

スイッチモード電力コンバータのループ補償

Part 1 初級編

Part 1の内容

- 補償設計とその目的
- LCフィルタと位相特性
- Type-I 位相補償と電圧モード
- 極とゼロの解説
- Type-II 位相補償と電流モード
- エラー・アンプとトランスコンダクタンス・アンプ
- サブハーモニクス発振とランプ補償
- 帯域幅と過渡応答

制御方法と動作モード

制御方法

- 電圧モード制御
- 電流モード制御

動作モード

- 固定周波数
- 連続導通モード (CCM)

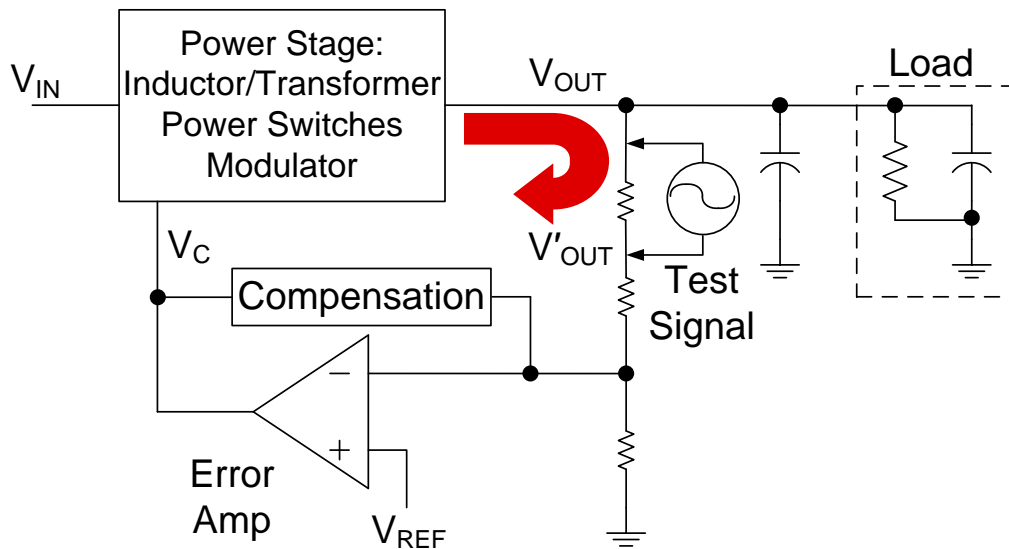
スイッチング周波数と 周期

- スwitchング周波数 - f_{SW}
- スwitchング周期 - T

$$T = \frac{1}{f_{SW}}$$

補償設計とその目的

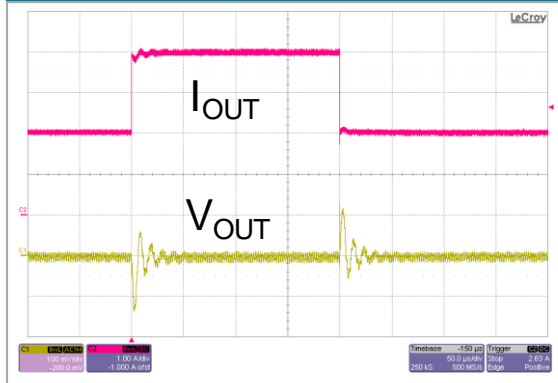
フィードバックはなぜ必要か、また補償はなぜ必要か？



- フィードバックは出力電圧を調整するために必要
- 制御ループの帯域が応答時間を決定

制御ループの応答

不良な過渡応答

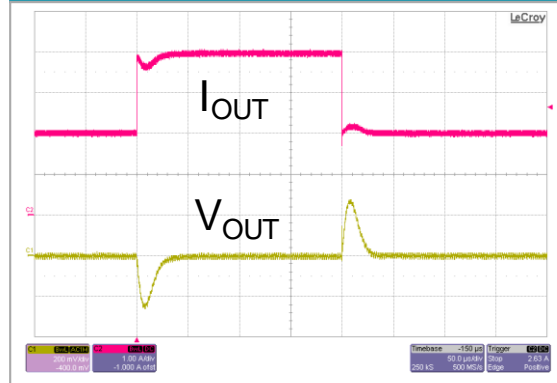


- 応答はダンピング不足で、振動を起こしている

目的

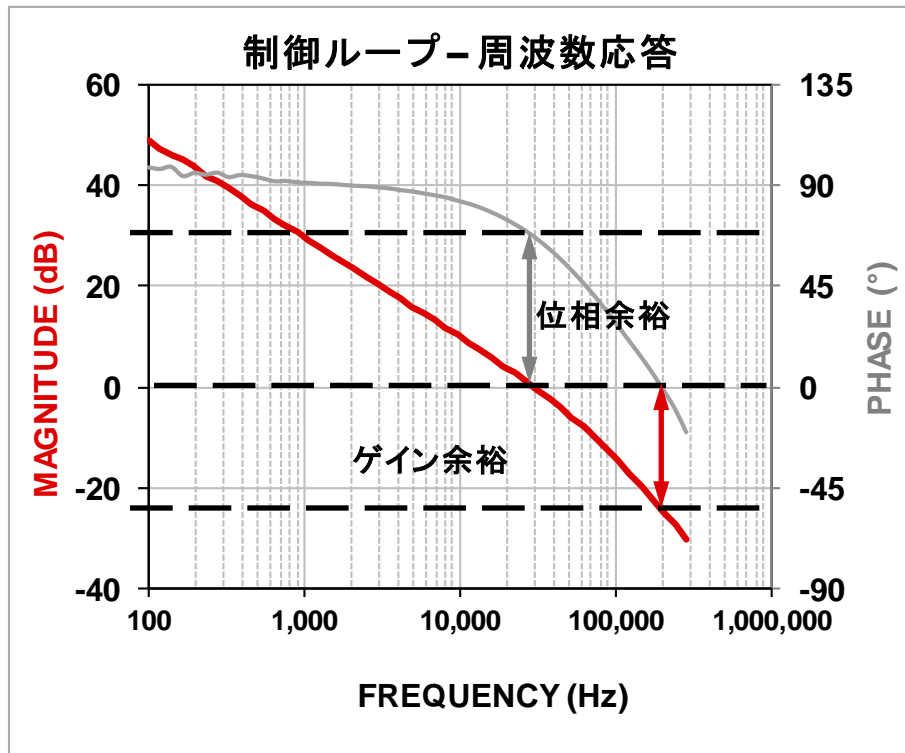
- クロスオーバー周波数を最大化し、高速な過渡応答を実現
- 補償の調整により、セトリング挙動を最適化

良好な過渡応答



- 応答は適切にダンピングされており、セトリング挙動は良好である

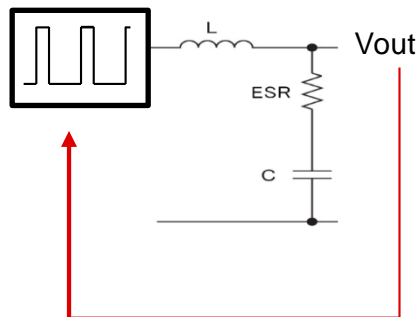
位相余裕とゲイン余裕



位相余裕と安定性

- 発振防止には 十分な位相余裕が必要 (最低 45°)
- ゲイン余裕目標は最低10 dB
- 0dB通過点のロープは、 -20dB/ディケード
- 帯域の目安はスイッチング周波数の $1/5 \sim 1/10$

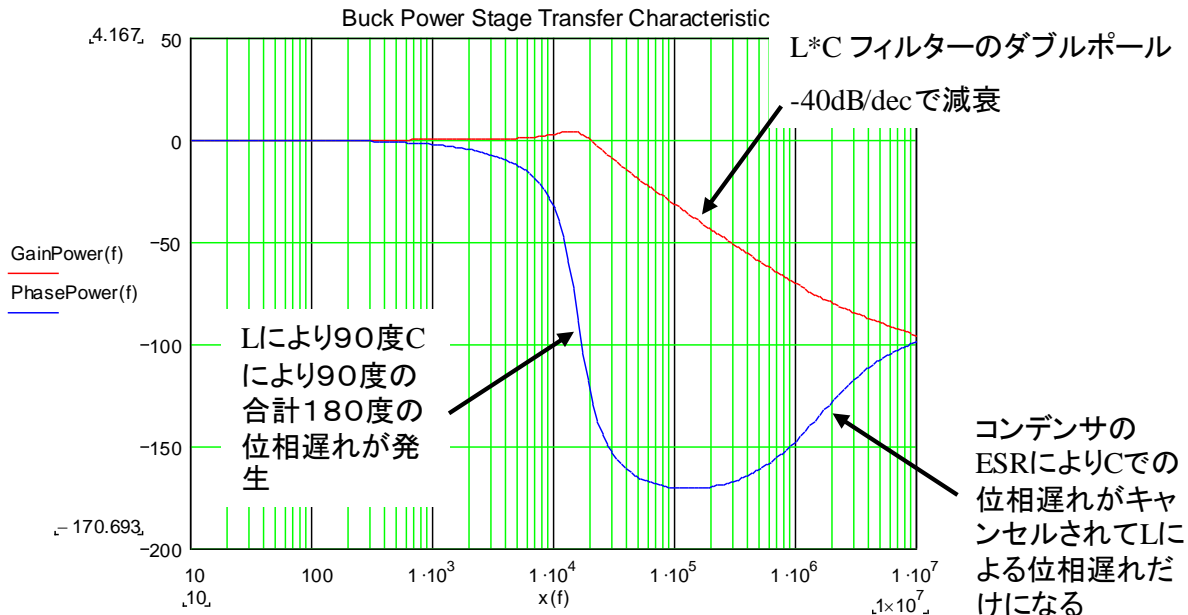
LCローパス・フィルタの周波数特性(ゲイン・位相特性)



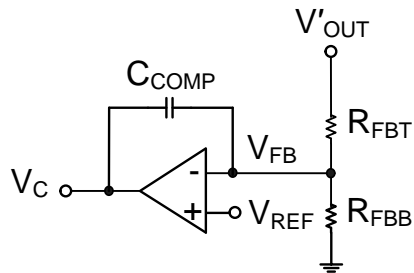
$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

- L=10 μ H, C=10 μ F
- F=15.9KHz

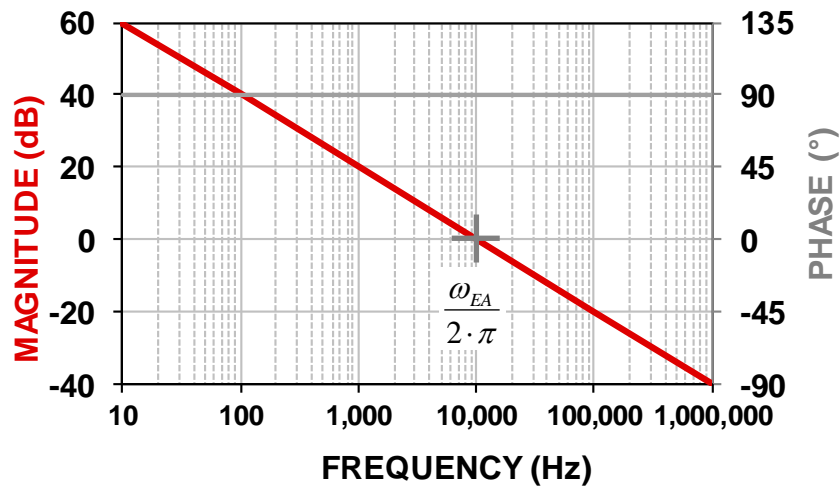
スイッチング周波数の1/50程度の
コーナー周波数を選択する



Type I エラーアンプ

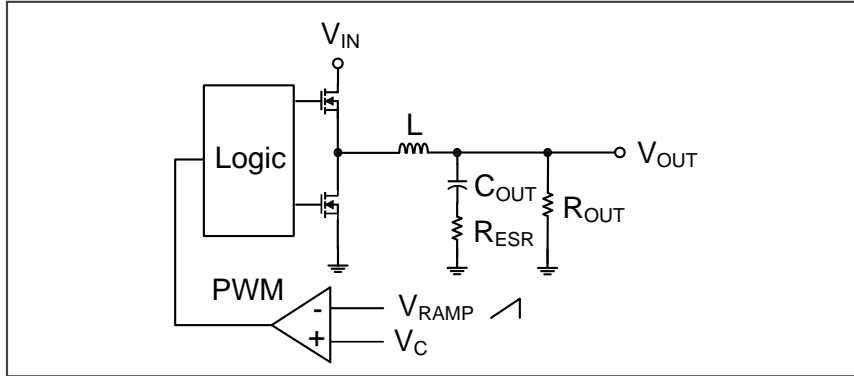


$$\omega_{EA} = \frac{1}{R_{FBT} \cdot C_{COMP}}$$



$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}} \approx -\frac{\omega_{EA}}{s}$$

電圧モード降圧型出力段

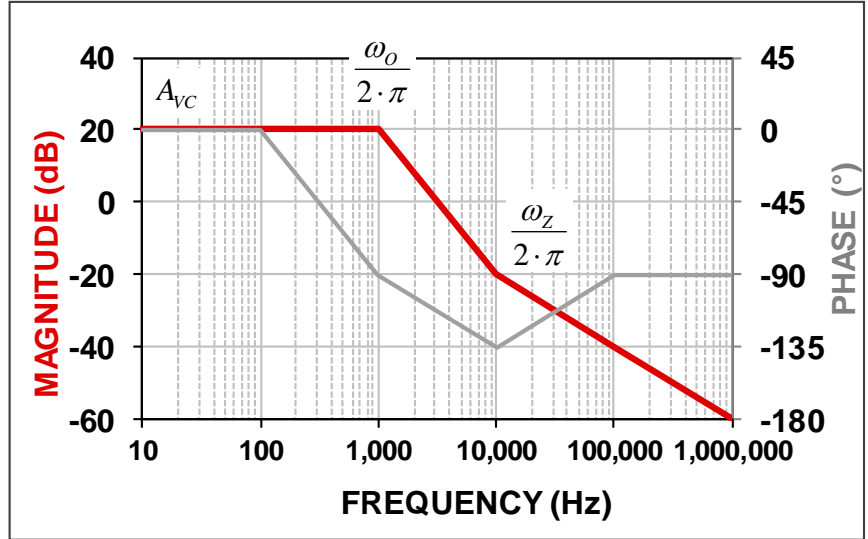


$$A_{VC} = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{OUT}}}$$

$$Q_o = \frac{R_{OUT}}{\sqrt{L/C_{OUT}}}$$

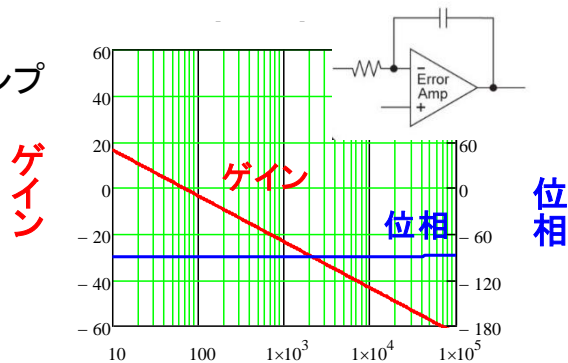
$$\omega_z = \frac{1}{R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$



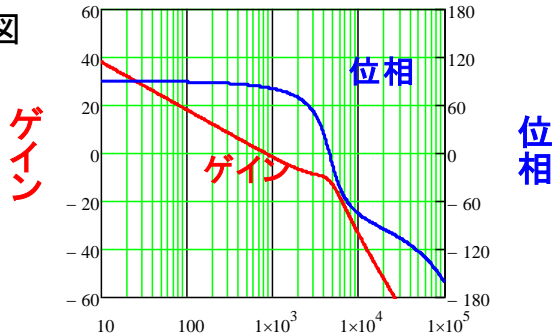
$$\frac{\hat{v}_{OUT}}{\hat{v}_C} = A_{VC} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q_o \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

Type I 初期の電圧モード負帰還制御で使用

エラーアンプ



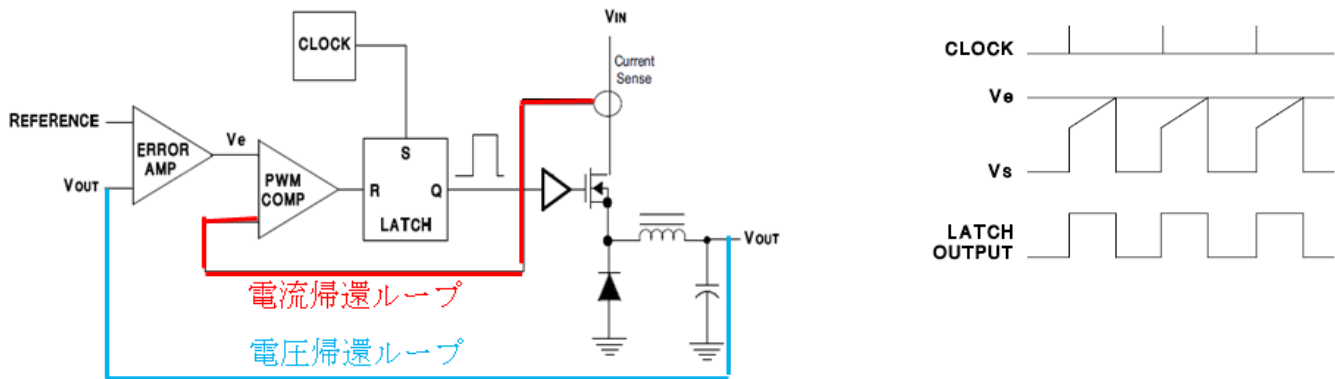
ボード線図



- 電源黎明期から1990年代の負帰還制御で使用
- LCフィルタによる位相遅れが発生する周波数より低い周波数でゲインが1以下になるように設計
- LCによる位相遅れの影響を受けないので安定に動作する事が可能
- コンデンサのESRによるゼロも積極的に利用
- バンド幅が狭く、制御応答が遅く負荷電流の高速変化に追従できない
⇒ 大容量出力コンデンサにより
応答速度ではなく容量でカバー

電流モード動作での負帰還制御

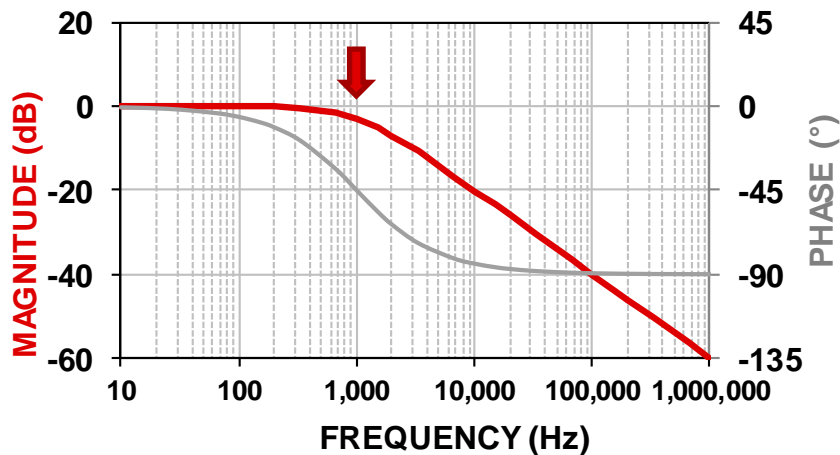
- LCフィルタにより、180度の遅れが発生し、出力コンデンサの電圧を負帰還する制御方式では制御バンド幅をLCカットオフ周波数以上まで広げる事が出来ない
- 電圧帰還ループに加え、90度しか位相遅れの発生していないインダクタ電流による制御を追加
 - ⇒ 2重ループ制御により高域のゲインが小さくても高速応答が可能な制御系が可能
 - ⇒ LCカットオフ周波数より高い周波数までバンド幅を広げる事が可能
 - ⇒ 高速応答特性の電源の制御方式として80年頃に電流モード制御が誕生し、90年代には高速電源として広く普及



ポールとゼロ

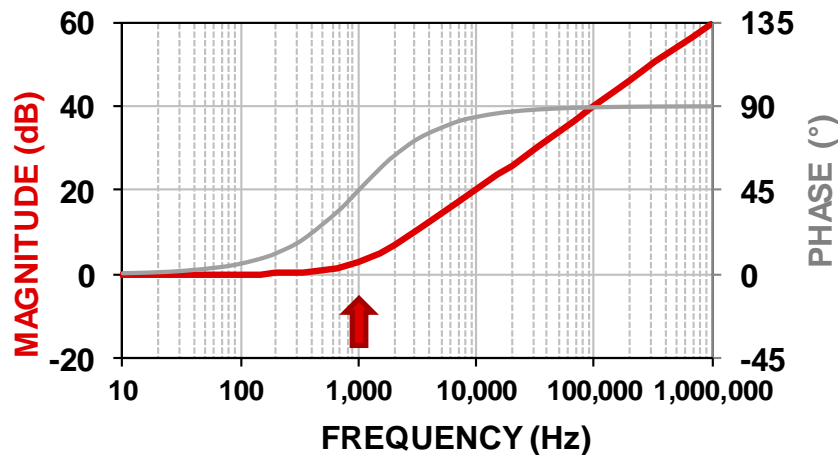
ポール (極)

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

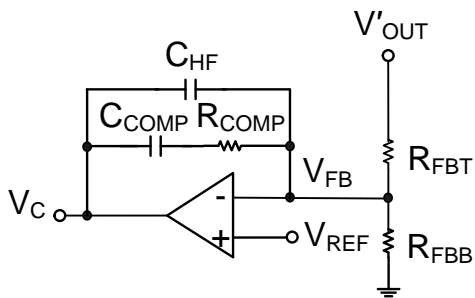


ゼロ

$$H(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1}$$



Type II エラーアンプ



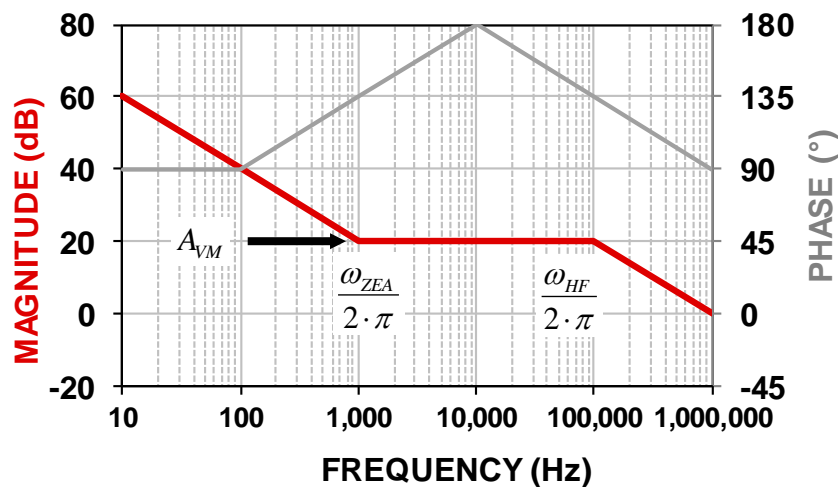
$$A_{VM} \approx \frac{R_{COMP}}{R_{FBT}}$$

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$$

$$\omega_{HF} \approx \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}}$$

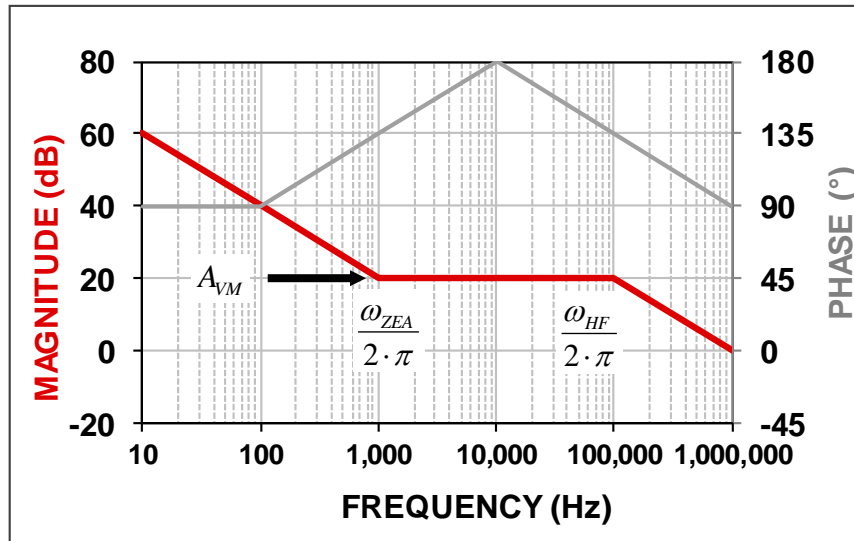
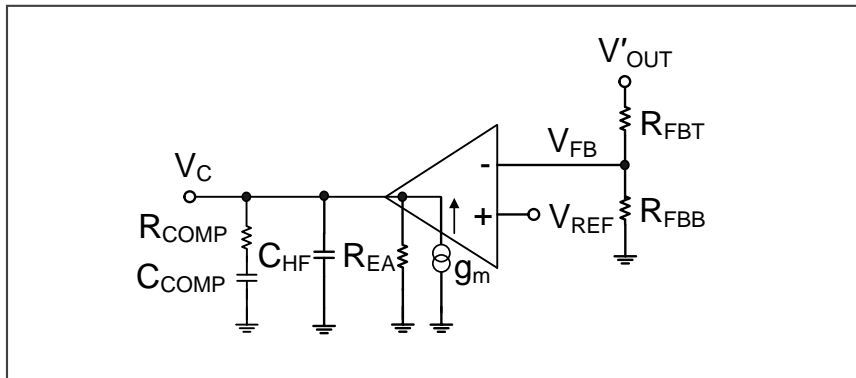
前提条件:

$$C_{COMP} \gg C_{HF}$$



$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}} \approx -A_{VM} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{ZEA}}{s}}{1 + \frac{s}{\omega_{HF}}} \approx -\frac{A_{VM} \cdot \omega_{ZEA}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}}{1 + \frac{s}{\omega_{HF}}}$$

Type II トランスコンダクタンス・アンプ (GMアンプ)



$$A_{VM} = K_{FB} \cdot g_m \cdot R_{COMP}$$

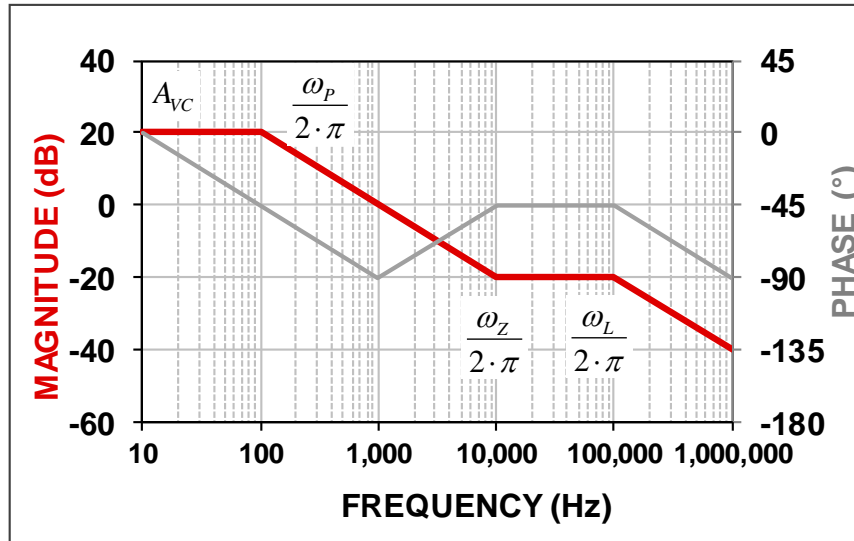
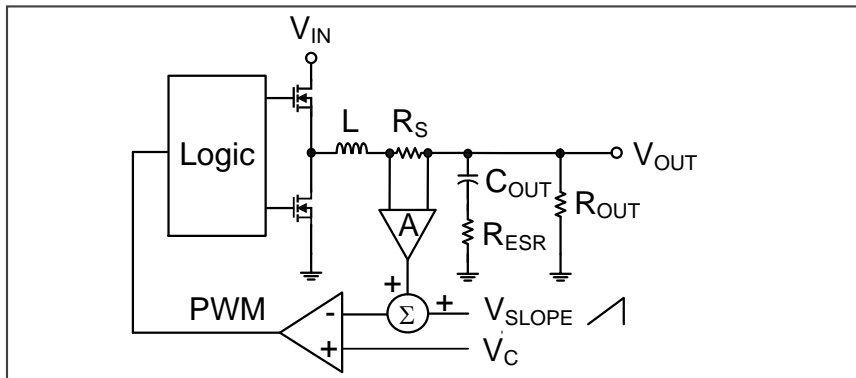
$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}} \quad K_{FB} = \frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}}$$

$$\omega_{HF} \approx \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}} \quad A_{OL} = g_m \cdot R_{EA}$$

前提条件: $C_{COMP} \gg C_{HF}$ & $R_{EA} \gg R_{COMP}$

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}} \approx -A_{VM} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{ZEA}}{s}}{1 + \frac{s}{\omega_{HF}}} \approx -\frac{A_{VM} \cdot \omega_{ZEA}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}}{1 + \frac{s}{\omega_{HF}}}$$

電流モード降圧型出力段



$$R_i = A \cdot R_S$$

$$\omega_Z = \frac{1}{R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$

$$A_{VC} \approx \frac{R_{OUT}}{R_i}$$

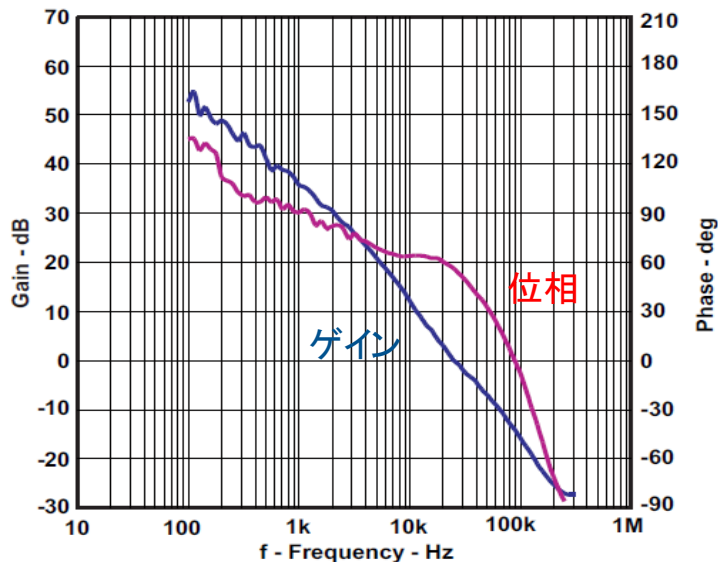
$$K_m \approx \frac{V_{IN}}{V_{SLOPE}} \quad \text{at } D = 0.5$$

$$\omega_P \approx \frac{1}{C_{OUT} \cdot R_{OUT}}$$

$$\omega_L = \frac{K_m \cdot R_i}{L}$$

$$\hat{v}_{OUT} \approx A_{VC} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_Z}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_P}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_L}\right)}$$

Type II 電流モードの位相補償の例

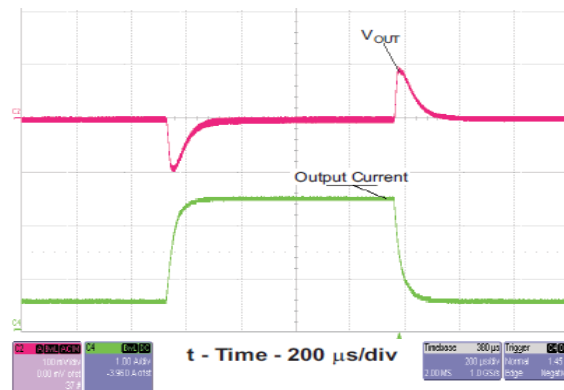
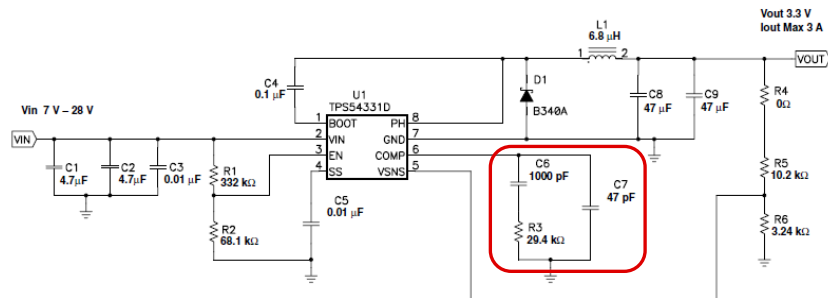


電流モード電源のゲイン・位相特性の例

$F_{sw} = 570\text{kHz}$

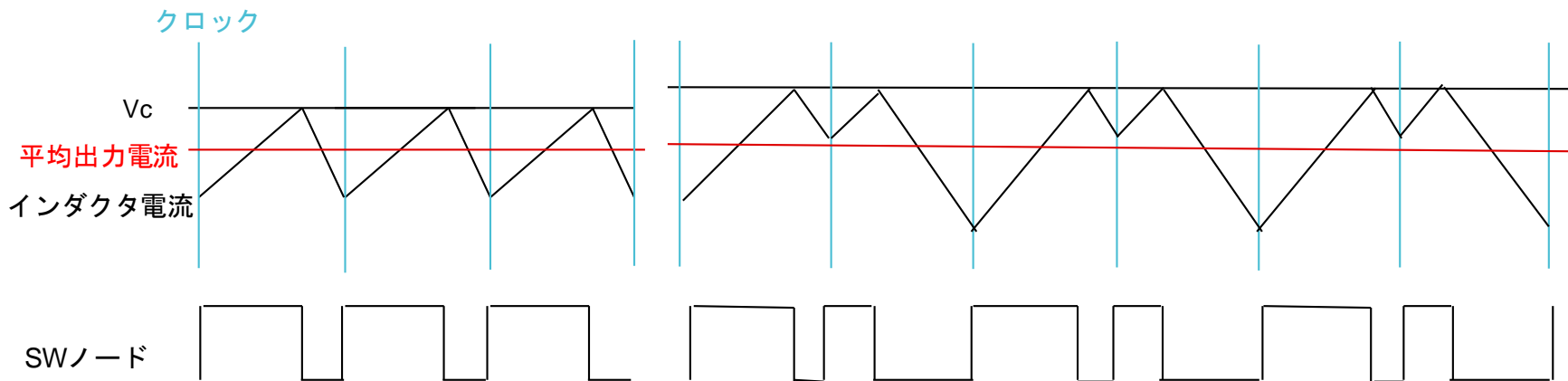
$L = 6.8\mu\text{H}$, $C = 47\mu\text{F} \times 2 = 94\mu\text{F}$, $FLC = 6.3\text{kHz}$

$FBW = 25\text{kHz}$



なぜ電流モードにはスロープ補償が必要なのか

- a) 電流帰還で使用しているのは平均出力電流ではなく、ピーク電流
- b) 過渡応答時、OFF時のインダクタ電流のボトム値はスイッチング開始時の値とは異なる値で終了するので、次のサイクルでは異なる挙動となる。
- c) Dutyが50%を超える条件では**サブハーモニック発振**が発生
スイッチング周波数の半分の周期でインダクタ電流が変動し、出力リップル電圧が異常に大きくなる

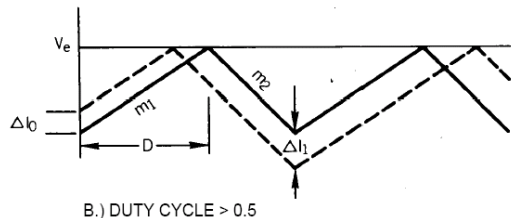
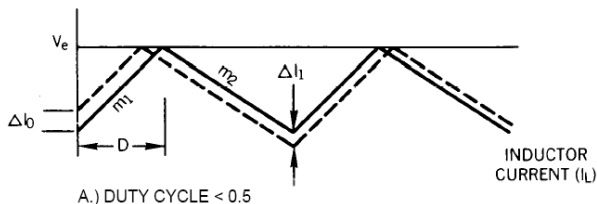


スロープ補償

バックグラウンド :

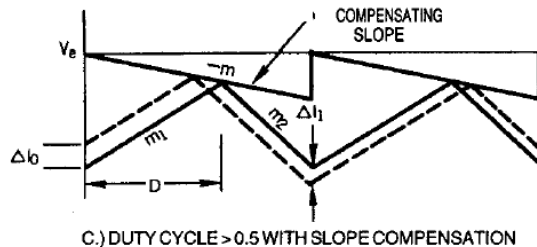
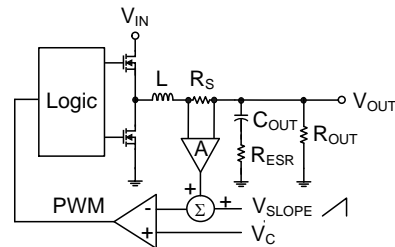
電流モード制御の電源では、原理的に、デューティサイクルが50%以上のときに**サブハーモニクス発振**が発生する。

電流が ΔI 変動したとき、OFF時間が短い為に ΔI が増加してデューティサイクルが収束せず、電圧振動が発生します。サイクルごとに $+\Delta I$ と $-\Delta I$ を繰り返すので、電圧振動はスイッチング周波数の半分の周波数での電圧振動となりサブハーモニクス発振と呼ばれます。

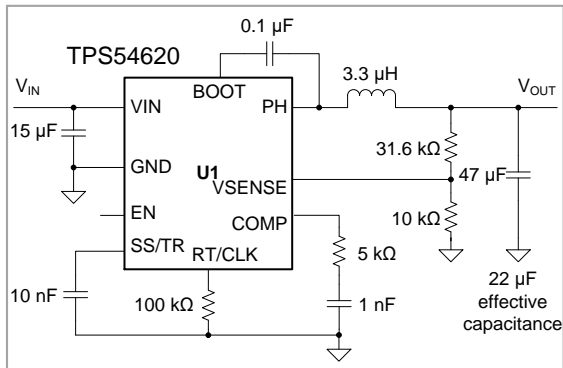


解決策 :

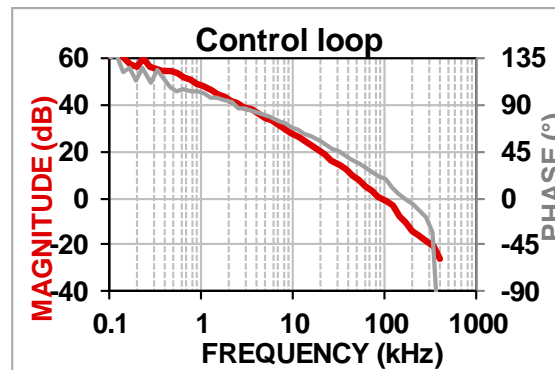
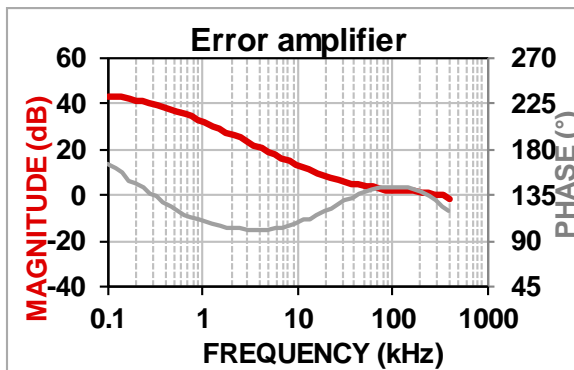
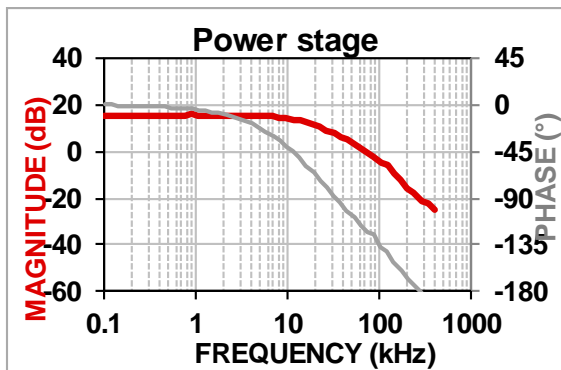
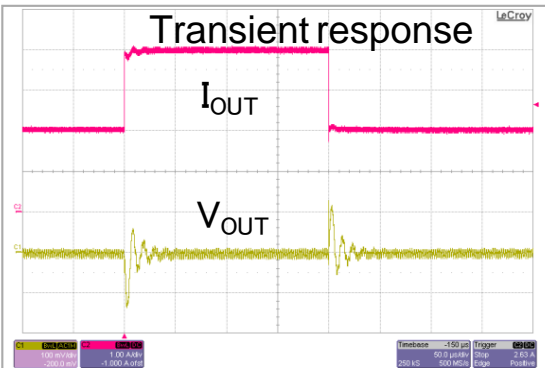
スロープ補償として、ランプ電流をエミュレーションランプに加算することによって、 ΔI の増加を抑制し、サブハーモニクス発振を防ぐ事ができます。しかし、これは電流の増加減少を抑制する事になるので過渡応答特性は低下する事になります。Dutyが50%を超える電流モードはスロープ補償が必須となり、高速化出来ないということでもあります。



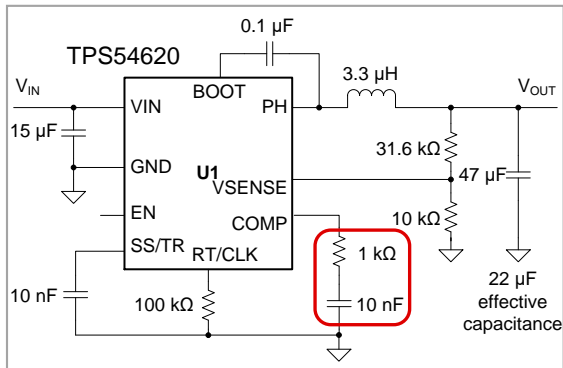
補償の良くないスイッチング・レギュレータ



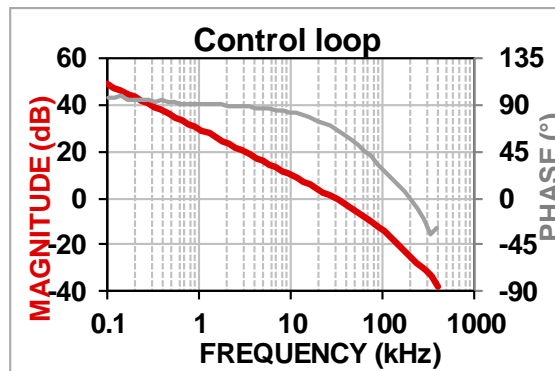
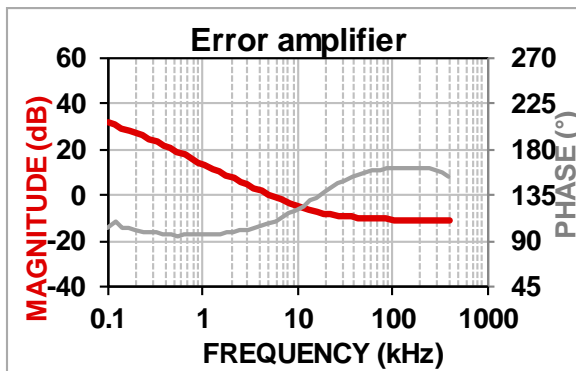
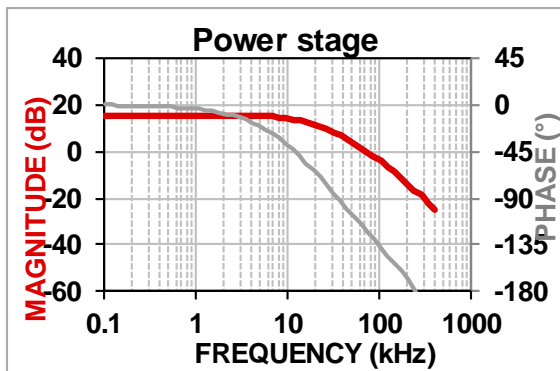
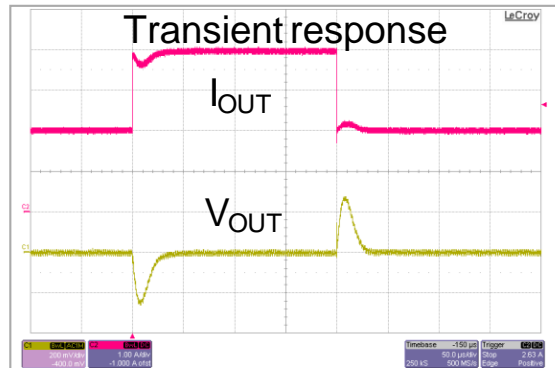
- 出力段: 位相 -180° で大きな内部スロープ補償が行われていることを示唆している。
- エラーアンプ: 高域にゼロが生じており、中域ゲインは 3dB である
- 制御ループ: f_c は 95kHz で、位相余裕は 20° しかない



補償を改善したスイッチング・レギュレータ

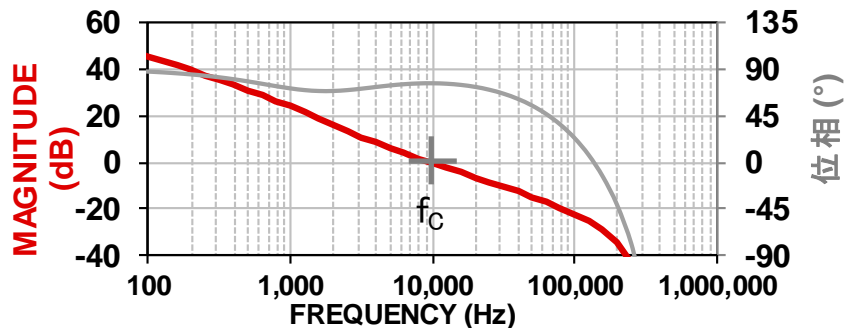


- 出力段: スロープ補償は変更不可能
- エラー・アンプ: R_{COMP} を下げ、 C_{COMP} を再調整
- 制御ループ: 30kHzの f_C で、67°の位相余裕

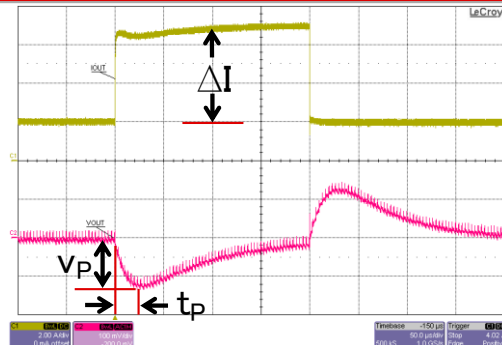


帯域幅と過渡応答

電流モード帯域幅



電流モード過渡応答



ESR、スルーレート、デューティ・サイクルの制限無し

電流モード、単一極近似:

電流モード、臨界減衰:

電圧モード:

$$t_p = \frac{1}{4 \cdot f_c}$$

$$V_P = \frac{\Delta I}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{OUT}}$$

$$V_P = \frac{\Delta I}{e \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{OUT}}$$

$$V_P = \frac{\Delta I}{8 \cdot f_c \cdot C_{OUT}}$$

$$t_p = \frac{1}{4 \cdot 10kHz} = 25\mu s$$

$$V_P = \frac{5A}{2 \cdot \pi \cdot 10kHz \cdot 440\mu F} = 180mV$$

$$V_P = \frac{5A}{e \cdot \pi \cdot 10kHz \cdot 440\mu F} = 130mV \quad \text{上図に示す}$$

$$V_P = \frac{5A}{8 \cdot 10kHz \cdot 440\mu F} = 140mV$$

まとめ

- スイッチング電源には必ずLCフィルタがあり、
これが180度の位相遅れを発生させるので電圧モードは要注意
- 出力段のポール(極)とゼロを識別する
- エラーアンプで位相補償し、ゼロとポール(極)を相殺する
- ゲインを調整してベストな性能を得る
- 低ESRのコンデンサを使用する時はCoutでの**ESRゼロ**、 ω_z に注意が必要
- セラミック・コンデンサを使用するときはDCバイアスによる**実効容量の減少**
に注意が必要

次回予告 セッション2/2 中級編 内容

- Type-III位相補償による高速電圧モード電源
- CCMとDCMの特性
- 電源に付加される入出力のフィルタ
- 反転ゼロと右半平面のゼロ (RHPZ)
- 昇圧コンバータ・反転昇圧コンバータ・絶縁型フライバック電源とRHPZ
- 電流モード・フライバックにおけるRHPZと位相補償