

## 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

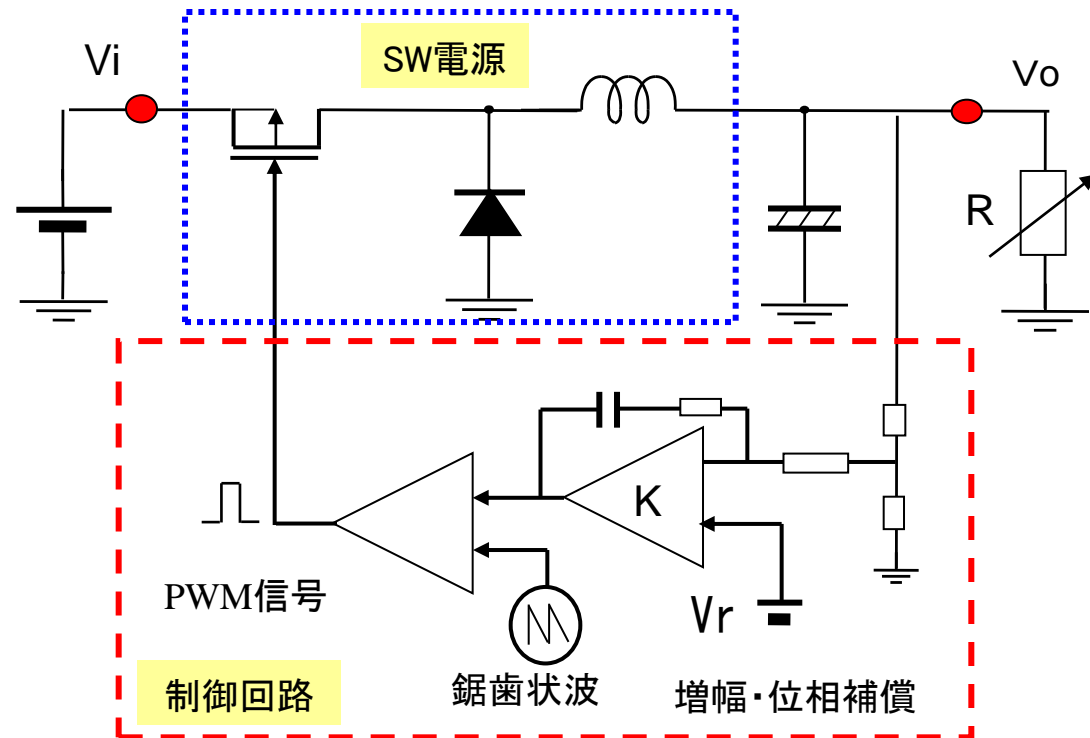


図4.1 スイッチング電源の構成

## (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

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

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

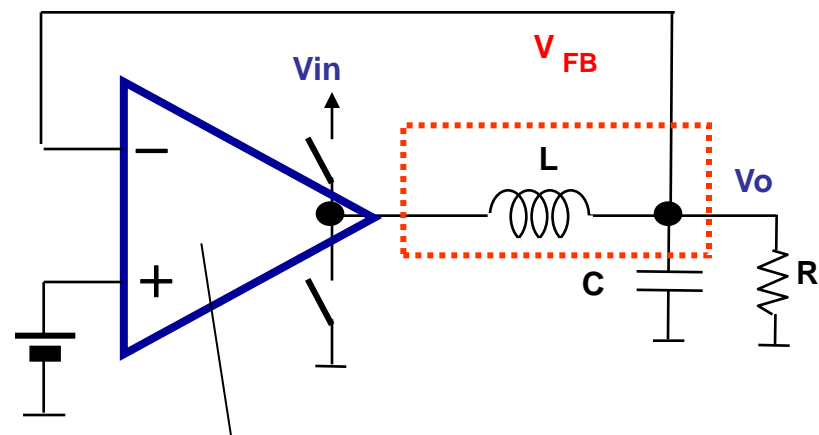
$$\text{ただし } w_n = \sqrt{K/LC} \quad (4-4)$$

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

\* 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

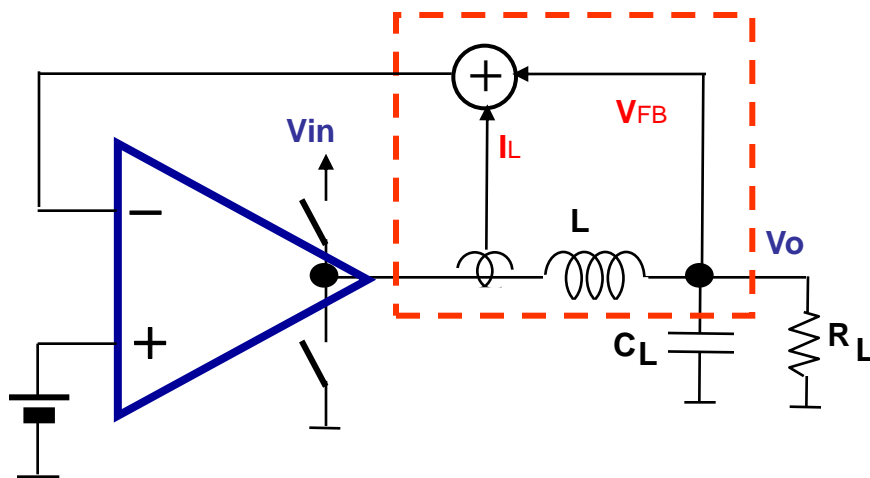
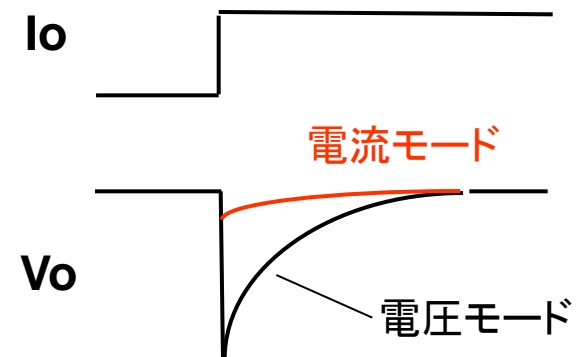


図4.3(a) 電流制御の等価回路



(b) 負荷応答特性の概念

### (3) 電流モード制御2 (電圧変動フィードバック)

\* 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)

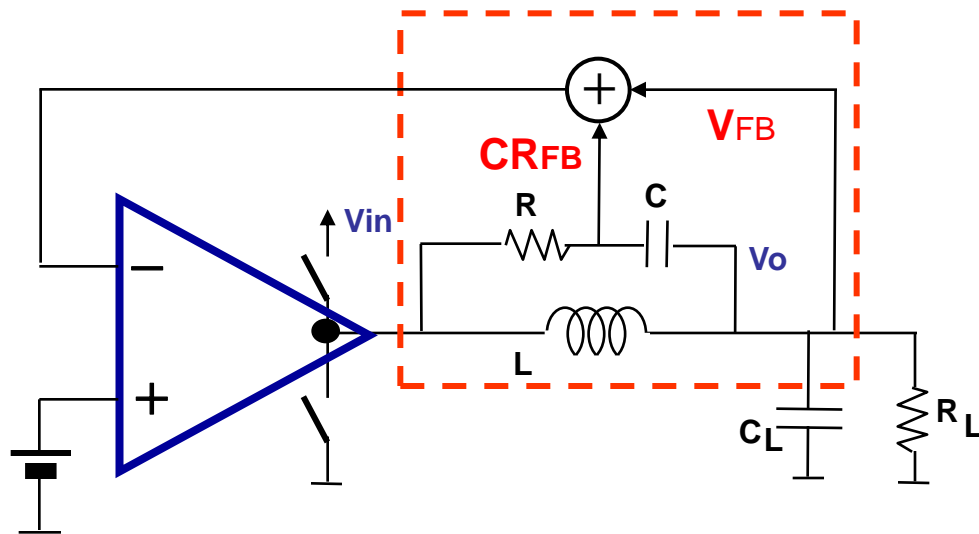


図4.4(a) 電流制御の負帰還回路

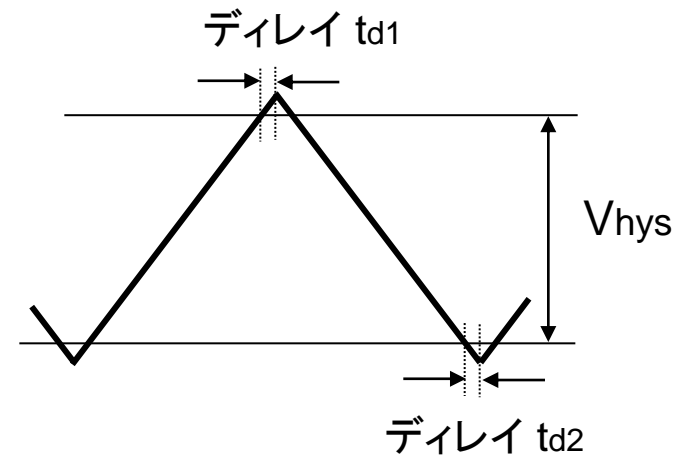


図4.4(b) ヒステリシス電圧波形

## (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  $F=1.25\text{MHz}$

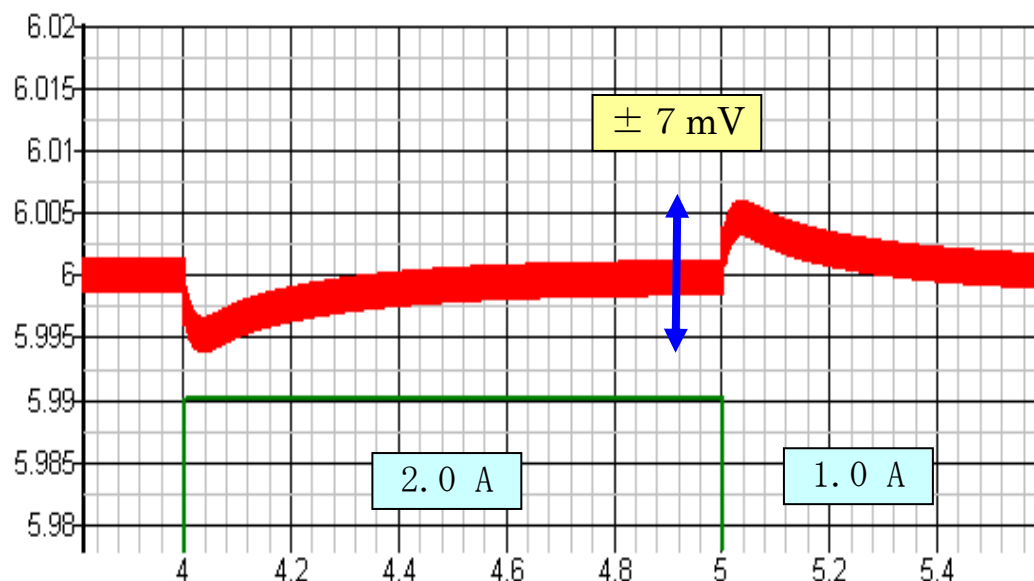


図4.5(a) シミュレーション結果

200uSec/div

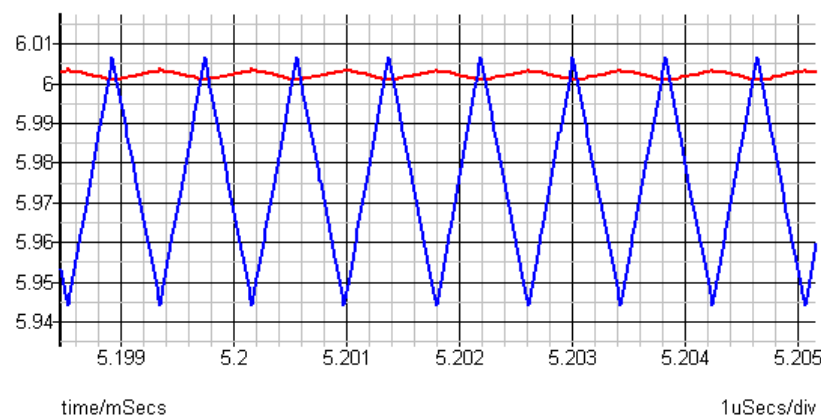


図4.5(b) コンデンサ電圧波形

# ● 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  $F=550\text{kHz}$

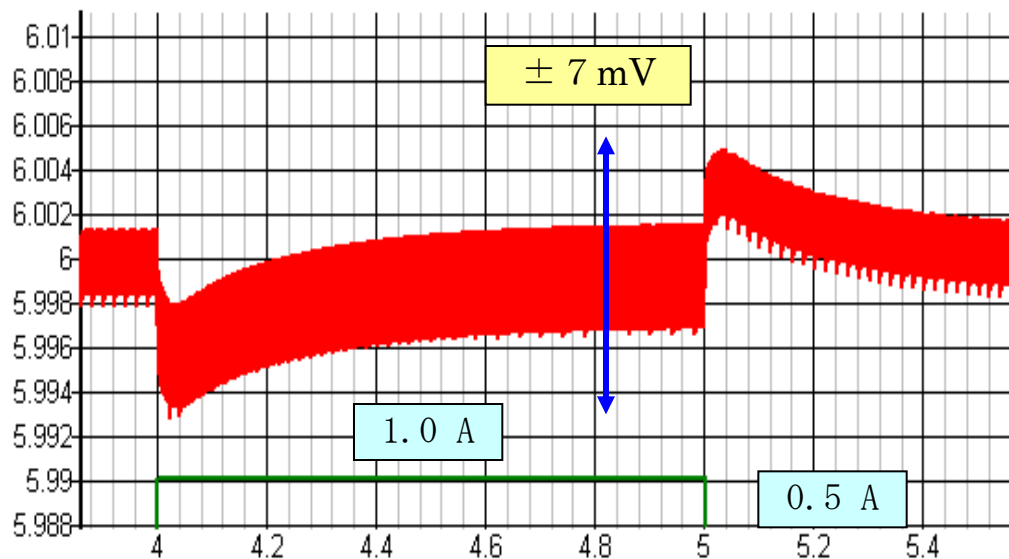


図4.6(a) シミュレーション結果

200uSecs/div

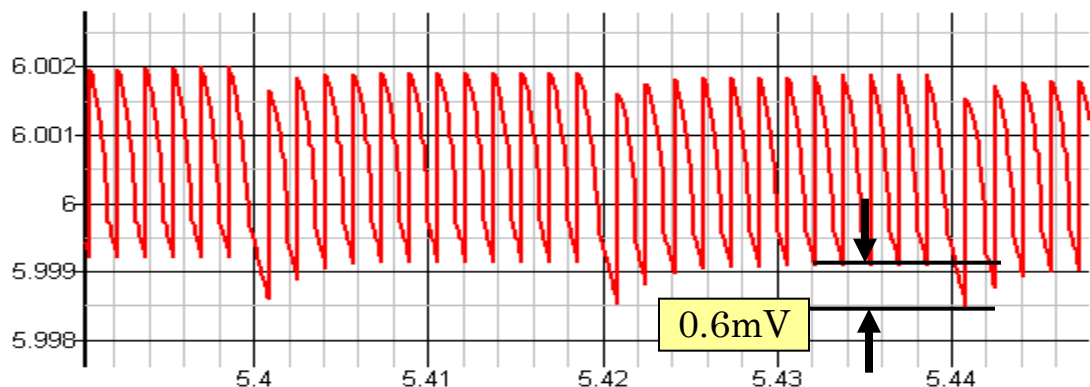


図4.6(b) 拡大リプル波形(固定ノイズ)

10uSecs/div

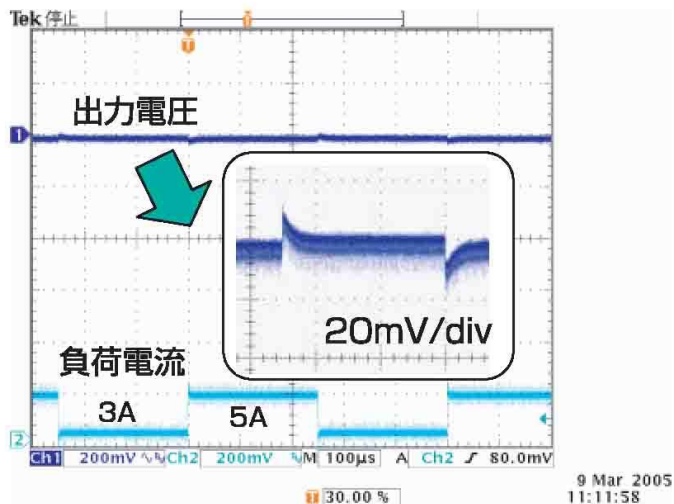
# ● 特性改善例

\* 周波数:3倍、C:1/2 ⇒ 応答 6倍

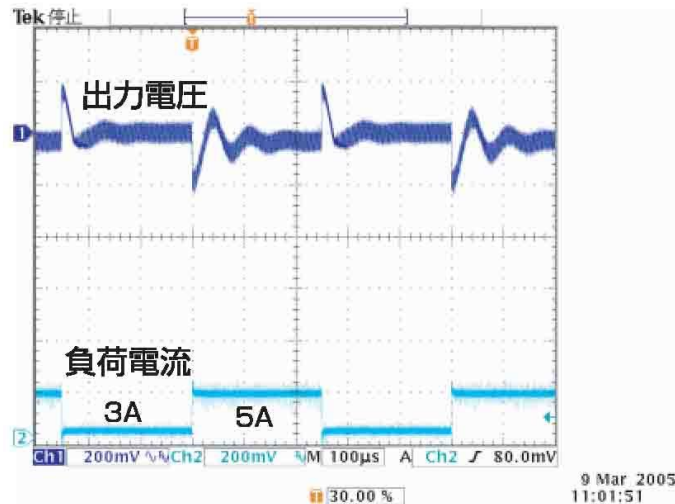
\* ESR の低減

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

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

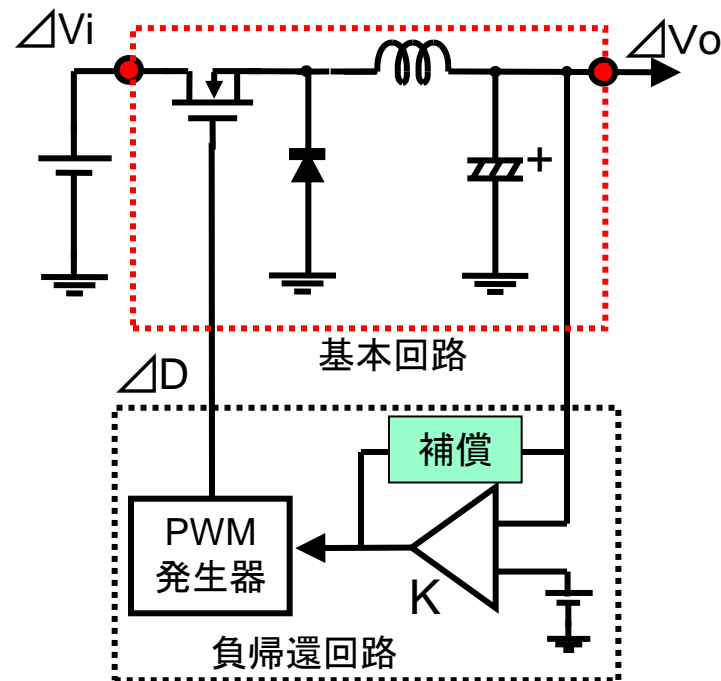


図4.8 ループ伝達特性

## (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

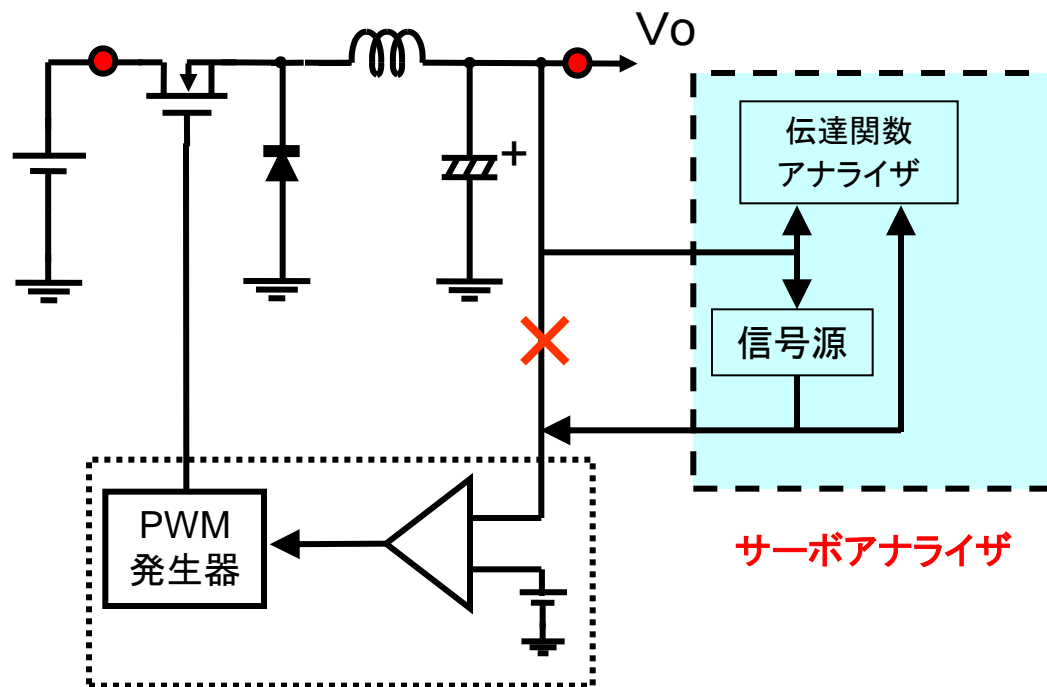


図4.9 ループ伝達特性の測定方法

## (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

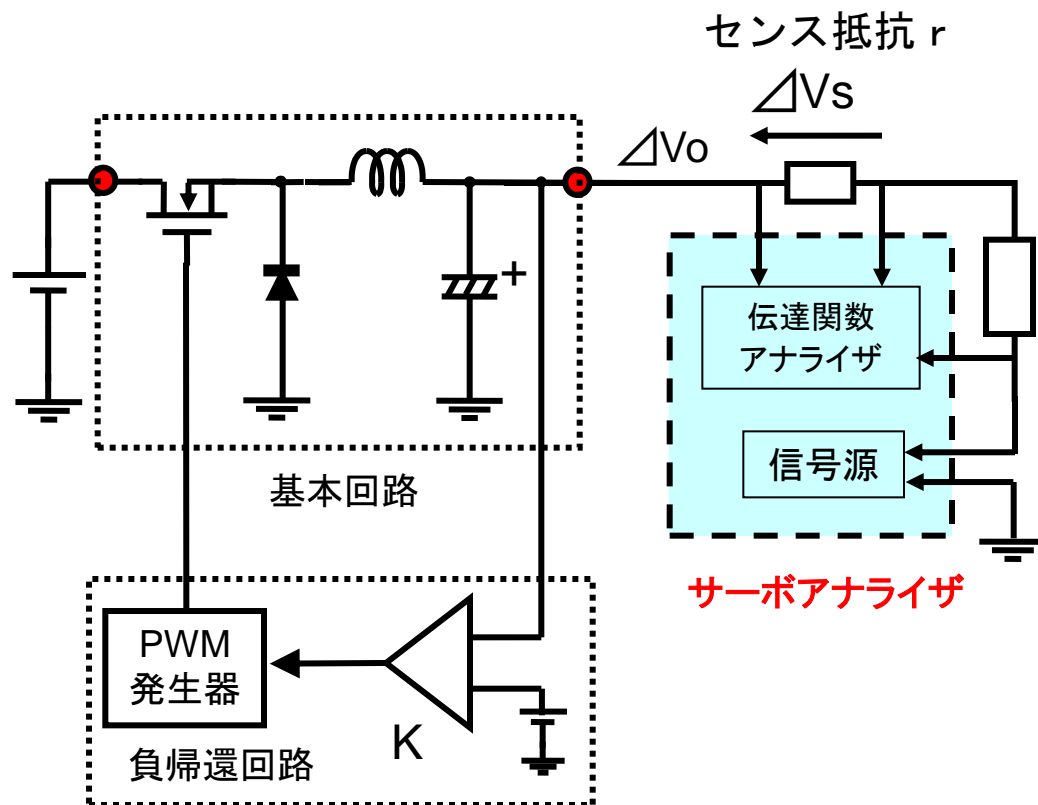


図4.10 出カインピーダンスの測定方法

# 4-3 性能改善手法

## (1) 安定性

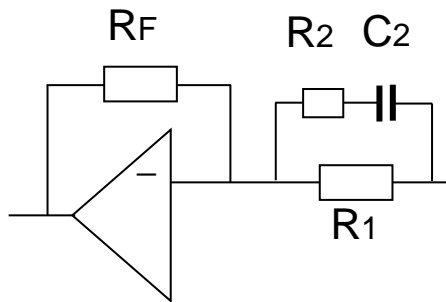
### (A) 位相進み補償

\* 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

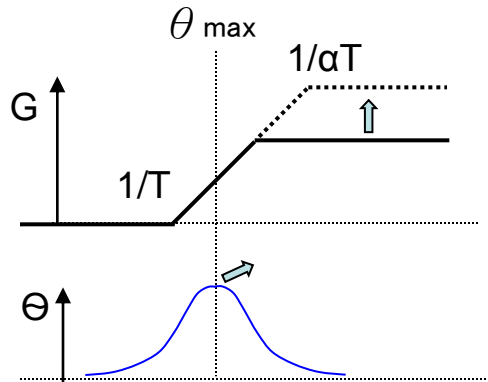
\* HPFによる余裕改善

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

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



(a) 位相進み補償回路



(b) 位相進み特性

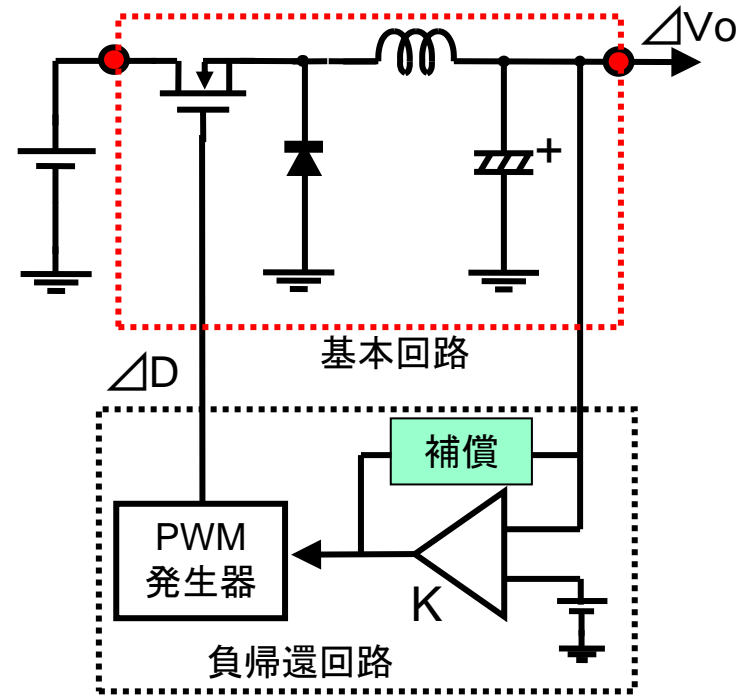
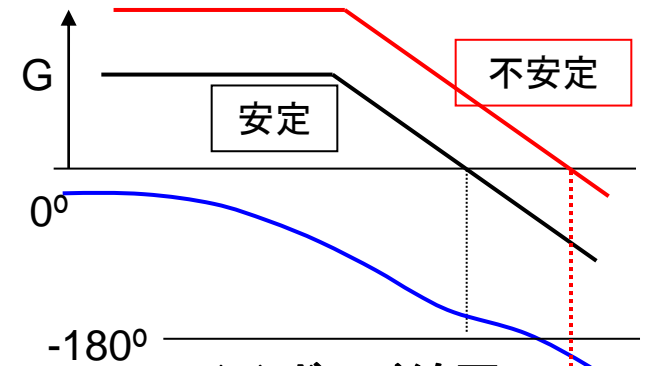


図4.11 位相補償の挿入位置



(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)

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

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

\* 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

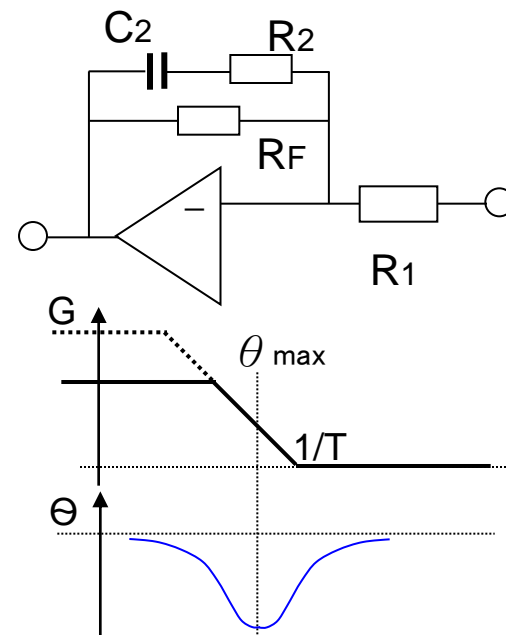


図4.13 位相遅れ補償1

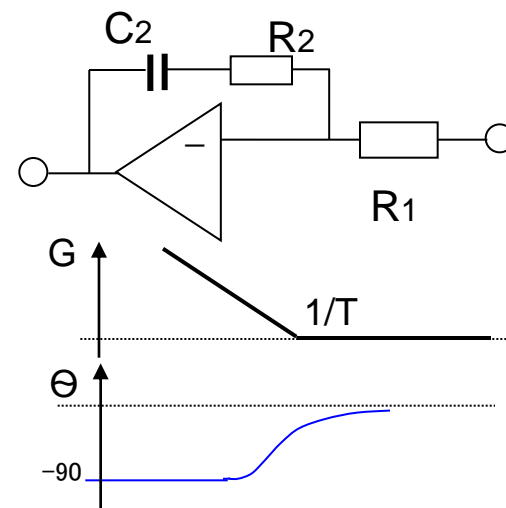


図4.14 位相遅れ補償2

## (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 $\Omega$ 程度)  
ただし SW速度が遅くなるので注意

\* リプルは1/3~1/2程度に減少

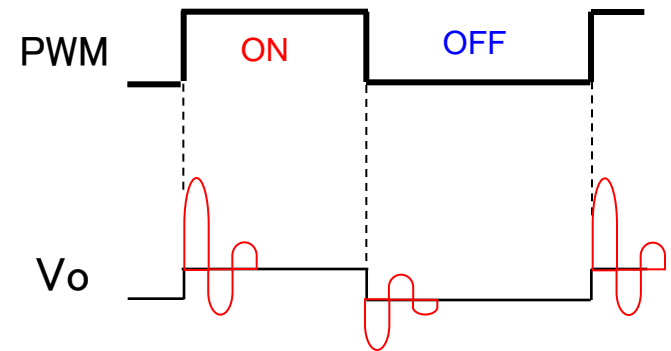
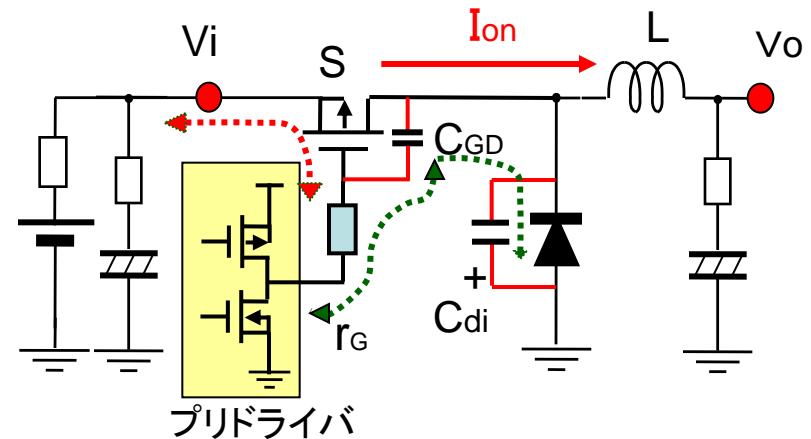
\* 振動は、コイルLと浮遊Cの共振

#### #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



電圧リプルと振動ノイズ

図4.15 出力ノイズの発生要因

## (B) 等価直列抵抗ESRの影響

### \* コンデンサの充放電流によるリップル

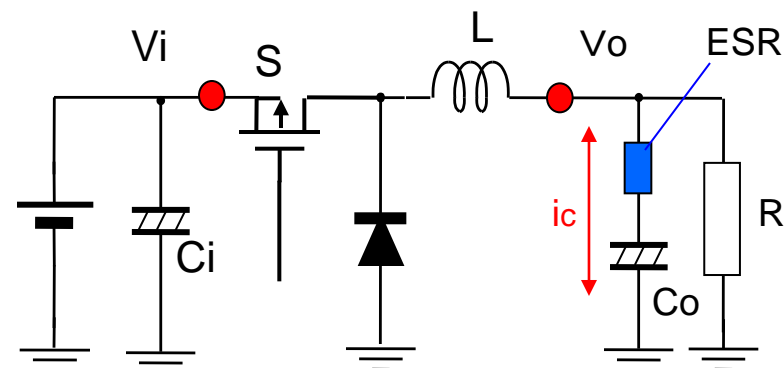
- ・ESR=0の場合、 $\Delta V_c$ は積分波形(2次)
- ・ESRによるリップル

$$\Delta V_{ESR} = ESR * \Delta i_c \quad \dots \text{三角波形}$$

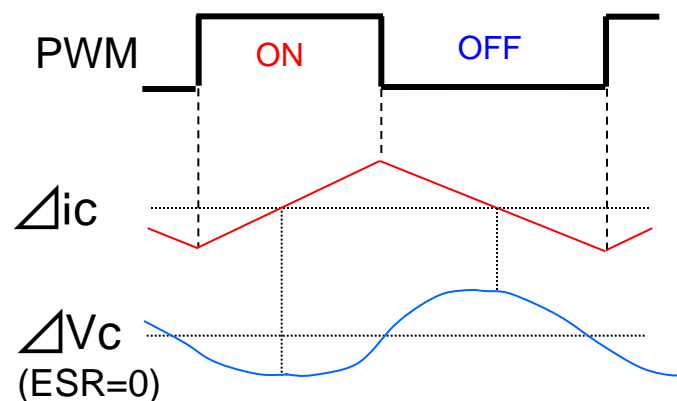
### \* 出力リップルに三角波成分が多い場合は

- ・ $C_o$  を替えてみる (ESRを小さくする)
- ・ $C_o$  のGNDラインも要注意  $\dots$  ESRと等価
- ・ $C_o$ は交換しなくても、積層セラミックCを並列に付けても効果は判断できる

ESR: Equivalent Series Resistance



(a) 降圧形コンバータ



(b) 電流電圧リップル

図4.16 出力リップル

## (C)コンデンサのESR

- 出力コンデンサ $C_o$ : ESR目安
  - a) アルミ電解コンデンサ : 数 $100\text{m}\Omega$
  - b) 低ESR電解コンデンサ: 数  $10\text{m}\Omega$
  - c) 積層セラミック・コンデンサ: 数  $\text{m}\Omega$

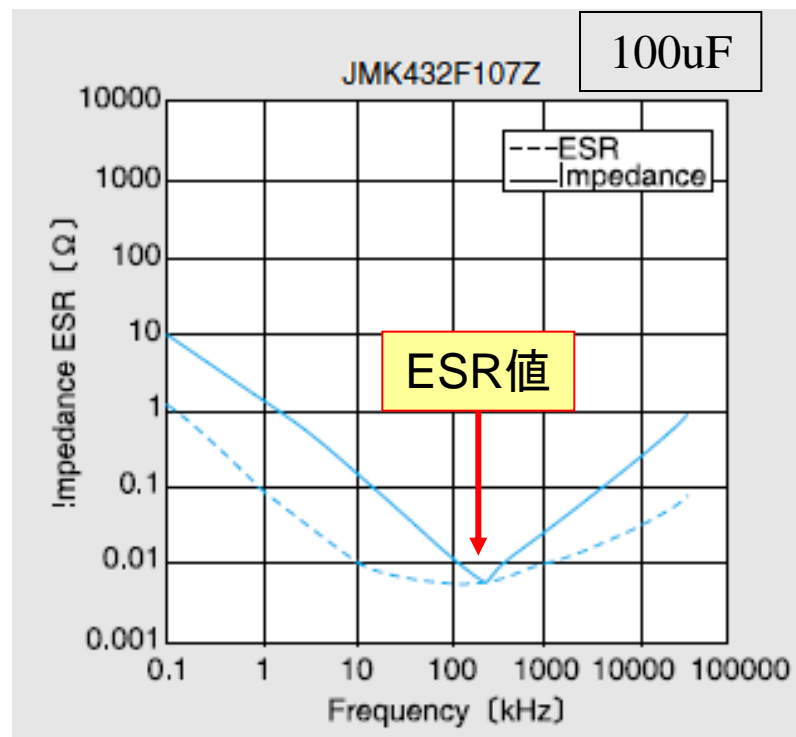
\* アルミ電解コンデンサ:高周波NG  
...高周波ノイズを除去できない

\* 対策:出力コンデンサを

低ESR、積層セラミックに変更

注意:積層セラミックコンデンサは効果大

しかし、発振し易く、高価、容量小



太陽誘電資料より

図4.17 コンデンサのインピーダンス特性



## (D) L、Co、F<sub>pwm</sub> などの影響

\* 出力リップル(PWMによる変化分)  
通常、高周波リップルに比較して小さい

\* 出力リップルの理論式

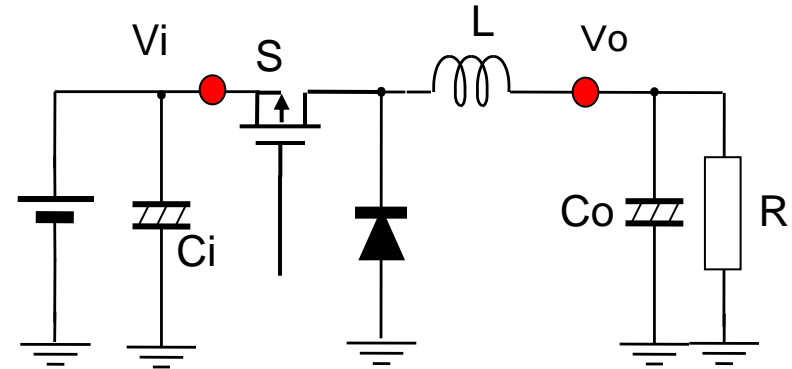
$$\begin{aligned} \Delta V_{opp} &= (1/C) \int \Delta i_L dt \quad \dots \text{ON期間} \\ &= (1/C) \int (V_i - V_o) \cdot t/L dt \\ &= \frac{(V_i - V_o) D^2 T_o^2}{2LC} \end{aligned} \quad (4-15)$$

\* LCを大きくするとリップルは減少  
ただし、応答特性が劣化する

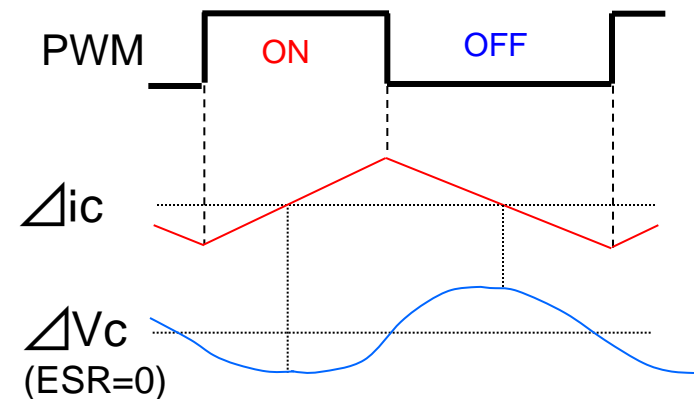
\* PWM周波数を高くする

⇒ 降圧形では 周波数の2乗で減少  
(電流リップルは 半減)

⇒ 昇圧型では 周波数に比例して減少  
(電流リップルは 不変)



(a) 降圧形コンバータ



(b) 電流電圧リップル

再掲 図4.16 出力リップル

