

低電圧大電流用コンバータの 制御方式と過渡特性

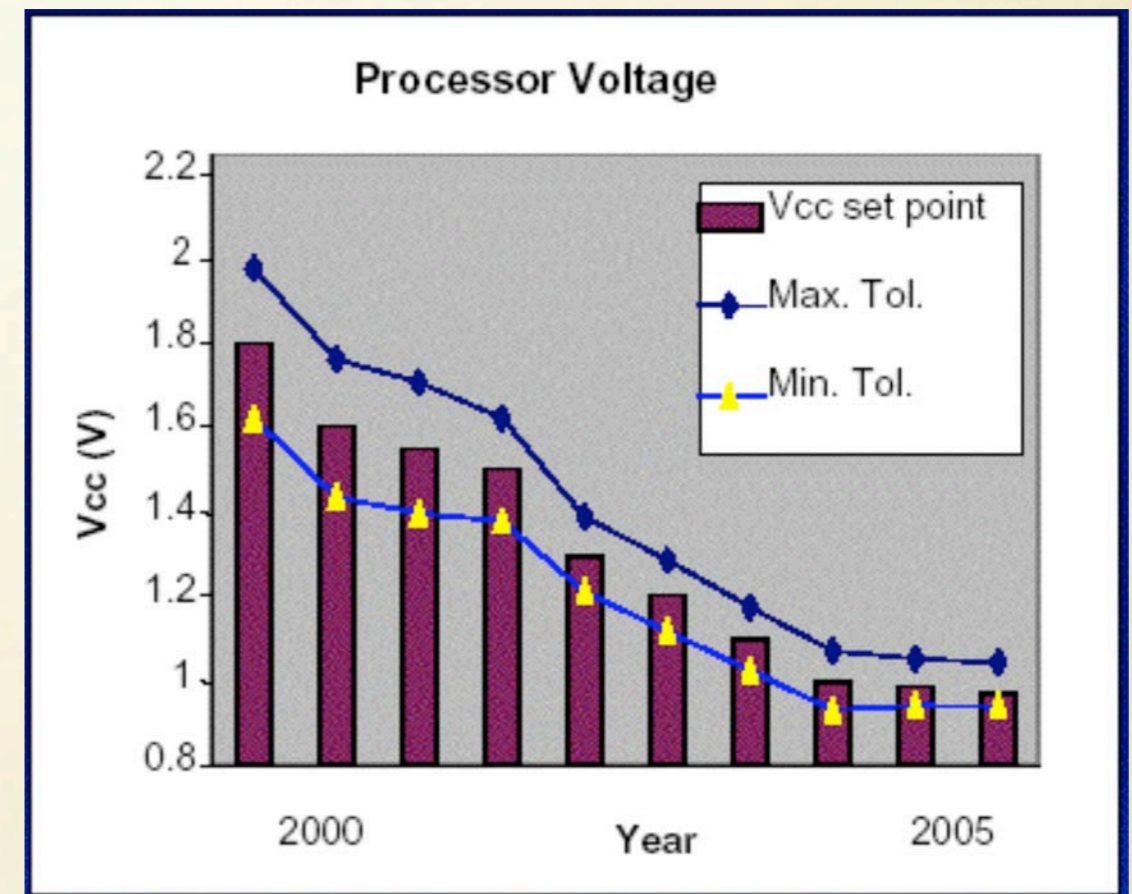
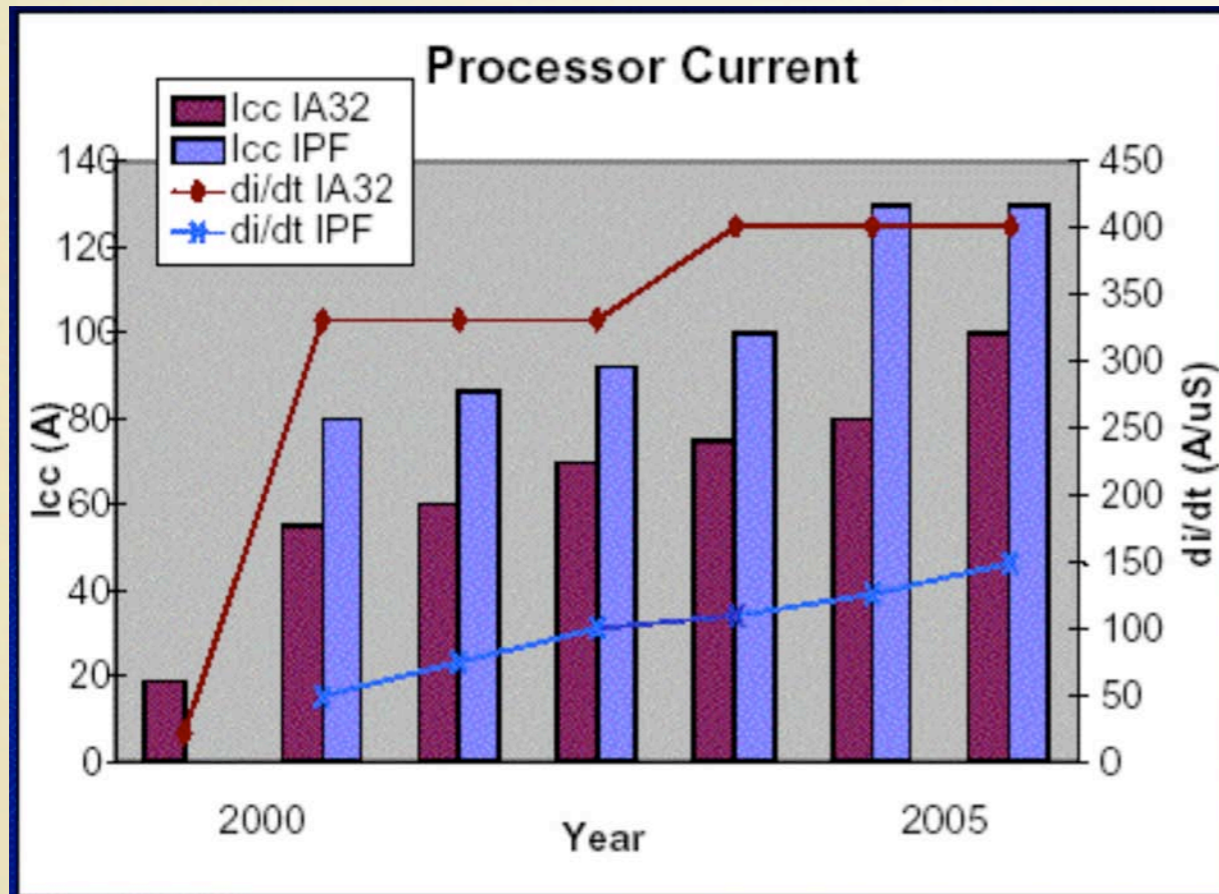
大分大学 工学部

鍋島 隆

Outline

1. 降圧形コンバータの大振幅過渡特性
2. 電圧帰還PWM制御の問題
3. ヒステリシスPWM制御方式
4. 平滑用キャパシタの等価回路モデル

MPU用電源仕様の変遷



- 大電流化 (>100A)
- 急峻な負荷電流変動 (>100A/μs)

- 低電圧化 (<1.5V)
- 許容電圧変動幅減少

低電圧大電流用コンバータの問題

(1) 電力変換効率の低下

- ・ 損失抵抗分による効率低下
(半導体素子, 配線, 受動素子等)

(2) スイッチング周波数の高周波化が困難

- ・ 半導体素子のスイッチング速度
- ・ キャパシタの高周波インピーダンス

(3) 高 di/dt 大電流負荷変動時の過渡応答

- ・ コンバータ回路の限界
- ・ PWM制御における問題

高 di/dt 負荷電流変動への対応

◆ 小振幅電流変化の場合

- ・ 制御帯域幅を拡大する
- ・ 比較的小容量の低 **ESL** キャパシタで対応

◆ 大振幅電流変化の場合

- ・ 制御帯域幅の拡大では対応困難(限界がある)
- ・ **L**の値を小さく, and/or
大容量低 **ESL, ESR** キャパシタで対応



LC フィルタ回路で限界性能が決まる

1. 降圧形コンバータの大振幅過渡特性

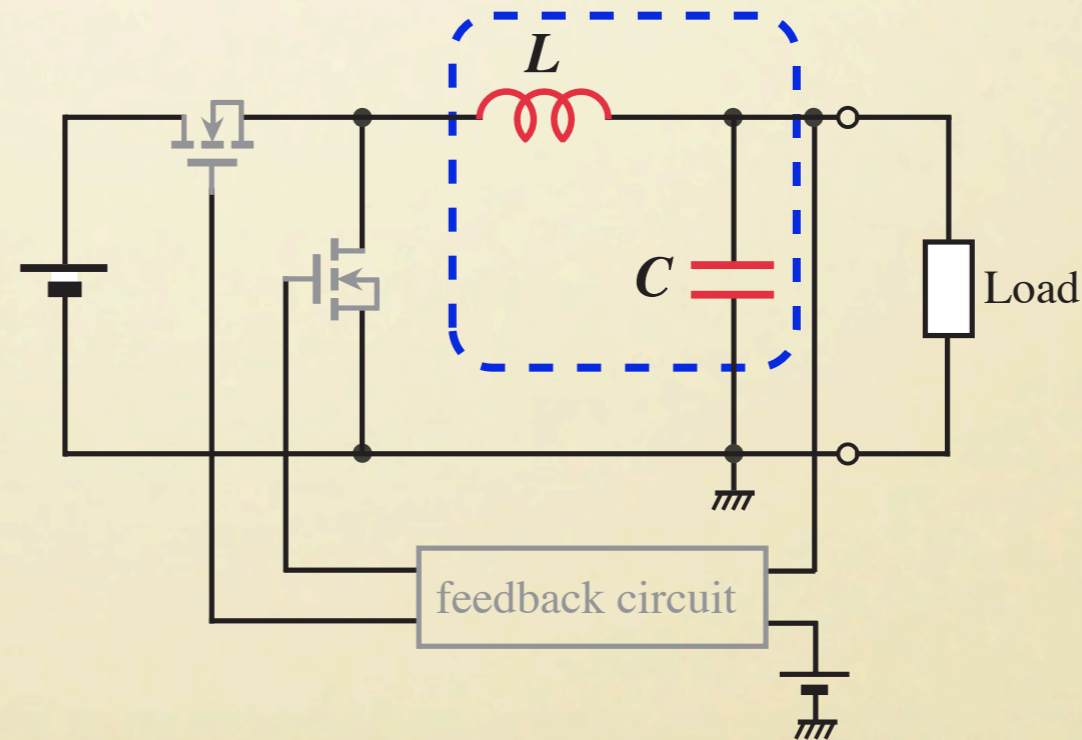
◆ 小信号過渡特性, 安定性

主回路のパラメータ(L , C , ESR), および
制御方式等で大きく異なる

◆ 大振幅過渡応答の性能限界

スイッチング周波数, 制御方式に関係なく

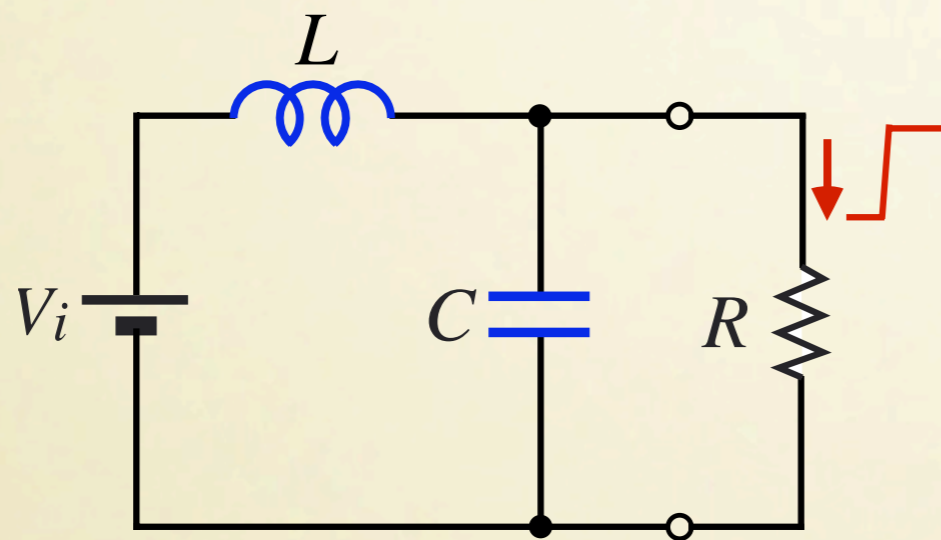
フィルタ回路の
 L と C
で限界が決まる



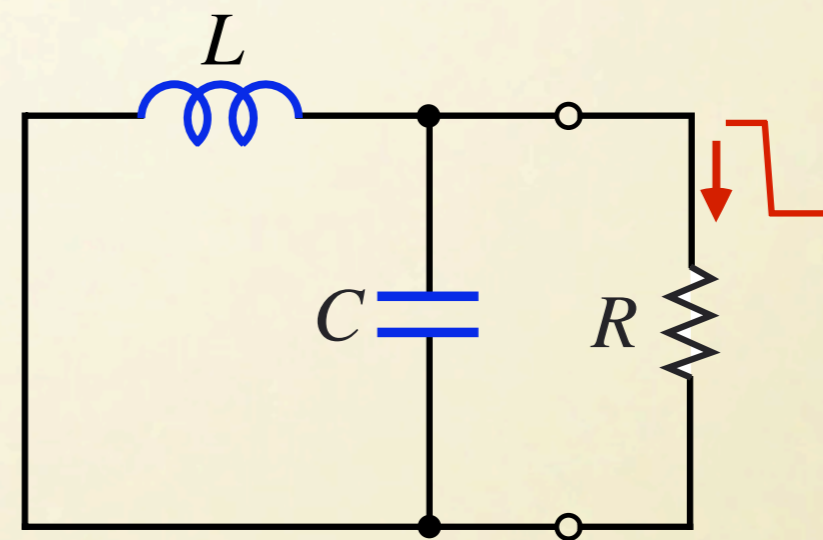
L, Cフィルタ回路の過渡電圧

◆ 時比率 D が0または1で飽和した場合

単純な LCR 共振回路の動作となる



軽負荷 → 重負荷

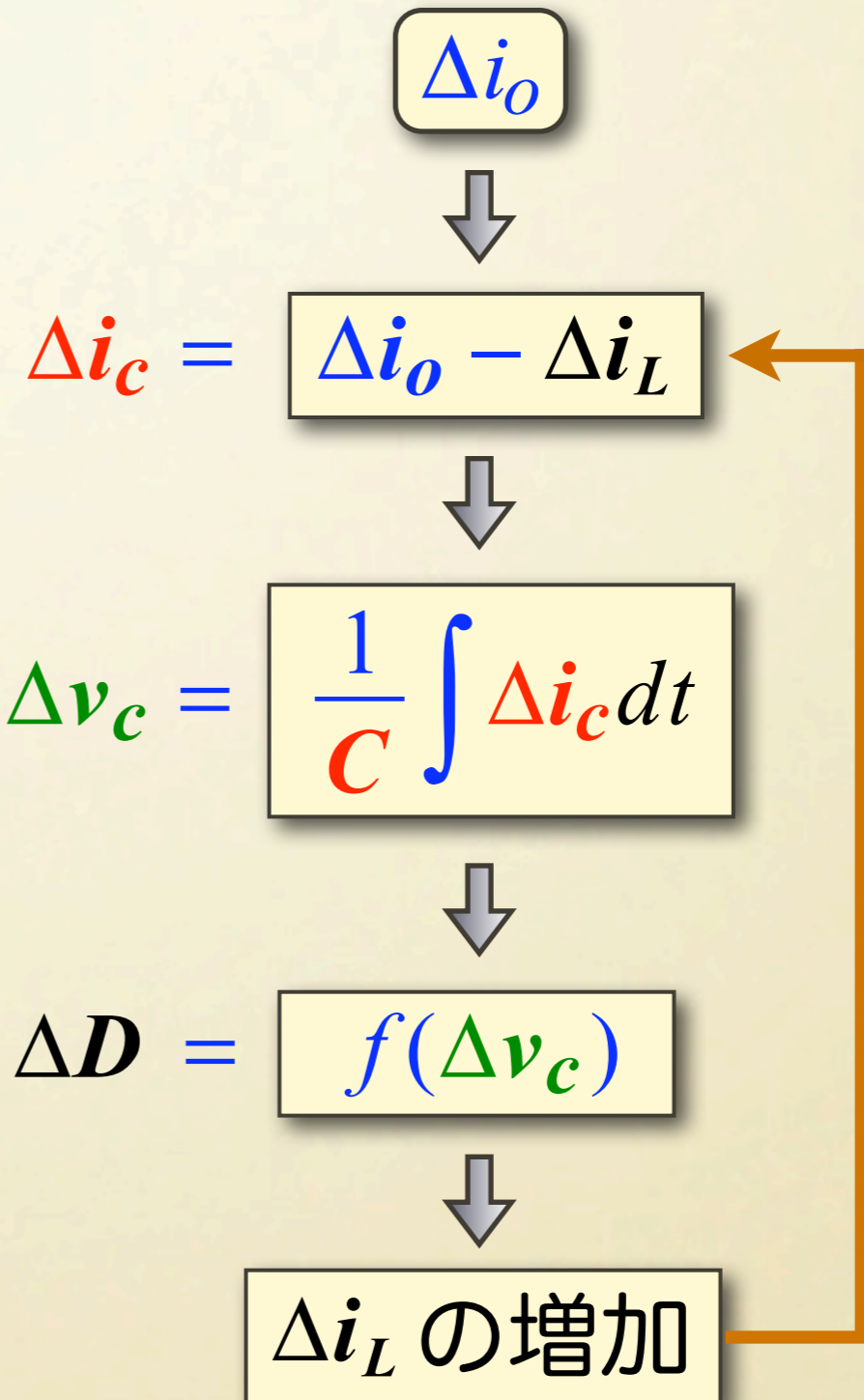
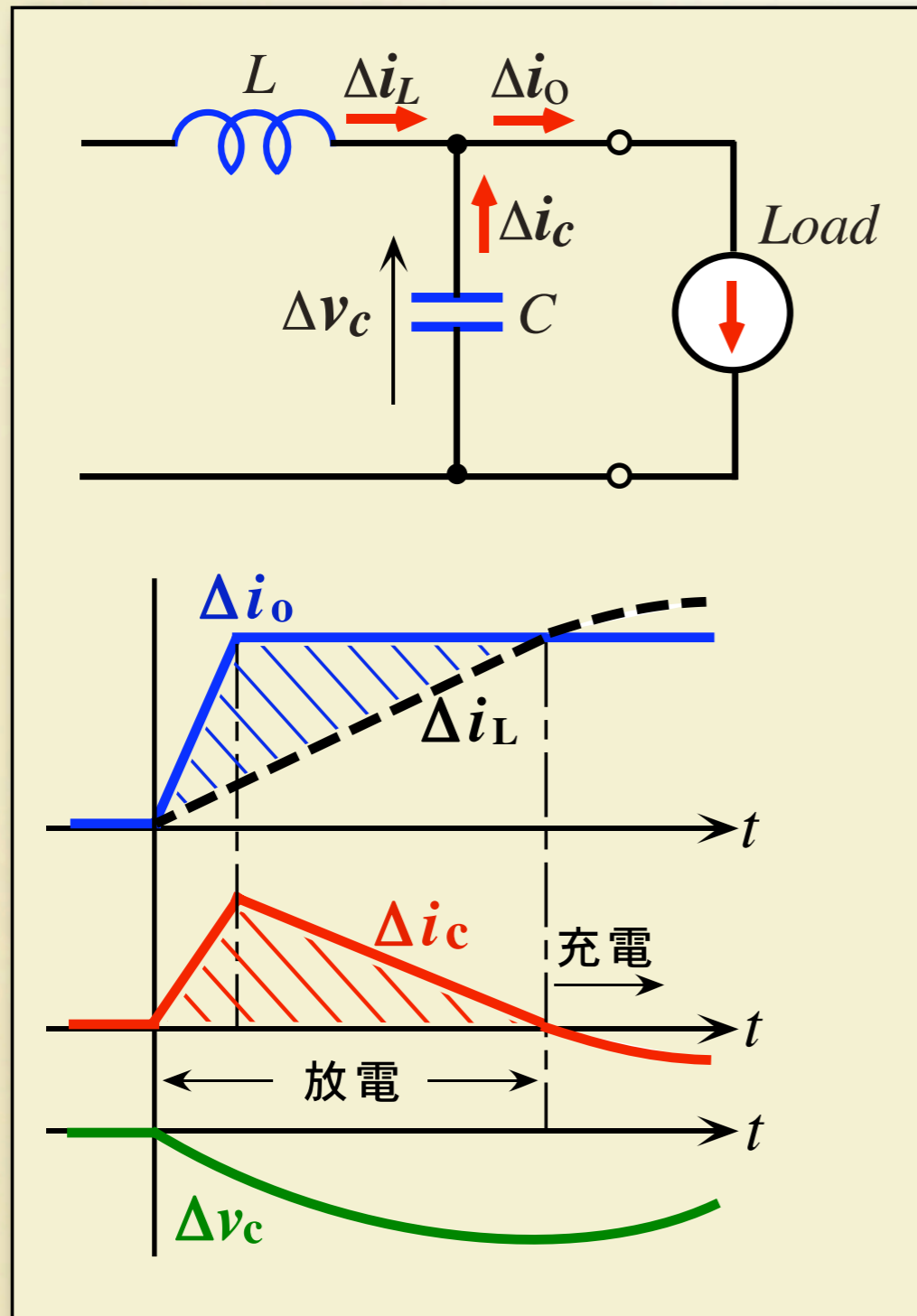


重負荷 → 軽負荷

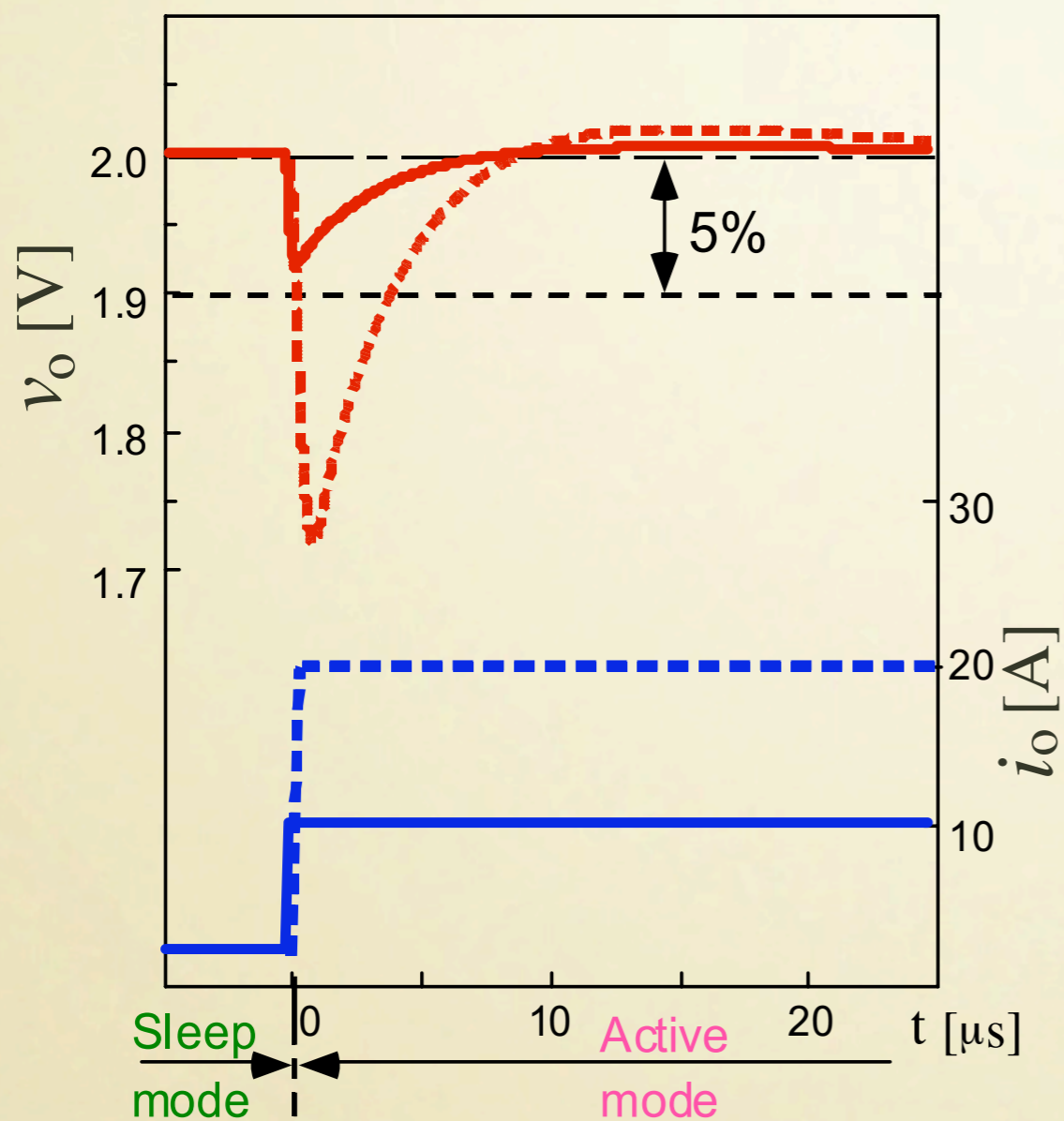
過渡電圧のピーク値 Δv_{op} を小さく抑えるには

- ・ $L \rightarrow$ 小さく (リップル電流の増大)
- ・ $C \rightarrow$ 大きく (サイズ, 重量の増大)

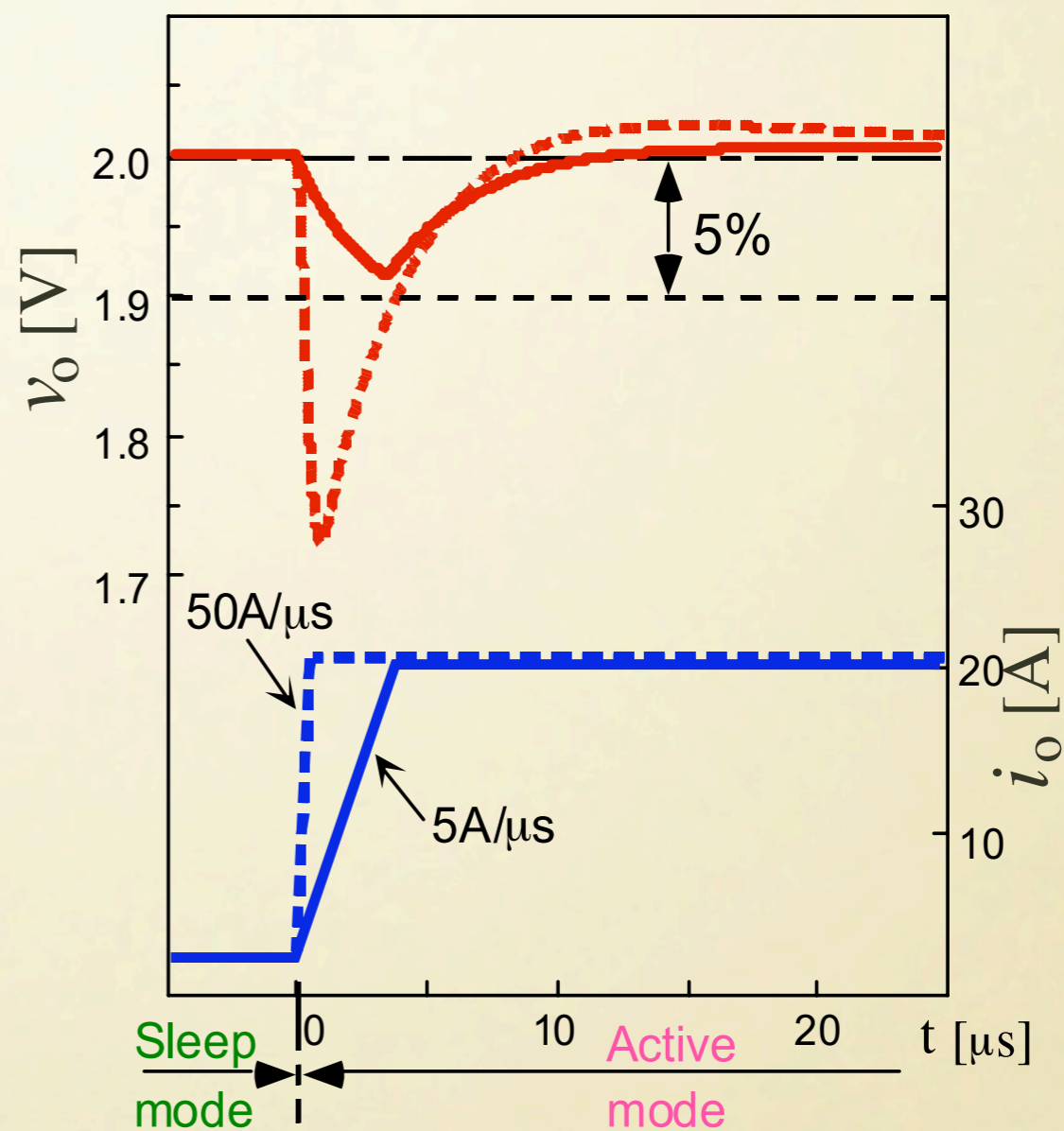
過渡電圧発生メカニズム



過渡電圧の例



(a) for Δi_o



(b) for $\Delta di_o/dt$

◆ ピーク値 Δv_{op} の近似計算 ($I_o : I_0 \leftrightarrow I_m$)

$\Delta v_{op} \ll V_o$, $di/dt \rightarrow \infty$ と仮定し, 損失抵抗を無視すると

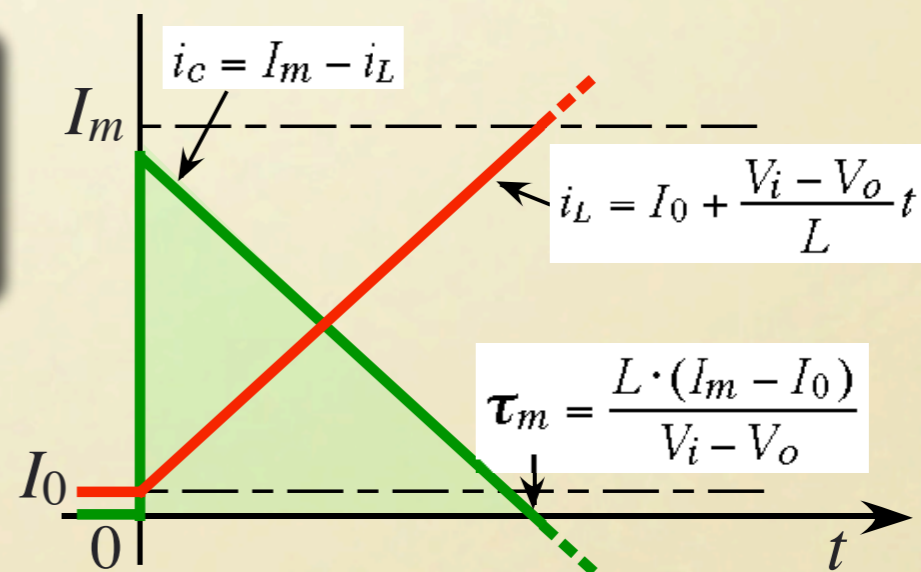
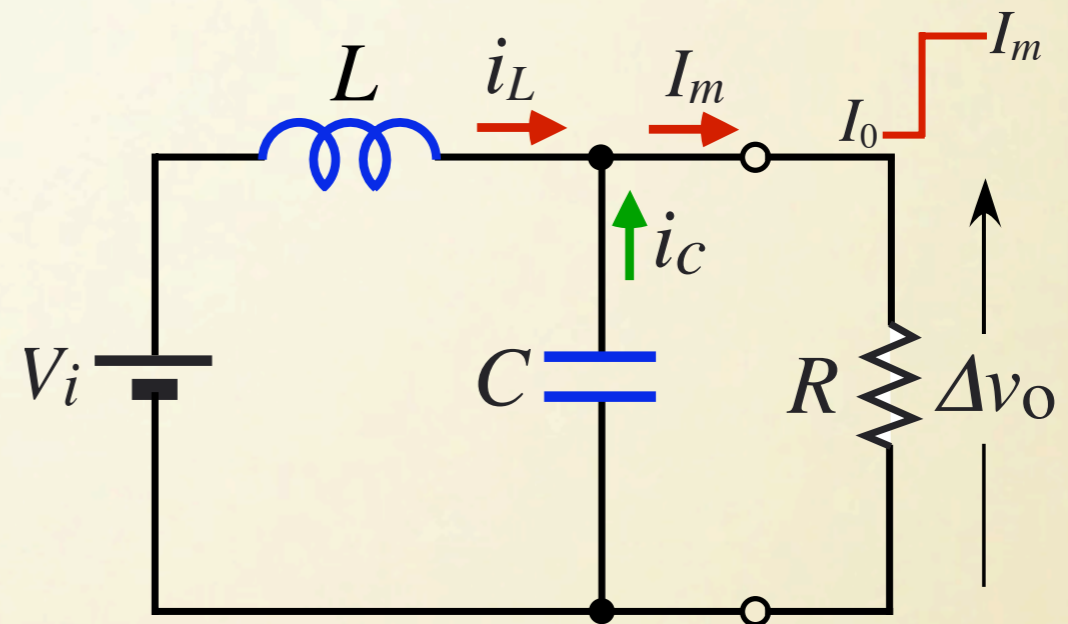
★ $I_o : I_0 \rightarrow I_m$ の場合

i_c , i_L はほぼ直線的に変化し,
 $i_c = 0$ ($t = \tau_m$) のとき Δv_{op} は
 ピーク値をとる

$$\tau_m = \frac{I_m - I_0}{V_i - V_o} L$$

$$\Delta v_{op} = -\frac{1}{C} \int_0^{\tau_m} i_c dt = -\frac{(I_m - I_0)^2}{2(V_i - V_o)} \cdot \frac{L}{C}$$

ピーク値をとる時刻は
 C の値に依存しない



★ $I_0 : I_m \rightarrow I_0$ の場合

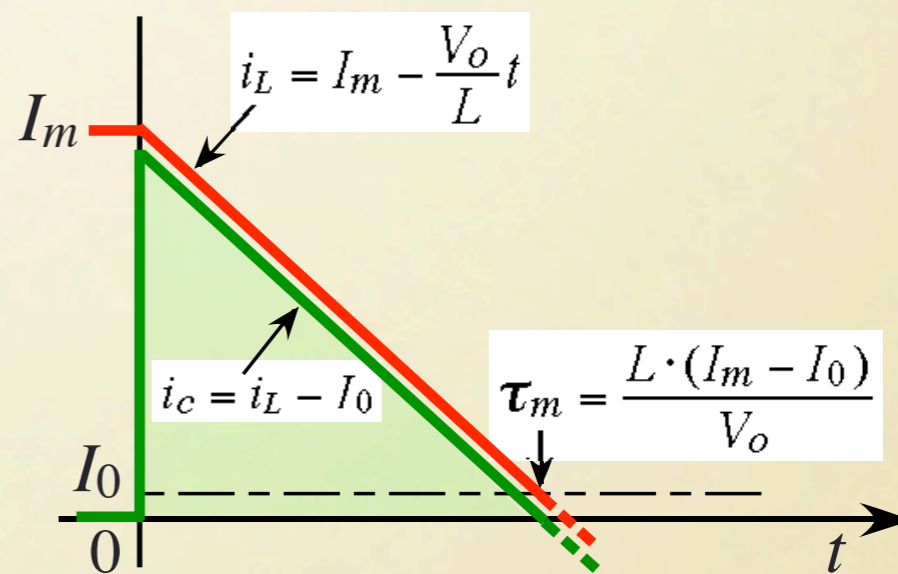
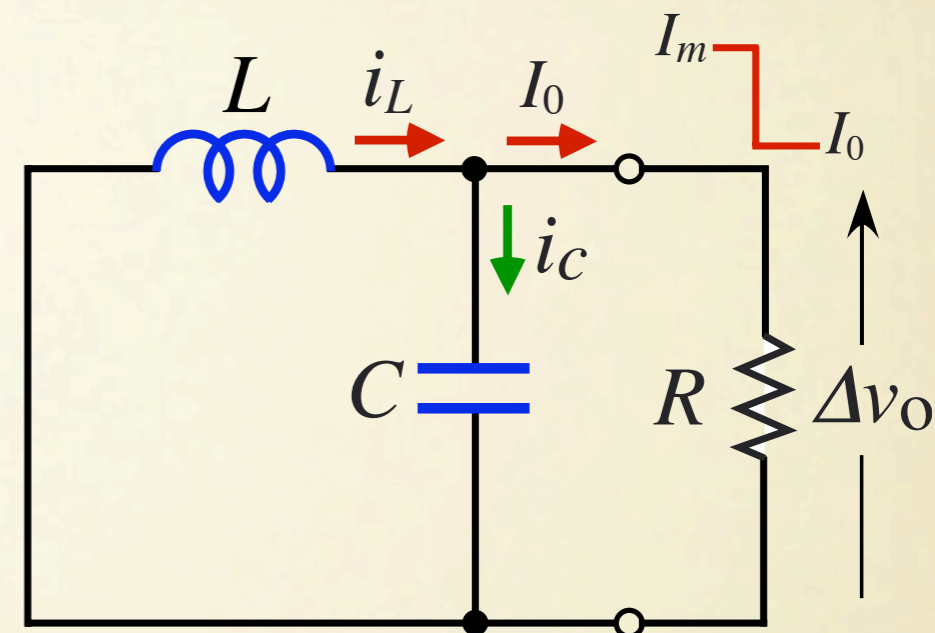
$i_c = 0$ ($t = \tau_m$) のときピーク値をとる

$$\tau_m = \frac{I_m - I_0}{V_o} L$$

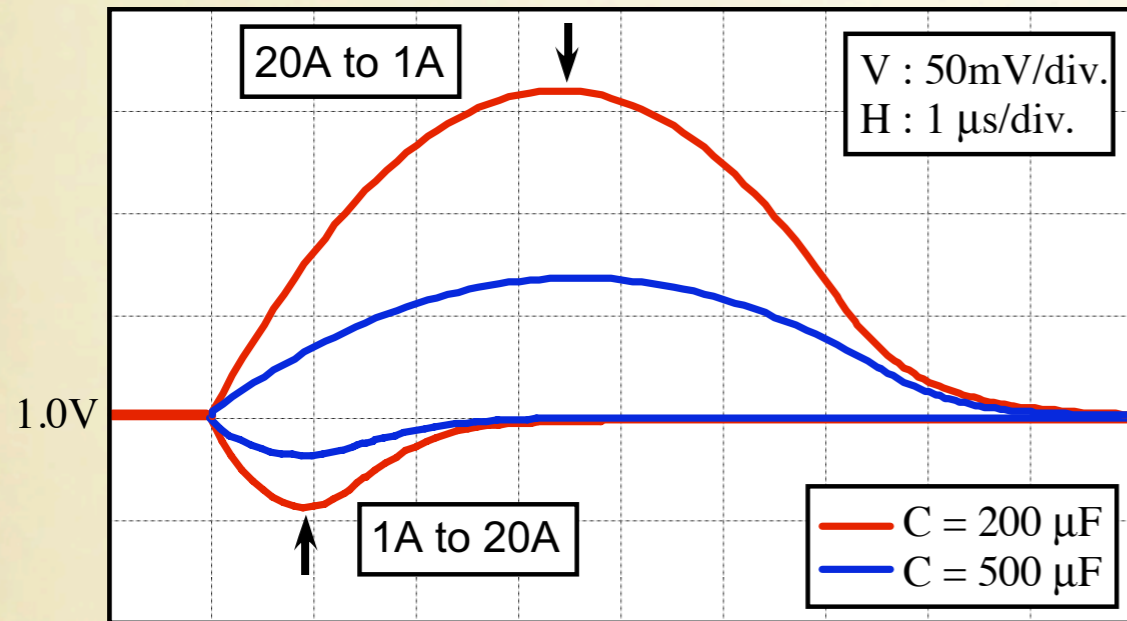
$$\Delta v_{op} = \frac{1}{C} \int_0^{\tau_m} i_c dt = \frac{(I_m - I_0)^2}{2V_o} \cdot \frac{L}{C}$$

ピーク値をとる時刻は
 C の値に依存しない

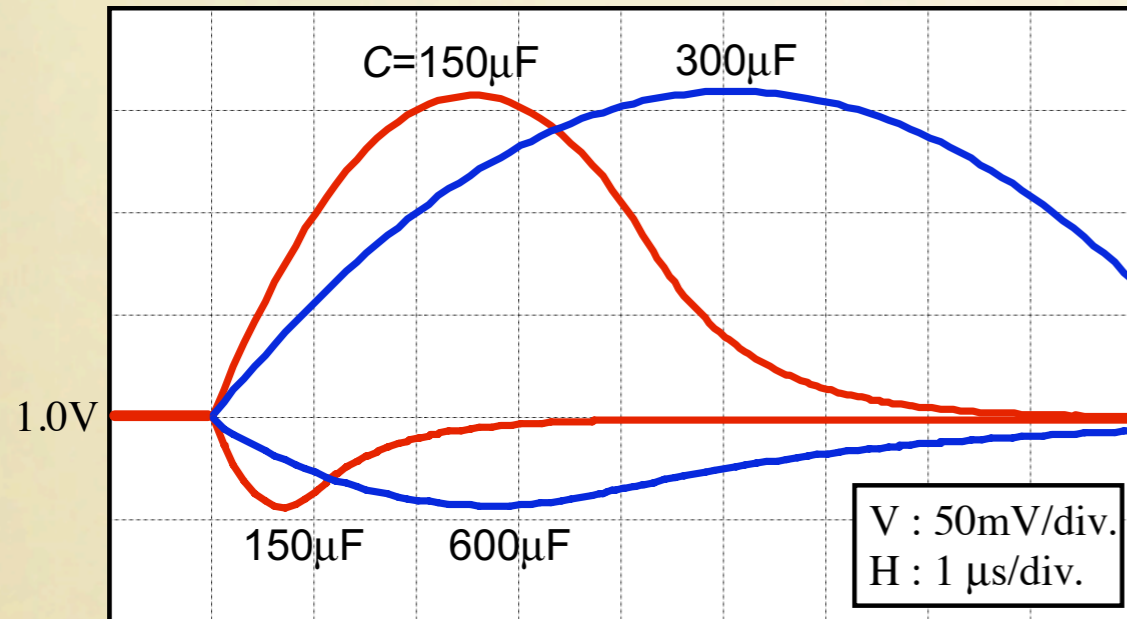
ピーク値は両者共に L/C に比例



◆ 負荷ステップ変化時の過渡応答とピーク値の例

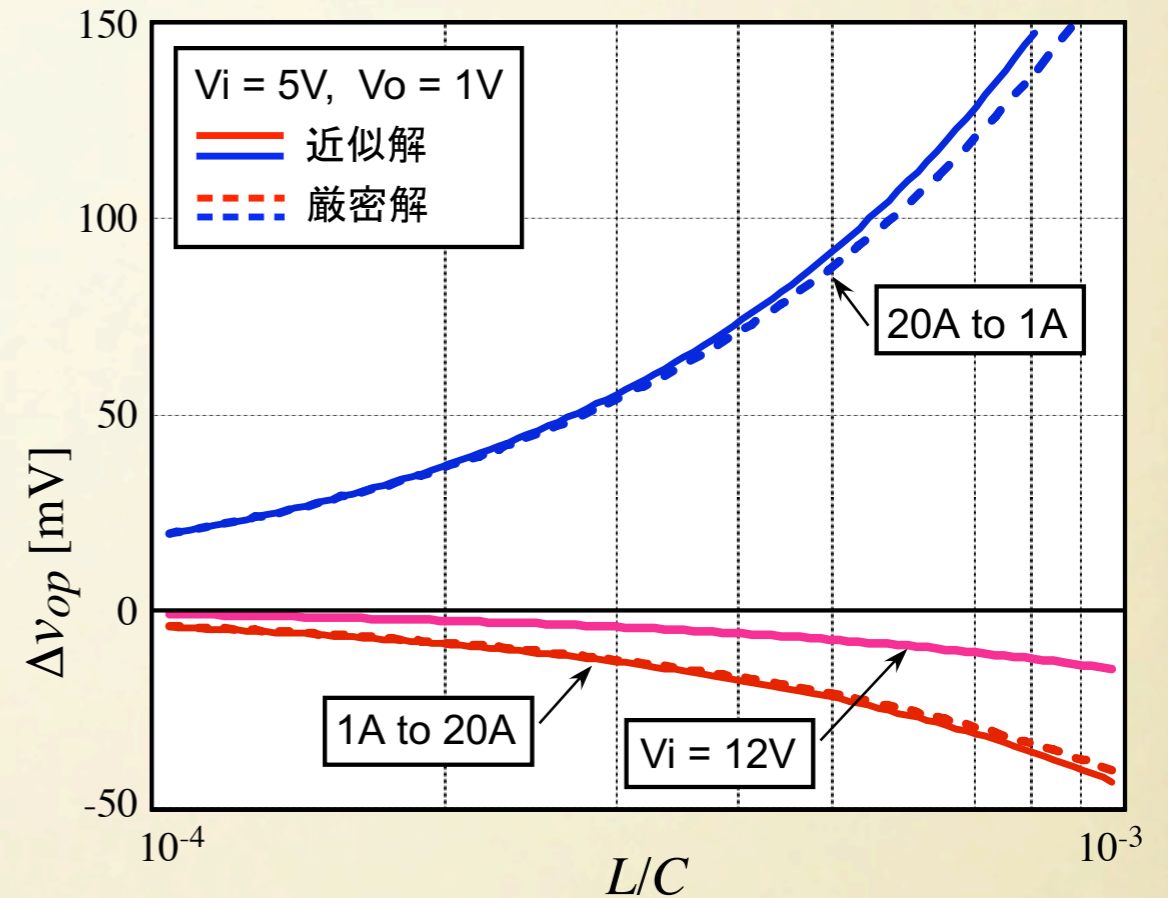


$L=0.2\mu\text{F}$, $V_i=5\text{V}$, $V_o=1\text{V}$



$L/C=10^{-3}$, $V_i=5\text{V}$, $V_o=1\text{V}$

出力電圧の過渡応答



- 応答時間：ほぼ L に比例
- ピーク値：ほぼ L/C に比例

2. 電圧帰還PWM制御の問題

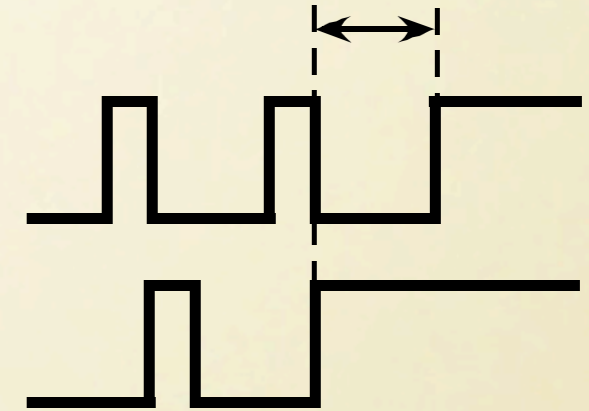
◆ 固定スイッチング周波数の問題点

急峻な大振幅負荷変動では、変動のタイミングにより過渡電圧のピーク値が異なる。

- PWM出力が反応するまでの時間



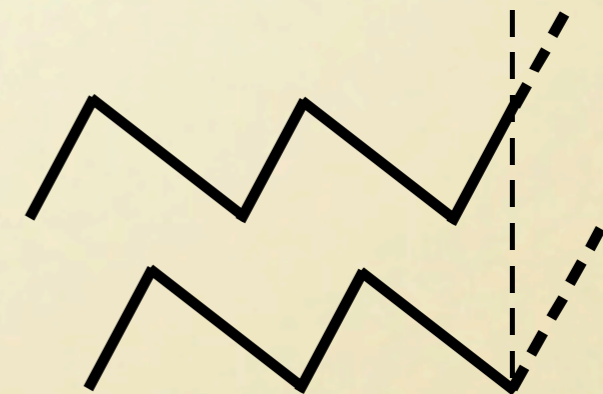
むだ時間の期間に出力電圧が変動



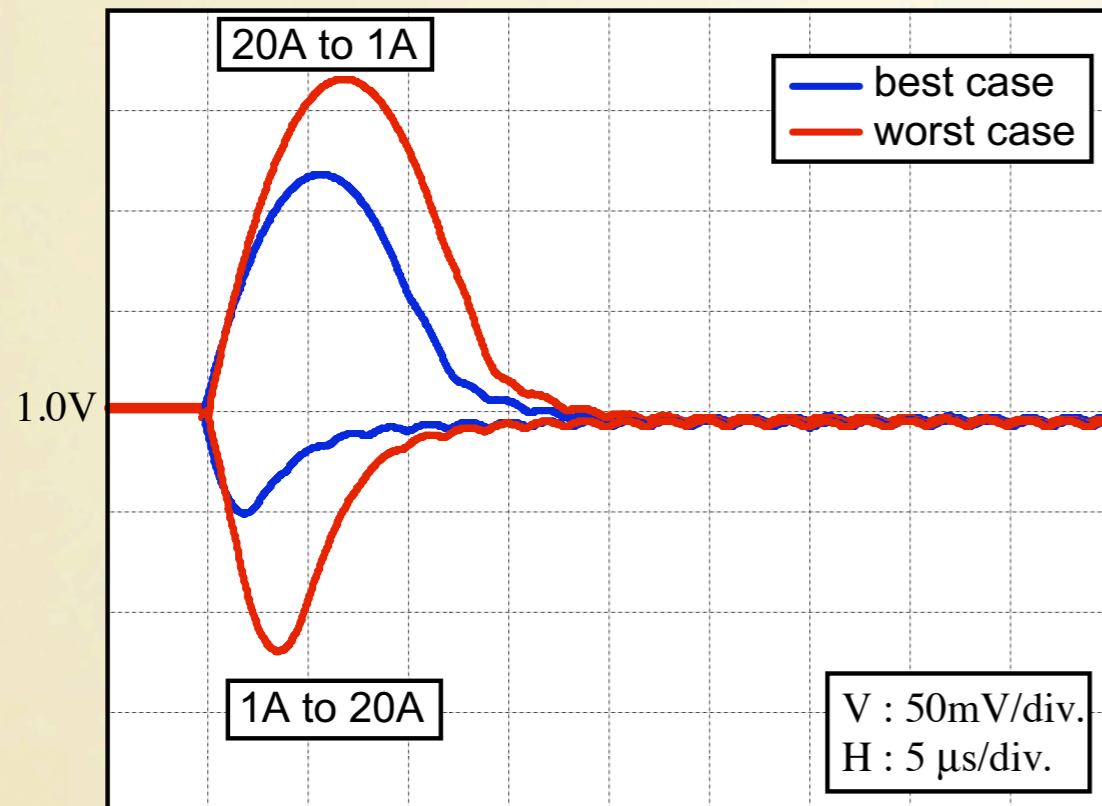
- インダクタのリプル電流



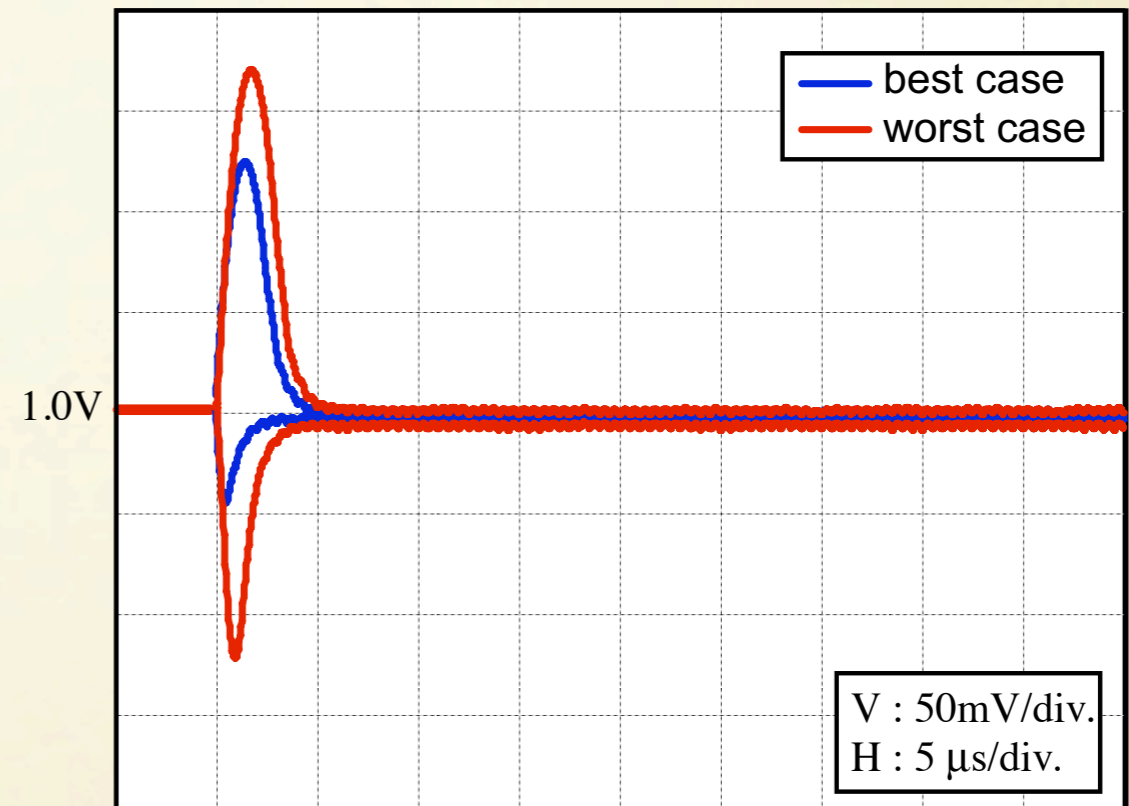
リプル電流が大きい場合には電流の**初期値**が大きく異なる



◆ 負荷変動の異なるタイミングでの過渡応答例



$f_s = 500\text{kHz}, L = 0.4 \mu\text{H}, C = 400 \mu\text{F}$

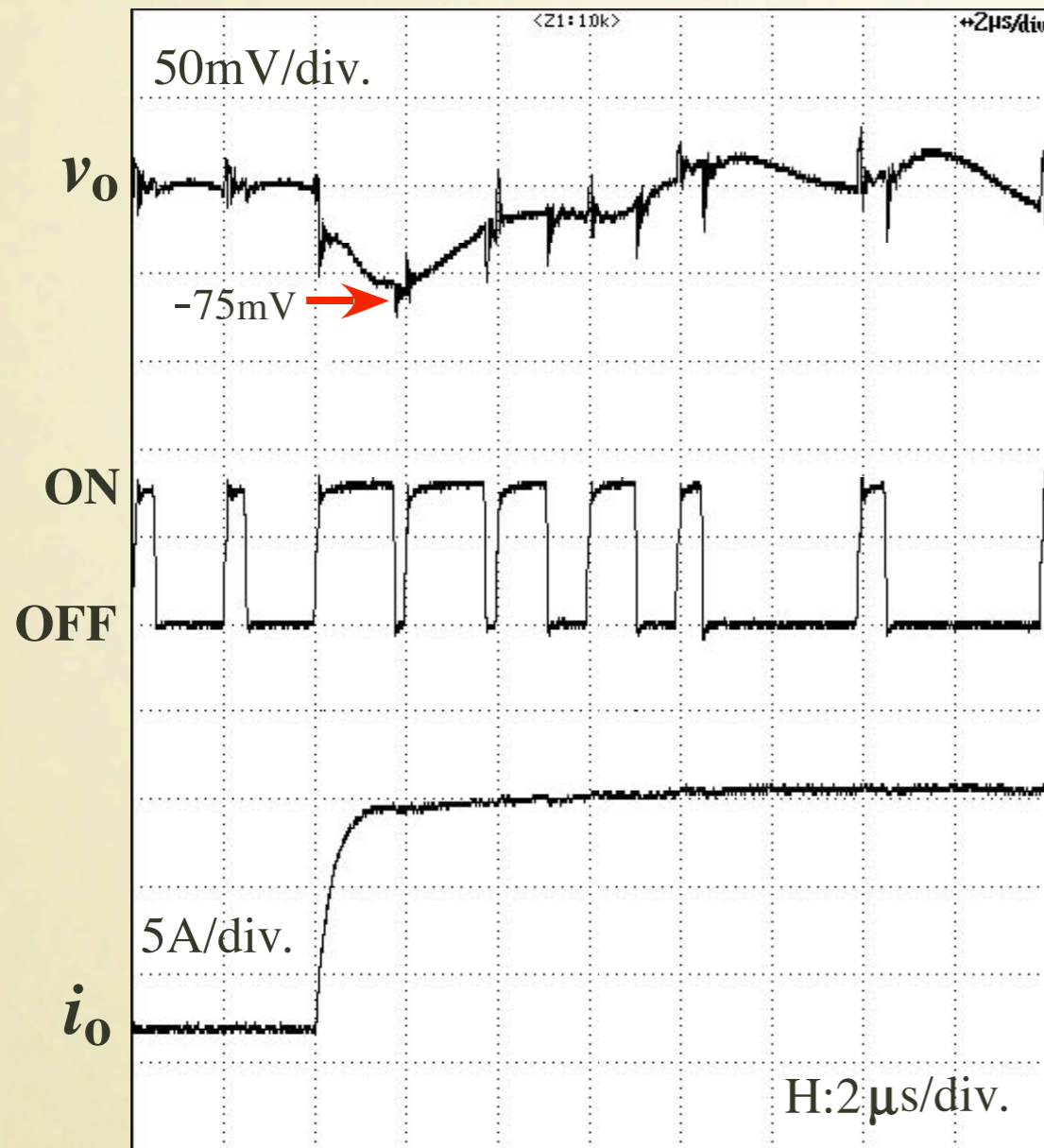


$f_s = 2\text{MHz}, L = 0.1 \mu\text{H}, C = 100 \mu\text{F}$

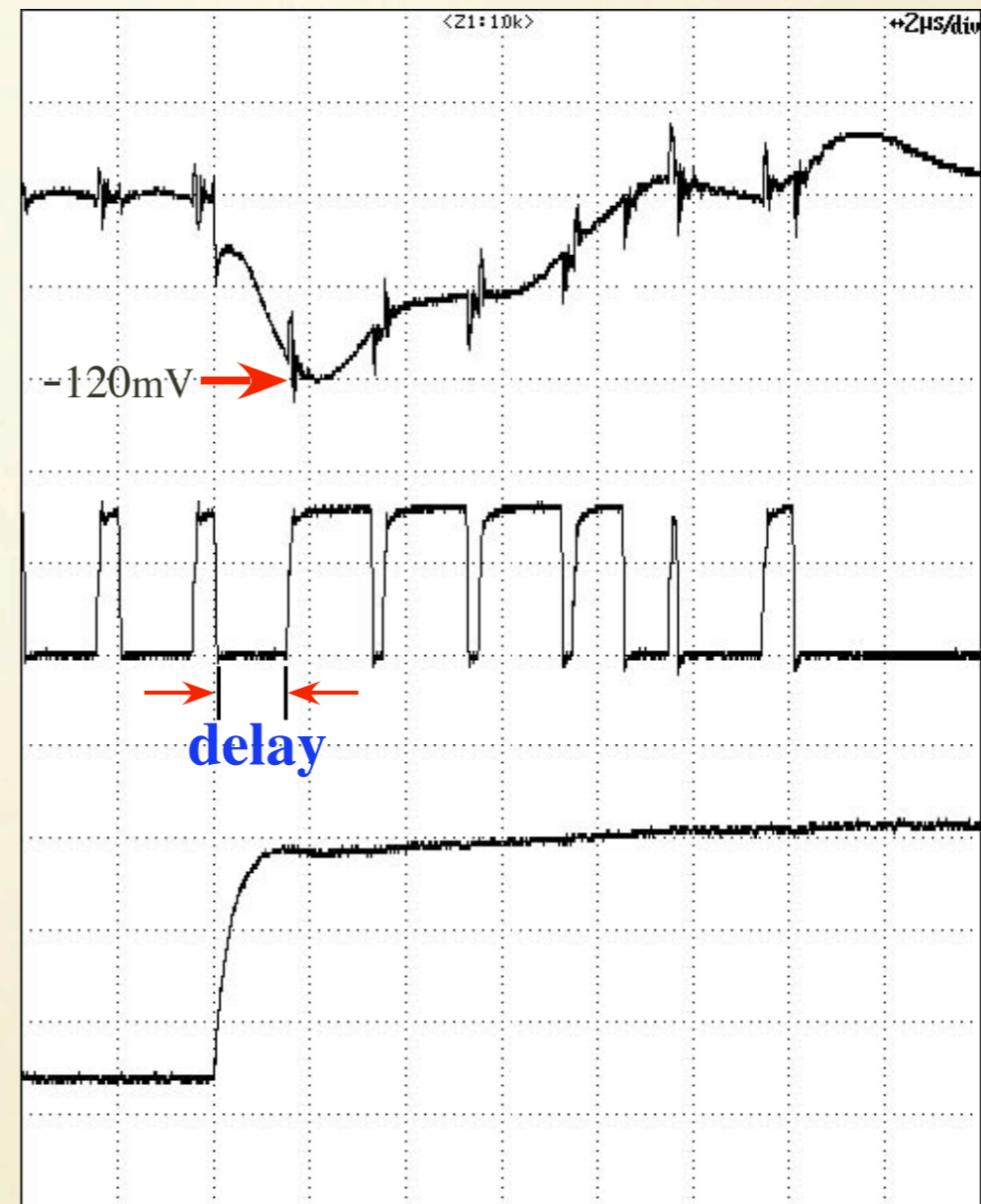
worst case : delay $\approx 1.6 \mu\text{s}$ ($f_s = 500\text{kHz}$)
 $\approx 0.4 \mu\text{s}$ ($f_s = 2\text{MHz}$)

リップル電流のピーク・ピーク値 I_{rpp}

$$I_{rpp} = \frac{V_i - V_o}{L} T_{on} = \frac{V_o}{L} T_{off} = 4\text{A}$$



(a) no delay

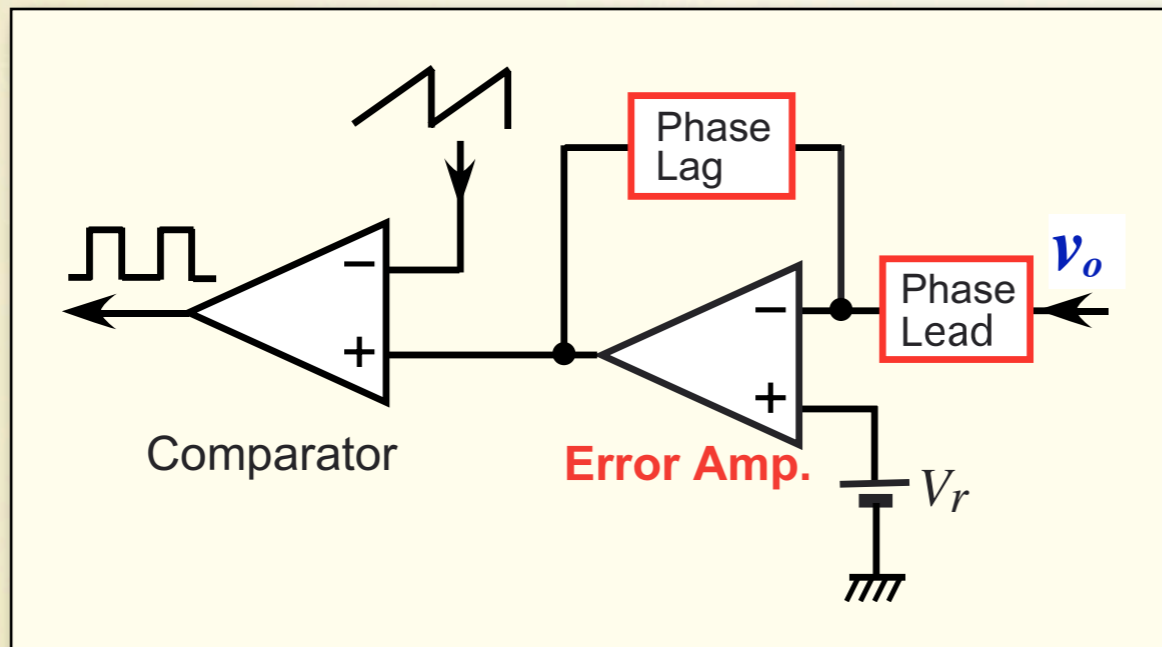


(b) with delay

($V_o=1.2V$, $L=1\ \mu H$, $C=660\ \mu F$, $f_s=500kHz$, $I_o:2A$ to $16A$)

◆ 誤差増幅器の位相遅れ

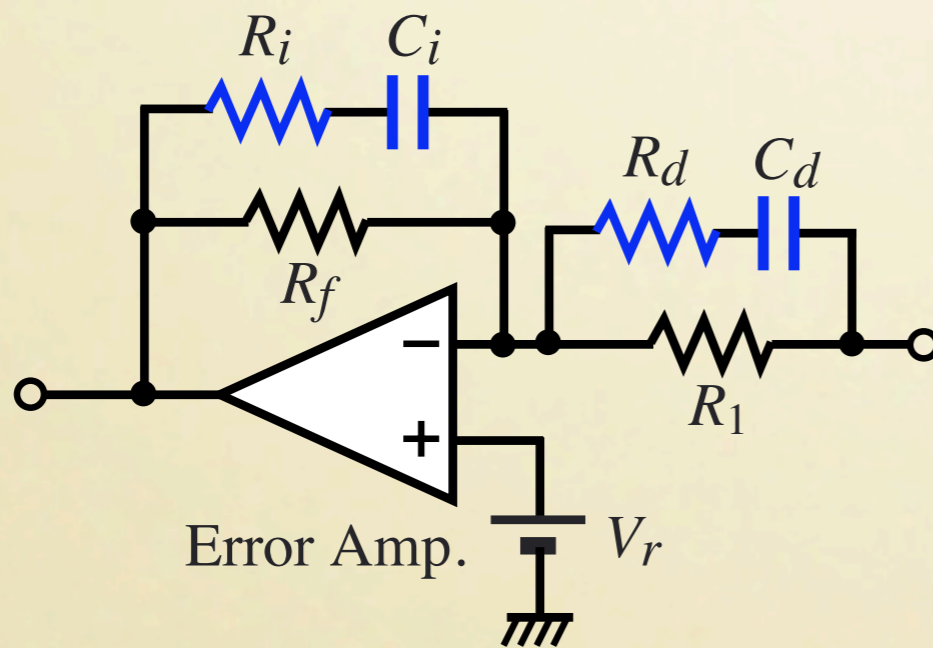
- 帰還回路 (Error Amp + Comparator)



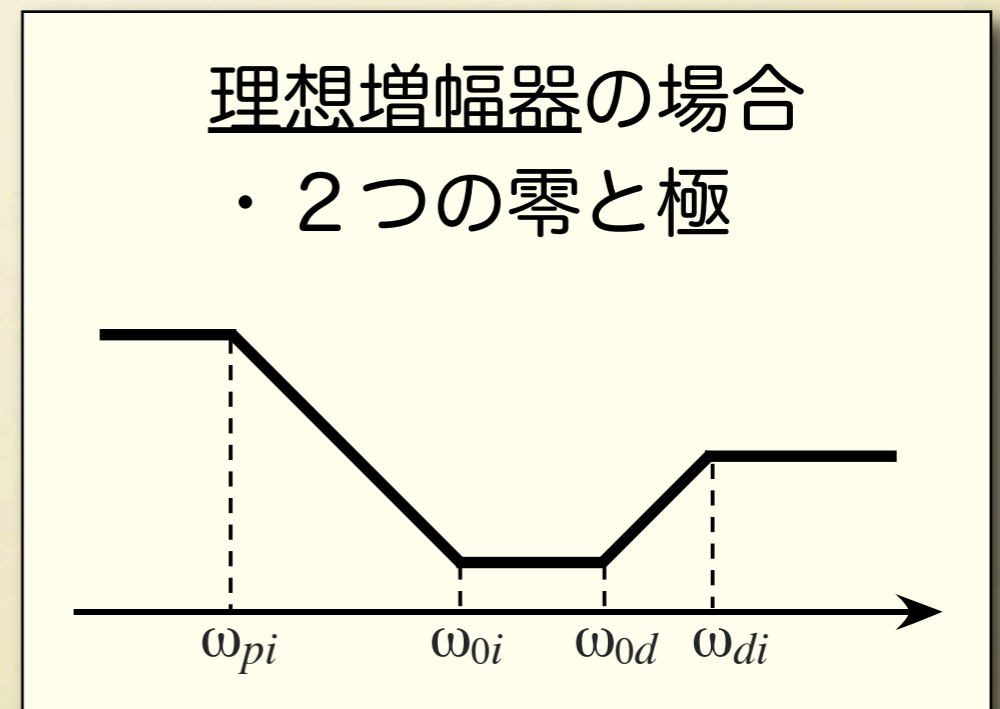
安定性, 過渡特性を改善するため, 誤差増幅回路に位相補償を用いる



ボード線図によるゲイン余裕, 位相余裕の設定

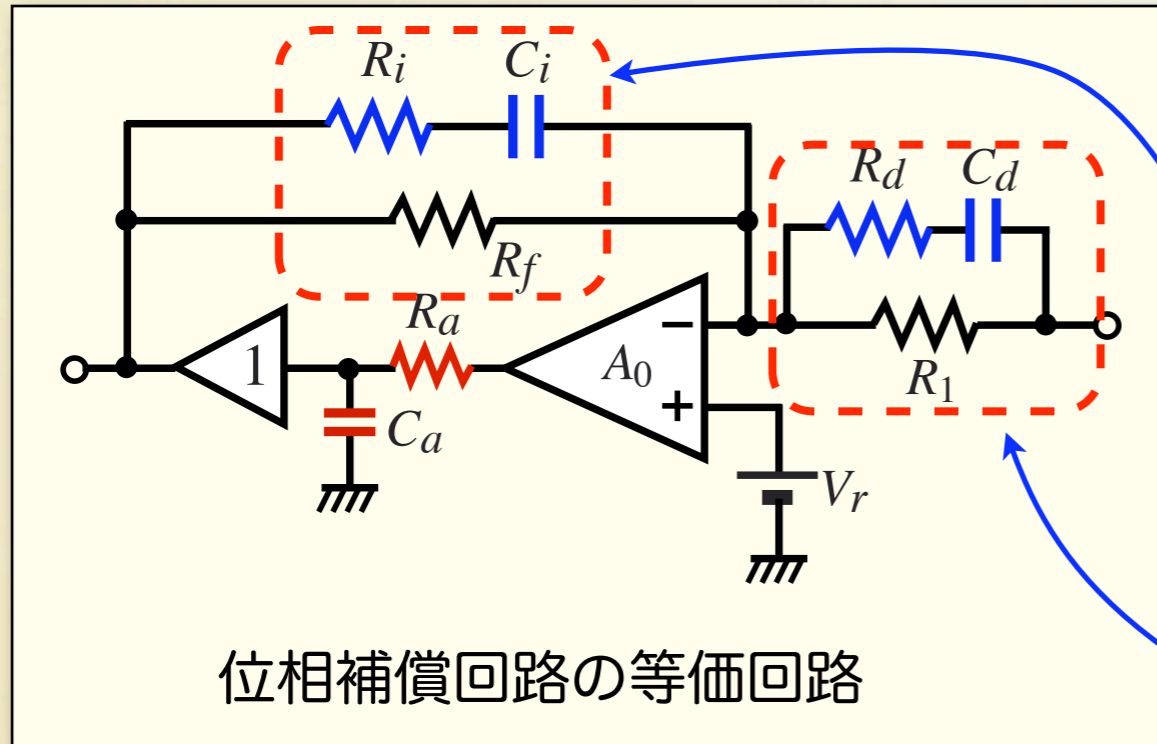


位相補償回路



● Error Ampの位相遅れ

1次遅れ要素で近似すると



増幅器のGB積を G_b , 時定数を $T_a = R_a C_a$ とおくと

$$T_a = \frac{A_0}{2\pi G_b}$$

$$Z_i = \frac{(1 + T_{0i}s)R_f}{1 + T_{pi}s} \quad T_{pi} = (R_i + R_f)C_i$$

$$T_{0i} = R_i C_i$$

$$Z_d = \frac{(1 + T_{pd}s)R_1}{1 + T_{0d}s} \quad T_{pd} = R_d C_d$$

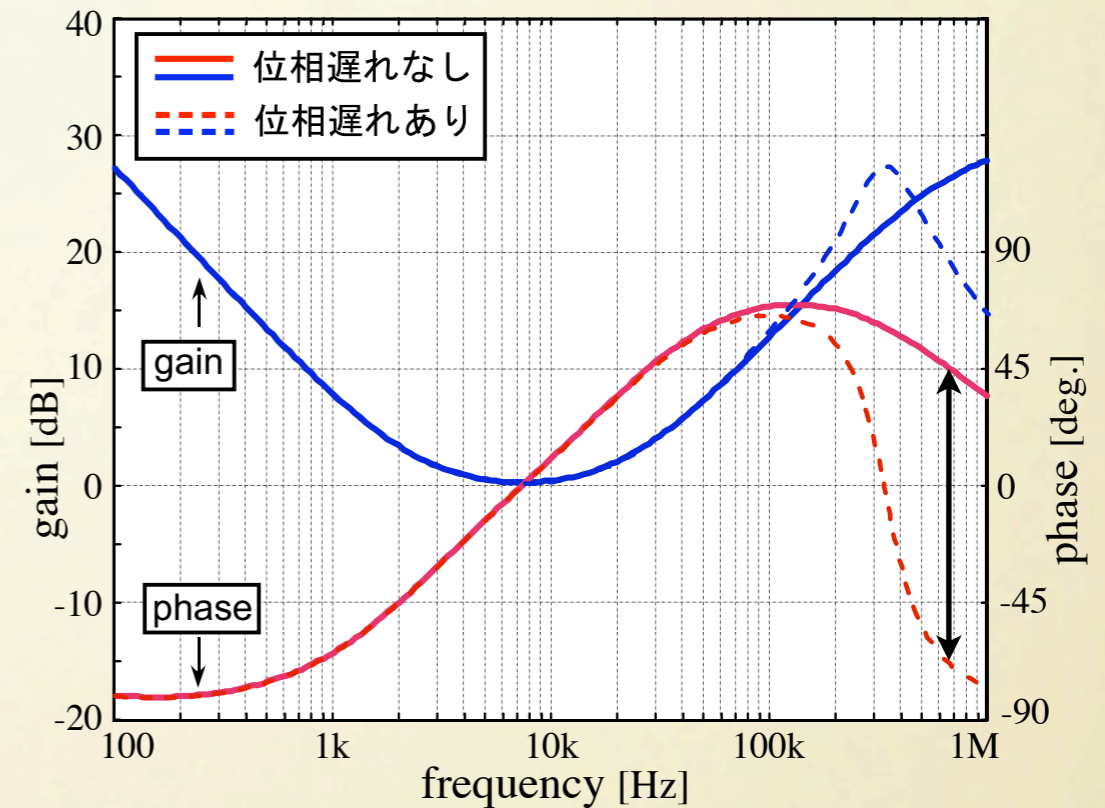
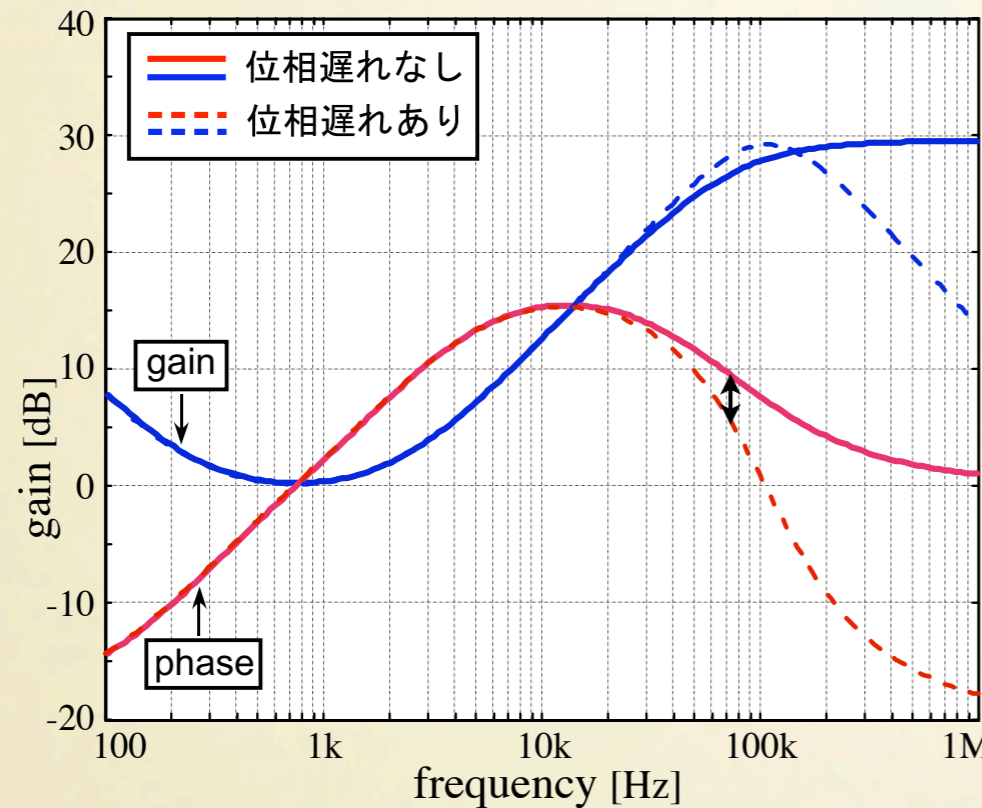
$$T_{0d} = (R_1 + R_d)C_d$$

伝達関数 $G_c(s)$ は

$$G_c = \frac{Z_f}{Z_i} \cdot \frac{A_0}{A_0 + (1 + T_a s)(1 + Z_f / Z_i)}$$

● 位相補償回路の周波数特性

誤差増幅器のGB積が5MHzの場合



進み補償の零点 : 2.2kHz → 22kHz

進み補償の極 : 70kHz → 700kHz

スイッチング周波数の高周波化により、フィルタの共振周波数が高くなると、位相補償の**零点**、**極**もほぼ比例して高周波へシフト



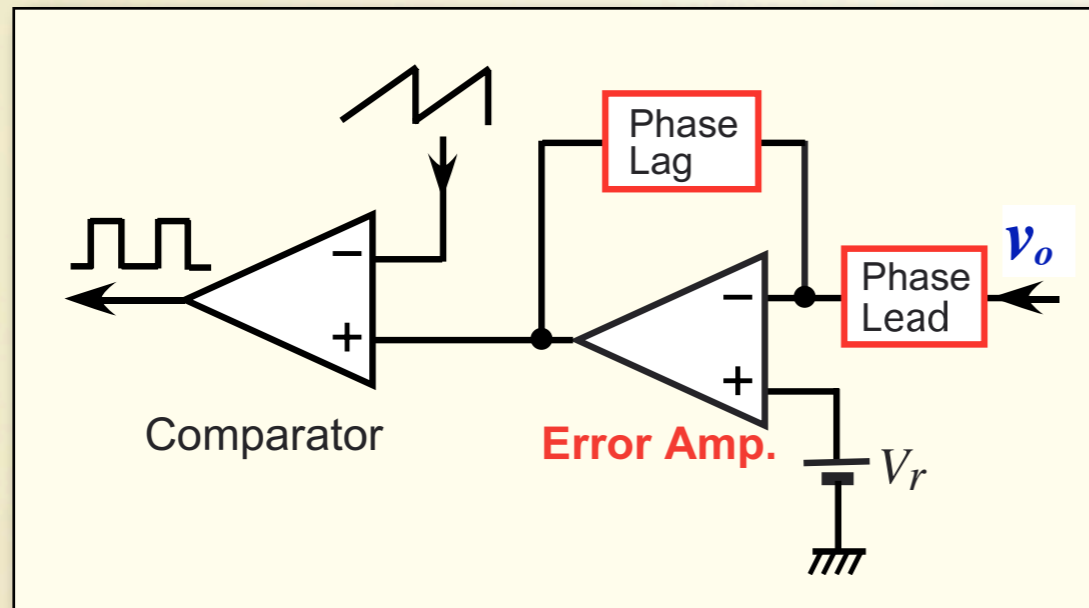
誤差増幅器の位相遅れが高周波で顕著
進み補償の効果が十分に得られない



誤差増幅器の広帯域化が
必要 → コストの問題

3. ヒステリシスPWM制御方式

- 従来のPWM制御回路 (Error Amp + Comparator)

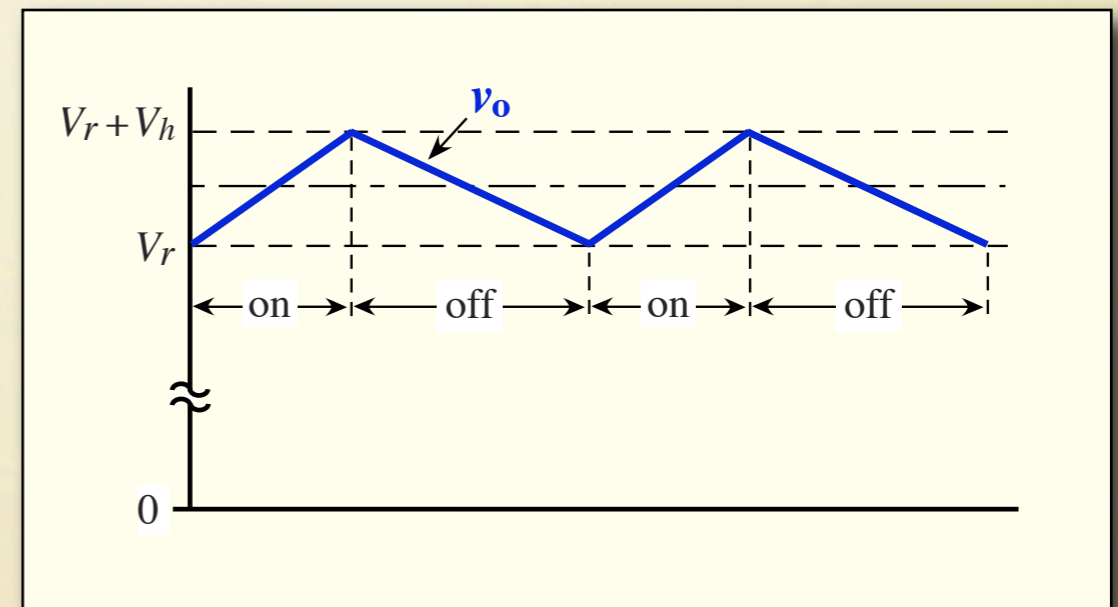
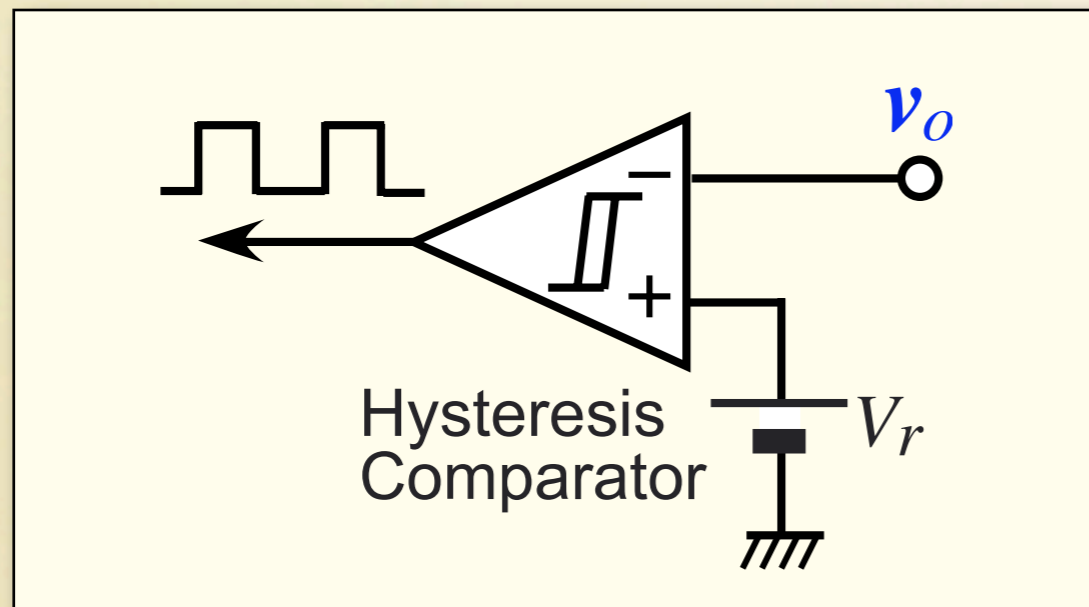


- 固定Sw周波数での**むだ時間**
- 誤差増幅器による位相遅れ



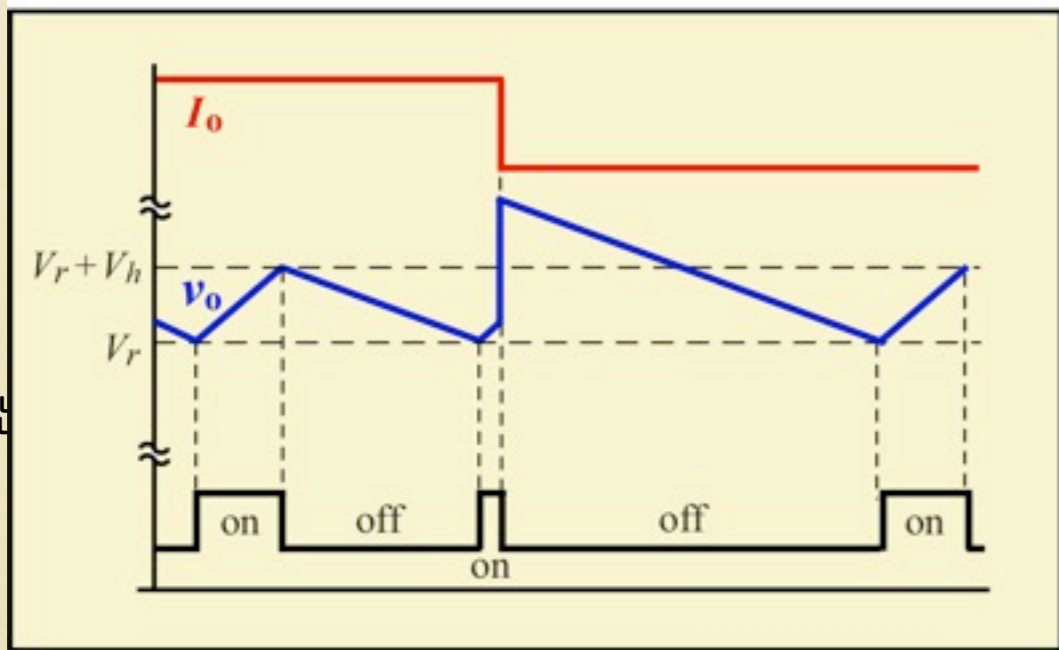
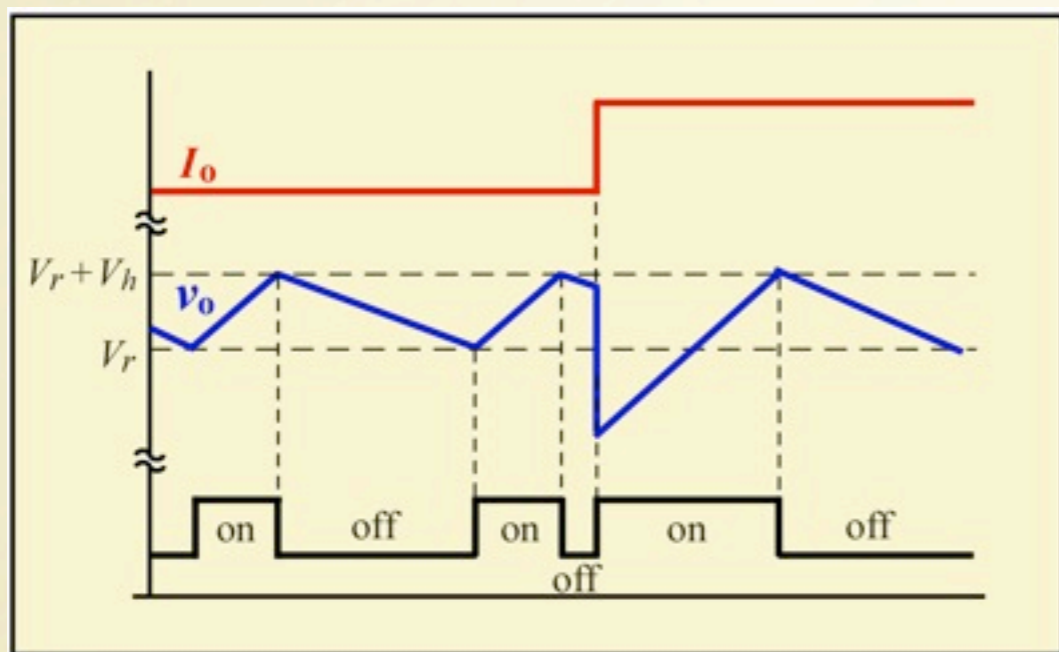
高周波スイッチングでは
無視できない問題

- ヒステリシスコンパレータのみ使用



出力のリップル電圧を利用したバン・バン制御 (リップル・レギュレータ)

● PWM出力の応答



◆ 長所

- PWM出力にむだ時間がない



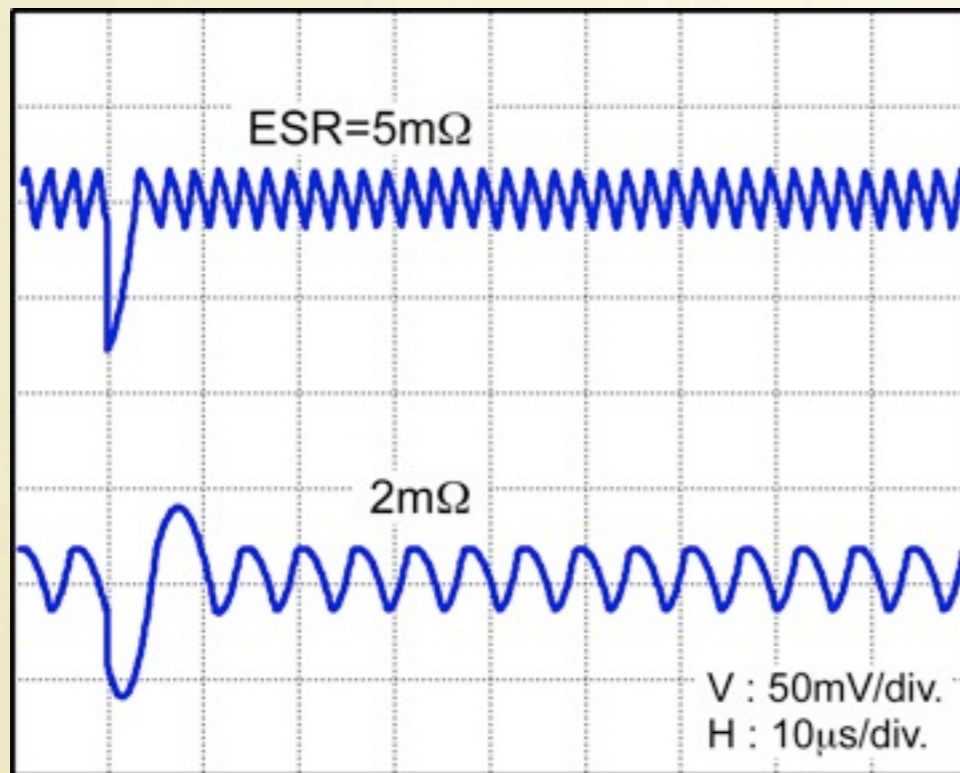
出力電圧の変化に
即応



制御系に位相遅れが
殆どなく**位相補償も
不要**

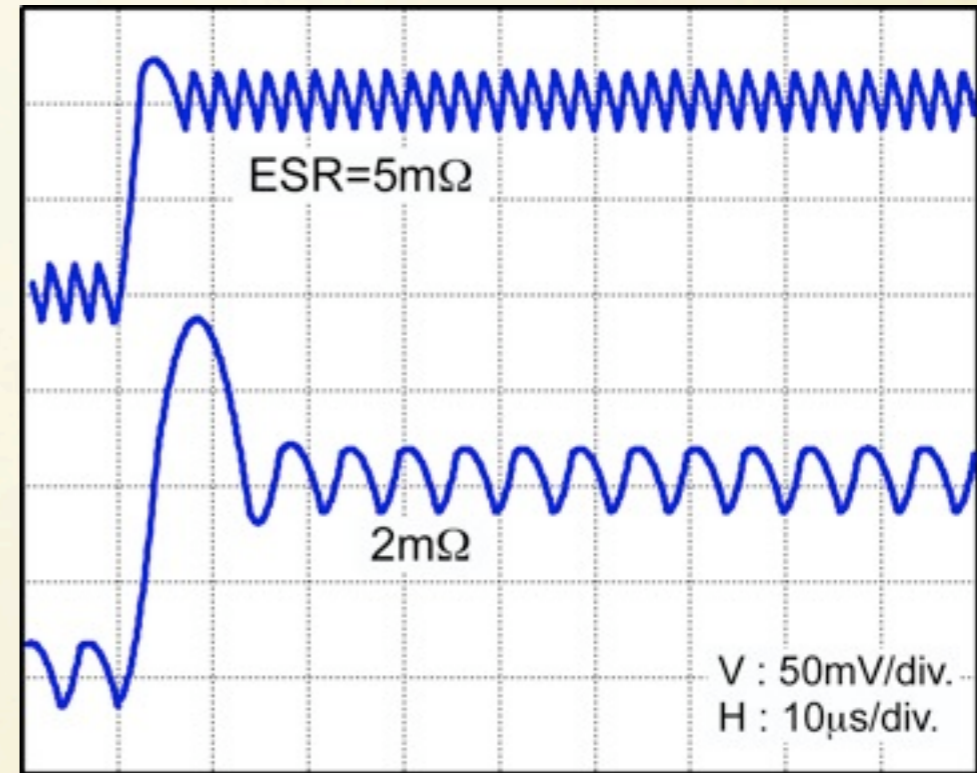
負荷変動のタイミングとPWM出力の関係

◆ 出力リップル電圧を利用したバン・バン制御



($V_i=5V$ $V_o=1.5V$, $L=0.45\mu H$, $C=500\mu F$, $V_h=30mV$)

負荷急変時の過渡応答(1.5A to 15A)



V_r 急変時の過渡応答(1.5V to 1.6V)

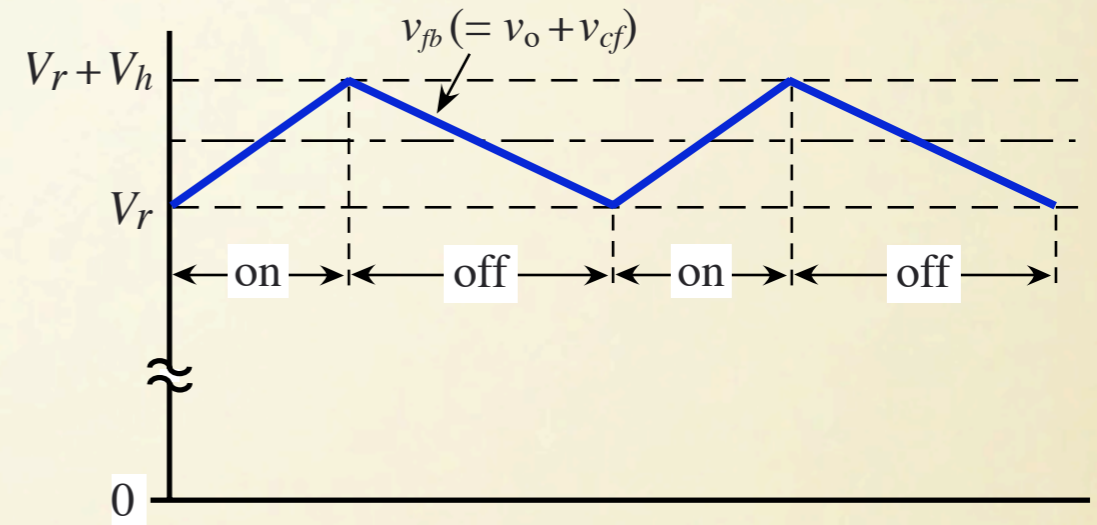
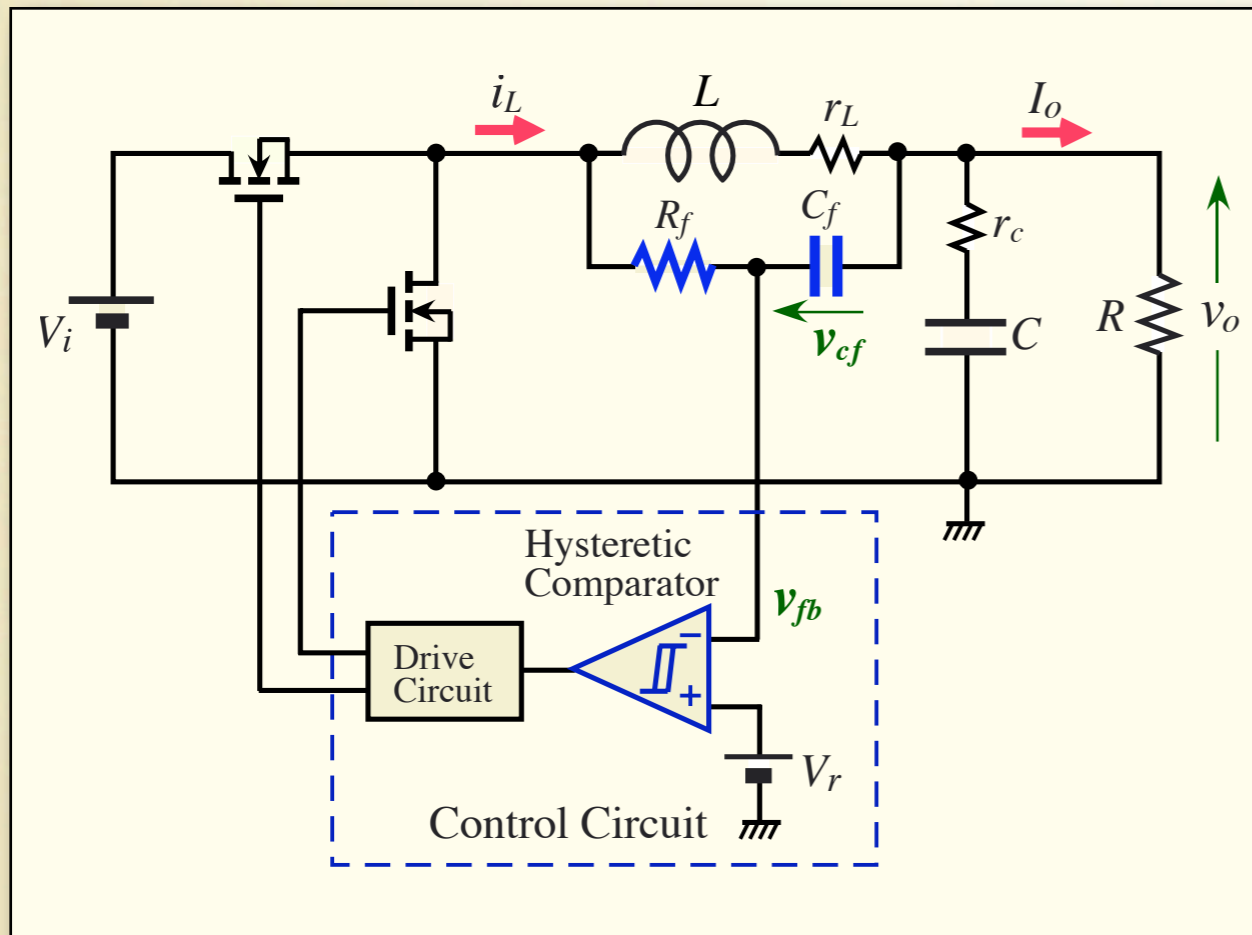
◆ 問題点

出力のリップル
電圧を利用



- リップル電圧 $> V_h$
- ある程度以上のESRが必要
- S_w 周波数がESRに依存

◆ CR積分回路を用いたヒステリシスPWM制御



ヒステリシスコンパレータへの帰還電圧 v_{fb} は、出力電圧に L の両端の積分電圧 v_{cf} を重畳したものであるから、定常出力電圧は

$$V_o = V_r + \frac{1}{2} V_h - r_L I_o$$

r_L は L の寄生抵抗で、コンバータの直流出カインピーダンスに等しい

ヒステリシスPWM制御を用いた降圧形コンバータの基本回路

- 自励形 (クロック信号不要)
- 誤差増幅器が不要 (位相遅れナシ)

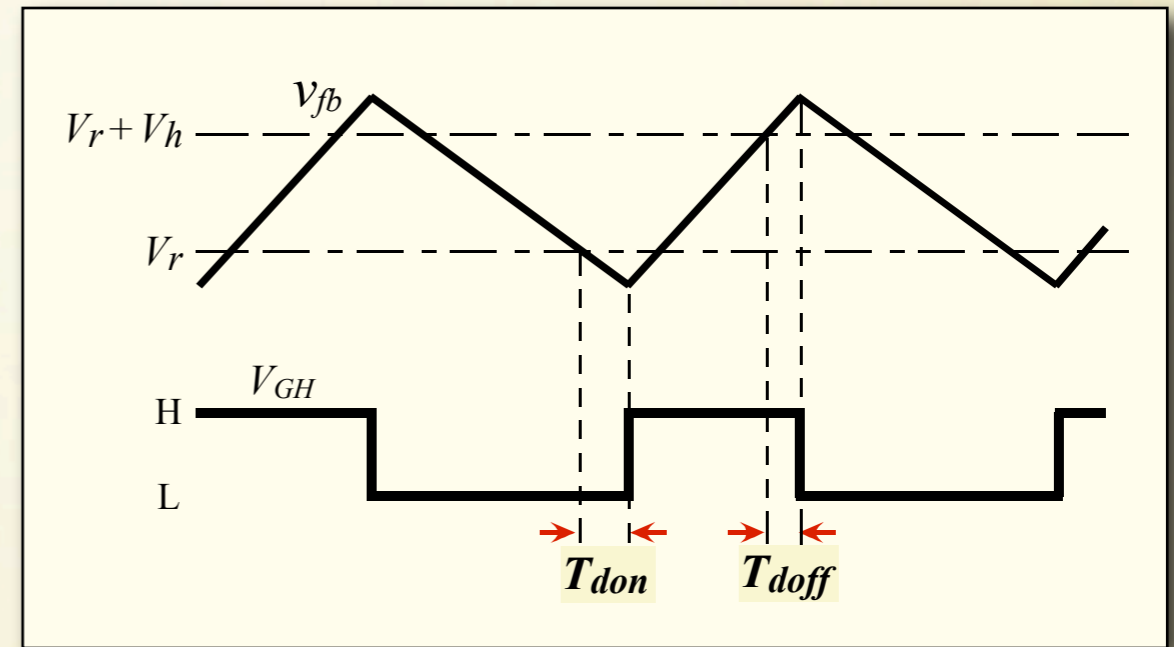
● スイッチング周波数 f_s

◆ 制御回路に遅延がない場合

$$f_s = \frac{(V_i - V_o)V_o}{V_i V_h T_c}$$

T_c : 時定数 ($= R_f C_f$)

V_h : ヒステリシス電圧幅



遅延がある場合の動作波形

◆ 制御回路に遅延がある場合

- 一般の同期整流用駆動回路には比較的大きな遅延が存在

$$f_s = \frac{1}{\frac{V_i V_h T_c}{(V_i - V_o)V_o} + \frac{V_i T_{don}}{V_i - V_o} + \frac{V_i T_{doff}}{V_o}}$$

大きな遅延はスイッチング周波数の上限を制限

● 制御特性 (伝達関数)

- 出力電圧-時比率の伝達関数 $K(s)$

$$K(s) \equiv \frac{\Delta D(s)}{\Delta v_o(s)} = -\frac{T_c}{V_i} s \quad \leftarrow \text{微分特性}$$

- 入出力伝達関数 $G_{vv}(s)$

$$G_{vv}(s) \equiv \frac{\Delta v_o(s)}{\Delta v_i(s)} \approx 0$$

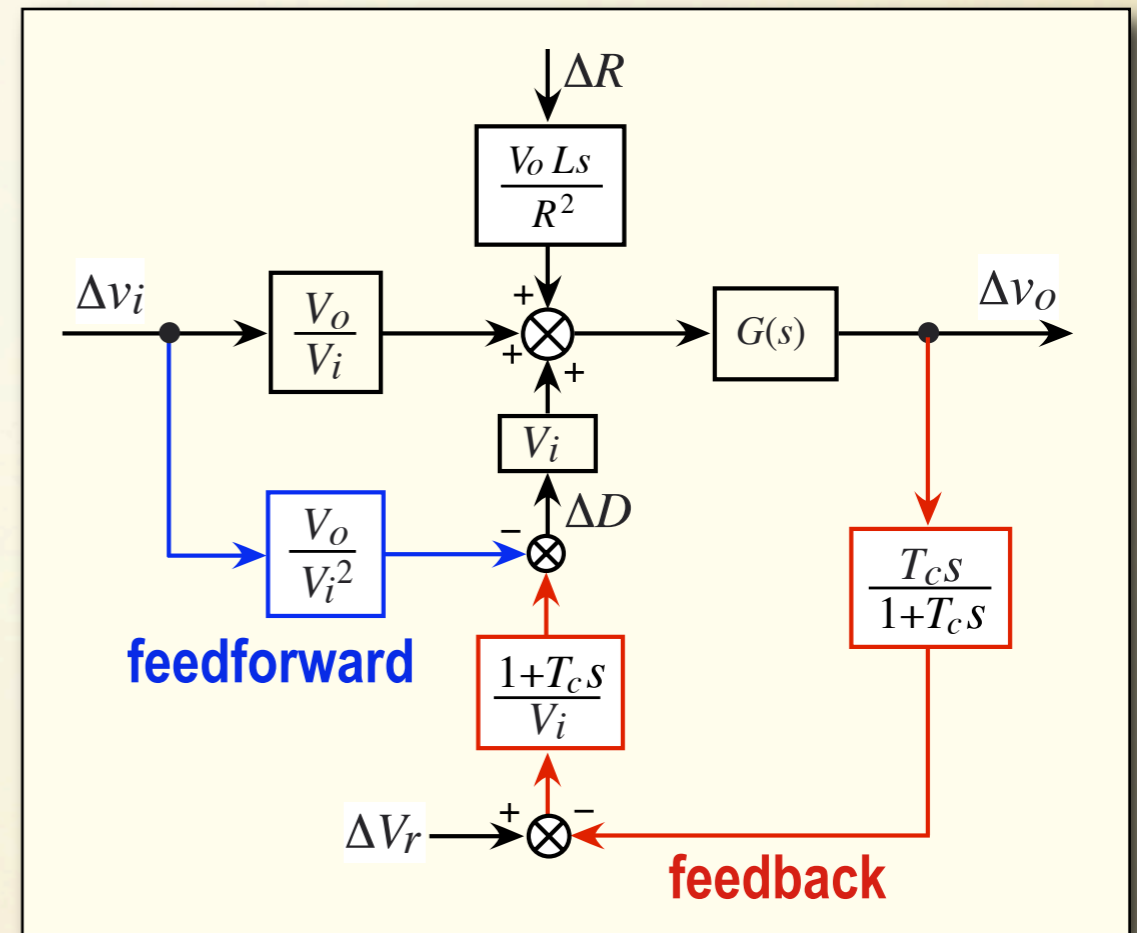
フィードフォワード補償

【特徴】

- (1) 時定数 T_c を大きくすることにより、ゲインのバンド幅が広がる



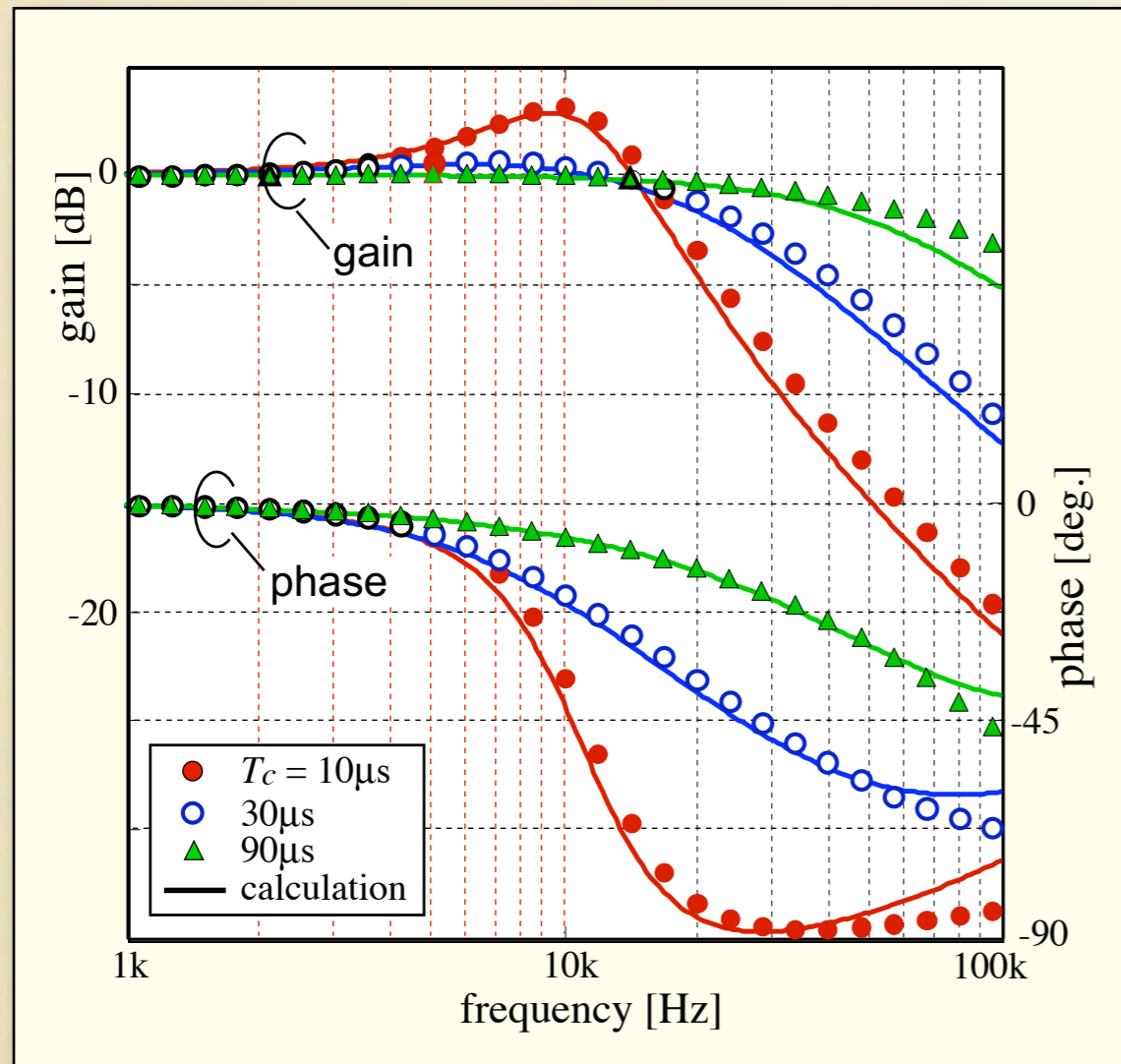
応答速度が速くなる



制御系のブロック線図

- (2) 位相遅れは -90° より小さいため極めて安定な系である
- (3) 応答特性はヒステリシス電圧幅に依存しない

● 周波数応答特性

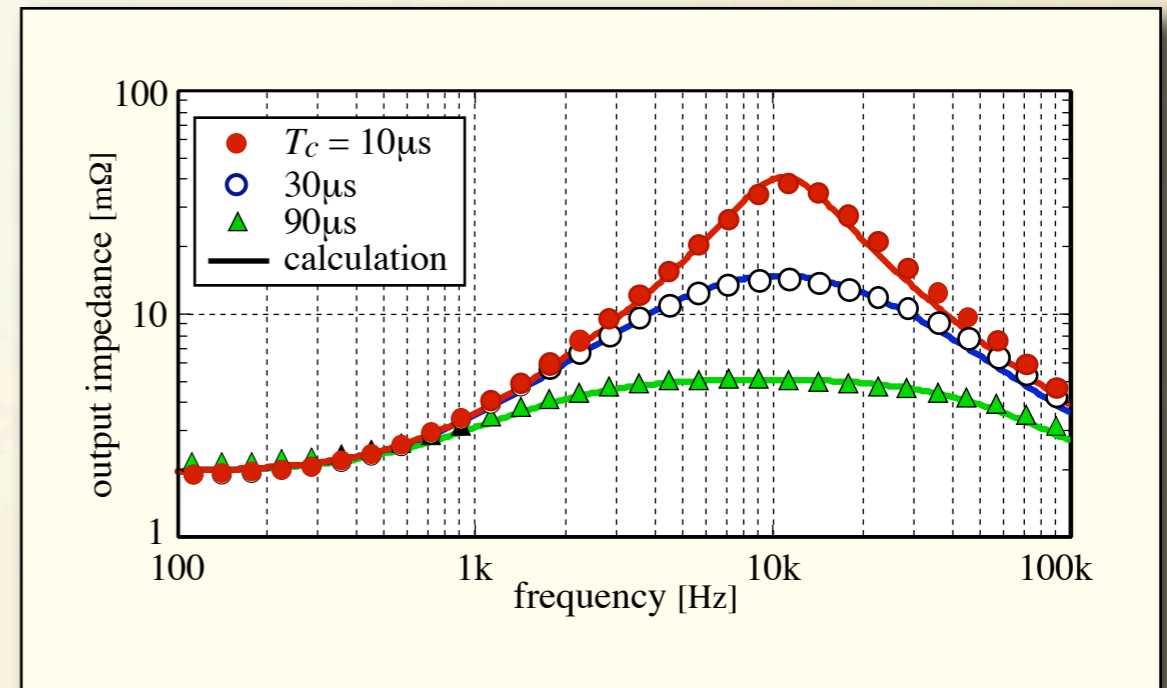


基準電圧-出力電圧伝達特性

レギュレータの帯域幅,
出カインピーダンス

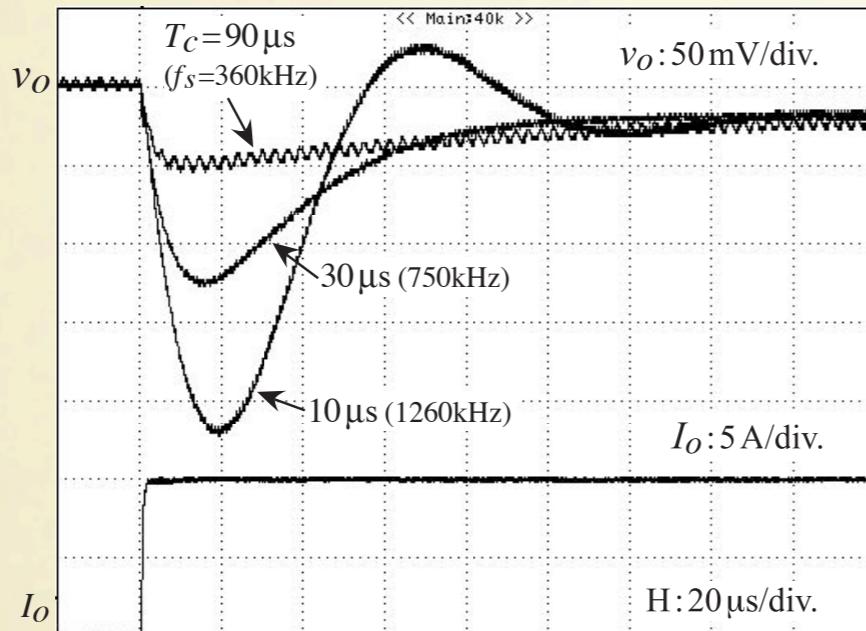


CR積分回路の時定数 T_c を大きく
することにより改善

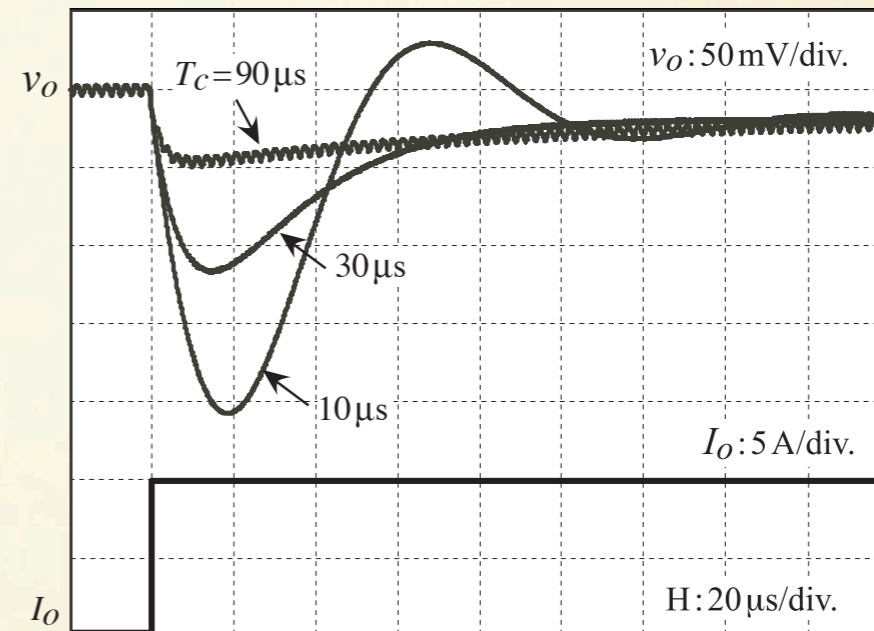


出カインピーダンス特性

● ステップ応答

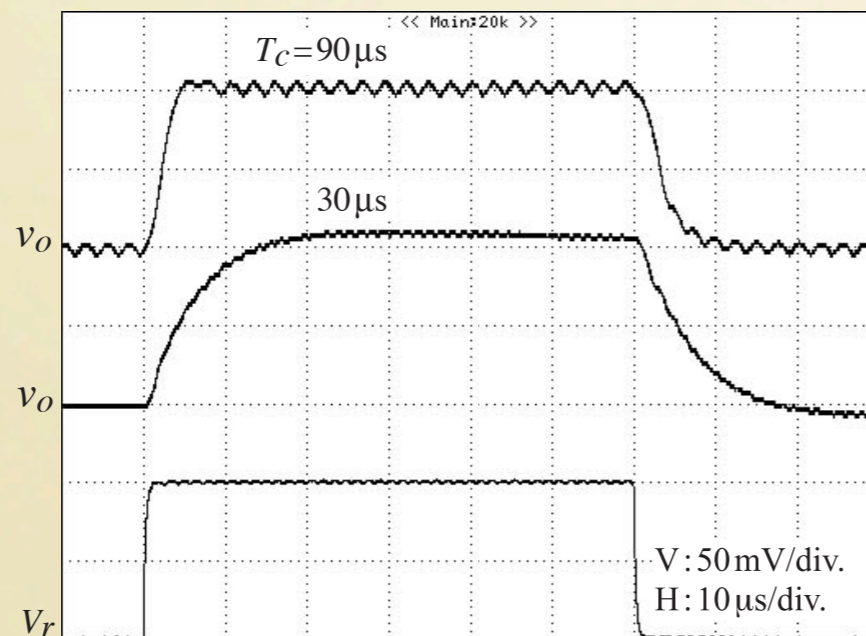


(a) measured

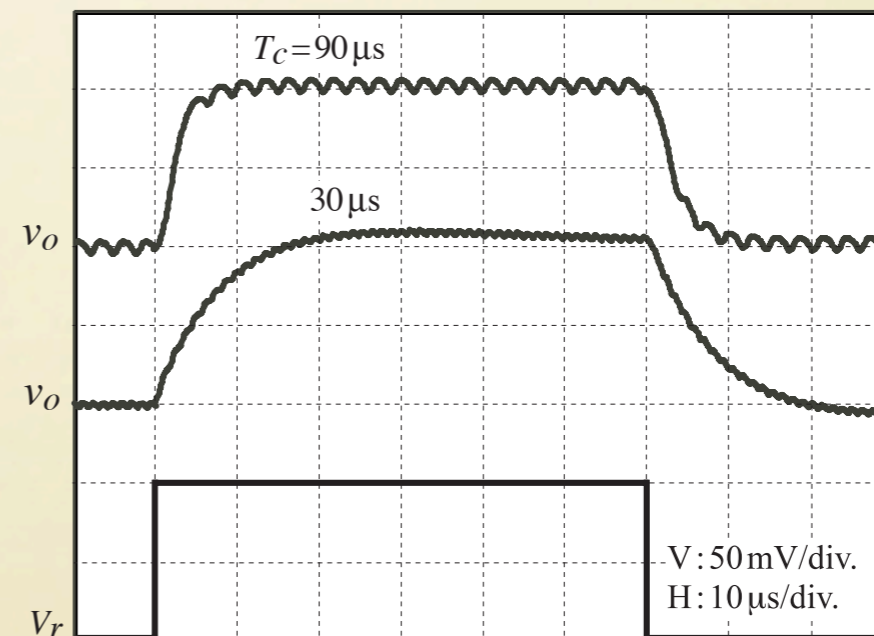


(b) calculation

負荷電流ステップ変化時の過渡応答 (I_o : 1A to 10A)



(a) measured



(b) calculation

基準電圧ステップ変化時の過渡応答 (V_r : 1.5AV to 1.6V)

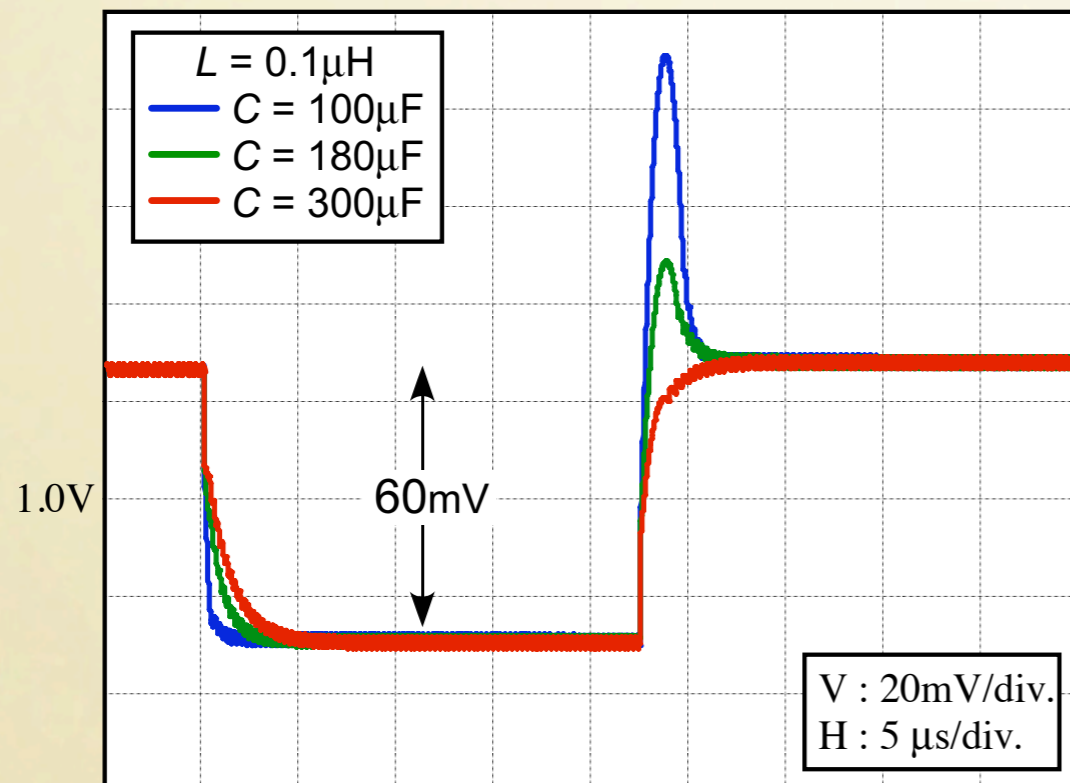
● Droop制御への応用

- ・インダクタの内部抵抗を利用

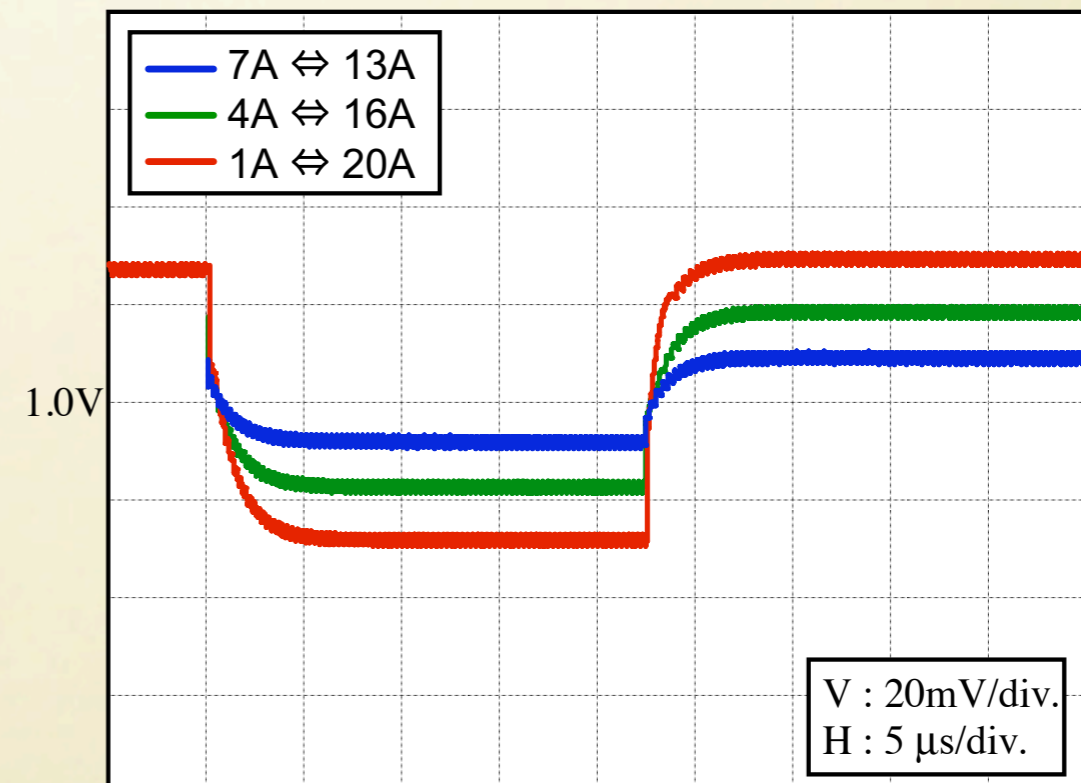
最大負荷電流における定常偏差

≈

overshoot, undershootの大きい値の方



$T_c = 33\mu\text{s}$, $V_h = 10\text{mV}$, $f_s = 2.5\text{MHz}$

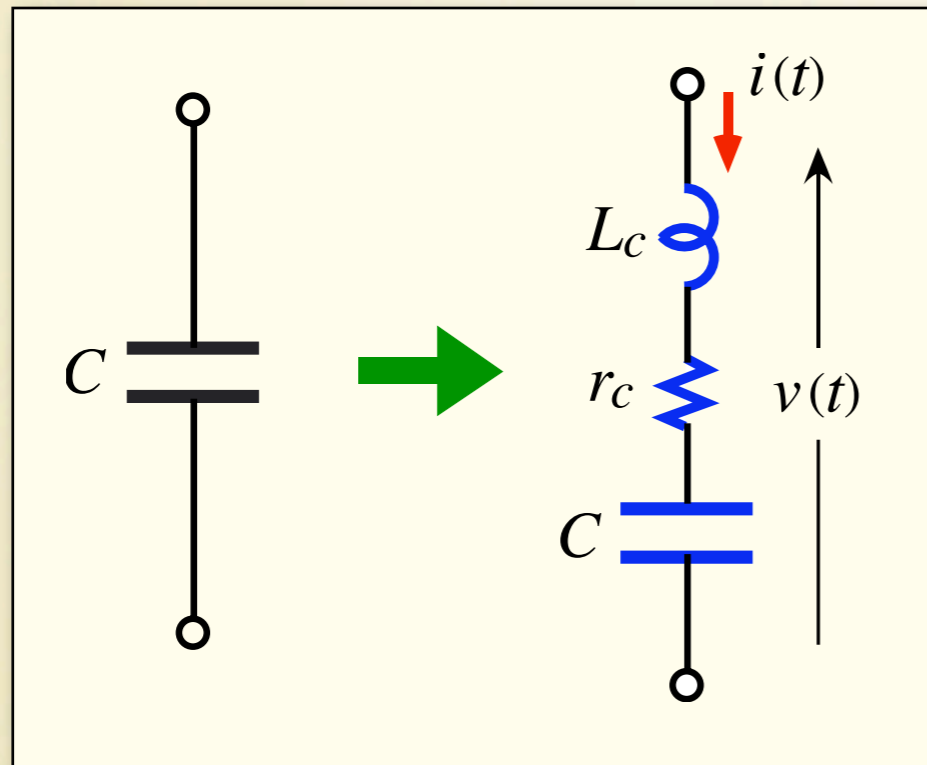


$L = 0.1\mu\text{H}$, $C = 300\mu\text{F}$, $T_c = 33\mu\text{s}$,
 $V_h = 10\text{mV}$, $f_s = 2.5\text{MHz}$

負荷電流ステップ変化時の出力電圧の過渡応答

4. 平滑用キャパシタの等価回路モデル

● 3 素子等価直列線形回路モデル



$$v(t) = L_c \frac{di(t)}{dt} + r_c i(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

電流の **slew rate** に比例
電流の **大きさ** に比例
電流の **大きさと時間** に比例

実装も大きく
影響

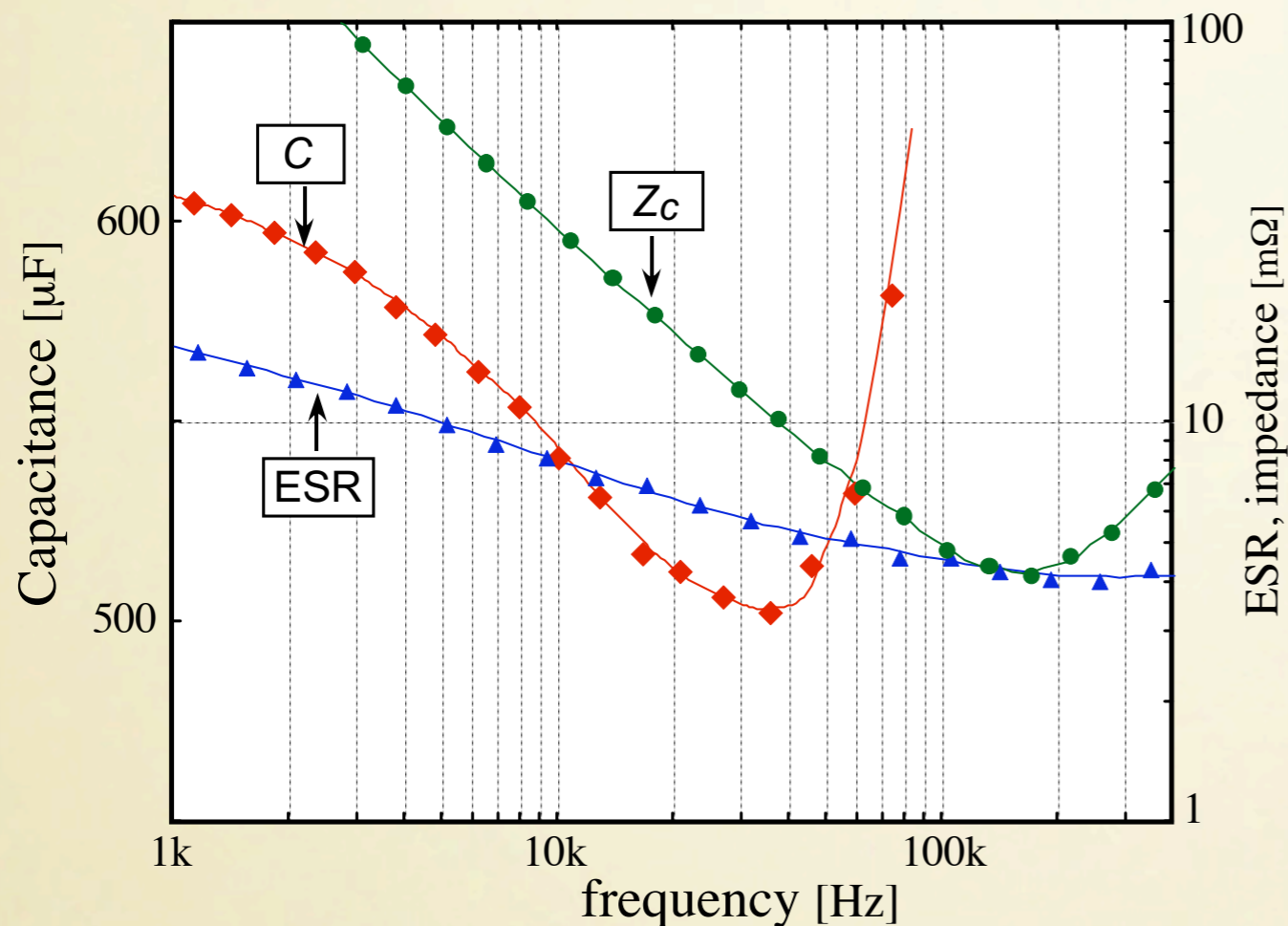
周波数に
依存

ESR, ESL, 容量はインピーダンスメータ等で測定

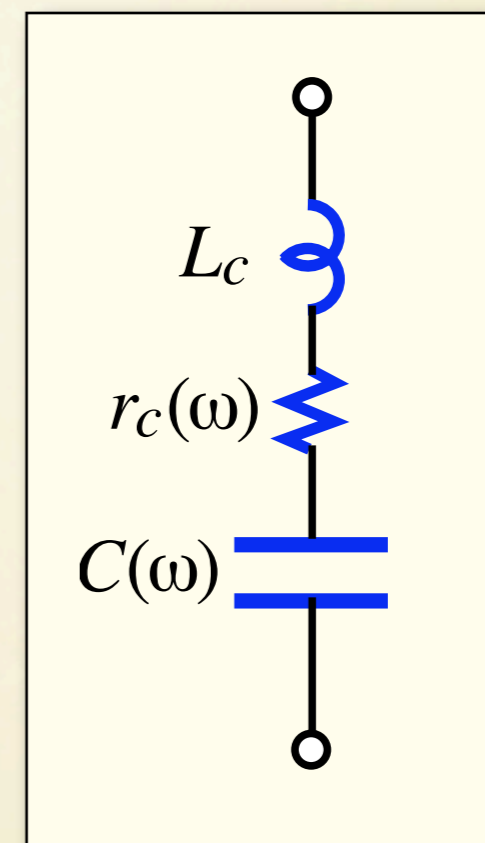


10 μ s程度以下の過渡的な時間領域では必ずしも適切とはいえない場合がある。

● 容量, ESRの周波数依存性

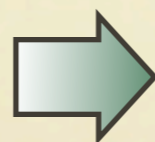


導電性高分子typeの周波数特性
(2.5V 560 μ F)



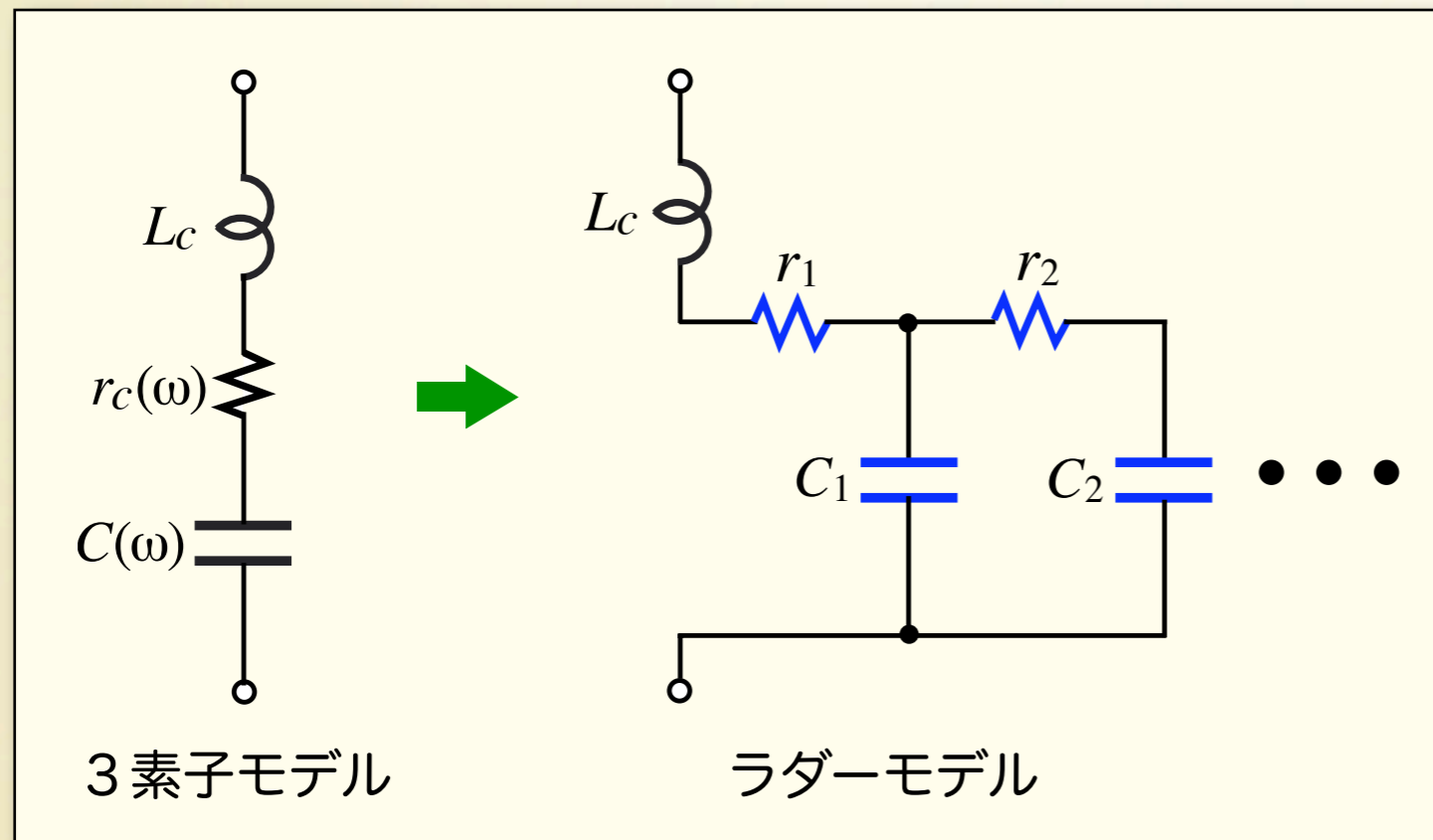
容量, ESRは周波数の関数

特定の周波数での
容量, ESRの値



短い時間での過渡応答
シミュレーションに
誤差

● ラダーモデルの適用



ラダーモデルにより



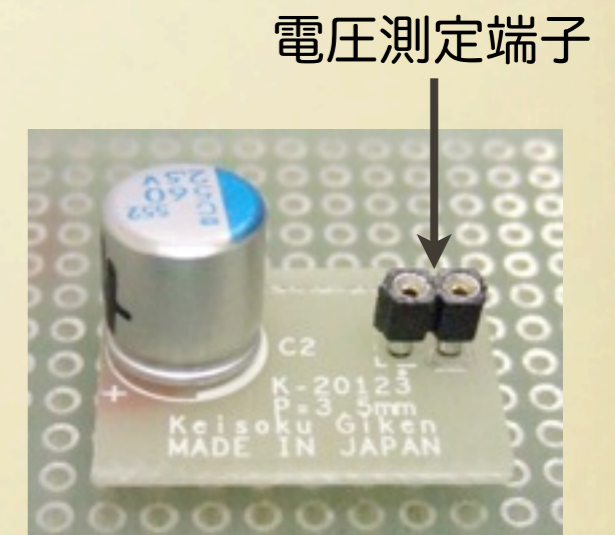
等価的に容量とESR
に周波数特性をもた
せる

★ 各パラメータの同定

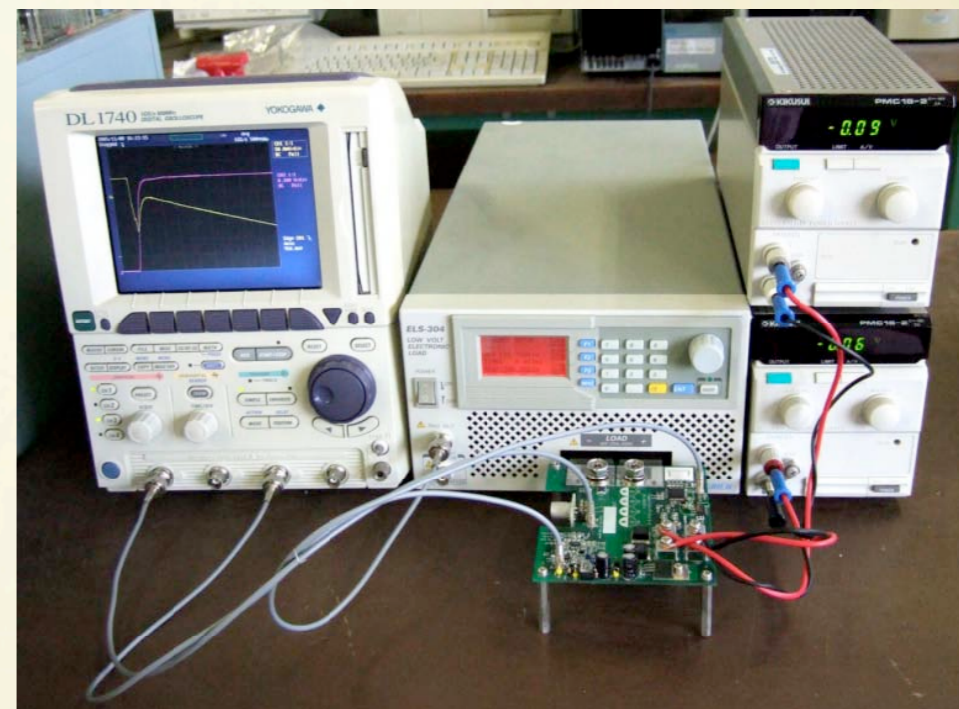
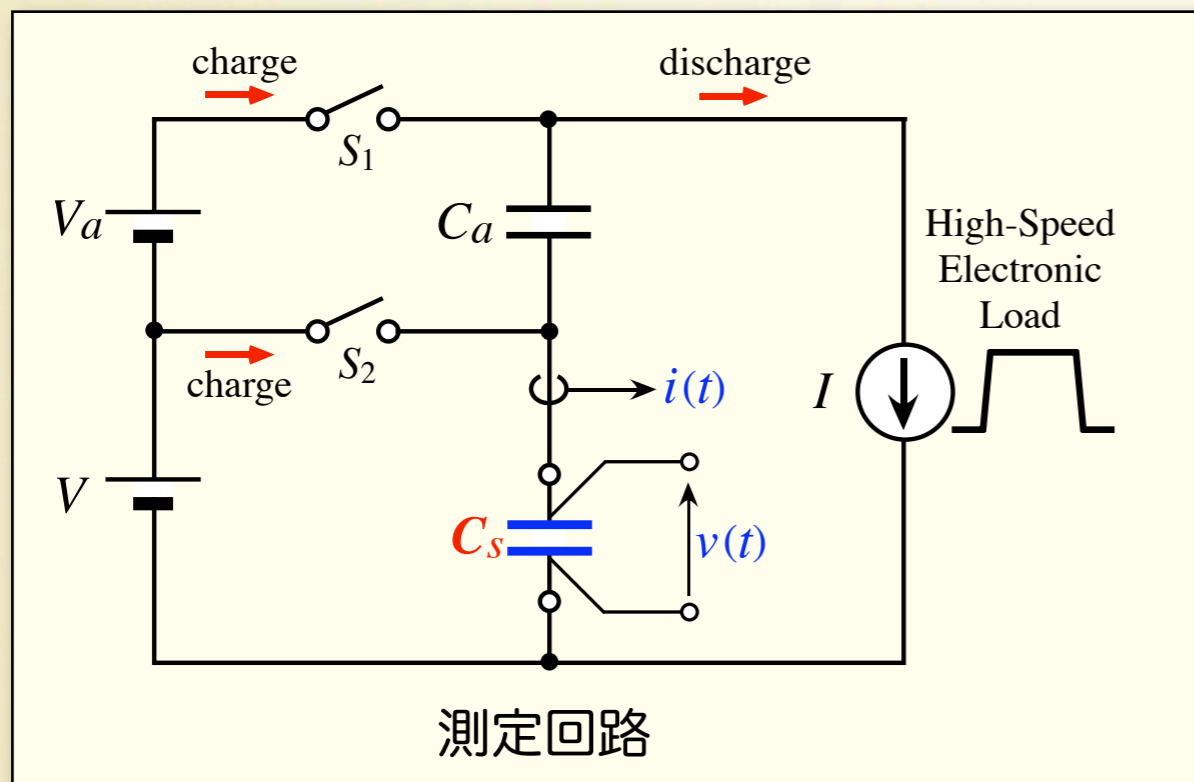
(1) 周波数領域 → 時間領域

(2) 測定条件

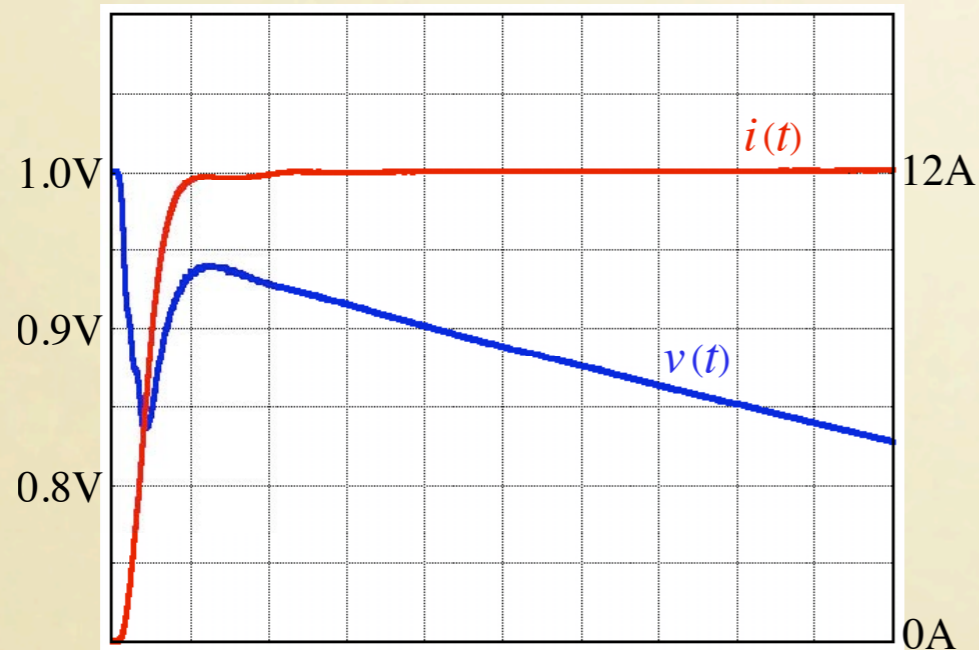
- ・ PCBに実装した状態で計測
- ・ 測定電流は実際の使用条件に近い値を使用



● 直流大電流放電による測定



測定装置



(H : 500ns/div. , V : 50mV/div. , 2A/div.)

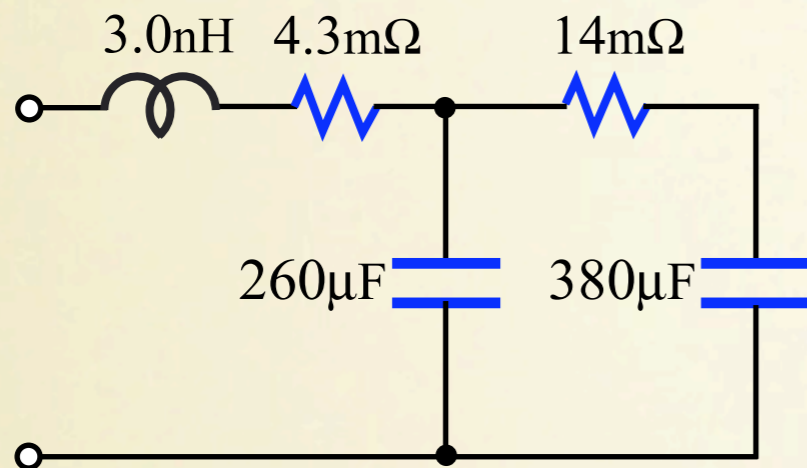
電圧, 電流の測定波形

1nsでサンプルされた
電圧, 電流のデータ

パソコン

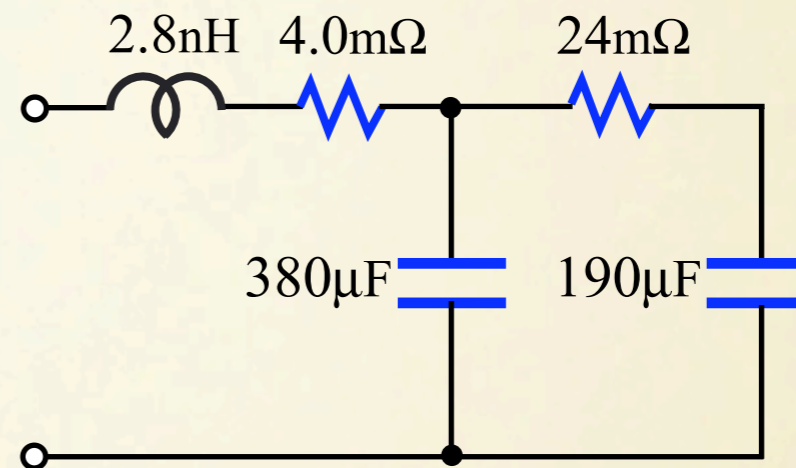
カーブフィッティング法で
5素子モデルの5つのパラ
メータを同定

● 測定および計算結果

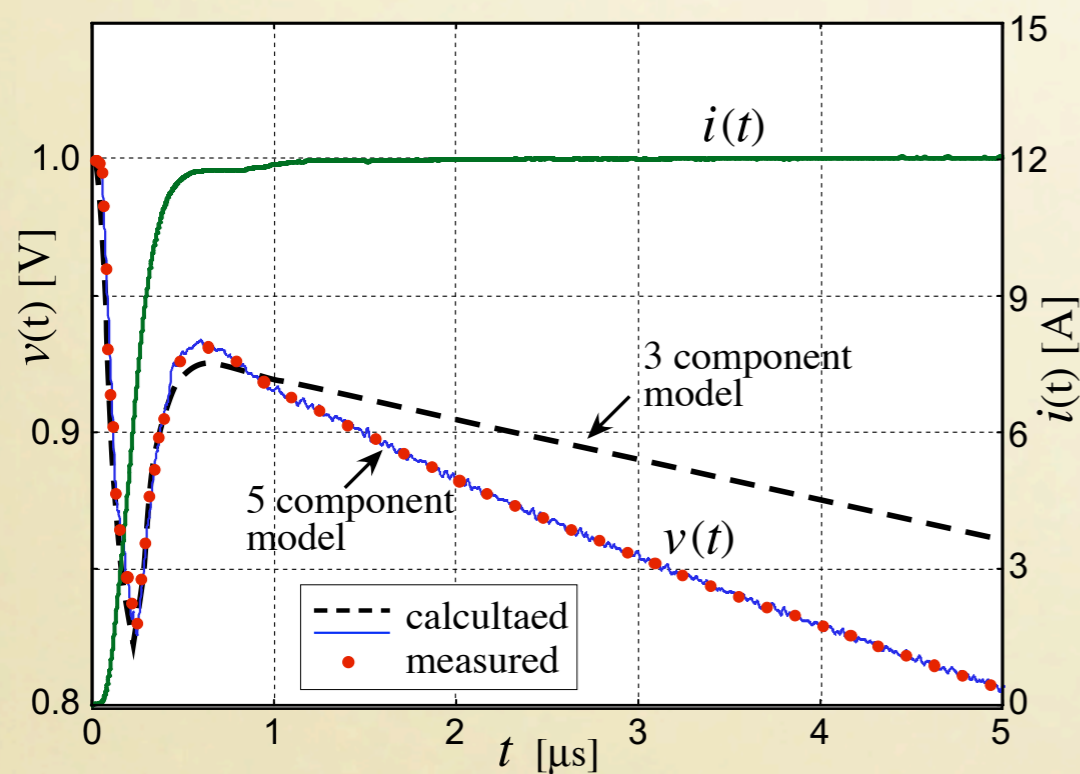


2.9nH, 5.8mΩ, 840μF

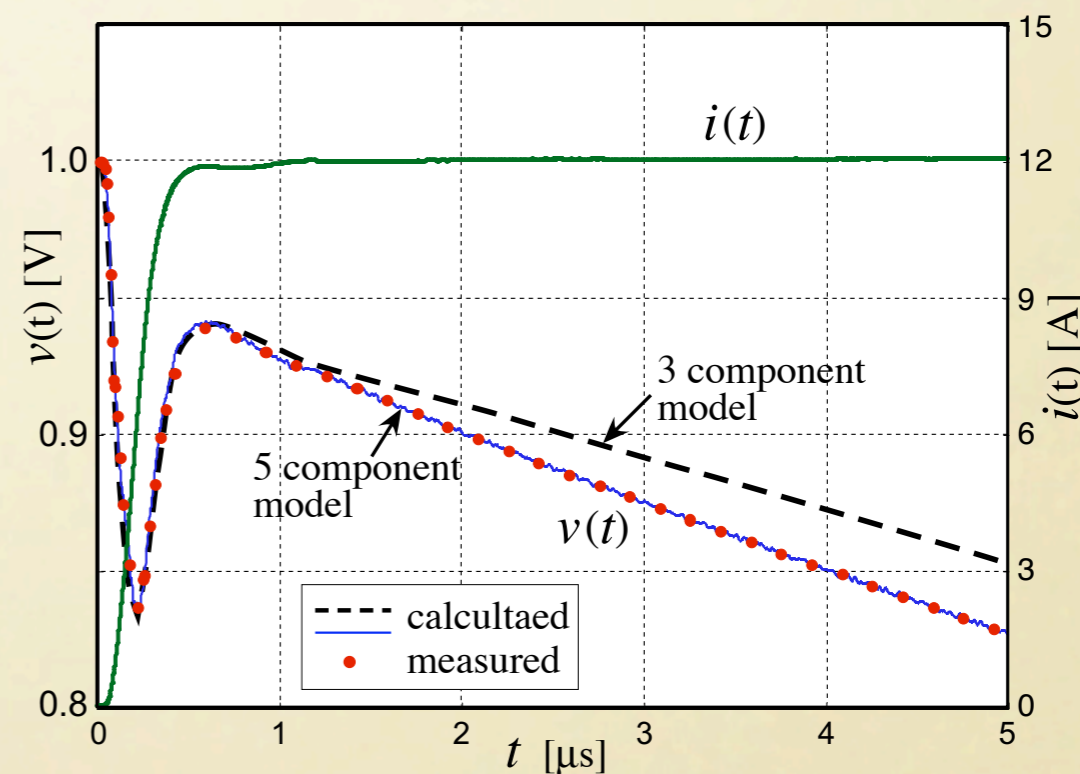
インピーダンスアナライザによる実測値 (ESL:20MHz, ESR:100kHz, C:120Hz)



2.7nH, 4.7mΩ, 630μF



(a) sample #1

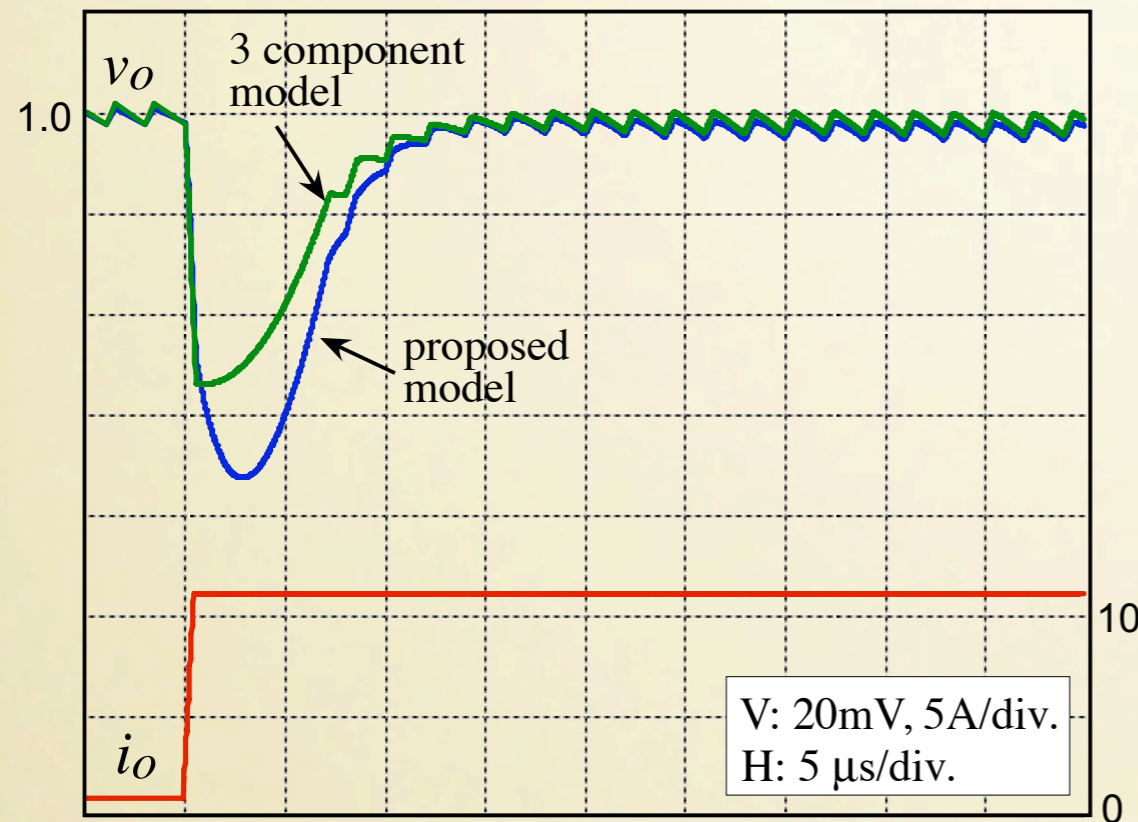


(b) sample #2

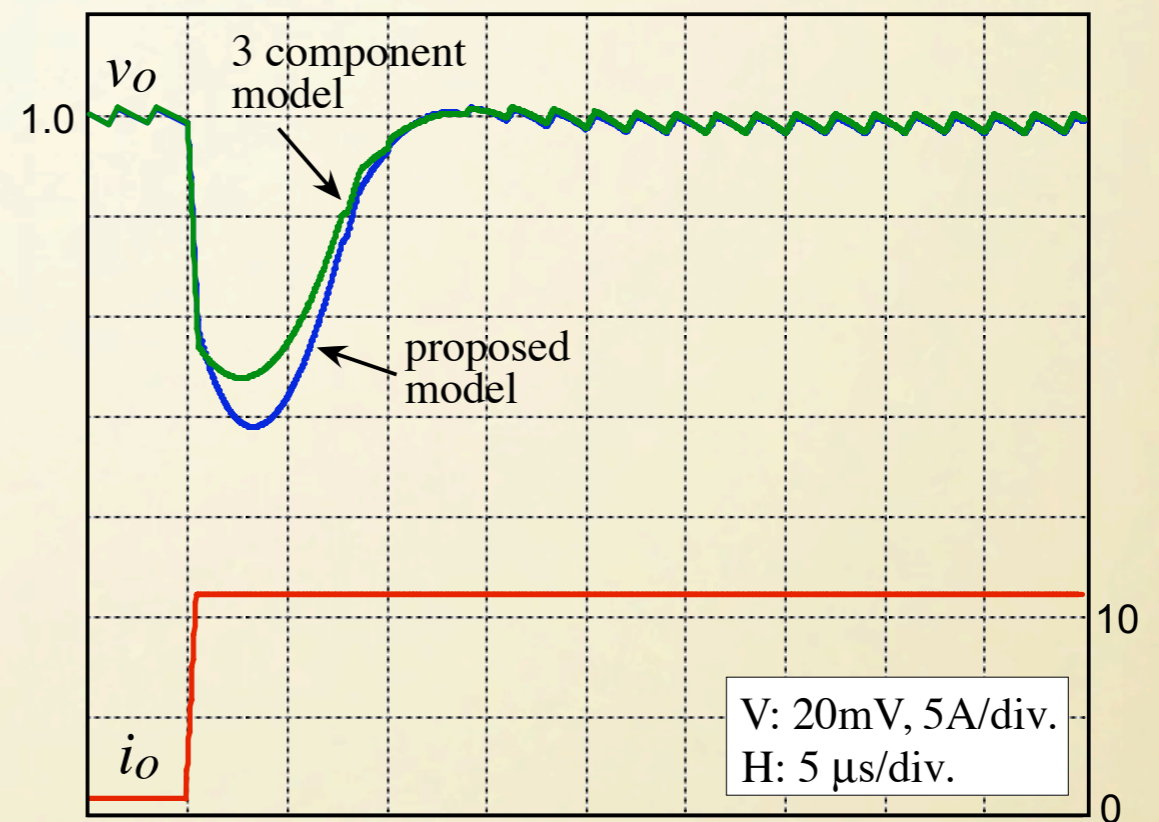
実測値と計算値の比較

● 降圧形コンバータの負荷変動時における過渡応答

$I_o : 1 \text{ A to } 12 \text{ A}$



(a) sample #1 (820 μF)



(b) sample #2 (560 μF)

$$V_i = 5\text{V}, V_o = 1.0\text{V}, L = 2.2\mu\text{H}, f_s = 500\text{kHz}$$