

マルチフェーズ方式リップル制御電源の特性検討

熊 軼[†] 浅石 恒洋 三木 夏子 孫 逸菲

築地 伸和 小堀 康功 小林 春夫

群馬大学大学院 理工学府

小林研究室 修士二年生

目的

- サーバープロセス用スイッチング電源の開発
- 高速応答
 - 大電流

取り組み

- 固定オン時間制御
- マルチフェーズ

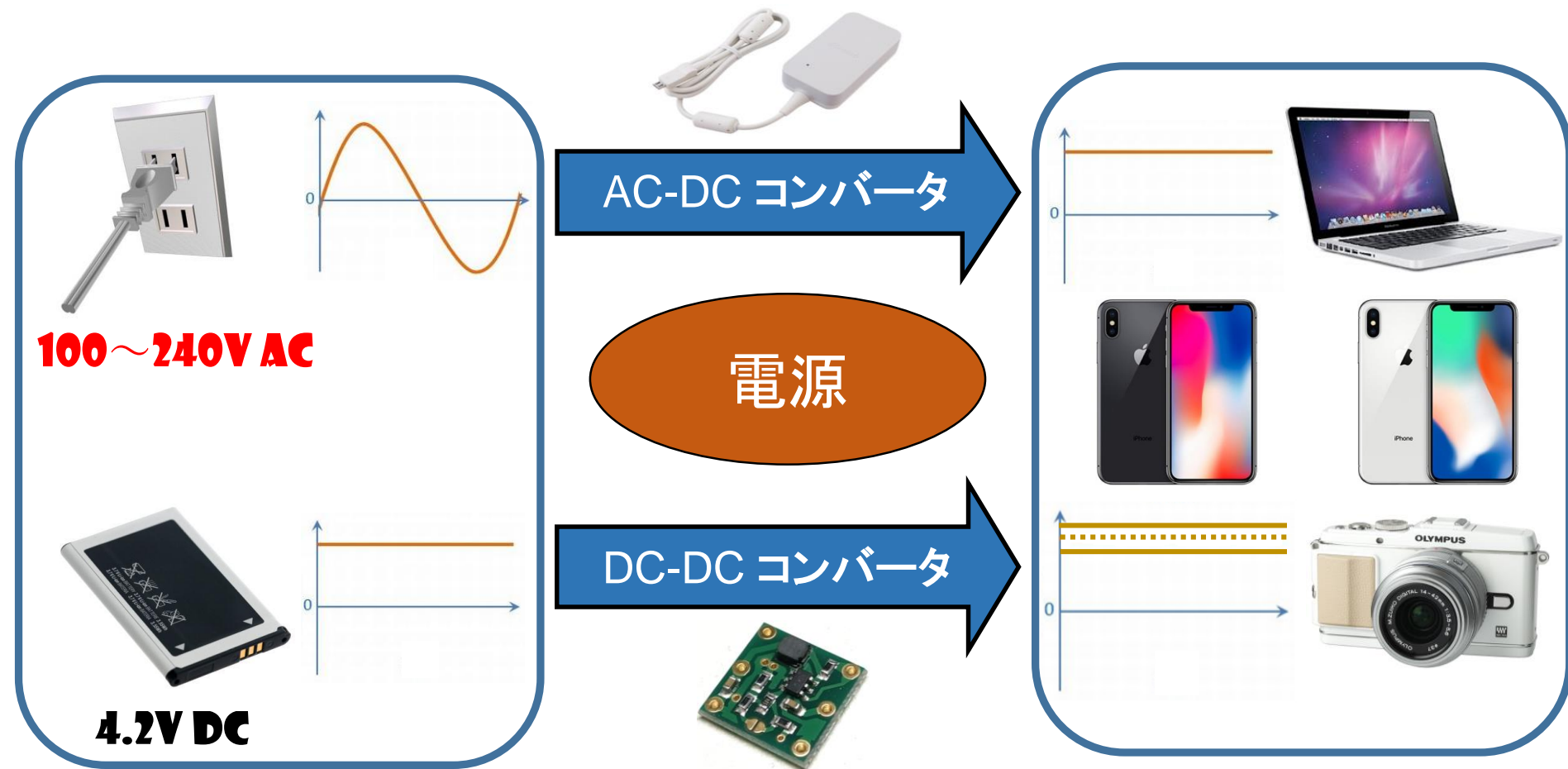
目次

- 背景
- 固定オン時間制御
- 鋸歯状波回路による四相コンバータソリューション
- シミュレーション結果
- 素子感度測定
- 結論

目次

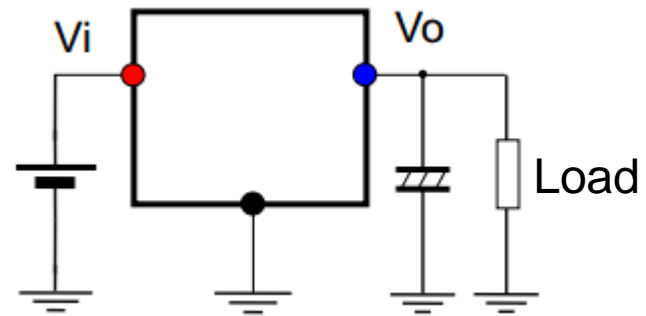
- **背景**
- 固定オン時間制御
- 鋸歯状波回路による四相コンバータソリューション
- シミュレーション結果
- 一巡伝達関数特性検討
- 結論

電源とは



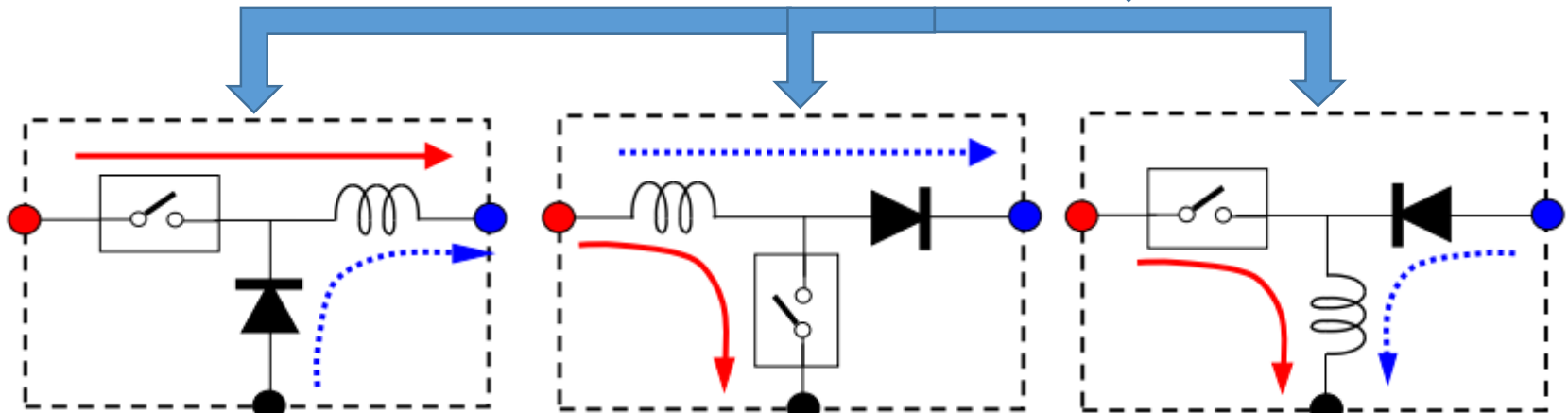
電子機器に適切な電圧を供給するためにどこでも電源が要求されている

DC-DCコンバータの分類



DC-DC コンバータ

基本構成



降圧

昇圧

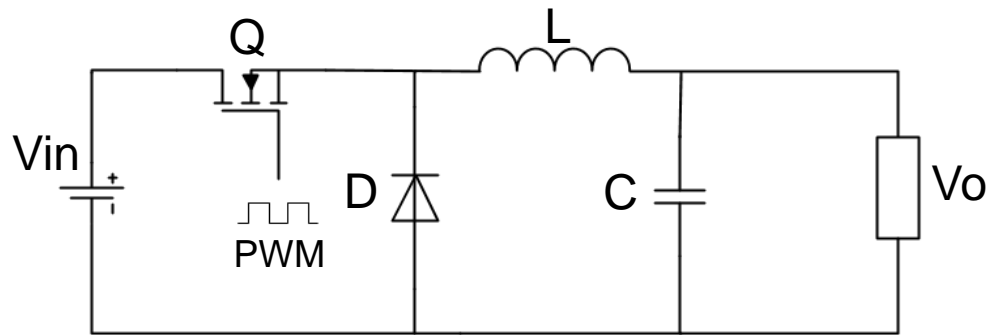
昇降圧

$V_{in} > V_o$

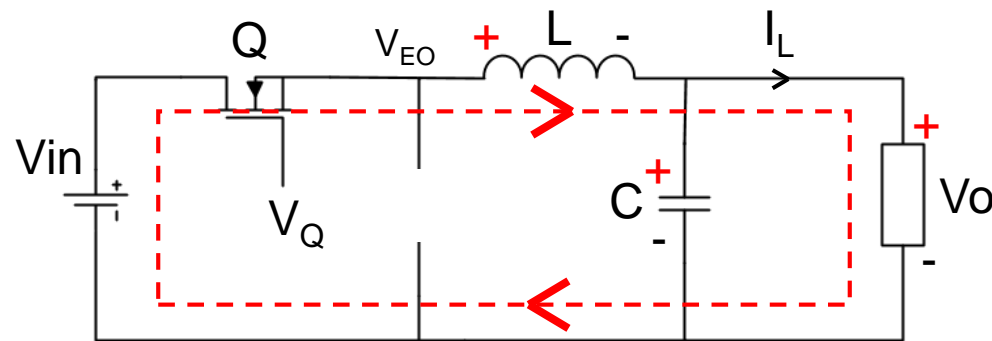
$V_{in} < V_o$

$V_{in} \approx V_o$

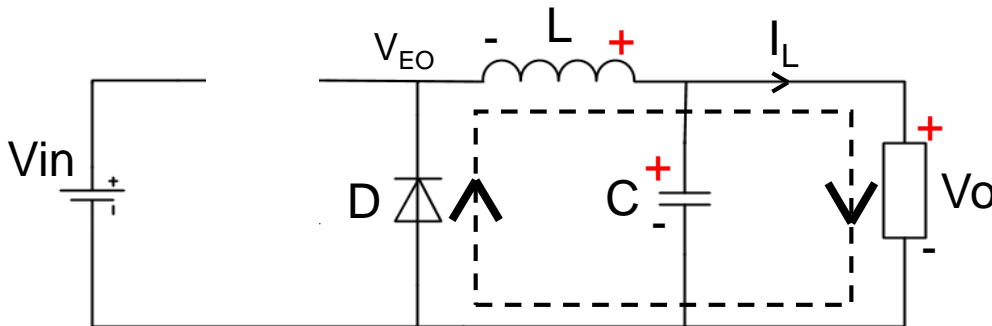
Buck コンバータの動作



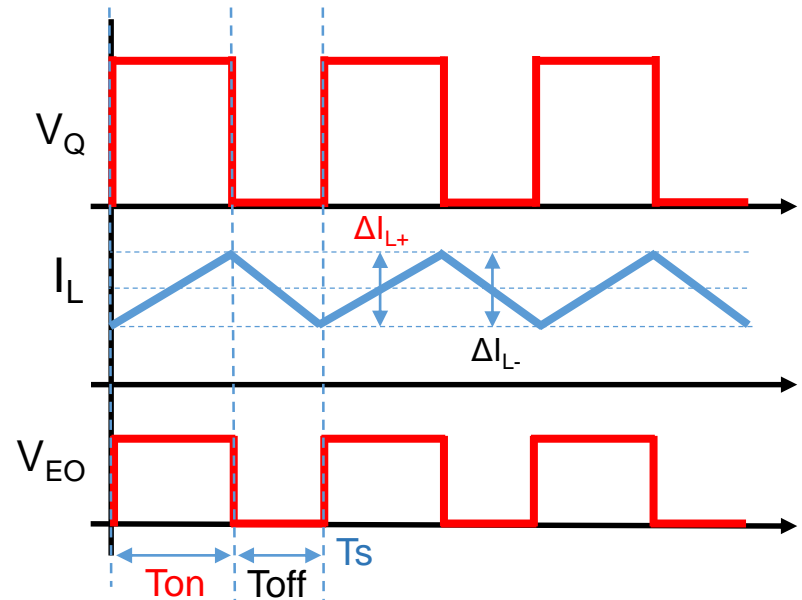
Buck コンバータ



On 期間: Q on D off



Off 期間: Q off D on



On 期間

$$V_{Lon} = V_{in} - V_o = L \cdot (\Delta i_{L+} / \Delta t_{on})$$

Off 期間

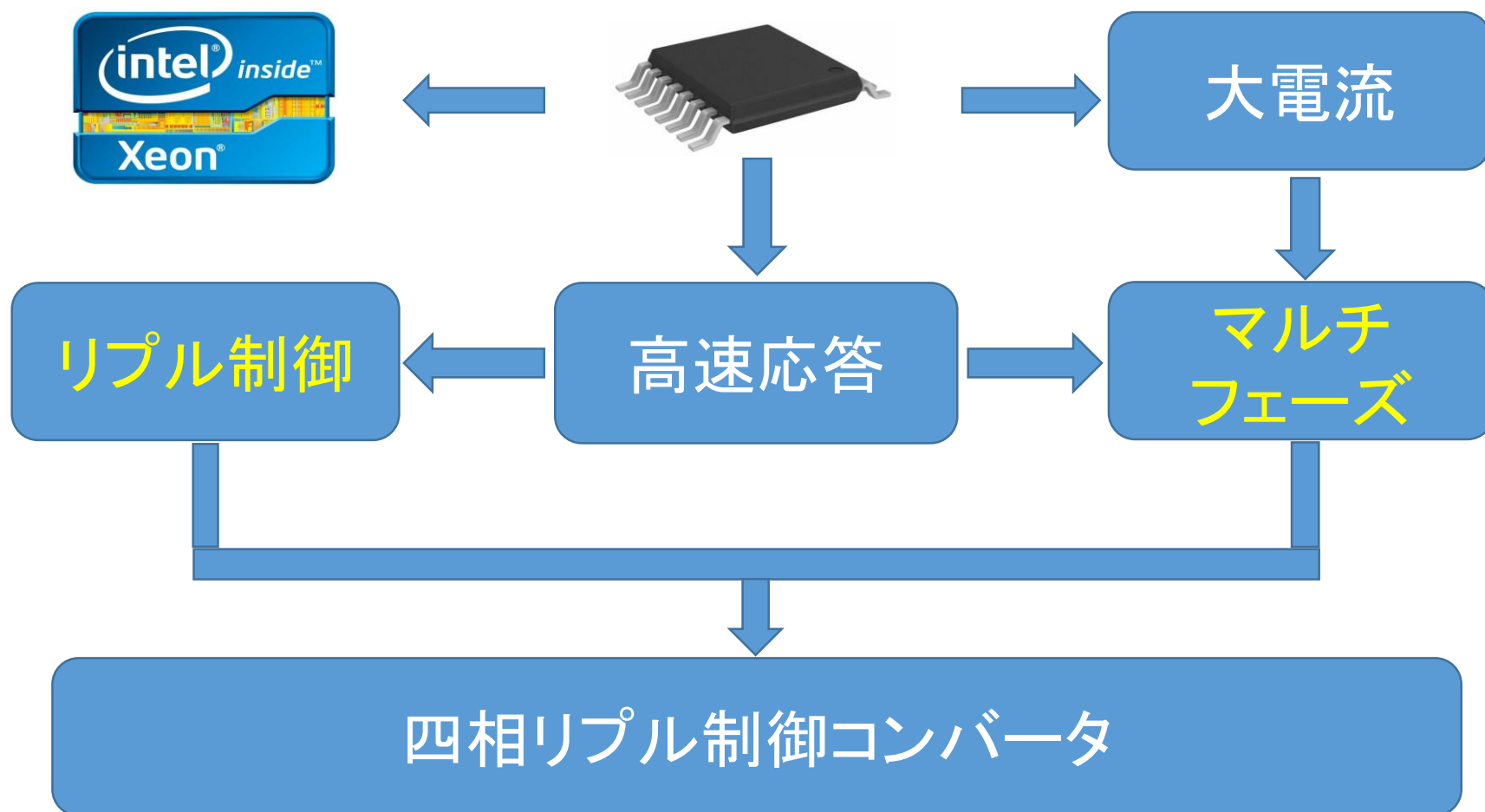
$$V_{Loff} = -V_o = L \cdot (\Delta i_{L-} / \Delta t_{off})$$

電圧-時間バランス $\Delta i_{L+} = \Delta i_{L-}$

$$V_o = V_{in} \frac{T_{on}}{T_s}$$

サーバープロセス用電源の要求

DC input	DC output	Max. output current	Max. output current step	Max. output current slew rate
12V	1.5V	120A	100A/us	930A/us



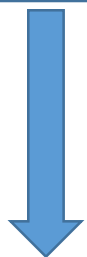
目次

- 背景
- **固定オン時間制御**
- 鋸歯状波回路による四相コンバータソリューション
- シミュレーション結果
- 一巡伝達関数特性検討
- 結論

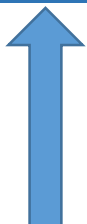
固定オン時間制御の利点

リップル制御

ヒステリシス
ウィンドウ制御

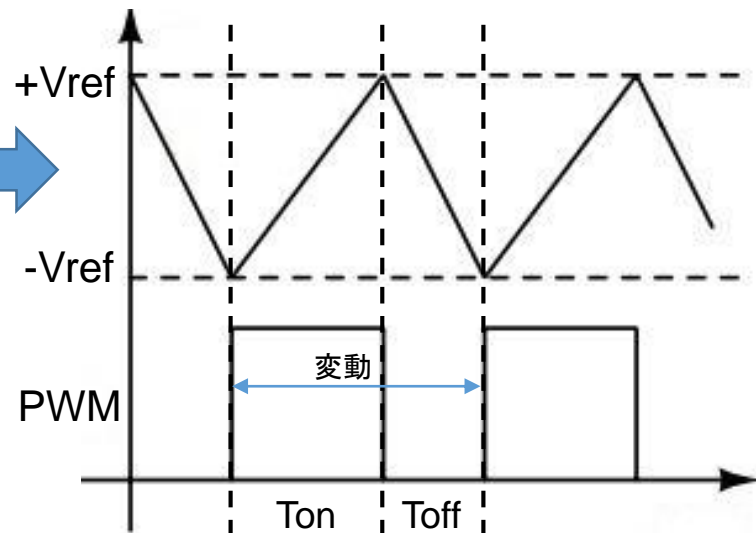
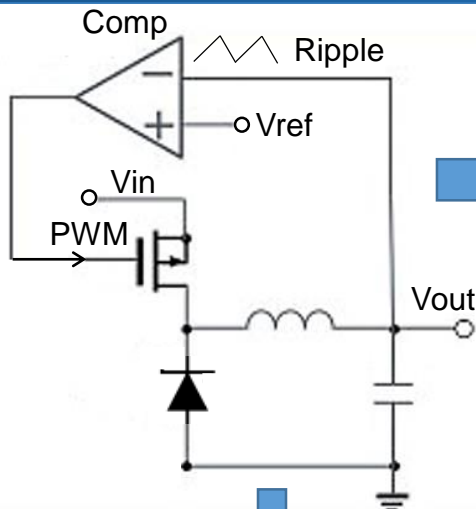


超高速応答

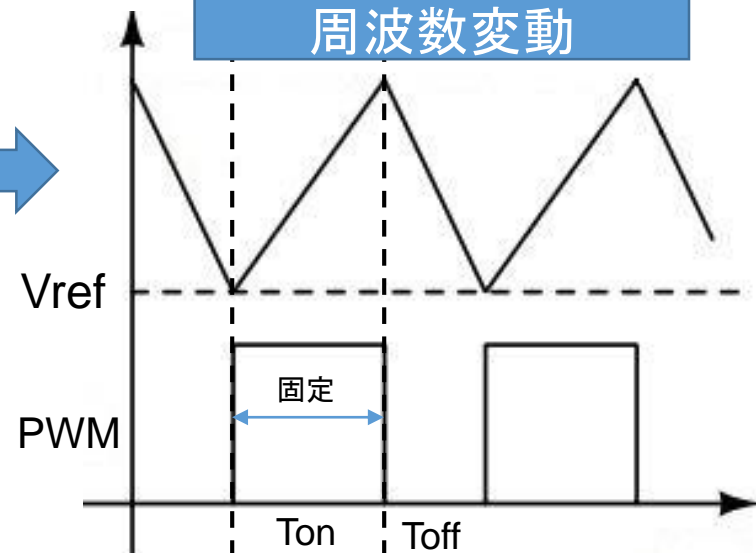
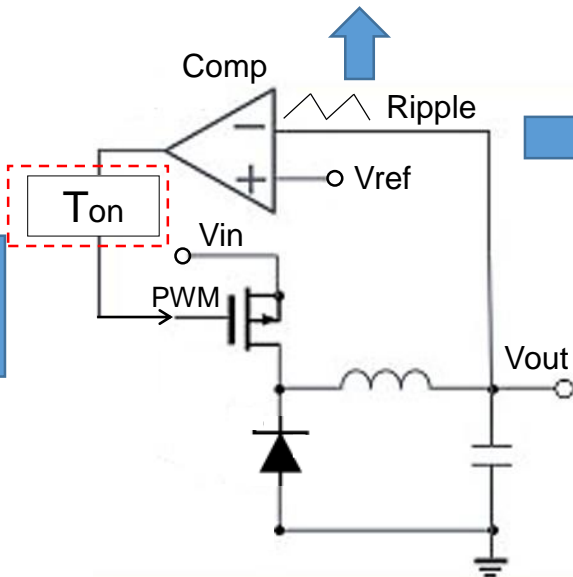


固定オン時間制御

$$f_{sw} = \frac{V_o}{V_{in} \cdot T_{on}}$$



位相補償なし

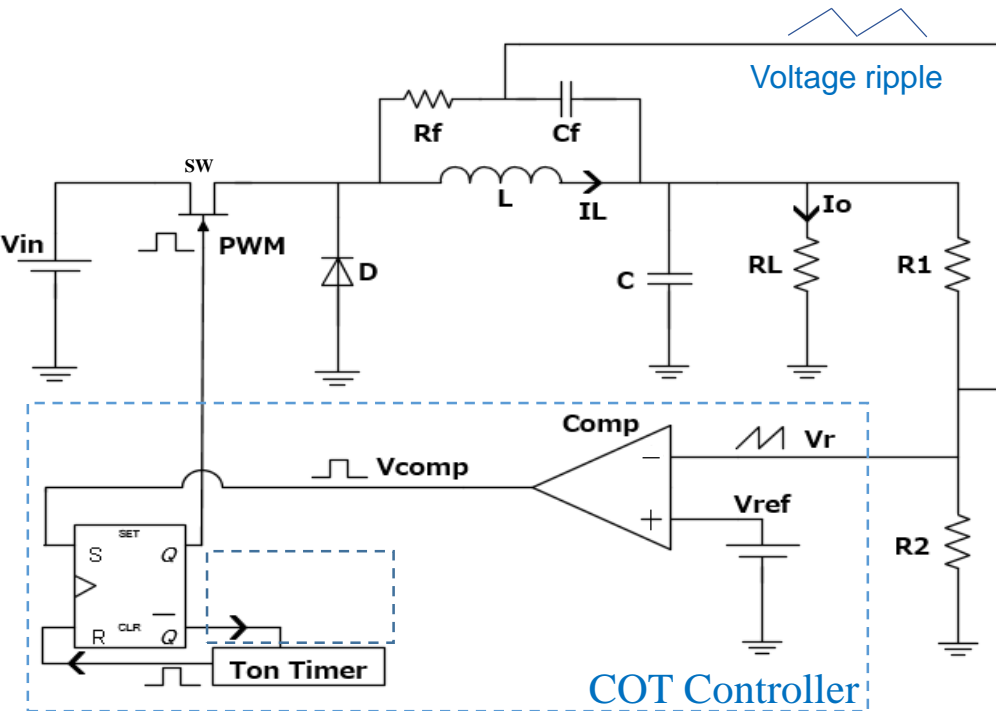


負荷変動による
周波数変動

周波数安定

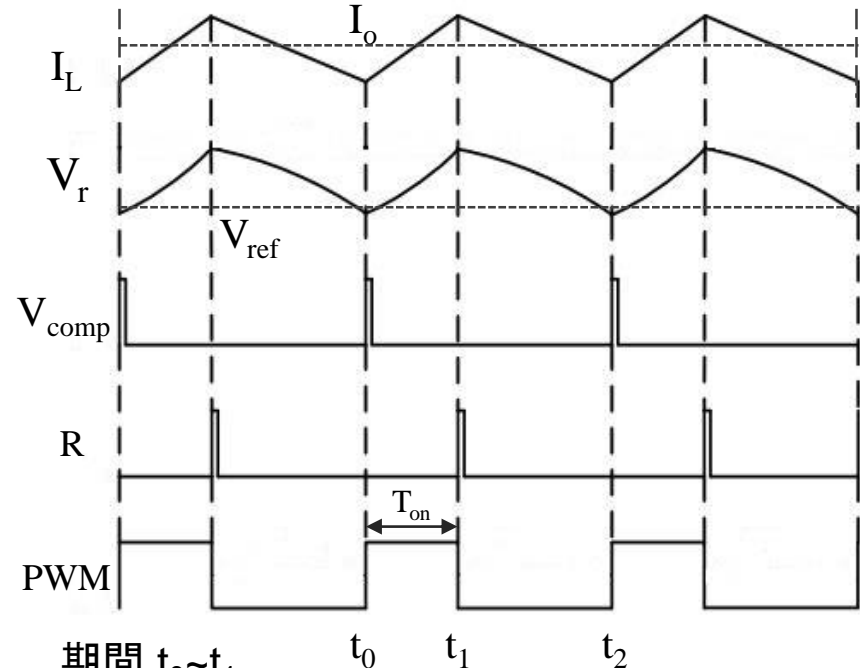
固定オン時間制御の動作

提案した固定オン時間制御コンバータ



外部クロックなし

動作波形



期間 $t_0 \sim t_1$

- ① V_r は V_{ref} に達すると、 V_{comp} が発生する
- ② RS flip-flop が V_{comp} で起動する
- ③ PWMがLからHに転じ、タイマーTon が起動する

- ④タイマーTon が計時完了
- ⑤ RS flip-flop がリセットする
- ⑥ PWMがHからLに転じる

期間 $t_1 \sim t_2$

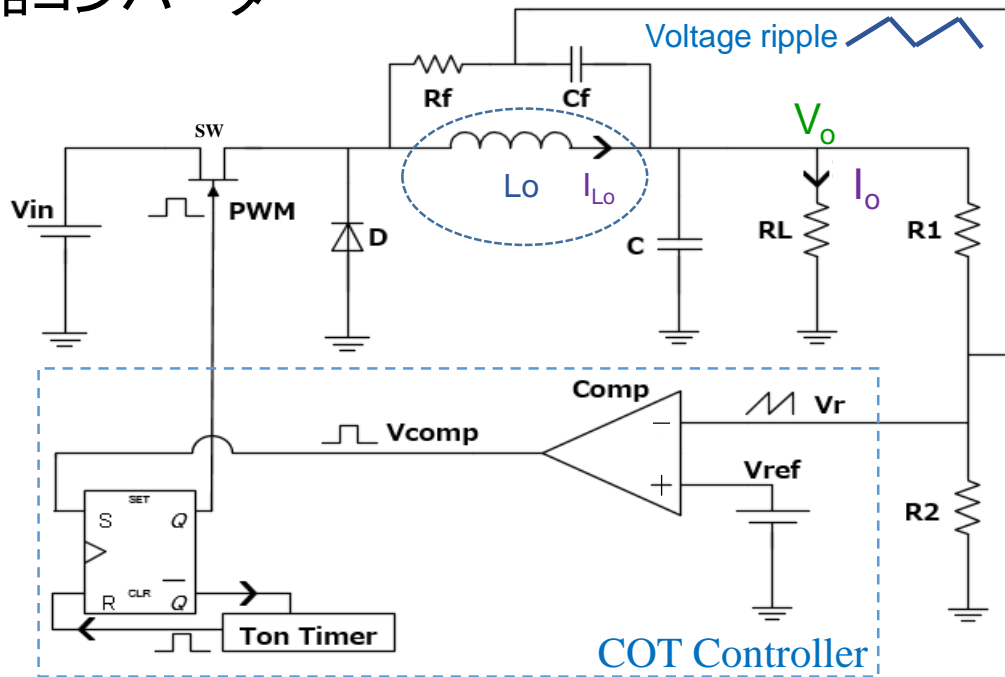
- ⑦ PWMは次のサイクルまでLに維持する

目次

- 背景
- 固定オン時間制御
- 鋸歯状波回路による四相コンバータソリューション
- シミュレーション結果
- 一巡伝達関数特性検討
- 結論

単相コンバータのデメリット

単相コンバータ

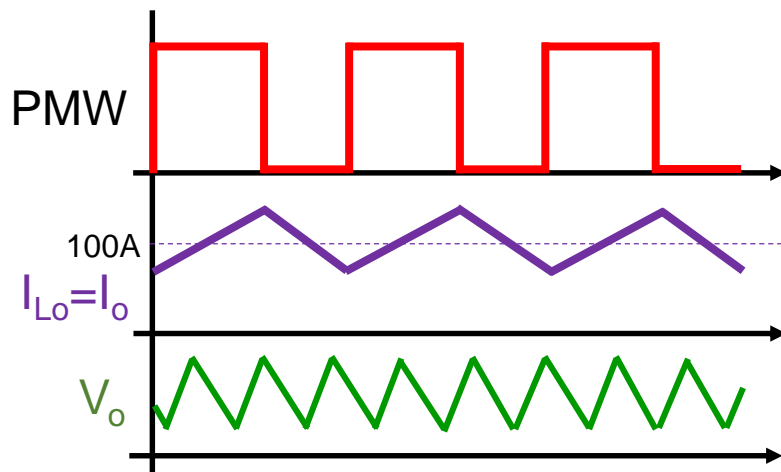


1相構成:

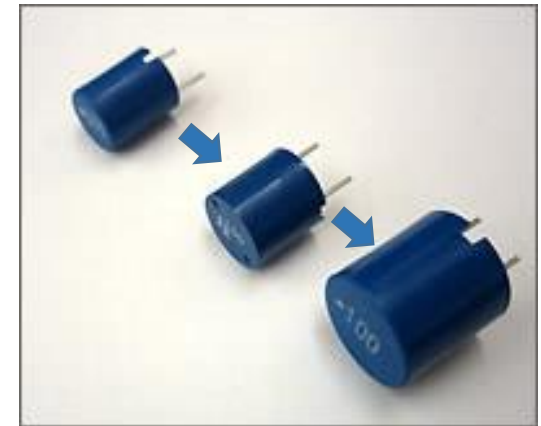
一回路で出力電流全て流す必要あり、回路素子への負担大



L_0 のサイズがおおきくなる

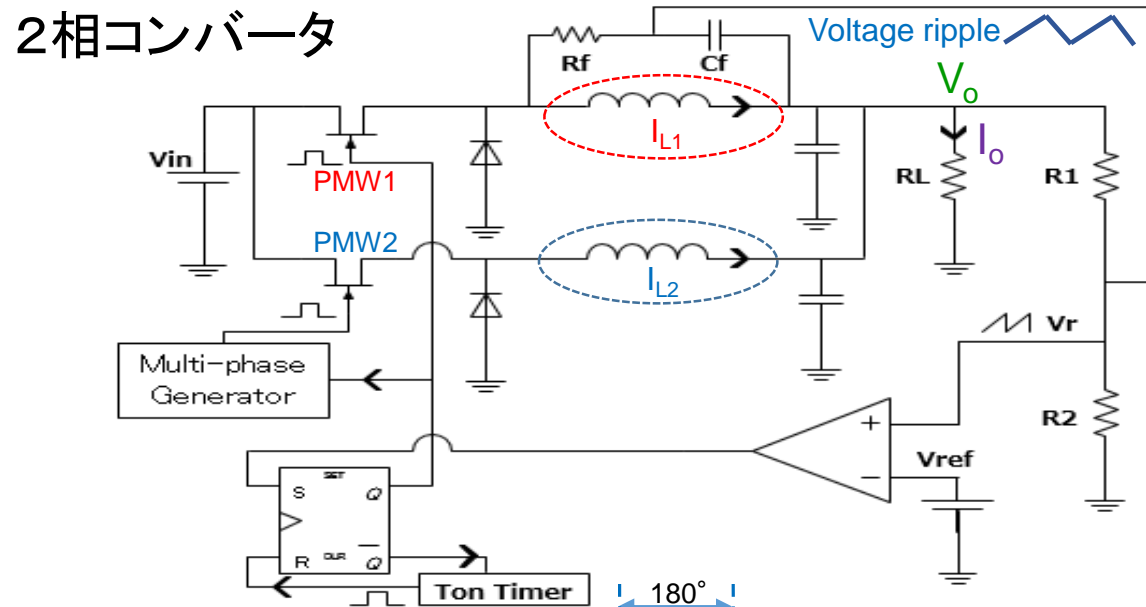


L_0 を流している
大負荷電流



マルチフェーズコンバータのメリット

2相コンバータ



PWM1に追従する
PWM2を、クロック
なしで求めるには
工夫が必要

2相構成：
二回路で出力電流を半分
ずつ負担し、素子を小型化



L1 と L2 のサイズが
小さくなる

PWM1

PWM2

I_{L1}

I_{L2}

100A

$I_{Lo} = I_{L1} + I_{L2}$

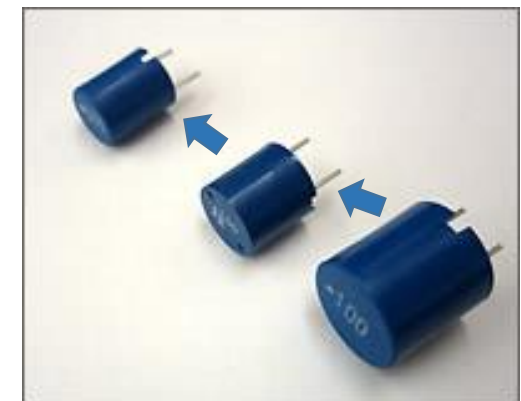
V_o

180° 度位相ずれ

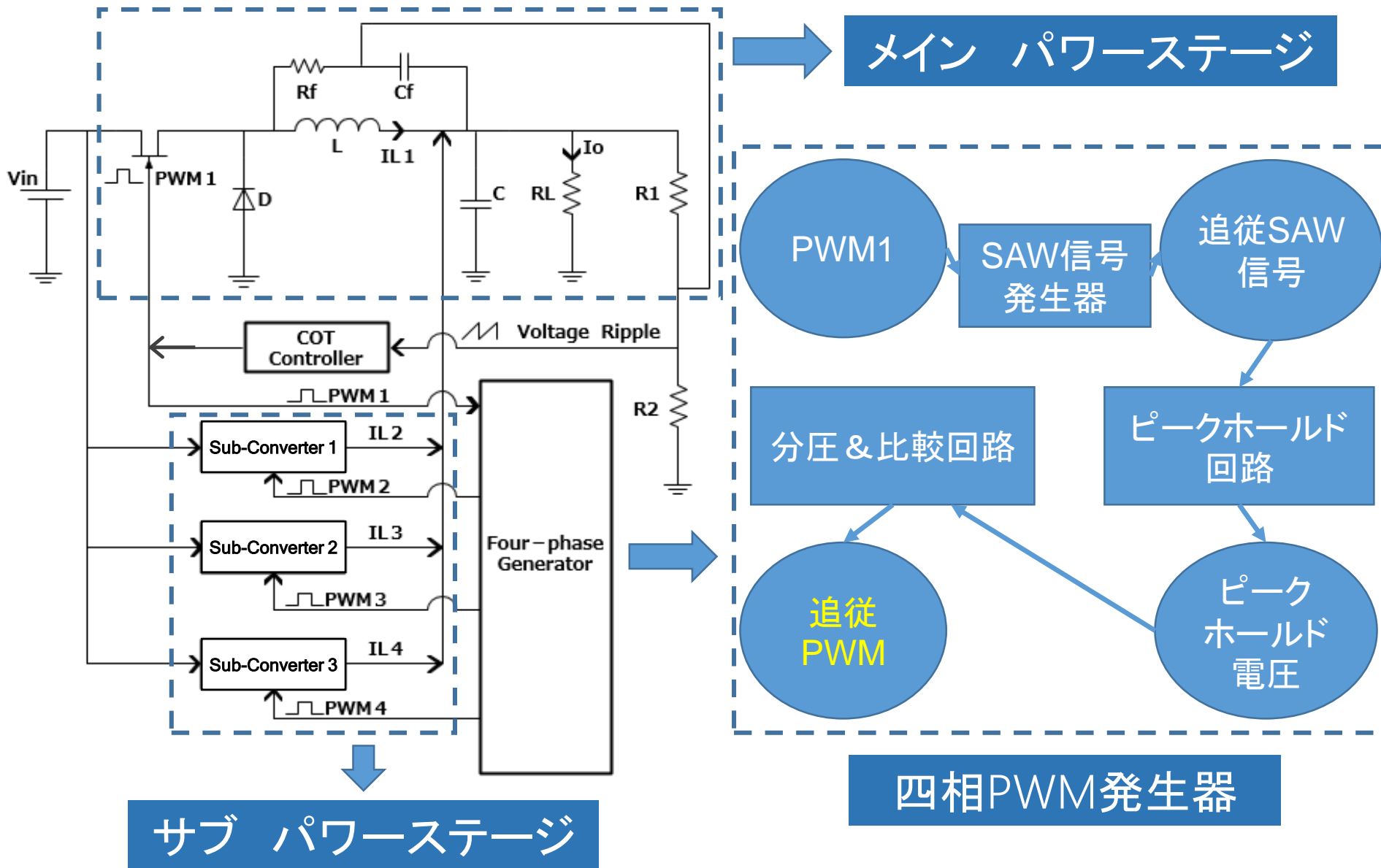
各相のインダクタ電流が
半減する

疑似的にスイッチング
周波数が高まる

位相をずらして 出力
リップル電圧を低減する

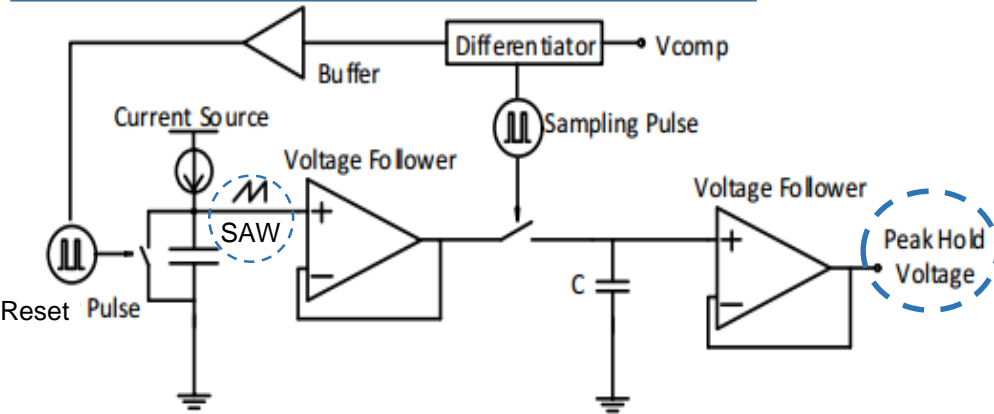


提案した四相コンバータの構成

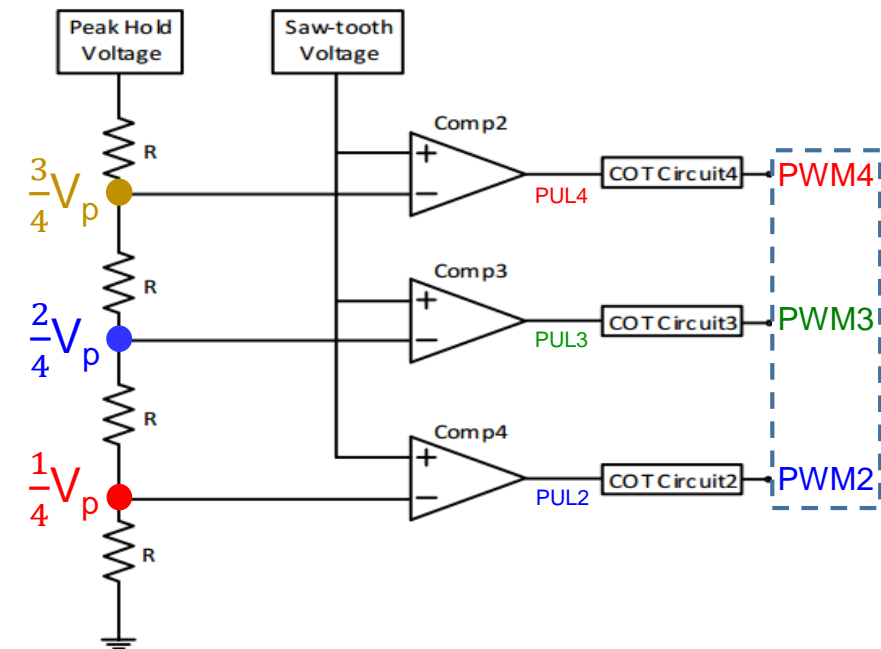


四相PWMの生成

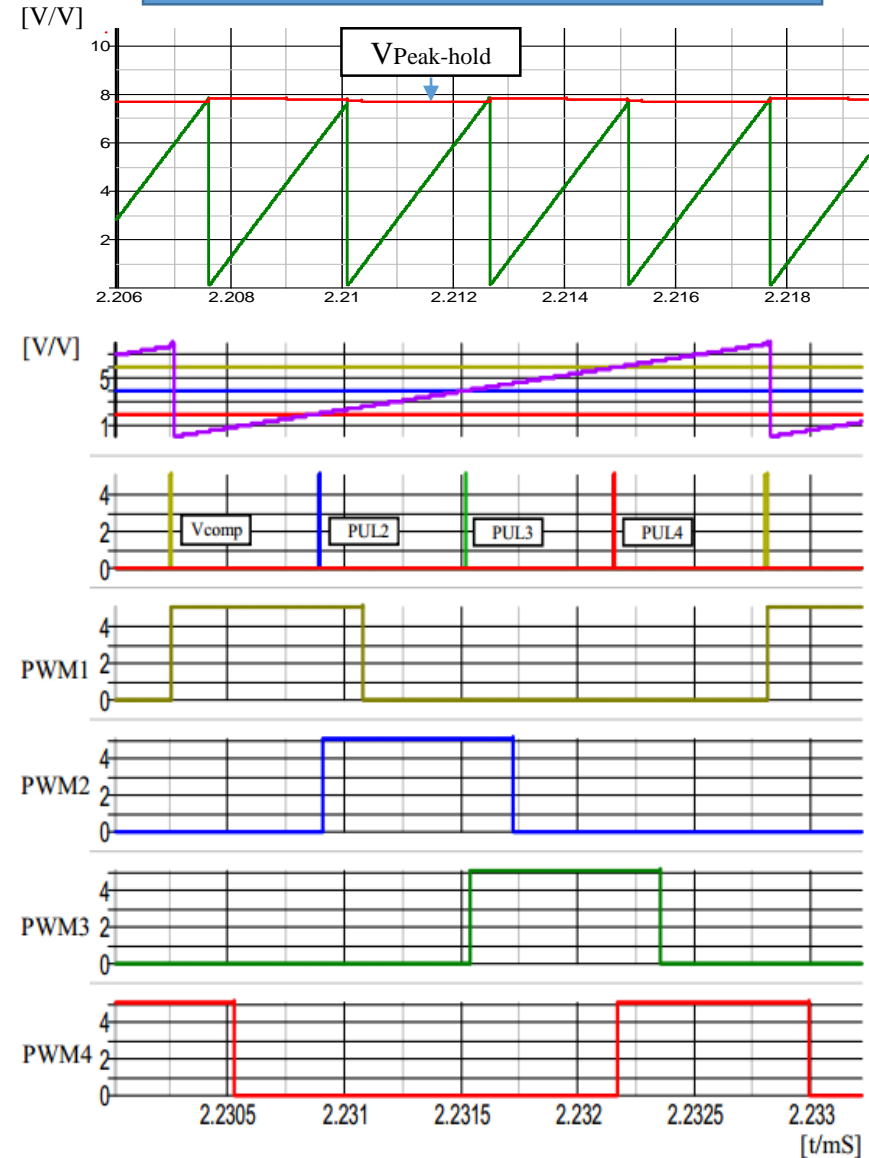
SAW 発生器& ピークホールド回路



分圧&比較回路



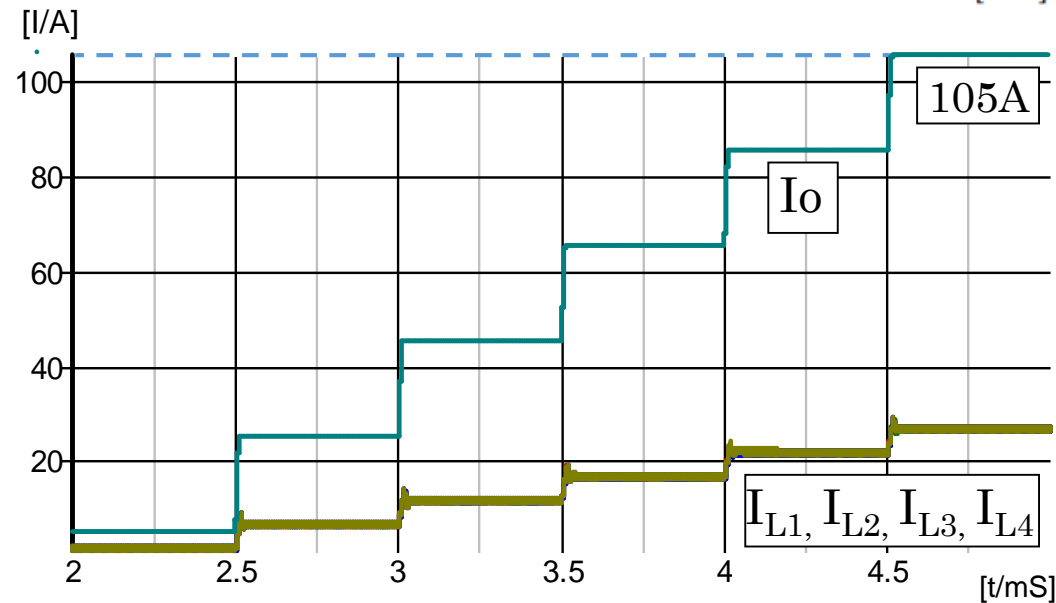
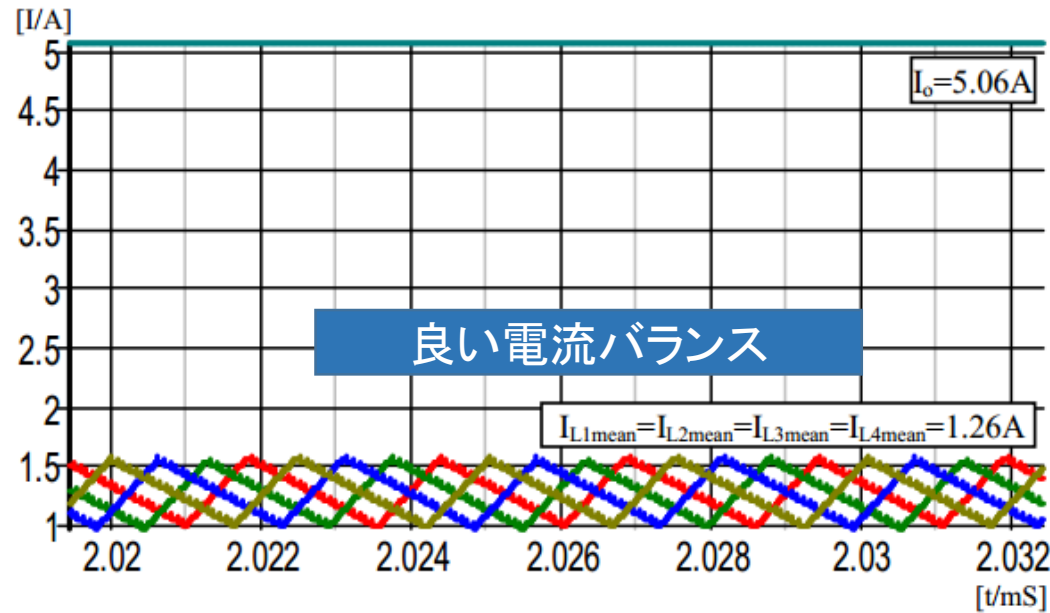
動作波形



目次

- 背景
- 固定オン時間制御
- 鋸歯状波回路による四相コンバータソリューション
- **シミュレーション結果**
- 一巡伝達関数特性検討
- 結論

電流バランス



電流バランスばらつき ΔI_L

$$\Delta I_L = |I_L - I_o/4|$$

$$\delta = \Delta I_L / (I_o/4) \times 100\%$$

$I_o = 5.06A$ の場合

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_{L4} = 1.26A$$

$$\Delta I_{L1} = I_{L1} - I_o/4$$

$$= |1.26 - 5.06/4| = 0.005A$$

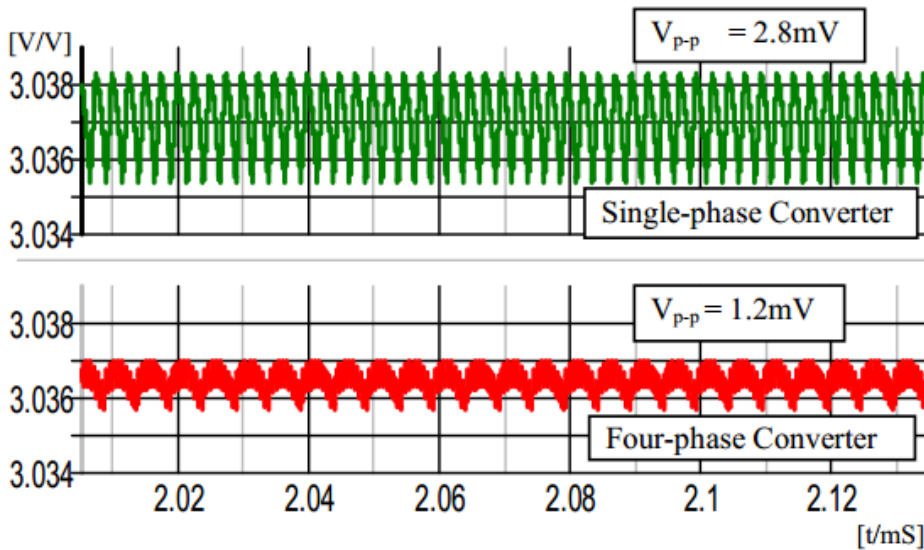
$$\delta = 0.005 / (5.06/4) \times 100\%$$

$$= 0.39\%$$

大負荷電流を確認

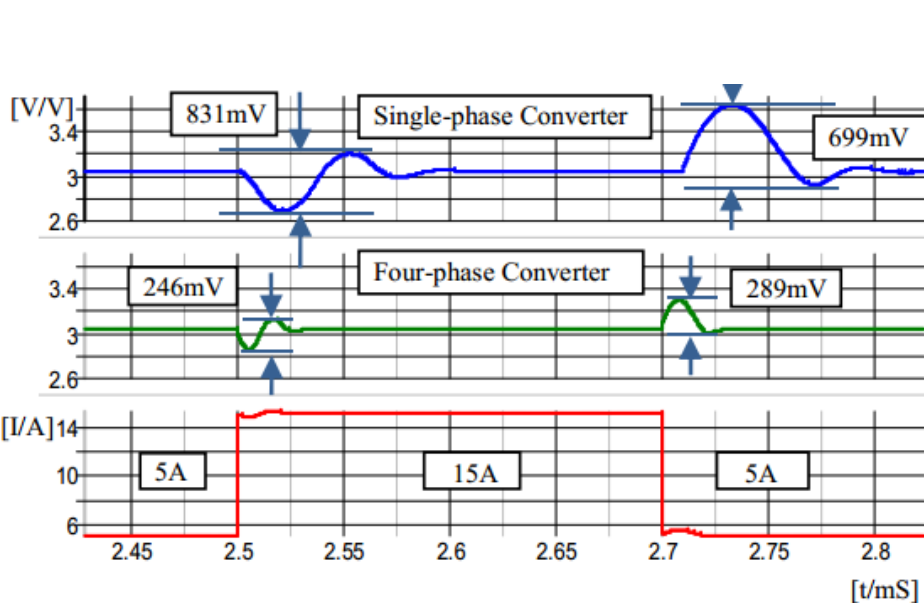
過渡応答期間でも
良い電流バランス

過渡応答の比較



静的状態特性

	リップル振幅	リップル割合
出力電圧	57%減少 2.8mV⇒1.2mV	1%以下



$I_{load} : 5\text{A} \rightarrow 10\text{A} \rightarrow 5\text{A}$

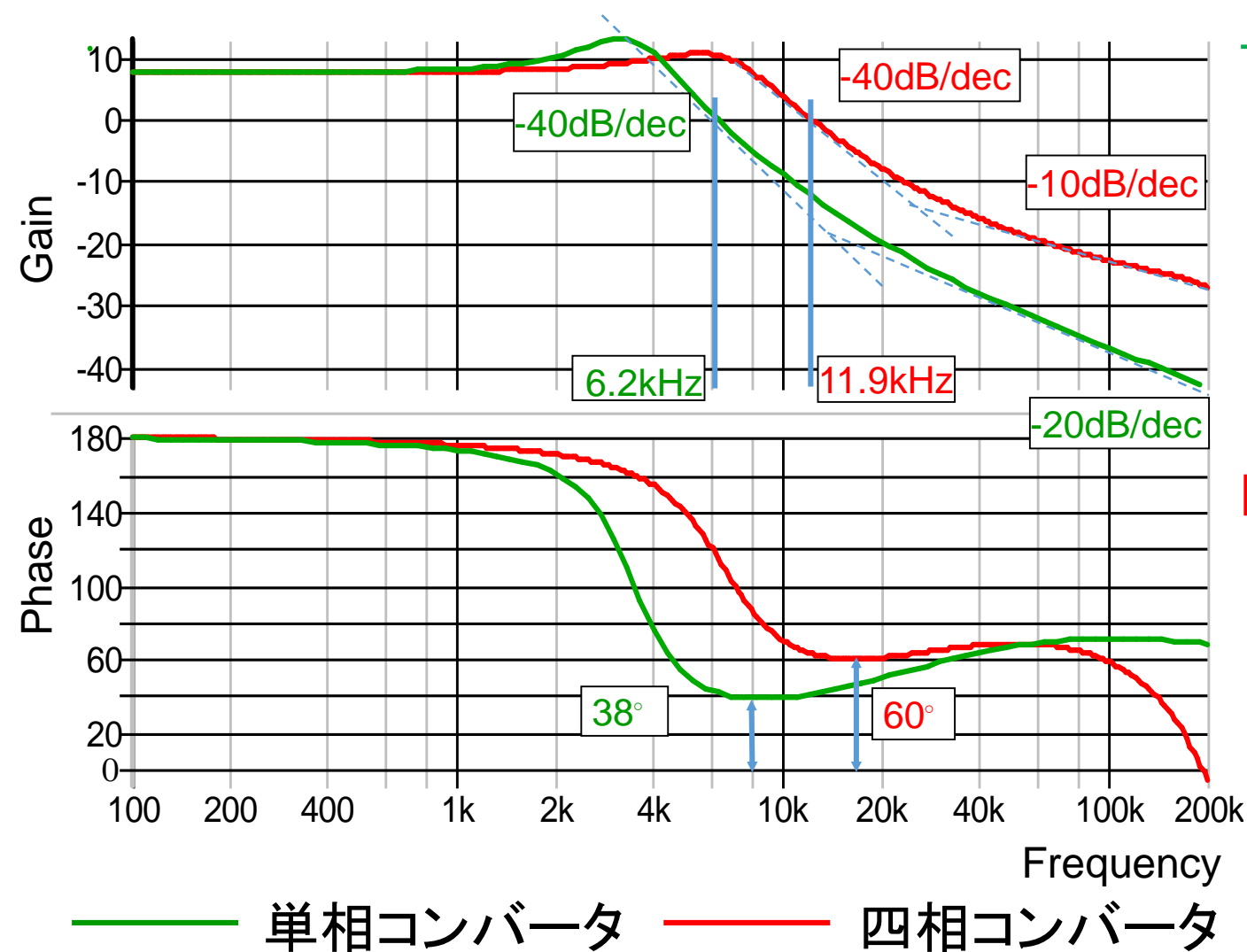
動的状態特性

過渡応答	アンダーシュート	オーバーシュート
変動振幅	70%減少 831mV ⇒ 246mV	59%減少 699mV ⇒ 289mV
リカバリ時間	75%減少 104us ⇒ 30us	80%減少 123us ⇒ 27us

目次

- 背景
- 固定オン時間制御
- 鋸歯状波回路による四相コンバータソリューション
- シミュレーション結果
- **一巡伝達関数特性検討**
- 結論

一巡伝達関数特性検討



単相コンバータ

パワーステージ数：
1個

LC共振周波数：

$$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

四相コンバータ

パワーステージ数：
4個（並列）

LC共振周波数：

$$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{4}LC}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} = 2F_1$$

結論

- 固定オン時間制御四相コンバータを提案した
- クロックなしで四相PWM信号を生成した
- 良い電流バランス、低出力電圧リップル、大負荷電流、高速応答を実現した
- 単相と四相の一巡伝達関数も比較し、四相化するとゼロクロス周波数が高くなって、高速応答が可能になるということが分かる

ご清聴ありがとうございました

学而不思則罔
思而不学則殆



Q&A

① ピークホールドにある微分器の役割はなんですか。

Ans. ピークホールド回路はパルスのVcompに動作させられています。Vcompで発生したサンプリングパルスとSAW信号リセットパルスの中にちょっとしたギャップが入っています。それで、二つのパルスは重なり合わないようパルス幅を微分器で狭くしています。以上です。

② 今の結果に対して、より大負荷電流と高速応答を実現したら、どうしますか？

Ans. 元の四相コンバータはソフトスイッチング電圧モードコンバータで高速応答の向上は明らかではなかったのです。それで、元々高速応答の利点を持っているリップル制御コンバータに変えました。今より更にいい結果を実現するには恐らく多相化で四相以上の六相にすることだと思います。