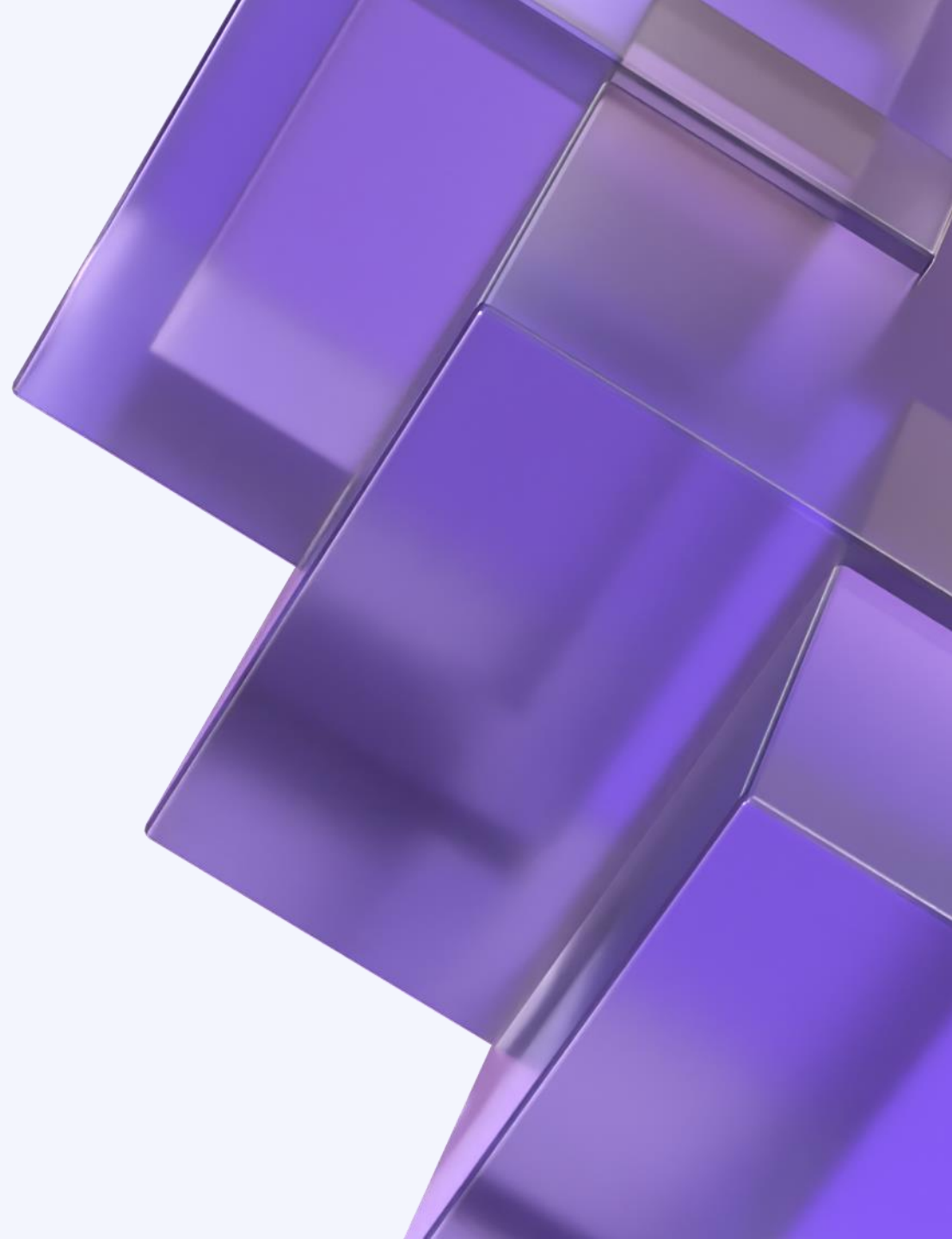




DC/DCコンバータの 波形からの 安定性推測

シニアFAE 蛭川顕二

2025年12月



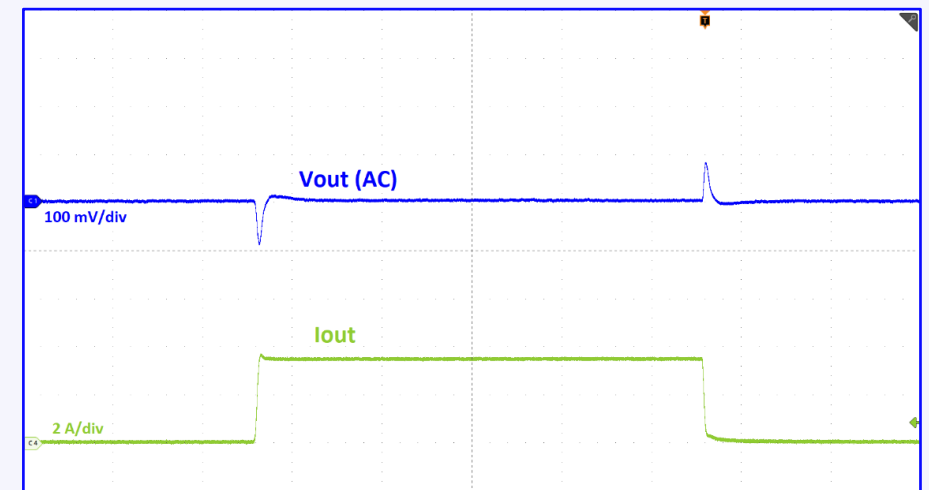
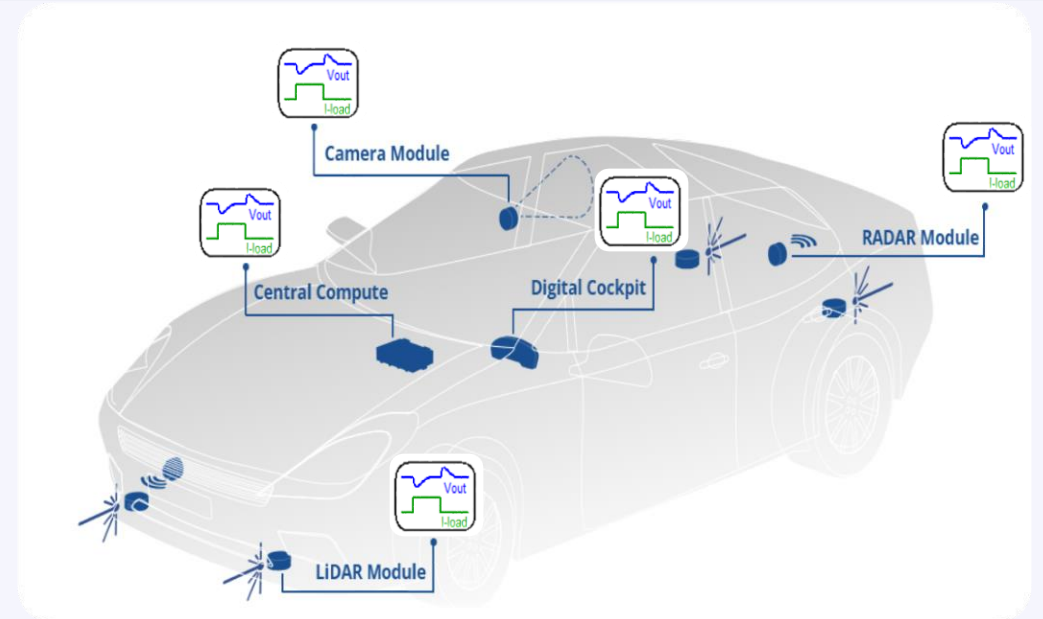
負荷過渡応答が重要である理由

負荷過渡応答は、先進運転支援システム (ADAS)、インフォテインメント、パワートレイン制御などの車載システムアプリケーションにおいて極めて重要である。

負荷過渡応答は、リアルタイムシステム要求によって発生します。例えば、**ADAS**モジュールの作動、ヘッドライトの点灯、電動ステアリング、またはインフォテインメントシステムの起動は、急激な電流変化を引き起こす可能性がある。

なぜ重要なのか？ 過渡状態においてレギュレーションが安定していない場合、誤動作、データ破損、さらにはシステムリセットを引き起こす可能性がある。

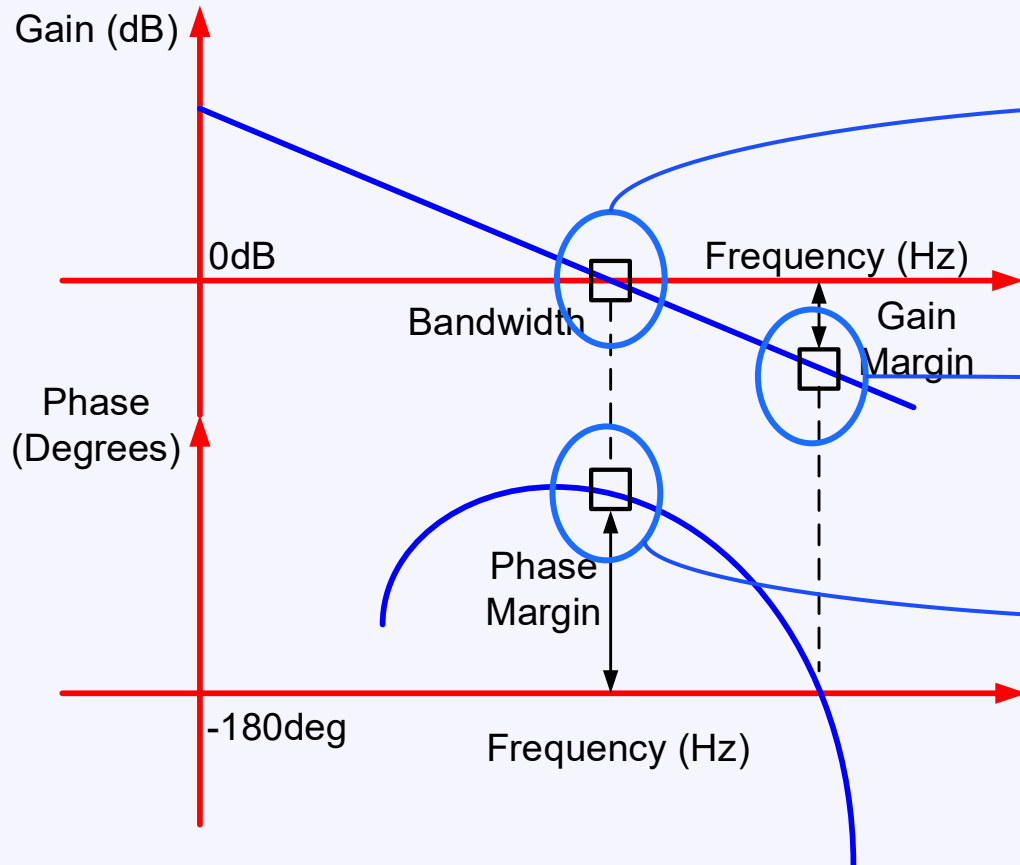
システム設計者は、**動的負荷過渡状態**においてDC/DCコンバータが安定していることを保証しなければならない。



DC/DCコンバータの安定性を規定するパラメータ

制御ループの安定性とは、外部からの妨害やシステムパラメータの変化にもかかわらず、望ましい状態を維持するためのシステムの能力を指す。

DC/DCコンバータの安定性を定義する主要なパラメータには、帯域幅 (クロスオーバー周波数)、位相マージン、およびゲインマージンが含まれる。

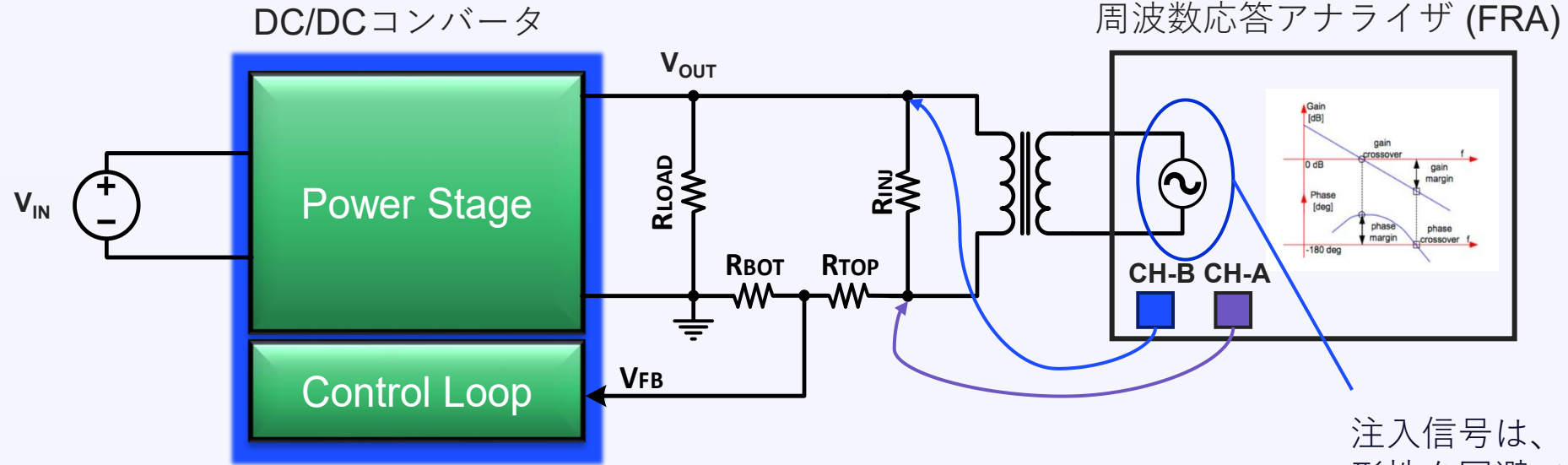


帯域幅 (クロスオーバー周波数) は、システムが過渡応答に反応する速度を示す。帯域幅目標値は、スイッチング周波数 (f_{sw}) の1/10から1/5の範囲である。

ゲインマージンはシステムの安定性を示す。安定したシステムの一般的なゲインマージンは、一般的には10dB以上。

位相マージンはシステムの安定性を示す。一般に許容可能な位相マージンは45°以上とされている。

ループ安定性チェック – 周波数ドメイン (FRAにて)



注入信号は、システムの高線形性を回避できる程度に十分に小さくしなければならない

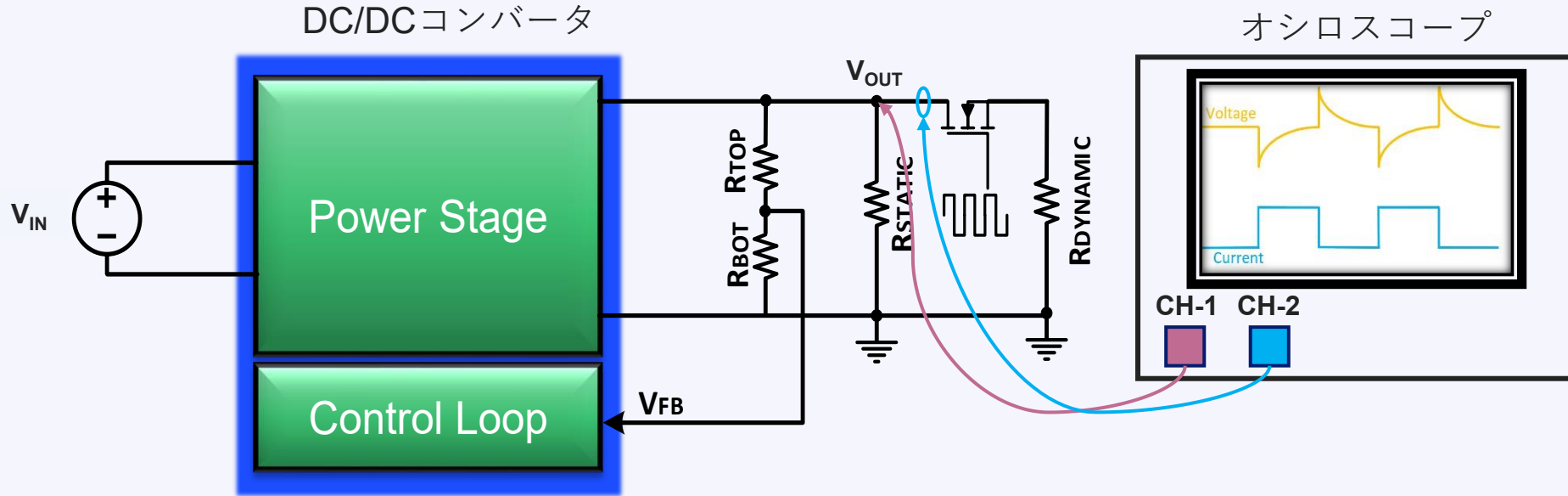
利点:

- 周波数応答の明確な可視化
- クロスオーバー周波数と位相マージンを容易に決定

デメリット:

- システム内のノイズや非線形性に影響を受けやすい
- 線形時負荷条件が一定のシステムのみには適用できない
- 高度な機能を備えた高価な分析装置が必要

ループ安定性チェック – タイムドメイン (オシロ波形から)



利点:

- オシロスコープによる簡単で迅速な測定
- コンバータの様々な応答や動作を示すことができる
- 線形システムと非線形システムの両方に適用される

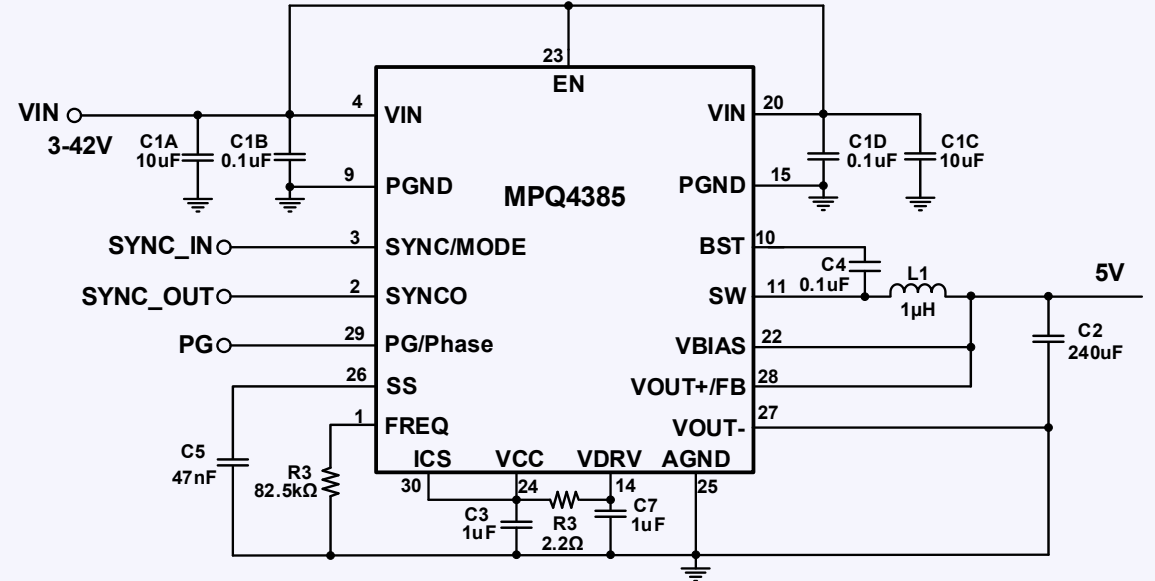
デメリット:

- 波形を解釈するには十分な知識が必要

ZDP™制御およびQuiet-FET™、1kW、マルチフェーズ、42V、25A、超低 I_Q 、同期整流コンバータ

特長

- 車載過渡現象向けに設計:
 - 3.3V~36V入力電圧 (V_{IN}) 範囲
 - 最大42Vのロードダンブ
 - ソフトリカバリーの低ドロップアウト (LDO) モード
- 高性能と部品費用削減を目的に設計:
 - ZDP™制御で超高速過渡応答と出力容量低減 (C_{OUT})
 - 3倍以上向上した過渡応答性能 vs. ピーク電流モード
 - 200kHz~2.5MHzの調整可能な周波数
 - 高精度レギュレーションのための差動電圧検知
 - $\pm 1\%$ 出力精度、 $\pm 1\%$ ワークグッド精度
- 低い動作温度:
 - MPSのバイポーラCMOS-DMOSプロセスを用いた超低オン抵抗 ($R_{DS(ON)}$) MOSFET
 - 高効率 (25Aで95%以上)
 - 薄型のQFNパッケージで上面冷却を実現
- マルチフェーズ性能付きでスケールアップ:
 - シングル25Aの連続出力電流 (I_{OUT})
 - マルチフェーズ動作で最大200A
- 低EMC/EMIのために最適化:
 - 対称型VINピン配置
 - Quiet FET™先進スイッチング技術による高周波帯域での低ノイズ
 - 周波数拡散スペクトラム (FSS) 変調
 - 外部クロックと同期可能
 - CISPR 25 クラス5準拠
 - ウェッタブルフランク付き Mesh-Connect™ パッケージ、TQFN-30パッケージ (5mm x 6mm)

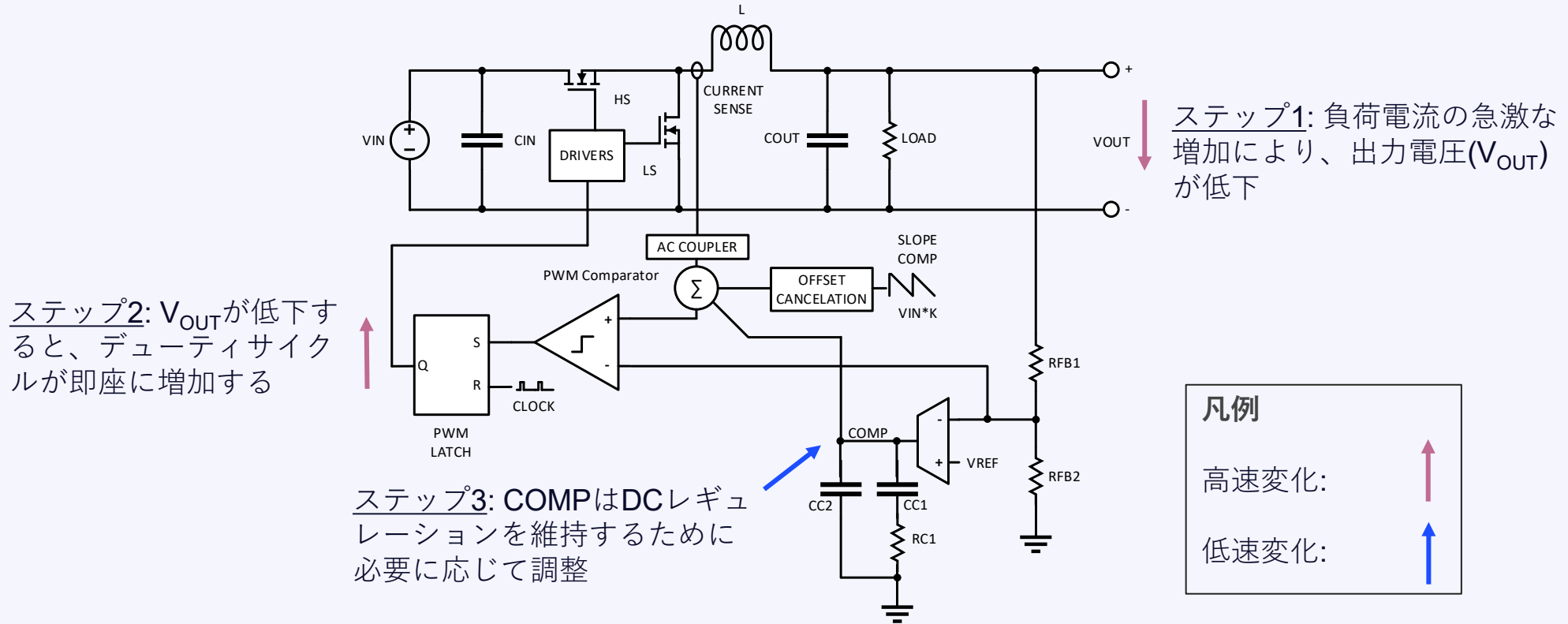


主な仕様

入力電圧 (V_{IN})	3.3V~36V
スイッチング周波数 (f_{SW})	200kHz~2.5MHz
出力電流 (I_{OUT})	12A~25A
出力電圧範囲 (V_{OUT})	最大12V
パッケージ	TQFN-30 (5mm x 6mm)

お近くの代理店担当者またはMPSへお問い合わせください

ゼロ遅延パルス幅変調 (PWM) 制御 (ZDP™)



ZDP™

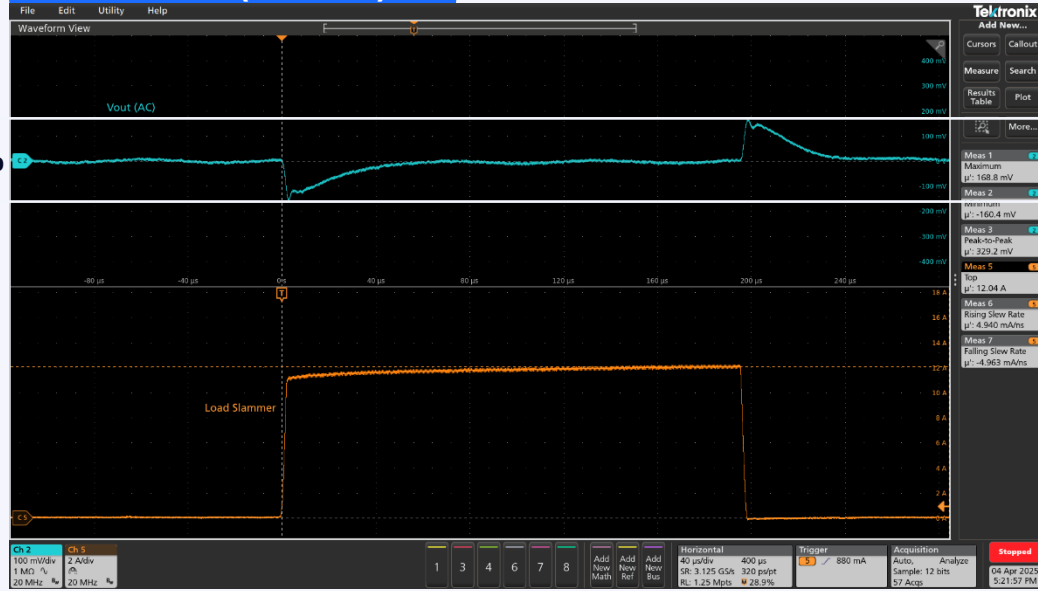
- 固定周波数電源制御方式
- 一般的な固定周波数制御方式（例：電圧モード制御やピーク電流モード制御）と比較して過渡応答を改善
- 関連アプリケーションノート: [AN192 - ゼロ遅延パルス幅変調制御 \(ZDP™\)](#)

ZDP™ – 出力コンデンサを低減

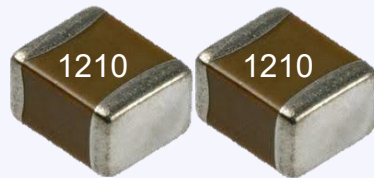


MPQ4385 (ZDP™)

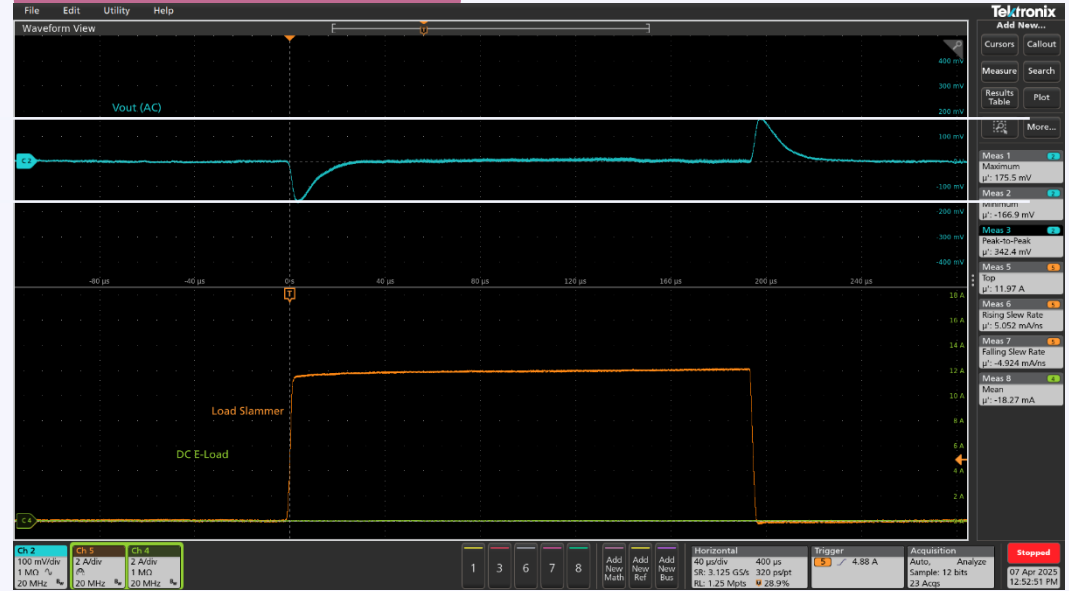
±3%



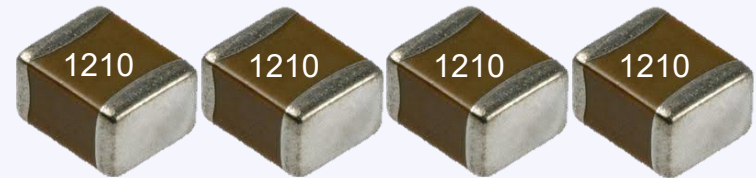
47 μ F x 2 (1210)



電流モード



47 μ F x 4 (1210)

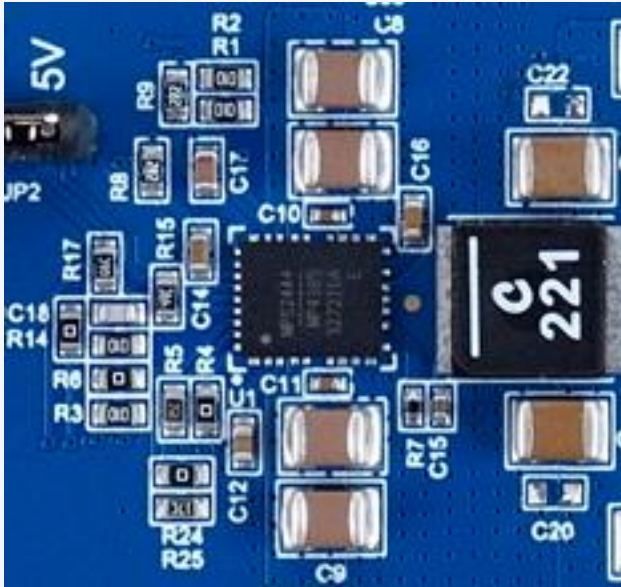


16mm²までフットプリントを削減

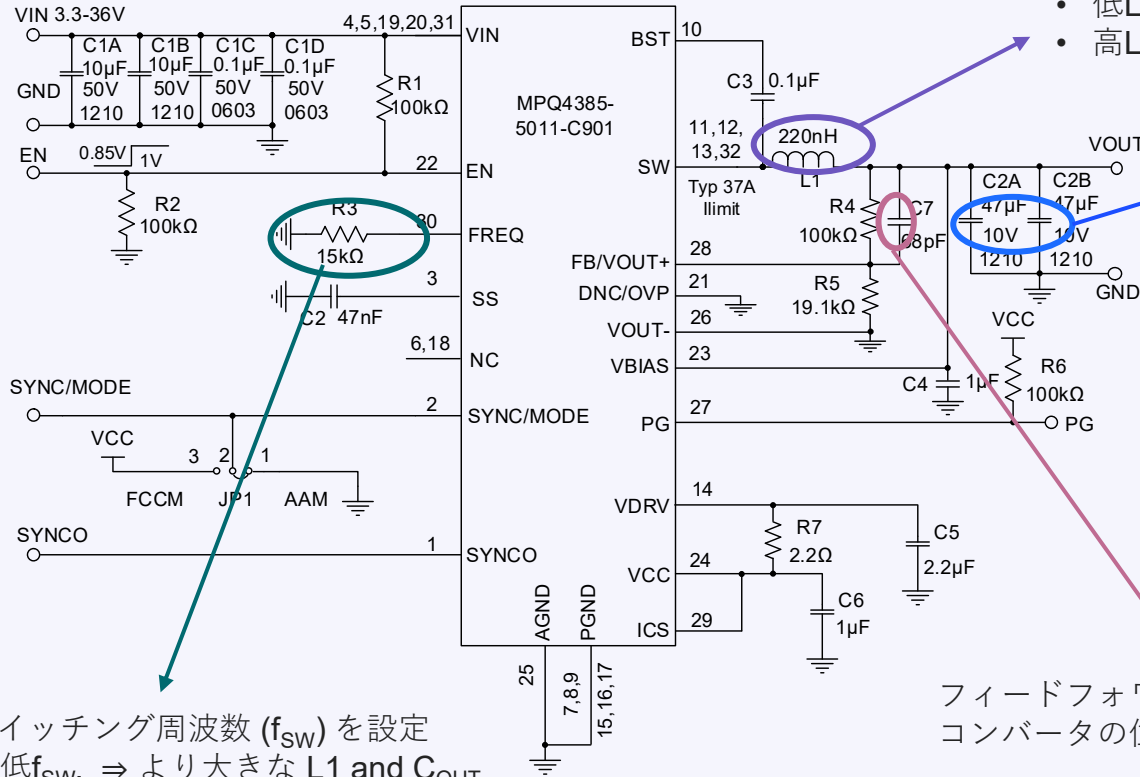
MPQ4385の制御ループ安定性に影響を与える部品

MPQ4385

ZDP™付き、40V, 25A 降圧型コンバータ



BOM ~300mm²



- 低L1 ⇒ 高い帯域幅
- 高L1 ⇒ 低い帯域幅

- 小C_{OUT} ⇒ 高い帯域幅
- 大C_{OUT} ⇒ 低い帯域幅

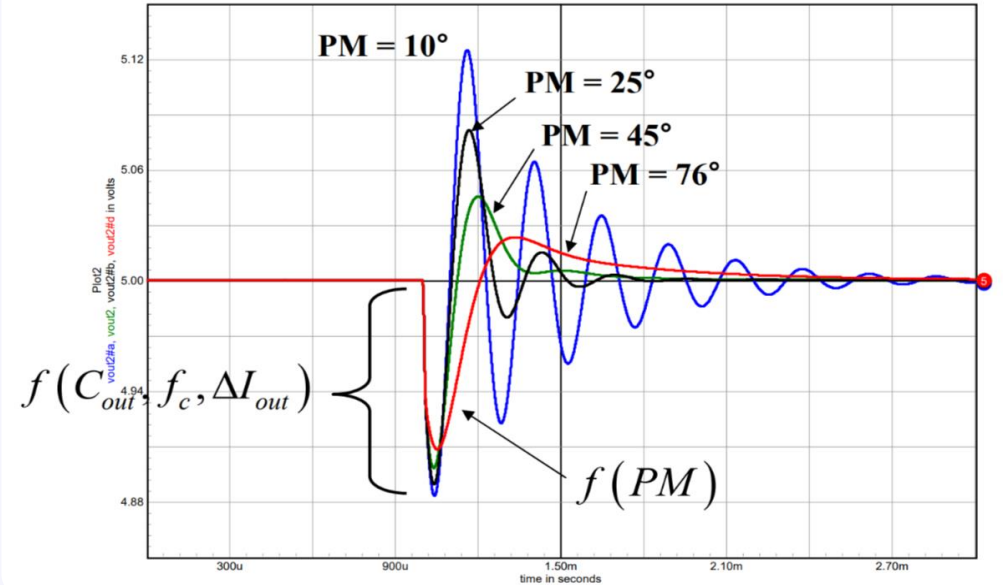
スイッチング周波数 (f_{sw}) を設定

- 低 f_{sw} , ⇒ より大きな L1 and C_{OUT}
- 高 f_{sw} , ⇒ より小さな L1 and C_{OUT}

フィードフォワードコンデンサはゼロ点を追加し、コンバータの位相マージンと帯域幅を改善

- 負荷過渡応答により出力電圧 (V_{OUT}) にリングングが観測される
- **リングングは位相マージン解析とどのように関連しているか？** タイムドメインにおいて、システムの負荷ステップ応答はシステムがどれだけ速く応答するかを示す
- リングングと位相マージンの関係:
 - 位相マージンが小さくなると、リングングが増加し、安定化時間が長くなるため、システムの不安定化を招く
 - 位相余裕が大きいほど、リングングが少なく (またはない) ため、安定時間が短くなり、安定したシステムが実現される

リングングと位相マージンの関係

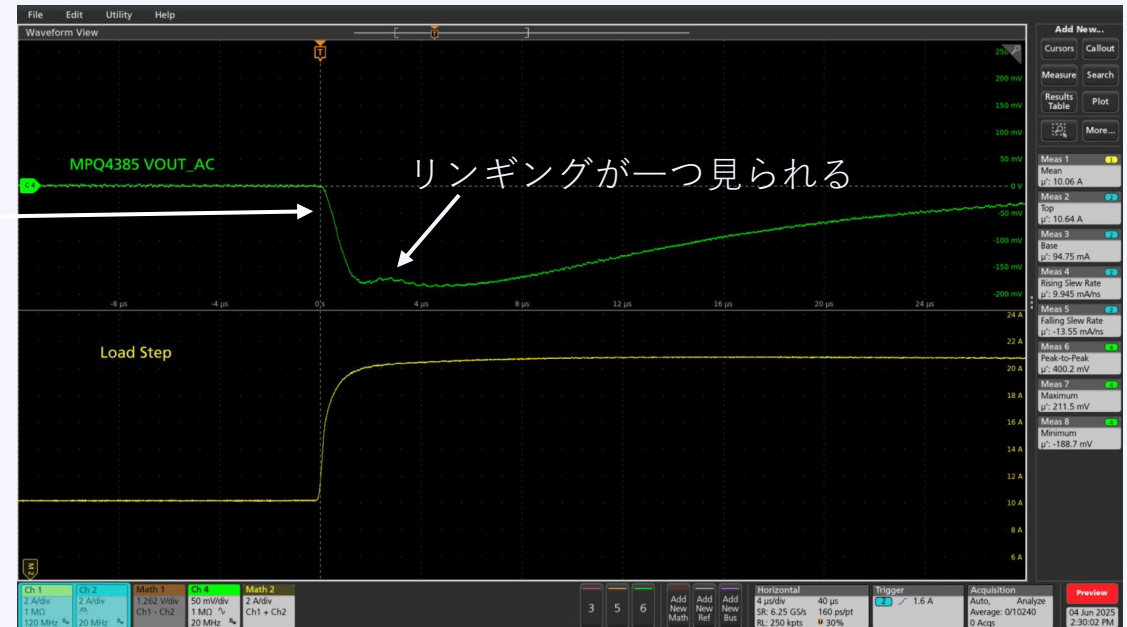


出典: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND352-D.PDF>

位相マージン	負荷ステップ後の出力リング数
10°	7
25°	3
45°	1
>60°	0

オシロ波形からの位相マージン分析 – 実用例

$V_{IN} = 12.5V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $f_{SW} = 2.2MHz$ 、 $L = 220nH$ 、 $C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (1206, 10V)、ロードステップ = $10A/\mu s$ で $10A \sim 20A$



- リンギングが一つ観測されている
- 45° 位相マージンに対応 (許容可能な安定性)
- 臨界減衰応答

オシロ波形から他に何が解読可能か

DC/DCコンバータの帯域幅は負荷過渡波形からも推定可能

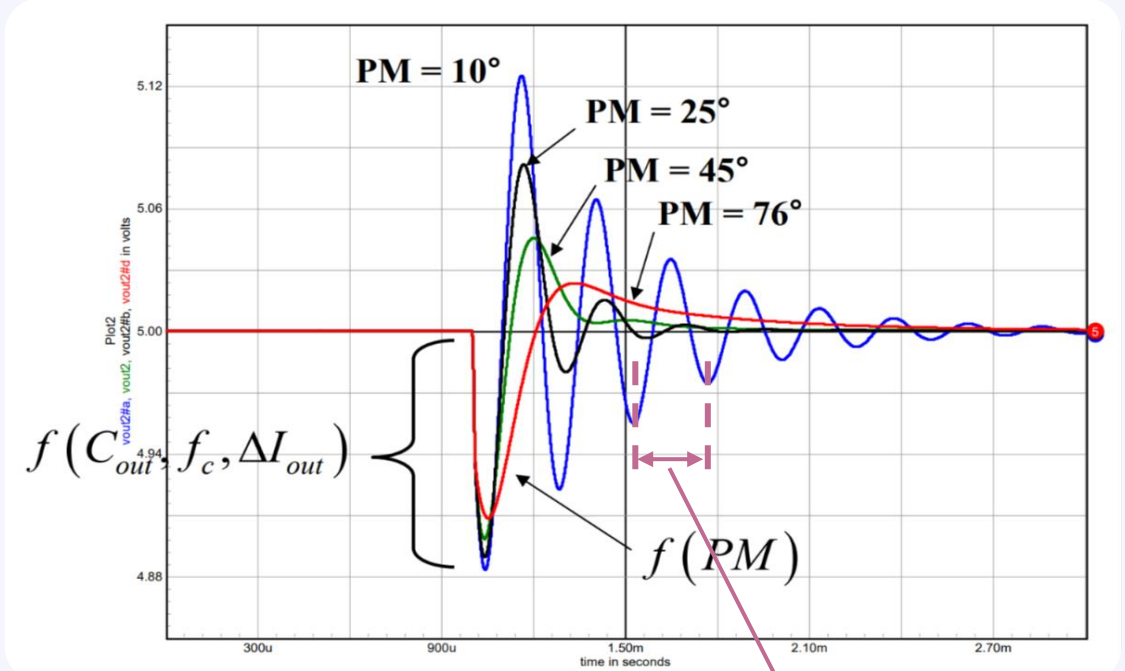
コンバータの帯域幅は、タイムドメインにおける変化への応答速度と密接に関連している

簡単な推定方法として、リングング周波数を用いる方法がある

- デメリット: 臨界減衰状態または高位相マージンのシステムにはあまり有用ではない

以下の方法は、すべての位相マージンケースに適用可能な帯域幅を測定するために使用可能:

- 応答時間法
- アンダーシュートベースのエネルギー法



$$t = 240\mu\text{s} = \frac{1}{4.3\text{kHz}}$$

応答時間法

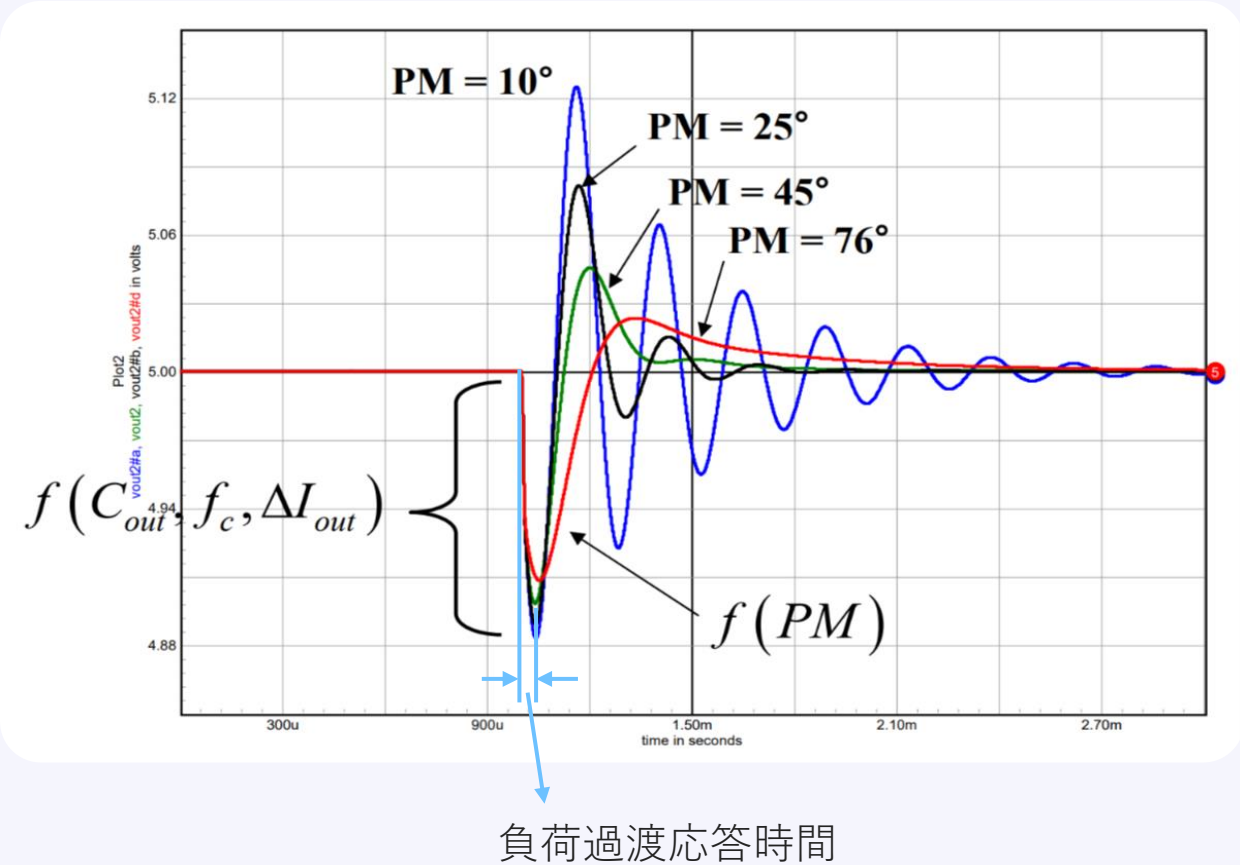
応答時間からDC/DCコンバータの帯域幅を推定することは、時間領域解析における実用的な手法

応答時間 (t_R) は制御帯域幅のおおよその指標であり、最終出力値の10%から90%へ遷移するまでの時間として定義される

補償されたパワーコンバータの場合、帯域幅は以下の式で推定できる:

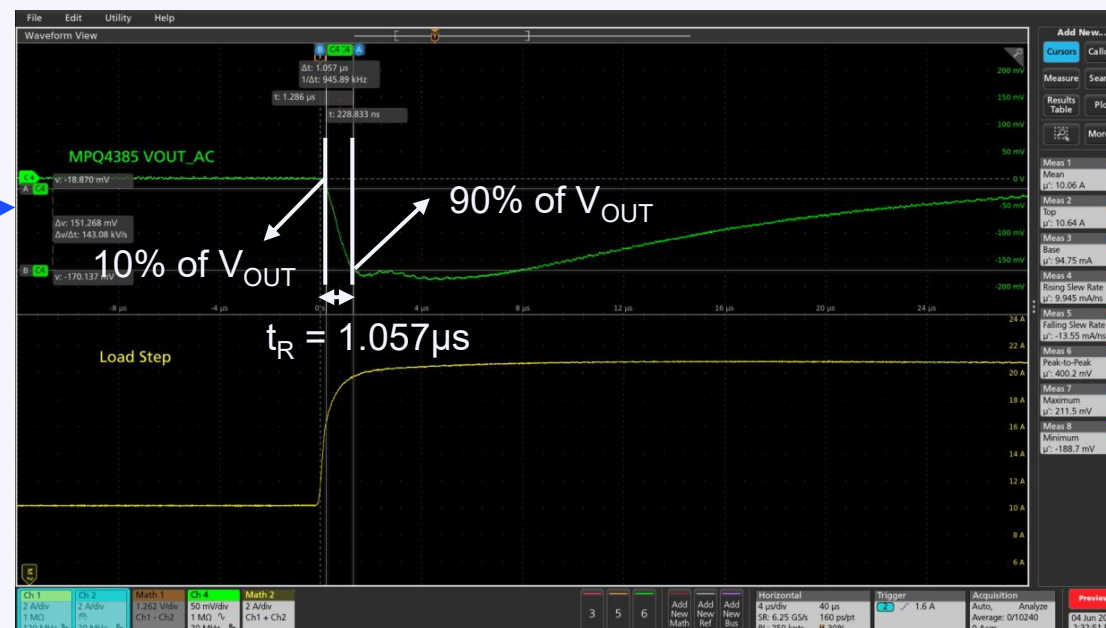
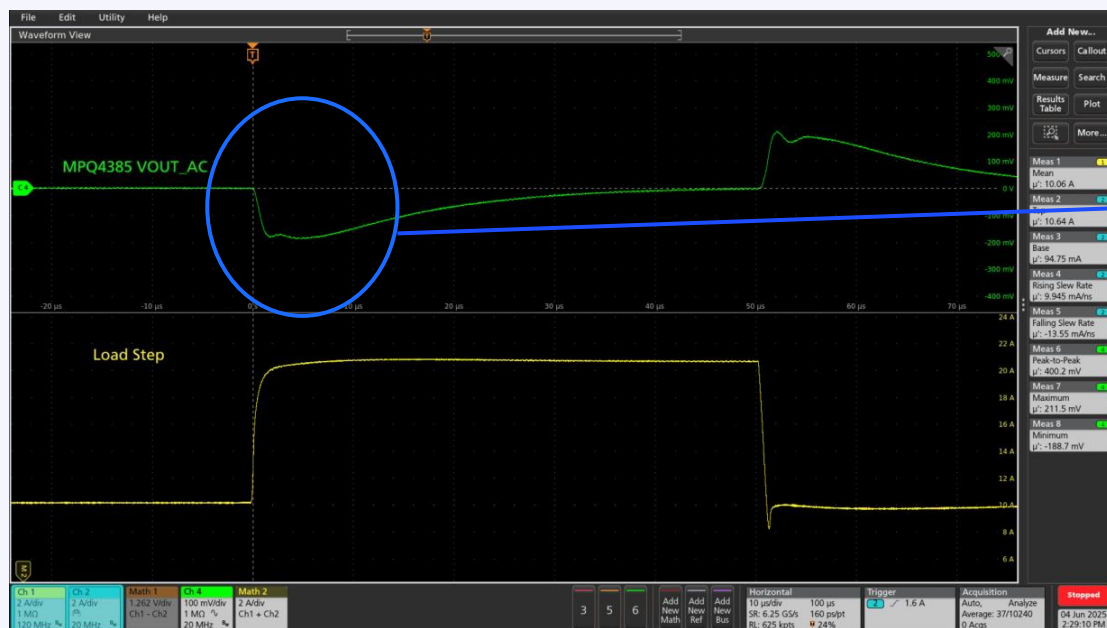
$$\text{Bandwidth (BW)} = \sim \frac{0.35}{t_R}$$

この式は、1次または単極ローパスシステムにおける立ち上がり時間と帯域幅の関係から導出される。これは、十分に補償されたDC/DCコンバータの一般的なモデル



応答時間法

$V_{IN} = 12.5V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $f_{SW} = 2.2MHz$ 、 $L = 220nH$ 、 $C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (1206, 10V)、ロードステップ = $10A/\mu s$ で $10A \sim 20A$



当例において:

- $t_R = 1.057\mu s$
- $BW = 0.35 / 1.057\mu s = \sim 331kHz$

アンダーシュートベースのエネルギー法

アンダーシュートとは、負荷電流が急激に増加した場合に発生する出力電圧 (V_{OUT}) の一時的な低下を指し、出力コンデンサ (C_{OUT}) の電荷不足によって引き起こされる

コンバータの帯域幅は次の式で推定可能:

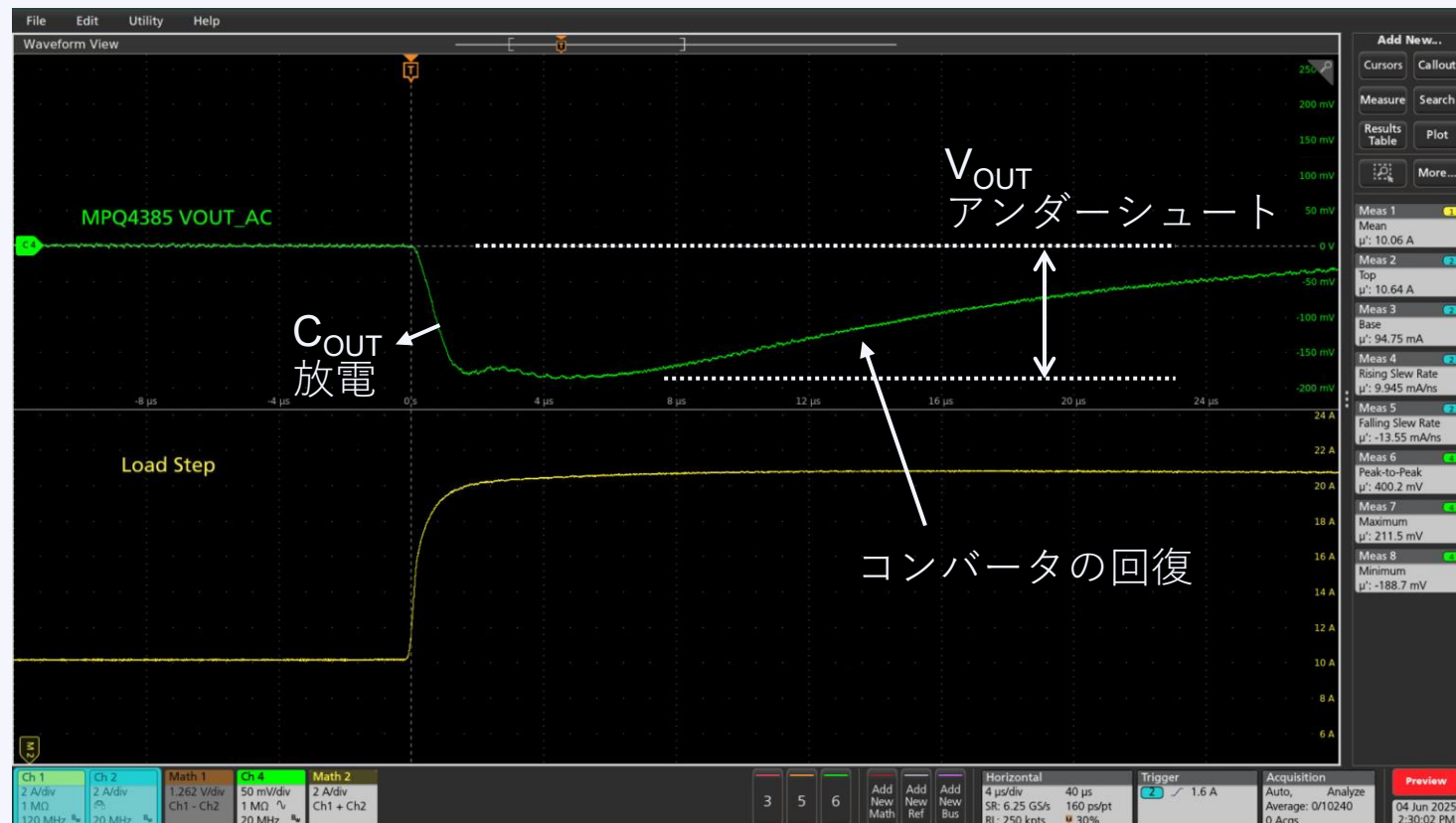
$$\Delta V_{OUT} = \frac{\Delta I_{OUT}}{2 \times \pi \times f_0 \times C_{OUT}}$$

ΔV_{OUT} は出力アンダシュート、 ΔI_{OUT} は負荷ステップ電流、 f_0 はループ帯域幅、 C_{OUT} は出力容量

上記の方程式はコンデンサ電流から導出されたものであり、以下の式で推定可能:

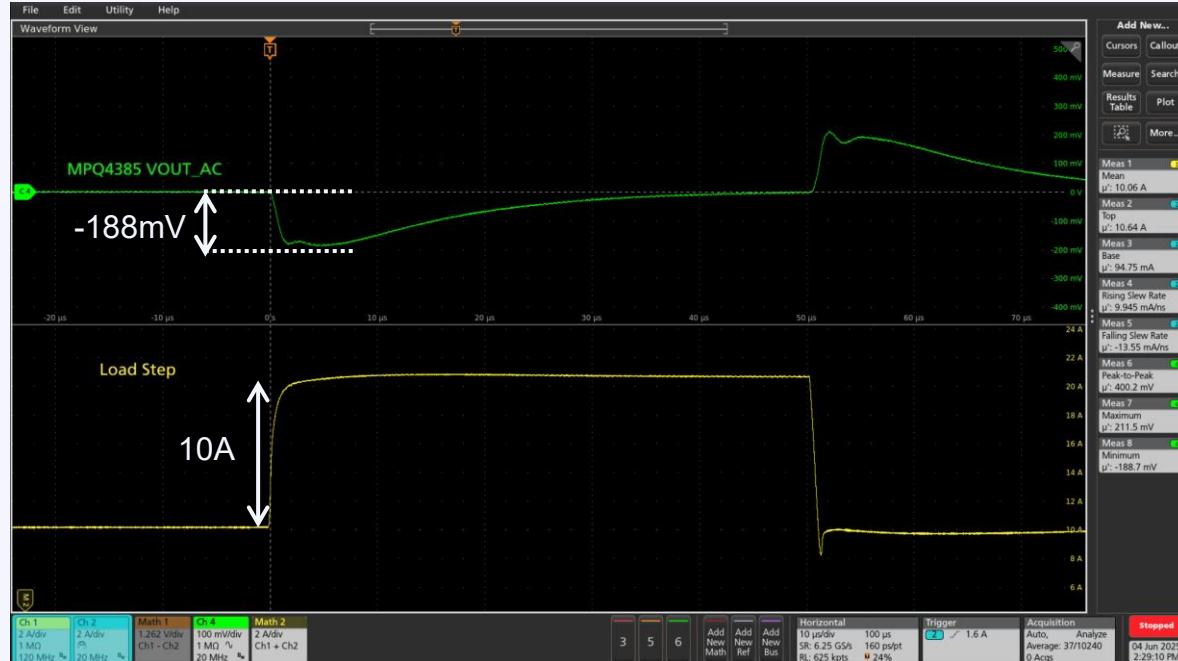
$$I = C \frac{dV}{dT}$$

$$dT \approx \frac{1}{2\pi f_0} \text{の時}$$



アンダーシュートベースのエネルギー法

$V_{IN} = 12.5V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $f_{SW} = 2.2MHz$ 、 $L = 220nH$ 、 $C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (1206, 10V)、ロードステップ = $10A/\mu s$ 時に $10A \sim 20A$



$$f_0 = \frac{\Delta I_{OUT}}{2 \times \pi \times \Delta V_{OUT} \times C_{OUT}}$$

- 当例において:
- $\Delta I_{OUT} = 10A$
 - $\Delta V_{OUT} = -188mV$
 - $C_{OUT} = 22\mu F \times 2$
 - $f_0 \approx 192kHz$

推定帯域幅は応答時間法から推定された帯域幅と一致しない

アンダーシュートに基づくエネルギー計算法: 出力コンデンサの影響 (C_{OUT})

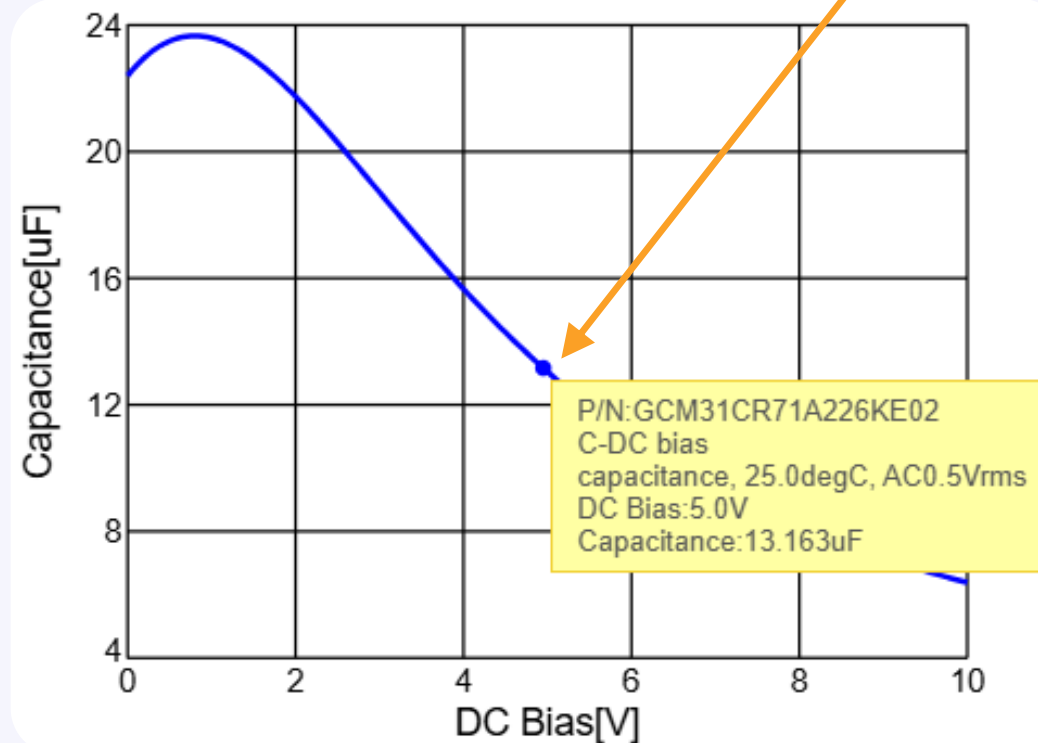
例として、 $22\mu\text{F}$ 、 10V 、 1206 サイズのコンデンサ2個 (村田製作所製 GCM31CR71A226KE02) を並列接続する

実際の静電容量は、 $2 \times 13.16\mu\text{F} \approx 26.4\mu\text{F}$

次の点に留意:

- 多層セラミックコンデンサ (MLCC) の直流バイアス特性を考慮する
- コンデンサのタイプに直流バイアス効果が指定されていない場合は、必ず確認する
- 制御ループの設計やループ関連の計算を行う際は、常に実際の有効容量を使用

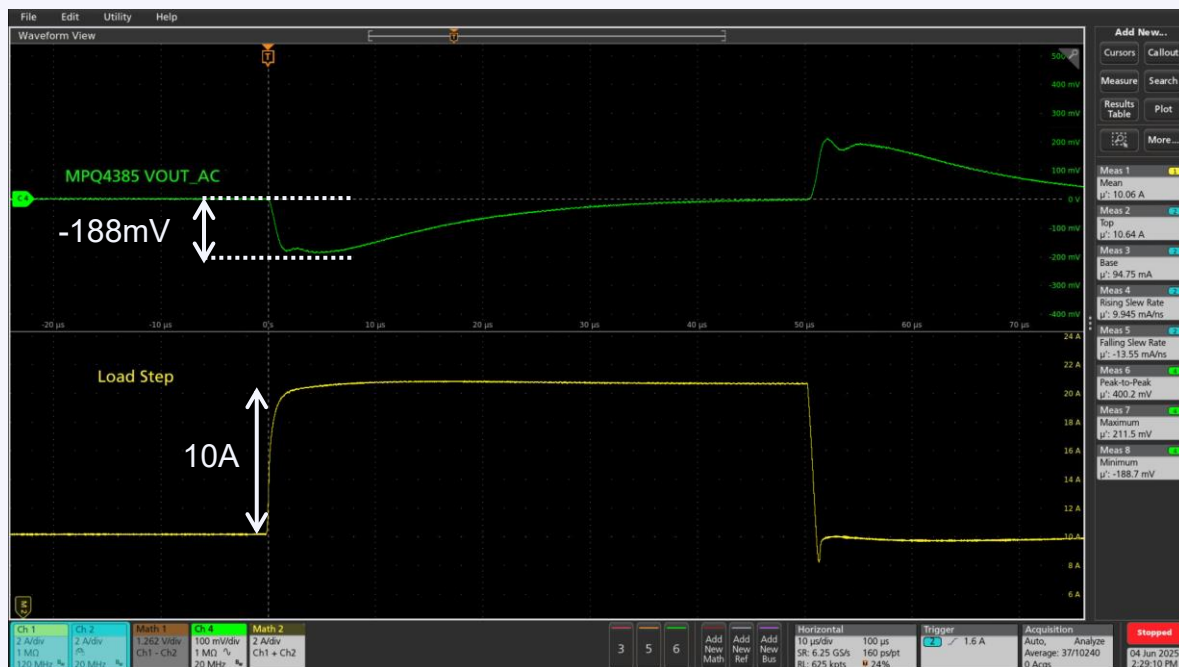
5V DC時にたった $13.16\mu\text{F}$



出典: <https://ds.murata.co.jp/simsurfing/mlcc.html>

アンダーシュートに基づくエネルギー計算法: 出力コンデンサ (C_{OUT}) の影響

V_{IN} = 12.5V、V_{OUT} = 5V、f_{SW} = 2.2MHz、L = 220nH、C_{OUT} = 22μF x 2 (1206, 10V)、ロードステップ = 10A/μsで10A~20A



- 実効容量 = 2 x 13.16μF ≈ 26.4μF

$$f_0 = \frac{\Delta I_{OUT}}{2 \times \pi \times \Delta V_{OUT} \times C_{OUT}}$$

当例では:

- ΔI_{OUT} = 10A
- ΔV_{OUT} = -188mV
- 実効C_{OUT} = 26.4μF (直流バイアス時の減容率を前提)
- f₀ ≈ 326kHz

制御ループの設計やループ関連の計算を行う際には、常に実際の有効容量を使用することを推奨します。

コンバータの帯域幅を推定する方法は3つ:

1. リンギング周波数からの推定

- 利点: オシロスコープによる迅速な視覚的フィードバック
- 欠点: 臨界減衰状態または高位相マージンのシステムにはあまり有用ではない

2. 応答時間からの推定

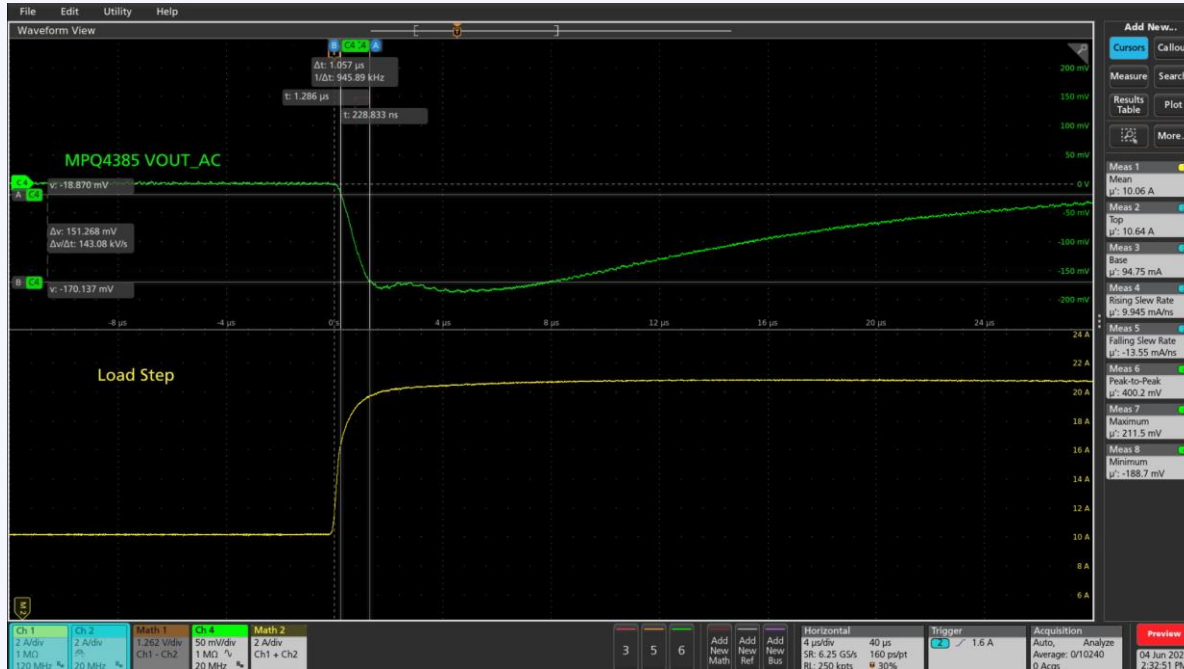
- 利点: 迅速な視覚的フィードバックとリアルタイムモニタリング
- 欠点: ノイズやスパイクのないクリーンな測定が必要

3. アンダーシュートベースのエネルギー法

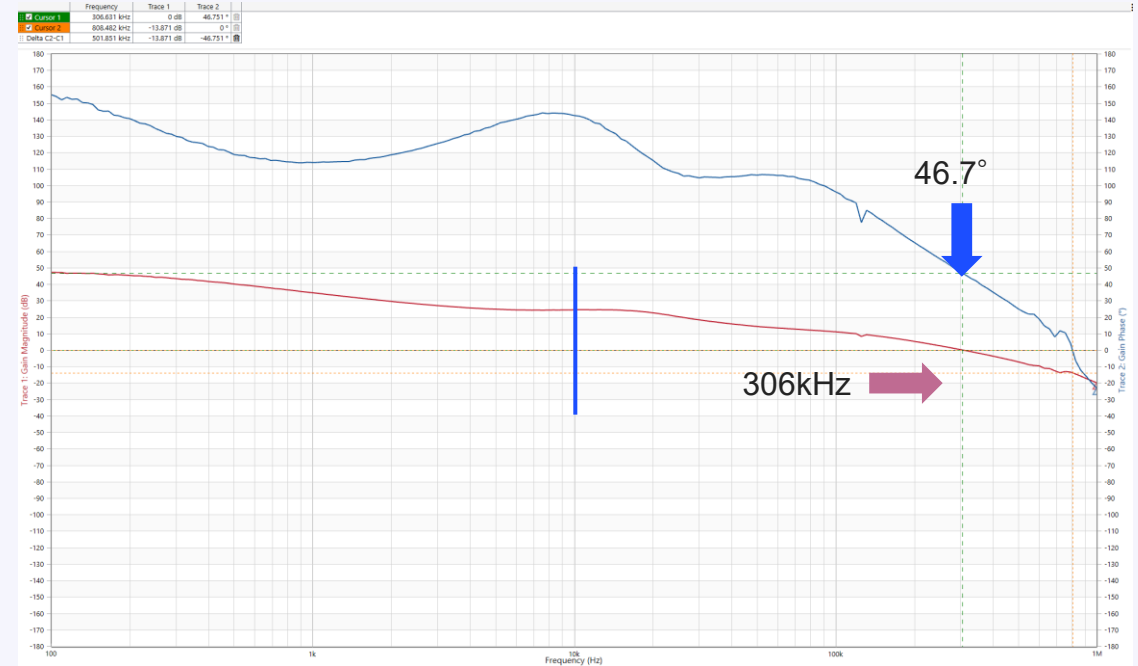
- 利点: 出力コンデンサ (C_{OUT}) と応答時間 (t_R) の直接的な関係を直感的に示す
- 欠点: C_{OUT} の特性に関する十分な情報が必要である

周波数ドメイン vs. タイムドメイン – 実用例の比較

タイムドメイン



周波数ドメイン



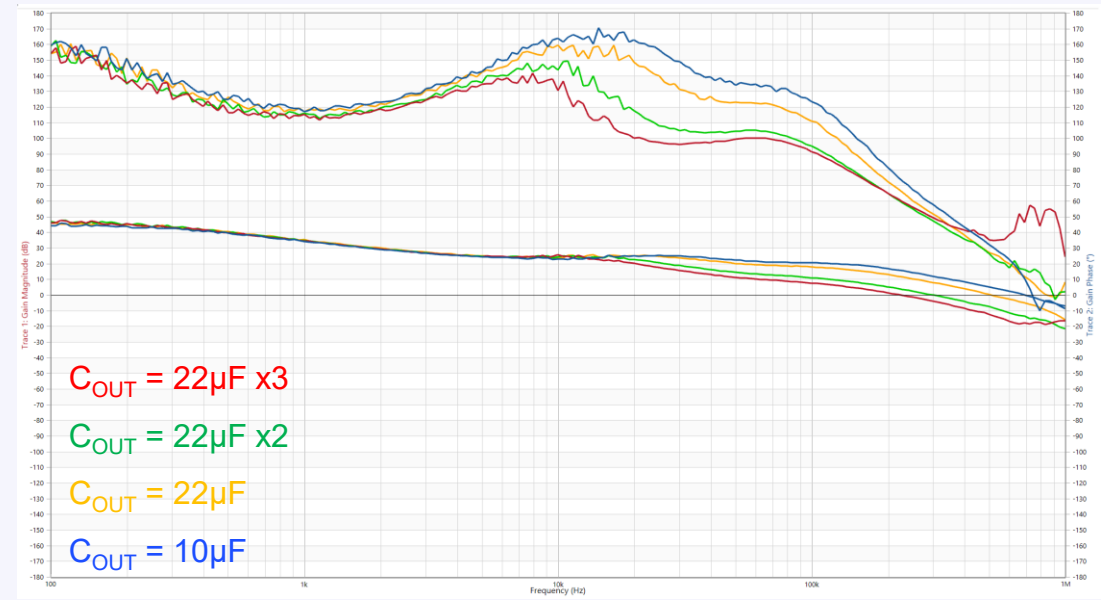
条件	周波数ドメイン		タイムドメイン		
	位相マージン	帯域幅	位相マージン	帯域幅 (応答時間)	帯域幅 (アンダーシュートベース のエネルギー法)
$C_{OUT} = 22\mu F \times 2$	46.7°	306kHz	~45°	~331kHz	~320kHz

周波数ドメイン vs. タイムドメイン - 比較

タイムドメイン



周波数ドメイン



条件	タイムドメイン		周波数ドメイン		
	位相 マージン	帯域幅 (応答時間)	帯域幅 (アンダーシュートベ- スのエネルギー法)	位相 マージン	帯域幅
$C_{OUT} = 22\mu\text{F} \times 3$	$\geq 60^\circ$	$\sim 215\text{kHz}$	$\sim 216\text{kHz}$	60.3°	224kHz
$C_{OUT} = 22\mu\text{F} \times 2$	$\sim 45^\circ$	$\sim 331\text{kHz}$	$\sim 320\text{kHz}$	46.7°	306kHz
$C_{OUT} = 22\mu\text{F}$	$\sim 25^\circ$	$\sim 550\text{kHz}$	$\sim 564\text{kHz}$	28°	515kHz
$C_{OUT} = 10\mu\text{F}$	$\sim 10^\circ$	$\sim 730\text{kHz}$	$\sim 765\text{kHz}$	9.7°	695kHz

・周波数ドメインの結果との良好な相関関係
 ・タイムドメインにおける安定性の迅速な推定

DC/DCコンバータの過渡応答最適化

内部補償型コンバータは過渡応答が制限される

過渡応答を改善する方法

フィードバック回路にフィードフォワードコンデンサ (C_{FF}) を追加することで、許容可能な位相マージンを確保しつつコンバータの帯域幅を向上

C_{FF} はフィードバックループにゼロを導入し、極周波数とゼロ周波数の間で最大となる位相ブーストを生成する

ゼロ周波数 (f_z) は次の式で計算できる:

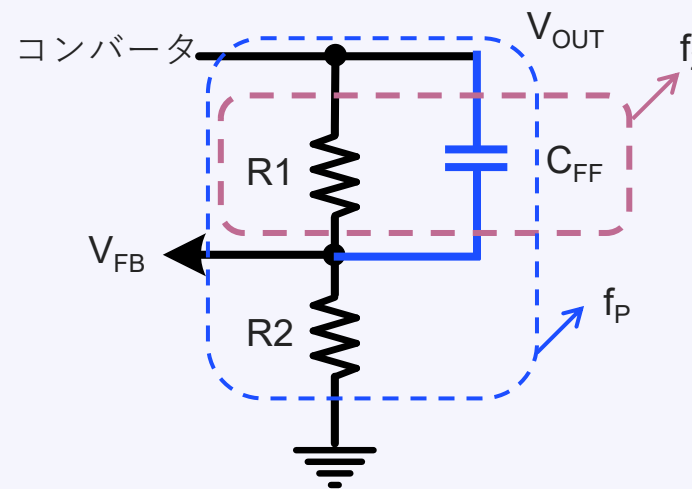
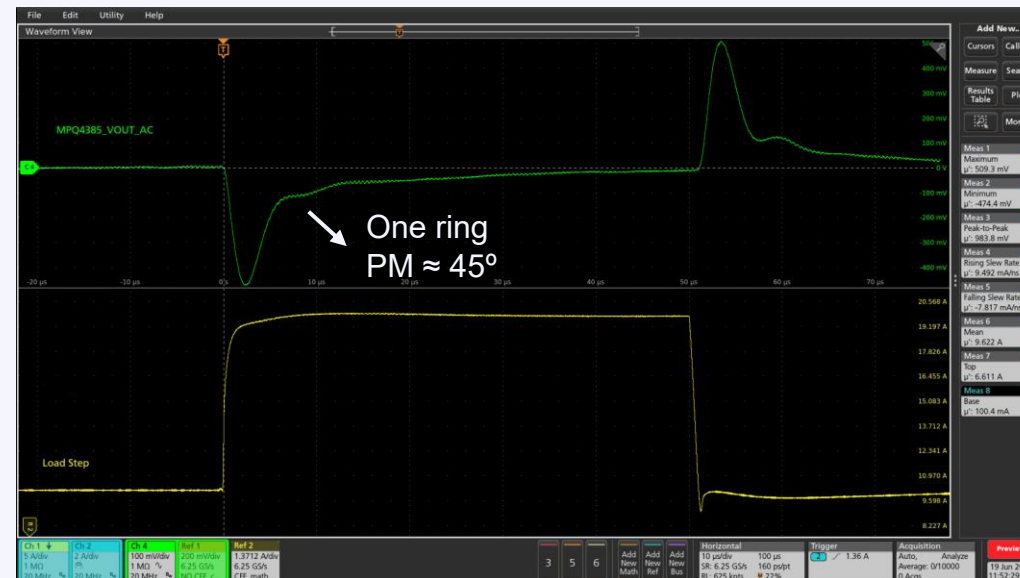
$$f_z = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C_{FF}} \quad (1)$$

極周波数 (f_p) は次の式で計算できる:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \times C_{FF}} \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right) \quad (2)$$

C_{FF} が大きすぎると、過剰な帯域幅が生じ、位相余裕度の低下や不安定性につながる

$V_{IN} = 12.5V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $f_{sw} = 2.2MHz$ 、 $L = 220nH$ 、 $C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (1206, 10V)、ロードステップ = $10A/\mu s$ で $10A \sim 20A$



実用例: フィードフォワードコンデンサ (C_{FF}) の設計手順

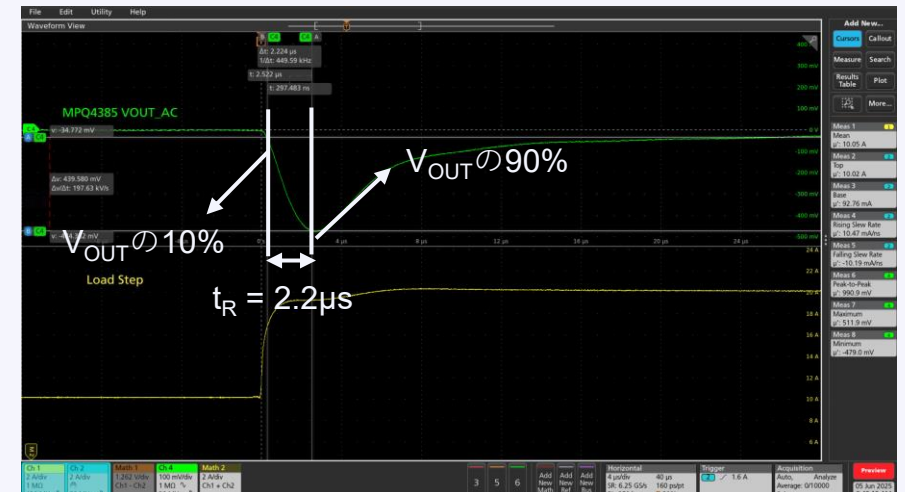
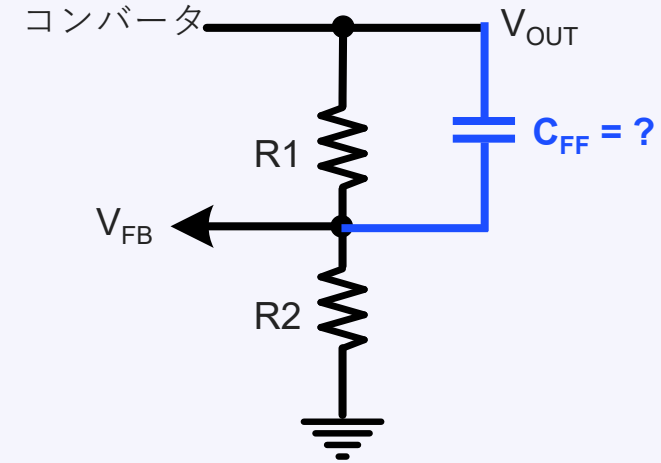
- フィードバック抵抗を特定し、所望の出力を設定する
 - MPQ4385回路図に基づき、 $R1 = 100k\Omega$ および $R2 = 19.1k\Omega$
- C_{FF} なしでコンバータの帯域幅を決定する
 - この例では、帯域幅は約139kHzと測定される
- フィードバック回路の零点周波数 (f_z) と極点周波数 (f_p) の幾何平均を用いて、位相ブーストが必要な周波数を決定する
- 幾何平均周波数は C_{FF} なしのコンバータ交差周波数に等しく、以下の式で計算できる:

$$f_{BW_NOFF} = \sqrt{(f_z \times f_p)}$$

- 以下の式に基づいて f_z と f_p を計算し、 C_{FF} を求める。ここで $C_{FF} = 28.6pF$

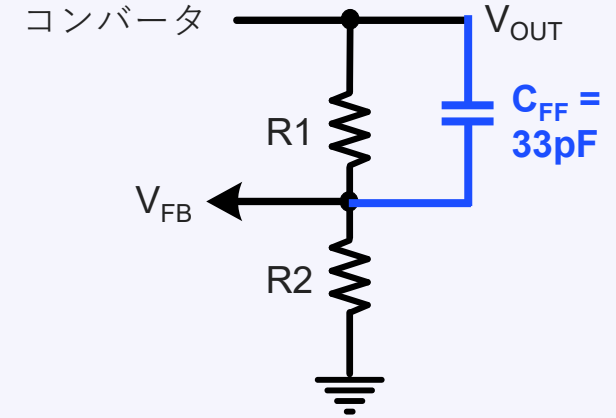
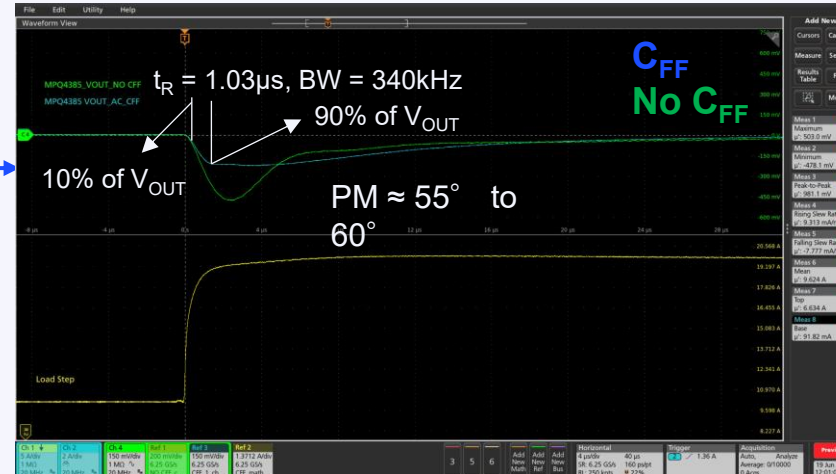
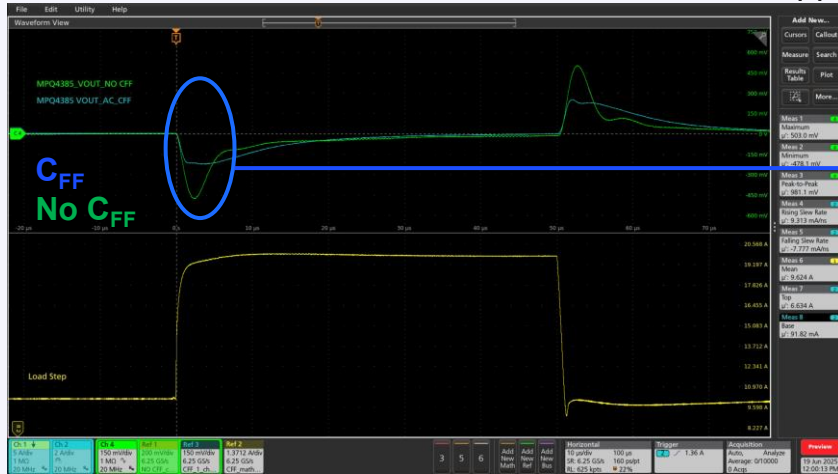
$$f_z = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C_{FF}} \quad f_p = \frac{1}{2\pi \times C_{FF}} \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right)$$

- C_{FF} を最も近い標準容量に丸めると、 $C_{FF} = 33pF$



DC/DCコンバータの過渡応答最適化

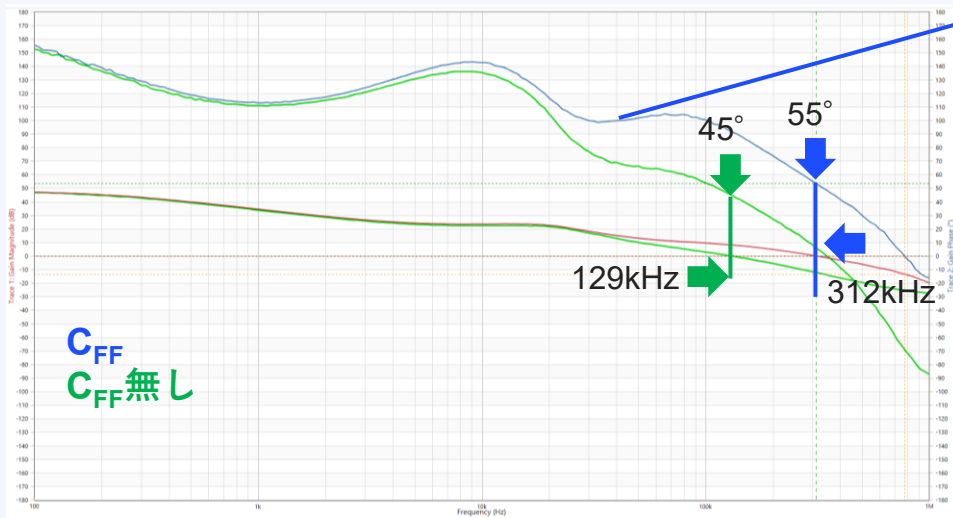
計算されたフィードフォワード容量 (C_{FF}) を用いた実用例



- 約40kHzから50kHzの範囲にゼロを追加
- 位相ブーストを提供
- 帯域幅は許容可能な位相マージンとともに高周波領域で減衰する
- 2倍速い過渡応答

ほとんどのアプリケーションにおいて、これは C_{FF} の最適な配置である

- C_{FF} を増加させると帯域幅が増加し、結果として全体の位相マージンが低下する
- C_{FF} の減少は逆の効果をもたらす
- C_{FF} が不十分だと、 f_z と f_p が過度に高くなり、性能向上が得られない



外部 C_{FF} を追加することで、設計者は制御ループを微調整し、性能を最適化できる

周波数ドメイン	ループ帯域幅 (kHz)	位相マージン (°)	ゲインマージン (dB)
時間ドメイン	出力電圧 (V_{OUT}) アンダーシュート量 (mV)	負荷ステップ後の出力電圧 (V_{OUT}) の挙動 (減衰応答か振動応答か)	負荷過渡応答には現れない

- 負荷過渡応答を測定する迅速なループ応答推定法
- タイムドメインにおける位相マージンは、応答が減衰応答か振動応答かを推定
- 制御ループの帯域幅はいくつかの方法で測定できるが、応答時間法に基づく推定値とアンダーシュートに基づくエネルギー法に基づく推定値は、ボード線測定結果と密接に相関する
- 負荷ステップの速度:
 - 負荷ステップが遅すぎると、コンバータのループを十分に広い周波数範囲でシミュレーションできず、必ずしも安定性についての情報を取り出せるわけではない。
 - DC/DCコンバータの安定性問題検出には、立ち上がり時間 $\ll 1/f_{BW}$ の高速負荷ステップを用いるべきである
- 実効出力容量 (C_{OUT}) は制御ループにおいて重要な役割を果たす
- 外部フィードフォワードコンデンサ (CFF) を追加することで、設計者は制御ループを微調整し、内部補償型DC/DCコンバータの性能を最適化できる

Q&A