

パワーエレクトロニクス工学論

10. 最近の研究技術動向

10. 1 シングル・インダクタ デュアル・アウトプット(SIDO)電源

- 1) 降圧形・昇圧形SIDO電源
- 2) リプル制御SIDO電源
- 3) ZVS-PWM制御SIDO電源

10. 2 スペクトラム拡散によるEMI 低減技術

- 1) 擬似アナログノイズ利用スペクトラム拡散
- 2) 各種スイッチング電源への適用

SISO: Single Inductor Single Output
SIDO: Single Inductor Dual Output
SIMO: Single Inductor Multiple Output

EMI : Electro-Magnetic Interference
EMC: Electro-Magnetic Compatibility

10.1 シングル・インダクタ・デュアル・アウトプット(SIDO)電源

(1) 降圧形／昇圧形SIDO電源

1.1 SIDO電源の概要

- 電源構成:

- * 小型軽量化: 集積化困難な部品の削減
- * 対象部品: トランス、インダクタ、電解コンデンサ

- 目的・特徴:

- * 一つのコイルで、複数の電圧を出力
 - ・メリット : パワー・インダクタの削減 ⇒ 小型軽量化
 - ・デメリット: 効率の低下、複雑な制御回路

- SIMO電源の種類:

- * 大電力SIDO電源: 降圧形—Exclusive制御
- * 小電力SIDO電源: 降圧・昇圧形—シリアル・Exclusive制御
- * 小電力SIMO電源: 降圧形—Exclusive制御(4出力)

SISO: Single Inductor Single Output
SIDO: Single Inductor Dual Output
SIMO: Single Inductor Multiple Output

1.2 Exclusive制御 降圧形SIDO電源

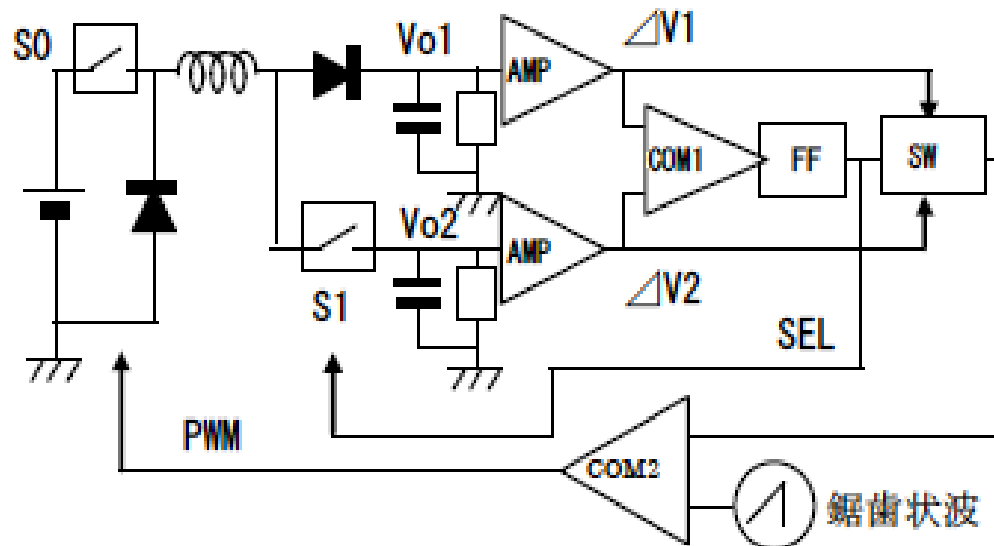
1) Exclusive 制御方式

●回路構成(降圧形SIDO電源)

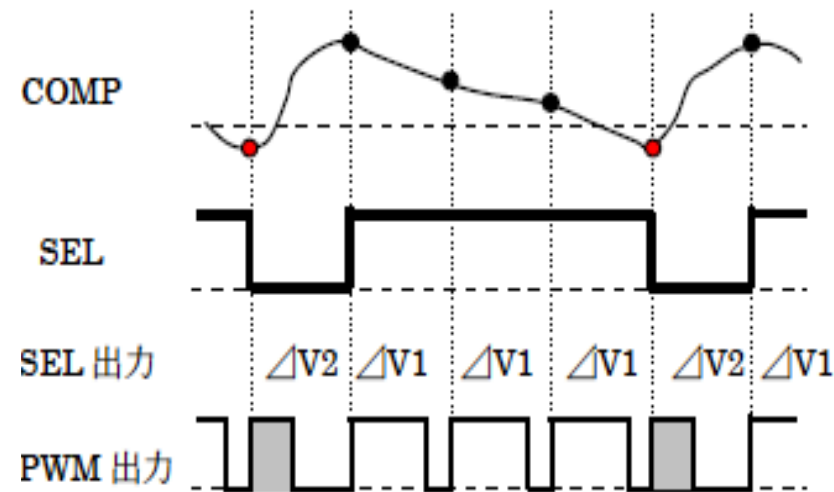
- * 2つのSISO電源を合成 $\Rightarrow$ メインSW・インダクタ・還流ダイオードの一식을削除
- * 切換えSW+ダイオードによる 制御対象の選択
- * 追加コンパレータによる制御対象の選択: SEL信号

●基本動作: 周期毎に誤差比較

- * 増幅誤差電圧を比較し、誤差の一番大きいサブ電源を選択(Exclusive制御)
- * 選択スイッチS1のON/OFFにより、エネルギーの切換え供給
- * $V1 > V2$ に設定: S1=ON時、サブ電源の Di=OFF



Exclusive制御 降圧形SIDO電源



タイミング・チャート

2) 降圧形SIDO電源

●シミュレーション結果

* 回路条件:

$V_i=9.0\text{V}$, $V_1=6.0\text{V}$, $V_2=4.0\text{V}$,
 $I_1=2.1/1.0\text{A}$, $I_2=2.2/1.2\text{A}$,
 $F=200\text{ kHz}$

* 出力電圧リプル: $\Delta V_o=20\text{ mVpp}$

・リプル波形は、互いに逆位相

* 過渡応答特性:

オーバー／アンダー・シュート

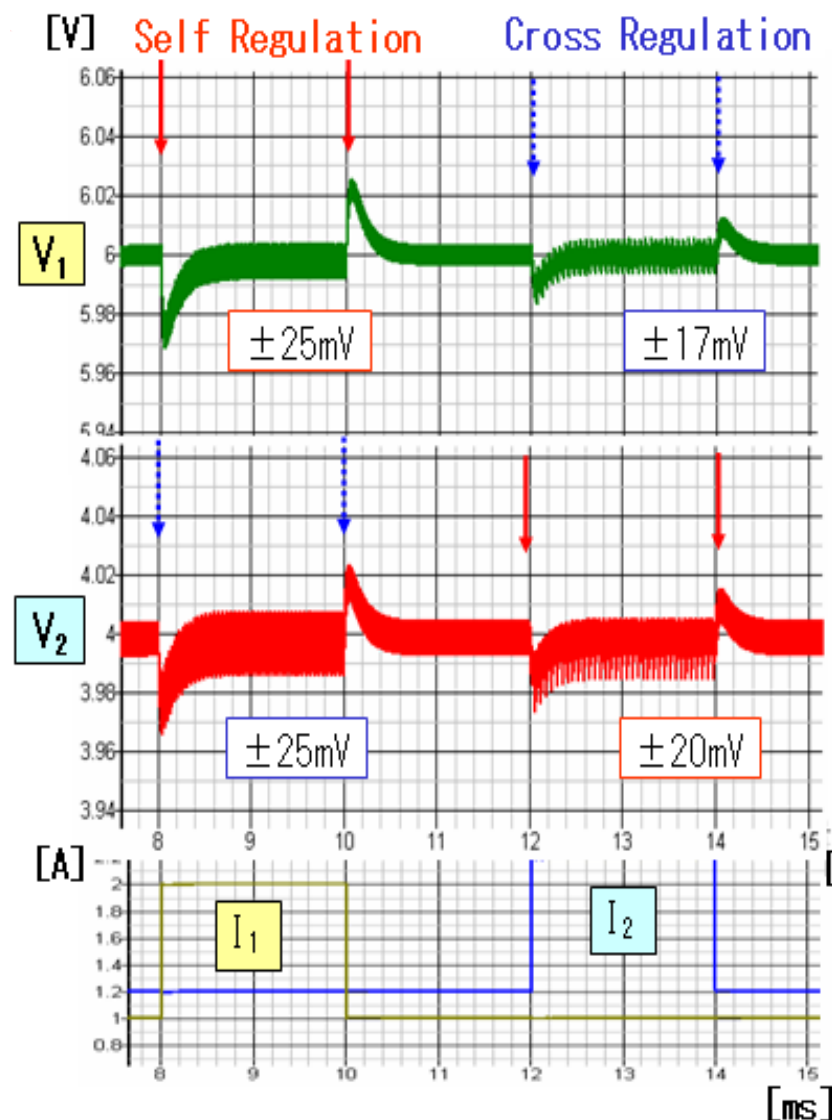
$\Delta V=\pm 25\text{ mV}$ @ $\Delta I_o=1.0\text{A}$

・クロス・レギュレーション:

相手の電流変化に対する自己電圧変化

・セルフ・レギュレーション;

自分の電流変化に対する自己電圧変化



降圧形SIDOシミュレーション結果

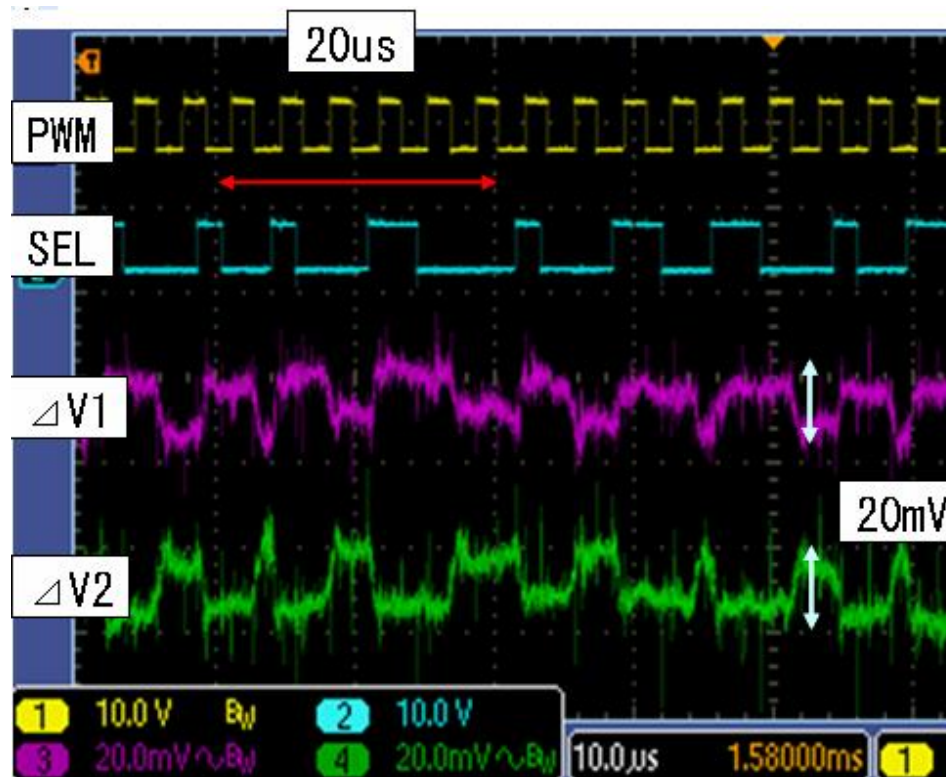
●実装波形

* 回路条件:

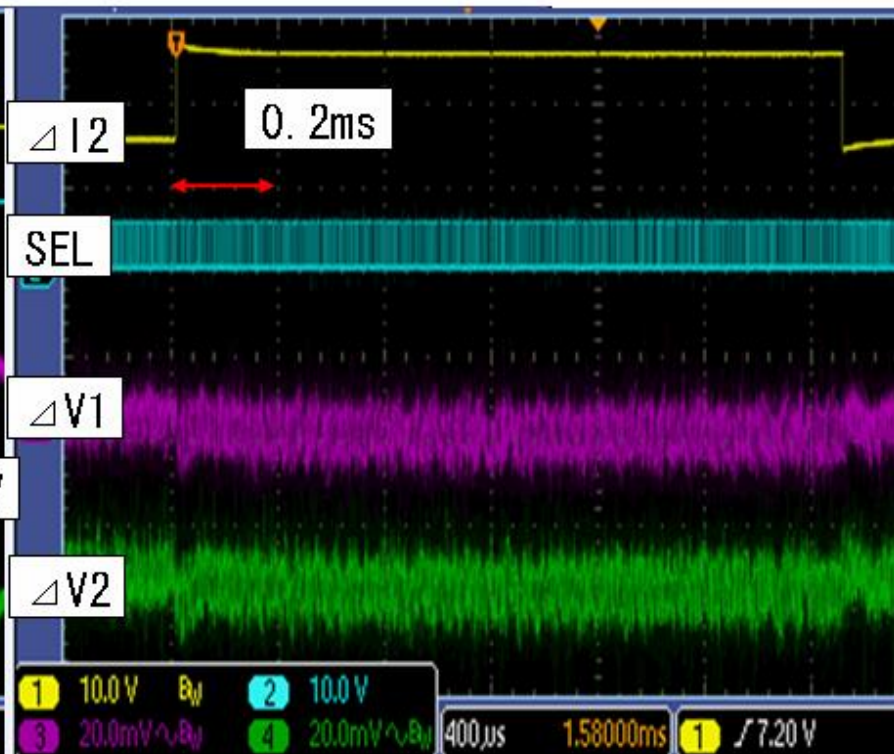
$V_i=9.0\text{V}$, $V_1=6.0\text{V}$, $V_2=4.0\text{V}$, $I_1=2.1/1.0\text{A}$, $I_2=2.2/1.2\text{A}$, $F=200\text{ kHz}$

* 出力電圧リップル: $\Delta V_o=20\text{ mVpp}$

* 過渡応答特性: オーバー・シュート $\Delta V < \pm 10\text{ mV}$ @ $\Delta I_2 = \pm 1.0\text{ A}$



シミュレーション結果(定常リップル)



シミュレーション結果(過渡応答)

1.3 昇圧形SIDO電源

●構成・動作：基本は降圧形と同様

S1と直列にDi 必要 ∵ S1のボディDiにより、逆電流

●回路条件：

* $V_i=3.0V$, $V_1=6.0V$, $V_2=4.0V$,

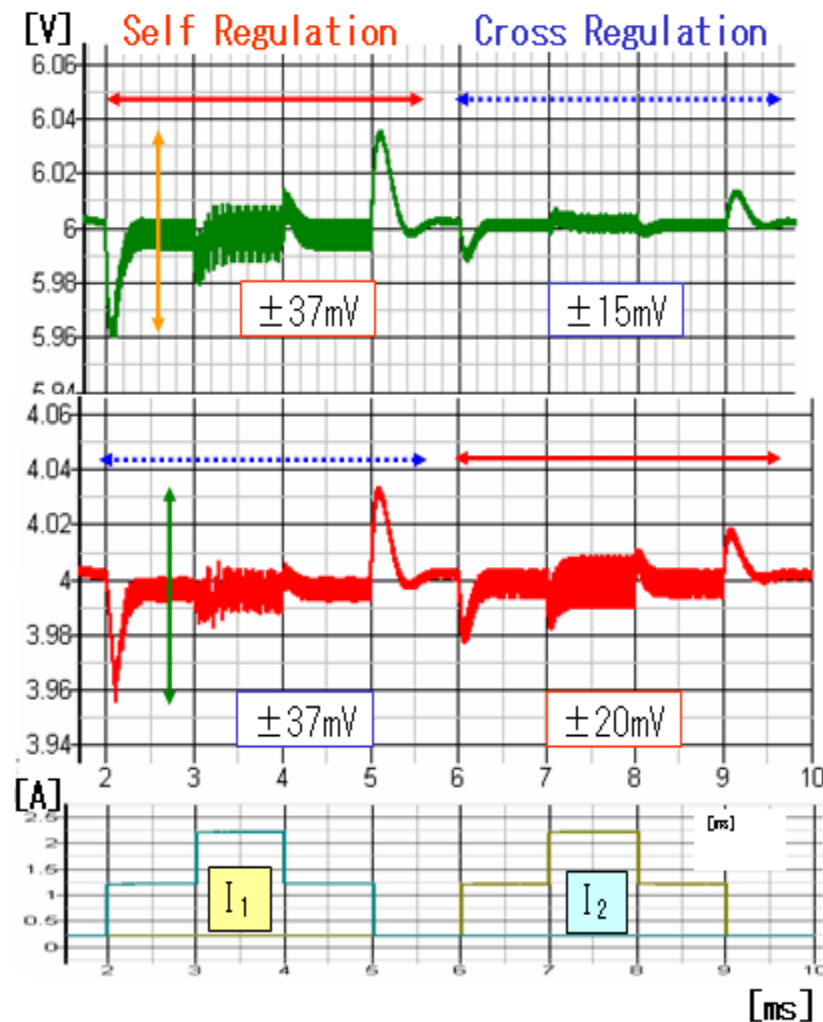
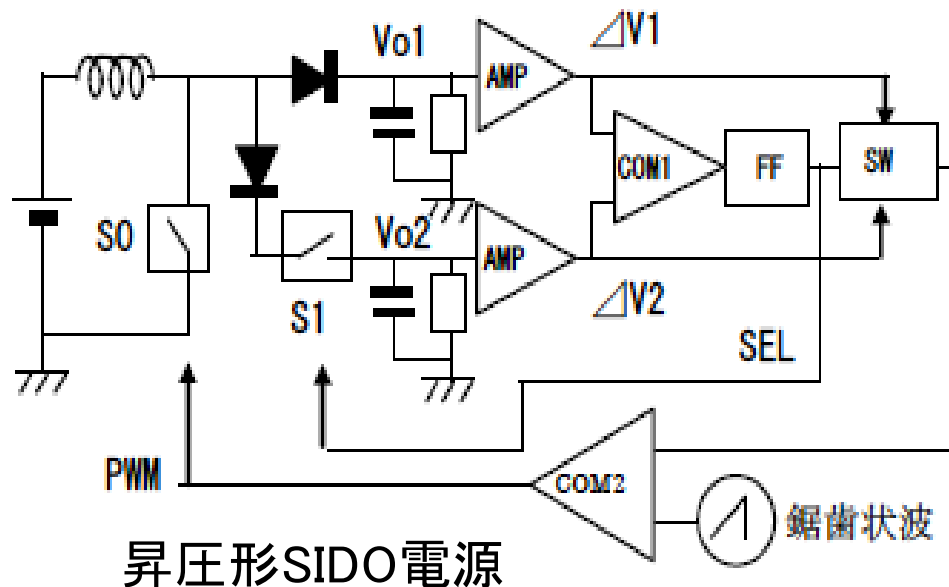
$I_1=I_2=0.2/1.2/2.2 A$

$L=5\mu H$, $C=470\mu F$, $F_{ck}=500kHz$

* 選択SW1のON/OFFにより、
エネルギーを切換え供給

* $V_1 > V_2$ に設定

SW1=ON時、サブ電源のDi=OFF



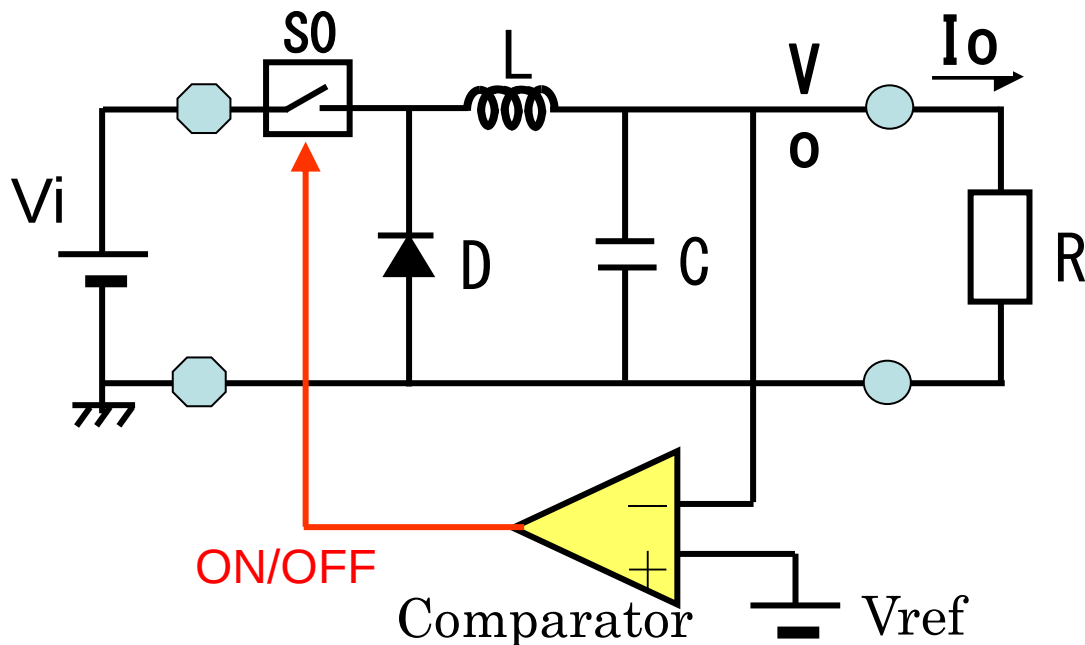
昇圧形SIDOシミュレーション結果

(2) リプル制御 SISO電源

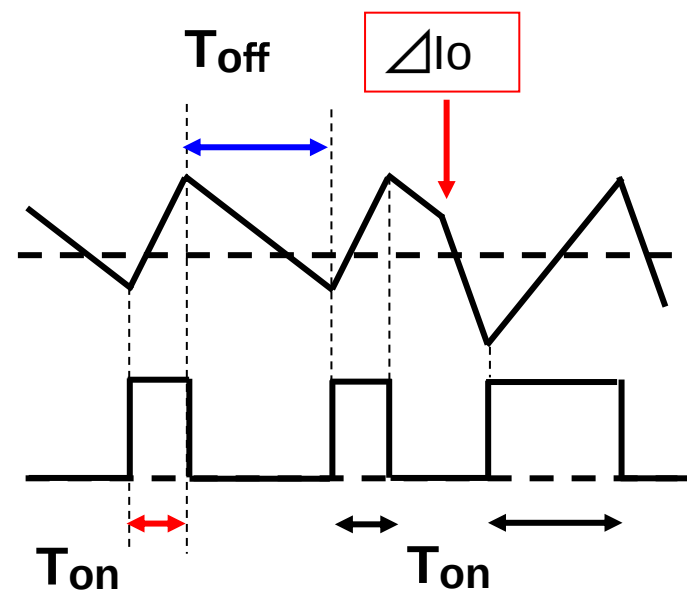
2.1 降圧形リプル制御SISO電源 (別名:ヒステリシス制御電源)

●回路構成(降圧形SISO電源)

- * 出力電圧 V_o と 基準電圧 V_r を直接比較
⇒ コンパレータ出力でメインSWを制御
- * 通常、コンパレータに、わずかなヒステリシス(シュミット・トリガ)を施す
- * 制御周波数は、ヒステリシス・レベルと周期遅延に依存。1MHz以上の高速制御



降圧形リプル制御SISO電源



タイミング・チャート

●シミュレーション結果

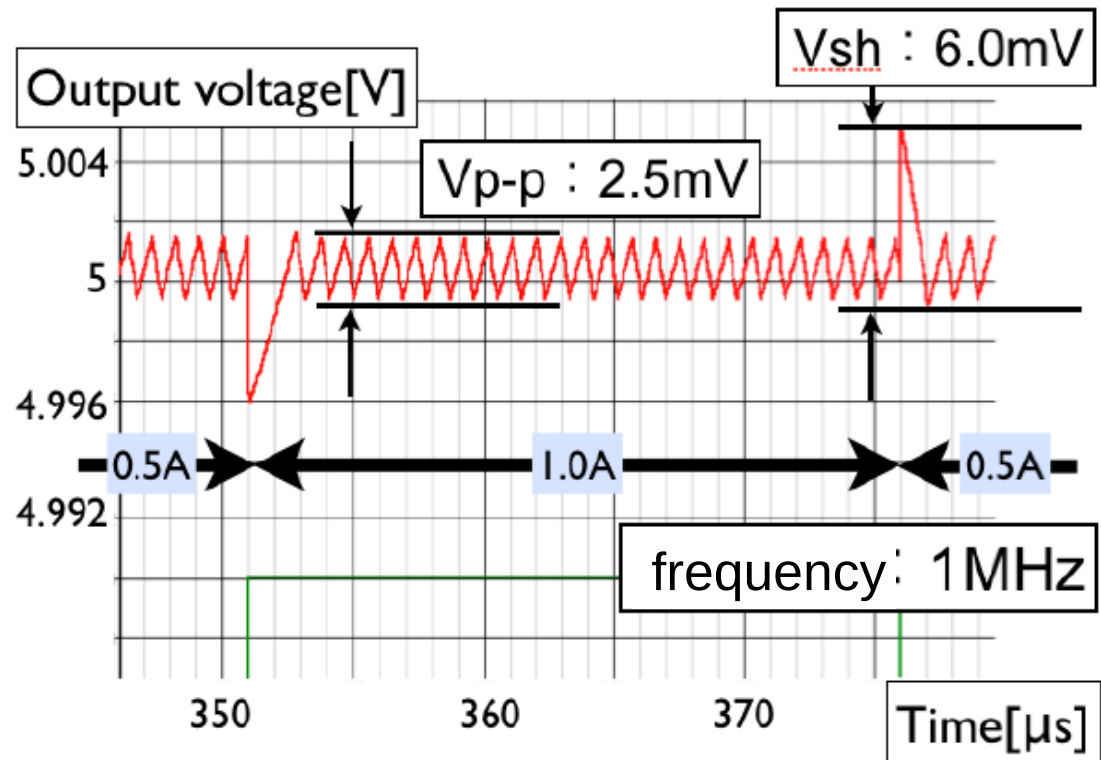
* 条件: $V_i=9.0\text{V}$, $V_o=5.0\text{V}$, $I_o=1.0/0.5\text{ A}$, $L=10\mu\text{H}$, $C_o=470\mu\text{F}$

⇒ コンパレータ出力でメインSWを制御

* 結果: 定常リプル: $\Delta V_o=2.5\text{mVpp}$

制御周波数; $F_{op} \doteq 1\text{MHz}$

過渡応答: オーバーシュート $=\pm 6\text{ mV}$ @ $\Delta I_o=\pm 0.5\text{ A}$

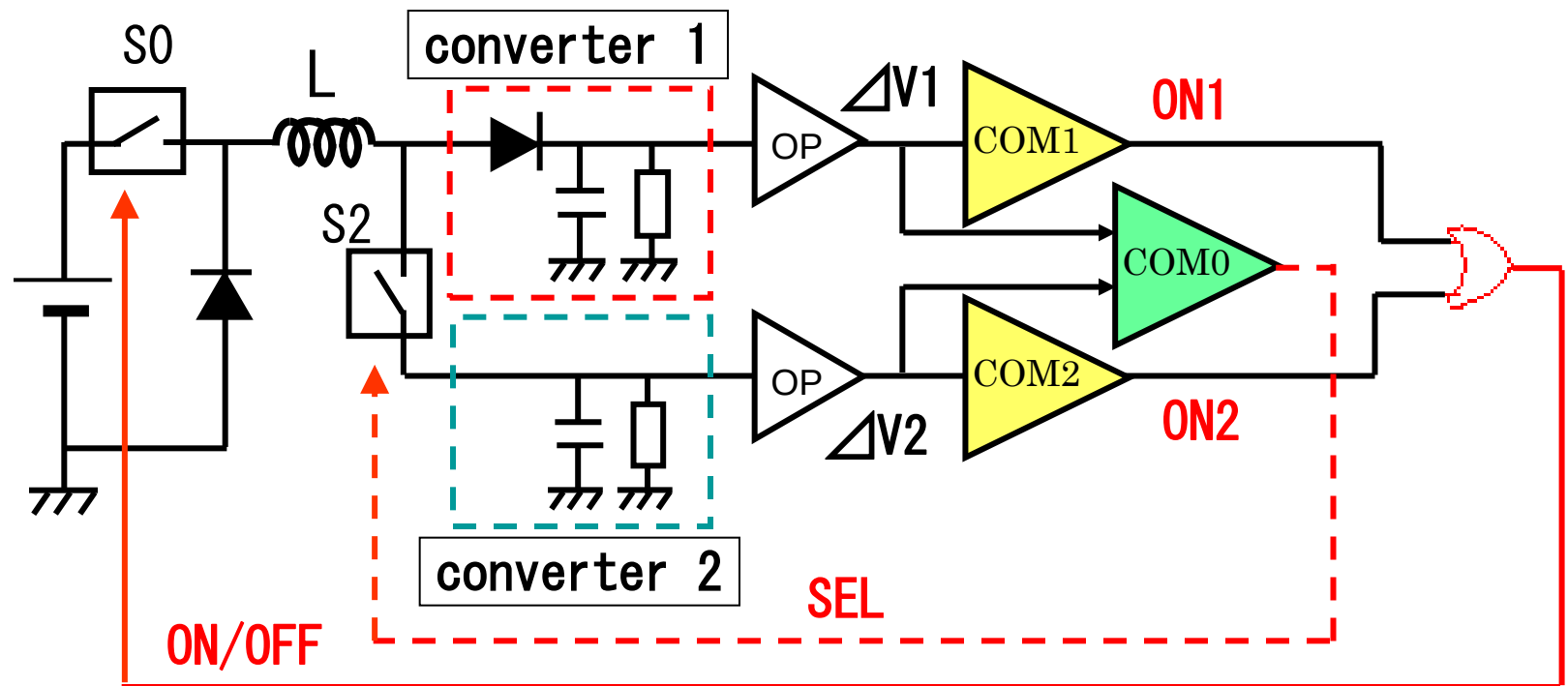


降圧形リプル制御SISO シミュレーション結果

2.2 降圧形リプル制御SIDO電源

●回路構成

- * 基本的に Exclusive制御方式
⇒ オペアンプによる 誤差増幅電圧 ΔV_o を発生
- * ΔV_o の比較により、SEL信号発生
- * メインSWの制御方式: 2つのコンパレータ出力 ON1/ON2 のOR出力
∴ 誤差の大きい電源が、ONパルス幅も広い



降圧形リプル制御 SIDO電源

●シミュレーション結果(降圧形**SIDO**電源)

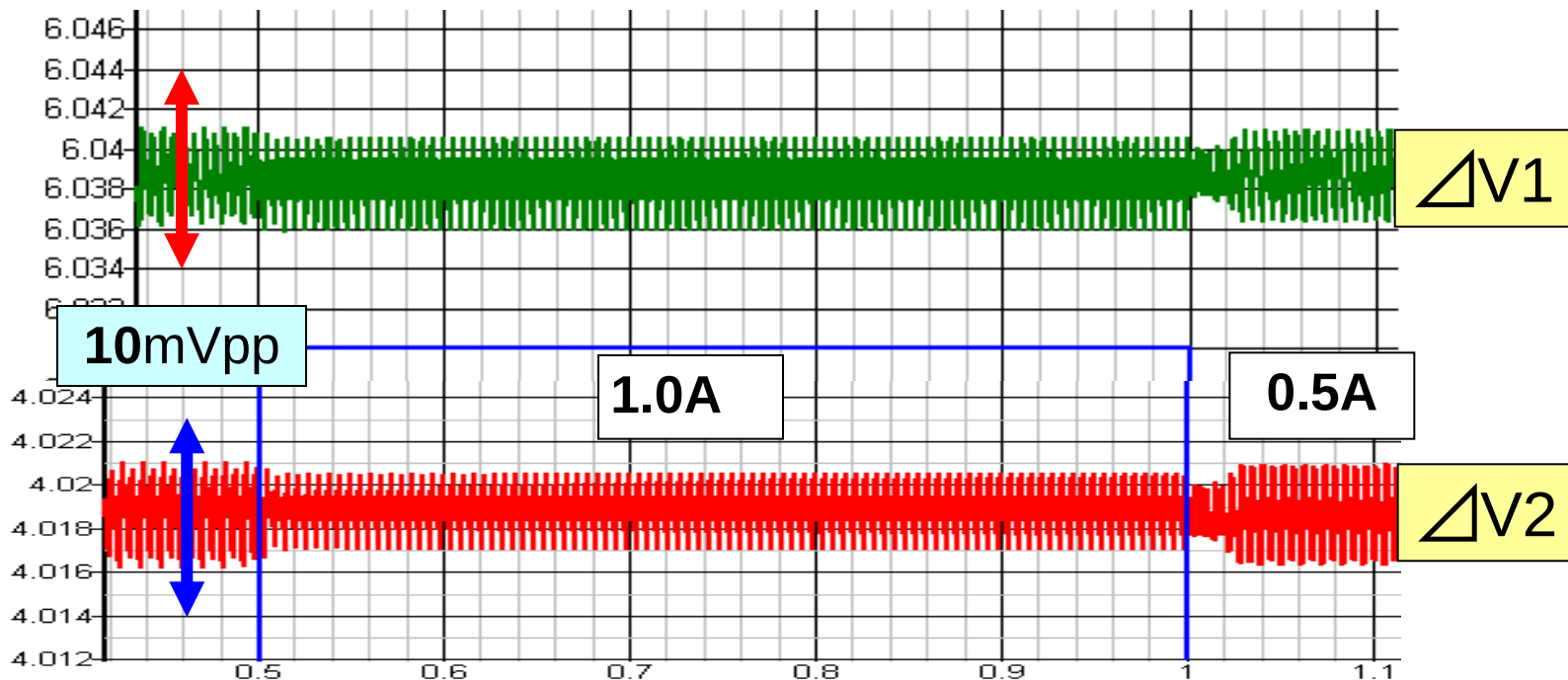
* 条件: $V_i=9.0\text{V}$, $V_{o1}=6.0\text{V}$, $V_{o2}=4.0\text{V}$, $I_{o1}=1.0/0.5\text{A}$, $I_{o2}=0.5\text{A}$

$L=0.5\text{ }\mu\text{H}$, $C_o=470\text{ }\mu\text{F}$

⇒ コンパレータ出力でメインSWを制御

* 結果: ・定常リプル: $\Delta V_o < 10\text{ mVpp}$

・過渡応答: オーバーシュート $\div 0\text{mV}$ @ $\Delta I_{o1} = \pm 0.5\text{ A}$



降圧形リプル制御**SIDO**電源の シミュレーション結果

2.3 昇圧形リプル制御SIDO電源

●回路構成: 基本部分は 降圧形と同様

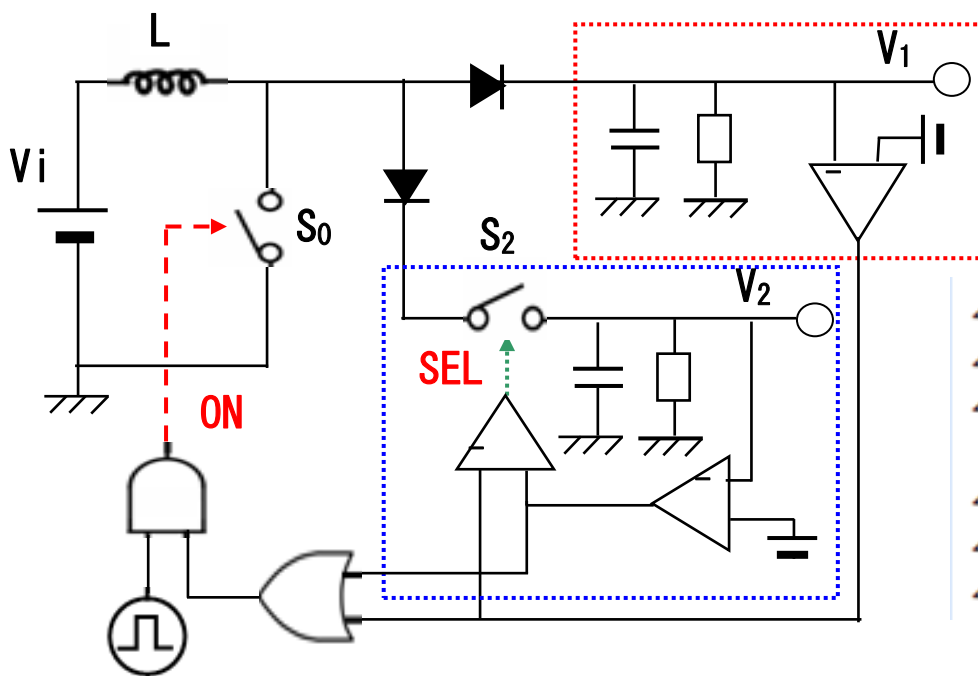
* メインSWの制御方式: 起動特性の補償回路が必要

●シミュレーション結果

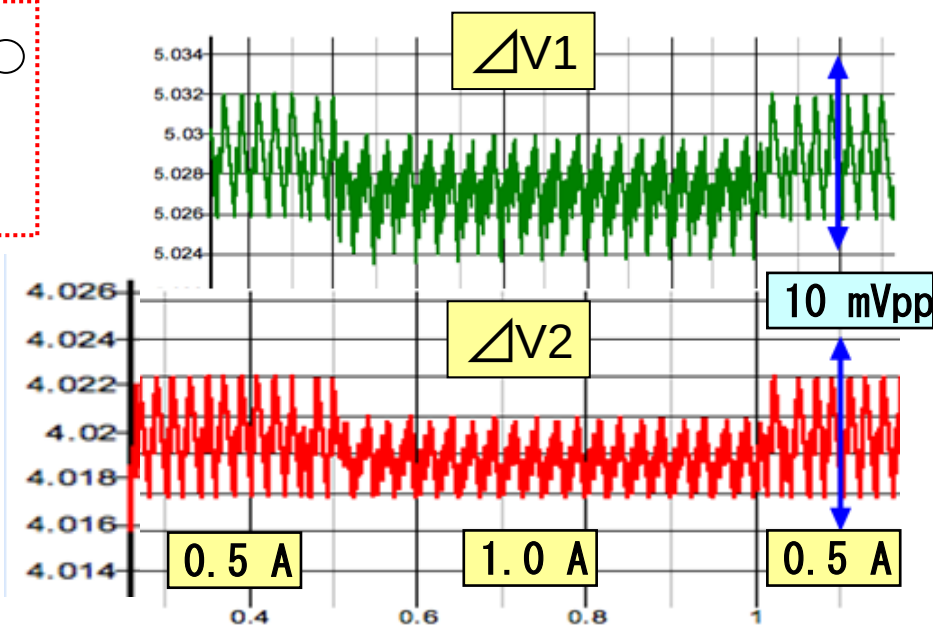
* 条件: $V_i=3.0V$, $V_1=5.0V$, $V_2=4.0V$, $I_o=1.0/0.5 A$

* 定常リプル: $\Delta V_o < 10 mV_{pp}$ @ $I_o=1.0/0.5A$

過渡応答: オーバーシュート $< \pm 5 mV$ @ $\Delta I_o = \pm 0.5 A$



昇圧形リプル制御SIDO電源



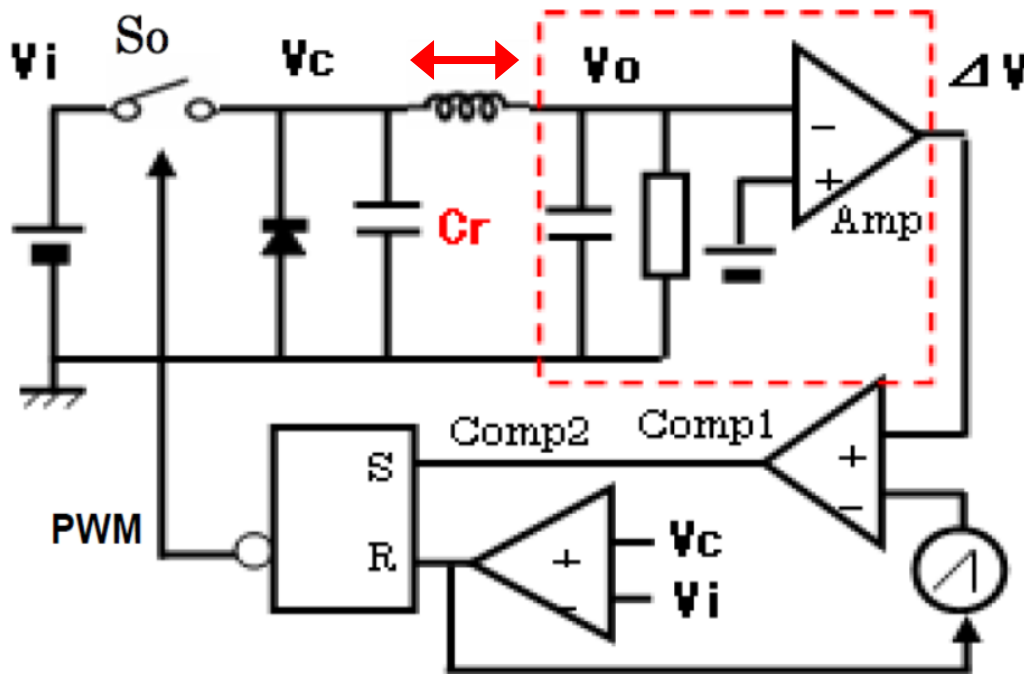
昇圧形シミュレーション結果

(3) ZVS-PWM制御 SISO電源

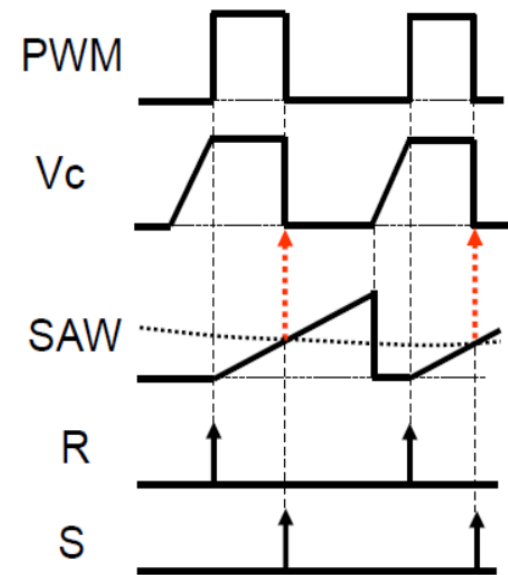
3.1 降圧形ZVS-PWM制御SISO電源[再掲:9章にて説明済み]

●回路構成(降圧形SISO電源): 条件 $V_i < 2V_o$

- * 還流ダイオードに並列に 共振コンデンサ
- * $V_i = V_c$ で、SWをON $\Rightarrow$ ZVS (Zero Voltage Switching)
- * 制御周波数は、共振周期とPWMパルス幅に依存



降圧形ZVS-PWM制御SISO電源



タイミング・チャート

● シミュレーション結果(9章の再掲)

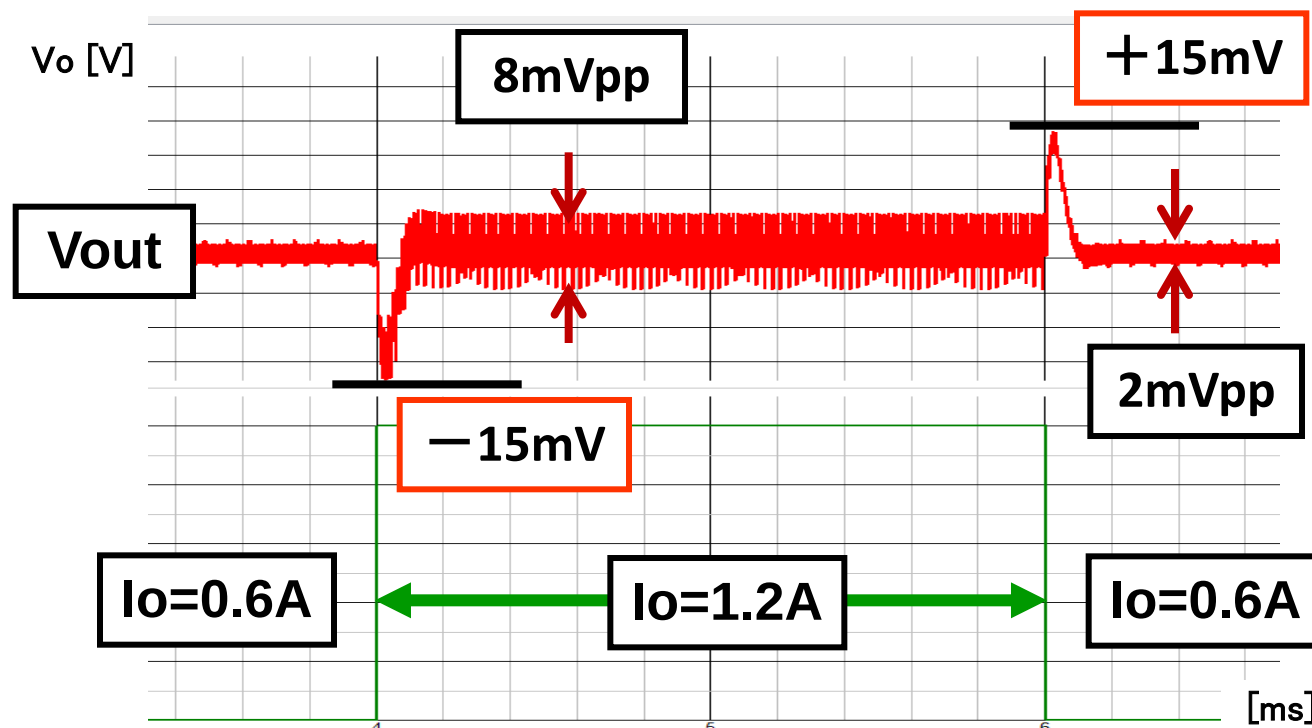
条件:

$V_i=10\text{V}$, $V_{out}=6.0\text{V}$
 $I_o=0.6\text{A}/1.2\text{A}$, $L=10\mu\text{H}$,
 $C_r=10\text{nF}$, $C=1000\mu\text{F}$

結果:

定常リプル
過渡応答

$< 2\text{mVpp}$ @ $I_o=0.6\text{A}$
 $< \pm 15\text{mV}$ @ $I_o=0.6/1.2\text{A}$

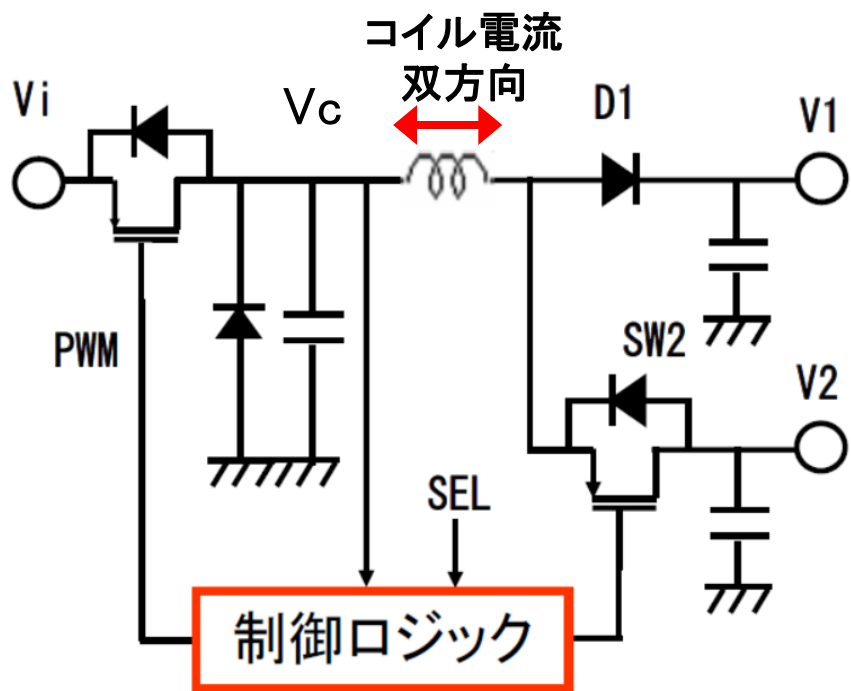


出力リプル・過渡応答特性

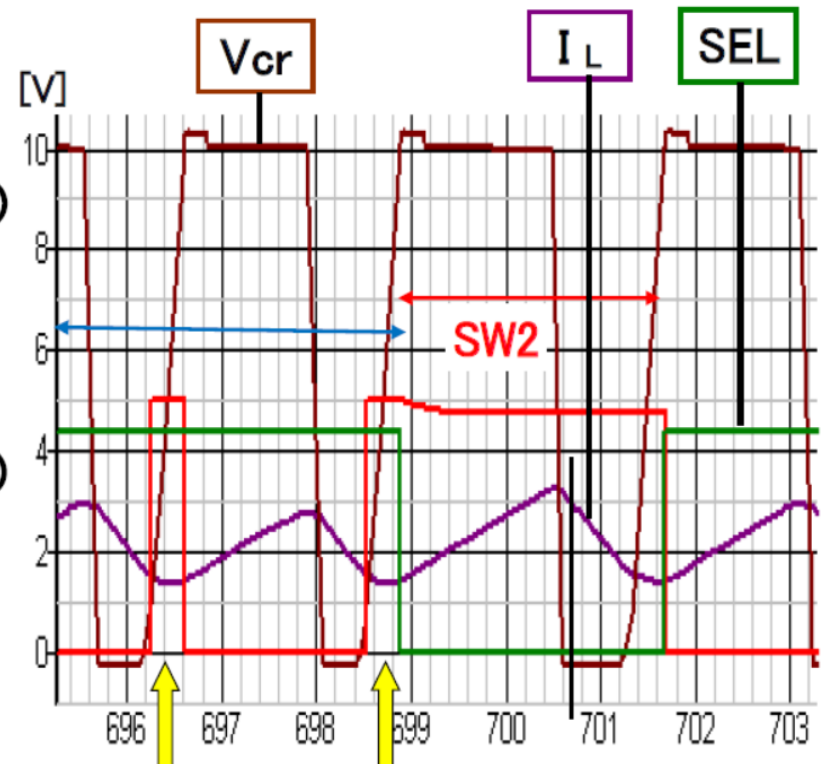
3.2 降圧形ZVS-PWM制御SIDO電源

●回路構成

- * ハイ側電源にDi、ロー側電源にMOS SW を挿入
- * 共振電流は、全てロー側電源より ボディ・ダイオードを介して供給
- * $V1 > V2$ に設定



ZVS-PWM制御SIDO電源



共振部分

タイミング・チャート

●シミュレーション結果(降圧形SISO電源)

条件: $V_i=10V \Rightarrow V_1=6V, V_2=5V, I_o=0.55A/1.1A,$
 $L=10\mu H, C_r=10nF, C=1000\mu F$

結果: 定常リプル: $< 4mV_{pp}$ @ $I_o=0.55A$

シュート : $< \pm 25mV$ @ $I_o=0.55/1.1A$

動作周波数: $91.4kHz$ @ $I_o=0.55A$, $53.1kHz$ @ $I_o=1.2A$

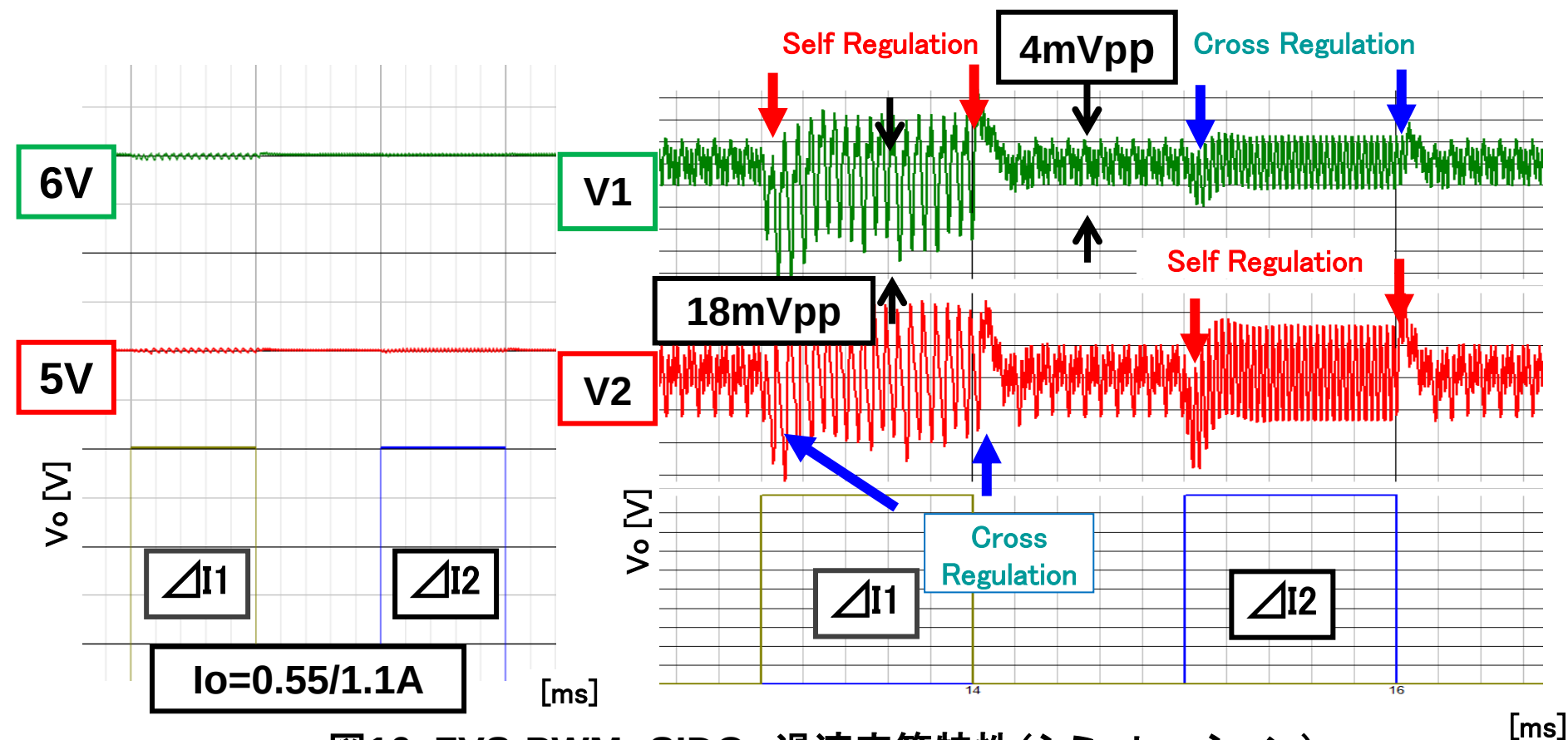


図16. ZVS-PWM SIDO 過渡応答特性(シミュレーション)

10.2 スペクトラム拡散によるEMI 低減技術

★ EMCとは

- **EMC=EMI+EMS**（電磁適合性＝電磁妨害＋電磁感受性）

電磁妨害を出さず、電磁波の影響を受けない[イミュニティ(immunity)]

- スイッチング電源とスペクトラム

- * エネルギー(電圧・大電流)のスイッチング供給

- ⇒ 基本波(クロック周波数)と高調波に、大きいピークの線スペクトラム

- ⇒ **EMI (電磁妨害)**問題が発生: **電磁波＋電源ライン**

- * EMI規制 ⇒ 規制値以下にスペクトラム・レベルの低減が必要

- ⇒ スペクトラム拡散技術（他の手法: フィルタ、シールド等）

★EMI対策: スペクトラム拡散技術

- * 基本パルス(クロック、鋸歯状波、PWM信号)を、ランダムに位相(周波数)変調

- * スペクトラム拡散技術

- A) 従来デジタル拡散技術

- ・10ビット(1,024通り)以上の微小位相シフトのパルス群を発生し、ランダムにセレクトして、電源に供給

- B) アナログ・ノイズ拡散技術

- ・アナログノイズ(熱雑音等)により、クロック信号を変調して電源に供給

(1) 擬似アナログノイズ利用スペクトラム拡散技術

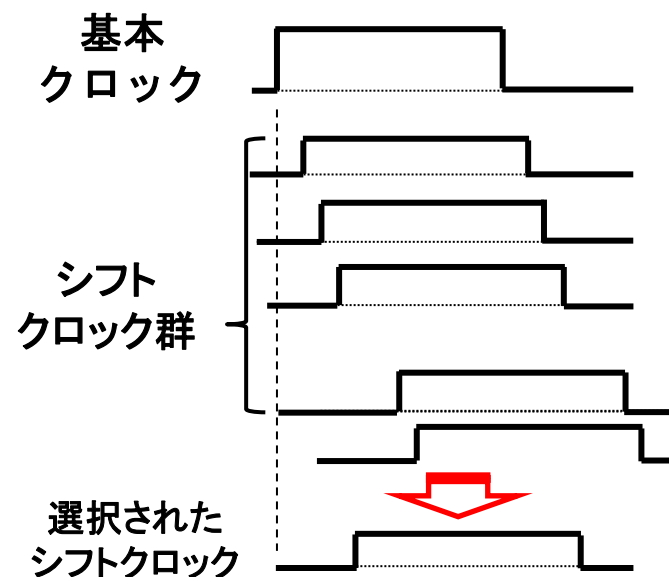
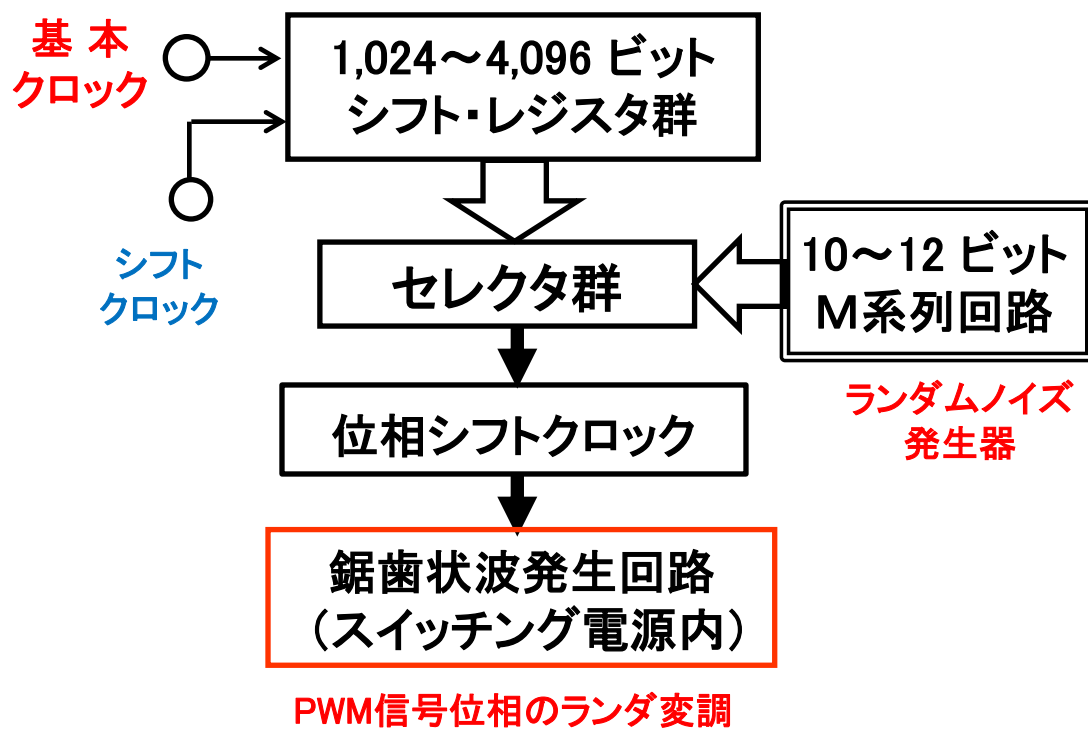
1.1 従来デジタル拡散技術

* 構成: 位相シフト回路(10~12ビット) + ランダム信号発生器 + セレクタ

* 特徴: デジタル変調 $\Rightarrow$ 拡散結果は、線スペクトラムの集合

多数の(シフトレジスタ + セレクタ): 1,000 ~ 4,000 個

シフト用クロック周波数 = 電源クロック(200kHz) $\cdot$ 4,000 = 800 MHz (困難)



デジタル・スペクトラム拡散回路

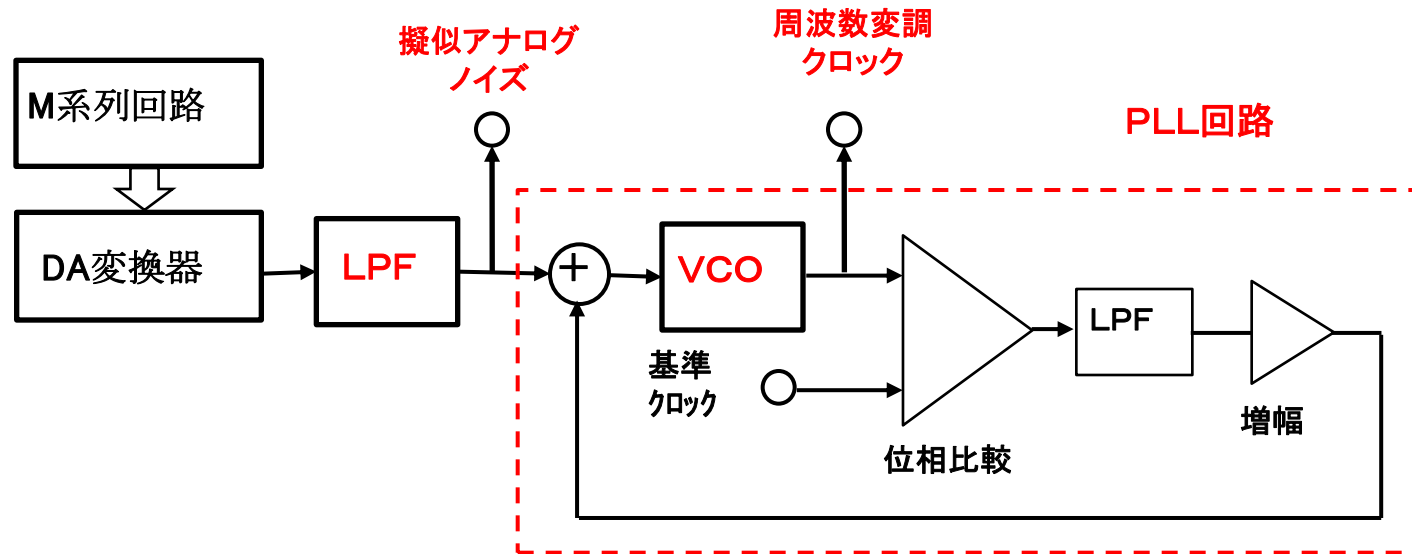
タイミング・チャート

1.2 擬似アナログノイズ・スペクトラム拡散技術

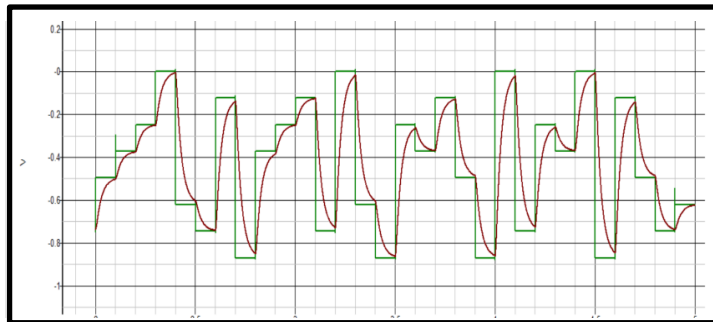
* 構成: M系列回路(ランダム信号) + (DAC+LPF) + PLL回路

* 特徴: 擬似アナログノイズ + 振動的PLL回路 ⇒ 非周期性

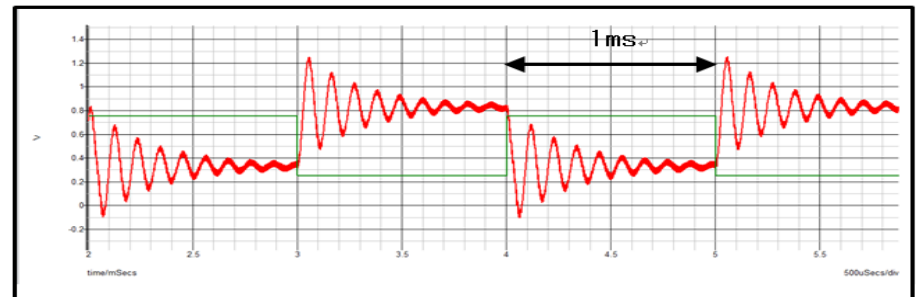
・アナログノイズ: 周期的信号 ⇒ 振動的PLL回路で **非周期的信号**へ



擬似アナログノイズ・スペクトラム拡散回路



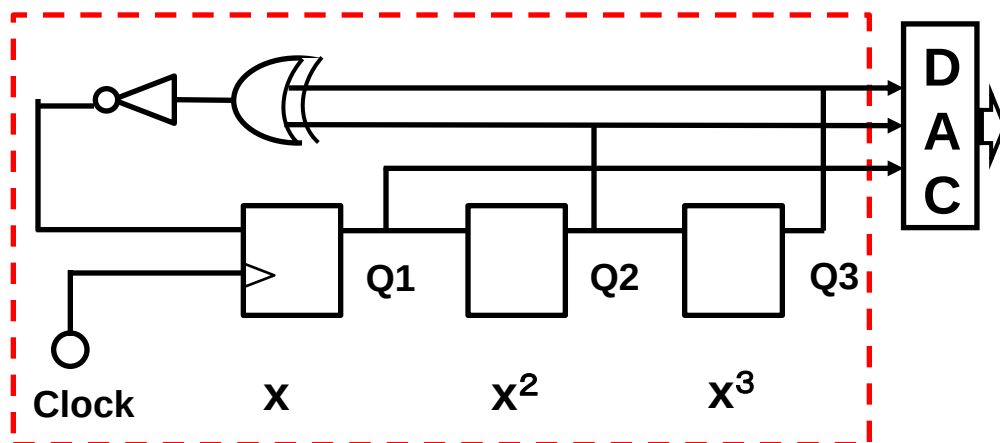
擬似アナログノイズ波形



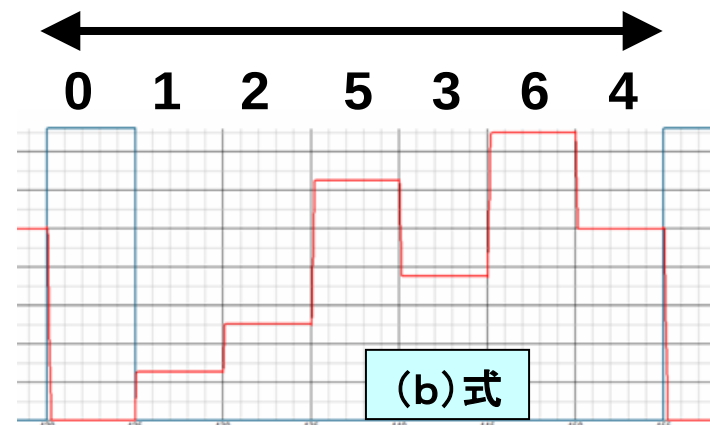
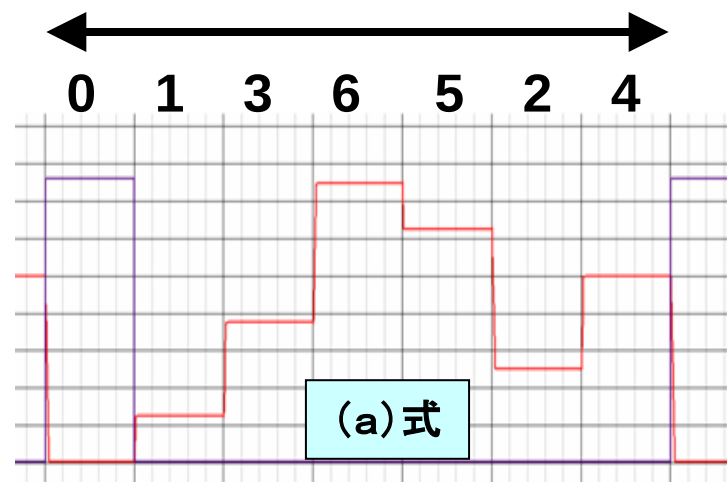
PLL回路応答特性

● ランダム信号発生器:M系列信号発生器

- * 構成: 原始多項式に基づいた
(シフトレジスタ+ブール代数の帰還)
- * 特徴: 各レベルが一度ずつランダムに出現
- * 原始多項式(3ビット)
 - (a) $G(s) = x^3 + x^2 + 1$
 - (b) $G(s) = x^3 + x + 1$
 ブール代数で、+1は反転を表わす
- * 出力信号: 基本7分周信号



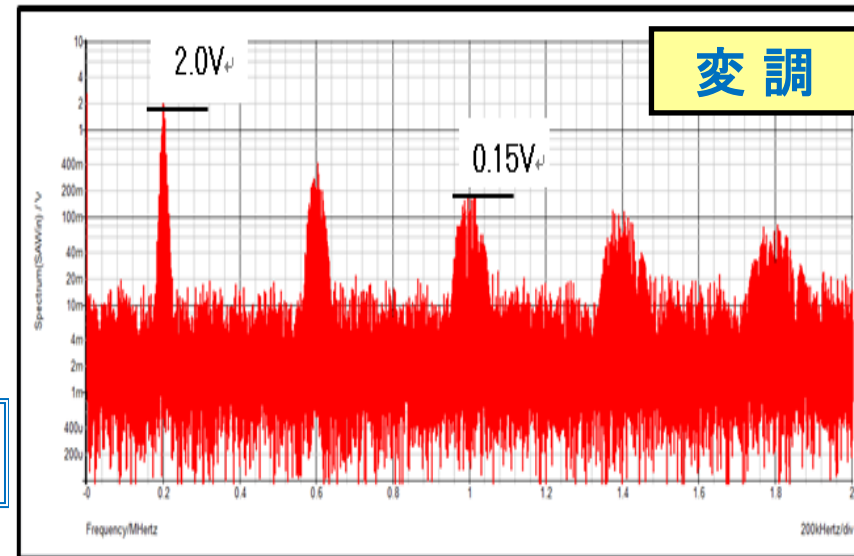
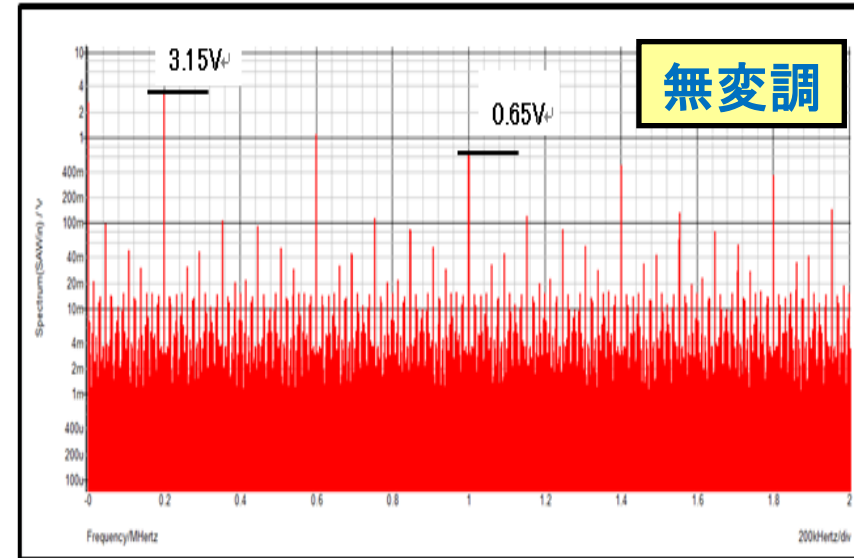
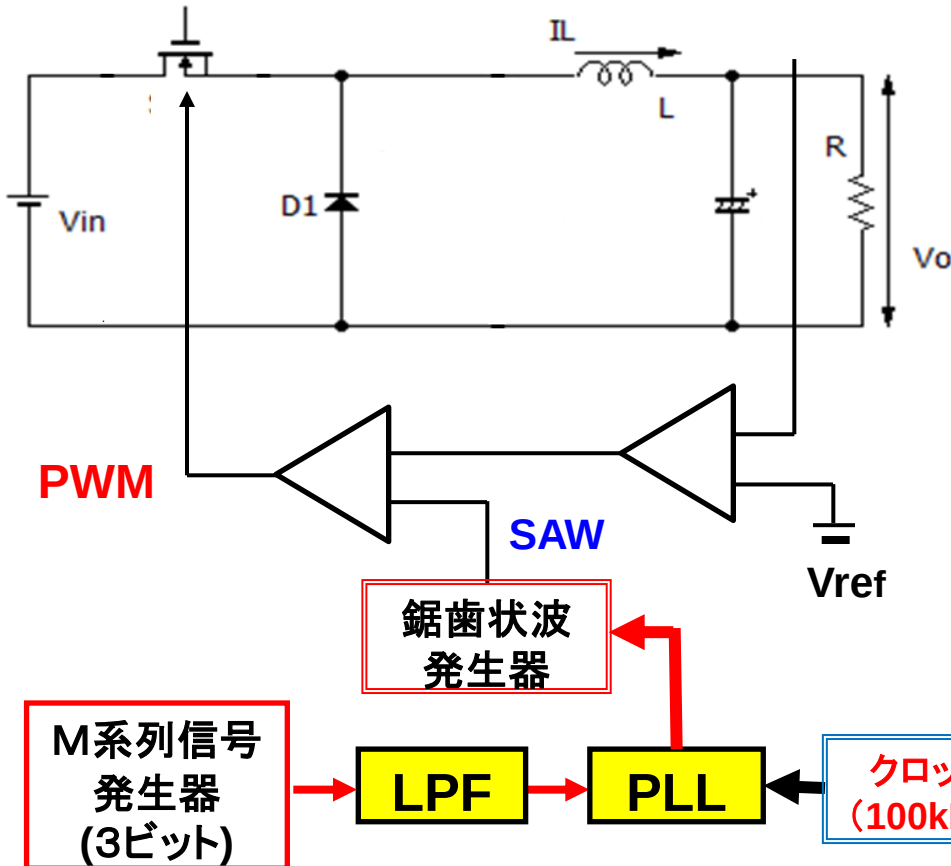
原始多項式の一例: 式 (a)



M系列回路の出力波形

● スイッチング電源への適用: PWM信号のスペクトラム

- * 構成: 鋸歯状波発生器のクロックに適用
- * 変調周波数の選定 ($F=100/7=14\text{kHz}$)
- * 拡散結果: -1.15V (-2.0dB)@ 200kHz
 -0.5V (-6.4dB)@ 1.0MHz



アナログノイズを利用した降圧形電源

スペクトラム拡散結果

(2) 新M系列信号発生回路

* アナログノイズの周期性の拡大

・3ビットパターンの組合わせ:

$N = {}_7P_3 = 5,040$ 通りもある

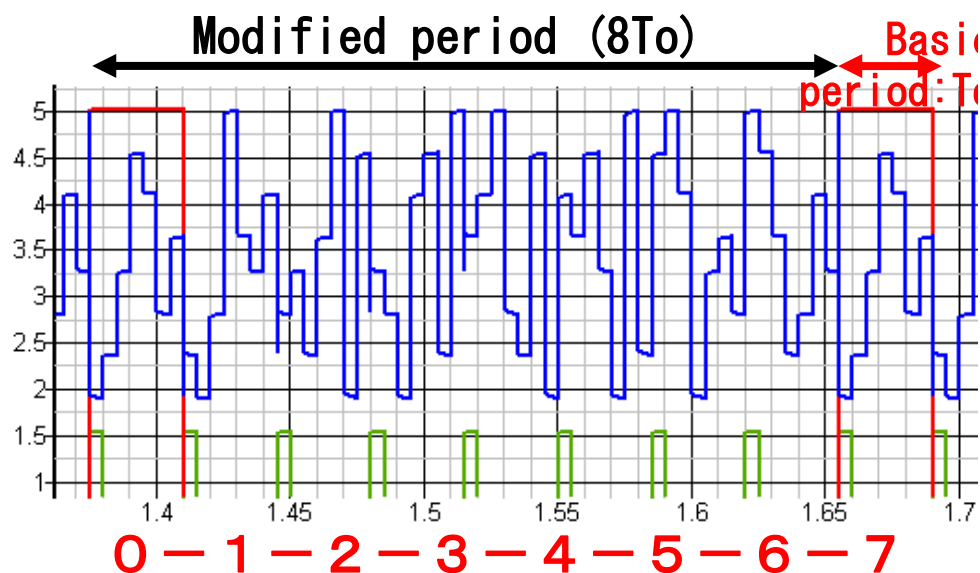
* 周期拡大手法:

(A) 原始多項式の切換え: $\times 2$

(B) ビット反転、(C) ビット入替手法

(B) **ビット反転手法** (右表): $\times 8 \Rightarrow \times 16$ 倍

・3ビット・カウンタの出力を周期毎に反転



新M系列によるスペクトラム拡散(ビット反転)

【ビット反転例】

0) 反転無し : 0-1-3-6-5-2-4-

1) Q1反転 : 1-0-2-7-4-3-5-

2) Q2反転 : 2-3-1-4-7-0-6-

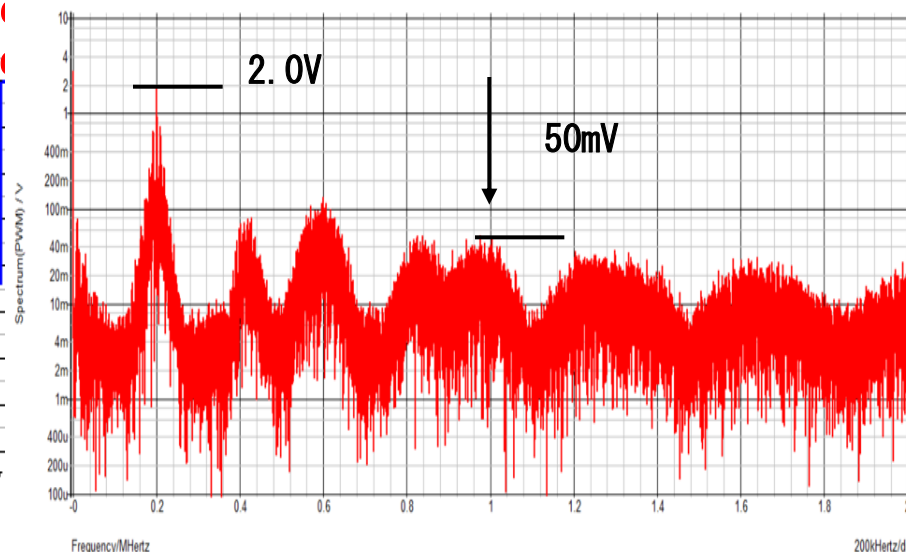
3) Q1Q2反転 : 3-2-0-5-6-1-7-

4) Q3反転 : 4-5-7-2-1-6-0-

5) Q3Q1反転 : 5-4-6-3-0-7-1-

6) Q2Q3反転 : 6-7-5-0-3-4-2-

7) 全部反転 : 7-6-4-1-2-5-3-



電源の出力電圧リップル

(C) ビット入替手法(右表)

× 6倍: ⇒ × 96倍周期= **672 パターン長**

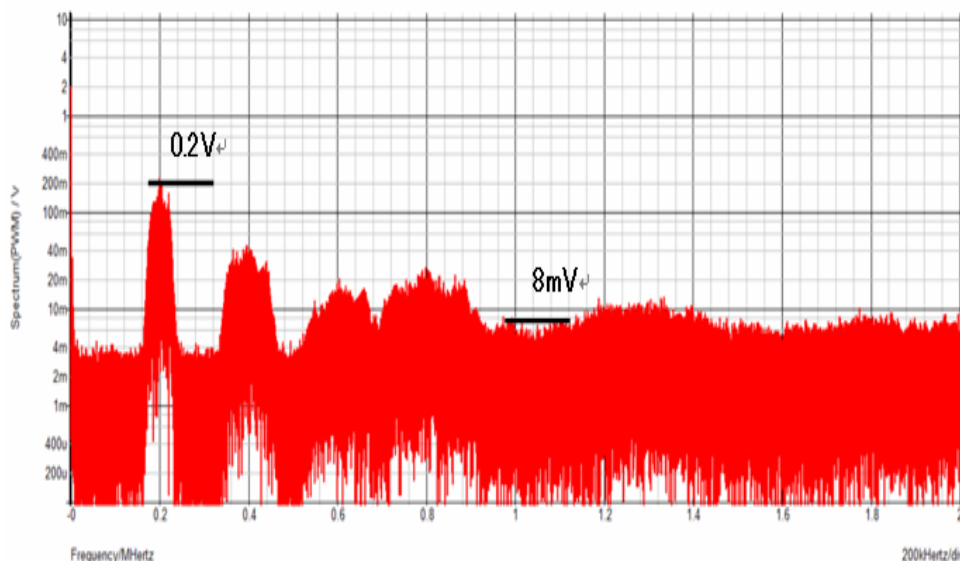
◎スペクトラム拡散結果:

基本波: 0.2 V [/ 3.15] (−12.0 dB)

高調波: 8 mV [/ 650mV] (−19.1 dB)

リップル: 13 mVpp

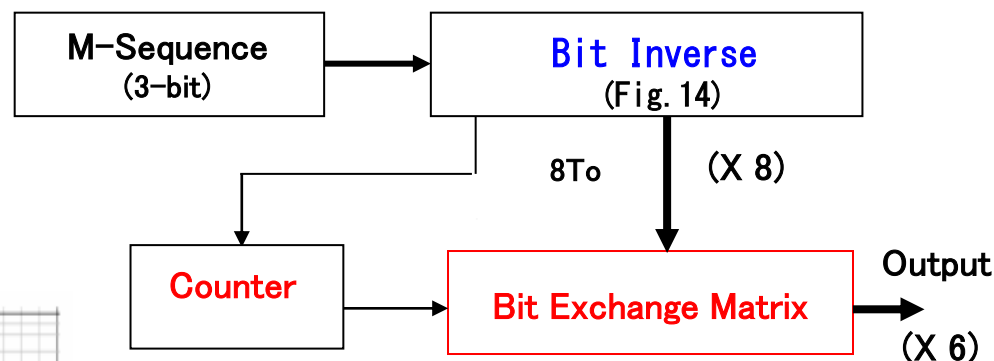
* **非周期的なリップル**を確認



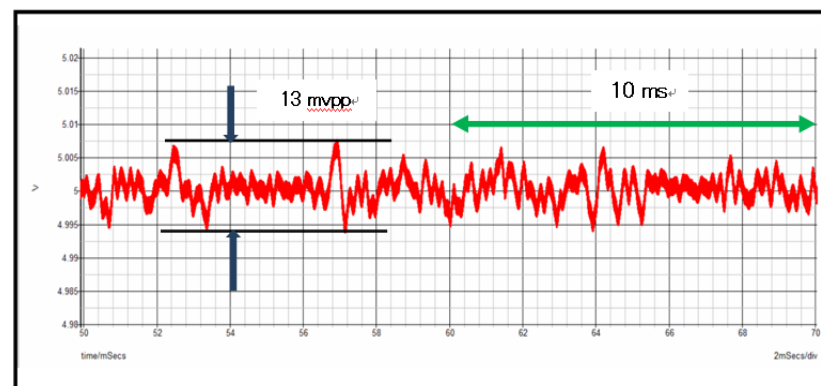
新M系列によるスペクトラム拡散

【ビット入替例】

- 0) $Q_1Q_2Q_3$: 0-1-3-6-5-2-4-
- 1) $Q_1Q_3Q_2$: 0-1-5-6-3-4-2-
- 2) $Q_2Q_1Q_3$: 0-2-3-5-6-1-4-
- 3) $Q_2Q_3Q_1$: 0-4-5-3-6-1-2-
- 4) $Q_3Q_1Q_2$: 0-2-6-5-3-4-1-
- 5) $Q_3Q_2Q_1$: 0-4-6-3-5-2-1-



ビット操作回路ブロック図



出力電圧リップル

(3) 多ビット M系列信号発生器

- 4ビット化: パターン周期の拡大 $\Rightarrow$ 15パターン(4ビットカウンタ)

注意: レベル変化の大きい式が望ましい

- * 原始多項式(4ビット) $\Rightarrow$ 2式の切換え: 30パターン長

(a) $G(s) = x^4 + x^3 + 1 \Rightarrow 0\ 1\ 3\ 7\ 14\ 13\ 11\ 6\ 12\ 9\ 2\ 5\ 10\ 4\ 8$

(b) $G(s) = x^4 + x + 1 \Rightarrow 0\ 1\ 2\ 5\ 10\ 4\ 9\ 3\ 6\ 13\ 11\ 7\ 14\ 12\ 8$

- * パターン長の拡張(9ビットカウンタが必要)

* ビット反転 $= 30 \times 2^4 = 30 \times 16 = 480$ パターン長

- 5ビット化 $\times$ 2式: 62パターン長(11ビットカウンタが必要)

* ビット反転 $= 62 \times 2^5 = 62 \times 32 = 1,984$ パターン長

- 10ビット化 $\times$ 4式: 1,023 $\times$ 4パターン長(12ビットカウンタが必要)

* ビット反転無 $= 1,023 \times 4 = 4,092$ パターン長 [cf. 3ビットMAX=672 パターン長]

$\Rightarrow$ デジタル方式のスペクトラム拡散は不要!

★ パターン長の拡大により、PLL回路を不要にしたい!

