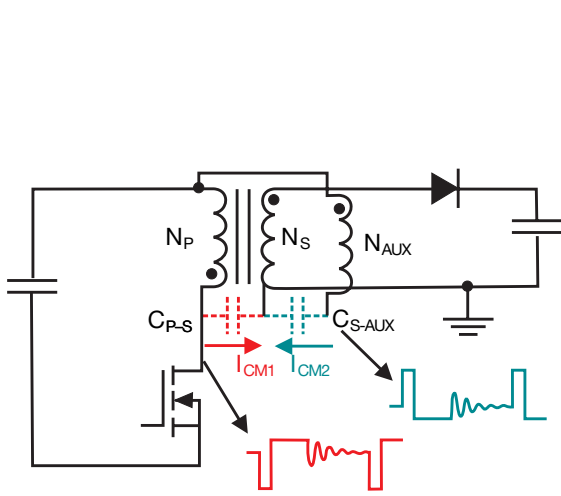


図 15.フライバック・コンバータでシールドと打ち消し用巻線を使用して EMI を低減

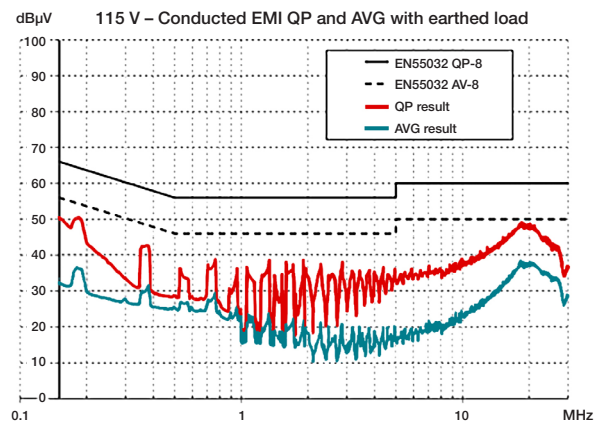
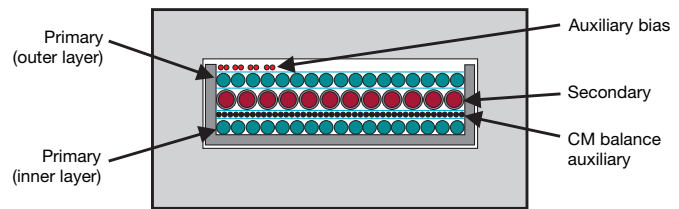
補助巻線から 2 次側巻線層までの寄生容量を、外側にある 1 次側巻線層から 2 次側巻線層までの寄生容量と等しくすると、外側にある半分の 1 次側巻線層から 2 次側巻線層に注入される CM 電流をゼロにするのに役立ちます。打ち消し巻線層から、逆位相の CM 電流を送り込むことができるからです。総合的な効果は、2 次側巻線層に流れ込む CM 電流をゼロに近付けることです。その結果、CM 電磁波が減少し、最小の CM フィルタリングで EMI スペクトラムに関する各種規制に設計を適合させる試みを大幅に省力化できます。

## 高周波電磁波を低減する革新的手法

ここまでで説明した EMI 低減手法は、全般的に 30MHz 未満の低周波数の電磁波を低減するもので、パッシブ・フィルタリングの削減、および関連するサイズ、体積、コストの削減という利点を実現できます。今度は、30MHz を上回る高周波数の電磁波を低減する設計を採用した複数の手法に注目します。

### HotRod™ パッケージ

高周波の電磁波を低減するための主なアプローチの 1 つは、電源ループのインダクタンスを最小化することです。[LM53635-Q1](#)、[LMS3655-Q1](#)、



[LM61495-Q1](#)、[LMR33630-Q1](#)、[LM61460-Q1](#) のような TI の各種降圧コンバータは、ボンド・ワイヤ・パッケージの代わりに、リードフレーム・ベースのフリップ・チップ (HotRod) パッケージを採用しています。このパッケージは電源ループ・インダクタンスの低減に役立ち、その結果、スイッチ・ノードのリングングを低減できます。

HotRod パッケージはシリコン・ダイをフリップ (反転) し、リードフレームの真上に配置します。この結果、各ピンに接続したボンド・ワイヤの中をスイッチング電流が流れることに起因する寄生インダクタンスを最小化できます。図 16 に、HotRod パッケージの構造と利点を示します。電源ループのインダクタンス改善に加え、HotRod スタイルのパッケージはパワー・パス内の抵抗の低減にも貢献します。その結果、効率向上につながると同時に、できるだけソリューション・サイズを小型化することもできます。

HotRod パッケージの付加的な利点は、入力パスのピン配置を並列構成にしやすいことです。これは、DC/DC コンバータの入力コンデンサのレイアウト配

置に影響します。DC/DC コンバータのピン配置を最適化して、入力コンデンサのレイアウトを対称型にすることで、ループが対称的に配置され、一方の入力電源ループが生成した磁界は、反対側のループが生成した磁界と打ち消し合うため、システム付近の電磁波を最小化できます。特に次のページの図 17 に示すように、より厳格な FM 帯域では、並列型の入力パスによって高周波 EMI がさらに最小化されます。

### Enhanced HotRod™ QFN

Enhanced HotRod (強化型ホットロッド) QFN (クワッド・フラット、リードなし) パッケージは、HotRod パッケージの EMI 低減能力全体を実現しているほか、スイッチ・ノードの静電容量をいっそう低減する追加の利点も達成しており、その結果、リングングが大幅に低下します。入力電圧 ( $V_{IN}$ ) ピンとグランド (GND) ピンの間にあり、抵抗 - インダクタ - コンデンサ (RLC) で構成される寄生成分も、HotRod パッケージに比べて、Enhanced HotRod QFN デバイスの方が小さくなります。

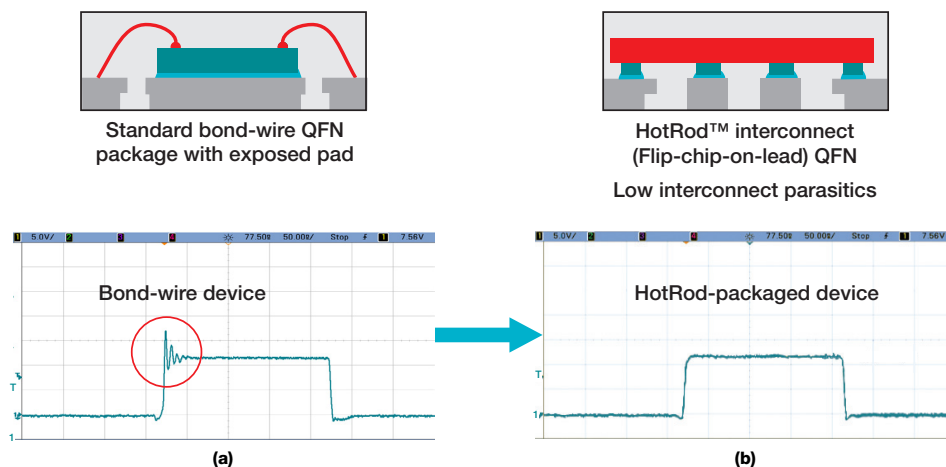


図 16. 標準的な QFN はボンディング・ワイヤを使用して、ダイに電氣的に接続する (a)。一方、HotRod パッケージは、リードフレームとダイの間に銅ピラーとフリップ・チップ・インターコネクトを配置する (b)。

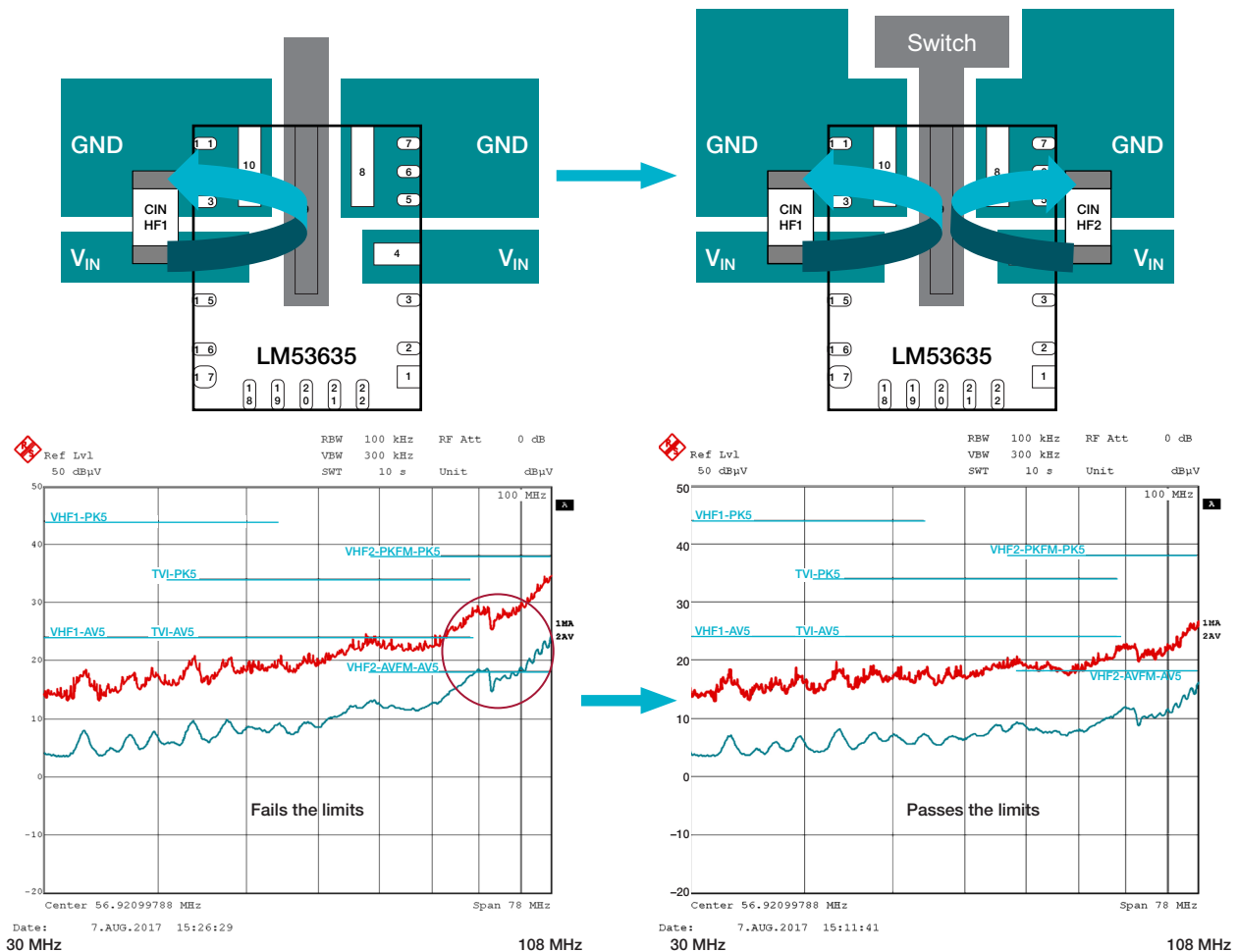


図 17.並列入力パスが SMPS 内の EMI に及ぼす影響

**LM60440-Q1** 降圧コンバータは、Enhanced HotRod QFN パッケージで供給されます。次のページの図 18 に、ピン配置と基板レイアウトを示します。Enhanced HotRod QFN は、効率の改善に加えて、パッケージの中央に大きいダイ取り付け型パッド (die-attach pad, DAP) があります。DAP は PCB 経由で放熱を改善し、HotRod パッケージに比べて接合部温度の上昇を 15% 以上低減します。加えて、 $V_{IN}$ 、GND、スイッチ・ノード (SW) の各ピンで RLC 寄生成分を低減した結果、効率の改善と EMI の低減も実現できています。予期できるように、このパッケージの採用は EMI の改善

という結果に結びついています。特に次のページの図 19 に示すように、スイッチ・ノードのリングング周波数帯付近で効果的です。

### 入力バイパス・コンデンサの内蔵

すでに説明したように、入力電源ループが大きい場合、スイッチ・ノードのリングングが大きくなることが原因で、高周波帯で電磁波が増える結果になります。デバイスのパッケージ内に、高周波向けの入力デカップリング・コンデンサを複数内蔵すると、入力ループの寄生成分を最小化し、EMI を低減することができます。



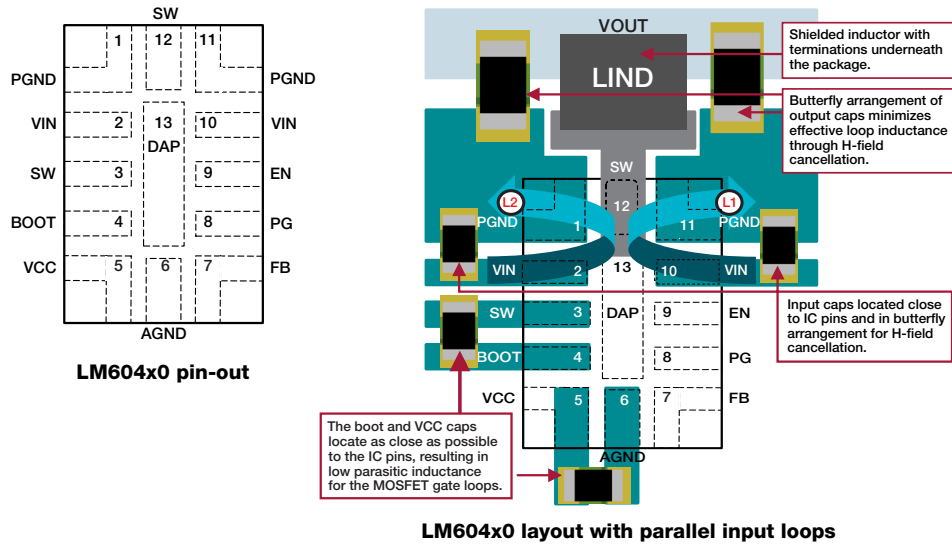


図 18. Enhanced HotRod™ QFN パッケージ・デバイスに対応するピン配置と PCB レイアウト

す。LMQ62440-Q1 降圧コンバータも、この手法を使用しています。次のページの図 20 に示すとおりです。入力電源ループのインダクタンス低減に加えて、複数の入力高周波向けコンデンサをパッケージに内蔵した結果、最終システムの基板レイアウトを変更する場合でも、ソリューションが対応しやすくなります。

次のページの図 21 は、同一の基板と同一の条件を使用し、内蔵のバイパス・コンデンサを使用する場合と使用しない場合で、LMQ62440-Q1 の放射型 EMI を比較しています。この結果からは、最も厳格な TV

帯域 (200 ~ 230MHz) で電磁波が 9dB 低減したことがわかります。これは、システムが基板上に付加的な部品を実装する必要なしで、各種業界規格が制定した EMI 制限を下回る水準にとどまるのに役立ちます。

### 真のスルーレート制御

設計によっては、これまでに説明した手法を使用しているにもかかわらず、高周波 EMI (60 ~ 250MHz) が各種規格の規定する制限を引き続き上回る可能性もあります。業界規格に適合するために、状況の改善

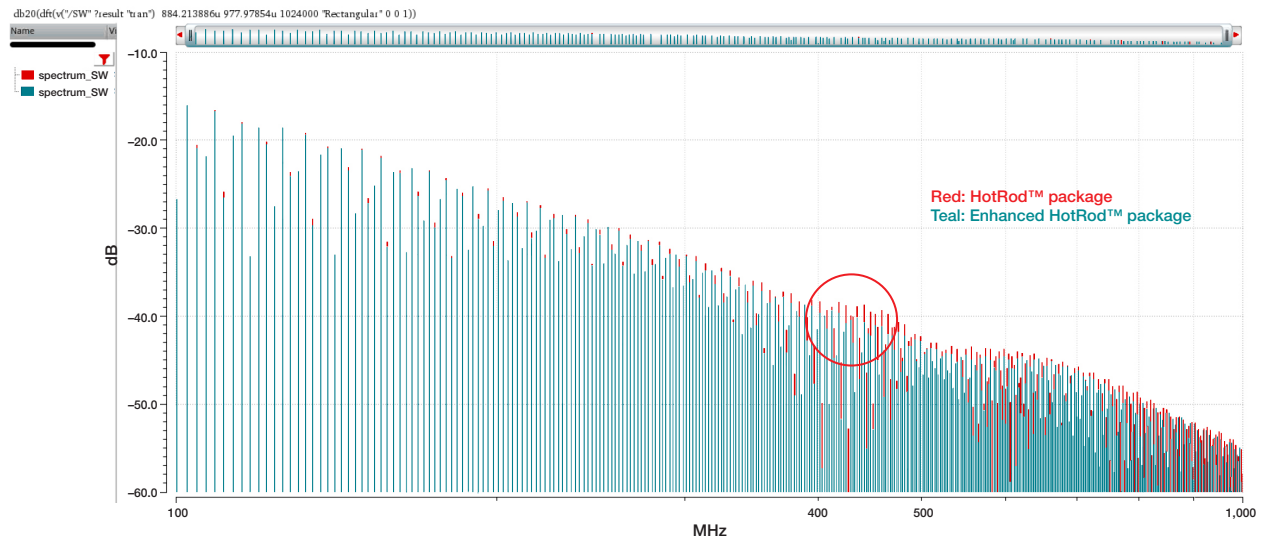


図 19. HotRod と Enhanced HotRod の各パッケージを採用したデバイスの SW ノードにおける FFT の比較

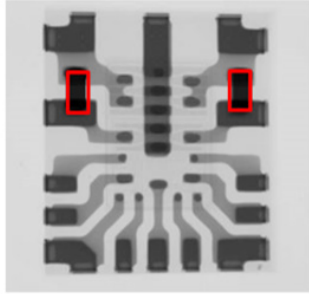


図 20. LMQ62440-Q1 デバイスに内蔵した 2 個の高周波入力バイパス・コンデンサ

とマージンの向上を達成するのに役立つ 1 つの方法は、スイッチング・コンバータのブート・コンデンサと直列に 1 個の抵抗を使用することです。1 個の抵抗を使用すると、スイッチング・エッジのスルーレートが緩やかになります。この結果、EMI を低減できますが、予期できる短所は効率が低下することです。

LM61440-Q1 や LM62440-Q1 のような各種スイッチング・コンバータは、1 個の抵抗を使用してターンオン時のハイサイド FET ドライバの強度 (電流の大きさ) を選択できる設計を採用しています。次のページの図 22 に示すように、RBOOT ピン (青緑の破線ループ) 経路で電流を引き込んで増幅し、CBOOT 経路で引き込み (赤の破線)、ハイサイド・パワー MOSFET をオンにします。この動作を通じて、上記の抵抗でス

ルーレートを制御できます。しかも効率低下の影響を受けません。効率低下が発生するのは、電流の大半が直列 BOOT 抵抗に流れるときです。RBOOT を CBOOT に短絡すると、立ち上がり時間が短くなります。この場合、150MHz を上回るまでは、スイッチ・ノードの高調波は低下しません。CBOOT と RBOOT を引き続き 700Ω 経路で接続する場合、13.5V を 5V に変換するときの変化 (立ち上がりや立ち下がり) 時間は 10ns に延びます。この低速な立ち上がりの結果、スイッチ・ノードの高調波が持つエネルギーは、大半の条件下で 50MHz 付近で低下するようになります。

## EMI のモデル化能力

あらゆる回路のモデル化は、設計の性能を早期の段階で評価する重要な方法の 1 つです。その結果、設計サイクル期間を短縮するうえで、重要な役割を果たすことになります。EMI のモデル化は、時間領域の回路分析に加えて、周波数領域で PCB の電磁シミュレーションを実施する必要がある、複雑なプロセスです。EMI 電磁波をモデル化すると、設計の反復 (試行錯誤) 回数を減らせるため、より迅速に EMI 規格の制限に適合できるようになります。

EMI をモデル化するとき可以使用できるいくつかのオプションをここで説明します。

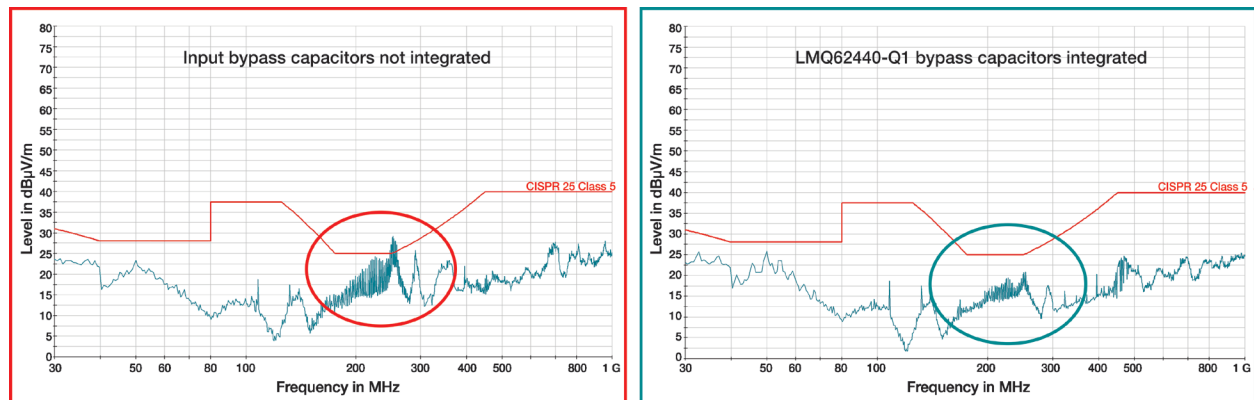


図 21. 内蔵のバイパス・コンデンサを使用しない場合と使用する場合の LMQ62440-Q1 デバイスの放射型 EMI 特性

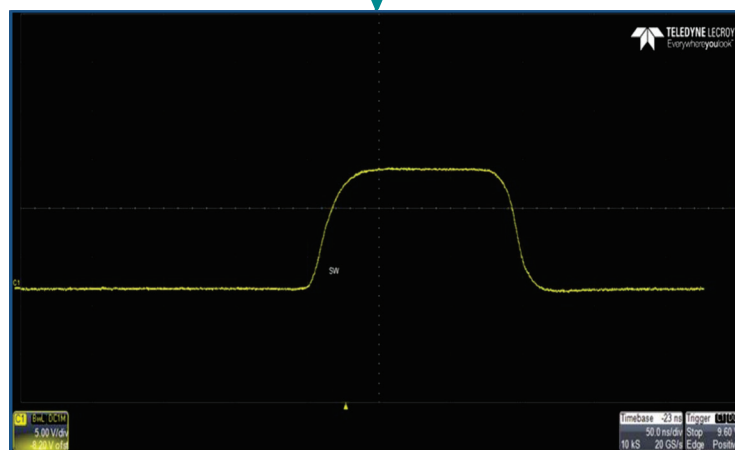
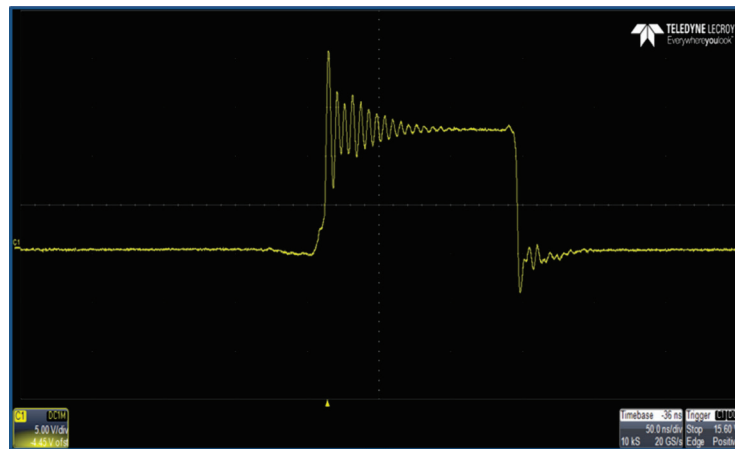
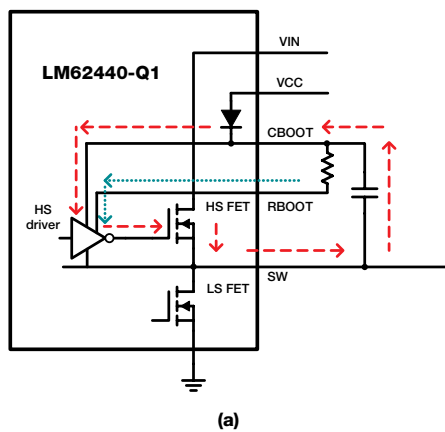


図 22.LM62440 における真のスルーレート制御の実装 (a)。真のスルーレート制御を使用する場合のスイッチ・ノード・リングングの低減 (b)。

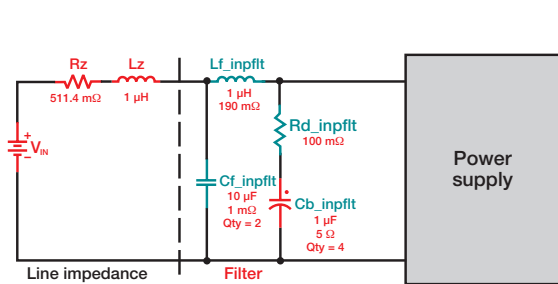
## WEBENCH® 設計ツールを使用する低周波 EMI の設計

WEBENCH 入力フィルタ設計ツールを採用すると、30MHz 未満の低周波数の伝導型 EMI ノイズを低減する適切な入力フィルタを自動的に設計し、CISPR 32 や CISPR 25 のような各種規格に適合できるようになります。このツールを使用すると、フィルタ・サイズを最適化すると同時に、設計を特定の規格に確実に準拠させることができます。また、フィルタを設計するときに、フィルタの安定性やコンバータのループの安定性を確保できます。このオンライン・ツールは、TI の 100 種類以上の電源デバイスをサポートしています。

よくある失敗は、入力 EMI フィルタのインダクタを減衰されない状態で放置してしまうことです。この場合、設計の安定性全体に悪影響を及ぼします。WEBENCH 設計ツールは (次ページの図 23 に示すように) 入力フィルタと SMPS に対するインピーダンス分析を実行し、安定性を確実にするための適切な減衰部品を推奨します。

## データシートに掲載されている伝導型と放射型の各 EMI に関する結果

SMPS デバイスの各種評価基板は、産業用と車載の非常に厳格な各種 EMI 規格を基準としてテスト済みであり、データシートに掲載されている結果を



Filter components

- Lf 1 μ H
- Cf 7.8 μ F
- Cb 4 μ F
- Rd 100 m Ω

Filter vs. converter impedance comparison

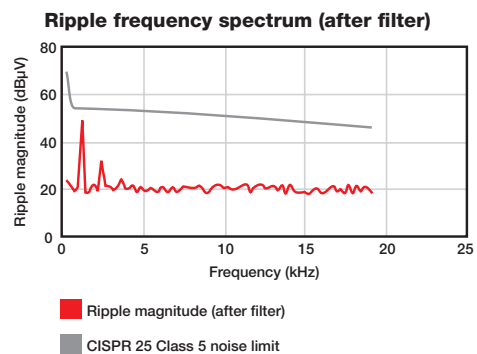
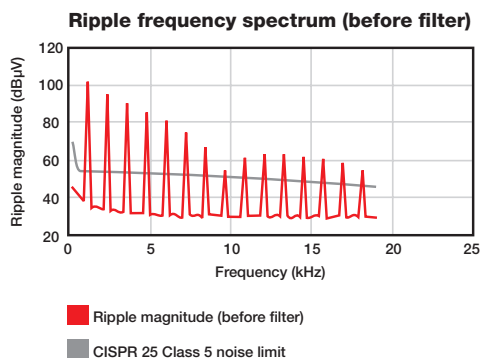
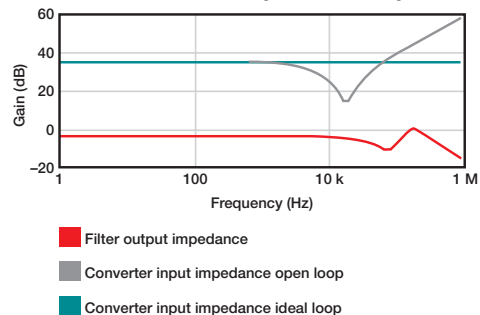


図 23. WEBENCH® 設計ツールでインピーダンス分析を実行した場合に推奨される入力フィルタ

参照すると、デバイスの EMI 特性を事前に理解するのに役立ちます。特定のデバイスのデータシートで最初のページにある「Optimized for Ultra-Low EMI Requirements」(超低 EMI 要件を重視して最適化済み) をクリックすると、詳細な EMI レポートにアクセスできます。[LM62440-Q1 データシート](#)内の EMI レ

ポートは、CISPR 25 Class 5 の伝導型と放射型を測定するための接続に対応する詳細なデータを掲載しています。

加えて、TI はシステムレベルの EMI モデル化と測定を社内で行うことができるので、お客様が EMI 特性を検証し、サイクル期間を短縮するのに役立ちます。



## まとめ

エレクトロニクスの急速な発展の結果、パワー・コンバータの設計に加わる圧力は非常に大きくなっています。複雑なシステムを従来より小規模な空間に高密度で作り込むことが求められています。複数の敏感なシステムを互いに近接させるのは、EMI 抑制にとって課題が増すことを意味します。設計者の皆様は各種パワー・コンバータを設計するときに、各種規格団体が制定した制限に適合するように細心の注意を払う必要があり、重要な各種システムがノイズの多い環境で安全かつ確実に動作することが求められます。

低 EMI を重視した設計を実施すると、開発サイクル期間を大幅に短縮すると同時に、基板面積の節減やソリューション・コストの削減にもつながります。TI は、EMI の低減に役立つ各種の機能やテクノロジーを採用しています。これらに該当するのは、スペクトラム拡散、アクティブ EMI フィルタリング、打ち消し用巻線、パッケージの革新、入力バイパス・コンデンサの内蔵、真のスルーレート制御方式などです。

TI の各種 EMI 最適化済みパワー・マネージメント・デバイスを採用すると、大量の手戻りや手直しの必要なしで、TI の部品を使用している各種設計が各種業界規格に確実に適合するようになります。TI の各種製品を使用すると、電力密度や効率を犠牲にせずに、最終機器に関する EMI の制限を下回る水準を確実に維持できるようになります。

これらのテクノロジーを採用している TI の各種製品については、[ti.com/lowemi](https://ti.com/lowemi) をご覧ください。昇降圧レギュレータ、反転レギュレータ、絶縁型バイアス電源、マルチチャネル IC (PMIC)、降圧 (バック) レギュレータ、昇圧 (ブースト) レギュレータなどがあります。

## 低 EMI に関連する主な製品カテゴリ

[昇降圧/反転レギュレータ](#)

[絶縁型バイアス電源](#)

[パワー・マネージメント・マルチチャネル IC \(PMIC\)](#)

[降圧 \(バック\) レギュレータ](#)

[昇圧 \(ブースト\) レギュレータ](#)

**重要なお知らせ:**ここに記載されているテキサス・インスツルメンツ社および子会社の製品およびサービスの購入には、TI の販売に関する標準の使用許諾契約への同意が必要です。お客様には、ご注文の前に、TI 製品とサービスに関する完全な最新情報のご入手をお勧め致します。TI は、アプリケーションに対する援助、お客様のアプリケーションまたは製品の設計、ソフトウェアのパフォーマンス、または特許の侵害に対して一切責任を負いません。ここに記載されている他の会社の製品またはサービスに関する情報は、TI による同意、保証、または承認を意図するものではありません。

HotRod および Enhanced HotRod はテキサス・インスツルメンツの商標です。WEBENCH はテキサス・インスツルメンツの登録商標です。その他の商標および登録商標はそれぞれの所有者に帰属します。

## 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 © 2022, Texas Instruments Incorporated