

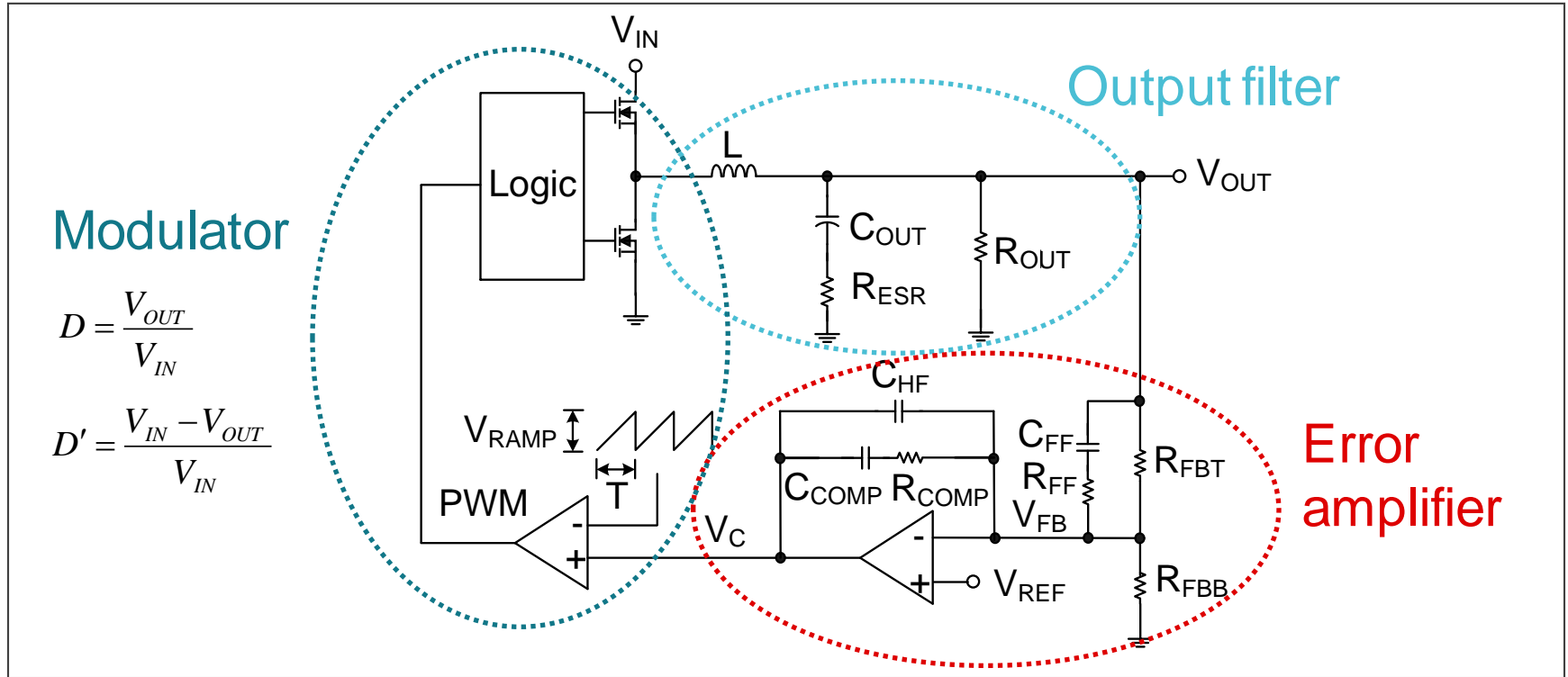
# スイッチモード電力コンバータのループ補償

## Part 2 中級編

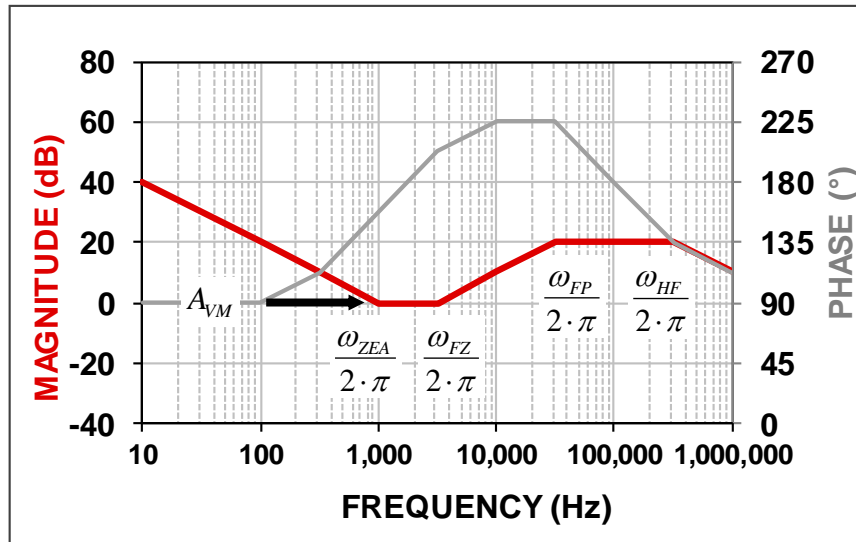
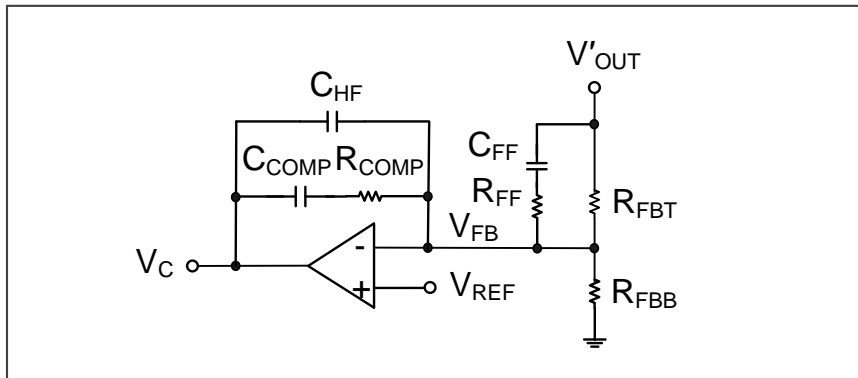
## Part 2の内容

- 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

# 電圧モード降圧型



# Type III エラーアンプ 電圧モードによる高速電源



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

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}} \qquad \omega_{FZ} \approx \frac{1}{R_{FBT} \cdot C_{FF}}$$

$$\omega_{FP} = \frac{1}{R_{FF} \cdot C_{FF}} \qquad \omega_{HF} \approx \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}}$$

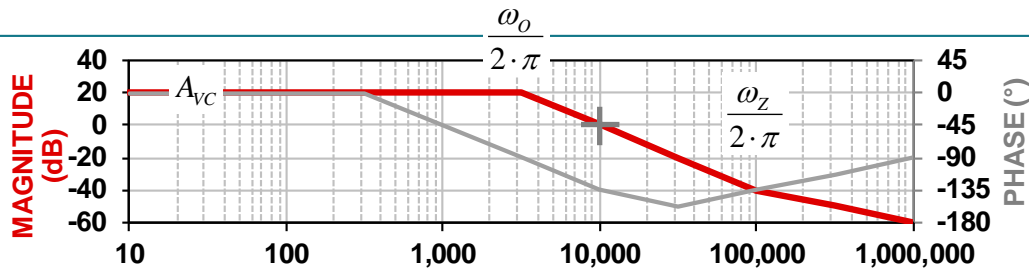
前提条件:  $C_{COMP} \gg C_{HF}$  &  $R_{FBT} \gg R_{FF}$

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}} = -A_{VM} \cdot \frac{\left(1 + \frac{\omega_{ZEA}}{s}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{FZ}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{FP}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)} = -\frac{A_{VM} \cdot \omega_{ZEA}}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{FZ}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{FP}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)}$$

# 電圧モード降圧型の補償結果

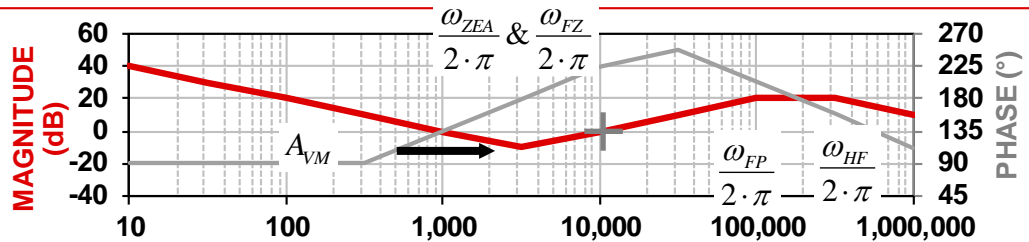
## 電力段

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



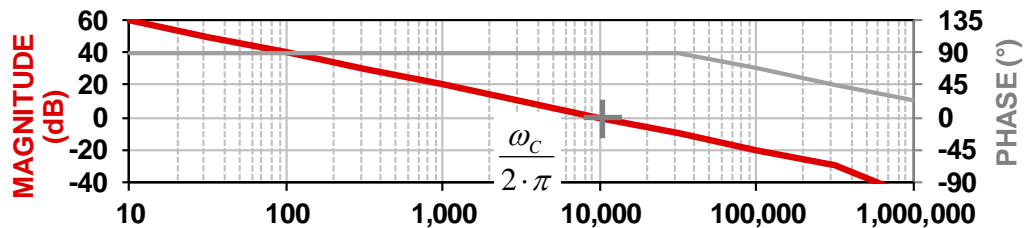
## エラー・アンプ

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}} \approx -A_{VM} \cdot \frac{\left(1 + \frac{\omega_{ZEA}}{s}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{FZ}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{FP}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}}\right)}$$



## 制御ループ

$$\frac{\hat{v}_{OUT}}{\hat{v}'_{OUT}} = \frac{\hat{v}_{OUT}}{\hat{v}_C} \cdot \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}}$$



# 電圧モード降圧型の補償方法

- バイアス電流と消費電力を考慮し、 $R_{FBT}$ の値を選択
- 目標とする帯域幅を選択。一般的には $f_{SW}/10$ :  
$$\omega_C = 2 \cdot \pi \cdot f_C$$
- 目標帯域を達成するため、帯域中央のゲイン $A_{VM}$ を求める
- $\omega_{ZEA}$  と  $\omega_{FZ}$  を出力フィルタの複素共役極 $\omega_O$ と同じに設定：  
$$\omega_{ZEA} = \omega_{FZ} = \omega_O$$
- $\omega_{FP}$  を出力フィルタのゼロ $\omega_Z$ と同じに設定：  
$$\omega_{FP} = \omega_Z$$
- $\omega_{HF}$  をスイッチング周波数の半分に設定：  
$$\omega_{HF} = 2 \cdot \pi \cdot f_{SW}/2$$

$$A_{VM} = \frac{\omega_C}{A_{VC} \cdot \omega_O}$$

$$R_{COMP} = A_{VM} \cdot R_{FBT}$$

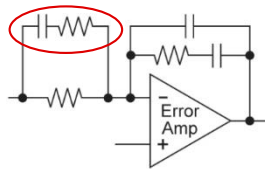
$$C_{COMP} = \frac{1}{\omega_{ZEA} \cdot R_{COMP}}$$

$$C_{FF} = \frac{1}{\omega_{FZ} \cdot R_{FBT}}$$

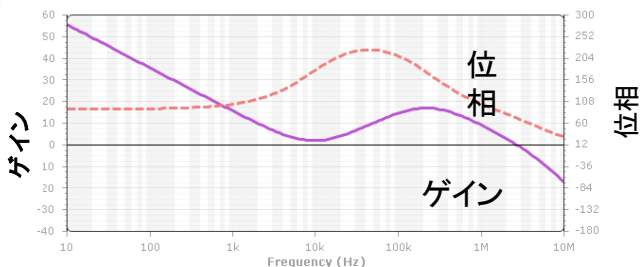
$$R_{FF} = \frac{1}{\omega_{FP} \cdot C_{FF}}$$

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

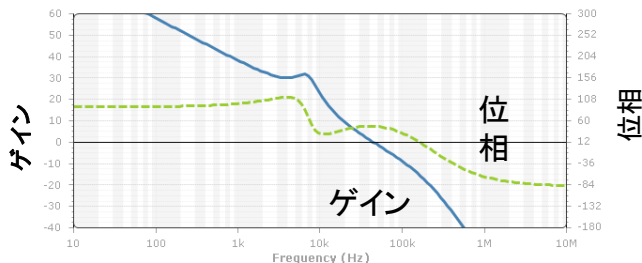
# Type III 電圧モードによる高速応答電源



Type3 エラーアンプのゲイン・位相特性の例



電圧モード電源のゲイン・位相特性の例



入力部分の微分回路 (Cff) をさらに追加して、高速化と180度の位相進角により、LCによる180度の位相遅れを補償することで、LCフィルタのコーナー周波数より高い周波数領域までバンド幅を広げて高速化を実現。

サブハーモニック発振が発生しないのでDuty > 50%でも高速応答が可能

2ポール2ゼロによるType III 位相補償は、LCフィルタのコーナー周波数と密接な関係を持つが、近年小型化などにより、

- ・ 印加電圧により実効容量が減少するコンデンサ
  - ・ 電流値により実効インダクタンスが減少するインダクタ
- が多くなり、使用条件によりLCコーナー周波数が変動し、位相補償が設計通りに動作しなくなるという問題がある。

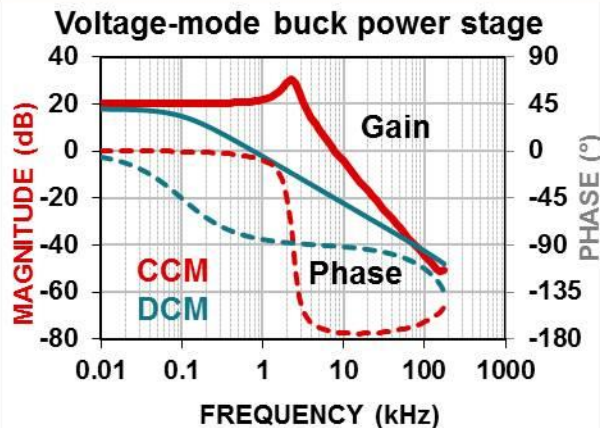
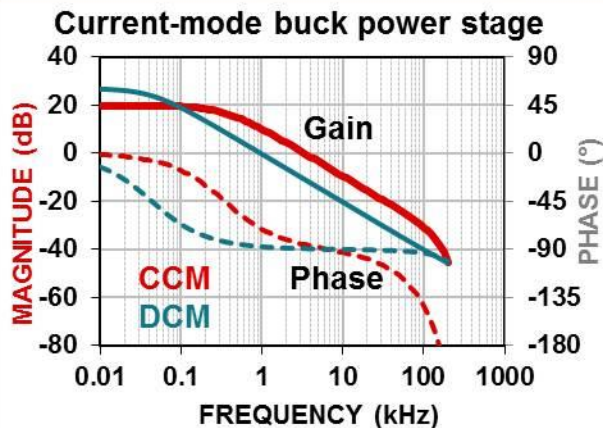
Fsw=600kHz

L=47μH, C=10μF FLC=7.3KHz

FBW=45KHz

# DCMとCCMの特性

## Discontinuous vs. continuous conduction-mode



- スイッチング・サイクル終了前にインダクタ電流のゼロ期間がある場合、電流不連続モード (DCM) となる。
- この結果、帯域が狭くなる。
- 一般的に、CCMでループが安定的ならば、DCMでも安定する。

## DCMデューティ・サイクル

- 降圧型

$$D = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f_{SW} \cdot I_{OUT} \cdot V_{OUT}}{V_{IN} \cdot (V_{IN} - V_{OUT})}}$$

- 昇圧型

$$D = \frac{\sqrt{2 \cdot L \cdot f_{SW} \cdot I_{OUT} \cdot (V_{OUT} - V_{IN})}}{V_{IN}}$$

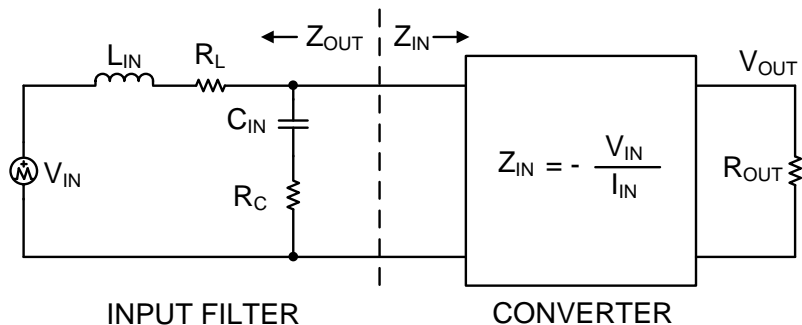
- 反転昇圧型

$$D = \frac{\sqrt{2 \cdot L \cdot f_{SW} \cdot I_{OUT} \cdot V_{OUT}}}{V_{IN}}$$



# フィルタの検討事項

## 入力フィルタの安定性



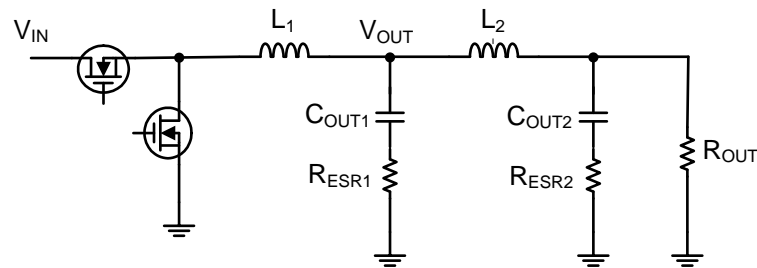
安定条件: フィルタ  $Z_{OUT} \ll$  コンバータ  $Z_{IN}$

- 特性インピーダンス
- ダンピング・ファクタ

$$Z_S = \sqrt{\frac{L_{IN}}{C_{IN}}}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{R_L + R_C}{Z_S} + \frac{Z_S}{Z_{IN}} \right)$$

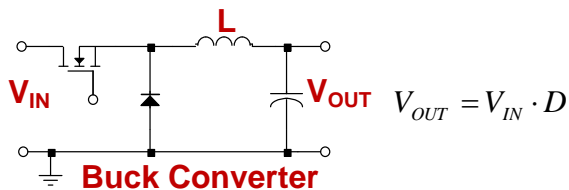
## 2段目のフィルタ



- コンデンサ:  $C_{OUT1}$  を  $C_{OUT2}$  より小さくする
- インダクタ:  $L_2$  を  $L_1$  より小さくする
- 共振: 2段目フィルタの共振周波数を  $f_C$  の3倍に
- ダンピング: 2段目フィルタを  $Q = 1$  まで減衰

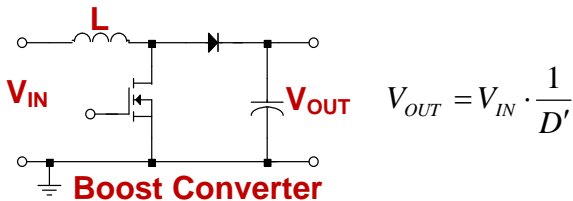
# 降圧型、昇圧型、反転昇圧型のトポロジ

降圧型  
 フォワード型  
 プッシュプル型  
 ブリッジ型



- フォワード型
  - 2スイッチ・フォワード型
  - アクティブ・クランプ・フォワード型
  - ハーフ・ブリッジ型
  - プッシュプル型
  - フル・ブリッジ型
  - 位相シフト・フル・ブリッジ型
- $$V_{OUT} = V_{IN} \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P}$$
- $$V_{OUT} = V_{IN} \cdot 2 \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P}$$

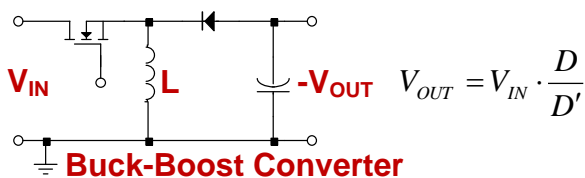
昇圧型



- 昇圧型トポロジ

オン時間デューティ・サイクル:  
 $D$   
 オフ時間デューティ・サイクル:  
 $D' = 1 - D$

反転昇圧型  
 SEPIC型  
 フライバック型

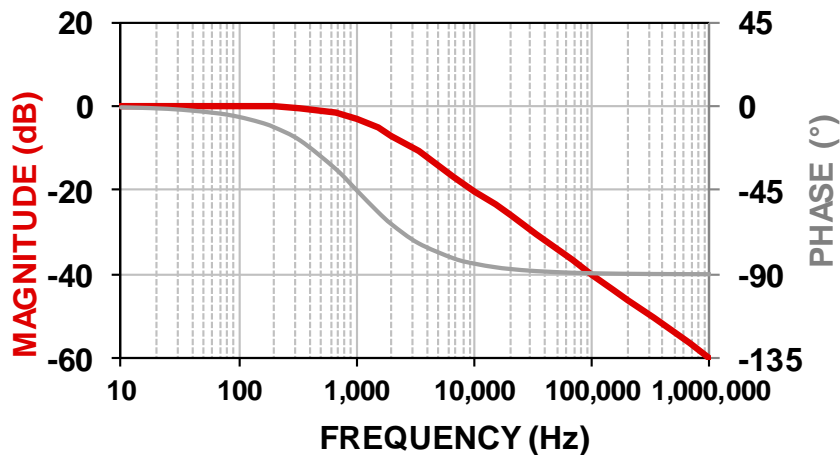


- 反転昇圧型から派生したトポロジ
  - SEPIC
  - Cuk
  - フライバック型
- $$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{D}{D'} \cdot \frac{N_S}{N_P}$$

# ポールとゼロ

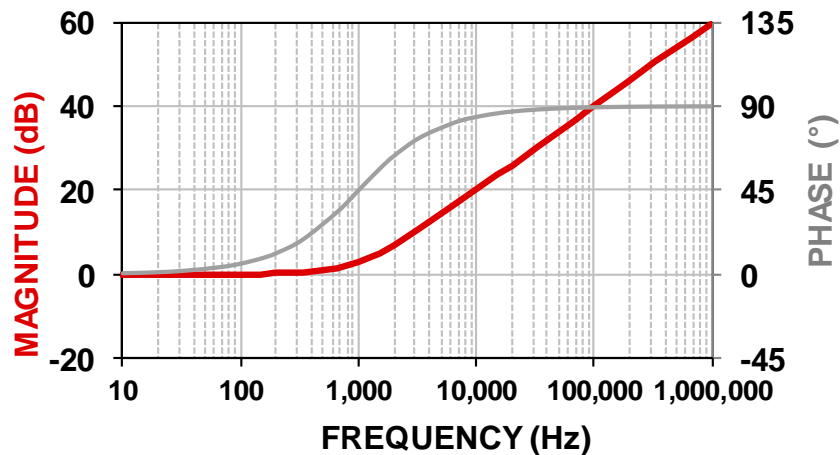
## ポール(極)

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



## ゼロ

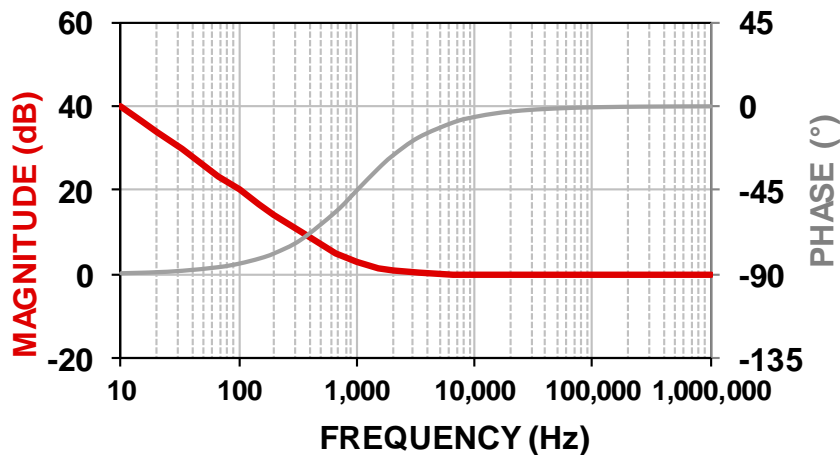
$$H(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1}$$



# 反転ゼロと右半平面ゼロ

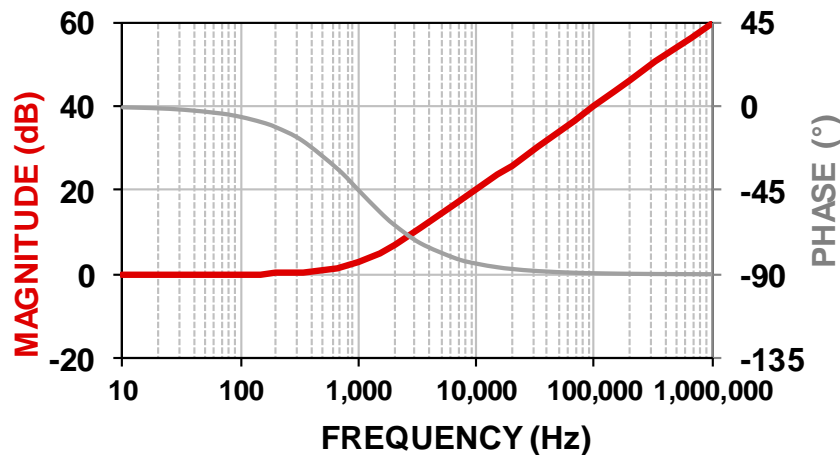
## 反転ゼロ

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

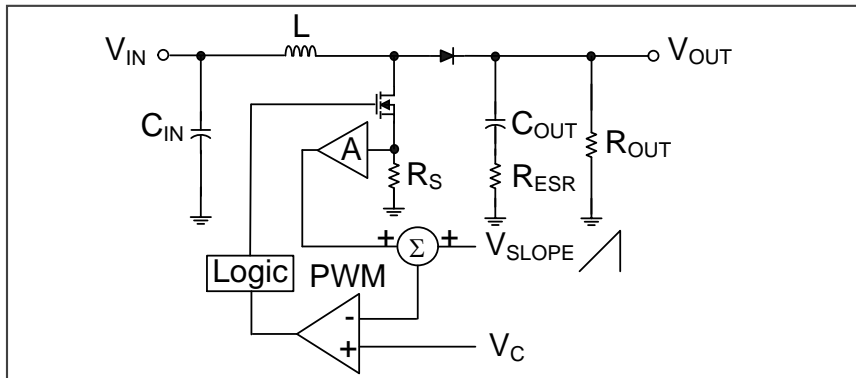


## 右半平面ゼロ

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



# 電流モード昇圧型出力段



$$R_i = A \cdot R_S$$

$$A_{VC} \approx \frac{R_{OUT} \cdot D'}{2 \cdot R_i}$$

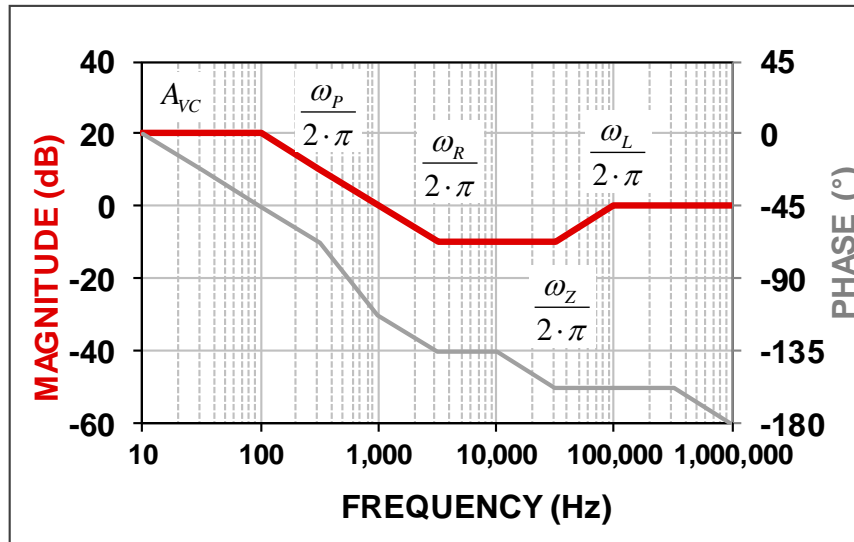
$$\omega_P \approx \frac{2}{C_{OUT} \cdot R_{OUT}}$$

$$\omega_R = \frac{R_{OUT} \cdot D'^2}{L}$$

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

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

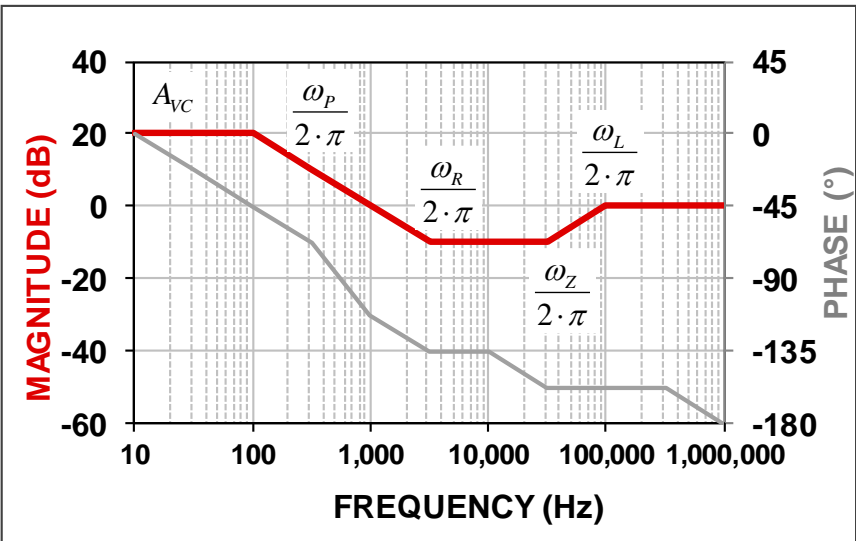
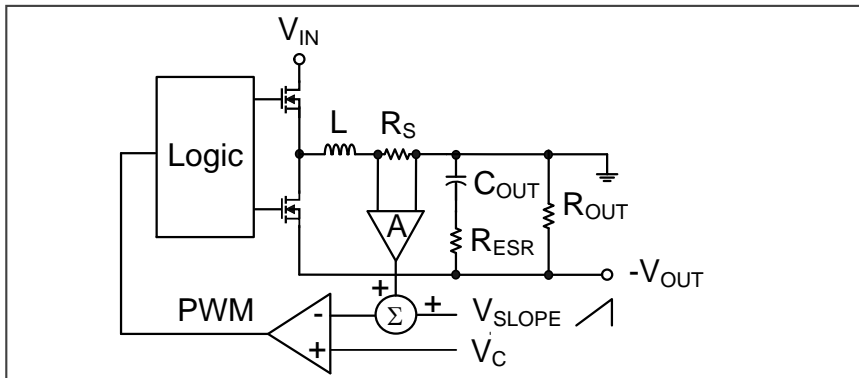
$$\omega_L = \frac{K_m \cdot R_i}{L}$$



RHPZ

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

# 電流モード 反転昇圧型 出力段



$$R_i = A \cdot R_S$$

$$A_{VC} \approx \frac{R_{OUT} \cdot D'}{(1+D) \cdot R_i}$$

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

$$\omega_R = \frac{R_{OUT} \cdot D'^2}{L \cdot D}$$

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

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

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

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

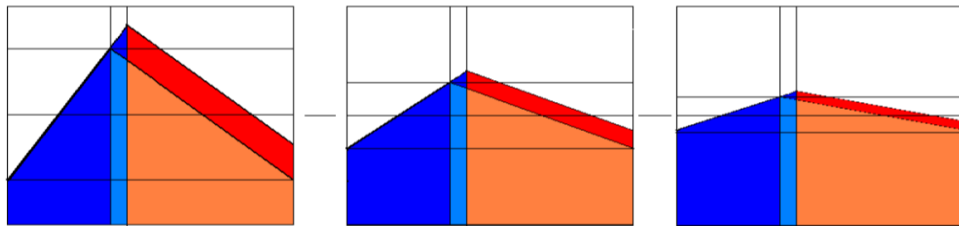
# 右半平面ゼロ (RHPZ: Right Half Plane Zero) の発生 1

- 負荷電流が増加  
⇒ オン時間を長くしてインダクタの電流を増加
- 昇圧コンバータではON時間の増加=OFF時間が減少  
=出力へのエネルギー供給時間が減少

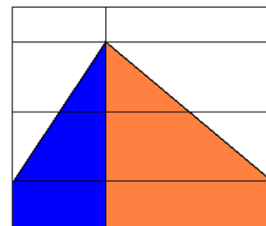
元の電流×OFF時間 > 増加した電流×短いOFF時間  
となる場合はON時間を広げると負荷への供給エネルギーが減少して電圧が更に低下

⇒ 更にON時間を増加、正帰還となり制御破綻  
Dutyが高速に変化するほど影響が大きくなります。

インダクタンスが大きくリップル電流が小さい

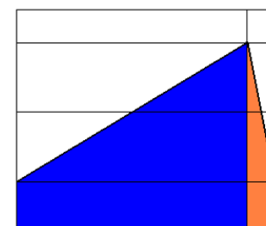


Vout/Vin 昇圧比が大きい



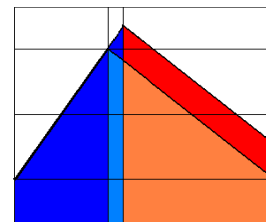
33%

3.3V→5.0Vの場合33%のON時間



90%

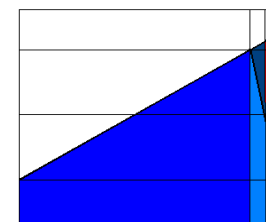
0.5V→5.0Vの場合90%のON時間



38%

負荷増加に対して5%PWMが増加した時

■ > ■ なので出力は上昇



95%

負荷増加に対して5%PWMが増加した時

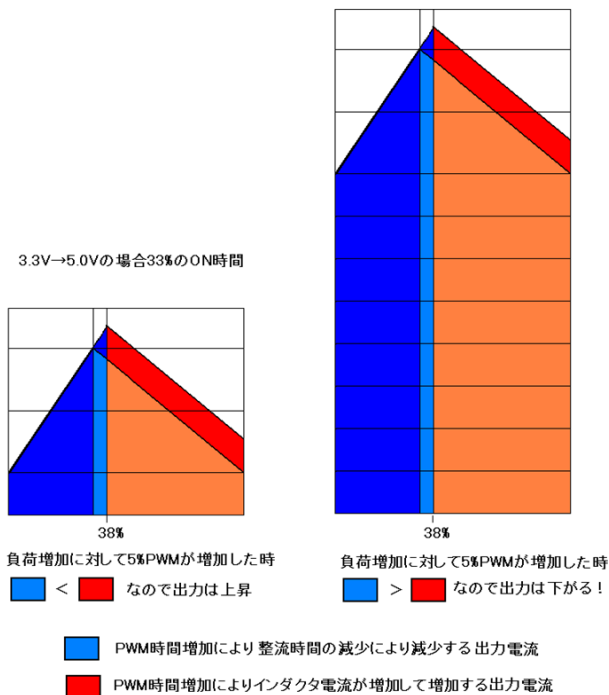
■ < ■ なので出力は下がる!

■ PWM時間増加により整流時間の減少により減少する出力電流

■ PWM時間増加によりインダクタ電流が増加して増加する出力電流

# 右半平面ゼロ (RHPZ: Right Half Plane Zero)の発生 2

負荷電流が大きい



昇圧比が大きく負荷電流が大きい条件の場合は要注意

$$\omega_R = \frac{R_{OUT} \cdot D'^2}{L}$$

RoutとD'が小さく、Lが大きい程  
RHPZの発生する周波数が低下して  
バンド幅に近づくと発振する。

しかし、昇圧比と負荷電流は設計仕様なので変更不可  
対策

インダクタンス値 を小さくする

⇒ LCのコーナー周波数が高くなるとバンド幅が上昇  
するので積値を維持するため、Coutを大きくする

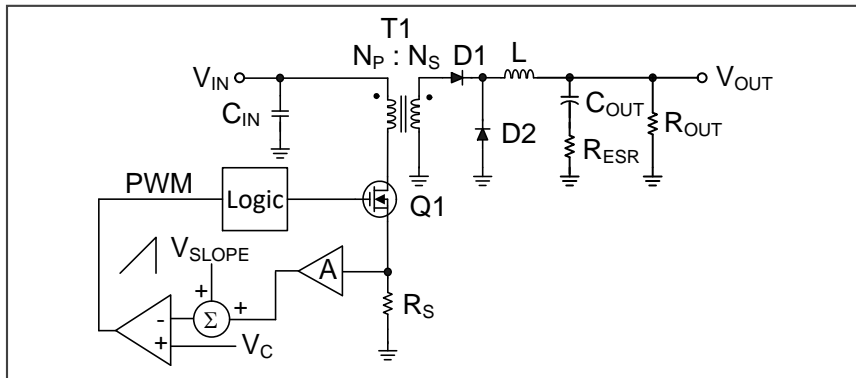
Cout値 を更に大きくする

⇒ LCのコーナー周波数を更に低下させてバンド幅を  
下げてRHPZ周波数より大幅に低くする  
\* 応答速度の低下はCoutの容量増加でカバー

\* 軽負荷では発振しないが、重負荷になると発振する



# 電流モード・フォワード型出力段



$$R_i = A \cdot R_S$$

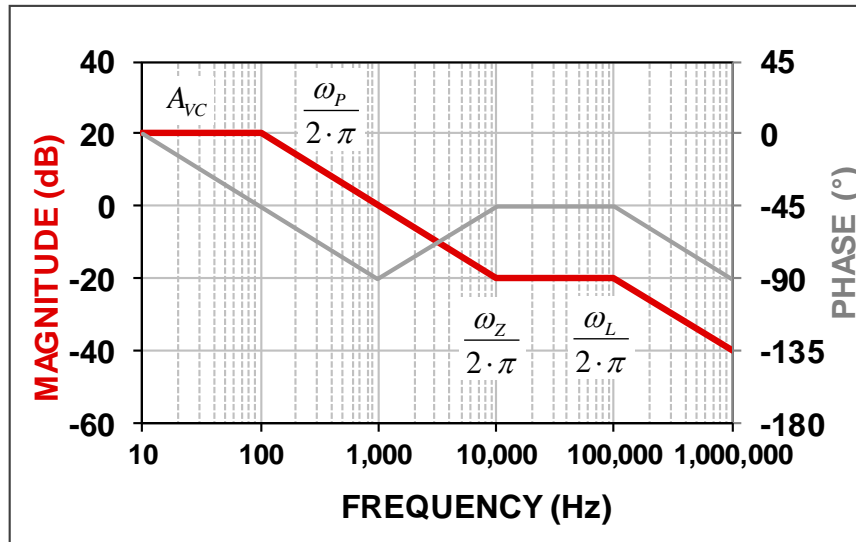
$$\omega_z = \frac{1}{R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$

$$A_{VC} \approx \frac{R_{OUT}}{R_i} \cdot \frac{N_P}{N_S}$$

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

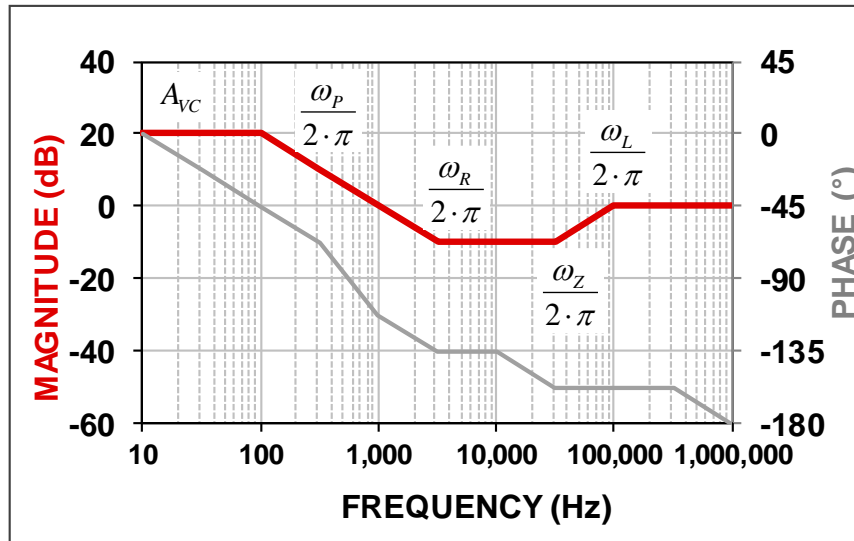
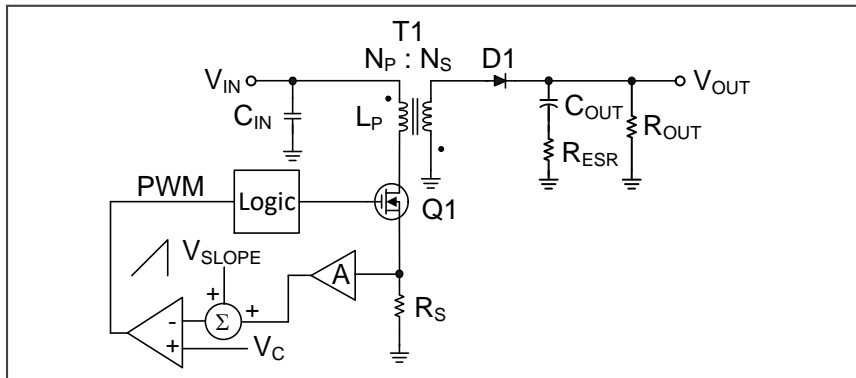
$$\omega_p \approx \frac{1}{C_{OUT} \cdot R_{OUT}}$$

$$\omega_L = \frac{K_m \cdot R_i}{L} \cdot \left( \frac{N_S}{N_P} \right)^2$$



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

# 電流モード・フライバック型出力段



$$R_i = A \cdot R_s$$

$$A_{VC} \approx \frac{R_{OUT} \cdot D'}{(1+D) \cdot R_i} \cdot \frac{N_P}{N_S}$$

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

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

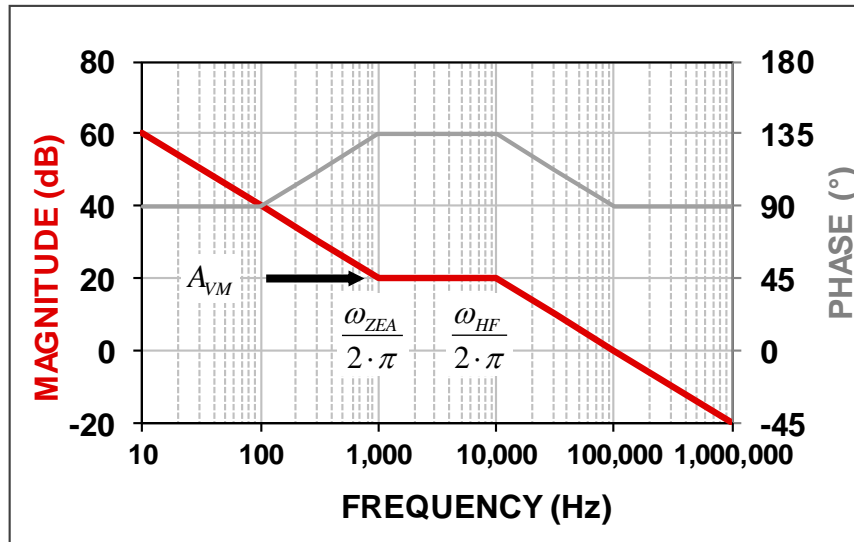
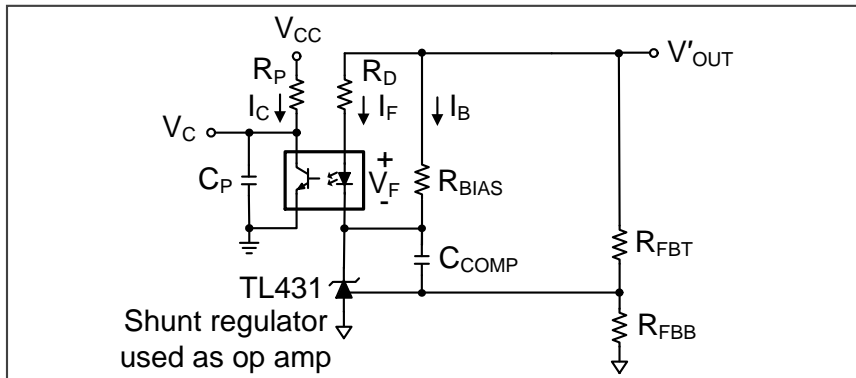
$$\omega_R = \frac{R_{OUT} \cdot D'^2 \cdot \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2}{L_P \cdot D}$$

$$K_m \approx \frac{V_{IN} + V_{OUT} \cdot \frac{N_P}{N_S}}{V_{SLOPE}} \quad \text{at } D = 0.5$$

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

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

# フォトカプラを用いた絶縁型フィードバック



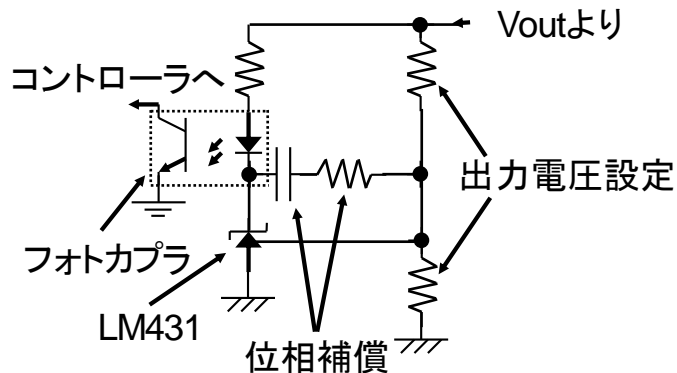
$$A_{VM} = CTR \cdot \frac{R_P}{R_D} \quad CTR = \frac{I_C}{I_F}$$

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

$$\omega_{HF} = \frac{1}{R_P \cdot C_P}$$

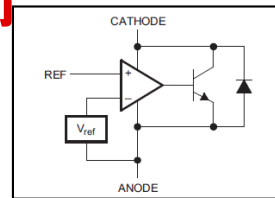
$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}} \approx -A_{VM} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{ZEA}}{s}}{1 + \frac{s}{\omega_{HF}}} \approx -\frac{A_{VM} \cdot \omega_{ZEA}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}}{1 + \frac{s}{\omega_{HF}}}$$

# 431+フォトカプラーによるフィードバック制御



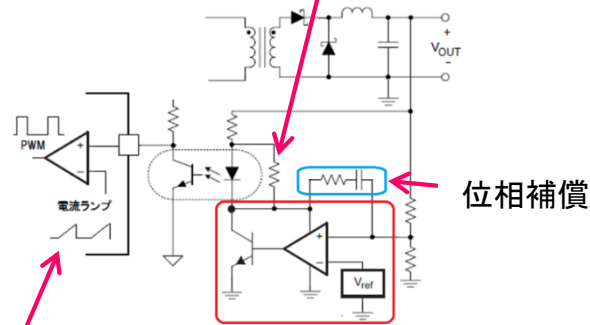
2次側の出力電圧を監視し、1次側のコントローラで制御する場合、上記回路方式にて構成される。

エラーアンプ部はLM431が受け持ち位相補償はここで行う。



431等価回路

LEDの最小電流が431の自己消費電流より小さい時の電流バイパス抵抗



光 → 電圧変換と電流ランプで  
PWMパルスへの変換  
1次側コントローラに  
エラーAMPは入っていない。

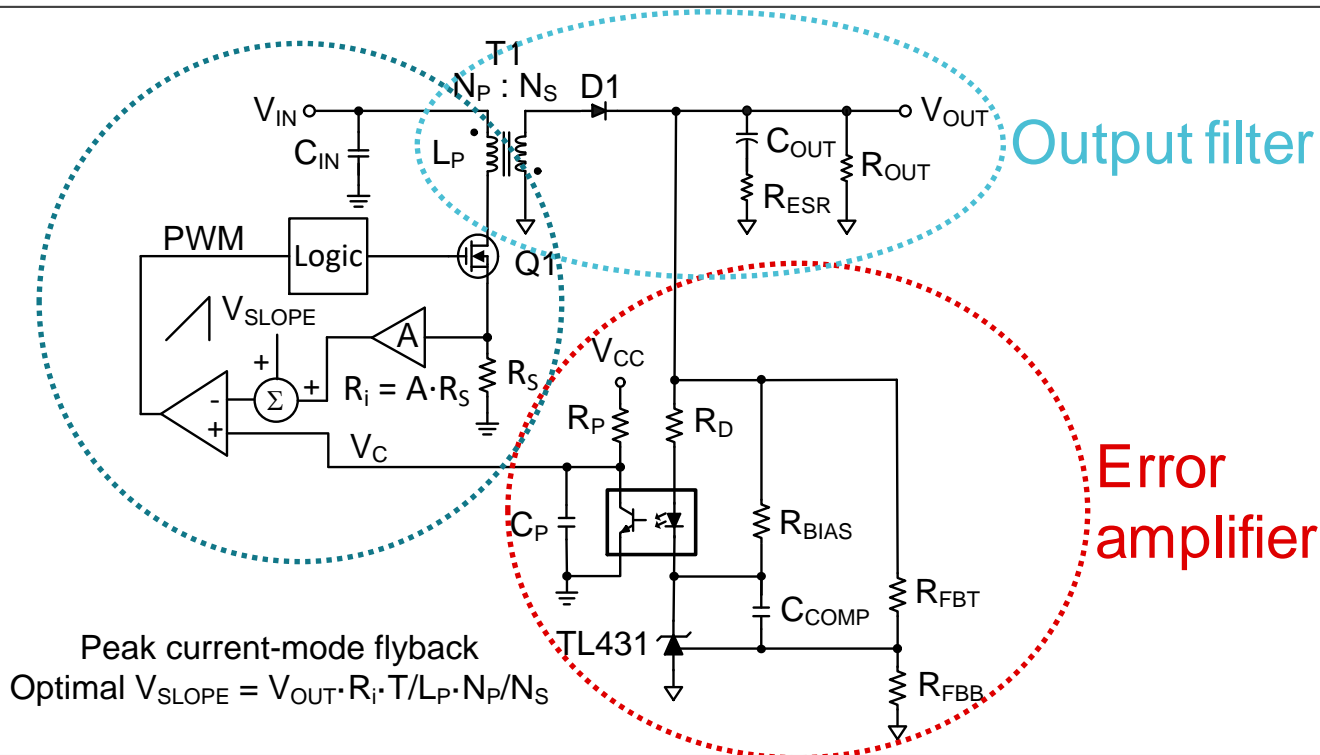
431による基準電圧と  
エラーアンプ

# 絶縁型、電流モード・フライバック

## Modulator

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot \frac{N_S}{N_P} + V_{OUT}}$$

$$D' = \frac{V_{IN}}{V_{IN} + V_{OUT} \cdot \frac{N_P}{N_S}}$$



# 電流モード・フライバック型の補償方法

- バイアス電流と消費電力を考慮し、 $R_{FBT}$ の値を選択
- 変調器のトランスコンダクタンス、 $A/V$ を求める
- 最小入力電圧と最大負荷電流で、RHPZ周波数を求める
- 目標帯域をRHPZ 周波数の1/4に設定:  
 $\omega_C = 2 \cdot \pi \cdot f_C = \omega_R/4$
- 目標帯域を達成するため、帯域中央のゲイン $A_{VM}$ を求める  
 $R_D$ 、 $R_P$ 、 $C_{OUT}$  を必要に応じて調整
- $\omega_{ZEA}$  を目標とするクロスオーバー周波数の1/10 に設定:  
 $\omega_{ZEA} = \omega_C/10$
- $\omega_{HF}$  をRHPゼロまたはEZRゼロの周波数の低い方に設定:  
 $\omega_{HF} = \omega_R$  or  $\omega_Z$

$$G_m(\text{mod}) = \frac{D'}{R_i} \cdot \frac{N_P}{N_S}$$

$$\omega_R = \frac{R_{OUT} \cdot D'^2}{L_P \cdot D} \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right)^2$$

$$A_{VM} = \frac{\omega_C \cdot C_{OUT}}{G_m(\text{mod})}$$

$$R_D = CTR \cdot \frac{R_P}{A_{VM}}$$

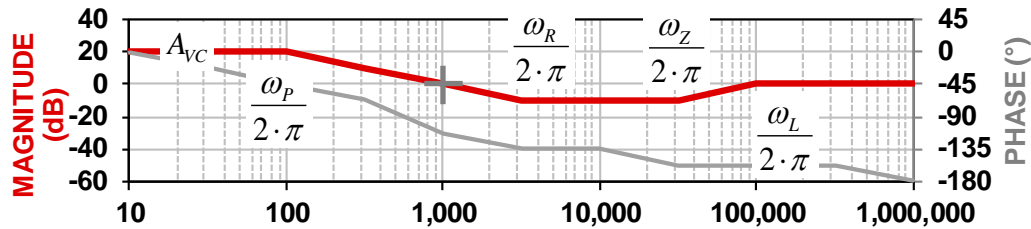
$$C_{COMP} = \frac{1}{R_{FBT} \cdot \omega_{ZEA}}$$

$$C_P = \frac{1}{R_P \cdot \omega_{HF}}$$

# 電流モード・フライバック型の補償結果

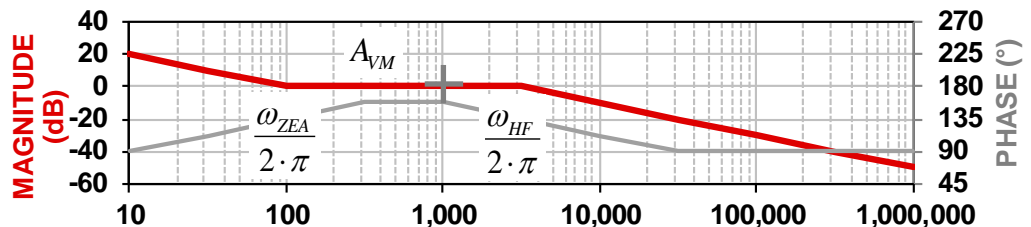
## 出力段

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



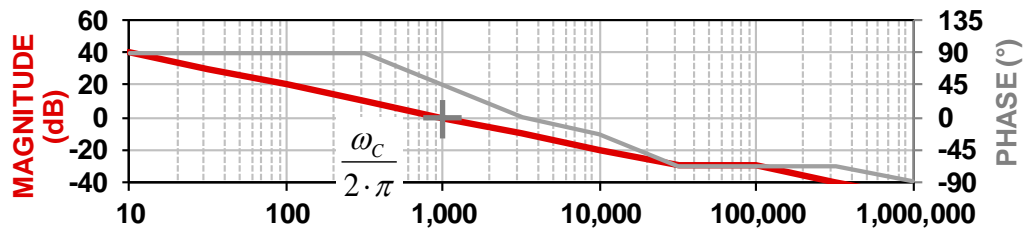
## エラー・アンプ

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



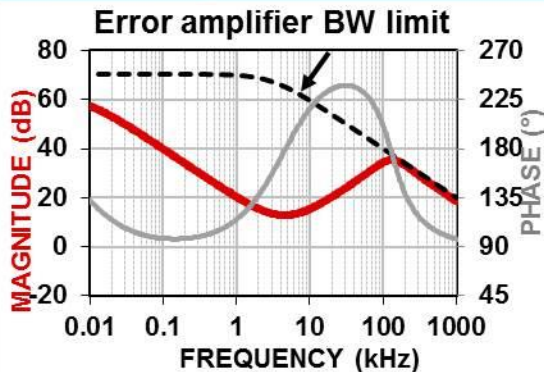
## 制御ループ

$$\frac{\hat{v}_{OUT}}{\hat{v}'_{OUT}} = \frac{\hat{v}_{OUT}}{\hat{v}_C} \cdot \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}'_{OUT}}$$



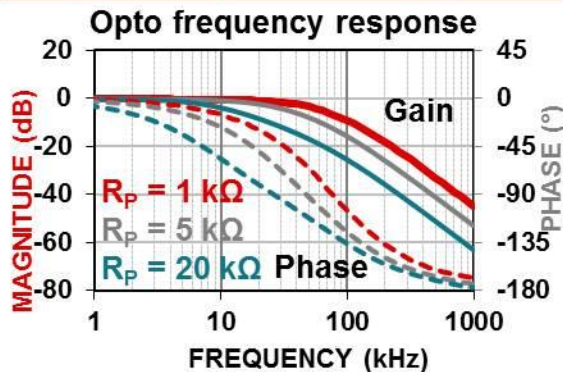
# 現実的な制限

## Error amplifier bandwidth



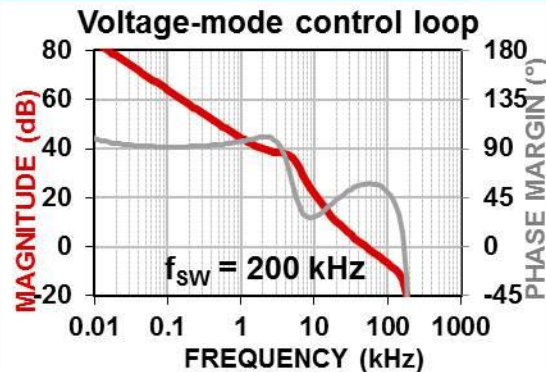
- エラー・アンプ帯域により、 $f_C$ の最高周波数が制限される
- 電圧モードでは、Type III 補償のために広帯域オペアンプが必要

## Optocoupler bandwidth



- 出力トランジスタから見える抵抗がkHz領域の極を構成する
- $f_C$ の高いフォワード型トポロジでは大きな課題

## Switching frequency



- $f_C$ の最高周波数は、 $f_{sw}$ よりはるかに低い
- 目安では  $f_{sw}$  の1/5~1/10



# まとめ

- 出力段の極とゼロを識別する
- エラー・アンプでゼロと極を相殺する
- ゲインを調整して最適な性能を得る
  
- 昇圧系のトポロジにはRHPZが発生し、位相補償では補償できないのでL値、Cout値、バンド幅に注意して設計する必要があります。  
特に近年、Coutにセラミックコンデンサが多用されていますが、DCバイアスによる実効容量の減少により設計上は安定するはずが実機では発振してしまうという問題が多発しています。実効容量で設計する必要があります。

\* RHPZはCCMでは発生しますがDCMとかPFMでは発生しません。

# 參考資料

- [“Closing the Feedback Loop”](#) by Lloyd Dixon, SEM300
- [“Current-Mode Control of Switching Power Supplies”](#) by Lloyd Dixon, SEM400
- [“The Right-Half-Plane Zero -- A Simplified Explanation”](#) by Lloyd Dixon, SEM500
- [“Isolating the Control Loop”](#) by Robert Mammano, SEM700
- [“Control Loop Design”](#) by Lloyd Dixon, SEM800
- [“Control Loop Cookbook”](#) by Lloyd Dixon, SEM1100
- [“A More Accurate Current-Mode Control Model”](#) by Ray Ridley, SEM1300
- [“Designing Stable Control Loops”](#) by Dan Mitchell and Bob Mammano, SEM1400
- [“Current-Mode Modeling – Reference Guide”](#) by Robert Sheehan, SNVA542
- [“Understanding and Applying Current-Mode Control Theory”](#) by Robert Sheehan, SNVA555
- [“Frequency Compensation and Power Stage Design for Buck Converters to Meet Load Transient Specifications”](#) by S. Bag, R. Sheehan, et al., APEC 2014