

単一インダクタ2出力DC-DCコンバータ の制御切換方式の一提案

◎小堀康功、小野澤昌徳、朱秋霖（群馬大学）
大森武志、小田口貴宏、中西功、根本謙治（AKMテクノロジー）
松田 順一（旭化成パワーデバイス）
高井伸和、新津葵一、小林春夫（群馬大学）

2012年3月29日

OUTLINE

1. 研究背景と目的
2. 新方式の提案1 (擬似 $\Delta\Sigma$ 変調方式)
 - 2.1 基本構成と動作原理
 - 2.2 シミュレーション結果
3. 新方式の提案2 (制御デューティ変調方式)
 - 3.1 基本構成と動作原理
 - 3.2 シミュレーション結果
4. まとめ

OUTLINE

1. 研究背景と目的
2. 新方式の提案1 (擬似 $\Delta\Sigma$ 変調方式)
 - 2.1 基本構成と動作原理
 - 2.2 シミュレーション結果
3. 新方式の提案2 (制御デューティ変調方式)
 - 3.1 基本構成と動作原理
 - 3.2 シミュレーション結果
4. まとめ

1. 研究背景と目的

- 情報機器には多数のDC-DC電源
 - ・性能確保 …… POL
 - ・省電力 …… 回路毎に細かな電圧設定

⇒ L, C数が大幅増加 ⇒ 削減必要
- 本研究の目的:
 - ・シングル・インダクタ・デュアル出力電源

⇒ Lの削減

1) アプローチ:

- 基本電源構成の任意な組合せ
降圧形、昇圧形、昇降圧形
- 出力電圧、負荷電流に依存しない
- クロスレギュレーションを少し認める
定常リップル < クロスレギュレーション \leq 過度応答

OUTLINE

1. 研究背景と目的
2. 新方式の提案1 (擬似 $\Delta\Sigma$ 変調方式)
 - 2.1 基本構成と動作原理
 - 2.2 シミュレーション結果
3. 新方式の提案2 (制御デューティ変調方式)
 - 3.1 基本構成と動作原理
 - 3.2 シミュレーション結果
4. まとめ

2. 新方式の提案 1

2.1 基本構成と動作原理

1) コンセプト:

- * 過度応答特性の改善:

 - 電圧誤差の大きい電源を優先的に制御

 - ⇒ 定常出力リップルは同等レベル

- * 優先制御時は、他方の誤差累積

 - ⇒ クロスレギュレーションの劣化

2.1 基本構成と動作原理(提案1)

2) 基本構成 (昇圧形+昇圧形)

誤差電圧の大きい信号を選択 ⇒ PWM制御

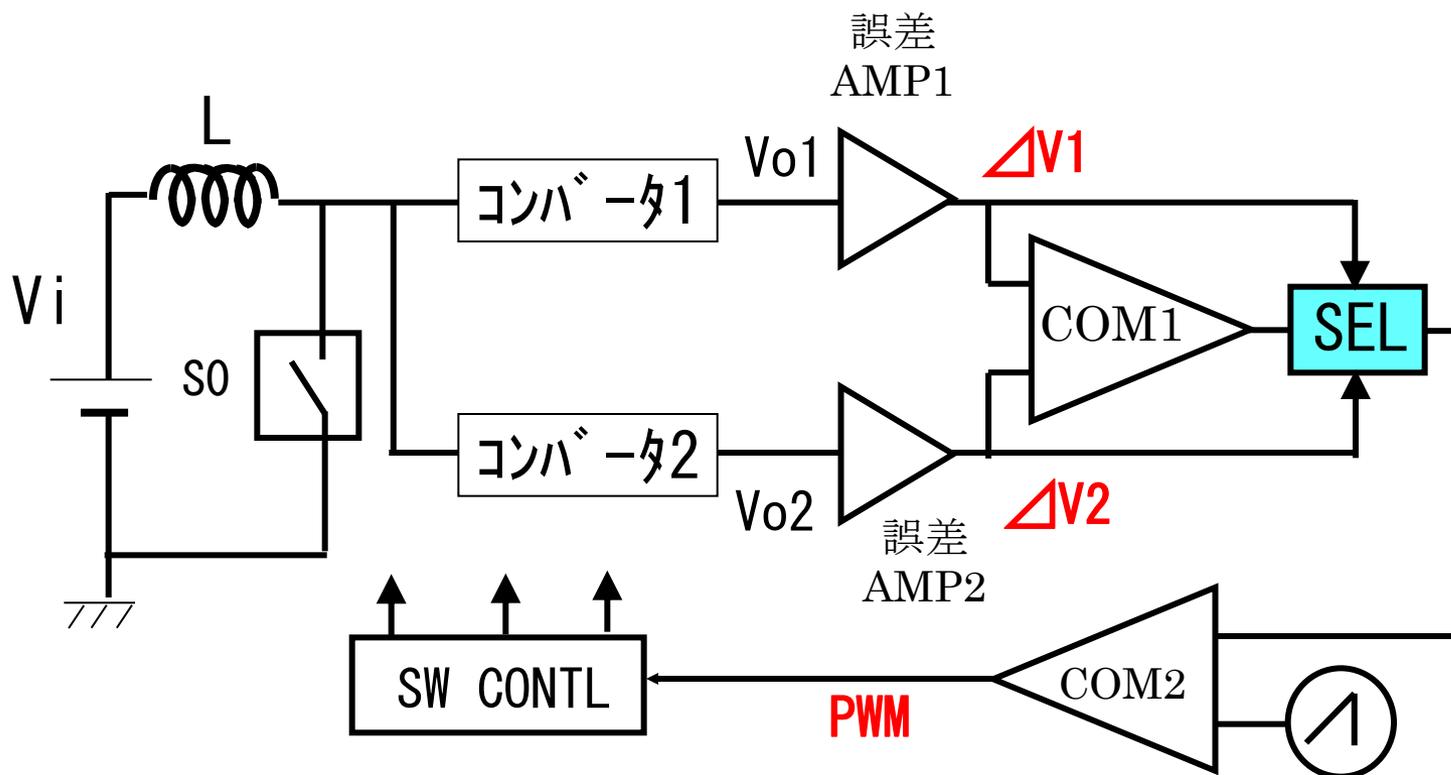


図2.1 新提案 SIDO 電源の基本構成

2.1 基本構成と動作原理(提案1)

3) 動作原理:

PWM開始時の誤差電圧を比較

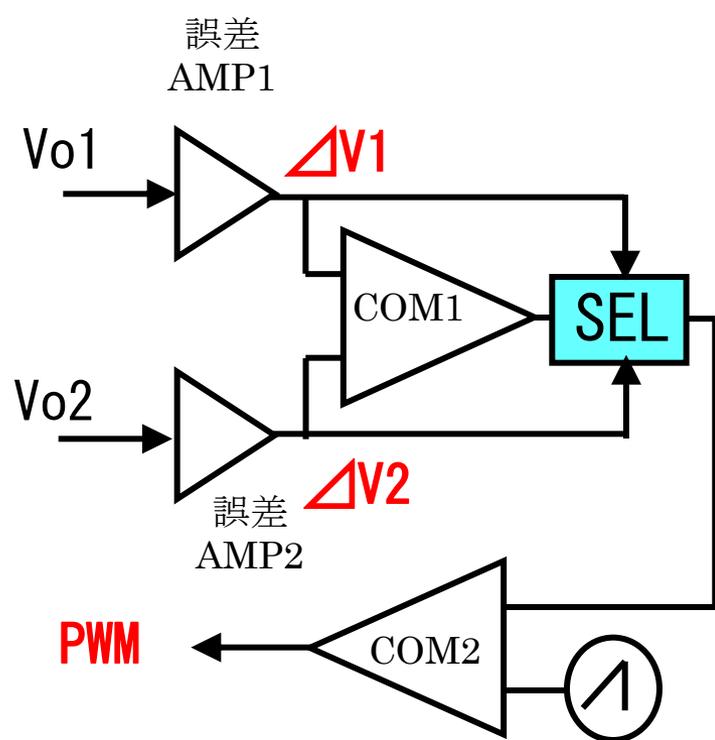


図2.2 基本構成

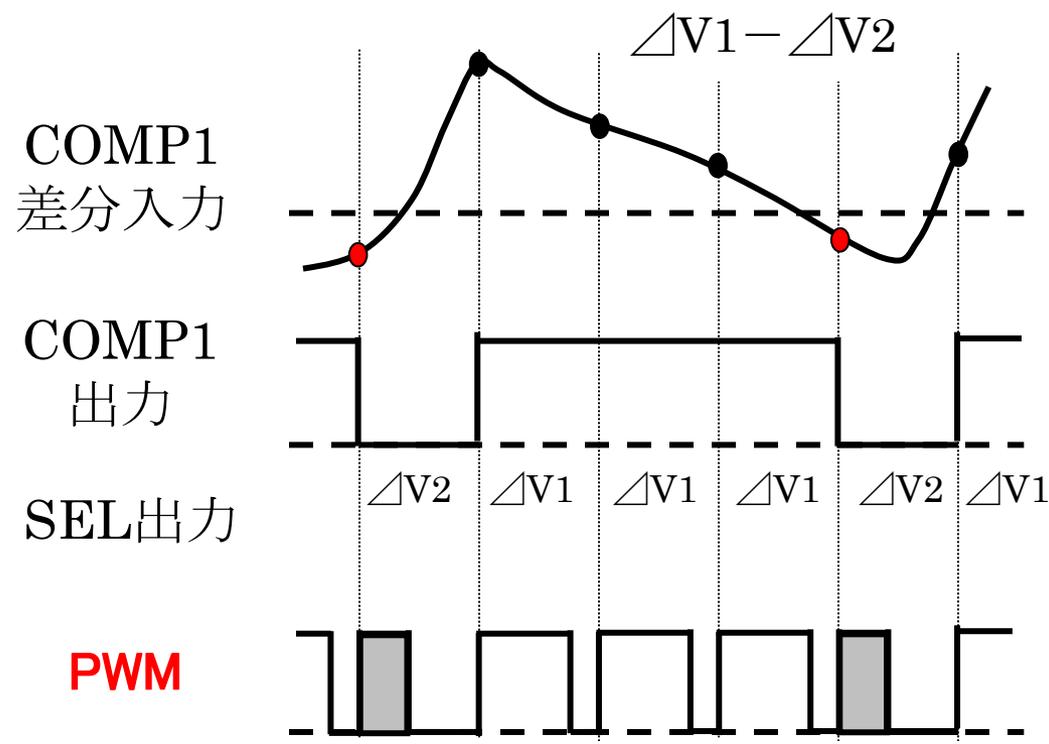


図2.3 タイミングチャート

2.1 基本構成と動作原理(提案1)

4) シミュレーション回路:

SEL信号により PWM1/PWM2を選択

$V_{o1} > V_{o2}$ より、コンバータ1側はダイオードのみ(デッドタイム対策)

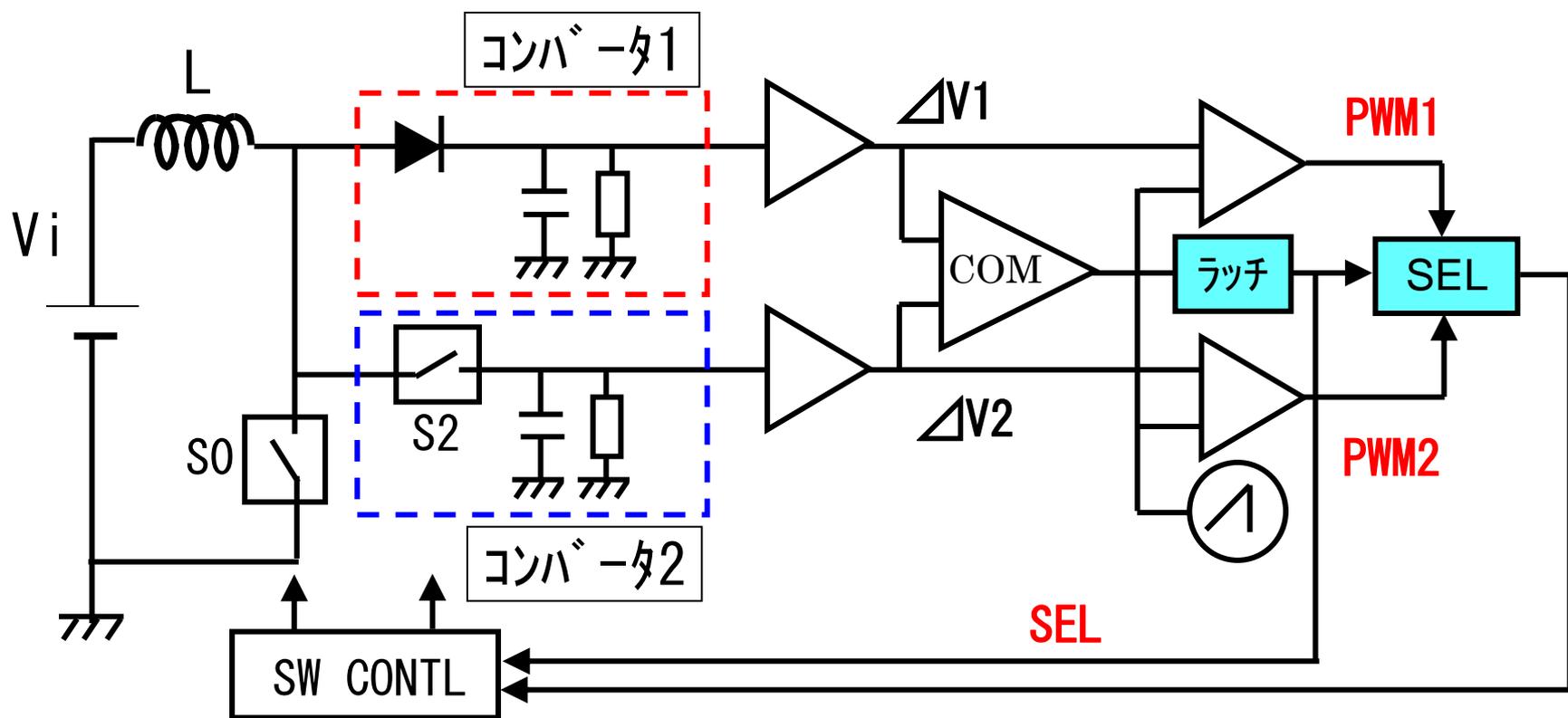


図2.4 シミュレーション回路

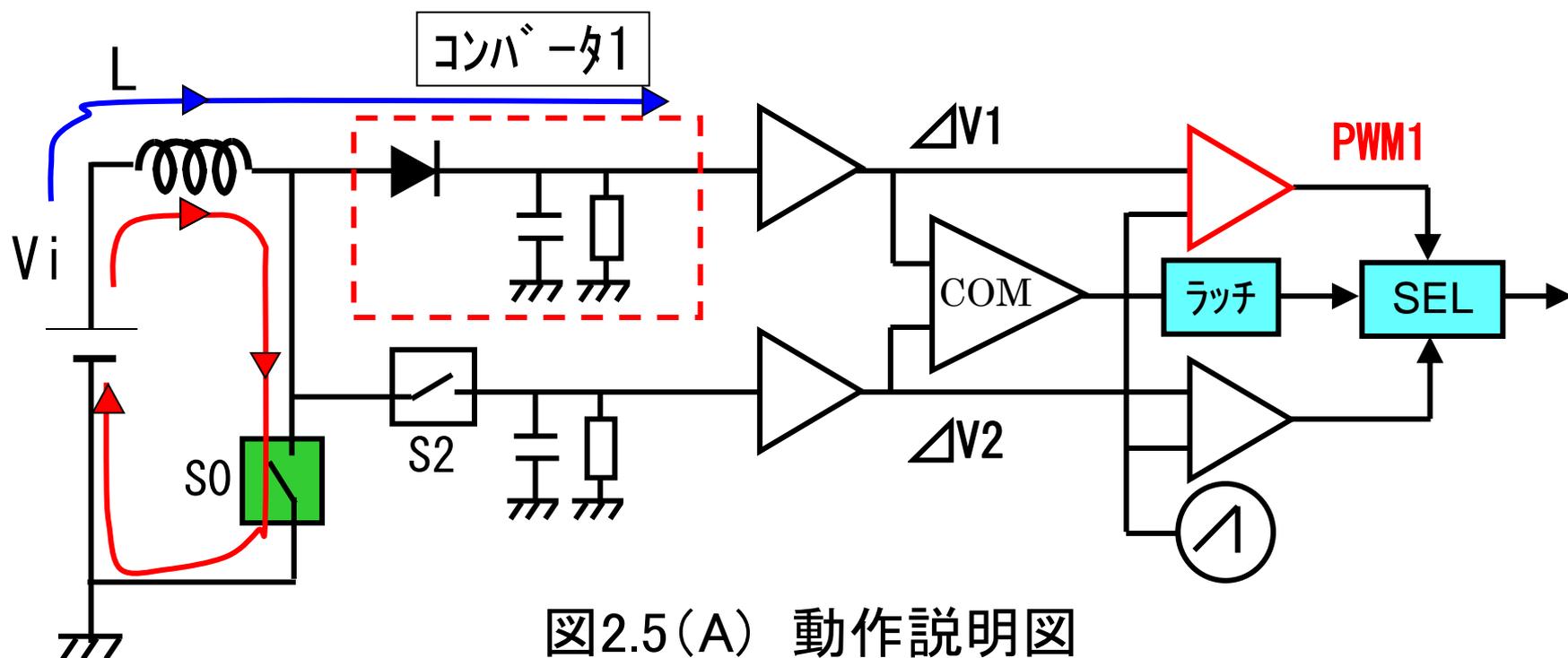
2.1 基本構成と動作原理(提案1)

● 回路動作1:

* コンバータ1の制御 ($\Delta V1 > \Delta V2$): SW2 は常に OFF

・PWM=「H」のとき: S0=ON ⇒ 赤ラインの電流

・PWM=「L」のとき: S0=OFF ⇒ 青ラインの電流



2.1 基本構成と動作原理(提案1)

● 回路動作2:

- * コンバータ2の制御 ($\Delta V1 < \Delta V2$): SW1 はON/ OFF
 - ・PWM=「H」のとき: S0=ON、S2=OFF : 赤ライン(先と同様)
 - ・PWM=「L」のとき: S0=OFF、S2=ON : 青ライン
 - ・デッドタイムは、ダイオードを介してコンバータ1で吸収

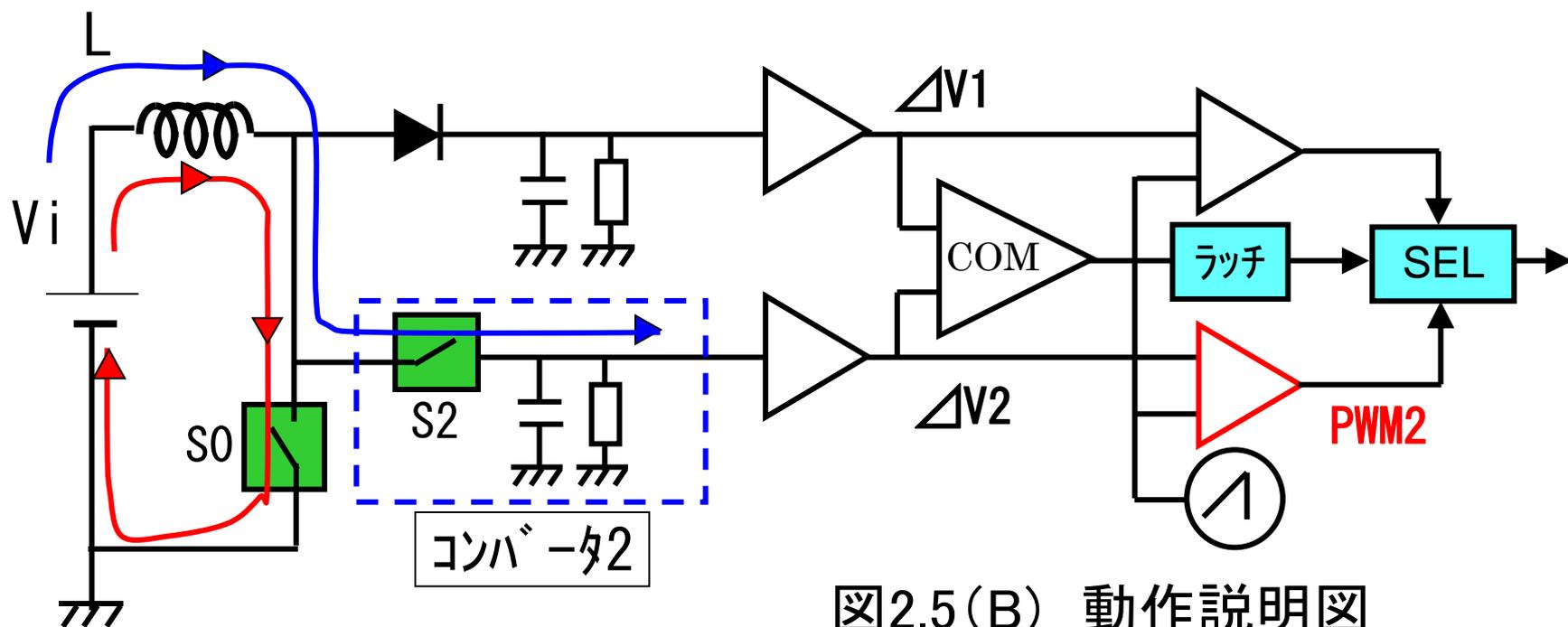


図2.5(B) 動作説明図

2.2 シミュレーション結果

1) 出力電圧

*リプル : $< 10 \text{ mVpp}$ ($I_{o1}=0.5\text{A}$ 、 $I_{o2}=0.25\text{A}$)

*オフセット: $\Delta V_{o1}=10\text{mV}$ 、 $\Delta V_{o2}=20\text{mV}$

● SEL信号比率 = 4:1 (誤差アンプのゲインが異なる)

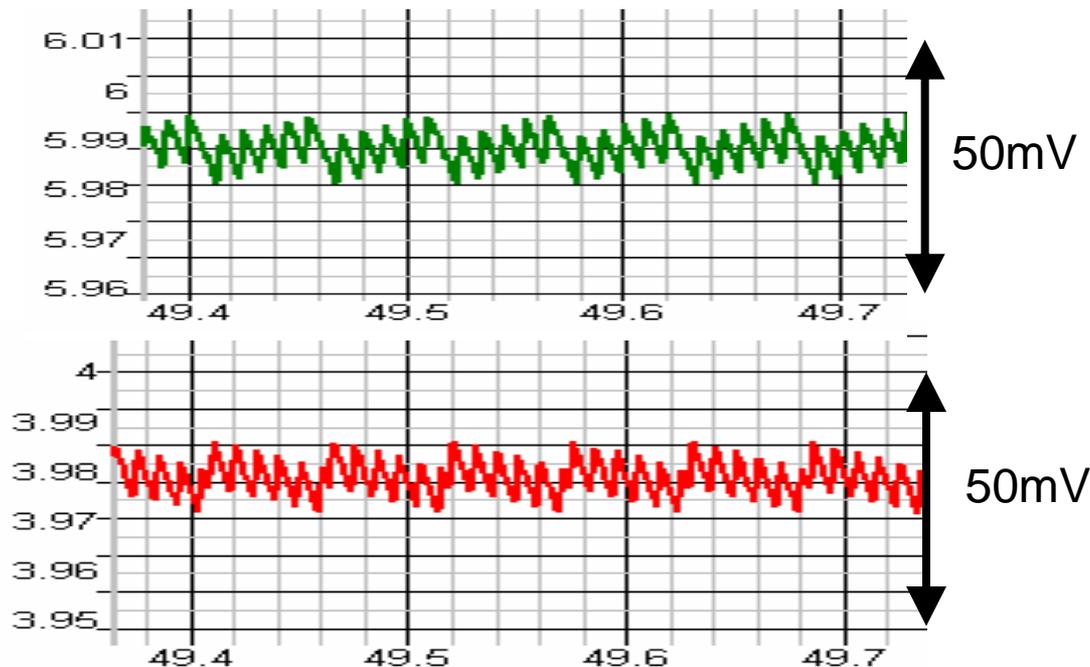


図2.6 出力電圧リプル

表2.1 パラメータ

V_i	3.0 V
V_{o1}	6.0 V
V_{o2}	4.0 V
L	20 μH
C1,C2	200 μF
I_{o1}	0.5/0.25 A
I_{o2}	0.5/0.25 A
F_{PWM}	200 kHz

2.2 シミュレーション結果

2) 応答特性

* 負荷応答 : $\Delta V_{o1} = 40 \text{ mVop}$ 、 $\Delta V_{o2} = 80 \text{ mVop}$

* クロスレギュレーション: $\Delta V_{o1} = 40 \text{ mVop}$ 、 $\Delta V_{o2} = 80 \text{ mVop}$
⇒ コンバータ2の調整不十分

● 過度応答 ≡ クロスレギュレーション

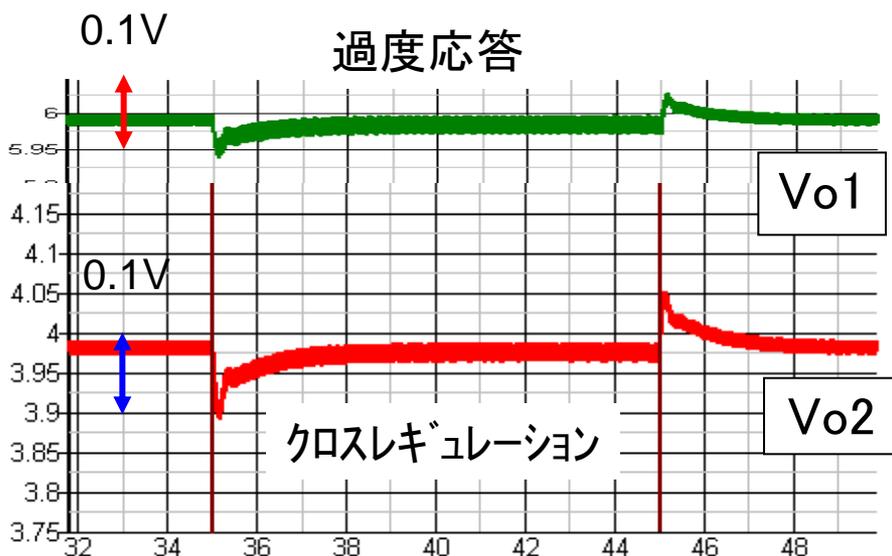


図2.7(a) 応答特性 (I_{o1} 切換え)

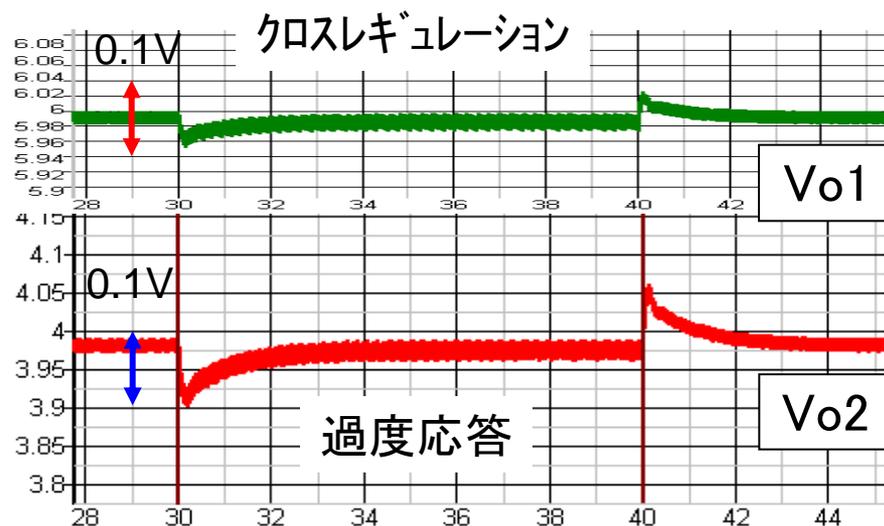
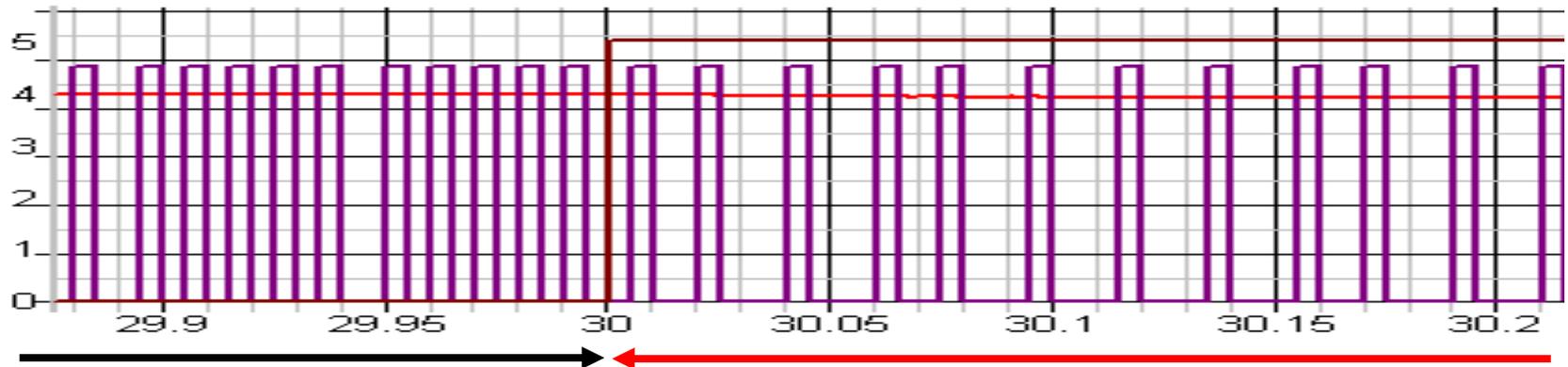


図2.7(b) 応答特性 (I_{o2} 切換え)

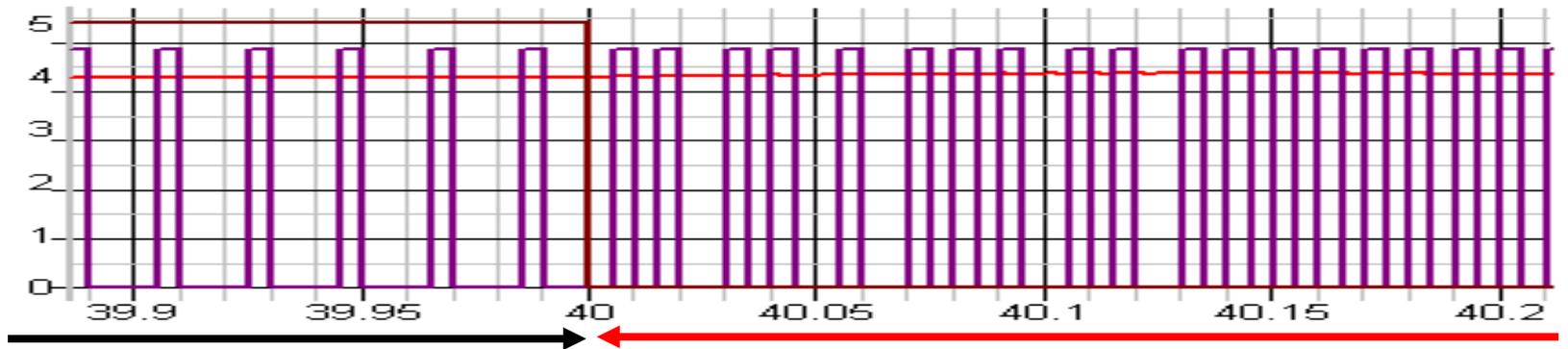
2.2 シミュレーション結果

2) 応答特性 (SEL出力)



定常特性 : $I_{o1} = I_{o2} = 0.25A$

過度応答 : $I_{o2} = 0.25 \Rightarrow 0.50A (> I_{o1})$



定常特性

過度応答 : $I_{o2} = 0.50 \Rightarrow 0.25^a (= I_{o1})$

図2.8 負荷電流変化と制御比率の変化特性

2.2 シミュレーション結果

3) 理論検討

* 負荷電流と出力誤差電圧

・ コンデンサ電荷: $Q = C \cdot V_o = I_o \cdot T$ より $\Delta V_o = I_o \cdot T / C$

* 誤差アンプ・ゲインと比較誤差電圧

・ 比較誤差電圧: $\Delta V_o' = G \cdot \Delta V_o$

* 比較誤差電圧 $\Delta V_o' \propto G \cdot I_o / C$

- 比較誤差電圧が等しいと、SEL信号による制御比率は等しい
 - 両電源の定常リップルは、ほぼ等しい
 - 負荷応答特性とクロスレギュレーションは、同等特性
- ☆ 負荷電流比が大きい \Rightarrow 制御比率 大 \Rightarrow 出力リップルが増大

4) リプル低減方式： 100%切換え ⇒ 60%切換え

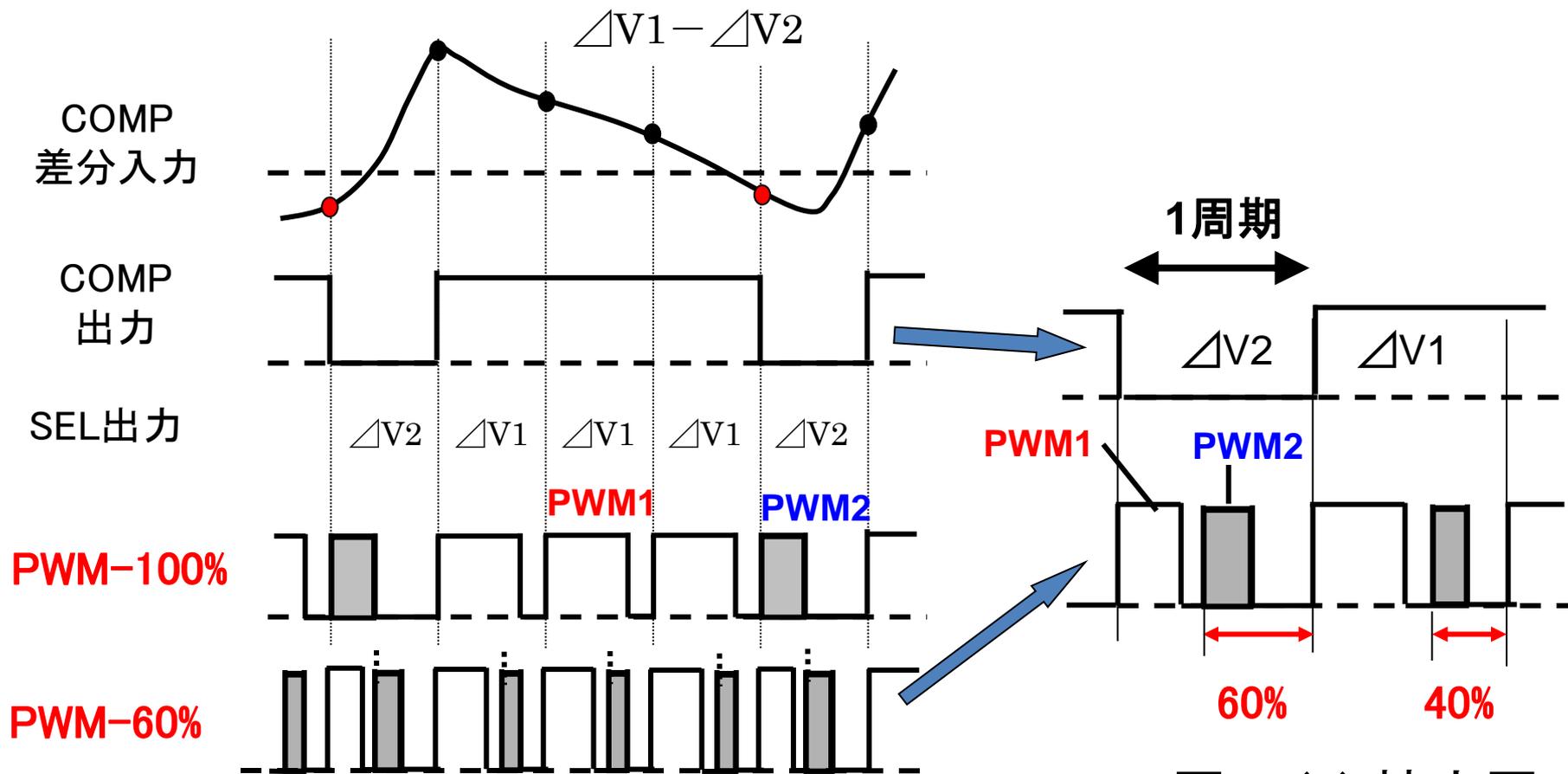


図2.9(a) タイミングチャート

図2.9(b) 拡大図

OUTLINE

1. 研究背景と目的
2. 新方式の提案1 (擬似 $\Delta\Sigma$ 変調方式)
 - 2.1 基本構成と動作原理
 - 2.2 シミュレーション結果
3. 新方式の提案2 (制御デューティ変調方式)
 - 3.1 基本構成と動作原理
 - 3.2 シミュレーション結果
4. まとめ

3. 新方式の提案 2

3.1 基本構成と動作原理

1) 考え方:

- * 制御比率: 固定 \Rightarrow 出力誤差に応じた可変制御
過度応答を重視しながら リプル低減
- * 電圧誤差率 \Leftrightarrow 制御デューティ(CD)比率
課題: CD比率により ループゲインが変化
 \Rightarrow 安定性の確保、特性アジャスト

3.1 基本構成と動作原理(提案2)

2) 動作原理:

- ・ 誤差電圧差 ($\Delta V1 - \Delta V2$) により、CDパルスを発生
- ・ CDパルスのH/L期間で、SAW1/SAW2を発生
- ・ PWM1、PWM2を発生して、SWへフィードバック

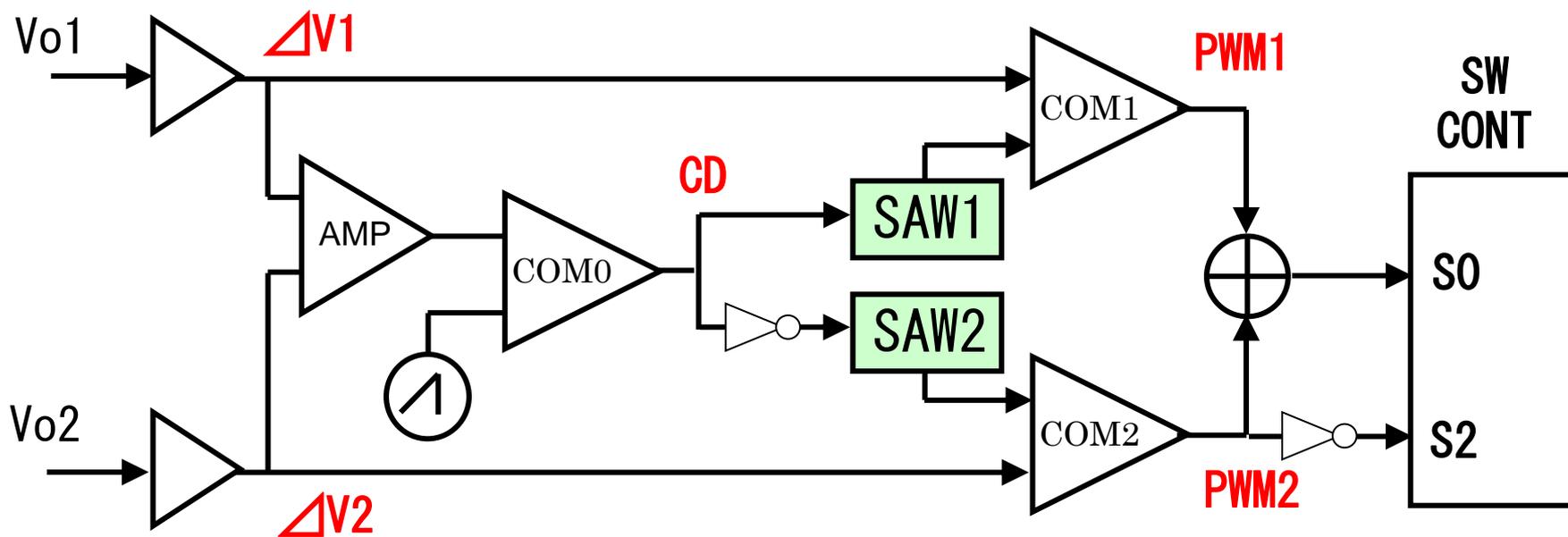


図3.1 基本構成

CD: Control Duty

3.1 基本構成と動作原理(提案2)

2) 動作原理:

- ・ CD時間に合わせた鋸歯状波の発生
- ・ PWM幅は変化するが、デューティ不変
- ・ コイル電流の連続性が課題

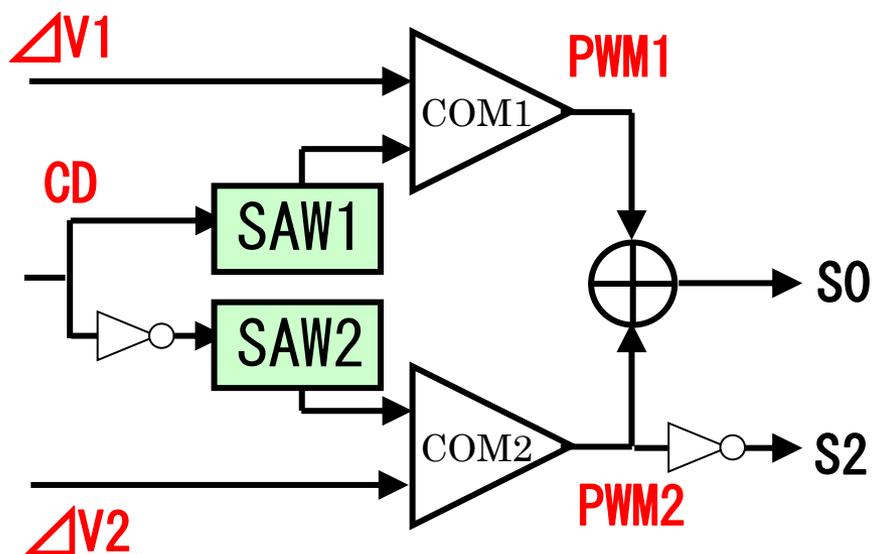


図3.2 基本構成の一部

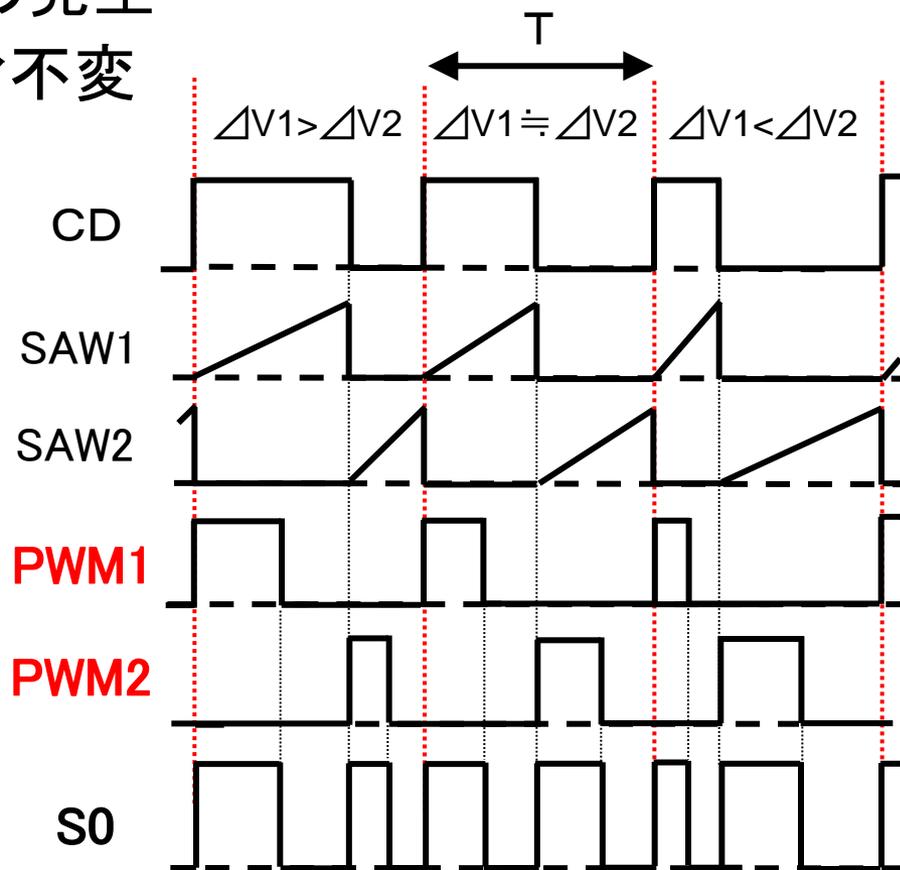


図3.3 タイミングチャート

3.1 基本構成と動作原理(提案2)

3) 鋸歯状波発生回路:

- ・ピークホールド電圧による電流制御
- ・カレント・ミラー利用

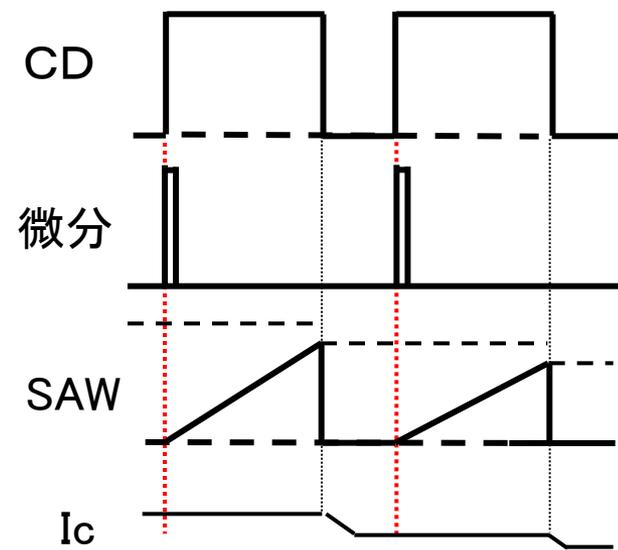
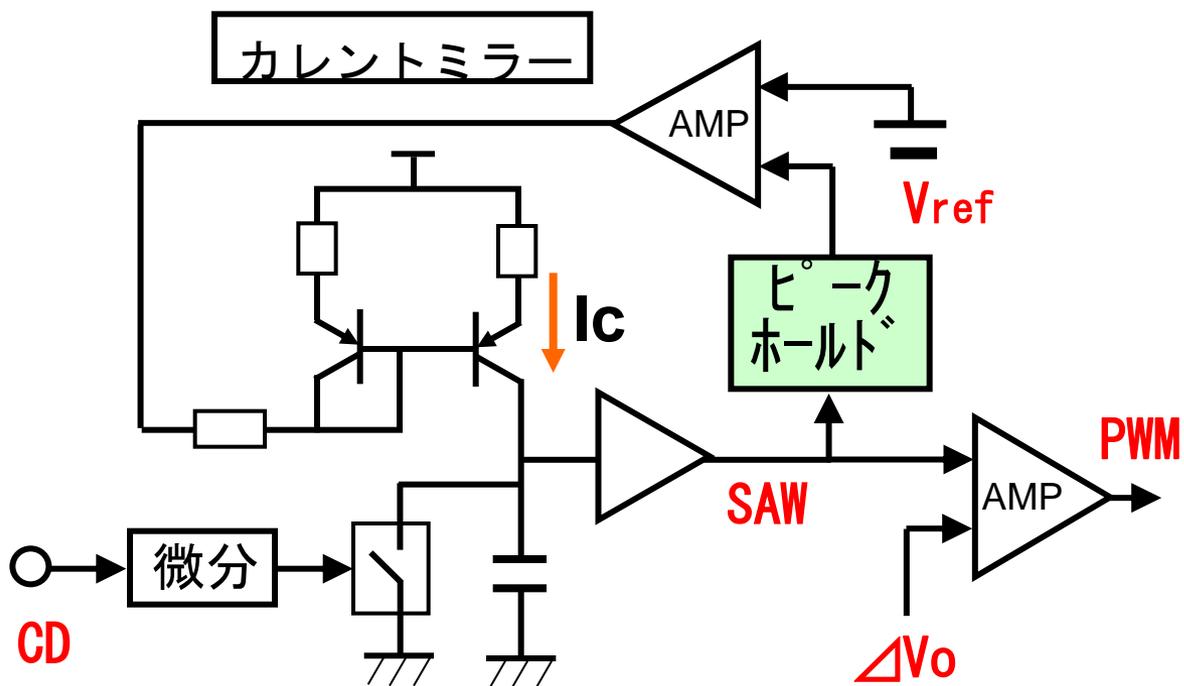


図3.4(a) 可変鋸歯状波発生回路

図3.4(b) タイミング・チャート

3.2 シミュレーション結果

1) 出力電圧リップル(過渡応答、クロスレギュレーション)

*リップル : $< 10 \text{ mVpp}$ ($I_o=1.0/0.5 \text{ A}$)

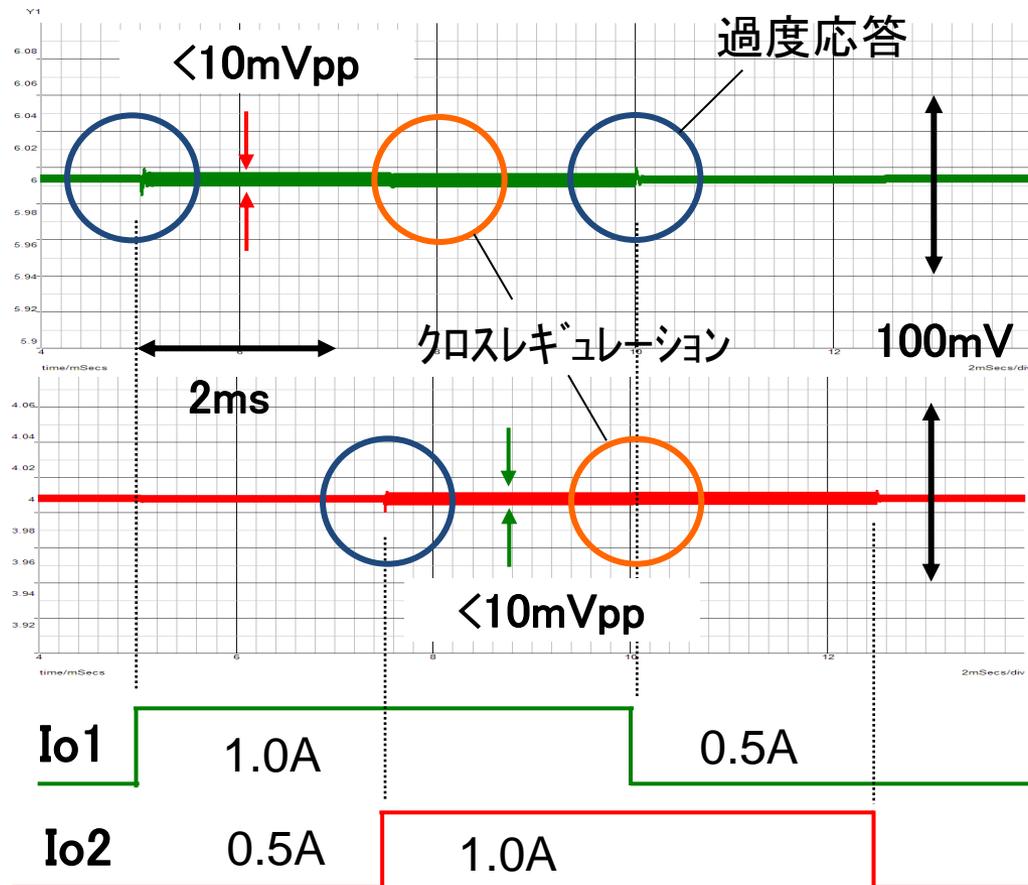


図3.5 出力電圧リップル

表3.1 パラメータ

V_i	3.0 V
V_{o1}	6.0 V
V_{o2}	4.0 V
L	0.2 μH
C1,C2	500 μF
I_{o1}	1.0/0.5 A
I_{o2}	0.5/1.0 A
F_{PWM}	200 kHz

3.2 シミュレーション結果

2) クロスレギュレーション特性

* オフセット: $\Delta V_1 = 1.8\text{mV}$ 、 $\Delta V_2 = 1.2\text{mV}$: 十分小さい

$$\Delta V_o / V_o < 0.03\% \quad (I_2 / I_1 = \times 10, \times 0.1)$$

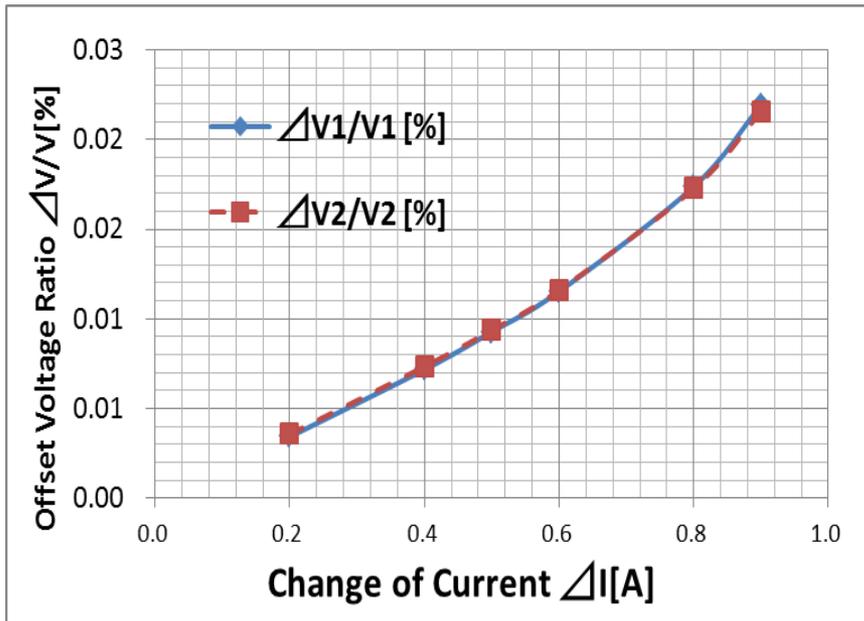


図3.6 負荷電流 vs. オフセット比

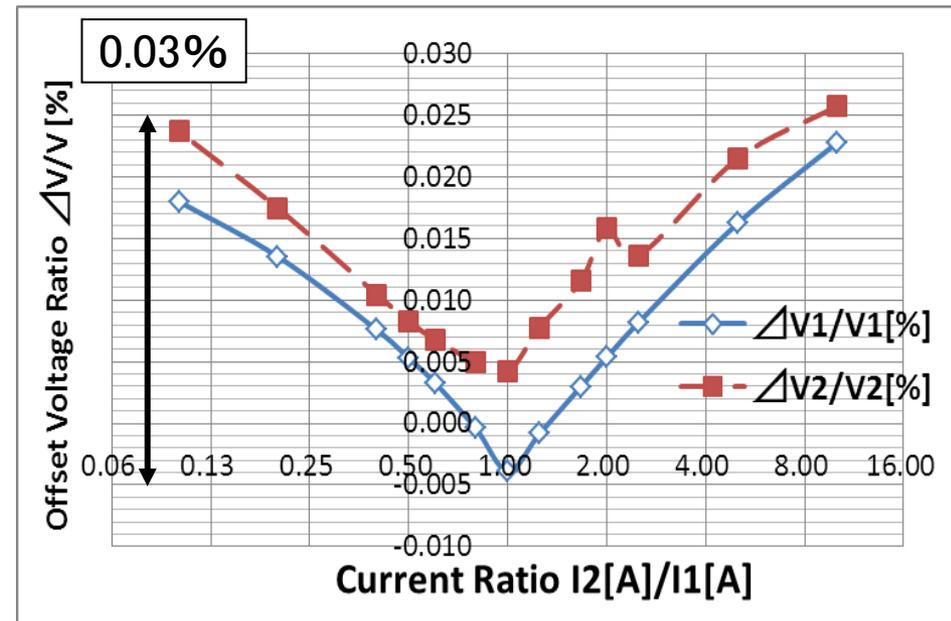


図3.7 電流比 vs. オフセット比

4. まとめ

単一インダクタ2出力DC-DCコンバータの新制御方式

● 提案1: 擬似 $\Delta\Sigma$ 変調方式切換え制御方式

- 1) 出力誤差電圧の比較による切換え制御
- 2) 出力電圧、負荷電流への非依存性
- 3) シミュレーション結果: 定常リップル $< 10\text{mV}$ ($I_o = 0.25 \sim 0.5 \text{ A}$)
 - ・ 過度応答 \div クロスレギュレーション: リップル $\div 80\text{mV}$

● 提案2: 制御デューティ可変制御方式

- 1) 出力誤差電圧差に比例するコントロール・デューティ制御方式
- 2) シミュレーション結果:
 - ・ 過度応答 \div クロスレギュレーション $\div 10\text{mV}$
 - ・ オフセット比率 $\div 0.03\%$ (電流比: $\times 1/10 \sim \times 10$)

今後の課題

1. 制御特性の最適化
2. 負荷電流比率の拡大
3. 実装検討