

最適な スイッチング周波数を選ぶ方法

濱本浩司

FAE

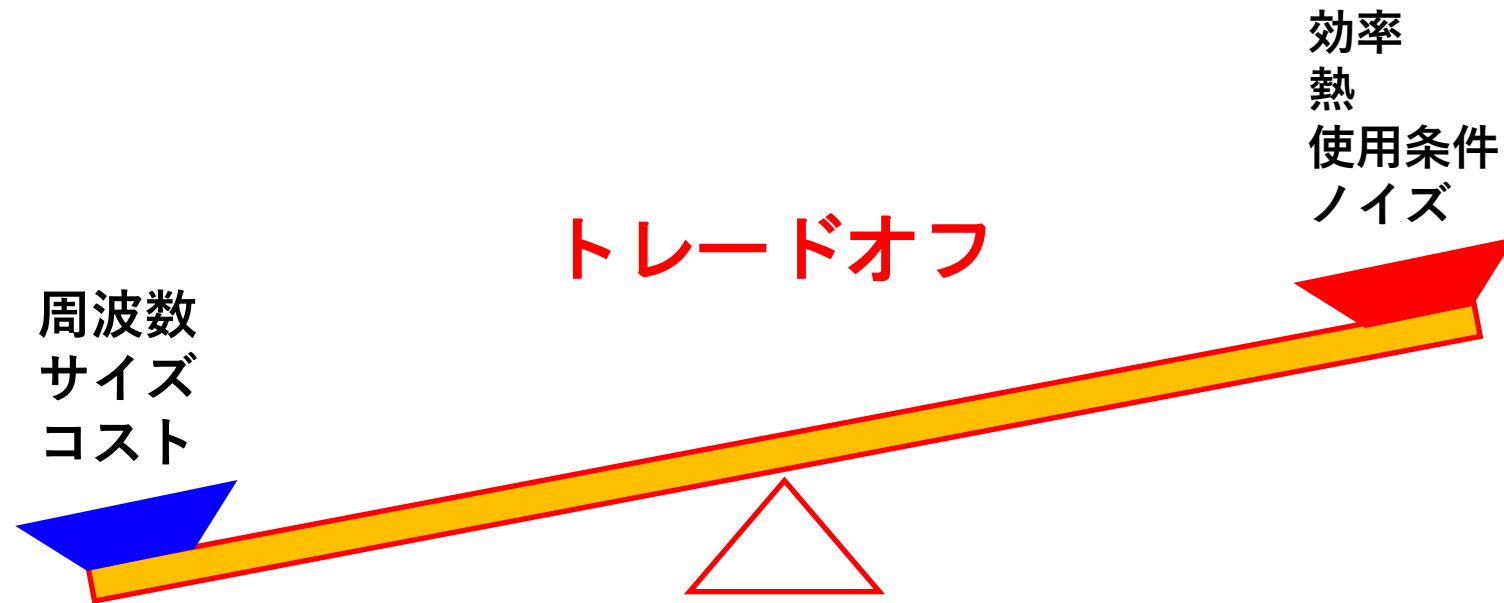
MPSジャパン合同会社

2023年9月



はじめに

- 周辺部品を小さくしたい → 周波数を上げる → インダクタ、コンデンサは小型化
- 周波数を上げる → Lは小/リップル小 → 熱、スイッチング損失が増える → 効率下がる
- 周波数を下げる → Lは大/リップル大 → 損失下がる → 効率上がる → 部品サイズアップ
- 周波数を上げる → T_{on} / T_{off} の制限 → V_{in} の制限 → ICによって仕様実現できない
- 周波数を上げる → 高周波領域のノイズが増える

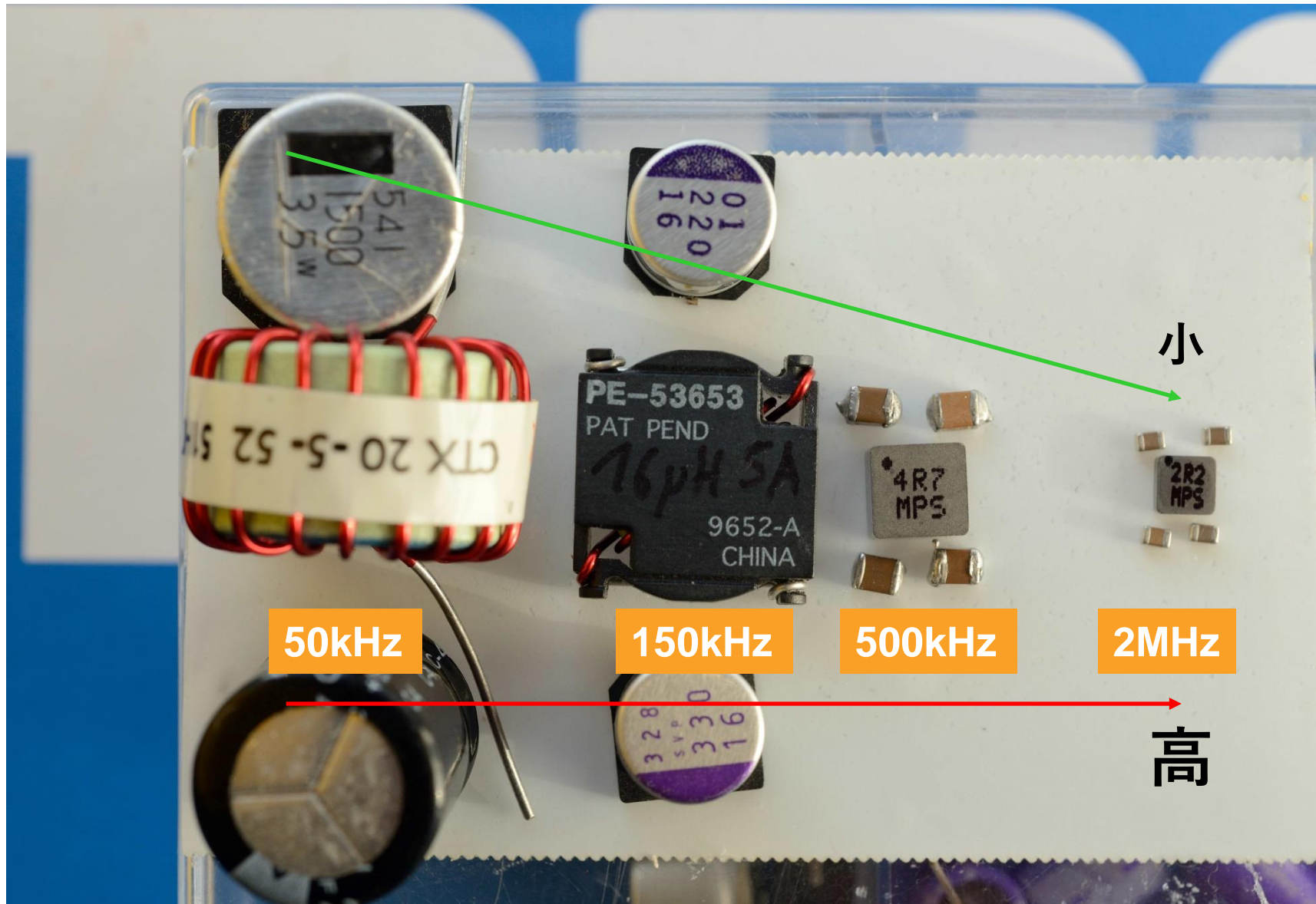


最適なスイッチング周波数を選ぶ方法

- より小型、より低コストなソリューションとは？
- スwitchング周波数が外部部品にどのような影響をもたらすか
- リップル電圧と負荷ステップ応答
- 効率および電力損失
- スwitchング周波数の温度への影響
- 最小オンタイム、最小オフタイムによるデューティサイクルの制限
- EMC / EMIパフォーマンス
- おさらい / Q&A

より小型でより低コストなソリューションとは？

例: 5A 降圧の場合



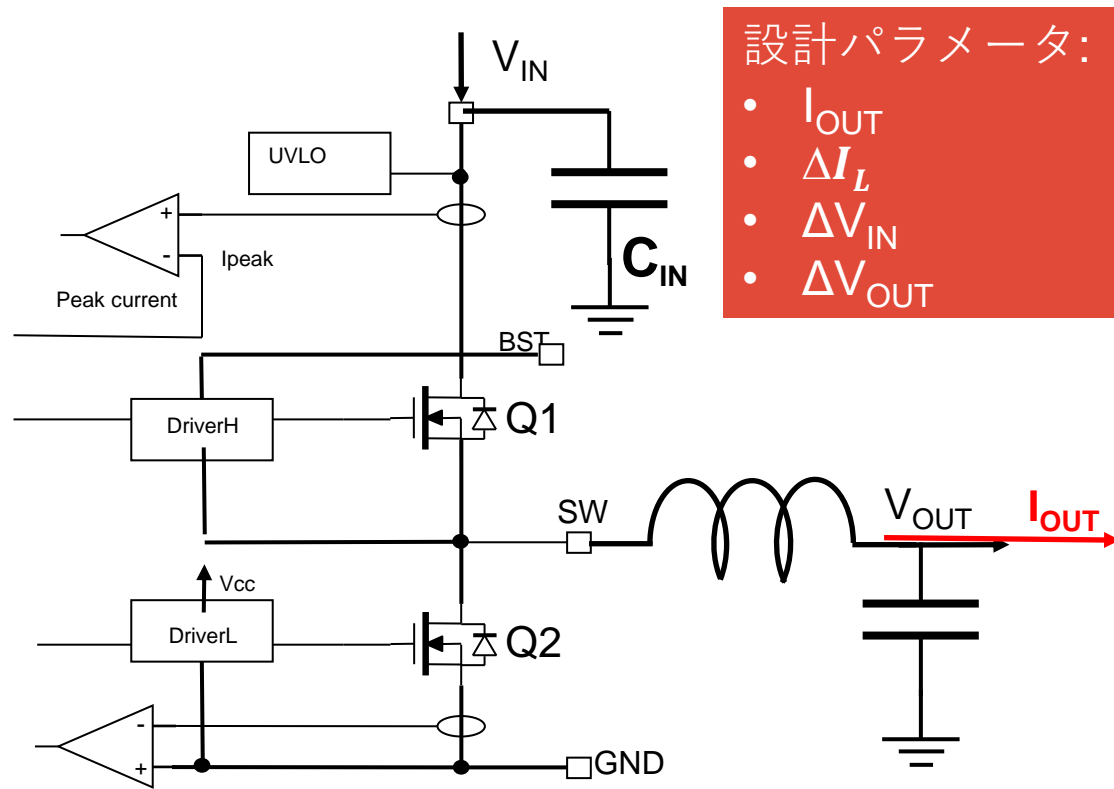
スイッチング
周波数

高

ソリューション
サイズ

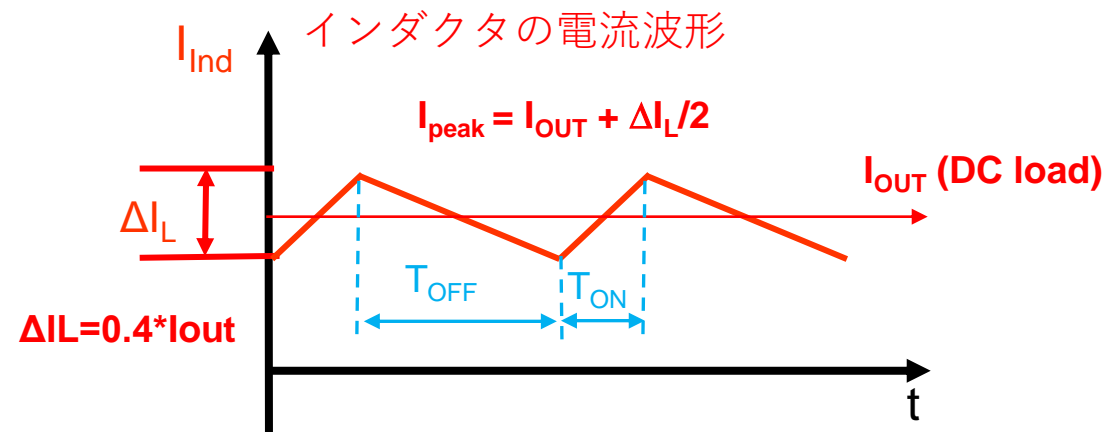
小

公式のおさらい: 降圧型回路の場合



$$Q1 \text{ デューティサイクル} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$T_{on} = \frac{Duty}{F_{SW}}$$



例: 40%のインダクタリップル電流の場合

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) * T_{on}}{0.4 * I_{OUT}} \quad \leftarrow \text{負荷電流の40%のリップル}(\Delta I_L)$$

$$C_{IN} \geq \frac{T_{on} I_{OUT}}{\Delta V_{IN}} \quad \Delta V_{IN} < 100mV \quad ESR < \frac{\Delta V_{IN}}{I_{peak}}$$

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{(8 * F_{SW} * \Delta V_{OUT})} \quad \Delta V_{OUT} < 10mV$$

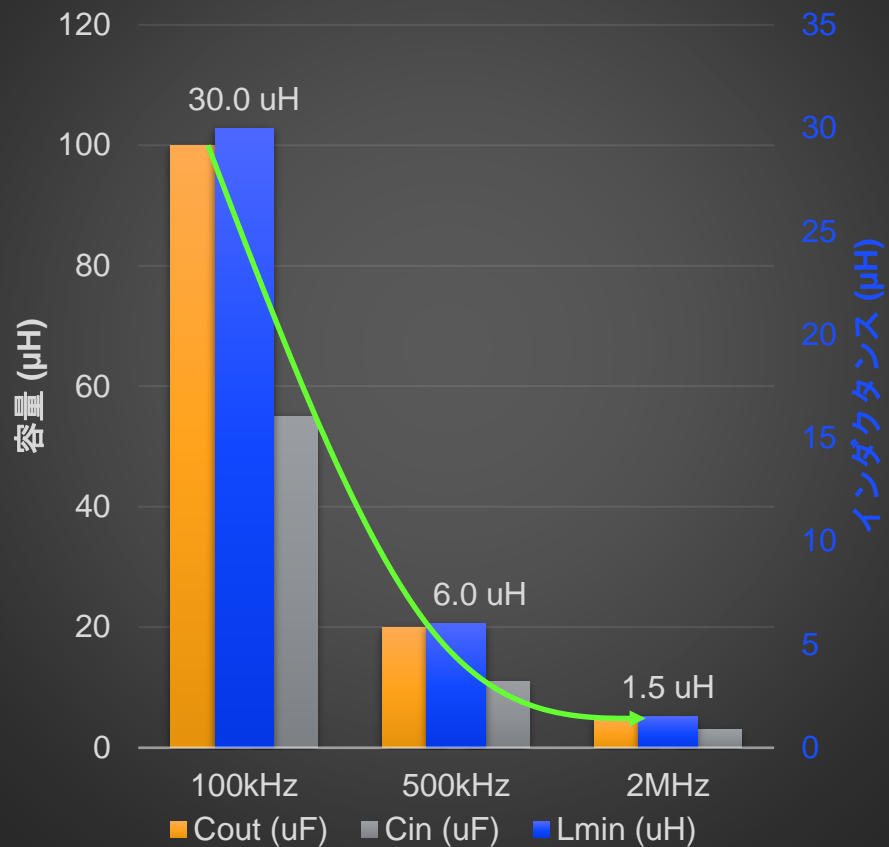
$$ESR < \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_L}$$

V_{OUT} ripple:

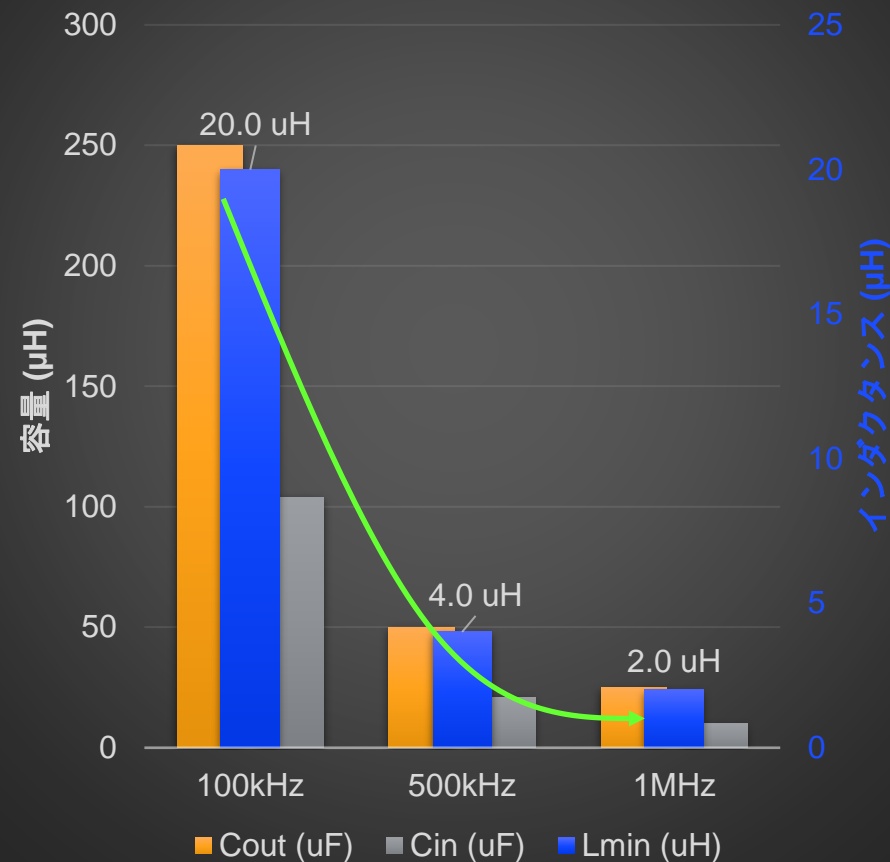
$$\Delta V_{OUT} \sim \Delta I_L (ESR + 1 / (8 * F_{SW} * C_{OUT}))$$

部品の小型化にはより高いスイッチング周波数が求められる

部品サイジング
12V~3.3V、2A



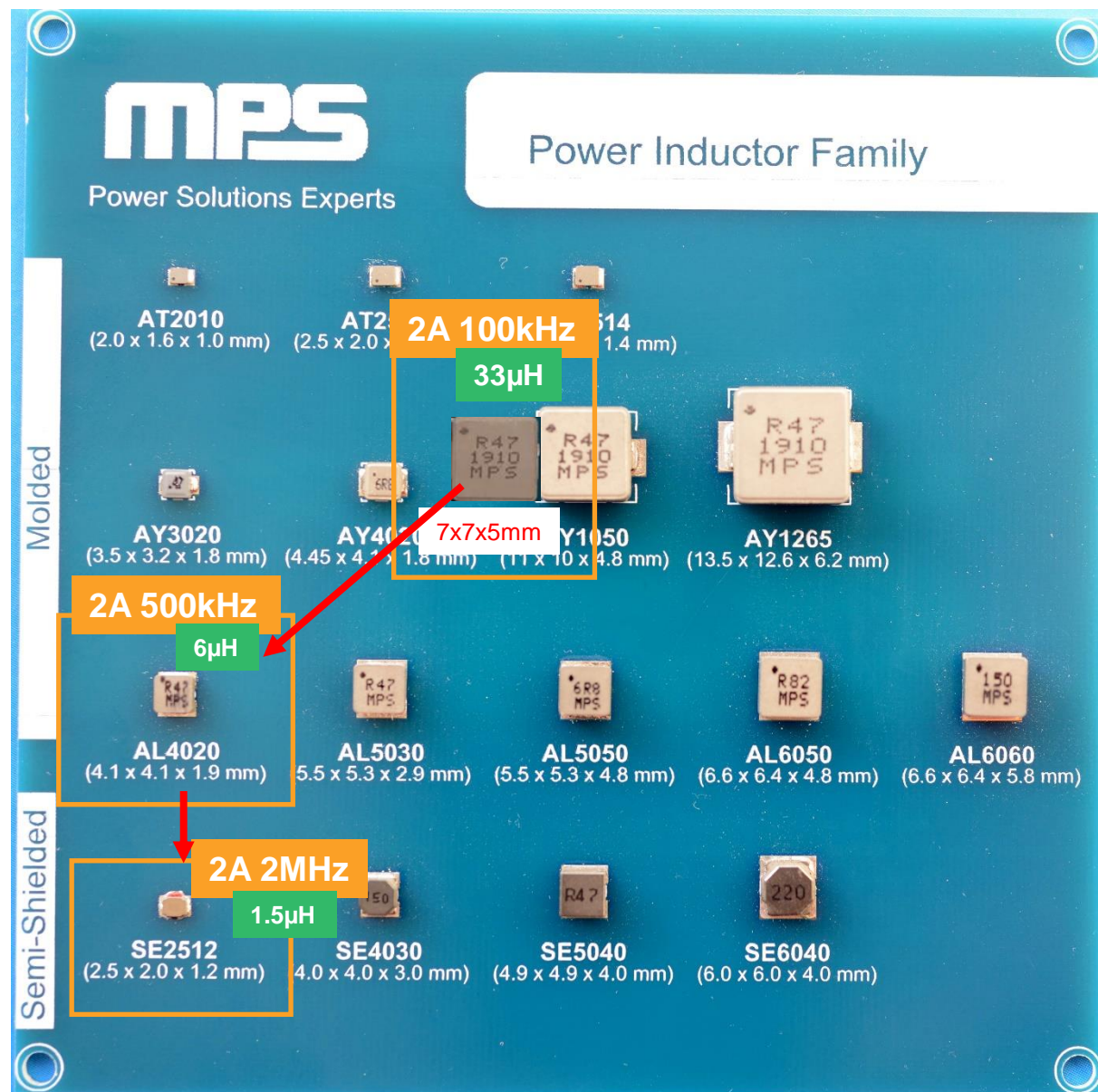
部品サイジング
24V~5V、5A



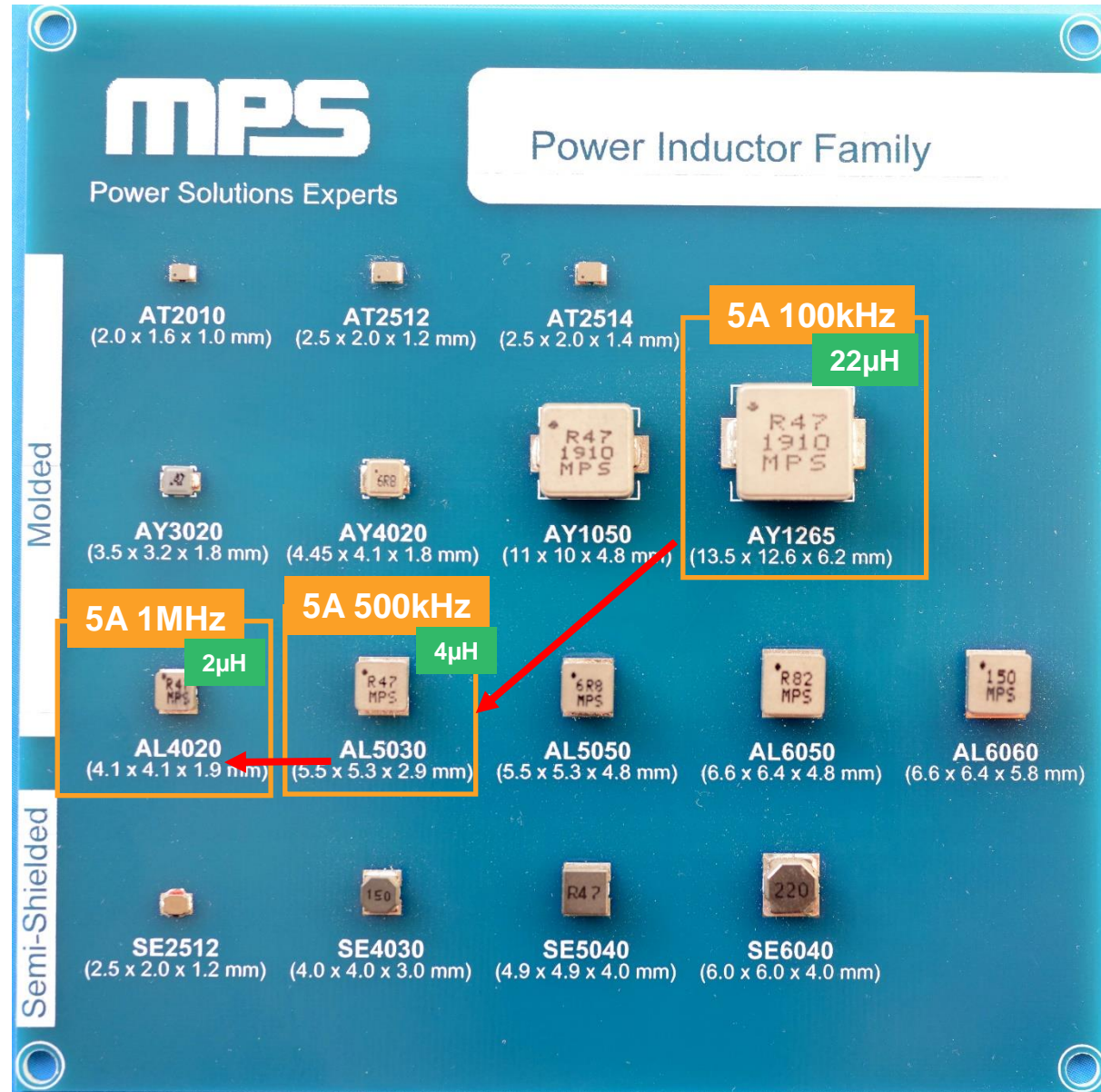
設計条件:

- インダクタリプル電流を40%とした場合
- 10mVpp 出力リプル
- 100mV 入力リプル

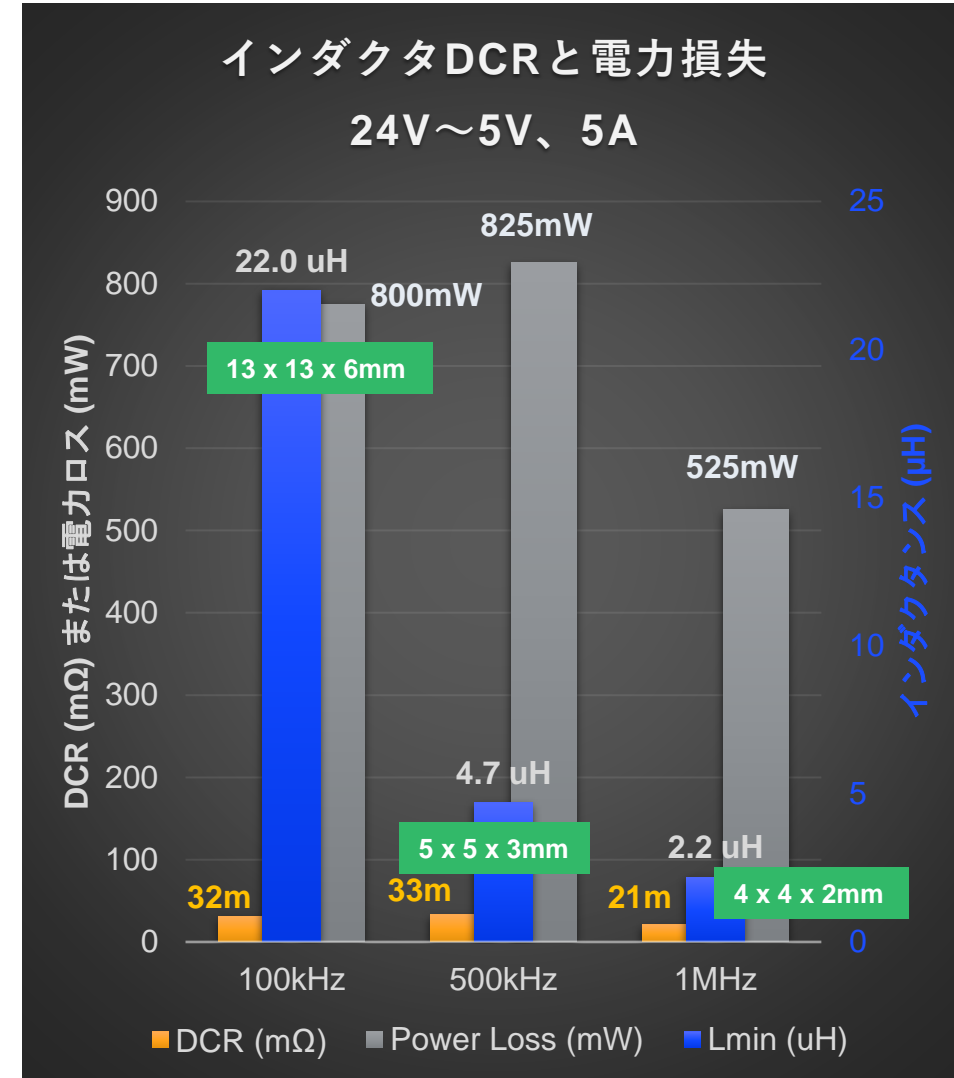
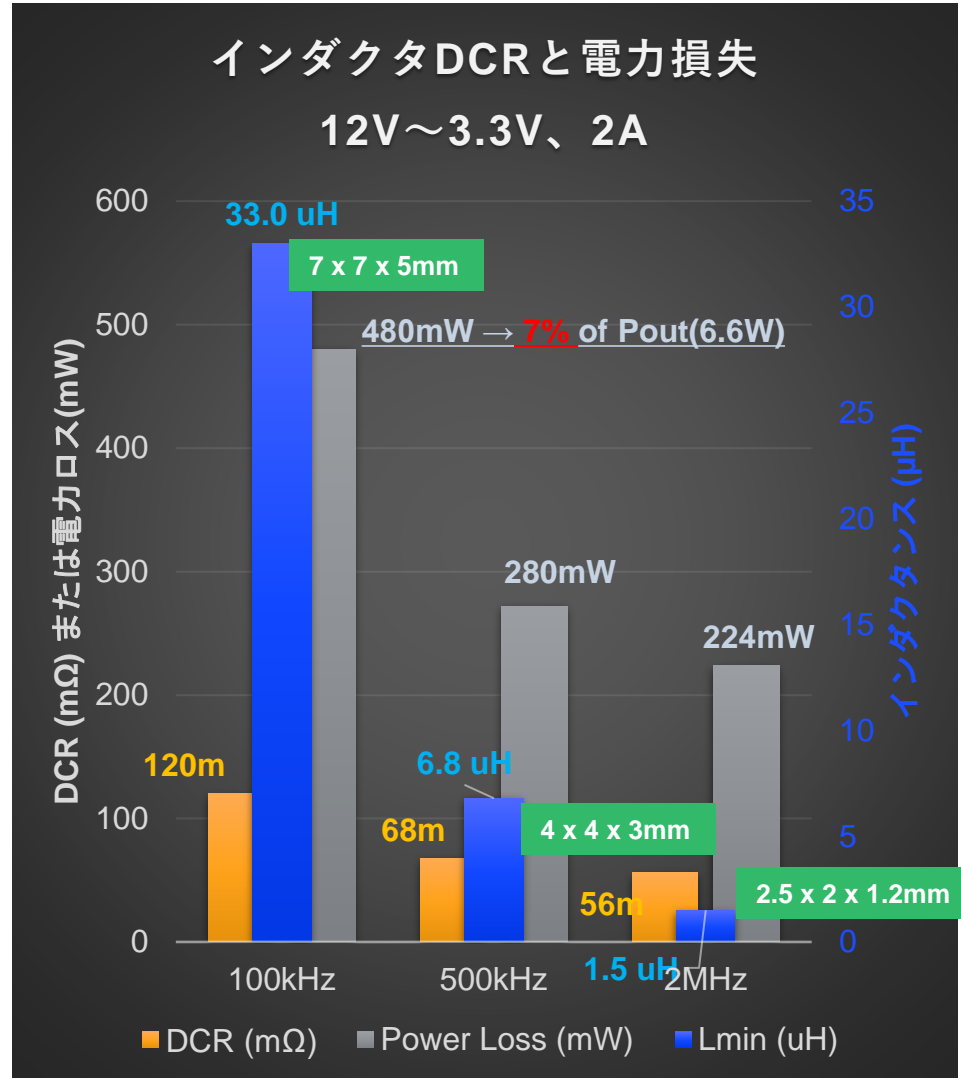
コイルサイズ vs. Fswおよび電流: 12V~3.3V、2Aの場合



コイルサイズ vs. Fswおよび電流: 24V~5V、5Aの場合



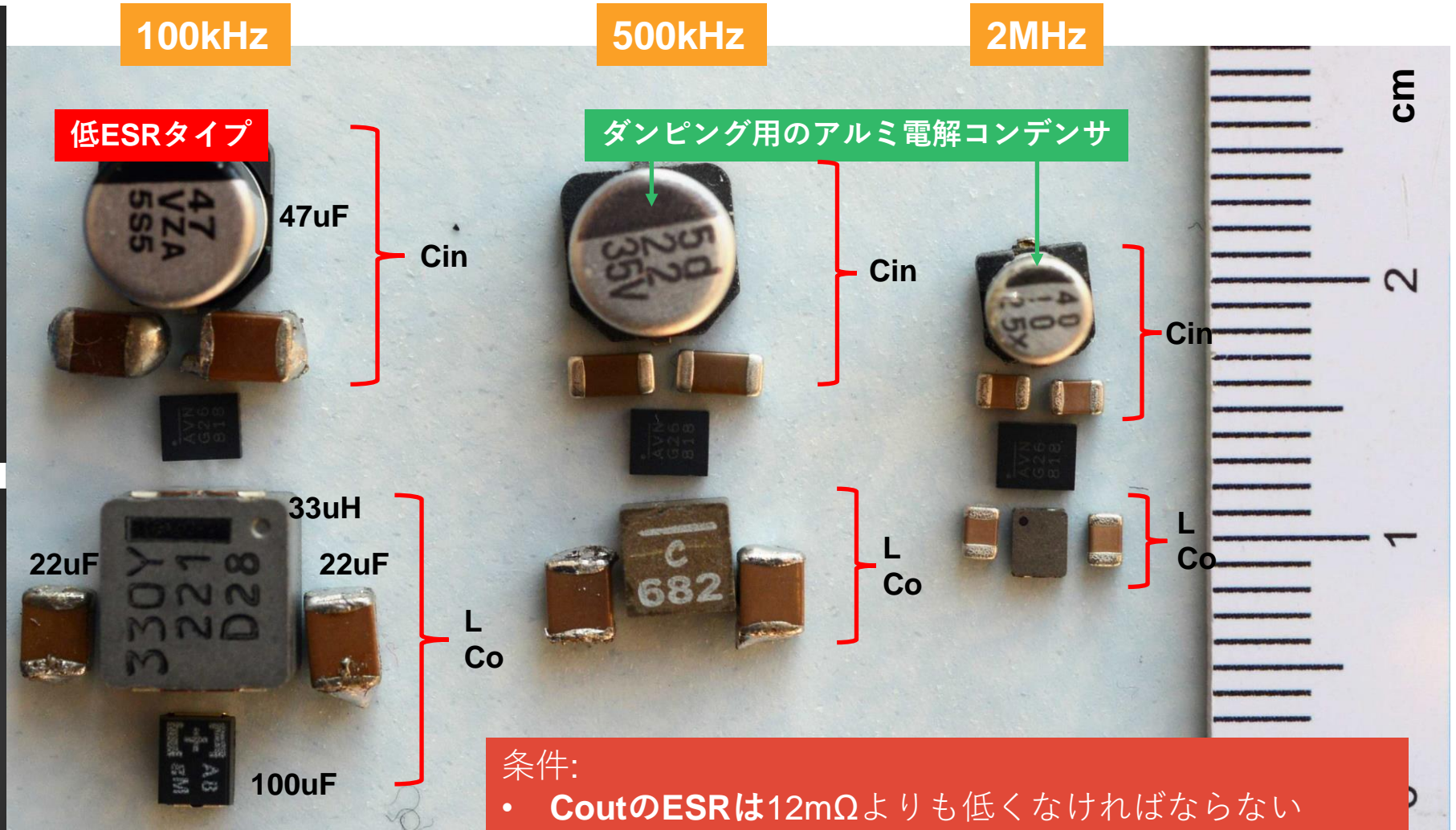
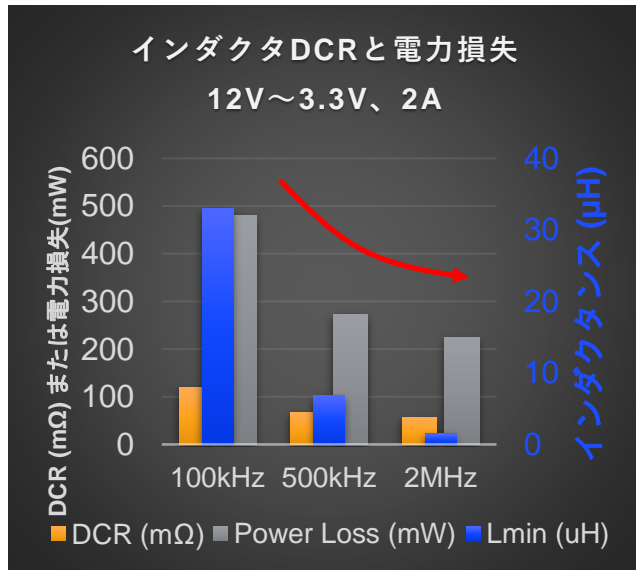
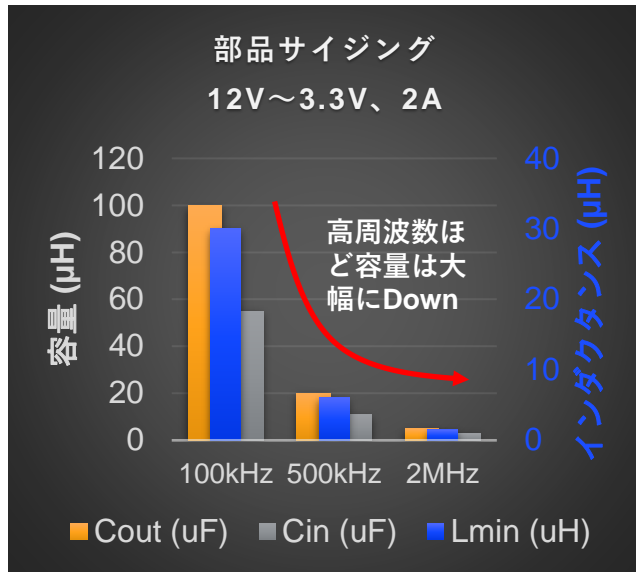
高スイッチング周波数: インダクタのサイズと損失



損失は I^2 に比例するため、負荷電流が大きくなるとDCRによる損失は増える

$$\text{Power loss} = I_o^2 \cdot \text{DCR}$$

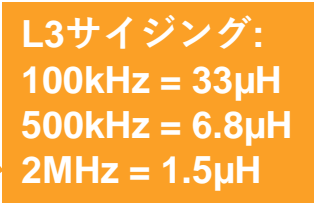
ソリューションサイズ例: 12V~3.3V、2A



条件:

- **CoutのESRは12mΩよりも低くならない**
- 使用電圧に対し最大50%の実効容量を使用
- ICはMPQ4572 – 60V、2A同期整流降圧
内蔵FETは、250 / 45mΩ (2.5mm x 3mm FC-QFN)

評価ボード回路図: MPQ4572



$$C_{out}(100kHz) = 2 \times 1210 \text{ } 22\mu F + 100\mu F$$

$$\ast 4V/100\mu F \text{ 4TPB100M ; } \mathbf{70m\Omega}$$

実際の図: スイッチ、Voutリップル、インダクタ電流 @100kHz

1.2W 電力損失

改善が必要

100 μ F 15m Ω 出力コンデンサを使用した、同じ100kHz設計

条件:

12V \sim 3.374V、2A

L = 33 μ H (120m Ω)

Cout = 2x 22 μ F 1210 + 1x 100 μ F (15m Ω)

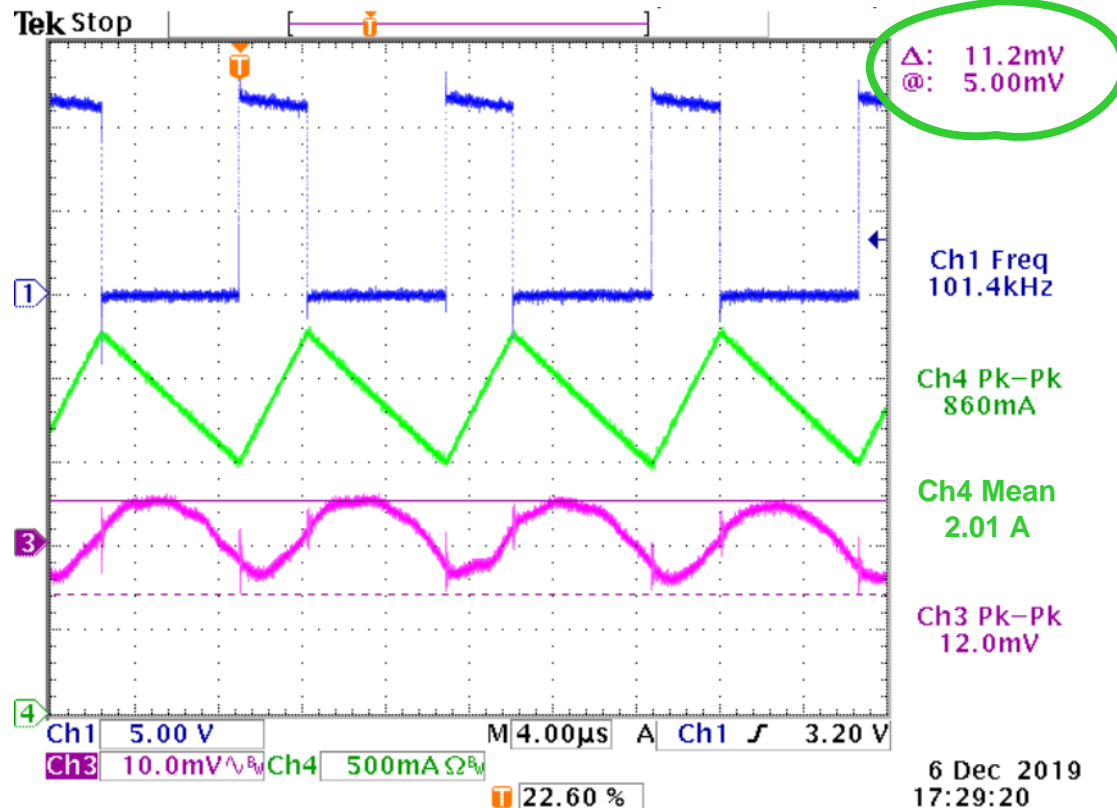
85%効率

1.2W 電力損失

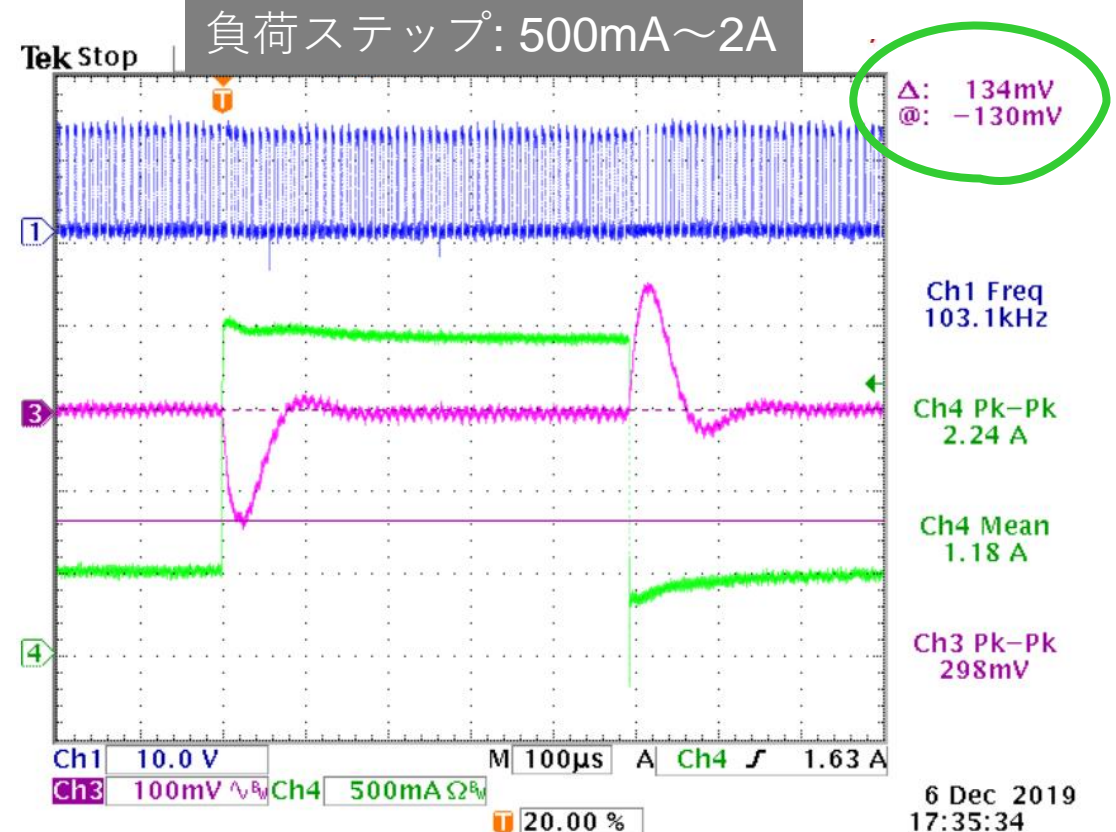
電力損失 (W)



ESRが小さいものを使うと
リップル小



6 Dec 2019
17:29:20



6 Dec 2019
17:35:34

L = ETQP5N330YFM
Cout = EEFCX0J101R 7.3 x 4.3 x 1.9 mm

実際の図: 500kHzでの設計

条件:

12V~3.374V、2A

L = 6.8 μ H (68m Ω)

Cout = 2 x 22 μ F 1210

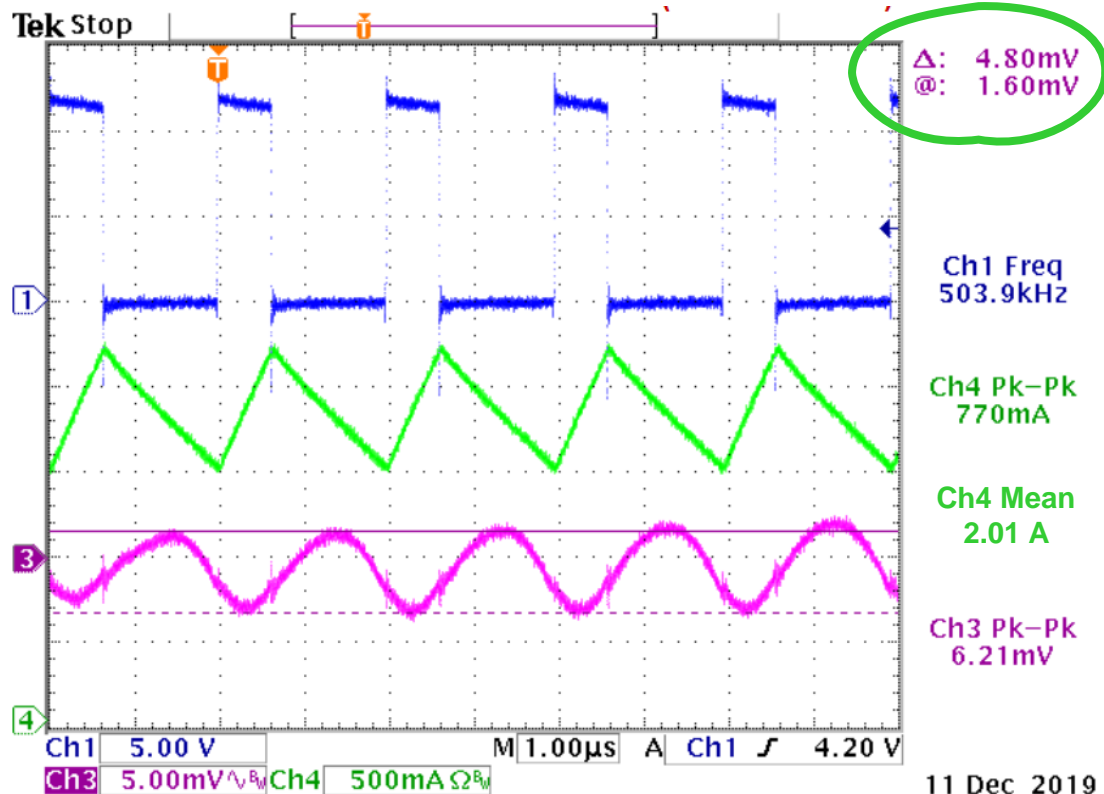
86.6% 効率

1.05W 電力損失

電力損失 (W)

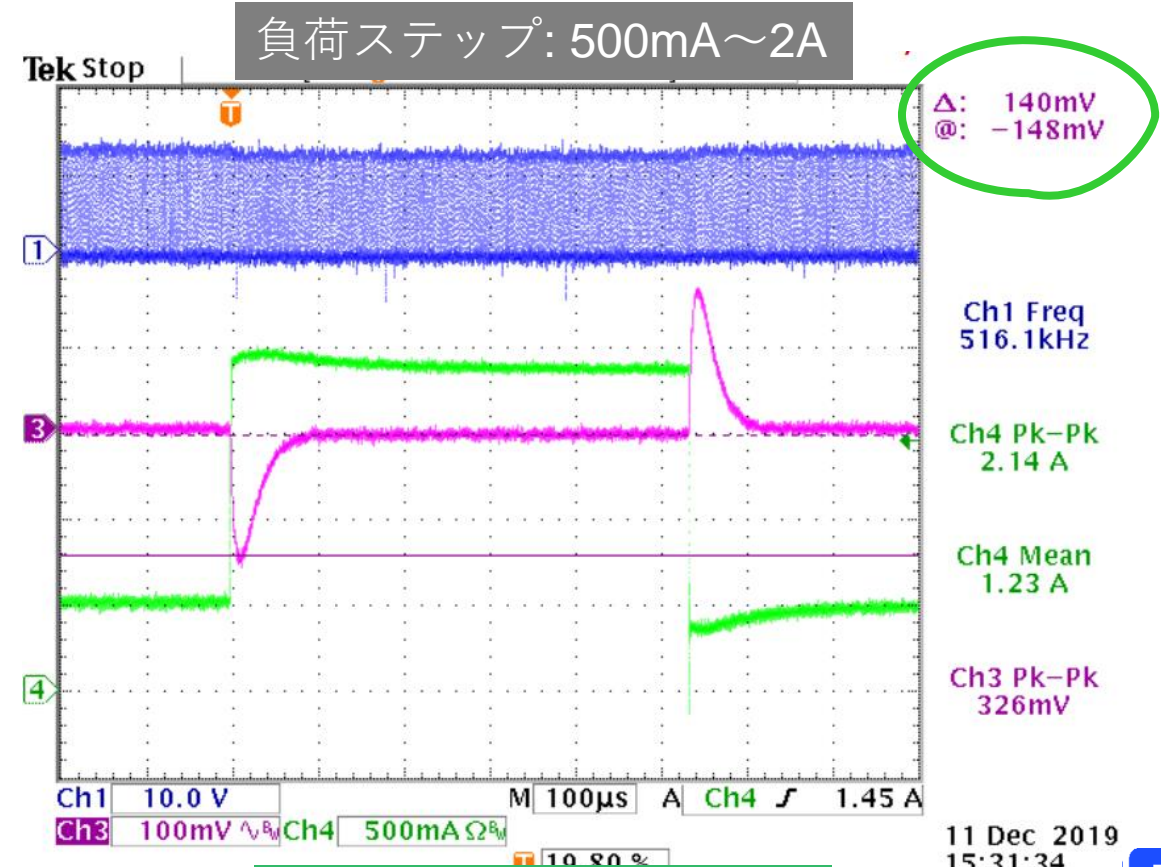


周波数を上げてコンデンサ容量 (ESR) **小**
インダクタ値も **小**
リップル電圧、応答性はさらに改善



非常に低いVoutリップル

11 Dec 2019
13:06:58



良い負荷ステップ応答

11 Dec 2019
15:31:34

実際の図: 2MHzでの設計

条件:

12V~3.374V、2A

L = 1.5 μ H (56m Ω)

Cout = 2 x 10 μ F 0805

82.5% 効率

1.42W 電力損失

電力損失 (W)



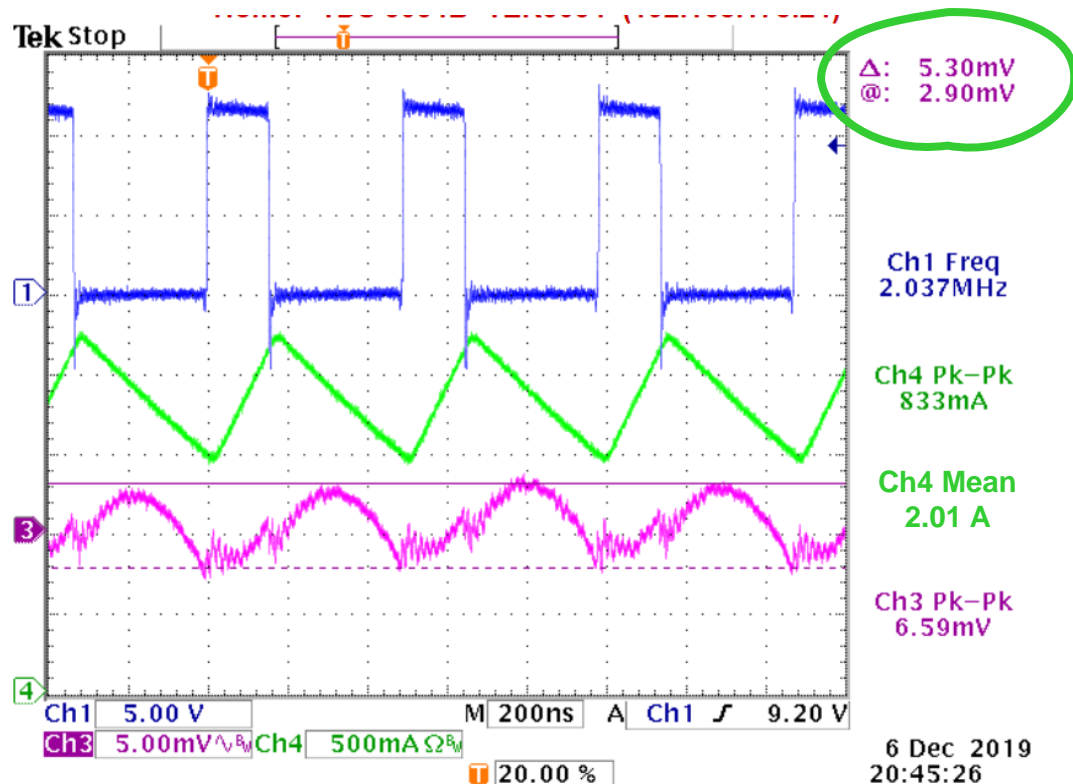
0

1

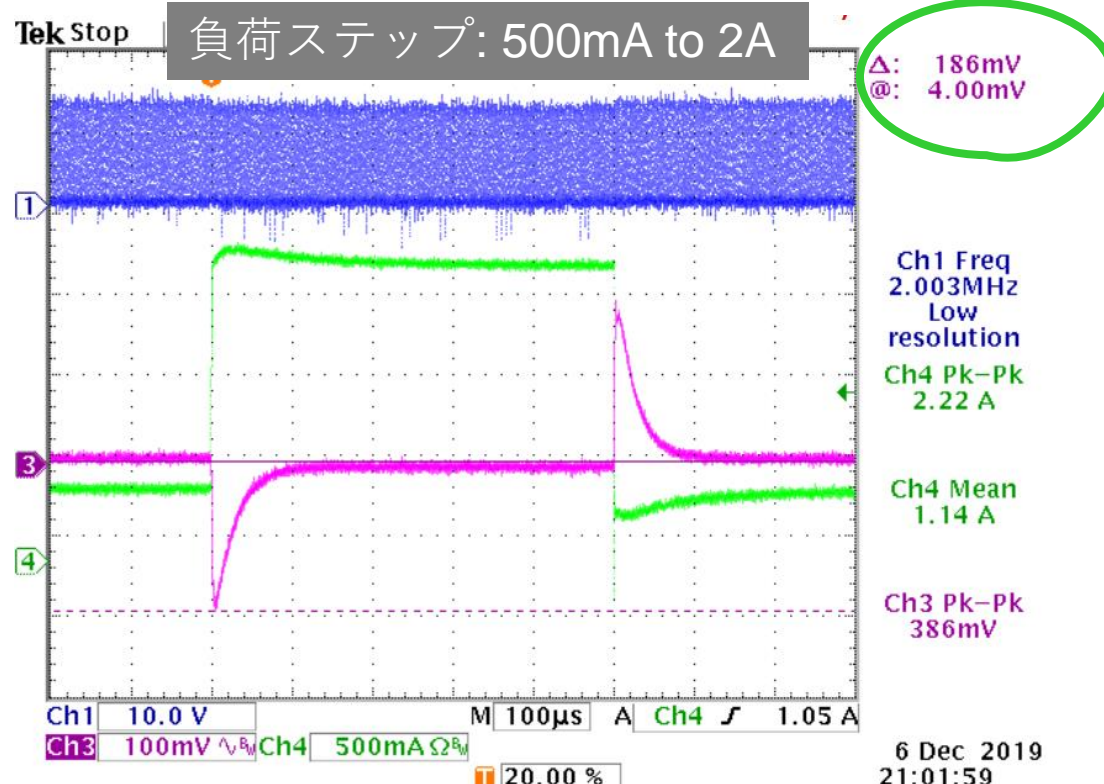
周波数を2MHzにすると、
さらにインダクタ値が小
→リップル電圧は小
ただし、Coutが不足し、応答性が悪い

L = MPL-AT2512

Cout = JMK212AB7106KG



非常に低いVoutリップル!



Coutが不足

12V～3.3Vの効率カーブ

周波数を上げるとスイッチング損失のほうが支配的になり、効率は落ちる

MP4572(65V,2A 同期 (65V、2A 同期整流降圧) の結果 (250mΩ / 45mΩ)

実際のところ、2MHzの効率はスイッチング損失の影響で、最も低い

計算では2MHz (1.5uH) 設定でコイルのDCR損失が一番少ない

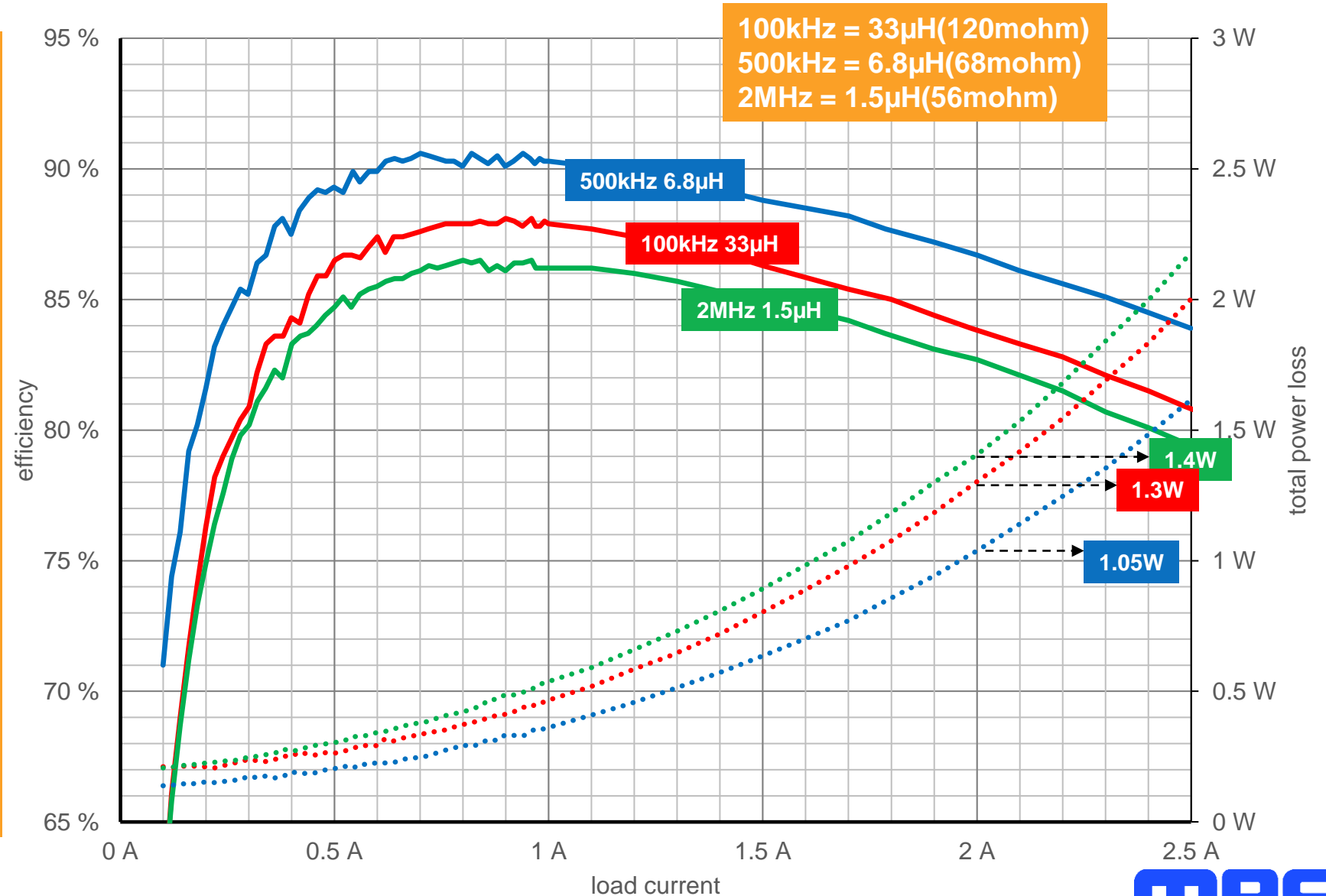
損失はどのように分解できるか
1.4Wの内訳@2A

IC-FET Ron: 520mW

Coil DCR: 230mW (L=1.5uH)

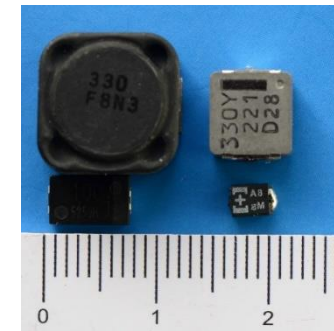
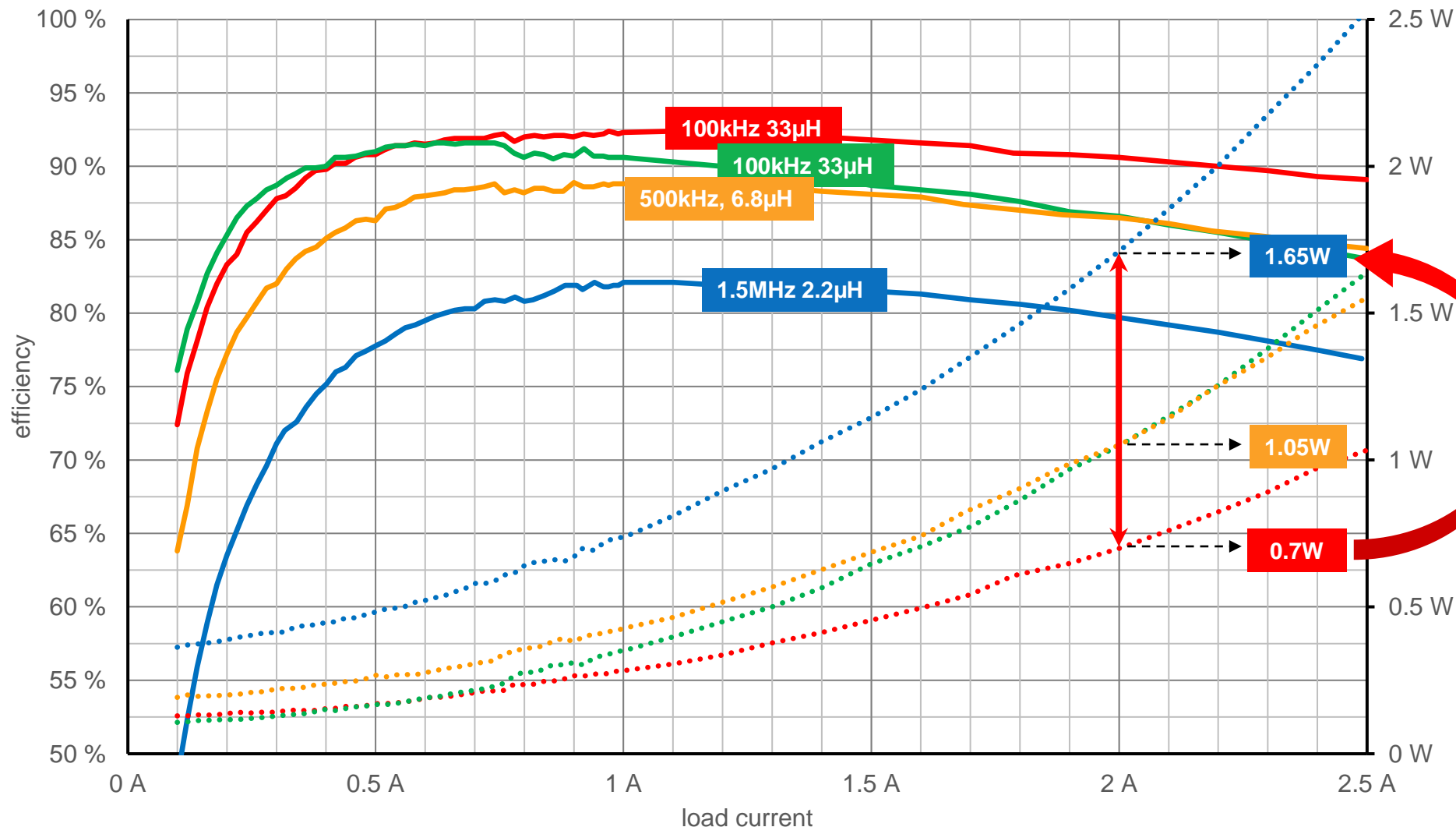
Coil AC: ~150mW

残りの500mWはスイッチング損失とIC自身の損失 (消費電力)



24V～3.3Vの効率カーブ

条件:
100kHz: 33μH 64mΩ 12 x 12mm
100kHz: 33μH 120mΩ 7 x 7mm
500kHz: 6.8μH 68mΩ 4 x 4mm
1.5MHz: L 2.2μH 70mΩ 2.5 x 2mm



100kHz: 33μH 64mΩ 12 x 12mm
100kHz: 33μH 120mΩ 7 x 7mm

1.5MHzは100kHzに
比べて1W高い損失

100kHz 33uH(120mohm)と500kHz 6.8uH(68mohm)の損失@2Aはほとんど同じ
スイッチング損失は入力電圧が高くなると損失が大きくなる ($P_{SW(MOSFET)} = 0.5 \times V_{in} \times I_{out} \times (t_{SW(ON)} + t_{SW(OFF)}) \times f_s$)



ダイの温度を計算する

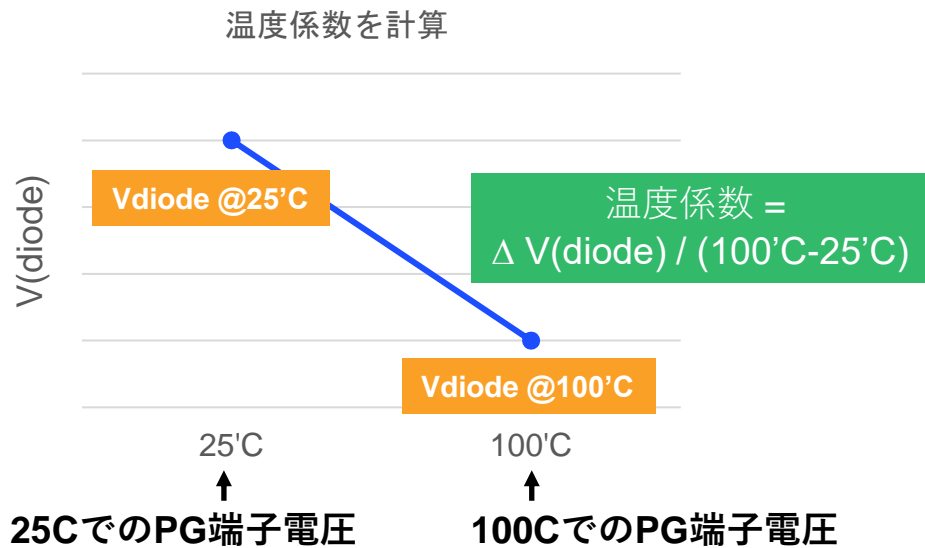
手法: PG pinのボディダイオード特性を利用する

1. 25°Cおよび100°Cの2つの温度ポイントでV_diodeを計測する
 - ・ ただし、アプリケーション内で同じVinを使用
2. 1. の結果から、温度係数を計算する
 - ・ **MPQ4430は1mA電流時Tc=-1.55mV/K**
3. 無負荷時のV_diode を計測する
4. 特定負荷状況でのV_diodeを計算する
5. ダイの温度は上記環境において $\Delta V_{diode} / T_c \text{ } ^\circ \text{C}$

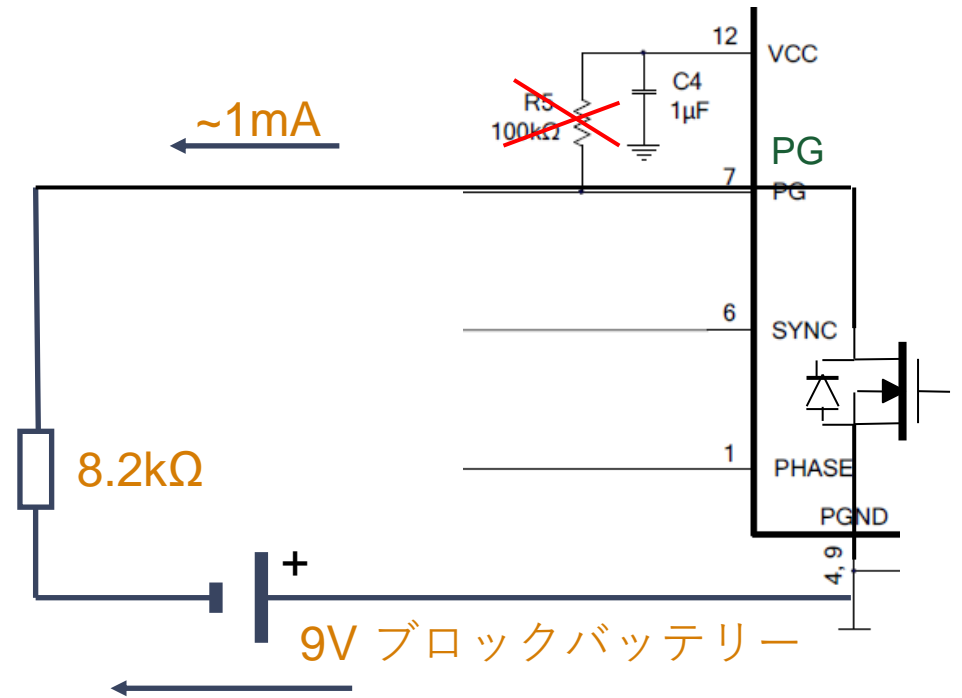
条件:

12V~3.3V、 2A

MPQ4430を使用 (40V, 3.5A 低Iq同期整流降压)



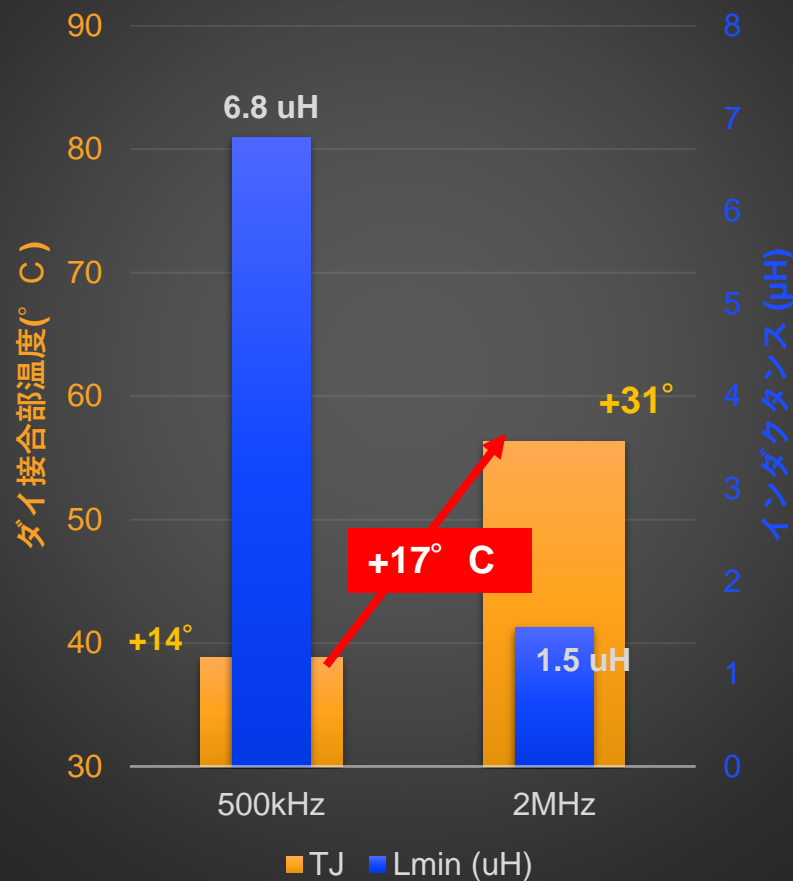
PGは
ネガティブ
ダイオード
ドロップの
ひとつ



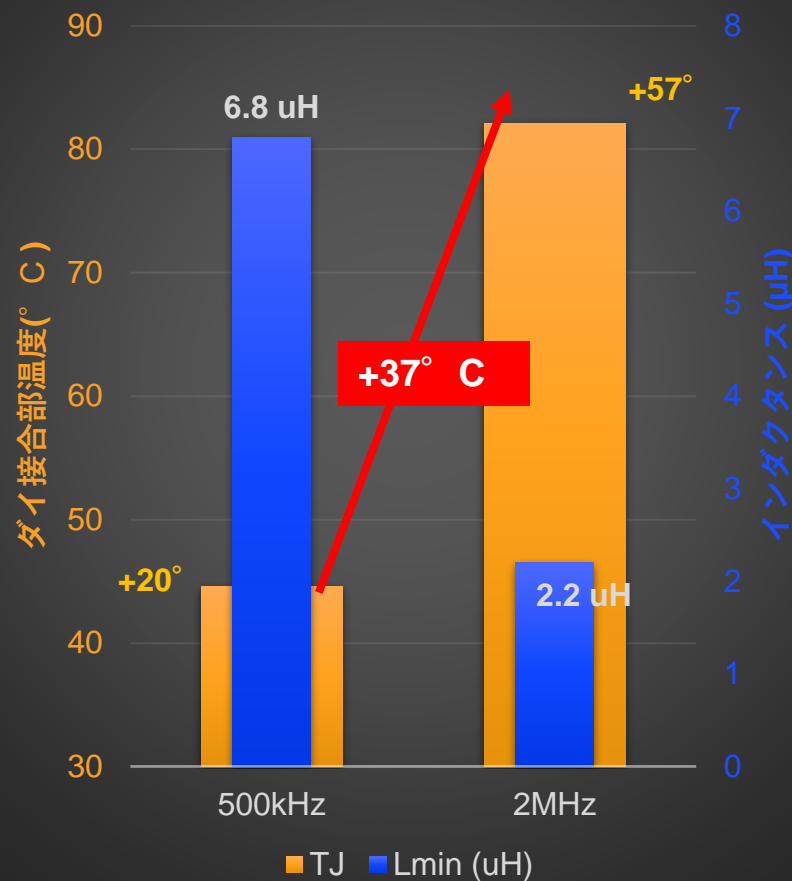
例: MPQ4430のPG-Pinボディダイオードは
1mA電流時に-1.55mV/K

スイッチング周波数の温度への影響

ダイ接合部温度
12V～3.3V、2A



ダイ接合部温度
24V～3.3V、2A



前のスライドで紹介した
方法を用いて計測した結果

	12V	3.3V	TC=-1.55mV/°C		
		Vd No Load	Vd 2A load	Delta T_J[C]	T_J[C]
6.8u	500k	634	611	14.8	38.8
1.5u	2M	631	584	30.3	56.3
	24V	3.3V	TC=mV/°C		
		Vd No Load	Vd 2A load	Delta T_J	T_J
6.8u	500k	634	602	20.6	44.6
2.2u	2M	631	544	56.1	82.1

Tc=-1.55mV/K

デューティサイクルの制限: $T_{ON,min}$

$T_{ON,min}$ はハイサイドFETの最も短いOFF-ON-OFF期間。
(FETゲートに給電 → 電流検知 → ゲートを放電)

For given V_{OUT} and $T_{ON,min}$: $V_{IN,max} = \frac{V_{OUT}}{T_{ON,min} * F_{SW}}$

$$F_{SW,max} = \frac{V_{OUT,min}}{T_{ON,min} * V_{IN,max}}$$

In real world effective
duty-cycle is

$$D.C.real = V_{OUT} / (V_{IN} * \eta)$$

固定周波数での動作時、 F_{SW} が高くなるほど
最大 V_{IN} が低くなる

例:

100ns の $T_{ON,min}$

$V_{out} = 3.3V$

$V_{in,max} = 36V$

Max. $F_{sw} \leq 0.92 \text{ MHz}$

例:

100ns の $T_{ON,min}$

$V_{out} = 3.3V$

$V_{in,max} = 36V$

同時に $\eta = 80\%$

Max. $F_{sw} \leq 1.15 \text{ MHz}$

デューティサイクルの制限: $T_{OFF,min}$

$T_{OFF,min}$ はローサイドFETの最も短いOFF-ON-OFFシーケンス。
(FETゲートに給電 → 電流検知 → **BST-Capに給電** → ゲートを放電)

For given V_{OUT} and $T_{OFF,min}$: $V_{IN,min} = \frac{V_{OUT}}{(1 - T_{OFF,min} * F_{SW})}$

固定周波数での動作時、 F_{SW} が高くなるほど最大Vinは高くなります

$$F_{SW,max} = (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN,min}}) * \frac{1}{T_{OFF,min}}$$

例:

100ns の $T_{OFF,min}$

$V_{out} = 3.3V$

$V_{IN,min} = 3.8V$

Max. $F_{sw} \leq 1.3MHz$

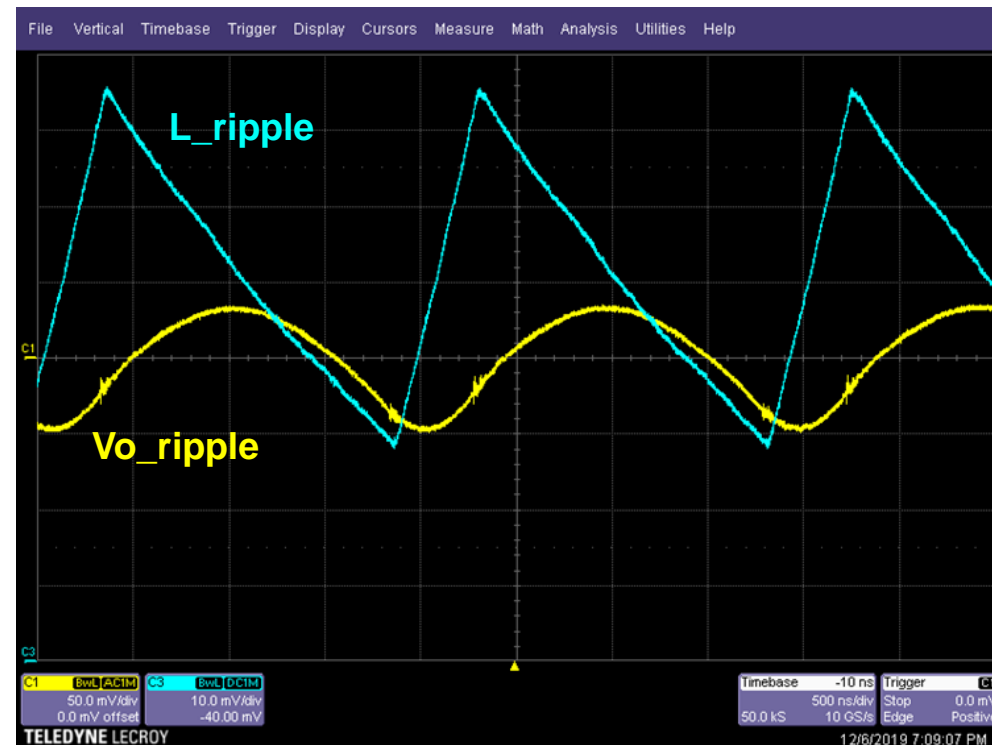
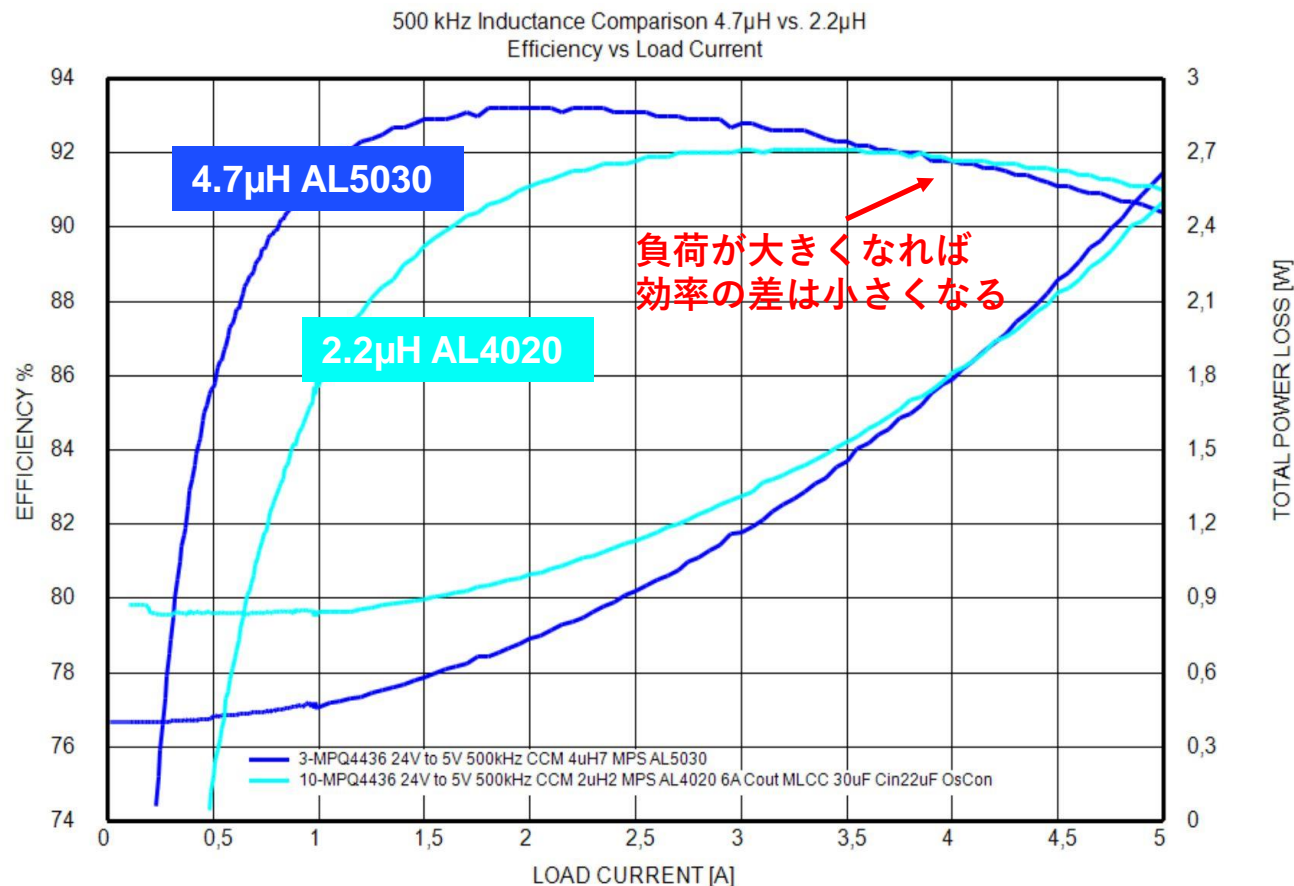
実際のFET、コイルおよびPCB周辺の低下のトレースには、より低い F_{sw} が必要となる

最近のICは低入力電圧時にドロップアウトモードに変更。

代替ソリューション

より高い ΔI_L での動作。40%から50%、または60%へ変更

負荷が大きい領域で使用するようなアプリケーションでは、インダクタを小さくして(リップル大)、サイズを優先するような代替ソリューションも考えられる

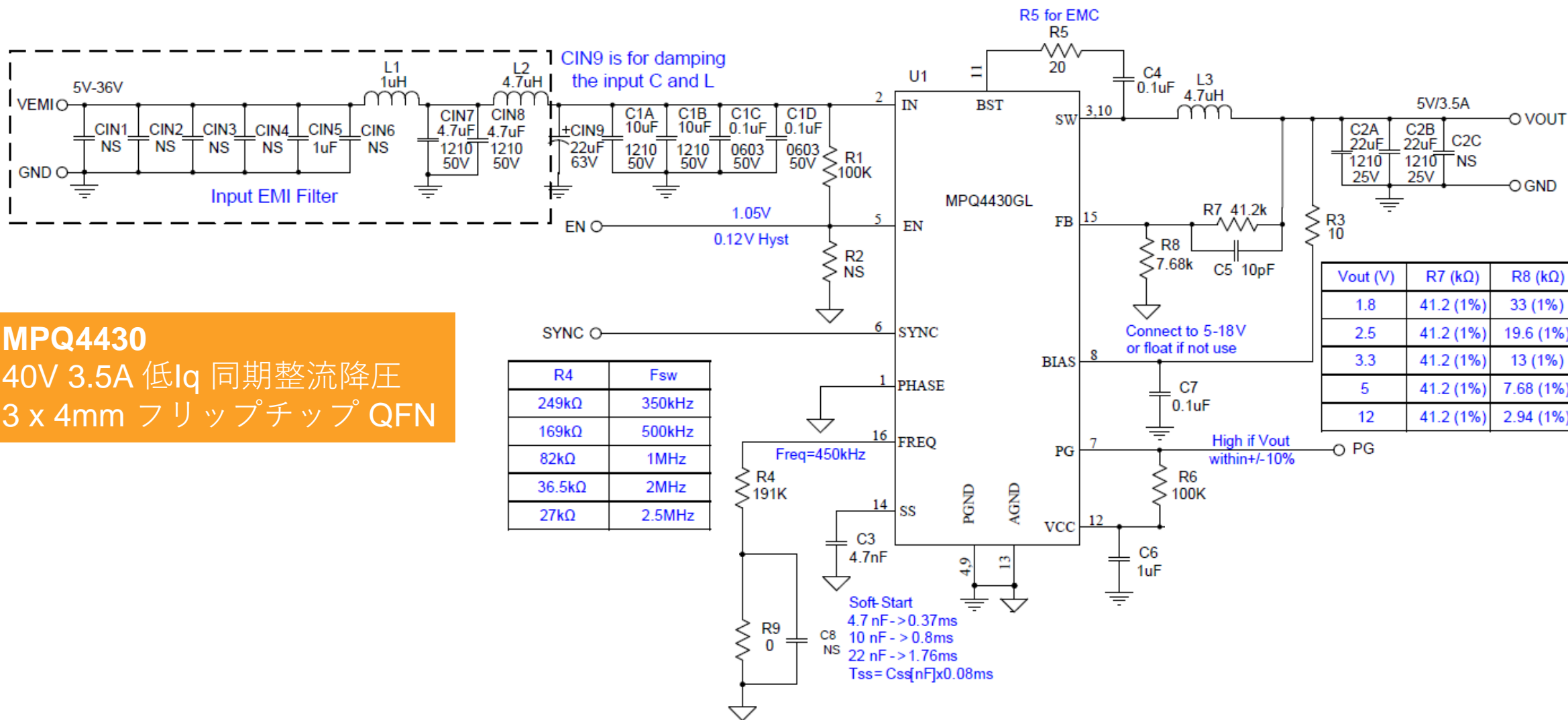


2.2 μ H を使用した500kHzの例: $\Delta I_L=2.44$ A; $I_{pk}=6.22$ A
3x 10 μ F (25V, 1206) のCout

EMI / EMCに与える影響

伝導性エミッションの事前計測
(CISPR25 に則った電圧手法)
MPQ4430評価ボードで計測

例: MPQ4430



伝導性エミッション (CE) 100kHz~108MHz

設定

3.4V 2.8AのVout
R8 = 7.68 kohm
C5= 33 pF

Fsw=450 kHz

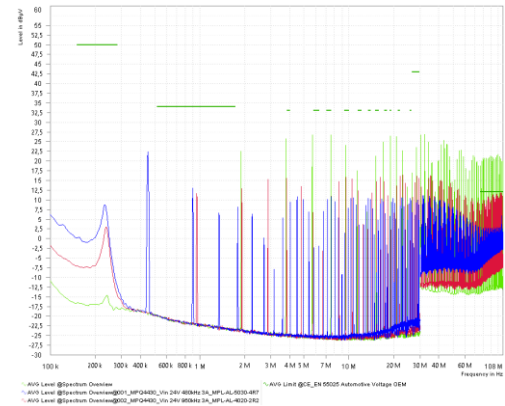
R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-5030
4.7uH
5.5 x 5.3 x 2.9 mm

Fsw=960 kHz

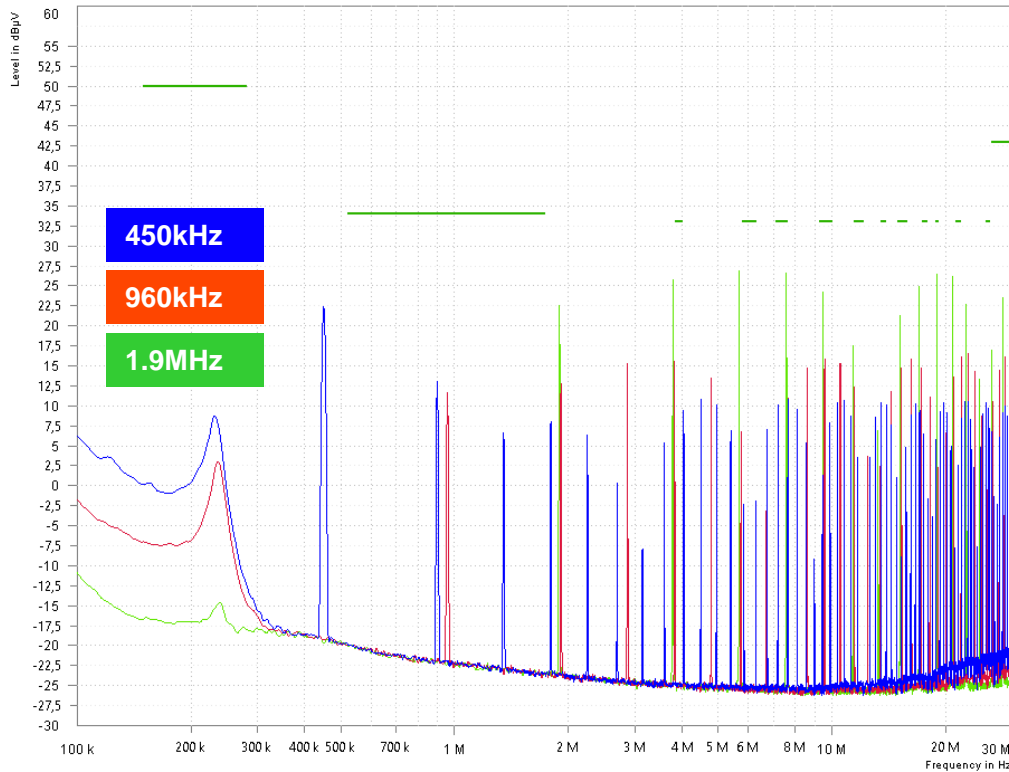
R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-4020
2.2uH
4.1 x 4.1 x 1.9 mm

Fsw=1900 kHz

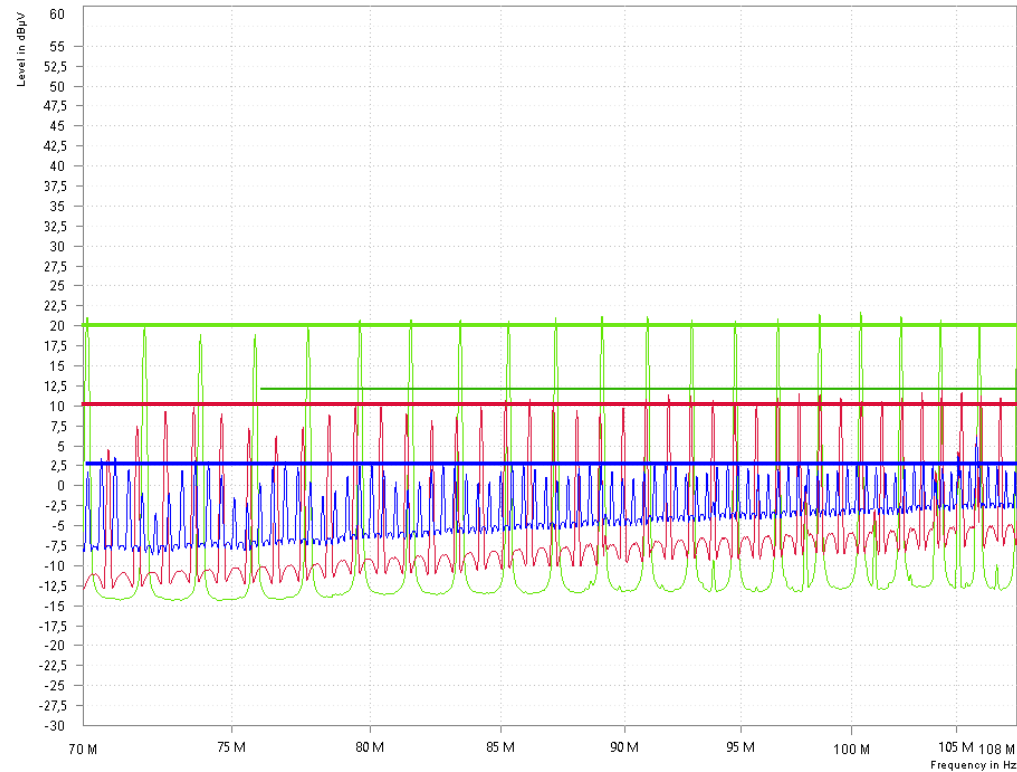
R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-4020
1.0uH
4.1 x 4.1 x 1.9 mm



すべてのテスト値は平均値



AVG Level @Spectrum Overview
AVG Level @Spectrum Overview@001_MPD4430_Vin 24V 480kHz 3A_MPL-AL-5030-4R7
AVG Level @Spectrum Overview@002_MPD4430_Vin 24V 960kHz 3A_MPL-AL-4020-2R2
AVG Limit @CE_EN 55025 Automotive Voltage OEM



AVG Level @Spectrum Overview
AVG Level @Spectrum Overview@001_MPD4430_Vin 24V 480kHz 3A_MPL-AL-5030-4R7
AVG Level @Spectrum Overview@002_MPD4430_Vin 24V 960kHz 3A_MPL-AL-4020-2R2
AVG Limit @CE_EN 55025 Automotive Voltage OEM

1.9MHz
960kHz
450kHz
+10dB
+7.5dB

CE 100kHz~30MHz

設定

3.4V 2.8AのVout
R8 = 7.68 kohm
C5= 33 pF

450 kHz

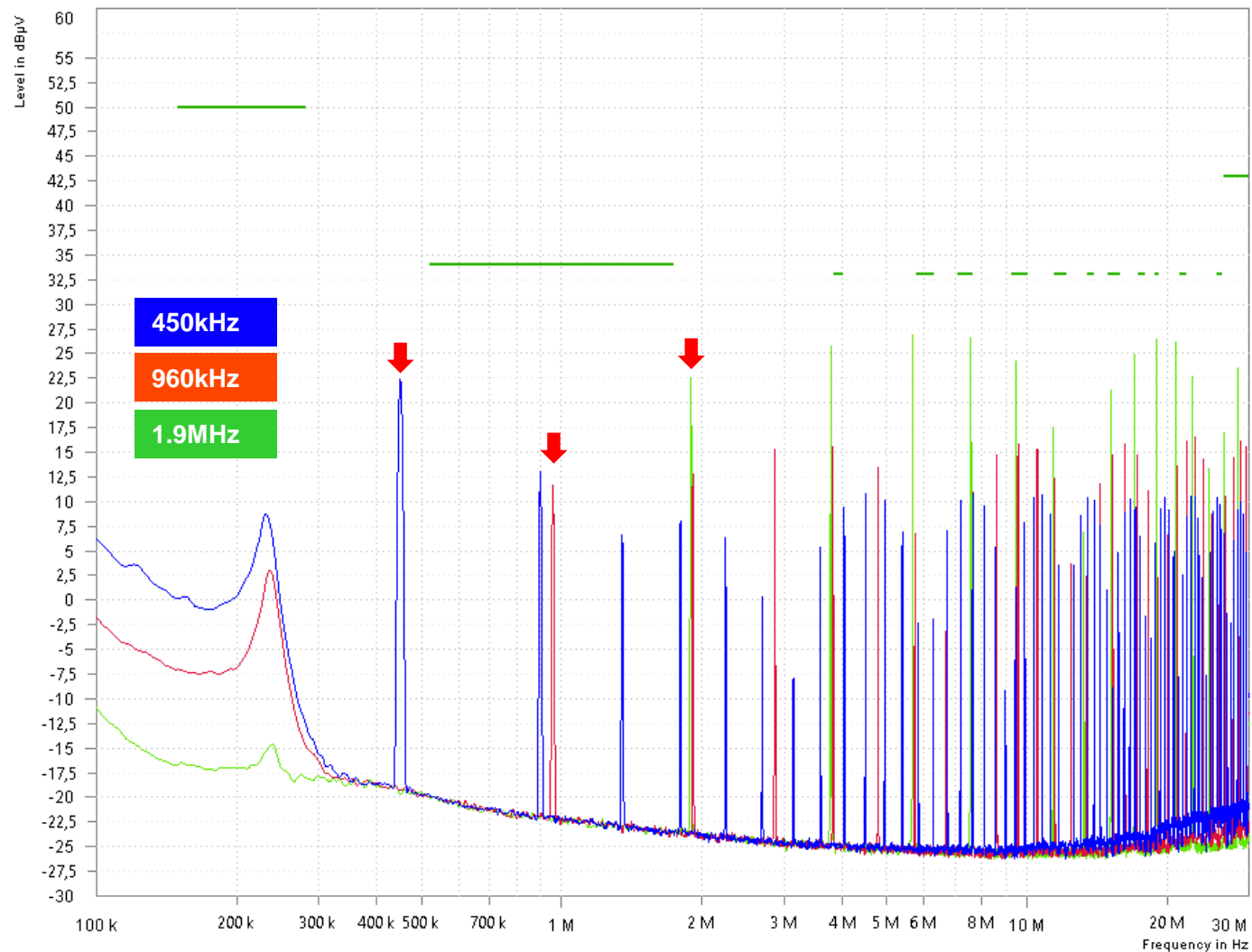
R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-5030
4R7
5.5 x 5.3 x 2.9 mm

960 kHz

R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-4020
2R2
4.1 x 4.1 x 1.9 mm

1900 kHz

R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-4020
1R0
4.1 x 4.1 x 1.9 mm

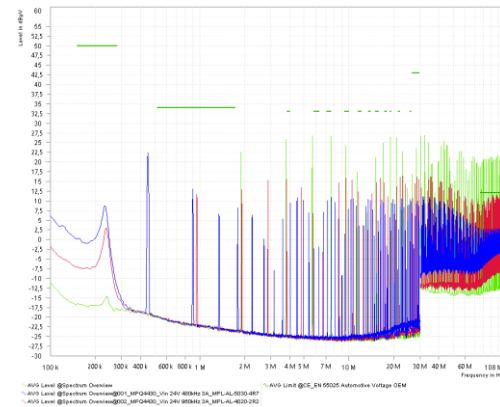


AVG Level @Spectrum Overview

AVG Level @Spectrum Overview@001_MPQ4430_Vin 24V 480kHz 3A_MPL-AL-5030-4R7

AVG Level @Spectrum Overview@002_MPQ4430_Vin 24V 960kHz 3A_MPL-AL-4020-2R2

AVG Limit @CE_EN 55025 Automotive Voltage OEM



CE 70MHz~108MHz (FM帯)

設定

3.4V 2.8AのVout
R8 = 7.68 kohm
C5= 33 pF

450 kHz

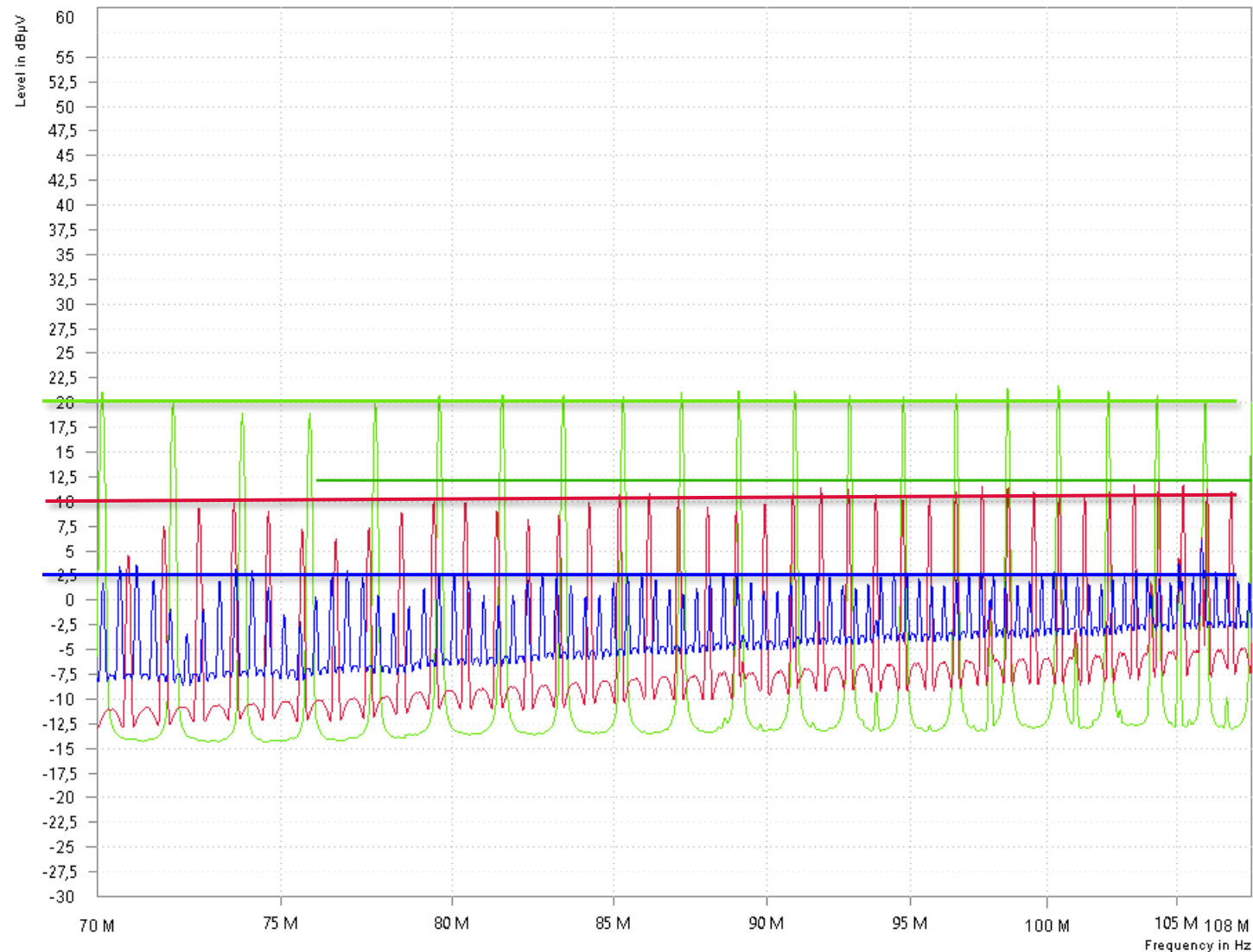
R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-5030
4R7
5.5 x 5.3 x 2.9 mm

960 kHz

R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-4020
2R2
4.1 x 4.1 x 1.9 mm

1900 kHz

R4 = 191 kohm
主要コイル: MPL-AL-4020
1R0
4.1 x 4.1 x 1.9 mm

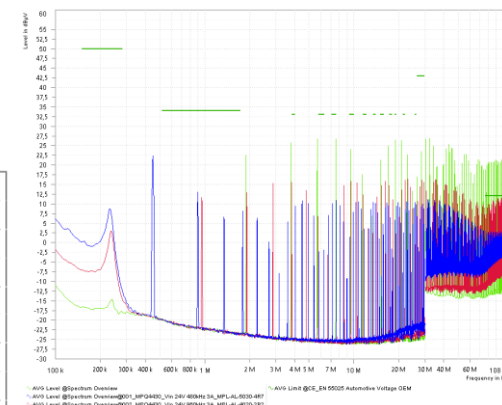


~AVG Level @Spectrum Overview

~AVG Level @Spectrum Overview@001_MPQ4430_Vin 24V 480kHz 3A_MPL-AL-5030-4R7

~AVG Level @Spectrum Overview@002_MPQ4430_Vin 24V 960kHz 3A_MPL-AL-4020-2R2

~AVG Limit @CE_EN 55025 Automotive Voltage OEM



1.9MHz

960kHz

450kHz

+10dB

+7.5dB

スペクトラム拡散周波数変調とは？

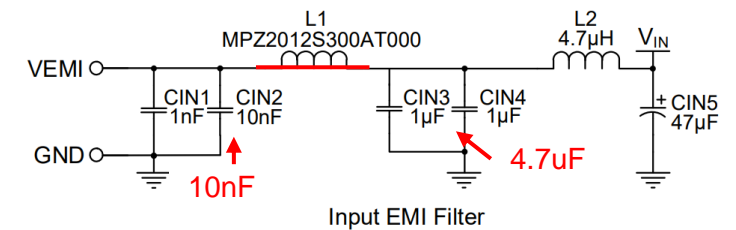
MPQ4313の例:

SSFMと低減EMCフィルタリング機能付き45V 3A 同期整流降压

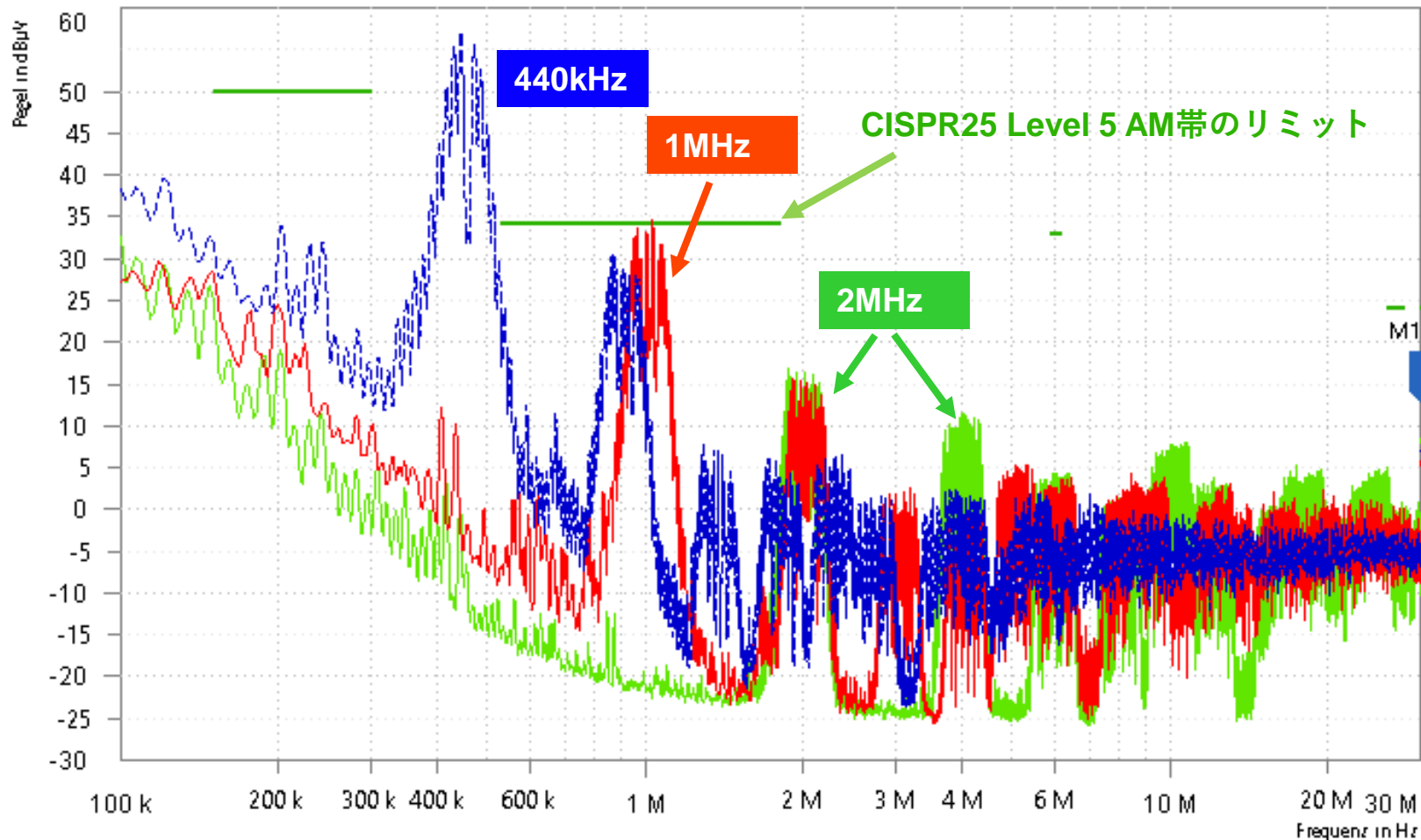
EMC Input Filter



フィルタ変更点



440kHz vs 1MHz vs 2MHz – 低周波数放射エミッション



注記: 1MHz設定時はもう少し
入力フィルタが必要

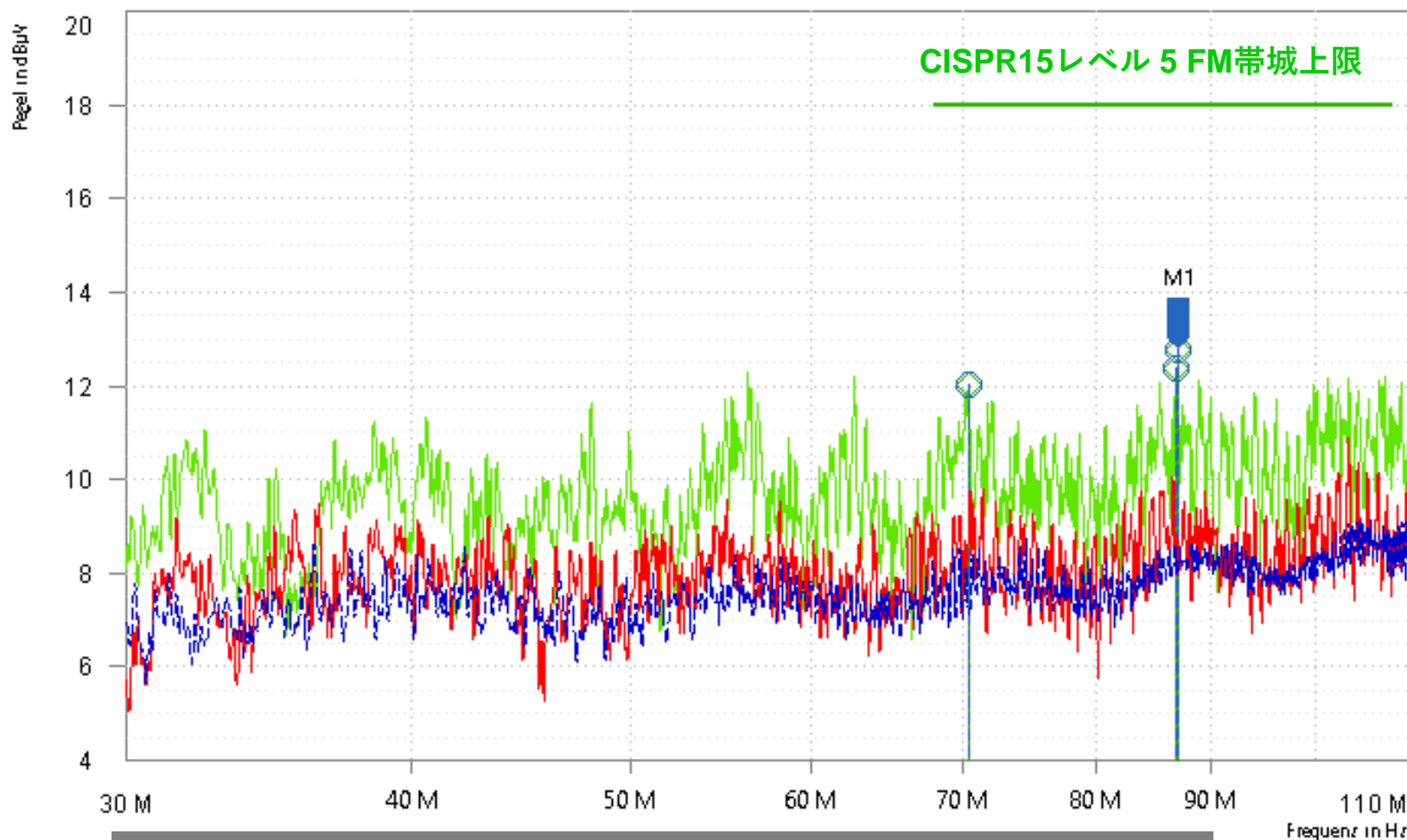
設定:

440kHz: IHLP2525 6.5 x 6.5 x 3mm 6.8μH 54mΩ

1MHz: AY5030 5 x 5 x 3mm 3.3μH 32mΩ

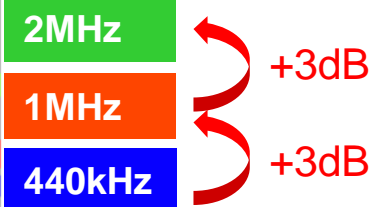
2MHz: AY4020 4 x 4 x 2mm 1.5μH 35mΩ

440kHz vs 1MHz vs 2MHz 高周波数放射エミッション



理論上、ノイズレベルはスペクトラム拡散でFswが倍で3dB増加。

固定周波数の場合6dBに増加。



設定:

440kHz: IHLP2525 6.5 x 6.5 x 3mm 6.8μH 54mΩ

1MHz: AY5030 5 x 5 x 3mm 3.3μH 32mΩ

2MHz: AY4020 4 x 4 x 2mm 1.5μH 35mΩ

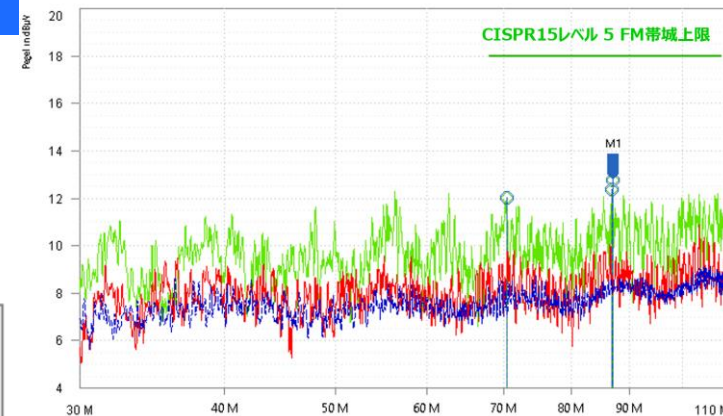
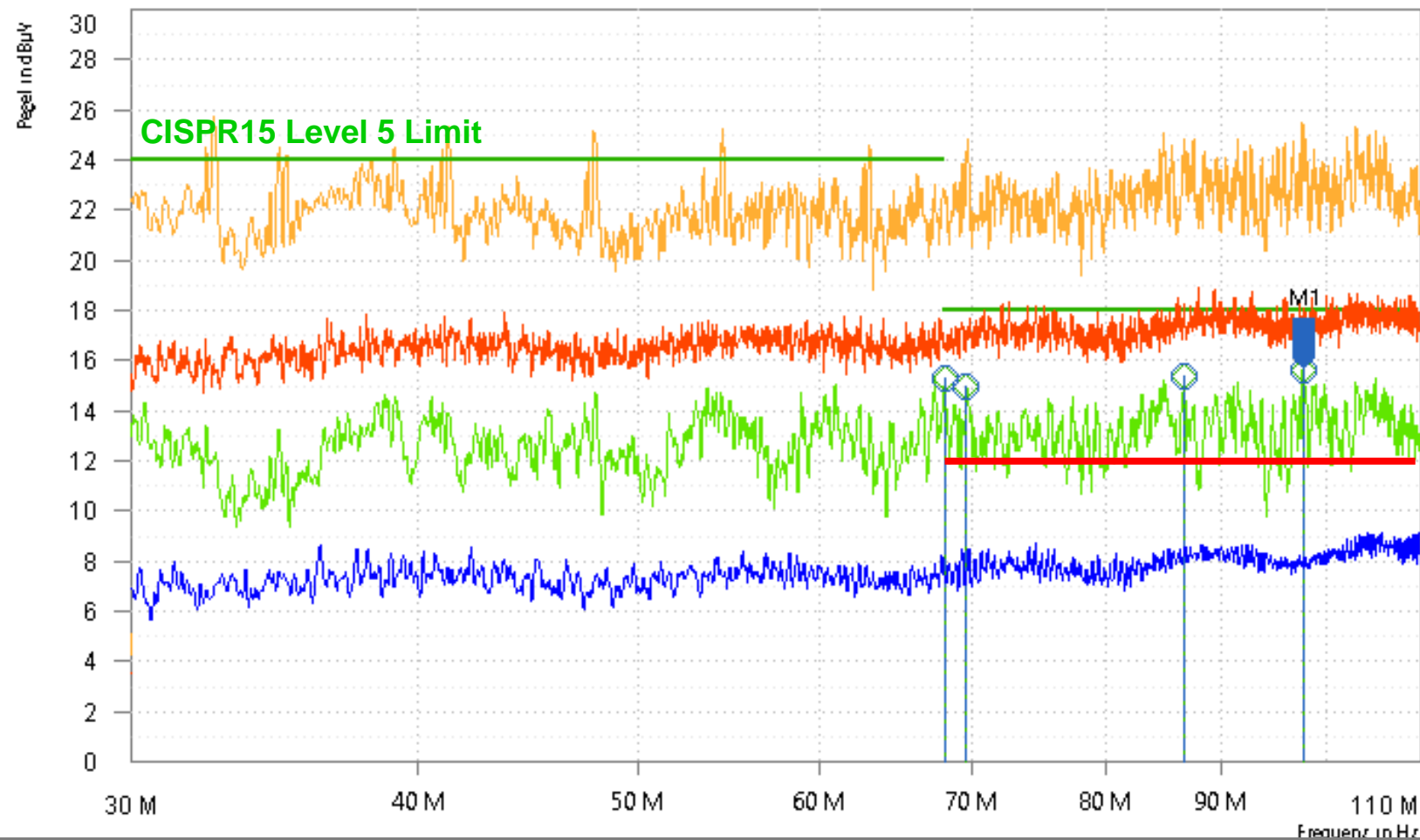
インダクタ (アンテナ) のサイズと高さがスイッチング周波数とともに減少するため、ノイズレベルの増加はわずかに相殺される。

440kHz vs 2MHz 高周波数放射エミッション

設定:

L: IHLP2525-6.8 μ H

周波数スペクトラム拡散



+5dB to 6dB

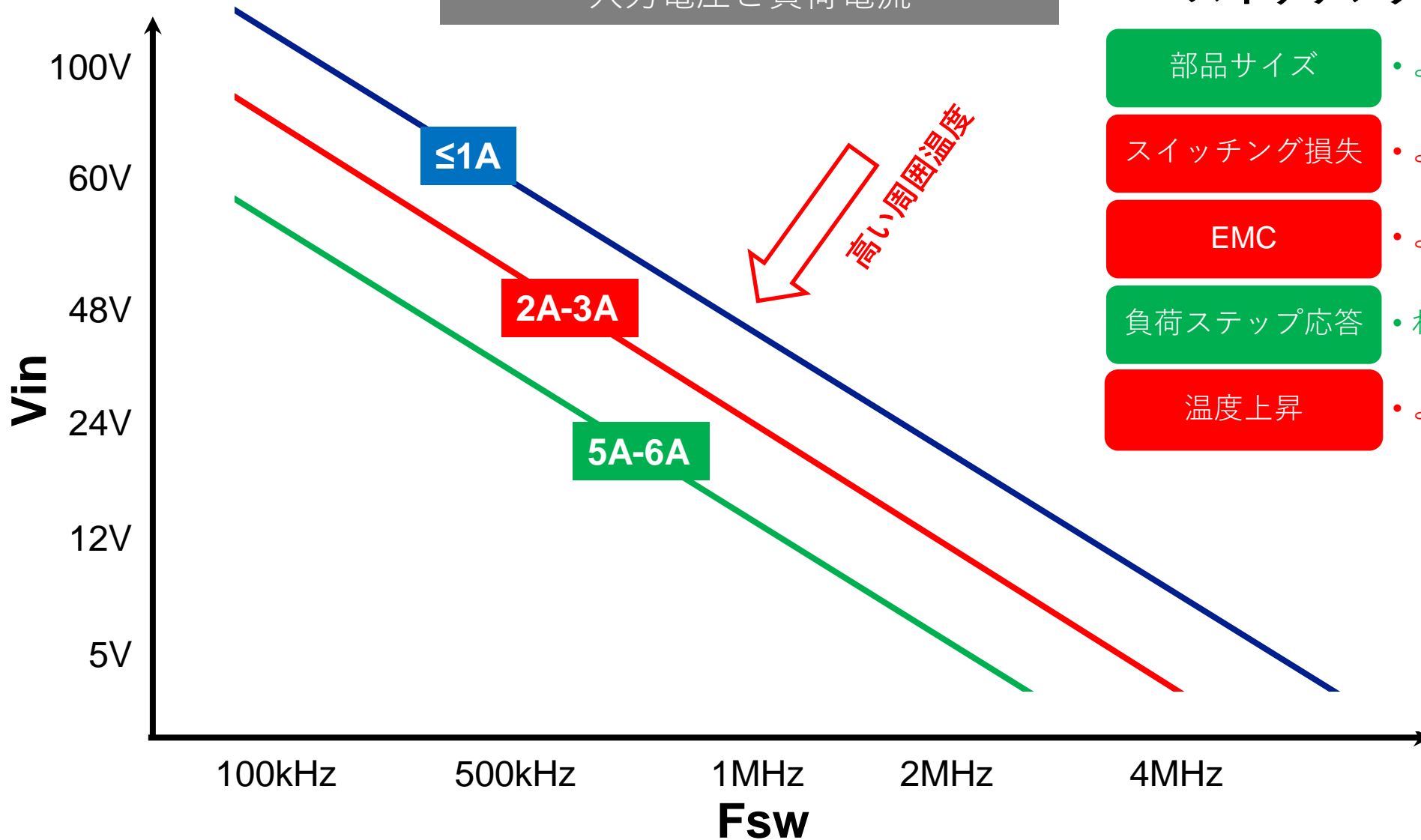
+5dB to 6dB

注記: EMC/EMIの理解を深めるには、monolithicpower.com/webinarsで“Automotive EMI Benefits of Spread Spectrum” ウェビナーをご覧ください。



おさらい

推奨スイッチング周波数 vs.
入力電圧と負荷電流



スイッチング周波数が高くなると:

部品サイズ

• より小型に、より安価に

スイッチング損失

• より高い入力電圧でより増加

EMC

• より高い周波数帯域でより増加

負荷ステップ応答

• わずかに改善

温度上昇

• より高く