

4. スイッチング電源の基本制御方式

4-1 電圧モード制御と電流モード制御

- (1) 電圧モード制御
- (2) 電流電圧モード制御

4-2 制御特性の測定法

- (1) ループ伝達特性
- (2) 出カインピーダンス

4-3 性能改善手法

- (1) 安定性
- (2) 出力リップル

4. スイッチング電源の基本制御方式

4-1 電圧モード制御と電流モード制御

(1) 電圧モード制御

(A) 基本制御構成

- * 誤差電圧増幅部: オペアンプ
- * 位相補償部: 位相補償
- * PWM変換部: 鋸歯状波比較

● 注意点

- ・PWMパルスの極性に注意
使用MOSとFB極性
- ・安定性の確保: LC2次特性
周波数特性と位相補償

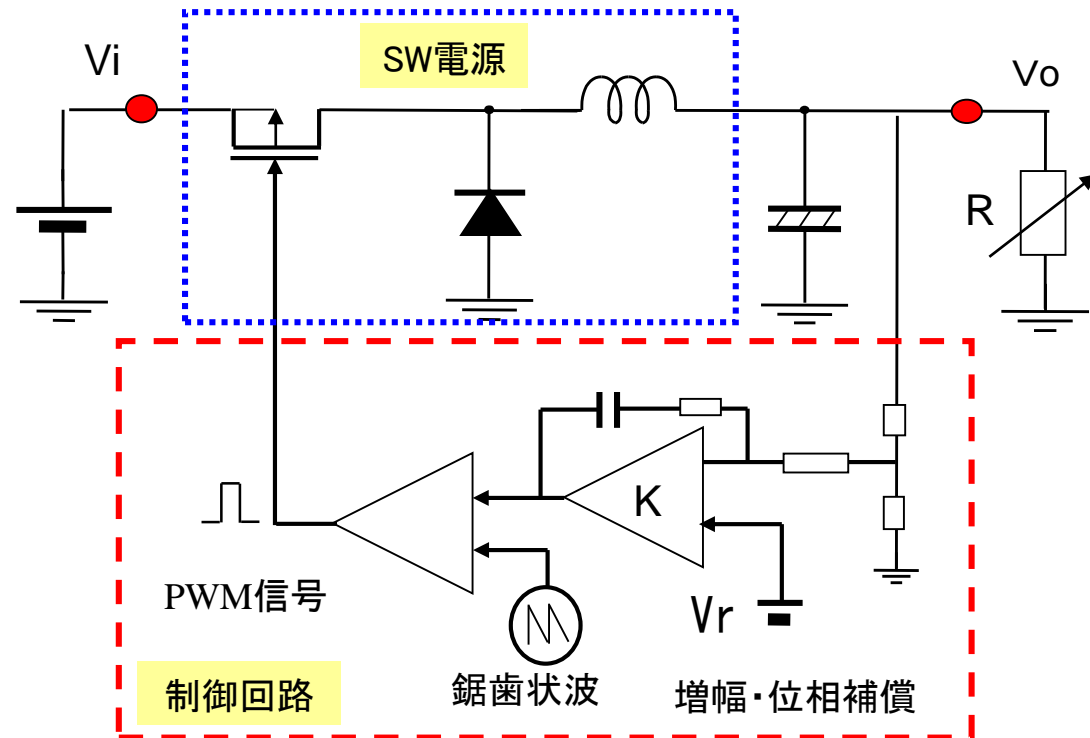


図4.1 スイッチング電源の構成

(B) 電圧フィードバック

→ 電圧モードは発振しやすい: 位相補償

* 基本特性: (位相補償なし、内部抵抗無視)

$$\text{アンプ部: } K_o = K_{\text{amp}} \cdot K_{\text{pwm}} \quad (4-1)$$

電源部: 単体でも2次特性

$$\begin{aligned} G_o &= (C//R) / \{sL + (C//R)\} \\ &= 1 / \{1 + sL/R + s^2LC\} \end{aligned} \quad (4-2)$$

* フィードバック・ループ

$$G_F = K_o \cdot G_o / (1 + K_o \cdot G_o) \quad (4-3)$$

$$\doteq 1 / \{1 + 2\eta (s/w_n) + (s/w_n)^2\}$$

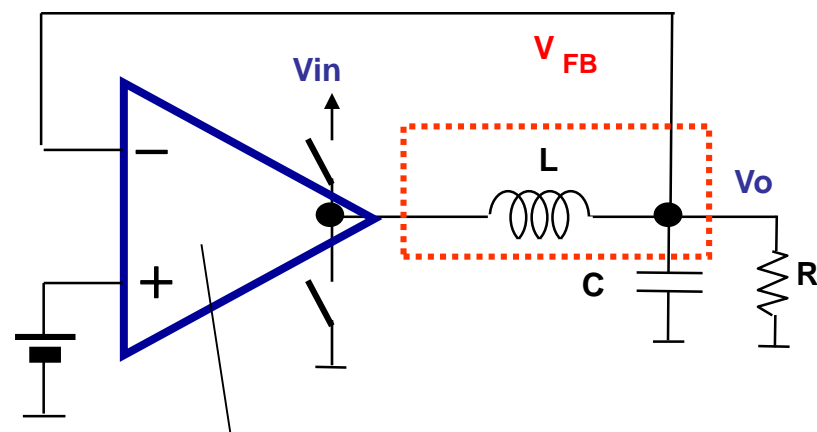
$$\text{ただし } w_n = \sqrt{K/LC} \quad (4-4)$$

$$\eta = (1/2R) \sqrt{L/KC} \quad (4-5)$$

* アンプゲインKを大きくすると、

w_n は高まるが不安定傾向

* 負荷抵抗Rが大きい(電流が減る)と不安定傾向



$$K(s) = K_o \cdot P(s) \begin{cases} \cdot K_o: \text{アンプ} \cdot \text{PWMゲイン} \\ \cdot P(s): \text{位相補償} \end{cases}$$

図4.2 電圧負帰還等価回路

(2) 電流モード制御1

* コイル電流と出力電圧の関係: $V_o = \int I_L dt \therefore I_L = dV_o/dt = sV_o$ (4-6)

* **微分制御** + 比例制御 \Rightarrow 特性改善

負帰還特性: $G_F(s) = K_v \cdot V_o + K_i \cdot I_L = (K_v + sK_i) V_o$ (4-7)

* 応答特性例: 負荷電流変化に対して

電圧変化の前に、電流変化を検出して応答

◆ 電流検出回路が必要...電圧ドロップによる効率低下

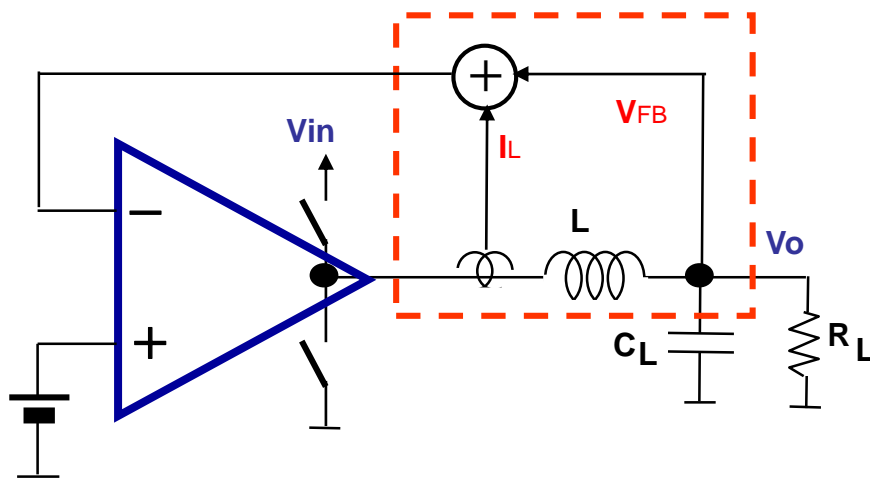
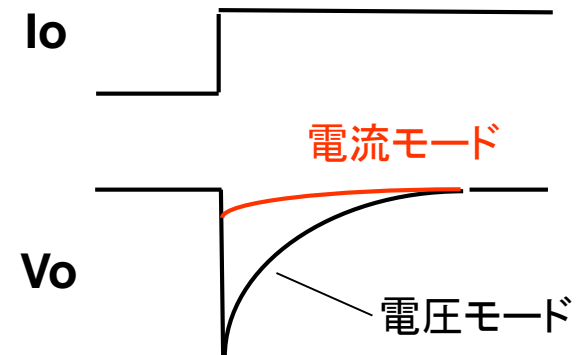


図4.3(a) 電流制御の等価回路



(b) 負荷応答特性の概念

(3) 電流モード制御2 (リップル注入ヒステリシス制御)

* コイル両端電圧の変化を検出 …… **SW周波数は変化**

* 両端電圧の変化をRCで検出 ⇒ 電流ヒステリシスによる制御

* 電圧変換率: 検出コンデンサの電圧変化: $\Delta V_C = V_L / CR$ (4-8)

・ $T_{ON} = V_{hys} / \Delta V_C = CR \cdot V_{hys} / (V_i - V_o)$ ・ $T_{OFF} = CR \cdot V_{hys} / V_o$ (4-9)

⇒ 二式より V_{hys} を消去 $M = V_o / V_i = D$

* スwitching周波数: $F = 1 / (T_{ON} + T_{OFF} + t_{d1} + t_{d2})$ (4-10)

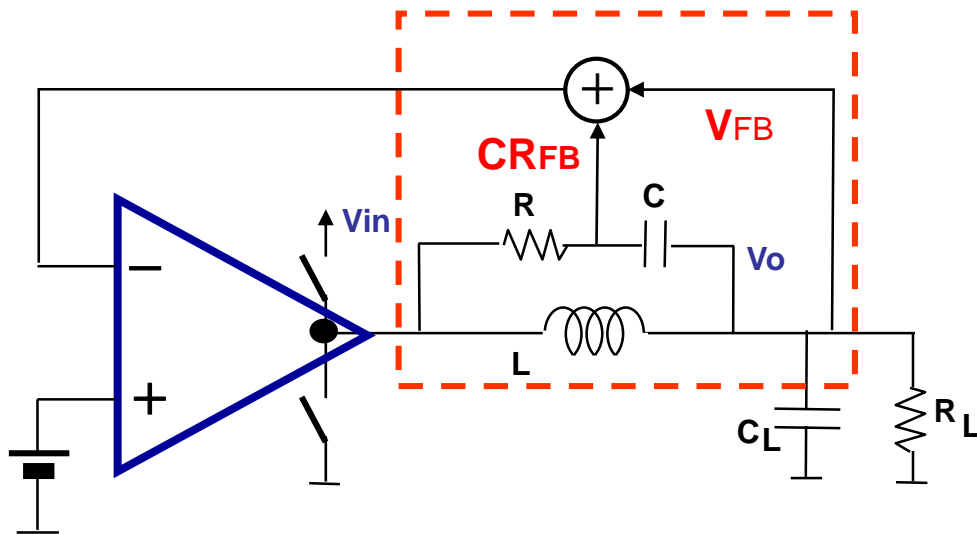


図4.4(a) 電流制御の負帰還回路

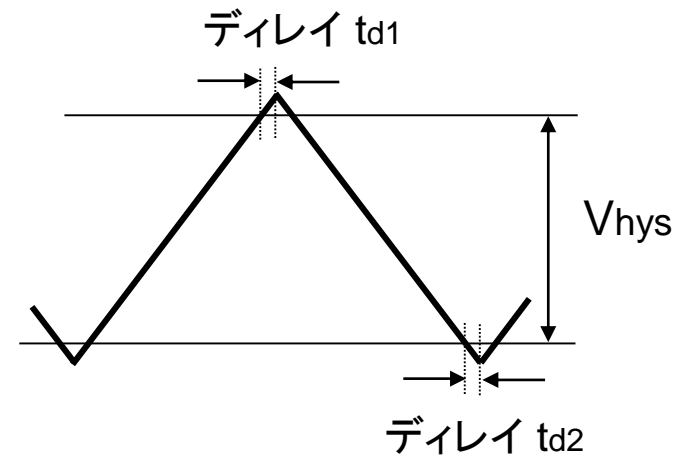


図4.4(b) ヒステリシス電圧波形

(4) シミュレーション検討結果

● 降圧型電流制御電源

* シミュレーション条件:

$V_i=12V$ 、 $V_o=6V$ 、 $I_o=2.0/1.0 A$

$V_{\text{phys}}=\pm 20\text{mV}$ 、 $L=2\mu\text{H}$ 、 $C=500\mu\text{F}$

電流検出用 $C=20\text{nF}$ 、 $R=1\text{k}\Omega$

* レギュレーション特性:

$\Delta V=\pm 7\text{mV}$

定常リップル=3mVpp

周波数 $F=1.25\text{MHz}$

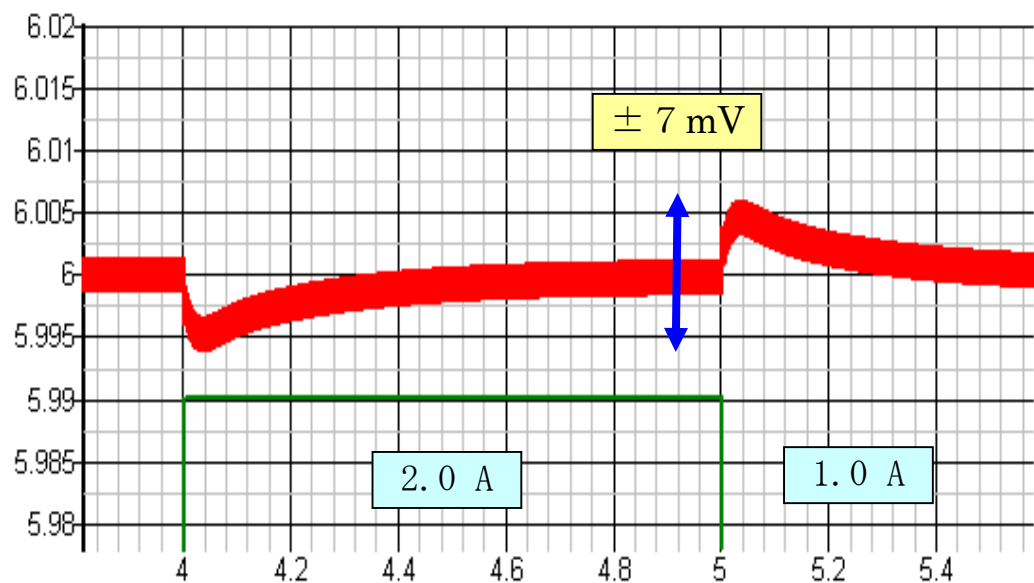


図4.5(a) シミュレーション結果

200uSec/div

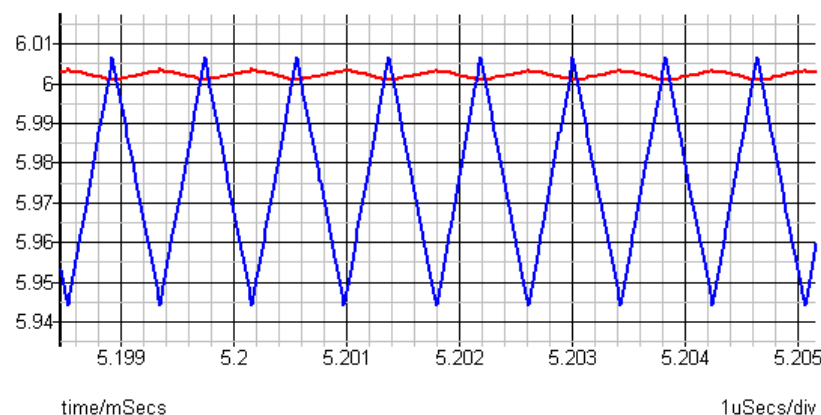


図4.5(b) コンデンサ電圧波形

● 昇圧型電流制御電源

* シミュレーション条件:

$V_i=4V$ 、 $V_o=6V$ 、 $I_o=1.0/0.5 A$

$V_{\text{phys}}=\pm 20\text{mV}$ 、 $L=2\mu\text{H}$ 、 $C=500\mu\text{F}$

電流検出用 $C=20\text{nF}$ 、 $R=1\text{k}\Omega$

(回路素子は、降圧型と同一)

* 昇圧型電源の特殊性

- ・PWM波形は、パルス波形必要
「H」固定では、充電不可
- ・固定パルスをOR印加
⇒ 固定のリプルノイズ発生

* レギュレーション特性:

$\Delta V=\pm 7\text{mV}$

定常リプル=5mVpp

周波数 $F=550\text{kHz}$

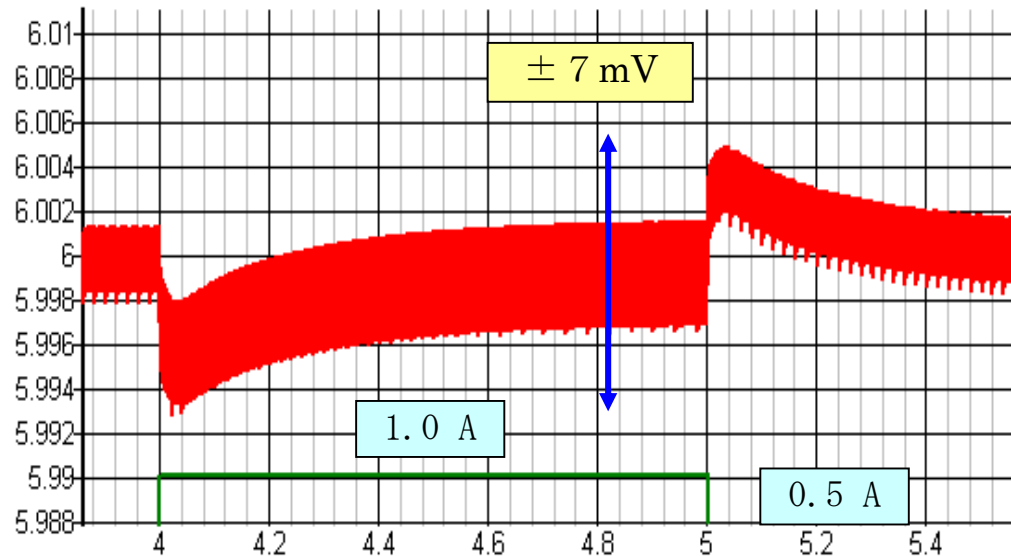


図4.6(a) シミュレーション結果

200uSecs/div

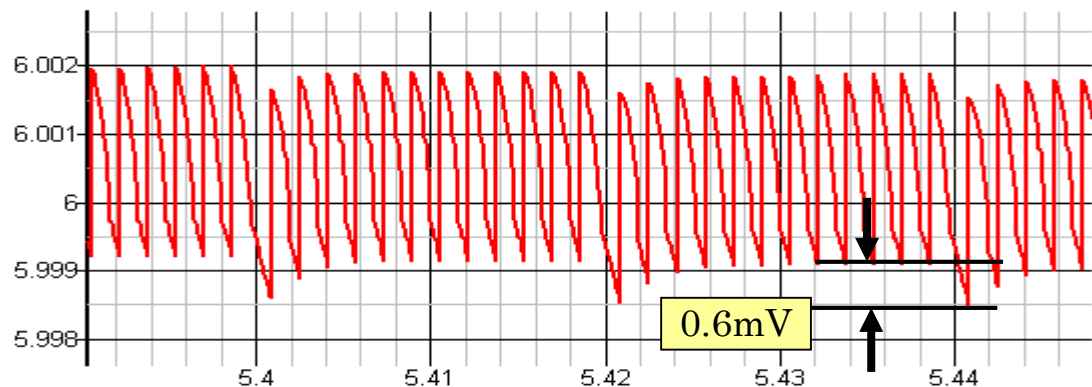


図4.6(b) 拡大リプル波形(固定ノイズ)

10uSecs/div

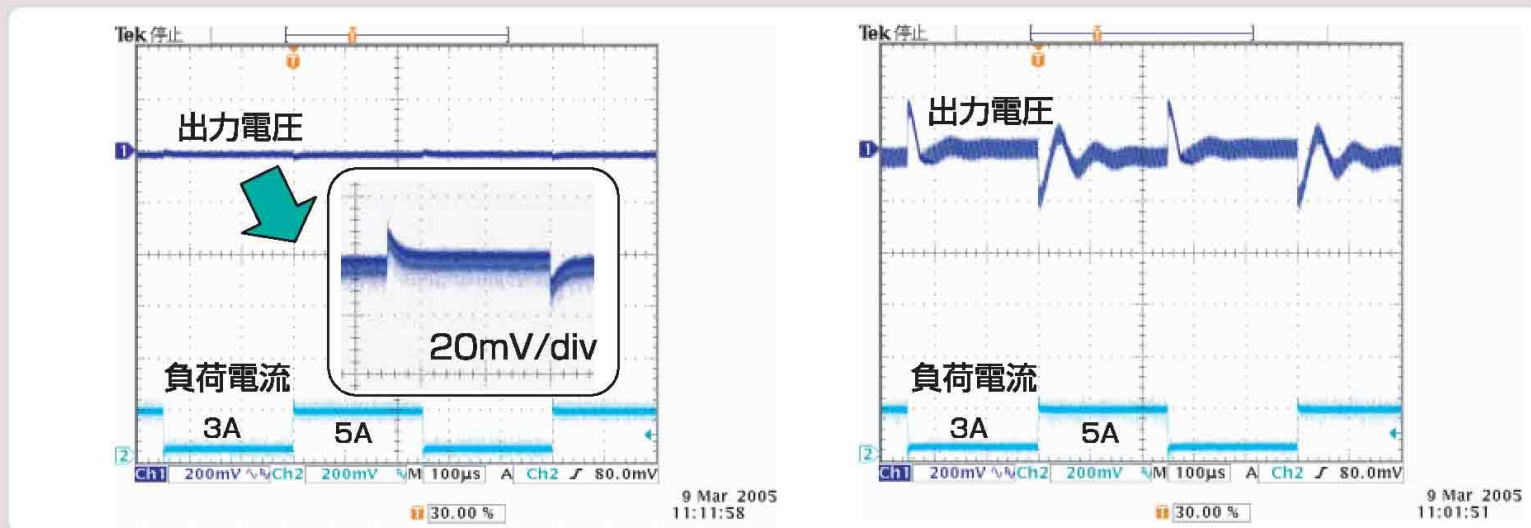
● 特性改善例

* 周波数:3倍、C:1/2 ⇒ 応答 6倍

* ESR の低減

改善後:10mV ← 従来:200mV

CRフィードバックによる高速応答 ($V_{in}=5.0V$,出力電圧=1.5V,負荷電流=3A↔5.5A)



新制御方式IC
CRフードバック制御)
発振周波数:1MHz
平滑容量:500uF (セラコン)

従来型の電圧モード制御
IC (自社製品)
発振周波数:300kHz
平滑容量:1000uF (電解コン)

図4.7 電流制御の特性改善例

ルネサステクノロギ-資料より

4-2 制御特性の測定法

(1) ループ伝達特性

(A) ループ応答特性

* 基本回路部分に、LCを含む

⇒ 2次応答特性

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta D} = \frac{G(1 + s/k)}{1 + 2\eta s/w_o + (s/w_o)^2} \quad (4-11)$$

* 負帰還（フィードバック）ループでは、
不安定になりやすい ⇒ 位相進み補償
(通常、オペアンプで実施)

● 基本 2次伝達関数

$$\left\{ \begin{array}{l} \eta = \frac{\frac{1}{2D'} R \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{D' Z_o}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}}{\sqrt{1 + Z_o/R}} \\ W_o = \frac{D'}{\sqrt{LC}} * \sqrt{1 + Z_o/R} \end{array} \right.$$

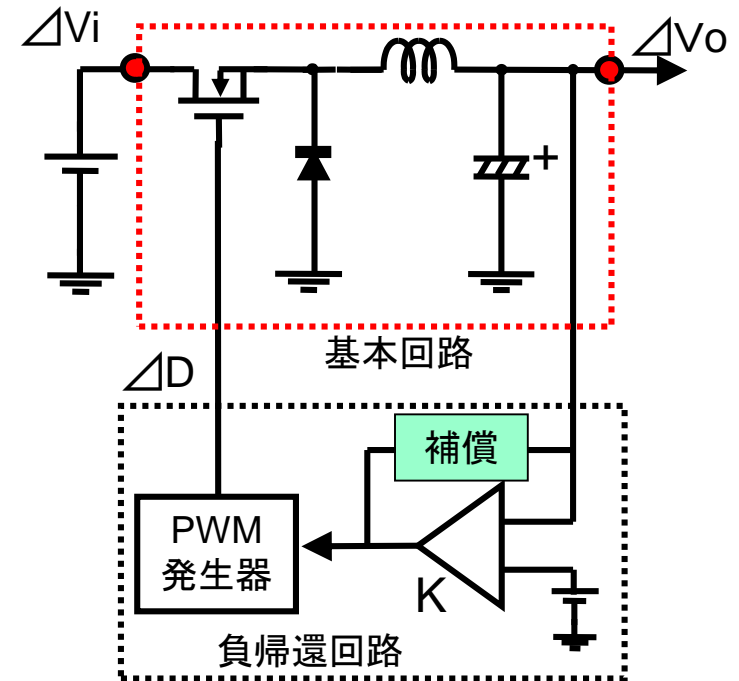


図4.8 ループ伝達特性

(B) 測定方法の概要

- * 制御ループの一部をカットして測定器を挿入
- * 低出力インピーダンス、高入力インピーダンス部分をカット
- * 右図の電圧負帰還部分にサーボアナライザを挿入
- * 信号源の絶縁で、測定異なる
 - ◎絶縁形: 直接入力
 - 非絶縁形: 加算器が必要

【サーボアナライザの概要】

- * 基本的には、伝達関数FFTアナライザであり差動入力2信号のゲイン・位相差を測定
- * 絶縁された信号源を有し、帰還部分に挿入
- * 信号源の入出力信号比較で、開ループ特性を直接測定

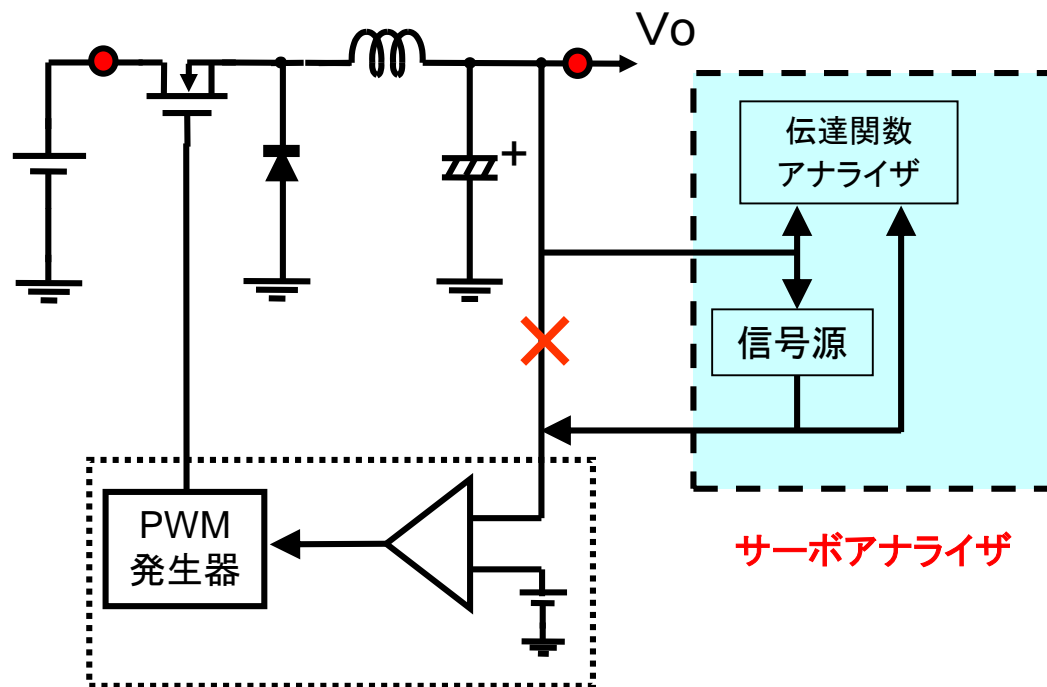


図4.9 ループ伝達特性の測定方法

(2) 出カインピーダンス: $Z_o(s)$. . . ループ特性も影響

●サーボアナライザによる測定方法

$$Z_o(s) = \frac{F(K, R, V_o) * (1 + s/w_k)}{1 + 2\eta s/w_o + (s/w_o)^2}$$

【測定方法の概要】

- * 出力変化成分における
出力電流と出力電圧の比

$$Z_o = \Delta V_o / \Delta i_o$$

$$= \Delta V_o / (\Delta V_s / r)$$

- * 一般に周波数特性を持つ
(2次系でピーク特性を持つ)
- * アンプゲインK、負荷抵抗R
の影響を受ける

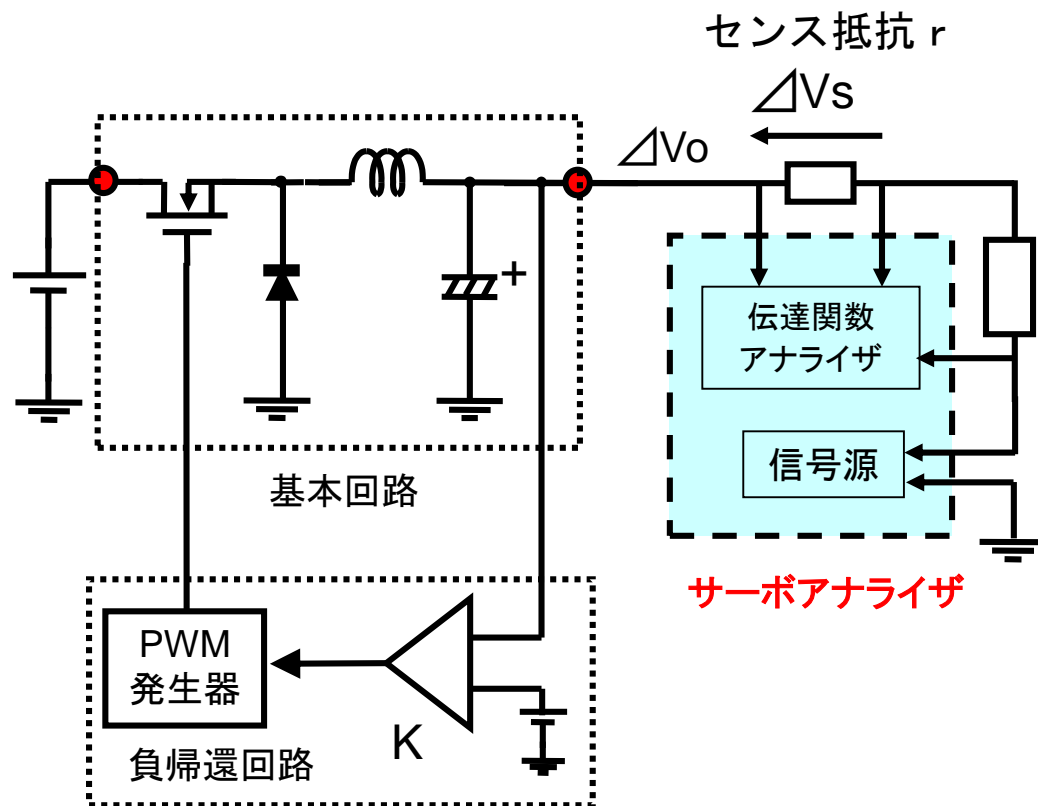


図4.10 出カインピーダンスの測定方法

4-3 性能改善手法

(1) 安定性

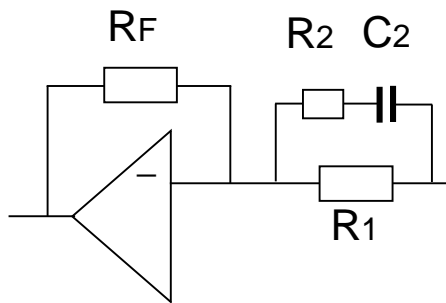
(A) 位相進み補償

* ゲインKを高くし、Fc を上げたい
 ⇒ 制御余裕が少なくなり不安定化

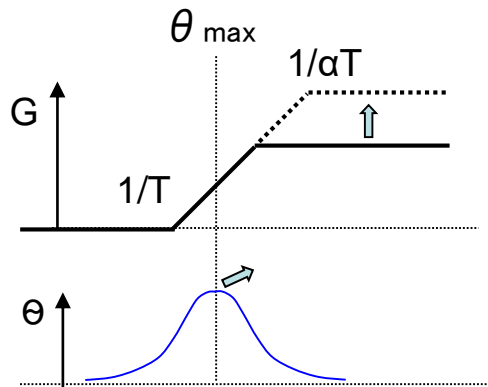
* HPFによる余裕改善

$$G = \frac{R_F}{R_1} \frac{1 + T \cdot s}{1 + \alpha T \cdot s} \quad \theta_{\max} = \text{SIN}^{-1} \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \quad (4-12)$$

$$T = 2 \pi C(R_1 + R_2) \quad \alpha = R_2 / (R_1 + R_2)$$



(a) 位相進み補償回路



(b) 位相進み特性

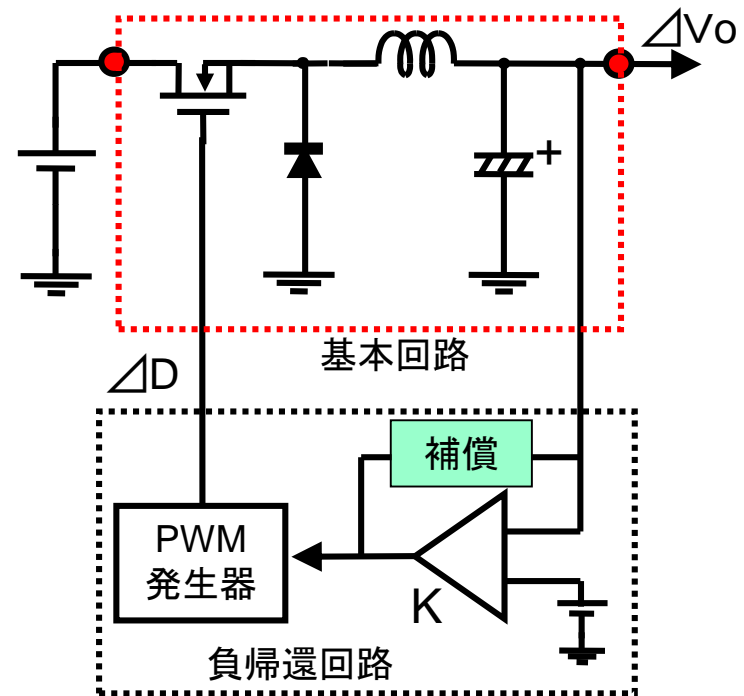
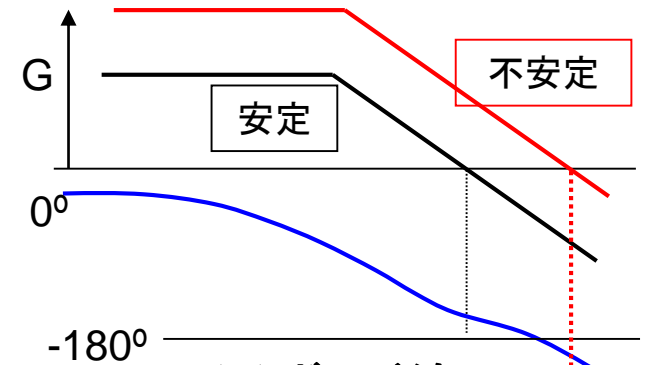


図4.11 位相補償の挿入位置



(c) ボード線図

図4.12 位相進み補償特性

(B) 位相遅れ補償

* LPFによる 直流ゲインのアップ

$$\text{オフセット: } \Delta V \propto \Delta D / (1 + G_0) \doteq \Delta D / G_0$$

* 位相遅れ補償1 (図4.13)

$$G = \frac{R_F}{R_1} \frac{1 + T \cdot s}{1 + \beta T \cdot s} \quad \theta_{\max} = \text{SIN}^{-1} \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \quad (4-13)$$

$$T = 2\pi C_2 \cdot R_2 \quad \beta = (R_1 + R_2) / R_2$$

* 位相遅れ補償2 (図4.14)

$$G = \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + T \cdot s}{T \cdot s} \quad T = 2\pi C_2 \cdot R_2 \quad (4-14)$$

* $F = 1/T$ は、遮断周波数 F_c の $(1/10 \sim 1/5)$ 程度
位相遅れが、安定性に影響を及ぼさない程度

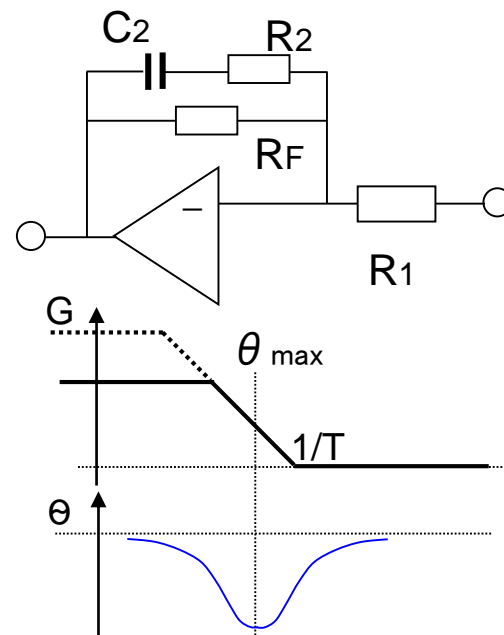


図4.13 位相遅れ補償1

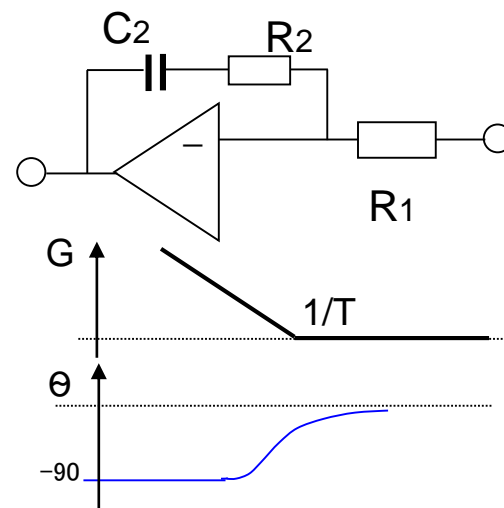


図4.14 位相遅れ補償2

(2) 出力ノイズ(PWM)

(A) PWMスイッチングによるノイズ

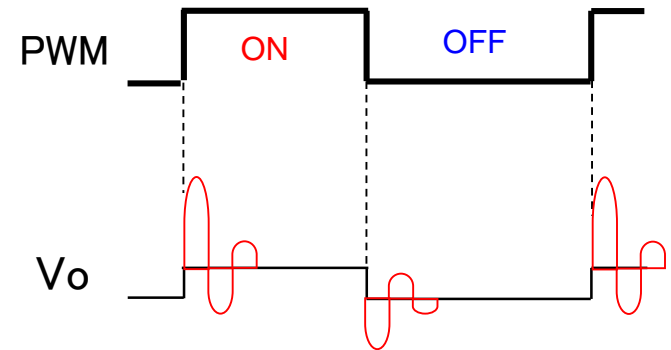
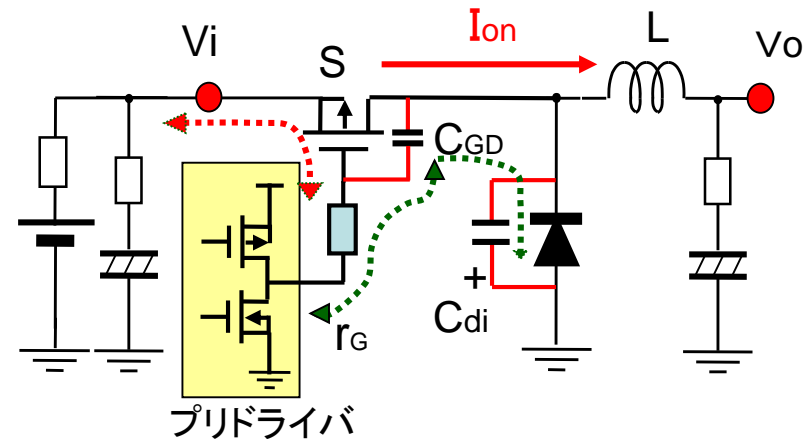
- スイッチのON/OFFにより
高周波振動(ノイズ)が発生

#原因1: 還流ダイオードの蓄積容量
スイッチ容量 C_{GD} を介して充放電

- *対策: ゲート抵抗 r_G を大きく(100 Ω 程度)
ただし SW速度が遅くなるので注意
- *リップルは1/3~1/2程度に減少
- *振動は、コイルLと浮遊Cの共振

#原因2: 入力電源インピーダンス

- *電源側ESRが原因
スイッチ容量 C_{GS} を介して充放電
- *対策: 電源側に低ESRコンデンサ採用



電圧リップルと振動ノイズ

図4.15 出力ノイズの発生要因