

# TI *Live!* POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR

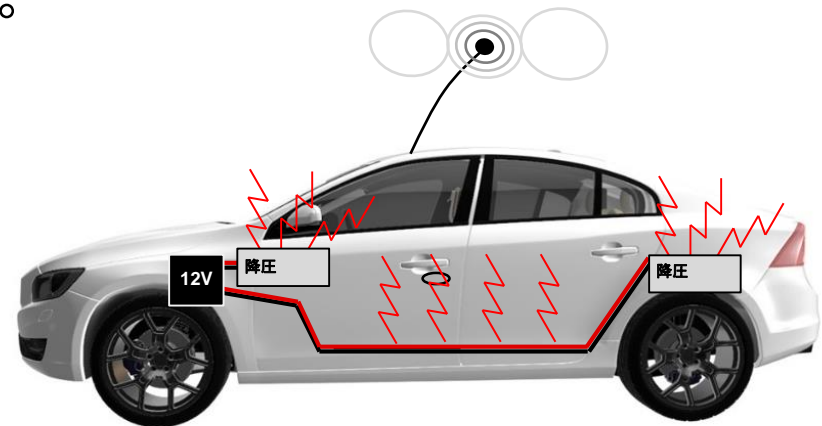
## 2022年3月30日

EMI 低減のためのパワー・コンバータの先進機能

向野 佑亮

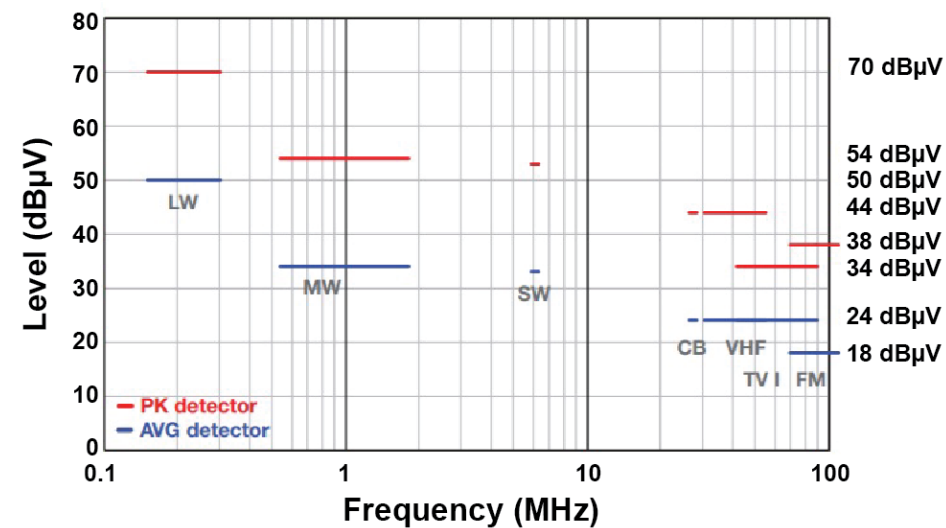
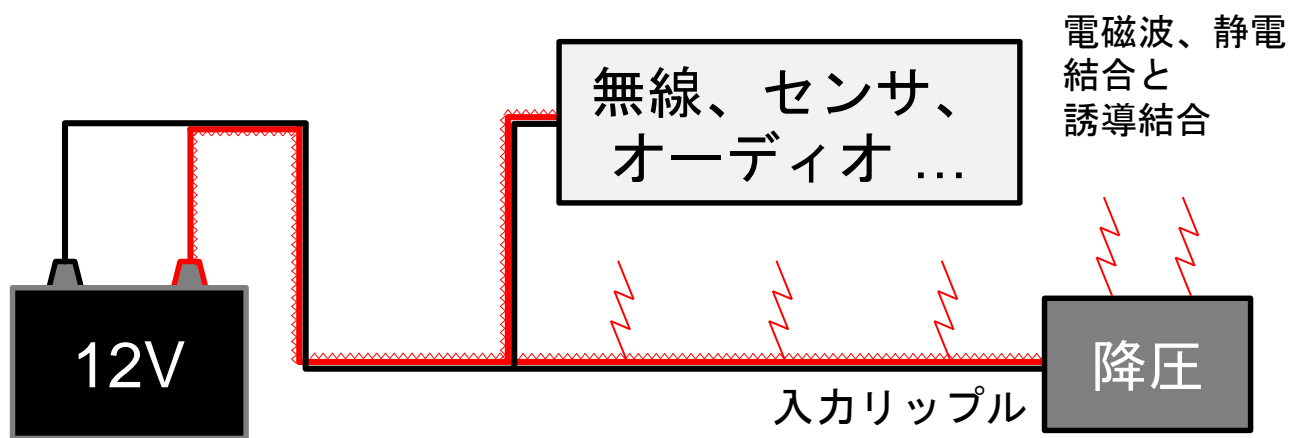
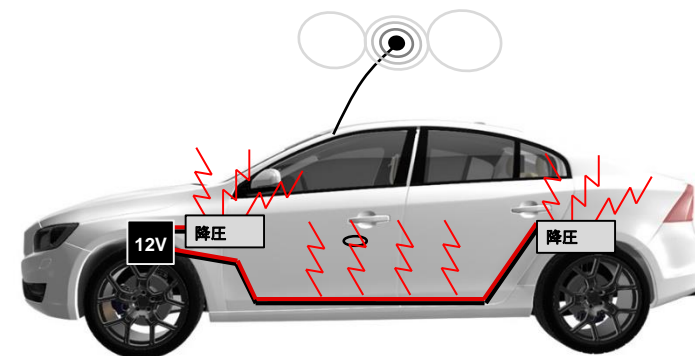
# 目次

- 背景と状況：
  - EMI (electromagnetic interference : 電磁干渉) とは
  - 発生源はどこですか？
  - どのような方法で低減できますか？
- 最新の EMI 低減機能：
  - アクティブ EMI フィルタ (AEF)。
  - デュアル・ランダム・スペクトラム拡散機能 (DRSS)。
  - 最適化済みのパッケージとピン配置。
  - 真のスルーレート制御。
  - コンデンサ内蔵。



# 背景：EMI の定義と対処が必要な理由

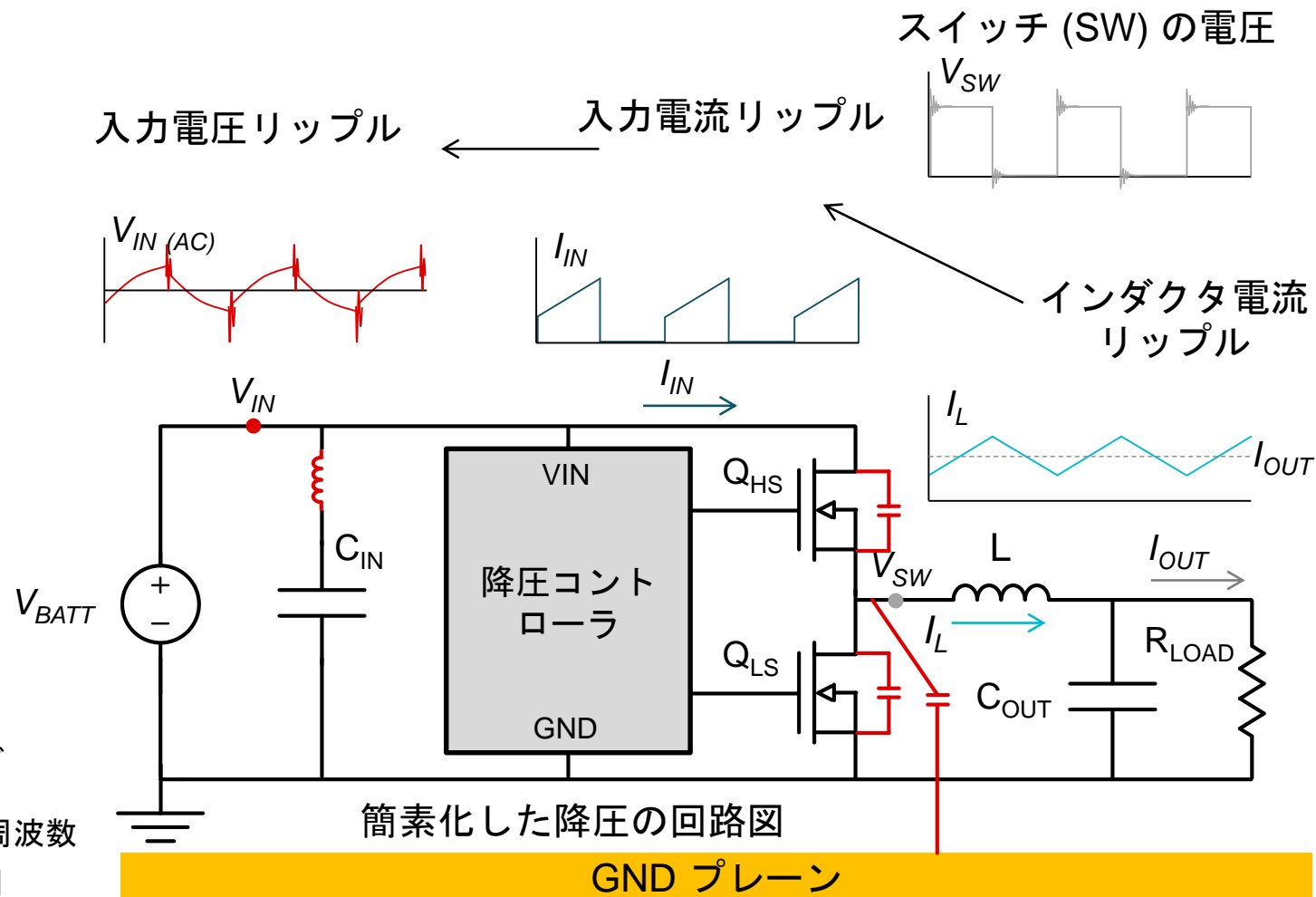
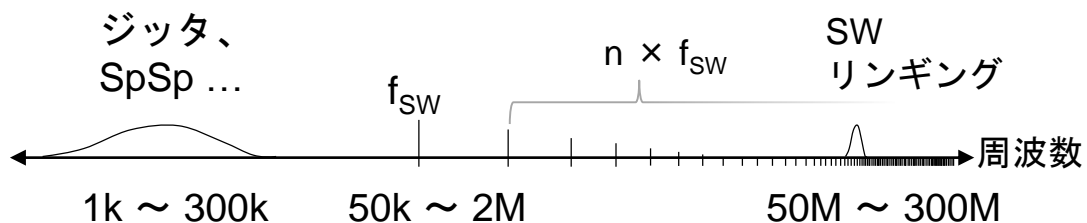
- EMI：入力リップル、容量結合、誘導結合、電磁波。
- 他のシステムに干渉する可能性があります。
- 各種規格は、回路のEMI放射量を制限しています。
  - CISPR 25 と CISPR 11 の規格。
  - 伝導型と放射型の各試験。



伝導型 EMI の制限 – CISPR 25 Class 5

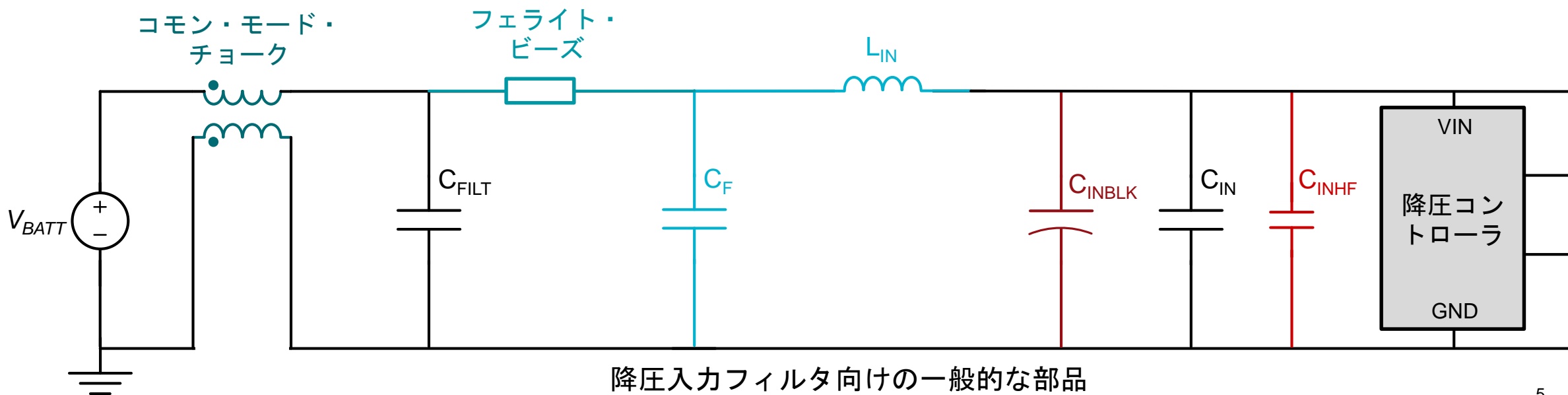
# 状況：降圧レギュレータ内での EMI の発生元

- スwitching を実行すると、 $f_{SW}$  およびその高調波に相当する周波数で、リップルとノイズが発生します。
- 寄生成分は、高周波のスイッチ・ノードでリングングの原因になります。
- ジッタやスペクトラム拡散 (spread spectrum : SpSp) が低周波ノイズを追加する可能性があります。



# EMI フィルタリング：一般的なパッシブ部品

- HF セラミック入力コンデンサ → SW のリングングが減少し、10MHz 以上の帯域で改善。
- バルク・コンデンサ → 1MHz 未満のフィルタ部品を採用すると ESR が共振の減衰に寄与。
- CLC/LCL  $\pi$  型 / T 型フィルタ → 実効 10MHz までのフィルタ。
- フェライト・ビーズ → 2MHz を上回る成分を除去、100MHz で特性を規定。
- コモン・モード・チョーク → 約 100 ~ 300MHz までのコモン・モード・ノイズを除去。



# EMI フィルタリング : CLC π 型フィルタの設計

- EMI を測定するか、式 1 を使用して必須の減衰量をデシベル (dB) 単位で計算します。
- 式 2 を使用して、EMI フィルタのカットオフ周波数を設計します。
- 式 3 を計算して、 $C_F$  と  $L_{IN}$  に該当する部品を選定します。
  - (通常は) 電流定格を考慮し、 $0.1 \sim 10\mu\text{H}$  の  $L_{IN}$  を選定します。
  - (通常は) 複数の  $C_F$  を並列接続し、必須の値を確保します。
- 必要な場合は試験と調整を行います。
- [AN-2162 アプリケーション・ノート \(英語\)](#) と [スプレッドシート・ツール](#)。

$$|Att|_{dB} = 20 \log \left( \frac{1}{\pi^2 f_{SW} C_{IN}} \frac{\sin(\pi D)}{1\mu V} \right) - V_{MAX} \quad (1)$$

ここで

$f_{SW}$  = スイッチング周波数

$D$  = デューティ・サイクル

$V_{MAX}$  = 特定の EMI レベルに対応する最大許容  $\text{dB}\mu\text{V}$

$$f_c = \frac{f_{sw}}{10^{|Att|/40}} \quad (2)$$

ここで

$f_c$  = EMI フィルタのカットオフ周波数

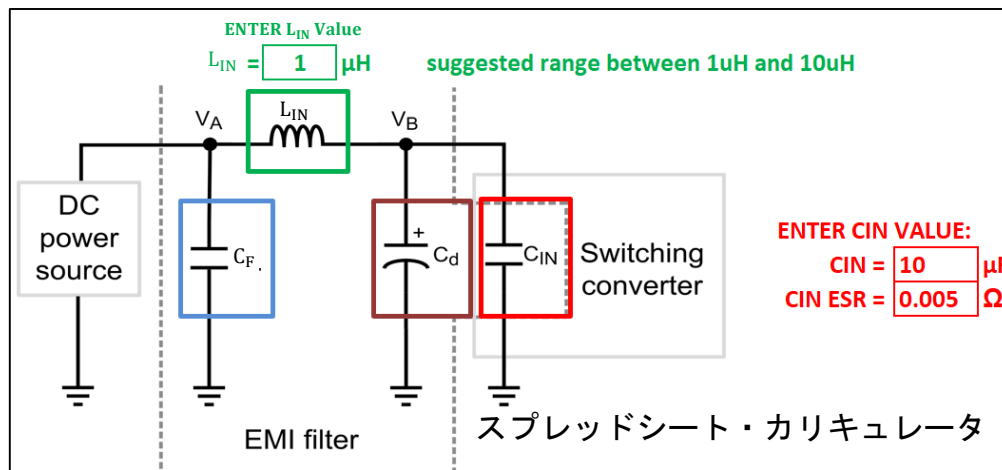
$$L_{IN} C_F = \frac{1}{(2\pi f_c)^2} \quad (3)$$

ここで

$L_{IN}$  = EMI フィルタのインダクタンス

$C_F$  = EMI フィルタの静電容量

6



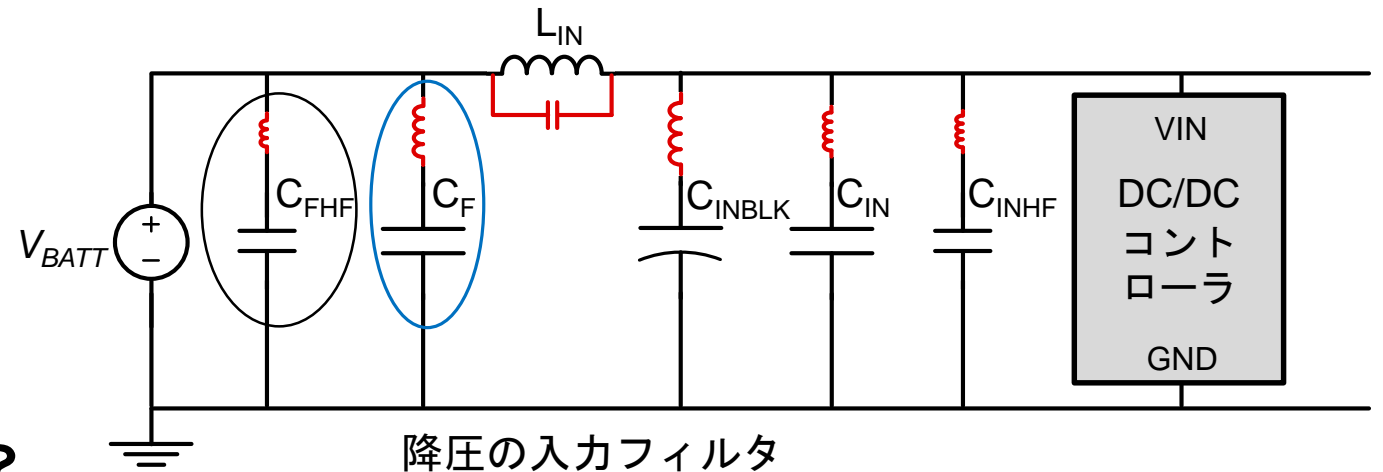
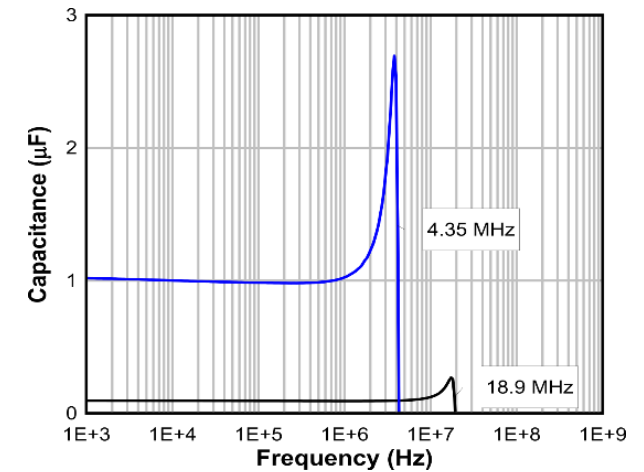
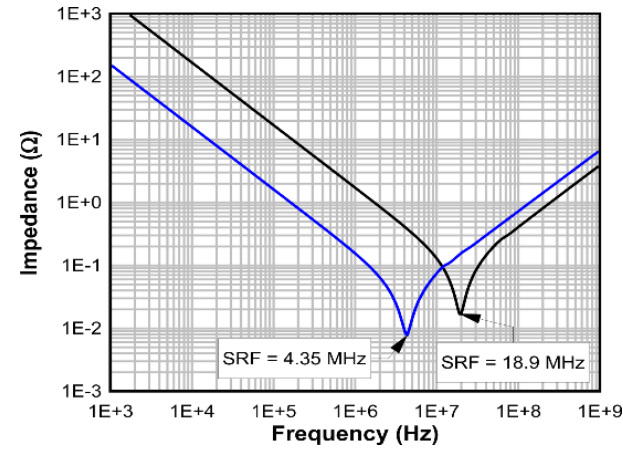
# EMI フィルタリング：パッシブ・フィルタ部品の制約

## 懸案：

- コスト-フィルタを大型化するとコストが増加します。
- サイズ-大きなボード面積を占有する可能性があります。

## 検討事項：

- コンデンサの電圧定格は、 $V_{IN\_MAX}$  を上回る必要があります。
- インダクタの電流定格は  $I_{IN\_MAX}$  を上回る必要があります。
- フィルタ部品の寄生成分は、フィルタの周波数を自己共振周波数 (self-resonant frequency : SRF) 未満に制限します。
- パッケージのフットプリントが大型化すると、 $L_{IN}$  と  $C_F$  の両方に関して SRF が小さくなります。
  - この点で複数の  $C_F$  採用が役に立ちます。



どのような対策が実行できますか？

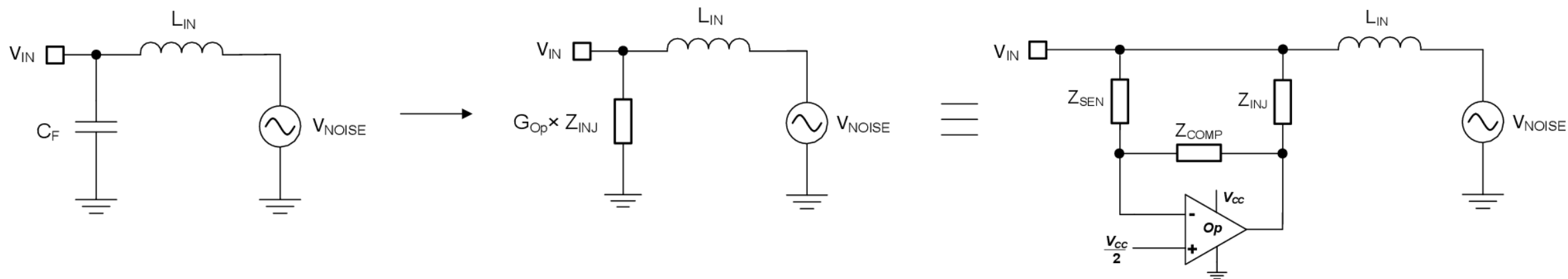
# AEF (アクティブ EMI フィルタ)

---



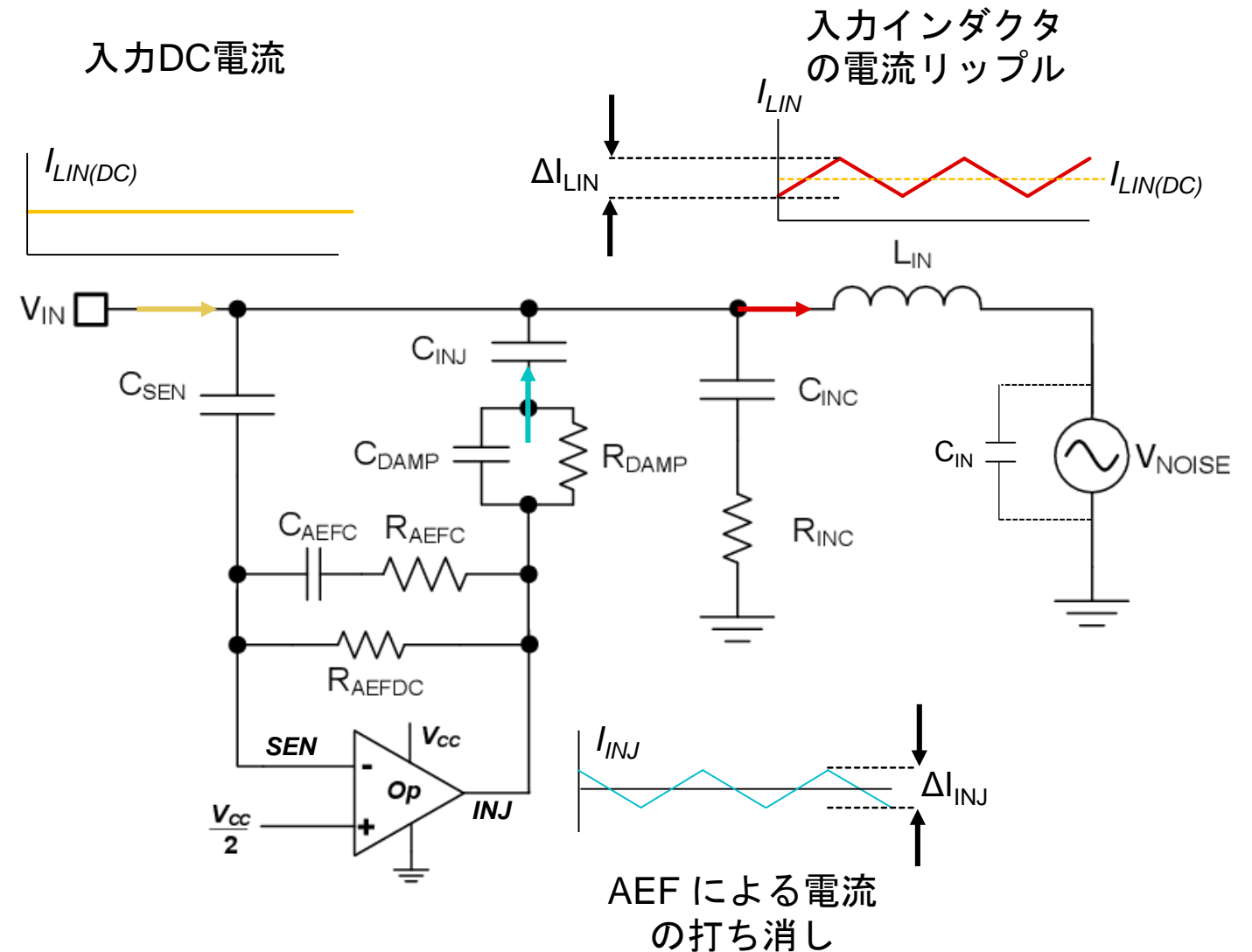
# AEF の基礎

- AEF は、 $C_F$  と対比できる、「アクティブ・コンデンサ」とみなすことができます。
- AEF はオペアンプを使用して入力レールでのノイズをセンスし、ノイズを打ち消すために位相差信号を注入します。オペアンプ回路で、パッシブ型の  $C_F$  を置き換えます。
- オペアンプを使用するには、帰還部品と補償部品が必要になりますが、これらの部品は、静電容量、フットプリント、コストがいずれもパッシブ部品より小さいのが特徴です。
- LM25149-Q1 などのように、DC/DC コンバータのパッケージ内にオペアンプを内蔵することも可能です。



# EMI フィルタリング : AEF (アクティブ EMI フィルタ)

- 入力電圧と入力電流のリップルがEMI の発生につながります。リップルを小さくすると、EMI を最小化できます。
- 静電容量によるセンシングと信号通過 :
  - DC 電流の AEF 流入を阻止します。
- AEF が生成するリップル電流は、入力インダクタのリップル電流を打ち消します。
- AEF は DC 電力定格の制限対象になりません。
  - $\Delta I_{LIN}$  を打ち消す  $\Delta I_{INJ}$  という制限のみです。
- $L_{IN}$  または  $C_{IN}$  のサイズを設定し、 $\Delta I_{INJ}$  の要件に合わせます。



# EMI フィルタリング : AEF (アクティブ EMI フィルタ)

- オペアンプのゲイン項 (式 5) :

$$G_{Op} = Z_{COMP} / Z_{SEN} \approx C_{SEN} / C_{AEFC} \quad (5)$$

ここで

$C_{SEN}$  = AEF のセンシング・コンデンサ

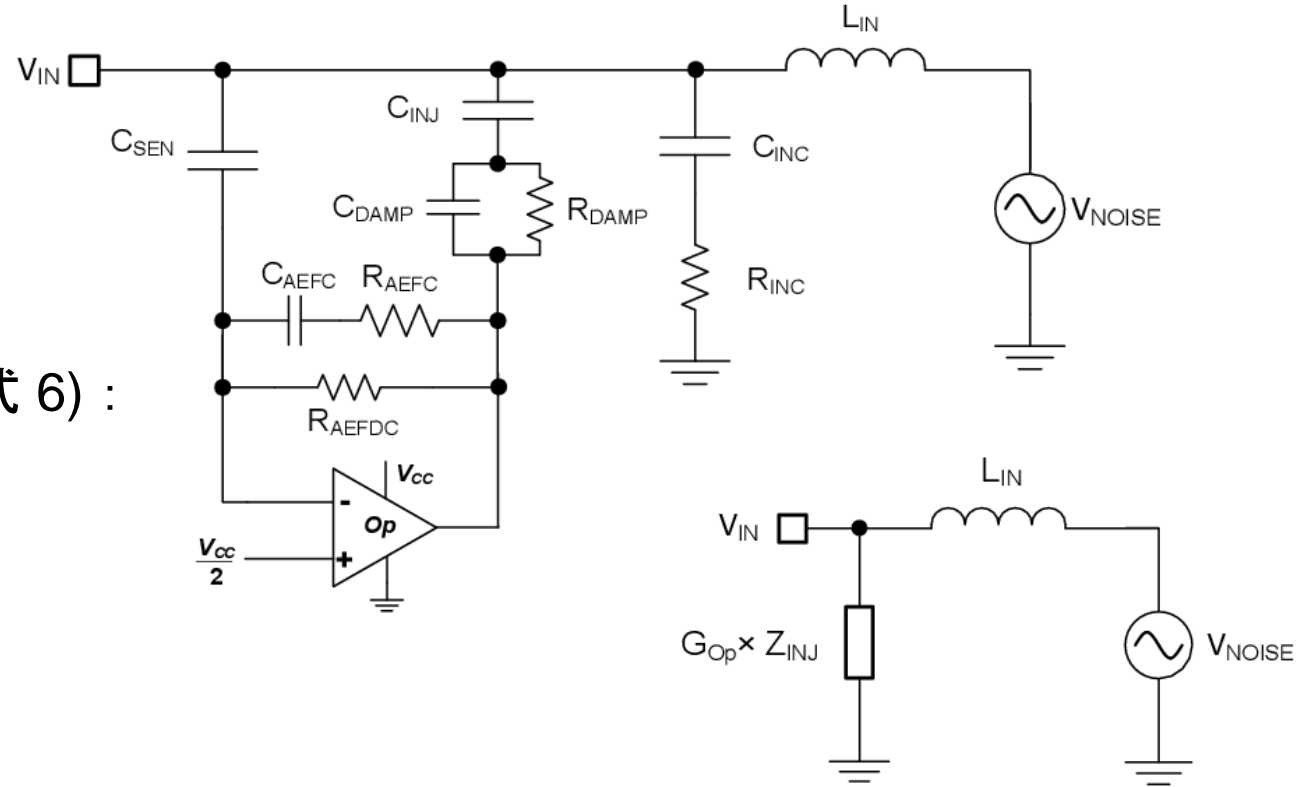
$C_{AEFC}$  = AEF の補償コンデンサ

- アクティブ・フィルタ  $L_{IN}$  と  $C_{INJ}$  の選定 (式 6) :

$$L_{IN} C_{INJ} = \frac{1}{G_{Op} (2\pi f_c)^2} \quad (6)$$

ここで

$C_{inj}$  = AEF の注入静電容量

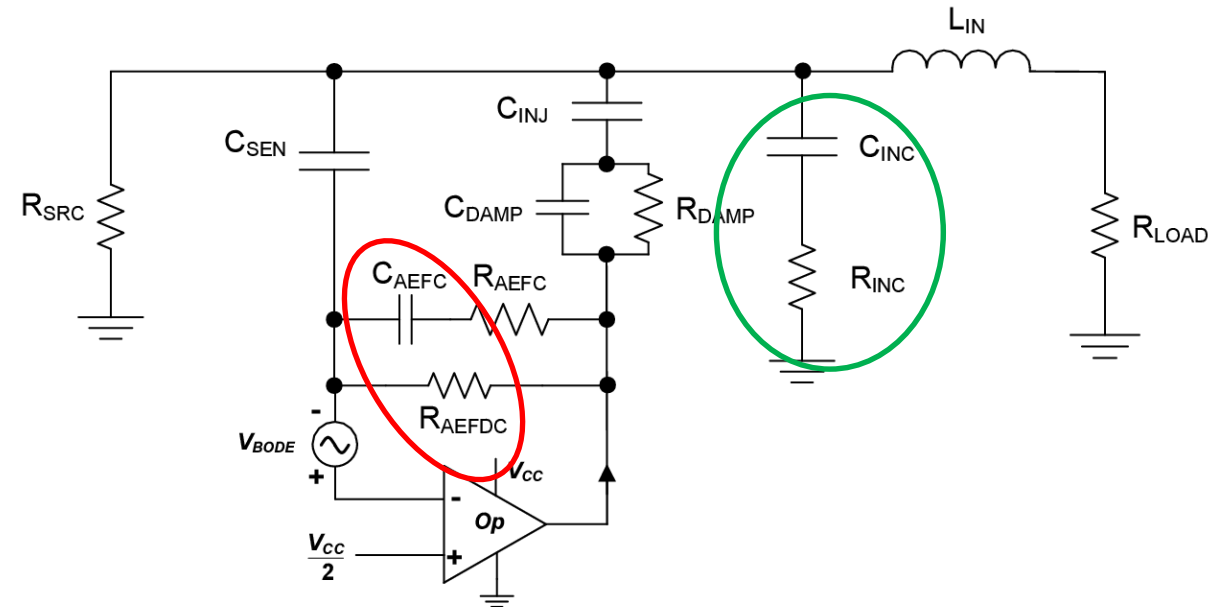
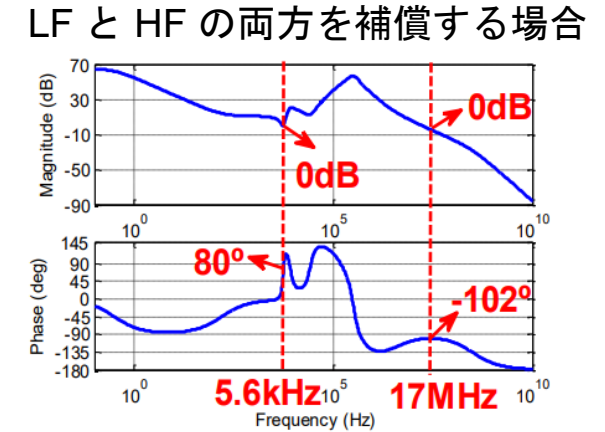
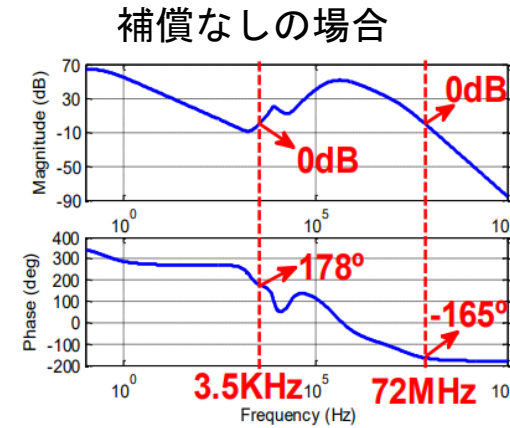


$$G_{Op} \approx C_{SEN} / C_{AEFC}$$

- $G_{Op} = 100$ , AEF を使用すると、 $L_{IN}$  と  $C_{INJ}$  をそれぞれ 1/10 に縮小できます。

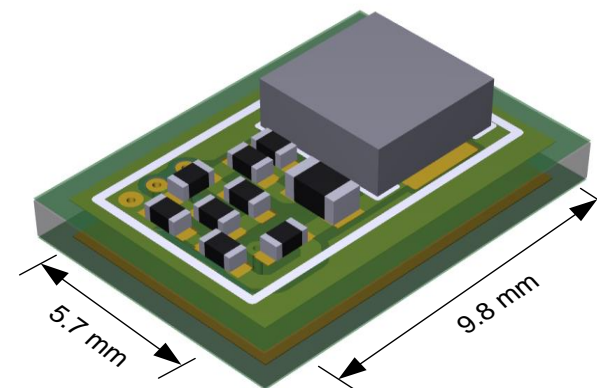
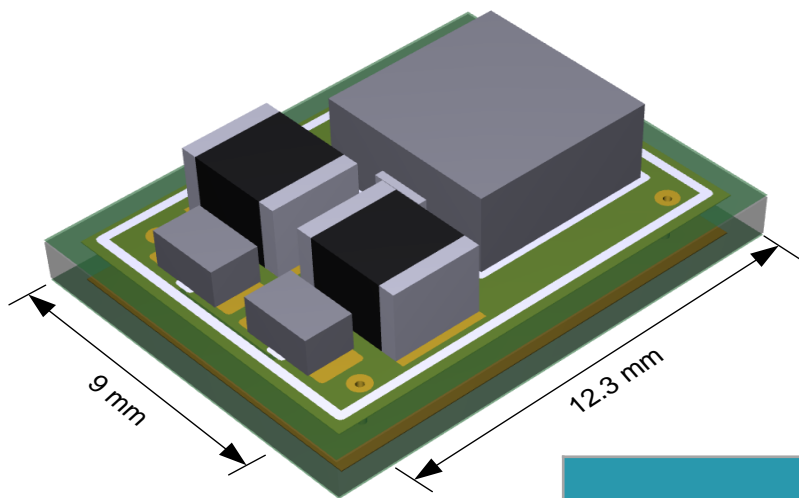
# EMI フィルタリング : AEF (アクティブ EMI フィルタ)

- 補償する必要のあるクロスオーバーがグループ内に 2 個あります。
- $R_{AEFDC}$  と  $C_{AEFC}$  で、 $G_{Op}$  の LF クロスオーバーを設定します。
  - DC ゲインは必要ありません。
  - 位相が 180 度をまたぐときに、ゲインが 0dB またはそれ以上の可能性があります。
- $R_{INC}$  と  $C_{INC}$  で  $G_{Op}$  の HF クロスオーバーを設定します。
  - 高周波領域で、寄生成分が支配的になります。
  - $C_{INJ}$  と  $C_{DAMP}$  の各寄生成分が原因で、SRF は約 20MHz に制限されます。



# パッシブとアクティブの各フィルタ向け最適化済みレイアウト

- 従来型のパッシブ・レイアウト (左側) は、より背の高い1個のインダクタと、より大きい複数のコンデンサを使用しています。
- AEF (右側) は、より小型でより安価な部品を使用し、しかもフィルタ性能が向上しています。オペアンプはDC/DCコンバータに内蔵されています。

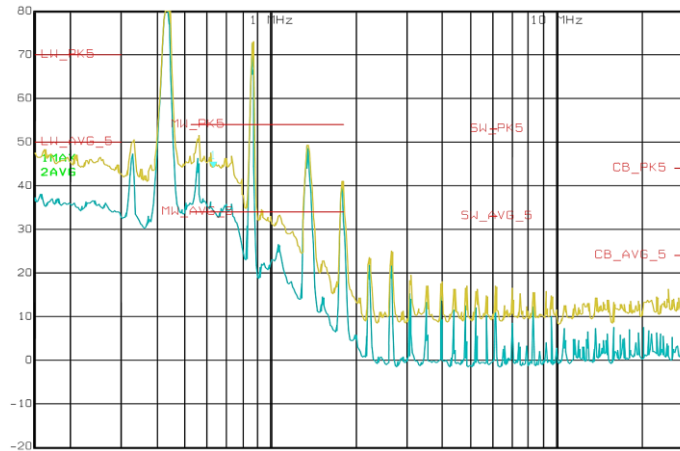


	パッシブ	アクティブ
コスト	2.71 ドル	1.70 ドル
面積	110.7 mm <sup>2</sup>	55.8 mm <sup>2</sup>
高さ	5.2 mm	4 mm

# パッシブとアクティブそれぞれの CISPR 25 の結果を比較

$V_{IN} = 13.5V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{OUT} = 5A$ 、 $f_{SW} = 440kHz$

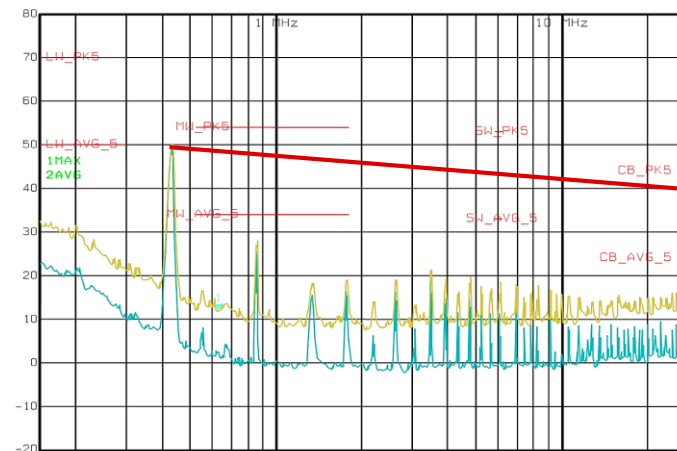
## EMI フィルタなし



Start : CISPR 25 Class 5 のピーク値  
150 kHz CISPR 25 Class 5 の平均値 Stop : 30 MHz

## パッシブ EMI フィルタ

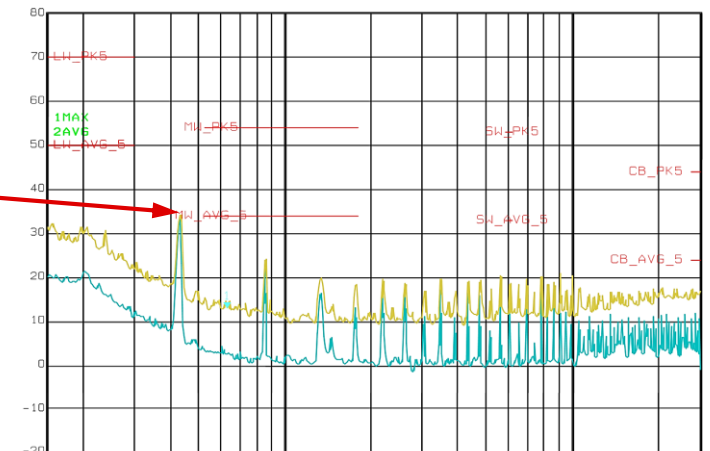
$L_F = 3.3\mu H$ 、 $C_F = 10\mu F \times 2$  個



Start : CISPR 25 Class 5 のピーク値  
150 kHz CISPR 25 Class 5 の平均値 Stop : 30 MHz

## AEF (アクティブ EMI フィルタ)

$L_{AEF} = 1\mu H$ 、 $C_{INJ} = 0.47\mu F$

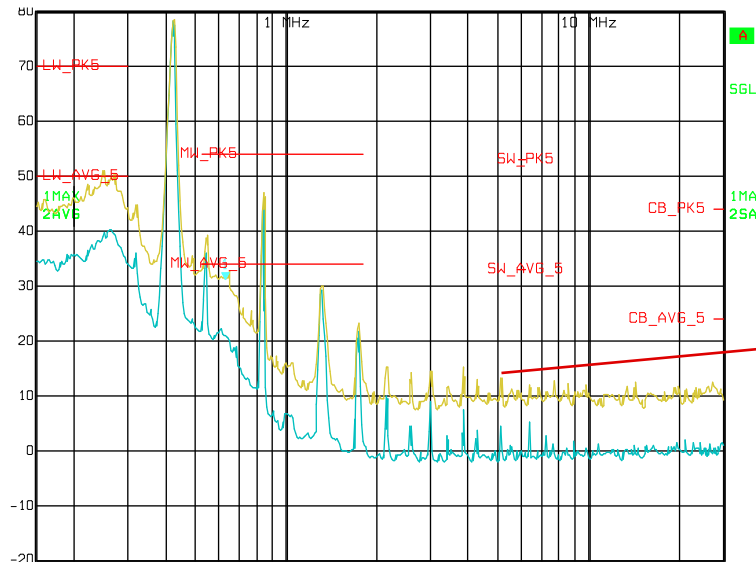


Start : CISPR 25 Class 5 のピーク値  
150 kHz CISPR 25 Class 5 の平均値 Stop : 30 MHz

# EMI フィルタリング : AEF の各種部品

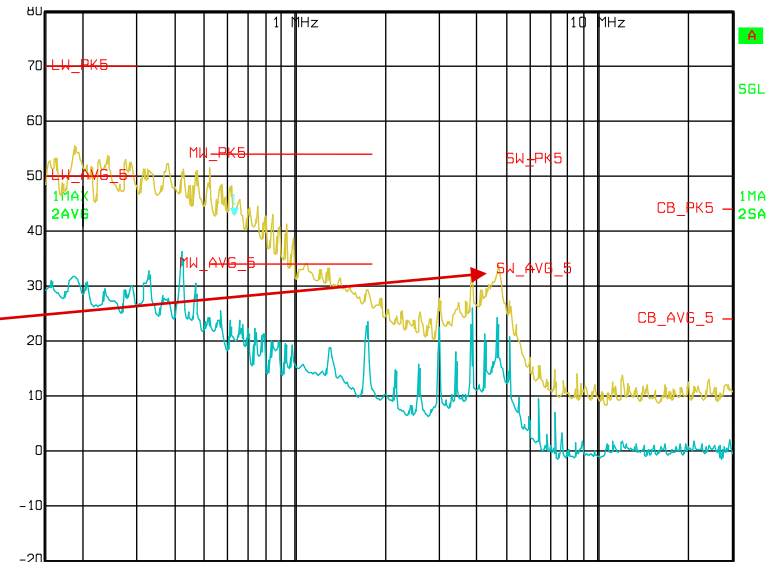
- AEF 部品の選定が不適切だった場合、EMI に悪影響を及ぼす可能性があります。
  - 仮に SRF が 5MHz の  $C_{INJ}$  を選定した場合、(システムのループ・クロスオーバー未満の周波数で) 共振が発生します。
    - SRF が少なくとも 15 ~ 20MHz の AEF 部品を使用してください。さもないと、HF クロスオーバーが低下します。

## AEF が無効な場合



Start : 150 kHz      CISPR 25 Class 5 のピーク値      Stop : 30 MHz  
CISPR 25 Class 5 の平均値

## 不適切な部品を使用した AEF が有効な場合



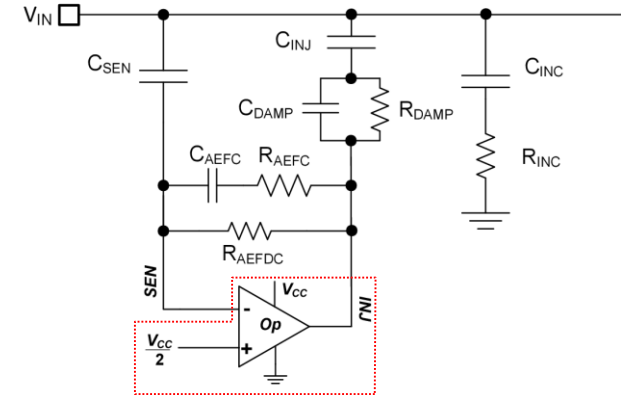
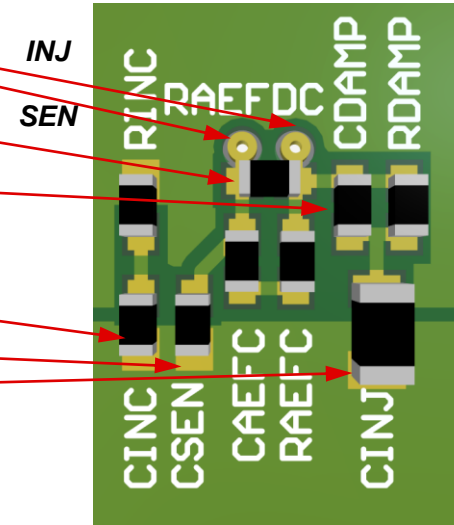
Start : 150 kHz      CISPR 25 Class 5 のピーク値      Stop : 30 MHz  
CISPR 25 Class 5 の平均値

# EMI フィルタリング : AEF のレイアウトと他の検討事項

- SEN と INJ の各パターンは近接して取り回します。
- SEN と INJ のビアに  $R_{AEFDC}$  を取り付けます。
  - 小面積ループを形成するように  $C_{AEFC}$  と  $R_{AEFC}$  を配置します。
- AEF 補償部品 (AEFC) の近くに  $C_{DAMP}$  と  $R_{DAMP}$  を配置します。
- $R_{INC}$  と  $C_{INC}$  はノイズの多いグランドから遠ざけます。
- AEF 補償部品の近くに  $C_{SEN}$  を配置します。
- 減衰部品の近くに  $C_{INJ}$  を配置します。

オペアンプ / IC の関連事項 :

- AEF アンプの  $V_{CC}$  デカップリング・コンデンサをピンの近くに配置します。
- AEF アンプの  $A_{VSS}$  は、ノイズの少ないグランドにグランド接続します。





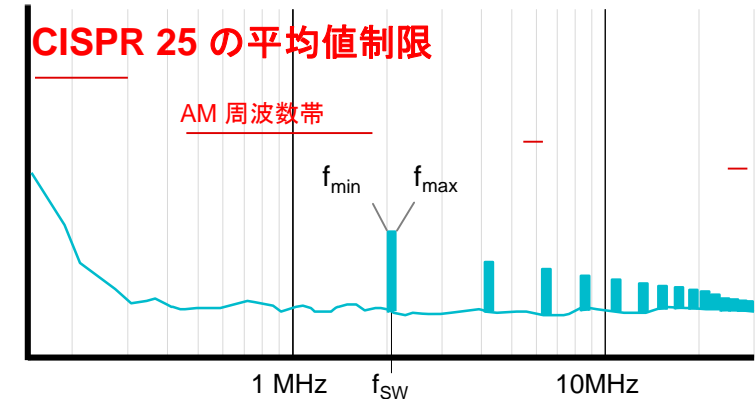
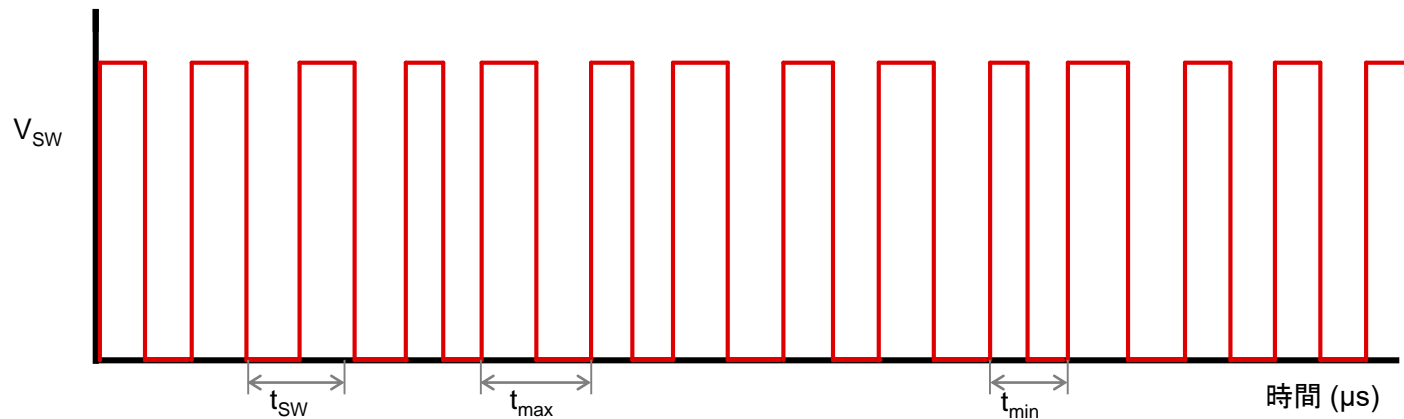
# DRSS (デュアル・ランダム・ スペクトラム拡散)

---

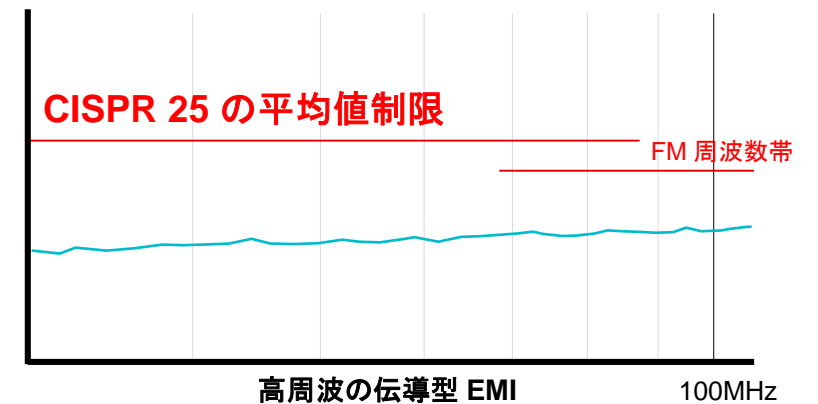
# スペクトラム拡散の状況

スペクトラム拡散機能はスイッチング周波数をディザリングし (変動させ)、高調波を拡散します。

- マージンを大きくし、制限ライン以下に維持できます → フィルタの小型化。
- 同じ周波数で約 10dB $\mu$ V の低減。
- さまざまな周波数帯に合わせて最適化済みのさまざまな方式。
- 通常は変調周波数の地点で LF ノイズが増える結果になります。



低周波の伝導型 EMI

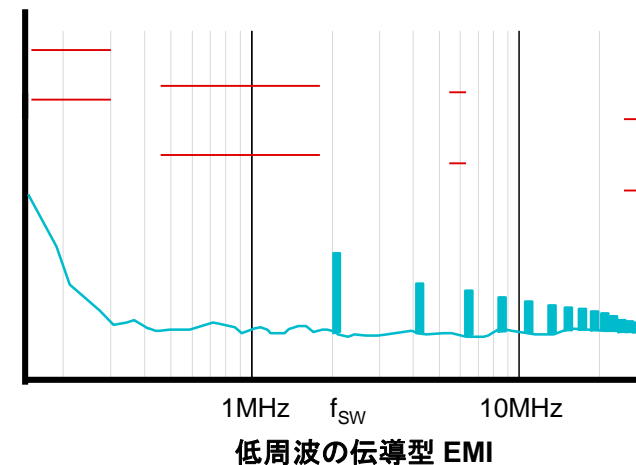
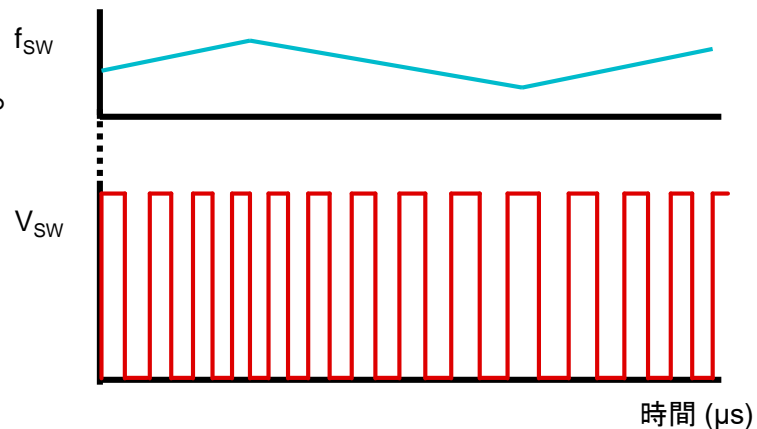


高周波の伝導型 EMI

# 三角波と疑似ランダムと比較 - 低周波

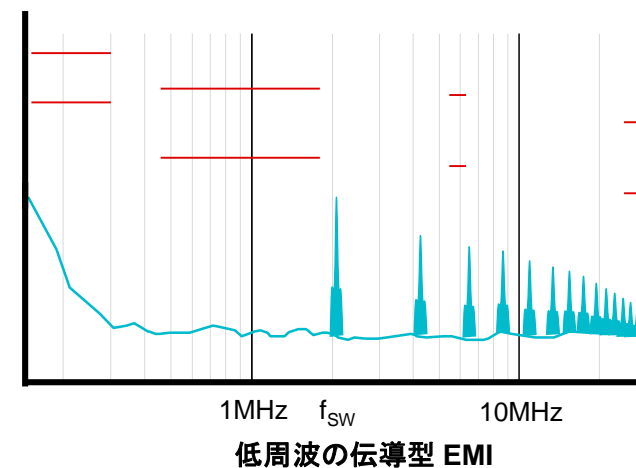
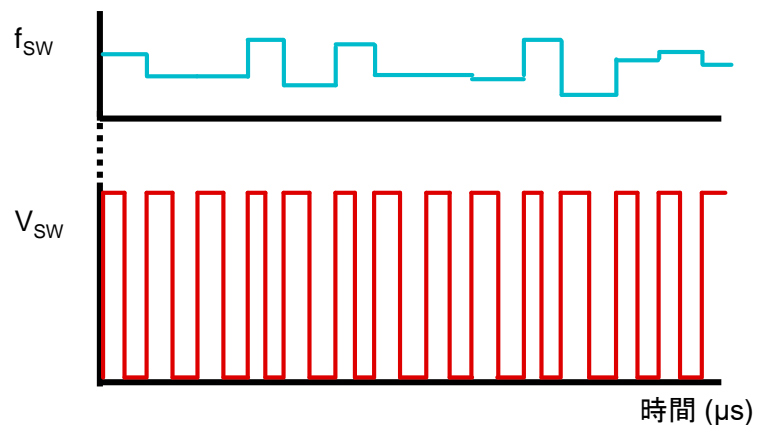
- 三角波変調:

- $f_{SW}$  を三角形の形状でディザリングします。
- 基本波を均等に拡散します。



- 疑似ランダム変調:

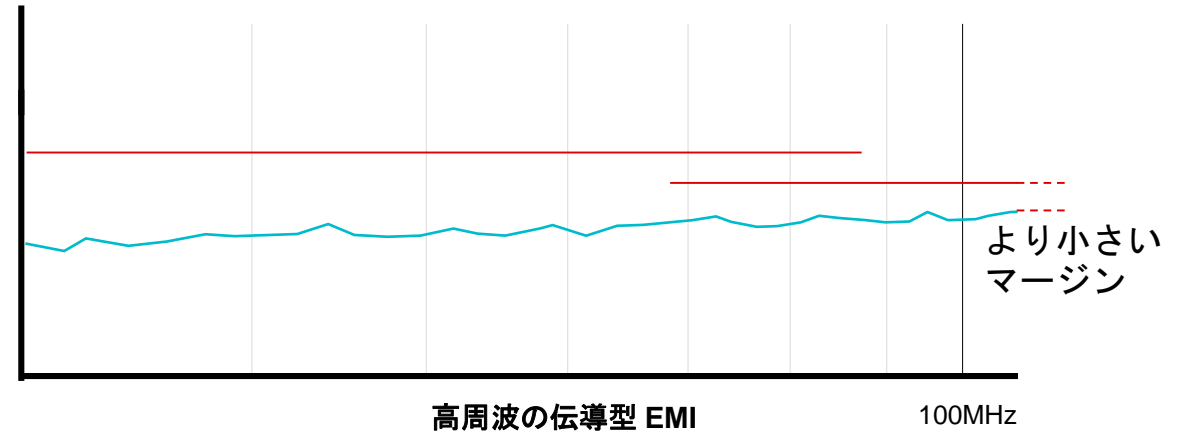
- すべてのサイクルで  $f_{SW}$  をランダムにディザリングします。
- 基本波の拡散が均等にならない可能性があります。



# 三角波と疑似ランダムと比較 – 高周波

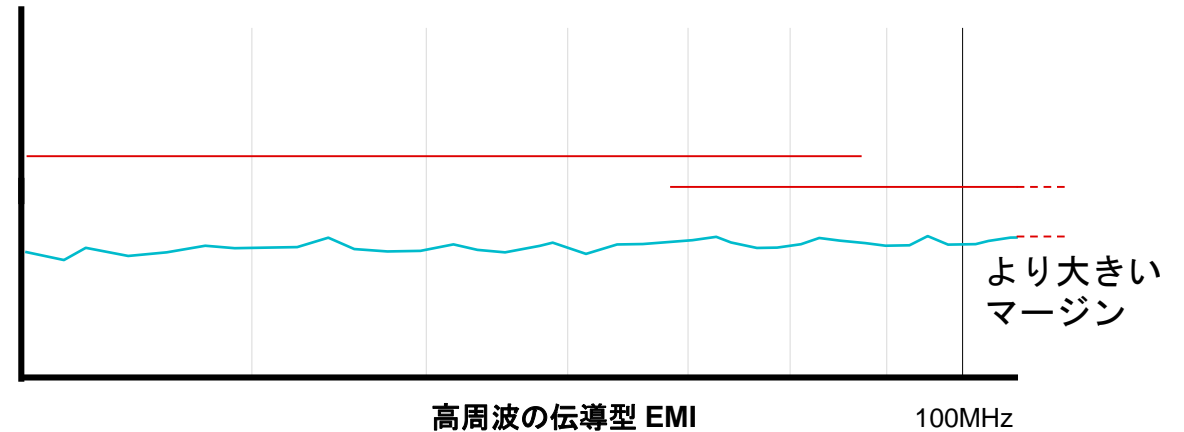
- 三角波変調：

- $f_{SW}$  を三角形の形状でディザリングします。
- 基本波を均等に拡散します。
- 高周波 EMI は十分減衰しない可能性があります。



- 疑似ランダム変調：

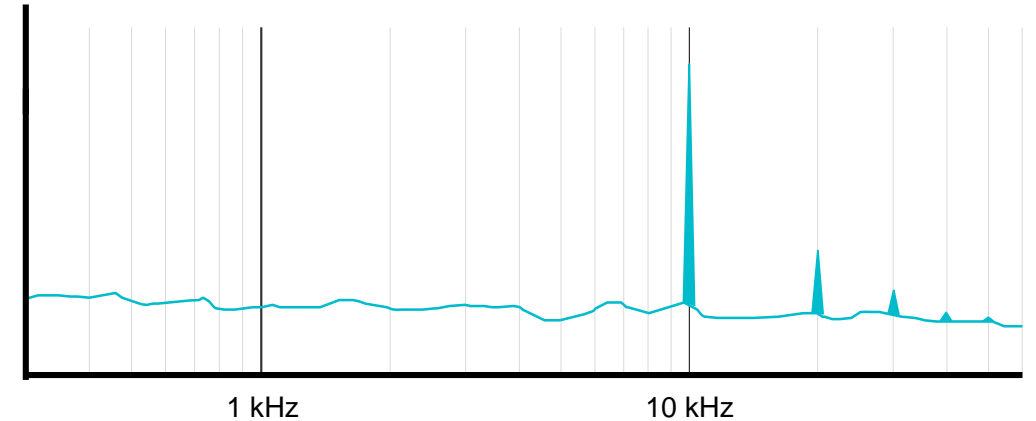
- すべてのサイクルで  $f_{SW}$  をランダムにディザリングします。
- 基本波の拡散が均等にならない可能性があります。
- 高周波 EMI の減衰は良好です。



# 三角波と疑似ランダムと比較 – 超低周波

- 三角波変調：

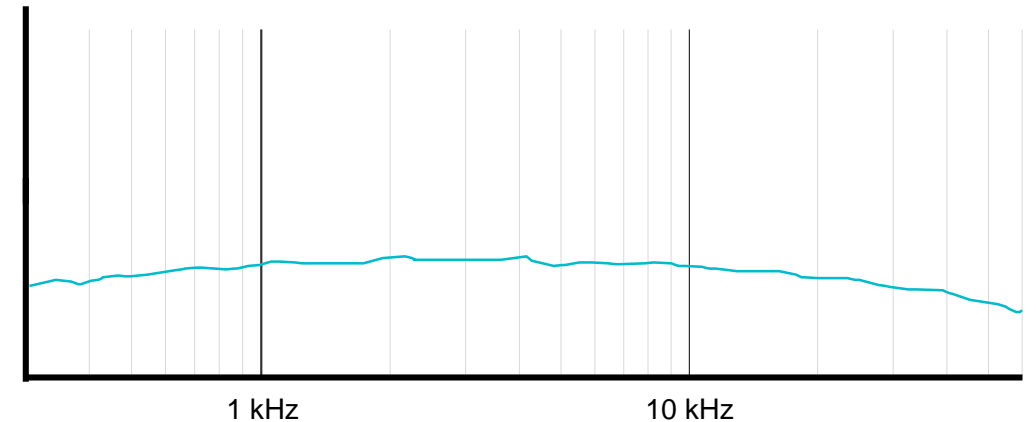
- $f_{SW}$  を三角形の形状でディザリングします。
- 基本波を均等に拡散します。
- 高周波 EMI は十分減衰しない可能性があります。
- $F_{modulation}$  で可聴周波数帯のノイズがトーン (音色) になります。



可聴周波数帯の伝導型 EMI

- 疑似ランダム変調：

- すべてのサイクルで  $f_{SW}$  をランダムにディザリングします。
- 基本波の拡散が均等にならない可能性があります。
- 高周波 EMI の減衰は良好です。
- 可聴周波数帯のノイズは発生しますが、トーン (音色) ではありません。

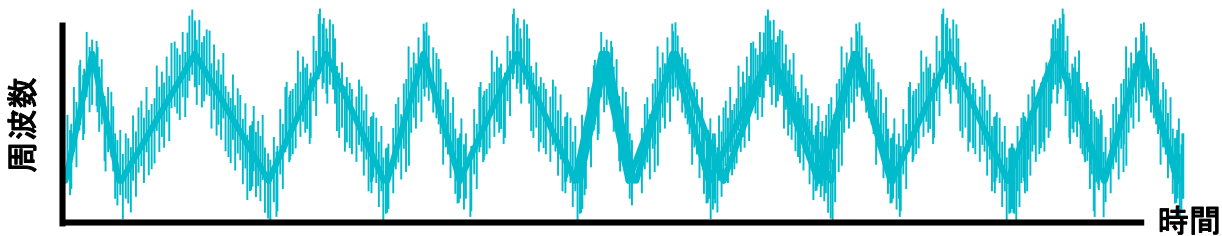


可聴周波数帯の伝導型 EMI

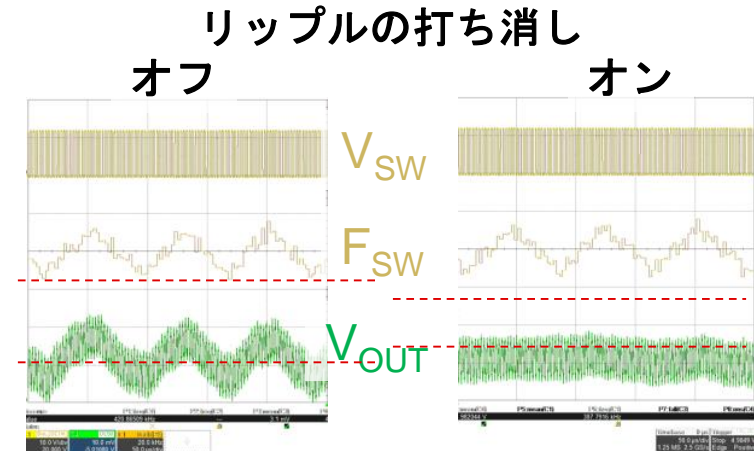
# DRSS がこれらの短所を克服する方法

## DRSS の実施方法 :

1. 三角波 :
  - 可聴トーン (音色) という課題。
  - 最適水準に達しない高周波性能。
2. 三角波のディザリング :
  - 可聴トーン (音色) が拡散されてノイズになります。
3. その上に疑似ランダムを追加 ;
  - 高周波性能が向上します。



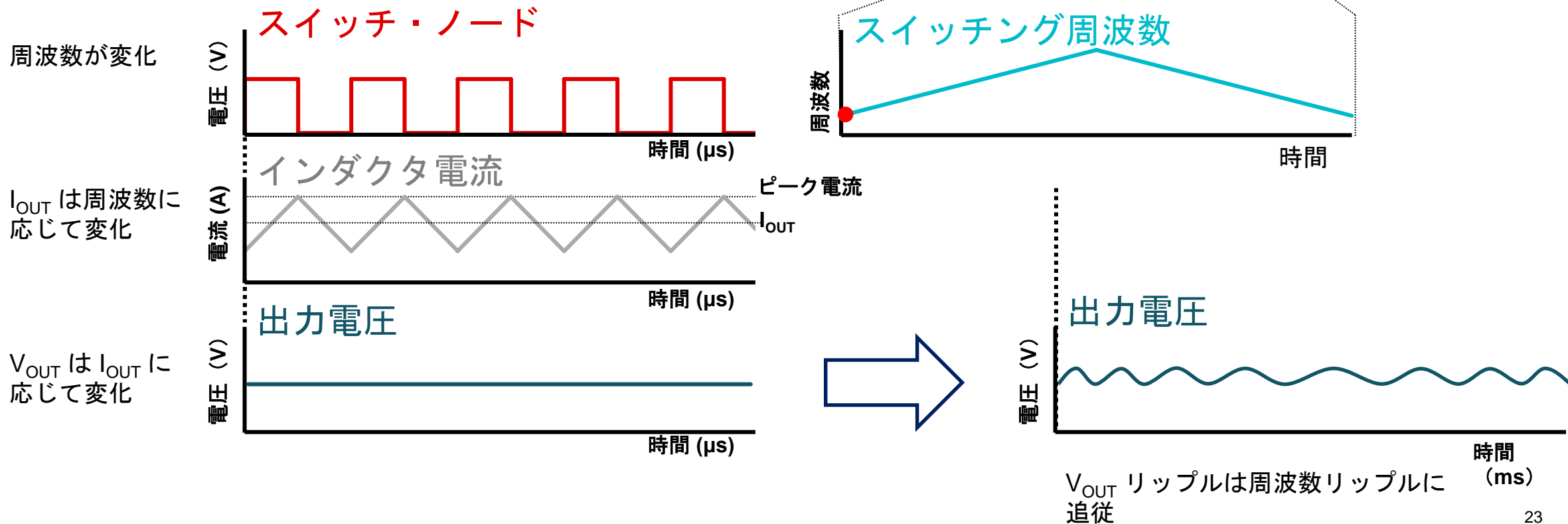
- 可聴ノイズの発生源 :
  - インダクタの電流振幅のエンベロープ (包絡線の形状) が、ピーク (頂点) またはバレー (低点) での電流コマンドとの相互作用を引き起こします。
  - $I_{L\_AVG}$  リップル電流の作成  $\rightarrow V_{OUT}$  のリップル  $\rightarrow V_{IN}$  のリップル。
  - DRSS はプリエンティブ (事前) にピーク電流コマンドを調整し、このリップルを除去します。



$V_{OUT}$  リップルを除去できました

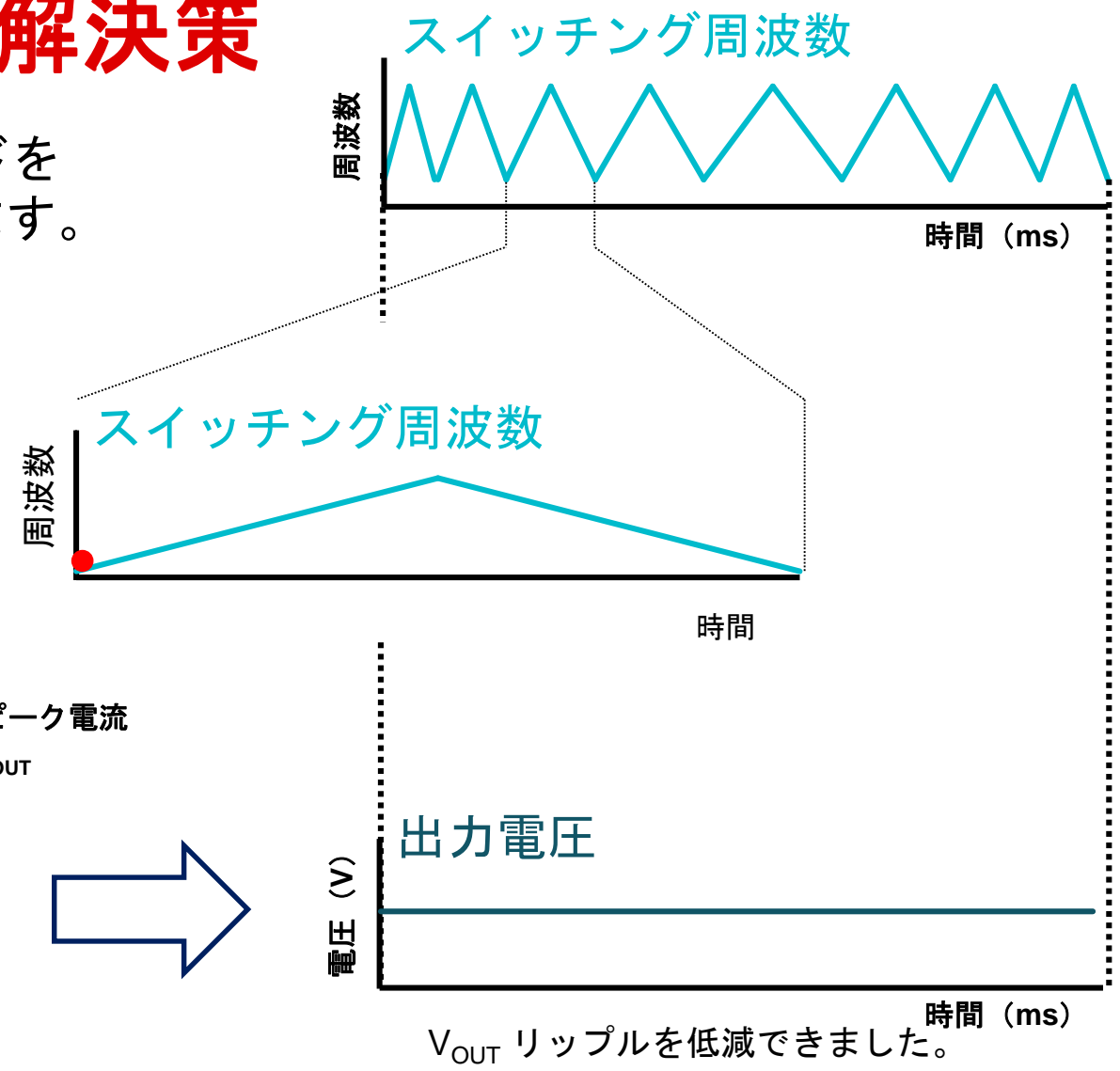
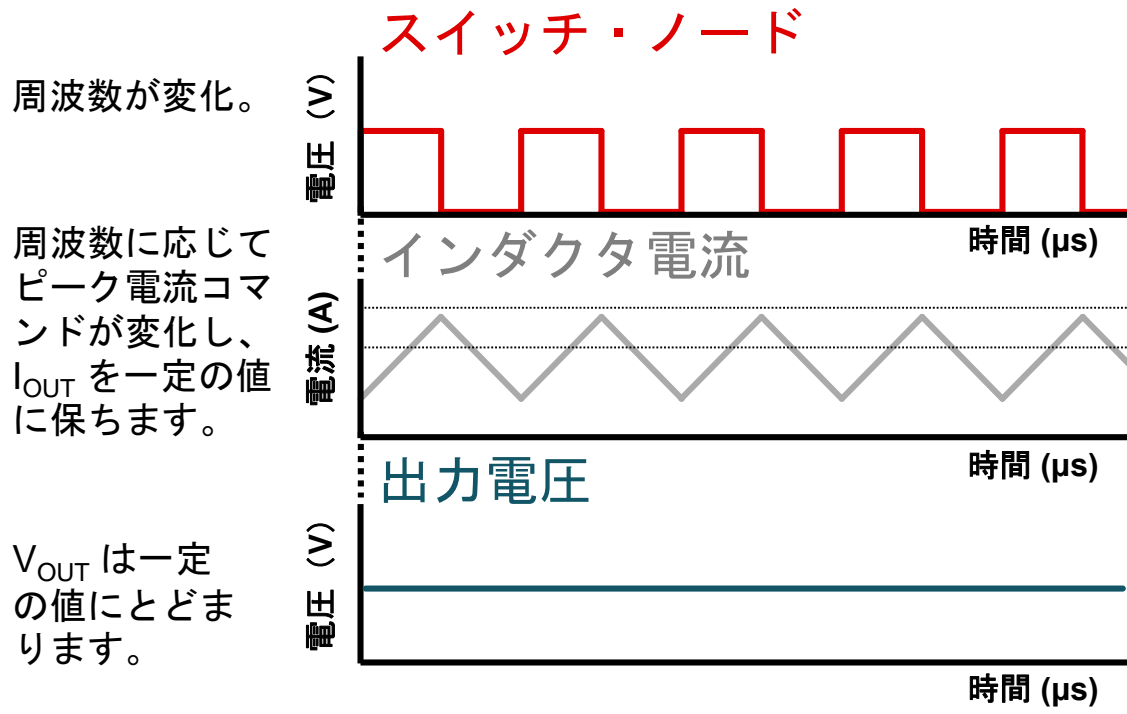
# スペクトラム拡散の可聴ノイズ

ピーク電流モード・コンバータで三角波変調を行うと、出力電圧リップルの発生につながります。



# DRSS による可聴ノイズの解決策

DRSS は、周波数に合わせてピーク電流コマンドをスケール化する方法で、このリップルを固定します。





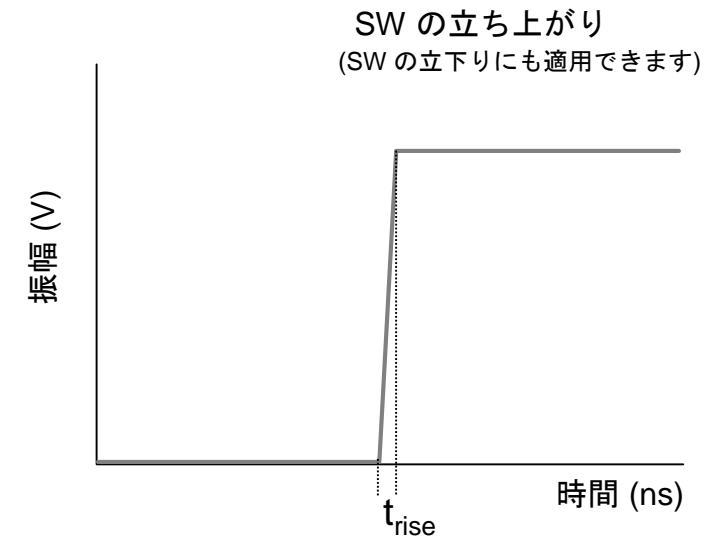
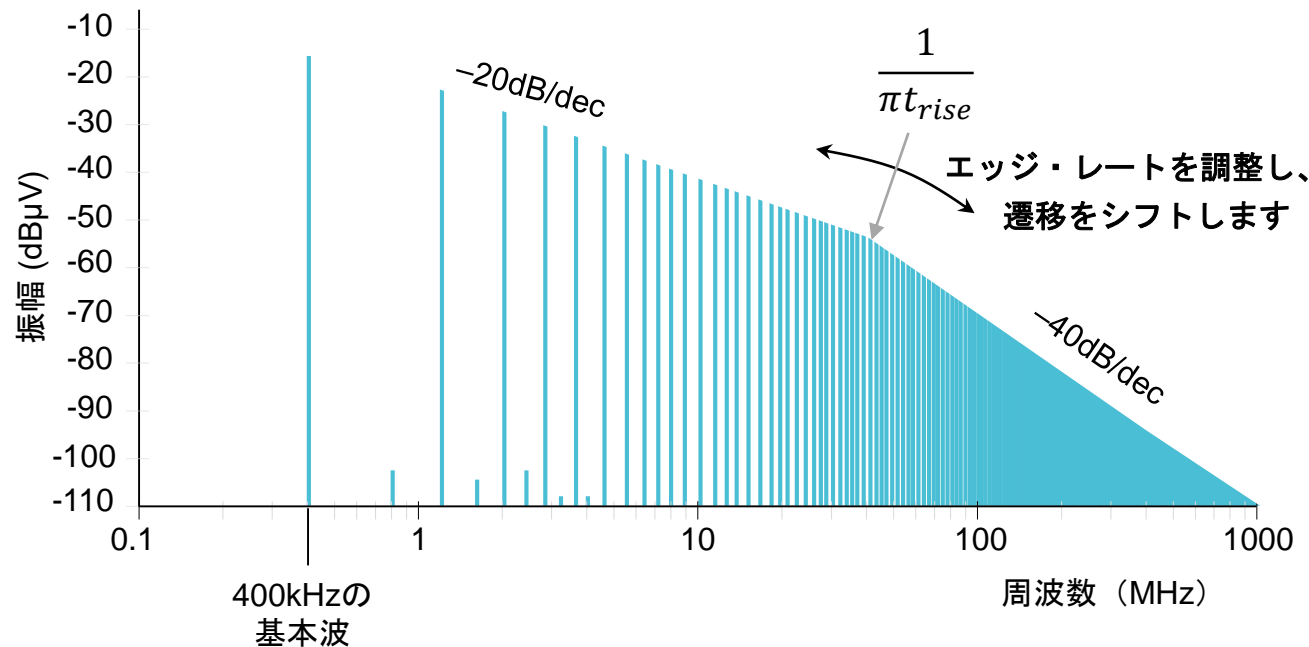
# 真のスルーレート制御

---

TI POWER

# スルーレート制御の定義。どのように役立つか

- スイッチ・ノードの立ち上がりを低速化し、高周波の EMI 電磁波を低減します。
- 高調波の遷移周波数の減衰は、 $-20\text{dB}\mu\text{V}/\text{decade}$  ( $1\mu\text{V}$  を  $0\text{dB}$  として周波数 10 倍ごとに  $20\text{dB}$  の減衰) ~  $-40\text{dB}\mu\text{V}/\text{decade}$  の範囲です。
- $50\text{MHz}$  を上回る帯域で有効になり、EMI を  $2 \sim 5\text{dB}\mu\text{V}$  改善します。



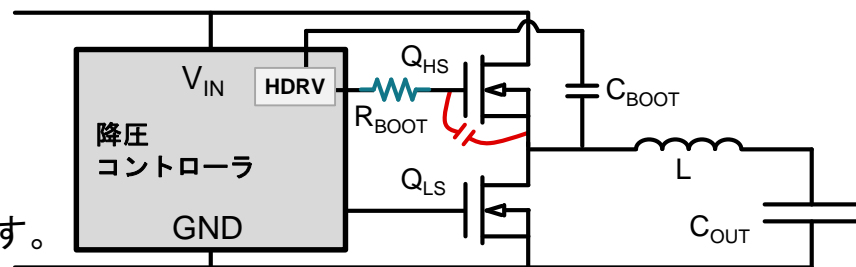
# 「真の」制御が標準的な RBOOT 方式より優れている理由

## 従来の各種方式：

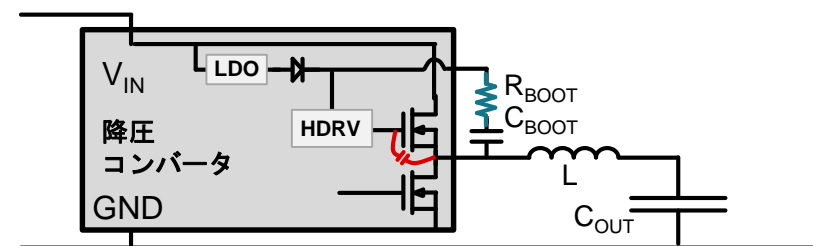
- コントローラ – ゲート・ドライブに対する直列接続の抵抗：
  - 一部のコントローラで、HS と LS の立ち上がり立ち下りを制御できます。
  - ノイズの多いノードの表面積が増えますが、EMI の増加は無視できます。
  - 大きいプルダウンを使用しない場合、不注意によるターンオンの可能性があります。
- コンバータ – ブート・コンデンサに対する直列接続の抵抗。
  - 実質的に、HS コントローラの立ち上がりスルーレート制御と同じことです。
  - ノイズの多いノードの表面積が増えます。→ EMI 電磁波がわずかに増加します。
  - 「ブート UVLO」に該当する可能性 → レギュレーションに悪影響を及ぼします。

## 最新の方式：

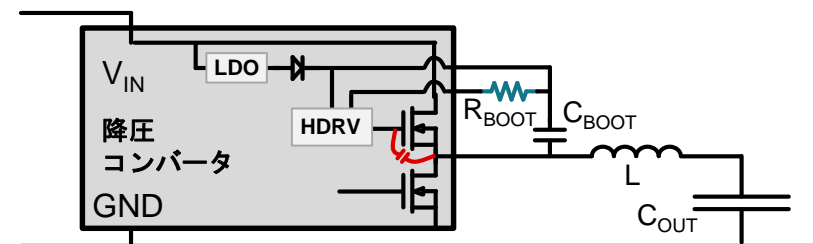
- 真のスルーレート制御を実現するコンバータ – 専用抵抗：
  - 効率は同程度低下します。
  - ブート UVLO に関する懸念はありません。
  - ノイズの多い表面積の増加は無視できる範囲です。



簡素化した降圧コントローラの回路図



簡素化した降圧コンバータの回路図

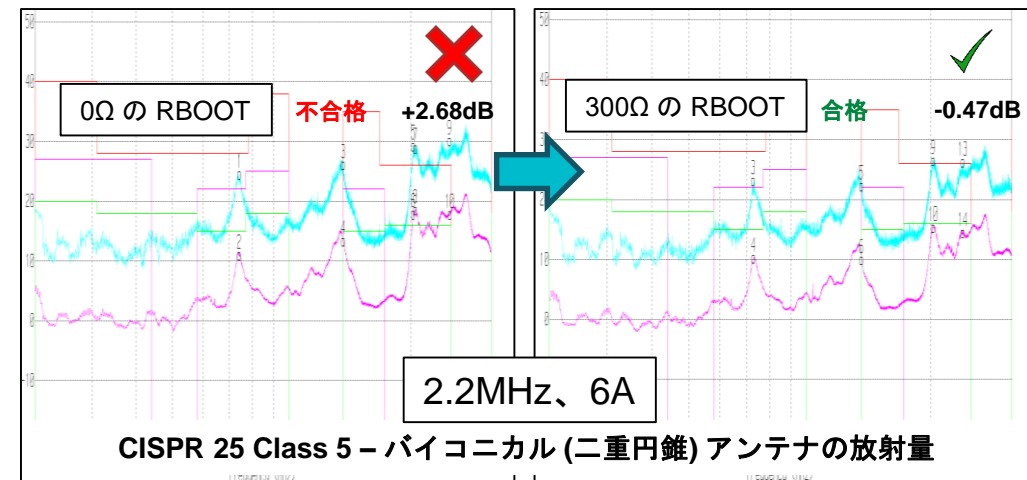
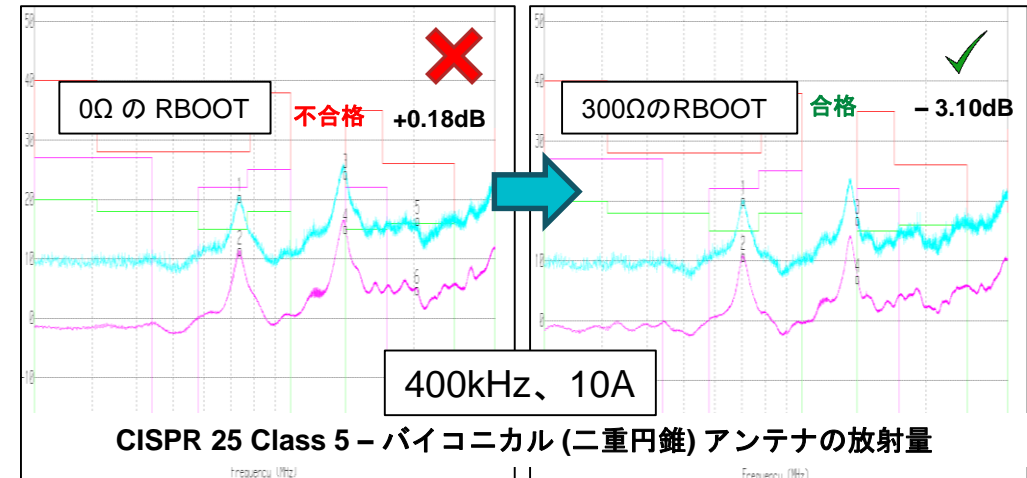
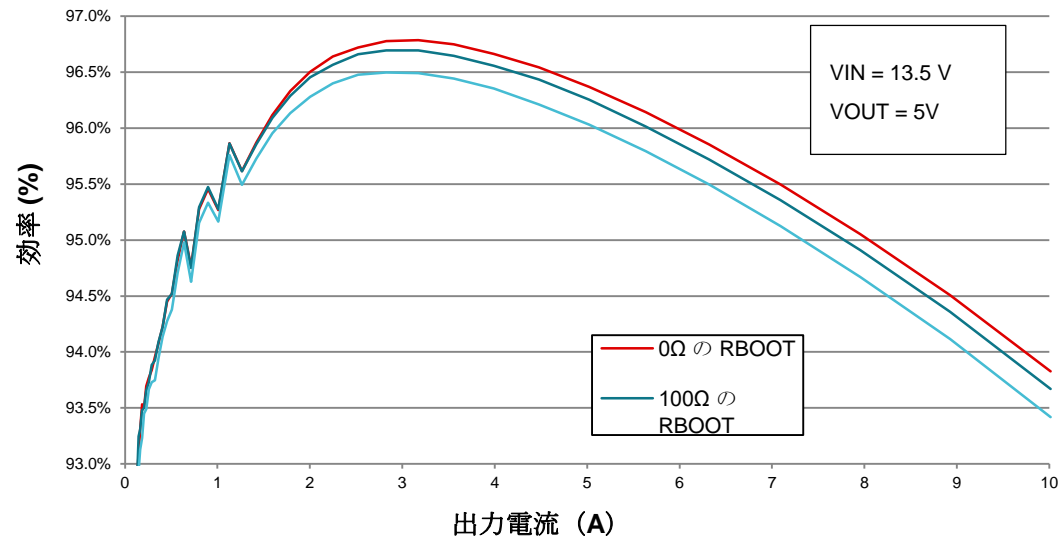


簡素化した降圧コントローラの回路図  
真のスルーレート制御機能を搭載

# 真のスルーレート制御

- 高周波 EMI の改善 :
  - 不合格 → 合格 : 3dB ~ 5dB の改善。
- 効率の低下 :
  - この改善に伴う低下は 1% 未満。

RBOOT 使用時の LM61495-Q1 の効率



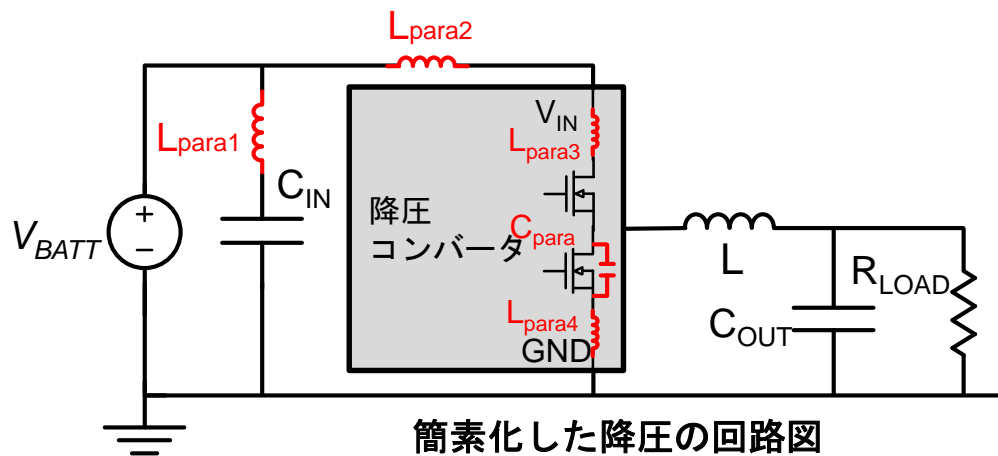
# 最適化済みの パッケージとピン配置

---

TI POWER

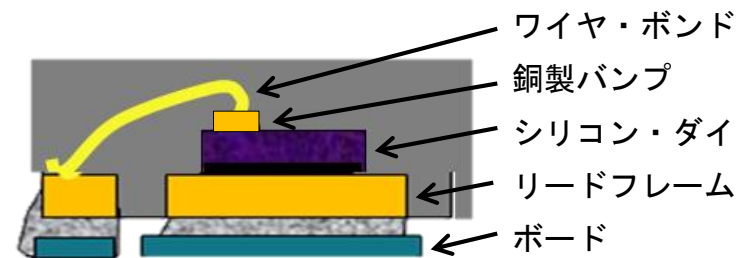
# HotRod™ パッケージはワイヤ・ボンドを排除

- ワイヤ・ボンド QFN は、ワイヤ・ボンドを使用してダイをリードフレームに接続しています。
- 一方、フリップチップは、銅製バンプをリードフレームに直接半田付けしています。
- インダクタンスが小さくなるので、スイッチのリングングが減少し、EMI も減少します。

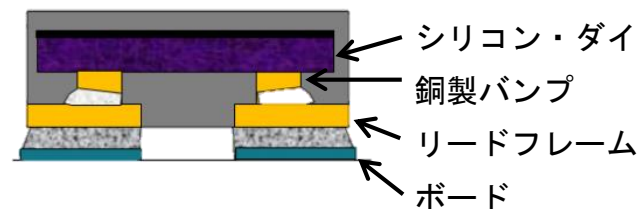


- スイッチのエッジが発生するたびに、 $L_{para\_total}$  は  $C_{para}$  との組み合わせで共振し、リングングを引き起こします。
- 誘導性のワイヤ・ボンドを排除すると、 $L_{para3}$  と  $L_{para4}$  が非常に小さくなります。
- 30MHz を上回る帯域で有効です。100 ~ 500MHz で大きな効果を発揮します。

標準的なワイヤ・ボンド QFN パッケージ

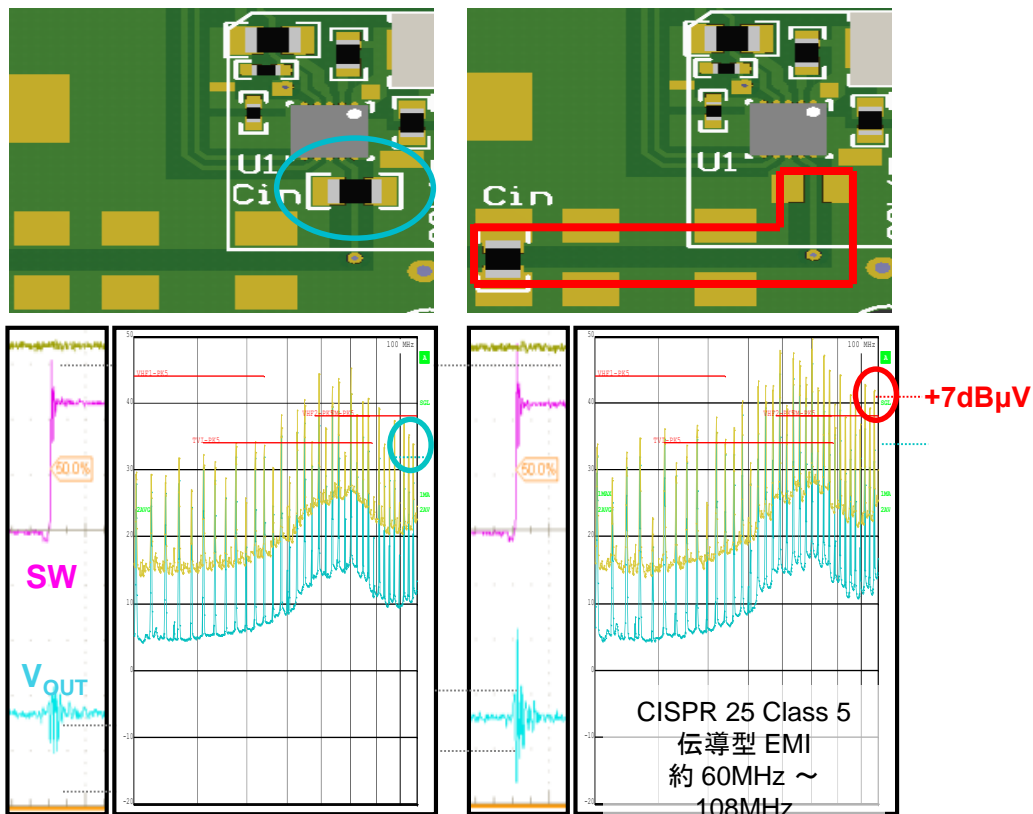


HotRod™ フリップチップをリードフレームに直結した QFN



ダイをフリップ (上下反転) し、リードフレームに直接半田付けします。

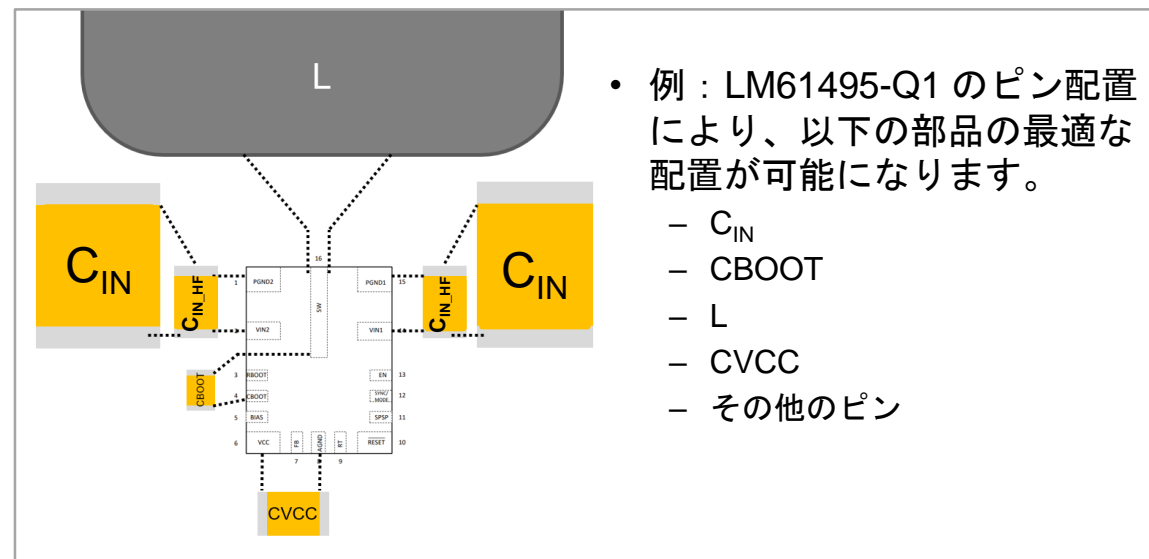
# パッケージ – 最適化済みのピン配置 / ピン配列



$C_{IN}$  が IC に近い  
 $V_{SW\_PK} = 16.2V$   
 $V_{OUT\_p-p} = 64mV$

$C_{IN}$  が IC から遠い  
 $V_{SW\_PK} = 18.1V$   
 $V_{OUT\_p-p} = 140mV$   
**FM 帯域で EMI +7dB $\mu$ V**

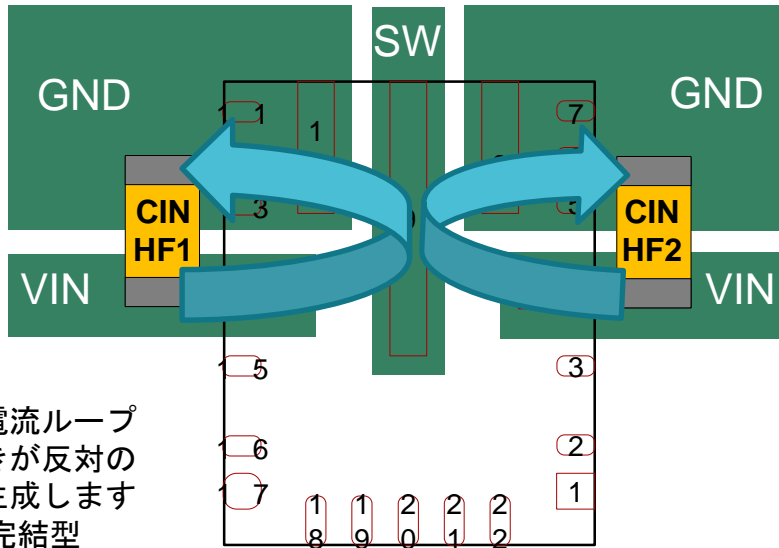
- 複数の重要なノートとループを小型化および近接配置します。
- 例： $V_{IN}$  と PGND の各ピンを、互いに隣接する位置に配置します。
  - ループが小さくなるように  $C_{IN}$  コンデンサを配置 → 入力インダクタンスが減少します。
  - → SW のリングングが減少します。
  - →  $V_{OUT}$  ノイズが減少します。
  - → EMI が減少します。
- 30MHz を上回る帯域で有効です。100 ~ 300MHz で大きな効果を発揮します。



- 例：LM61495-Q1 のピン配置により、以下の部品の最適な配置が可能になります。
  - $C_{IN}$
  - CBOOT
  - L
  - CVCC
  - その他のピン

# パッケージ – 対称型のピン配置

- デバイスの各辺で  $V_{IN}/PGND$  の各ピンを対称型に配置すると、複数の入力電流ループから、大きさが同じで向きが反対の磁界が生成されます。自己完結型 (内部で互いに打ち消し) の磁気ノイズは EMI 低減に貢献します。
- 30MHz を上回る帯域で有効です。100 ~ 300MHz で大きな効果を発揮します。

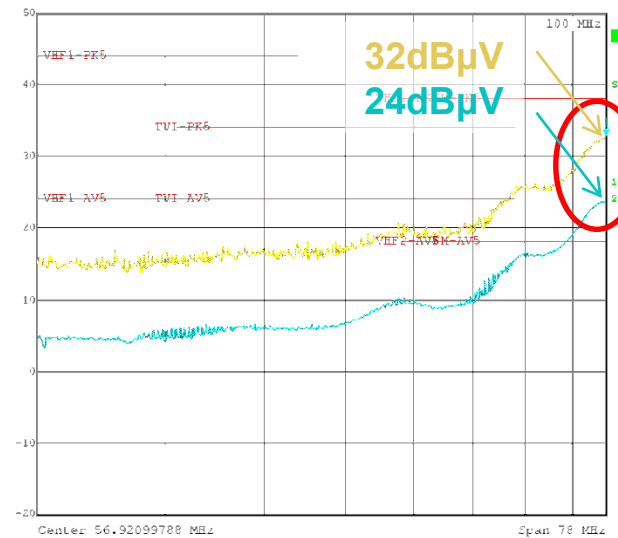


注：集約型配置コンデンサ



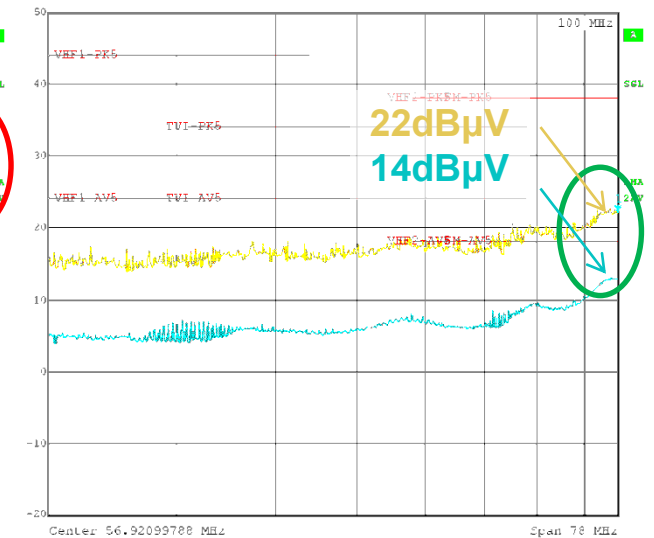
左：300nF、40 $\mu$ F

右：なし



左：150nF と 20 $\mu$ F

右：150nF と 20 $\mu$ F





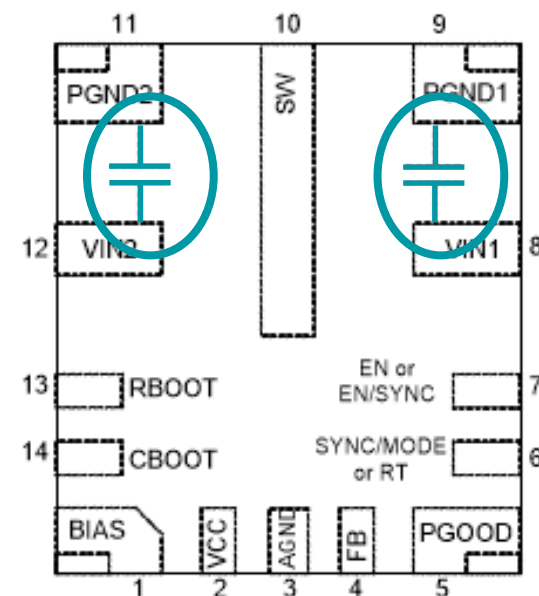
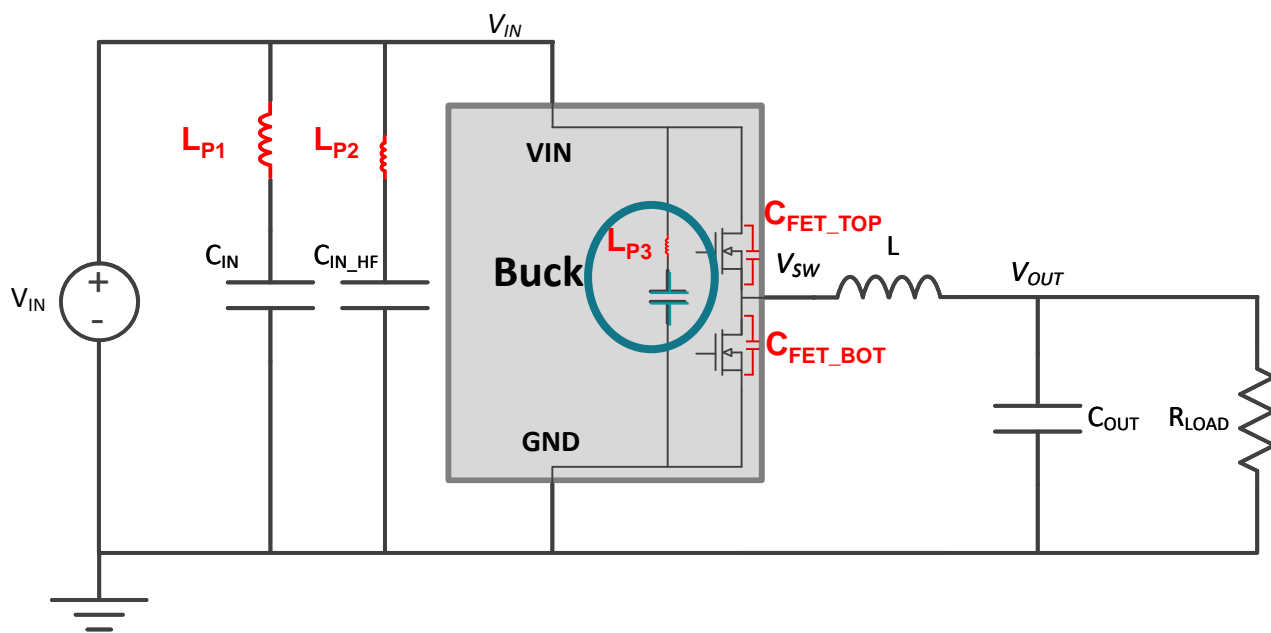
# コンデンサ内蔵

---

TI POWER

# コンデンサ内蔵の定義。どのような点で有益か

- パッケージ内に複数の入力バイパス・コンデンサを追加し、リードフレームに半田付けすると、入力ループ内のインダクタンスをいっそう低減できます。
- 30MHz を上回る帯域で有効です。100 ~ 300MHz、およびそれより上の帯域で大きな効果を発揮します。



LMQ61460-Q1、LMQ62440-Q1  
同じパッケージで、コンデンサ内蔵と内蔵なし

# 内蔵コンデンサとフェライト・ビーズの対比 – 測定結果

- 内蔵コンデンサなしとフェライト・ビーズの組み合わせより、内蔵コンデンサは 2 ~ 3dB $\mu$ V 改善しています。
- フェライト・ビーズのコストを節減できます。
- ソリューション・サイズの小型化 – ビーズのサイズ、およびフェライトの損失に伴う電力密度の低下を排除。

## テスト条件：

$V_{IN} = 13.5V$

$V_{OUT} = 5V$

$I_{OUT} = 4A$

$f_{SW} = 2.1MHz$

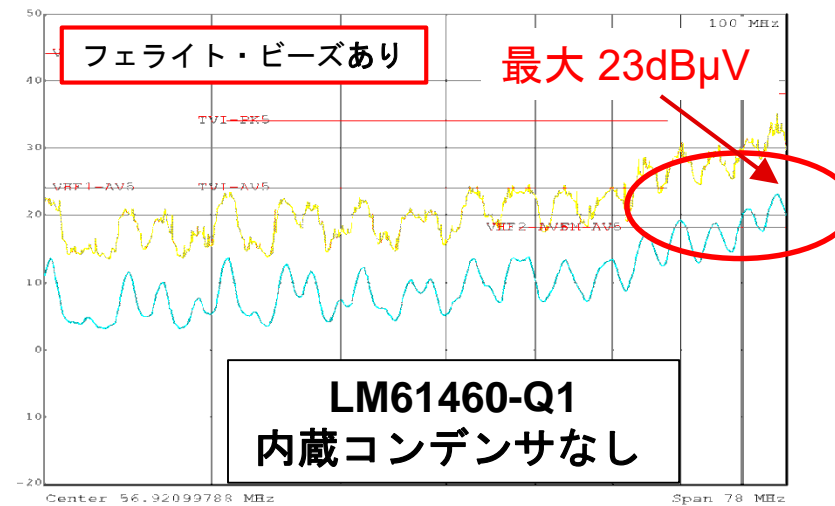
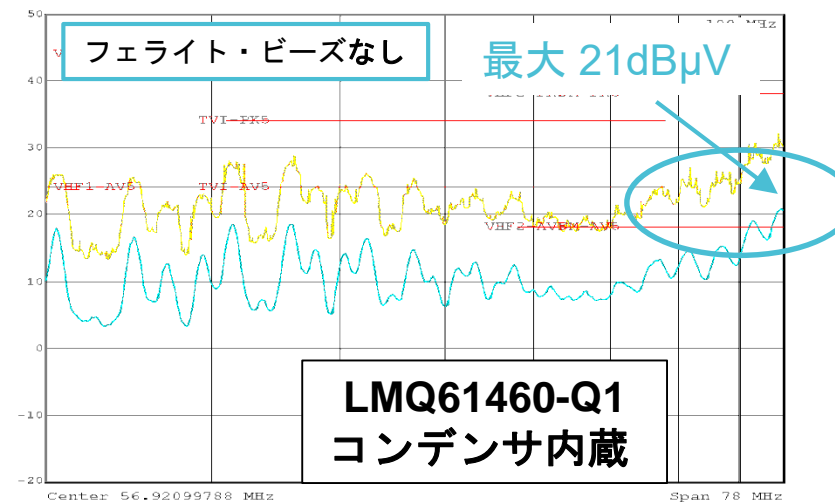
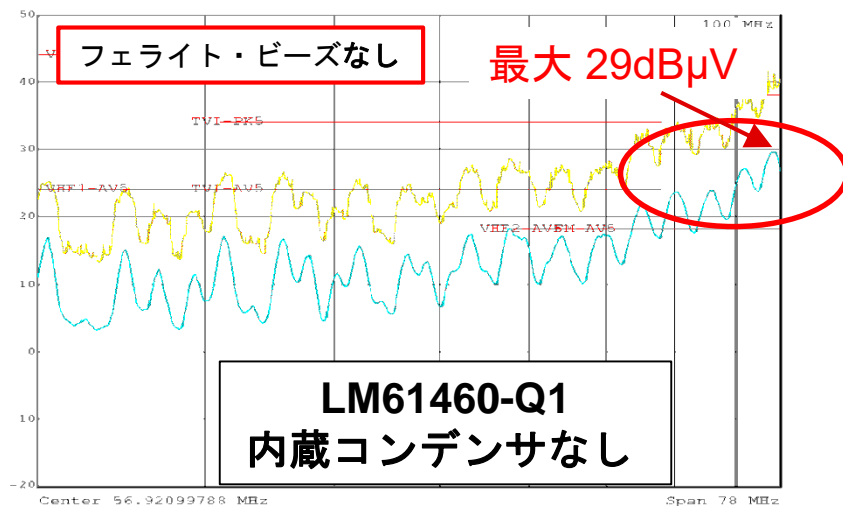
CISPR 25 Class 5

伝導型 EMI

30 MHz ~ 108 MHz

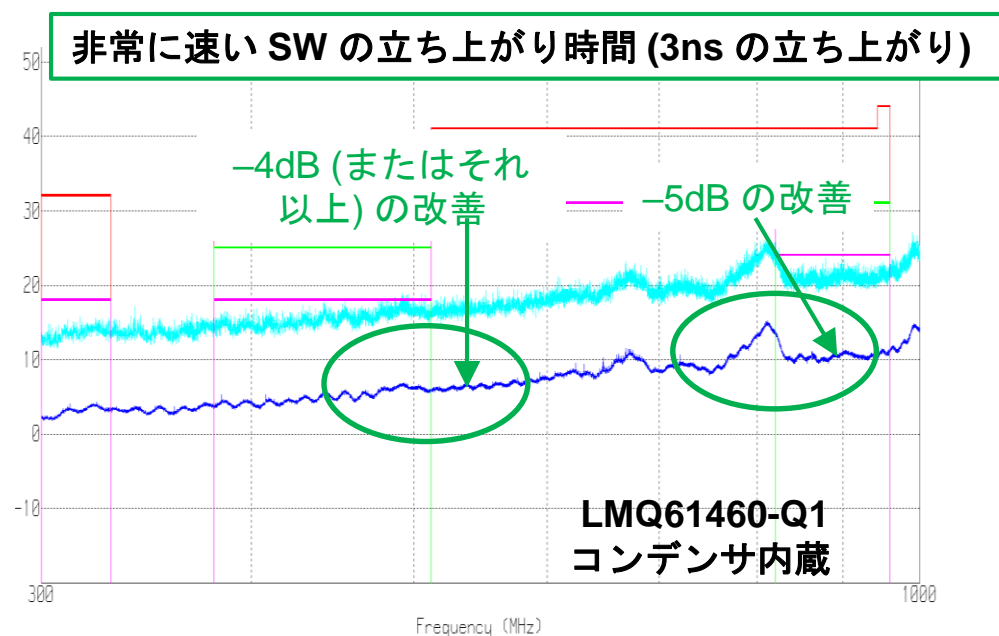
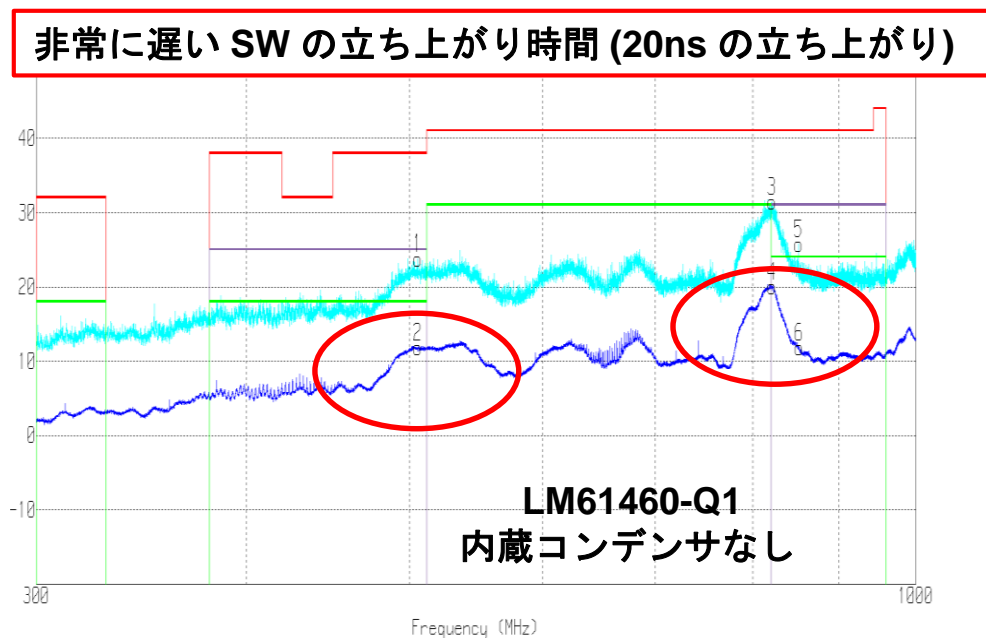
同一の IC パッケージ

同一のテスト・ボード



# 内蔵コンデンサとスルーレート制御の対比 – 測定結果

- コンデンサ内蔵の製品と、内蔵コンデンサなしの製品で顕著なスルーレート制御 (3ns の立ち上がり時間を 20ns に低速化) を比較したところ、後者に比べて前者は、300MHz ~ 1GHz の放射型 EMI が 4 ~ 5dB $\mu$ V 改善しました。
- EMI 試験に合格する目的でスルーレート制御を使用する場合、効率に制限を加えることとなります。



UL Fremont (UL のフリーモント・ラボ) で複数の同一ボードを試験 – CISPR 25 Class 5 – 放射型電磁波 – 対数アンテナ

# コンデンサ内蔵：C<sub>INHF</sub> ありと C<sub>INHF</sub> なしの対比 – 測定結果

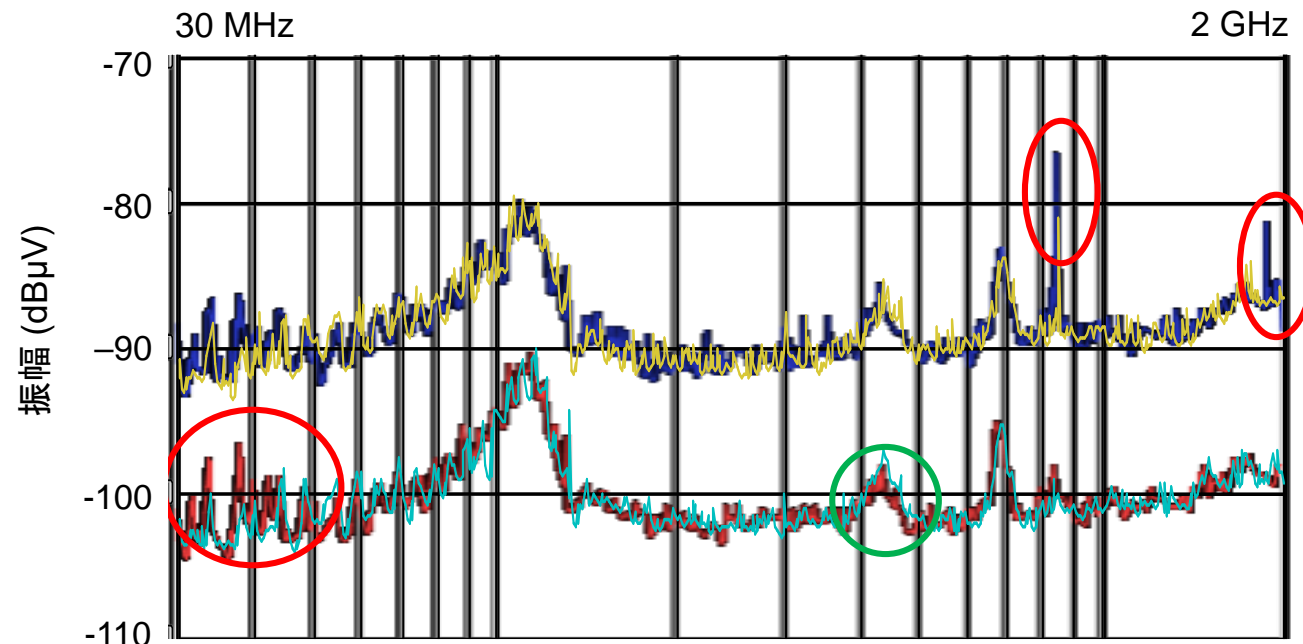
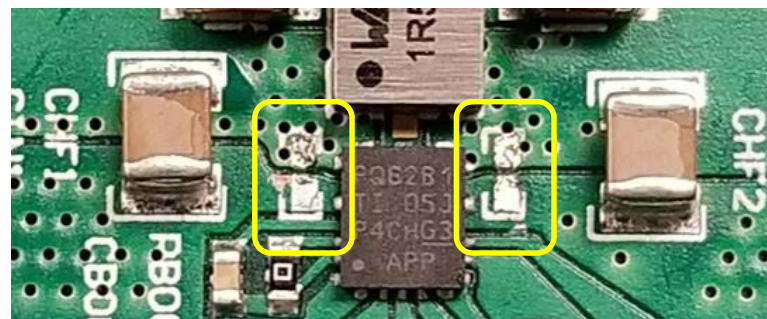
- 伝導型の掃引図は、コンデンサ内蔵製品の EVM テストで、0402 パッケージに封止した 44nF の C<sub>INHF</sub> を使用した場合と使用しなかった場合で、差が非常に小さい (2dB 未満) ことを示しています。
- コンデンサ不要に伴う、コストの節約とサイズの縮小。

- 改造していない EVM : ピーク測定値
- C<sub>INHF</sub> なしの EVM : ピーク測定値
- 改造していない EVM : 平均測定値
- C<sub>INHF</sub> なしの EVM : 平均測定値

C<sub>INHF</sub> の値によって、結果が異なる可能性があります。



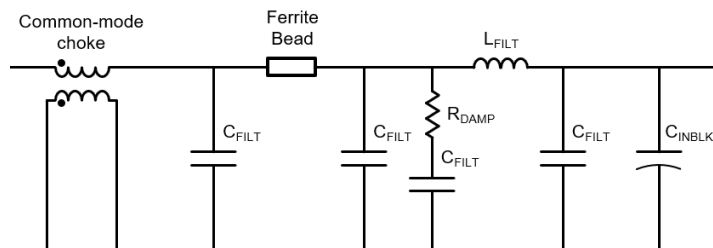
評価基板 —  
比較対象 —  
C<sub>INHF</sub> を取り外した EVM —



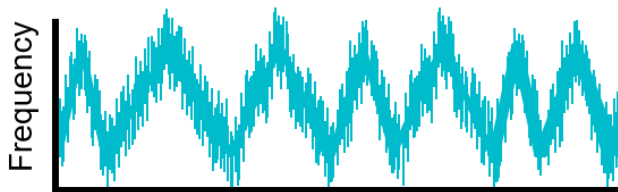
伝導型 EMI – 拡張周波数範囲  
CISPR 25 Class 5 伝導型のセットアップ

# まとめ

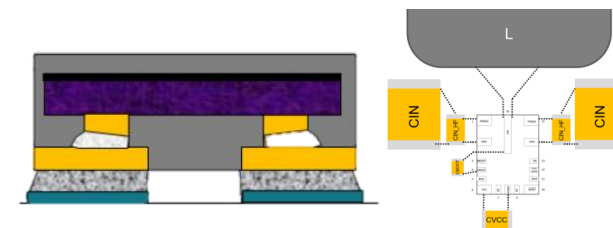
## 取り扱ったトピック



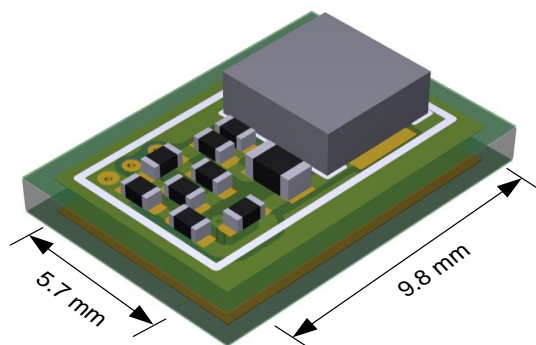
パッシブ・フィルタリング



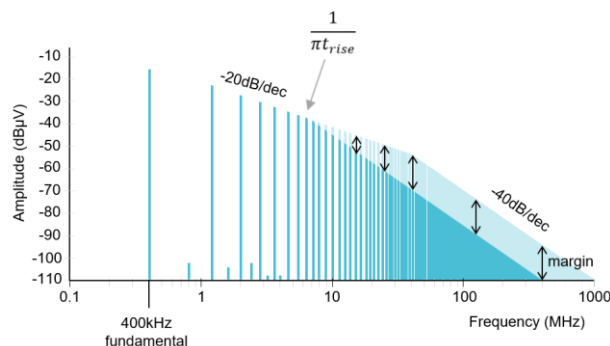
DRSS (デュアル・ランダム・  
スペクトラム拡散)



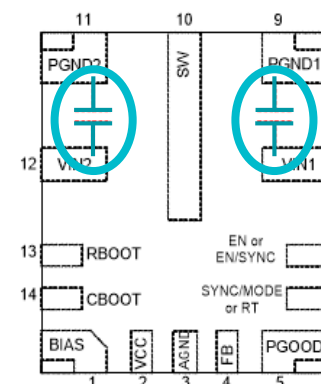
パッケージ最適化



AEF (アクティブ EMI フィルタ)



真のスルーレート制御



コンデンサ内蔵

# 各種 EMI 対処機能を搭載している TI 降圧型コンバータ

- AEF (アクティブ EMI フィルタ) : LM25149-Q1.
- DRSS (デュアル・ランダム・スペクトラム拡散) : LM62460、LM62460-Q1、LM61480、LM61480-Q、LM61495、LM61495-Q1、LM25149-Q1、LM5156(-Q1)、LM51571-Q1。
- パッケージ最適化 : LMR33620/30(-Q1)、LMR36006/15(-Q1)、LMR34206/15(-Q1)、LM62440(-Q1)、LM61460(-Q1)、LM62460(-Q1)、LM61480/95(-Q1)、LMQ62440(-Q1)、LMQ61260(-Q1) など。
- 真のスルーレート制御 : LM62440(-Q1)、LM61460(-Q1)、LM62460(-Q1)、LM61480/95(-Q1)、LMQ62440(-Q1)、LMQ61260(-Q1)。
- コンデンサ内蔵 : LMQ62440-Q1、, LMQ61460-Q1。

# 参考文献 (English)

- “Understanding and Optimizing Electromagnetic Compatibility in Switchmode Power Supplies” (英語) Bob Mamanno and Bruce Carsten, TI パワー・サプライ・デザイン・セミナー SEM1500, SLUP202.  
<http://www.ti.com/lit/slup202>
- “Power Tips: Calculate an R-C snubber in seven steps” (英語) John Betten, E2E.  
[http://e2e.ti.com/blogs\\_/b/powerhouse/archive/2016/05/05/calculate-an-r-c-snubber-in-seven-steps](http://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2016/05/05/calculate-an-r-c-snubber-in-seven-steps)
- “Comparison of Time Domain Scans and Stepped Frequency Scans in EMI Test Receivers” (英語) Matthias Keller, Rohde & Schwarz ホワイト・ペーパー、2013年12月。  
[https://scdn.rohdeschwarz.com/ur/pws/dl\\_downloads/dl\\_application/application\\_notes/1ee24/1EE24\\_1e\\_ESR\\_Time\\_Domain\\_Scan.pdf](https://scdn.rohdeschwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ee24/1EE24_1e_ESR_Time_Domain_Scan.pdf)
- 『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 Ramadas、Ambreesh Tripathi、Paul Curtis、ホワイト・ペーパー、JAJY119。  
<https://www.tij.co.jp/jp/lit/wp/jajy119/jajy119.pdf>
- 『内蔵アクティブEMIフィルタによりEMIを削減し電源サイズを縮小する方法』 Orlando Murray、Tim Hegarty、E2E。  
[https://e2e.ti.com/blogs\\_/japan/b/power-ic/posts/emi-emi](https://e2e.ti.com/blogs_/japan/b/power-ic/posts/emi-emi)
- “Simple Success With Conducted EMI From DCDC Converters” (英語) Alan Martin, アプリケーション・レポート, SNVA489.  
<https://www.ti.com/lit/pdf/snva489>





**©2022 Texas Instruments Incorporated. All rights reserved.**

The material is provided strictly "as-is" for informational purposes only and without any warranty.  
Use of this material is subject to TI's **Terms of Use**, viewable at [TI.com](https://www.ti.com)