

スイッチング電源の基礎と応用

2016年7月26日

小堀 康功

アウトライン 1

1. 基本素子

1-1 パワーデバイス

1-2 受動素子

2. DC-DCスイッチング電源技術

2-1 コイル動作と高速スイッチング動作

2-2 基本3方式の概要

2-3 スwitchング電源の動作解析

2-4 電流不連続モード

アウトライン2

3. 絶縁型DC-DCコンバータ電源技術

- 3-1 絶縁型スイッチング電源の概要
- 3-2 フライバック・コンバータ電源
- 3-3 フォワード・コンバータ電源
- 3-4 その他のコンバータ電源

4. スwitch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
- 4-2 制御特性の測定法
- 4-3 性能改善手法

~~5. スwitchング電源の効率~~

~~6. 降圧形電源の実測~~

~~7. 昇圧形電源の実測~~

8. 各種制御方式とSIDO電源

- 8-1 Exclusive制御方式
- 8-2 リプル制御方式
- 8-3 ZVS-PWM制御方式

9. SW電源のEMI低減技術

- 9-1 スペクトラム拡散技術
- 9-2 従来デジタル変調方式
- 9-3 アナログノイズ変調方式
- 9-4 シミュレーション結果
- 9-5 新M系列信号発生回路

10. ノッチ特性スペクトラム拡散

- 10-1 パルス幅コーディング方式
- 10-2 パルス周期コーディング方式
- 10-3 パルス位置コーディング方式

1. 基本素子

1-1 パワーデバイス

1-2 受動素子

- (1) インダクタ
- (2) コンデンサ
- (3) 抵抗器

1. 基本素子

● はじめに: スイッチング電源とは

- * 基本部は、MOSFET、ダイオード、コイル、コンデンサで構成
- * MOSFETをON/OFFスイッチングしてエネルギーを伝達・・・高効率
- * 電圧(電流)をフィードバック制御するレギュレータ
スイッチングのデューティ・周波数を可変制御

● 主な課題

- * 負荷抵抗(電流)が大きく変化
低出力電圧リップル
- * 出力の低電圧、大電流化
- * 入力電圧の許容範囲が広い
- * すべての条件で、**高効率・安定**

・デューティD: 時比率

1周期に対するON時間の比率

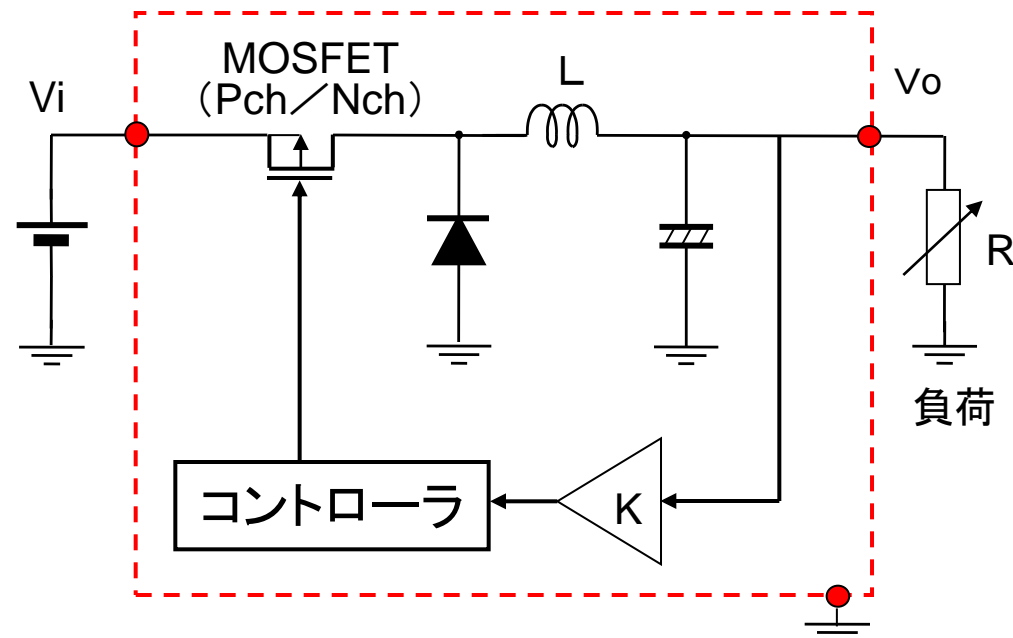


図1.1 スイッチング電源の構成例

1.1 パワーデバイス

(1) スwitchング・パワーデバイス

1) 各種スSwitchング・パワーデバイスの応用システム

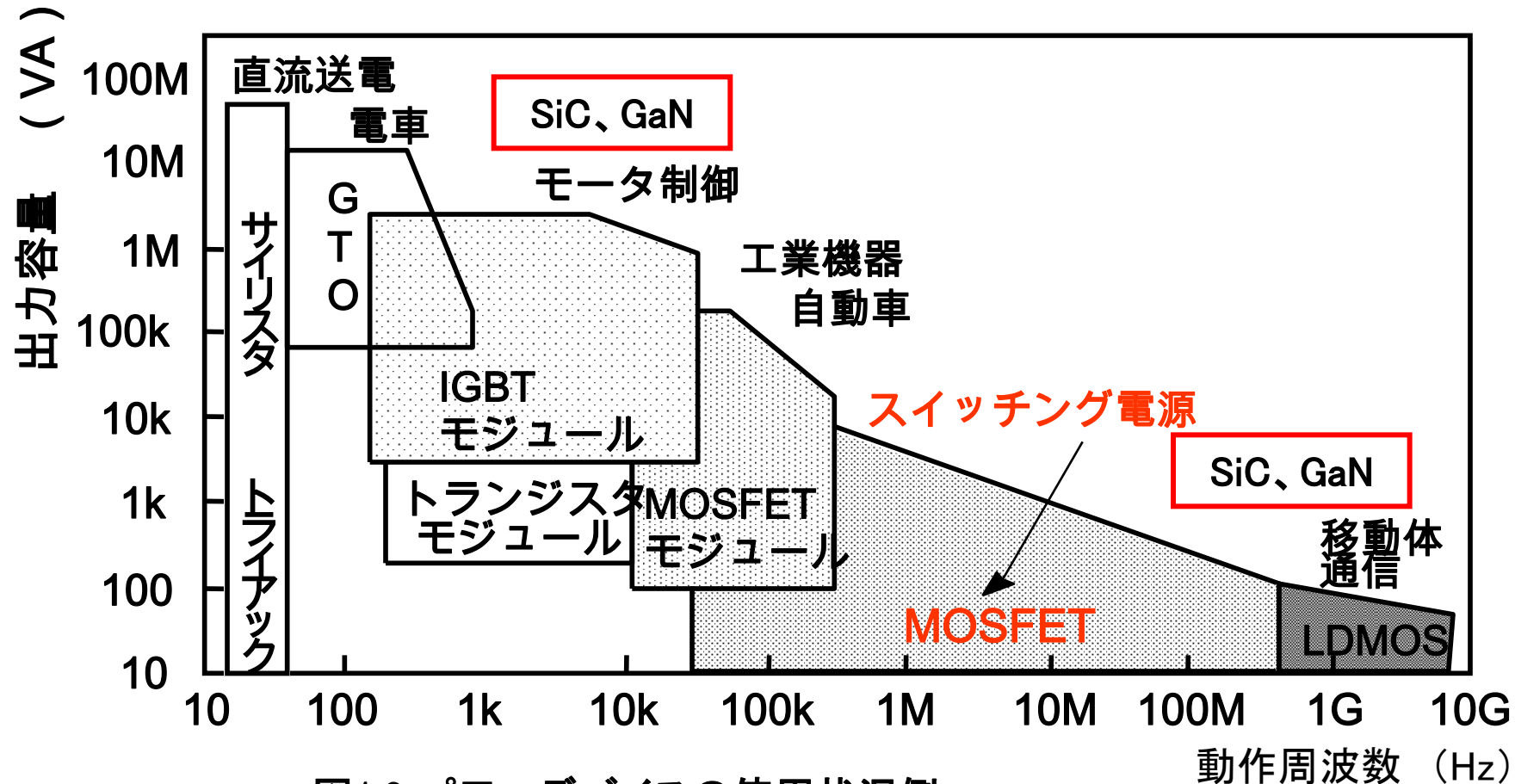


図1.2 パワーデバイスの使用状況例

2) 各種スイッチング・パワーデバイスの種類と特徴

バイポーラトランジスタ

- ・少数キャリア蓄積効果
- ・電流制御デバイス
(オン抵抗小、遅延大)

パワーMOSFET

- ・電圧制御デバイス
- ・キャリア蓄積なし
(高速スイッチング)

ワイド・ギャップ半導体: SiC、GaN

- ・低ON抵抗、高耐圧
- ・高速スイッチング
- ・ノーマリーオン(正負2電源必要)

サイリスタ(GTO: Gate Turn-off)

- ・バイポーラ複合デバイス
- ・低周波、大電力

IGBT: Insulated Gate Bipolar TRS (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ)

- ・電圧制御デバイス
- ・MOS/バイポーラ複合

- ・SiC: 炭化ケイ素 (Silicon Carbide)
- ・GaN: 窒化ガリウム (Gallium Nitride)

1.2 受動素子

(1) インダクタ(コイル)

(A) インダクタの概要

●選定のポイント:

* インダクタンス値以外に、**直列抵抗**、**電流容量**などに注意

* インダクタンス値は、通常 100kHz で測定

●インダクタの種類

* 空芯コイル:L値は小さいが、磁気飽和はない

* 磁芯コイル:ボビン形、トロイダル形

磁気飽和に注意を要する(最大直流電流)



ボビン形



トロイダル形

図1.16 インダクタの形状例

(2) コンデンサ

(A) パワー用出力コンデンサの種類と特徴

* アルミ電界コンデンサ:

大容量、形状大きい、ESRが大きい(数百mΩ)

高周波では 容量値が低下

* 低ESR(分子半導体、有機性 etc) コンデンサ

容量は同等、主にESRを対策: ESR=数十mΩ

* 積層セラミックコンデンサ

ESR < 数mΩ、容量・耐圧が小さい

(直流電圧では、容量値は低下)

● インピーダンス: Z_c

$$Z_c(j\omega) = \Delta r + j\omega \Delta L + 1 / j\omega C = \Delta r + j\omega C(1 - \omega^2 C \Delta L)$$

$$\omega = 1 / \sqrt{C \Delta L} \text{ のとき } Z_c = \Delta r \text{ (: ESR)}$$

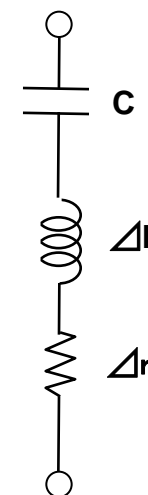
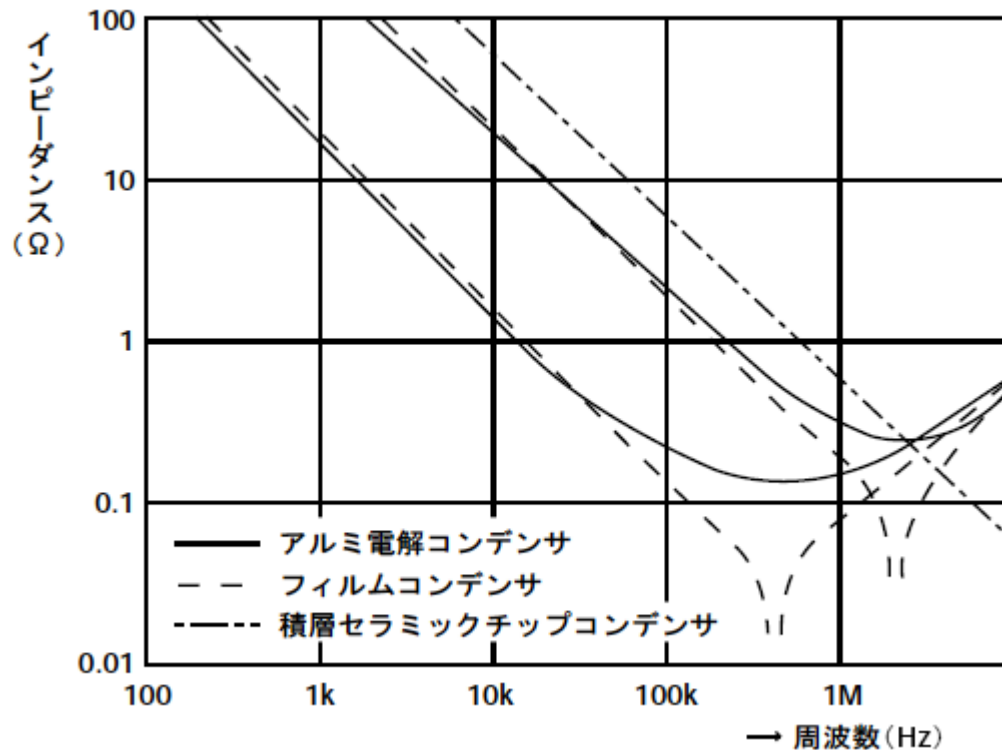


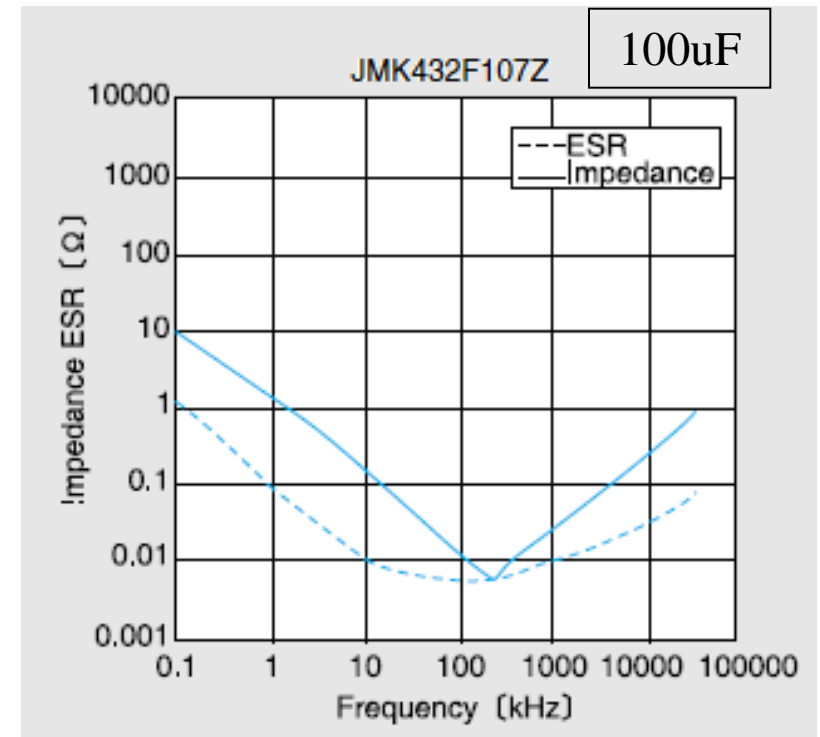
図1.20 コンデンサの等価回路

(B) パワー用出力コンデンサの周波数特性

* リード線の浮遊Lにより、1MHz以上では誘導性



日本ケミコン資料より



太陽誘電資料より

図1.21 コンデンサのインピーダンス特性

(3) 抵抗器

★電源では、許容電力に注意！

* 炭素被膜抵抗(小電力用、5%:カーボン抵抗)

1/6 W, 1/4 W 等:一般的な抵抗、安価

* 金属皮膜抵抗(厚幕型):高精度(1%)

* 酸化金属皮膜抵抗(中電力用)

1~5W程度、耐熱性が良い

* セメント抵抗(大電力用)

2~20W 程度(安価で小型)

抵抗体をセラミックケースに収め、セメントで封止

* メタルクラッド抵抗(~数100Wの大電力用)

巻線抵抗を絶縁し、金属製外装で封止

放熱板に取り付け可能



セメント抵抗



メタルクラッド抵抗

2. DC-DCスイッチング電源技術

2-1 コイル動作と高速スイッチング動作

2-2 基本3方式の概要

・降圧形電源 ・昇圧形電源 ・昇降圧形電源

2-3 スwitchング電源の動作解析

(1) 状態平均化法と状態方程式

(2) 定常特性

(3) 動特性

2-4 電流不連続モード

2. DC-DCスイッチング電源技術

2-1 コイル動作と高速スイッチング動作

(1) コイルの働きとスイッチング

● ファラデーの法則より

- * コイルの鎖交磁束 ϕ が時間的に変化すれば、その変化を打ち消すような起電力 e を生じる。

$$e = L \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad [\text{V}] \quad (1-1)$$

- * コイル電流が変化すると、その変化を打ち消すように起電力 e が発生する

$$e = L \cdot \frac{di}{dt} \quad [\text{V}] \quad (1-2)$$

符号: 電圧の取り方に依存

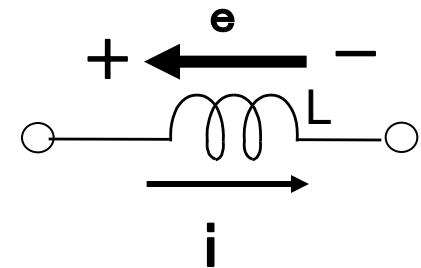


図2.1 インダクタンスの特性

(2) インダクタンスの性質

* 電流連続の性質：

両端電圧が急激に変化しても、
コイル電流を維持するように流れる。

コイル：電流連続の法則

* 外部電圧によるコイル電流変化

$$V = (V_A - V_B) = L \frac{di}{dt} \quad (1-3)$$

$$I(t) = I_0 + \frac{1}{L} \int V dt \quad (1-4)$$

* コイルに蓄えられるエネルギー

$$W = \frac{1}{2} L I^2 \quad [\text{J}] \quad (1-5)$$

- 電流の変化方向と電圧
- $V > 0$ ならば、 i は増加
- $i < 0$ なら、徐々に減少
いずれ $i > 0$ となる

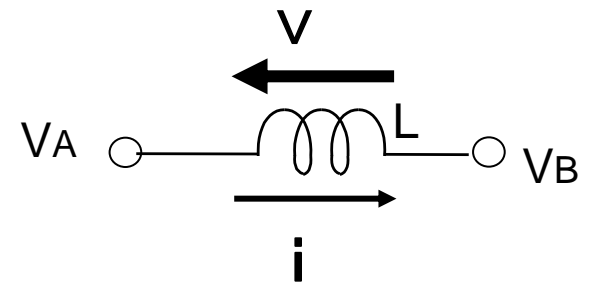


図2.1 インダクタンスの特性

(3)コイルの電流と電圧の関係

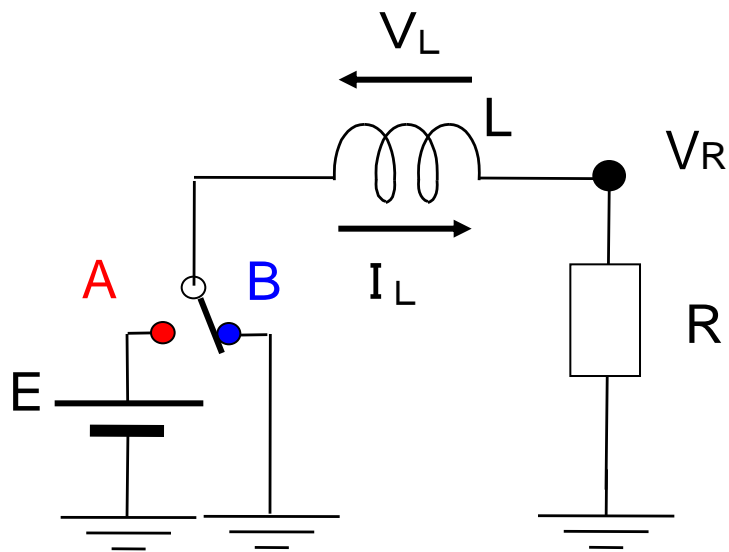


図2.2(a) コイルのスイッチング駆動

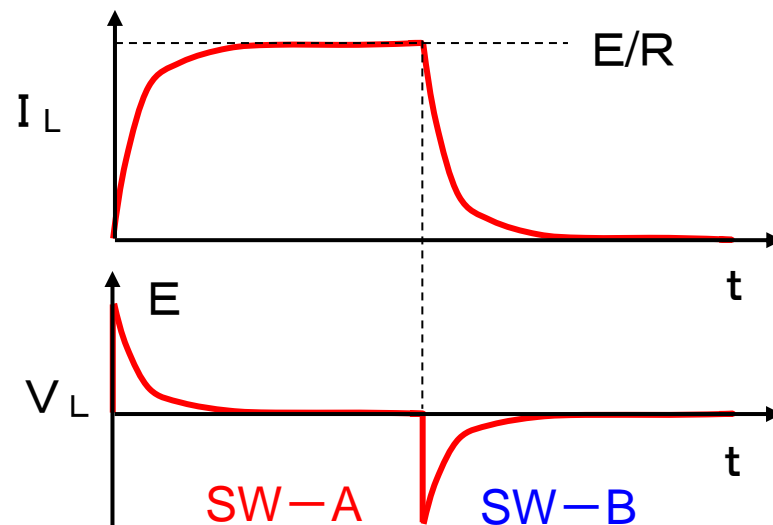


図2.2(b) コイルのスイッチング特性

SWを $B \Rightarrow A \Rightarrow B$ と切換えると・・・

Lにエネルギーが蓄積し、放出される

蓄積 : SW-A : $E - V_R(t) = L \cdot (di/dt) \Rightarrow i(t) = (1/L) \int (E - V_R) dt$ (1-6)

放出 : SW-B : $0 - V_R(t) = L \cdot (di/dt) \Rightarrow i(t) = -(1/L) \int V_R dt$ (1-7)

ただし $V_R(t) = R \cdot i(t)$ ・ ・ ・ 微分方程式 (1-8)

[復習]微分方程式(指数関数)

(A) 特性Aの式:コイル電流立上り

(1-9)

(B) 特性Bの式:コイル電流立下り

$$i_L(t) = (E/R) \{ \exp[-(t-T_B) \cdot R/L] \} \quad (1-10)$$

(C) 特性Cの式:コイル電圧立上り

(1-11)

(D) 特性Dの式:コイル電圧立下り

$$V_L(t) = -E \cdot \{ \exp[-t \cdot R/L] \} \quad (1-12)$$

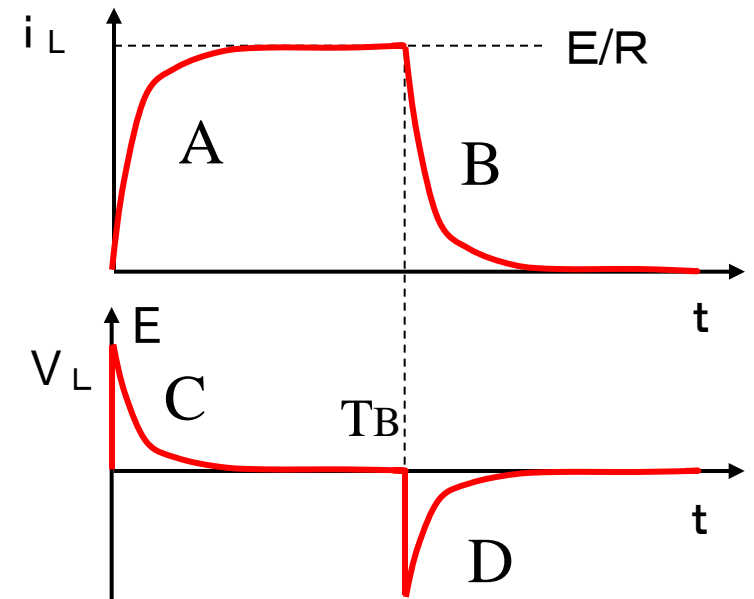


図2.2(b) コイルのスイッチング特性

(4) 高速スイッチング時の動作

- * 出力に容量 C (電池)をつけ、負荷を電流源 I_o とする
- * 高速でSWすると、電流は近似的に三角波状に変化
- * SWのON/OFF比率により、電流は増減 \Rightarrow 出力電圧 V_o も増減

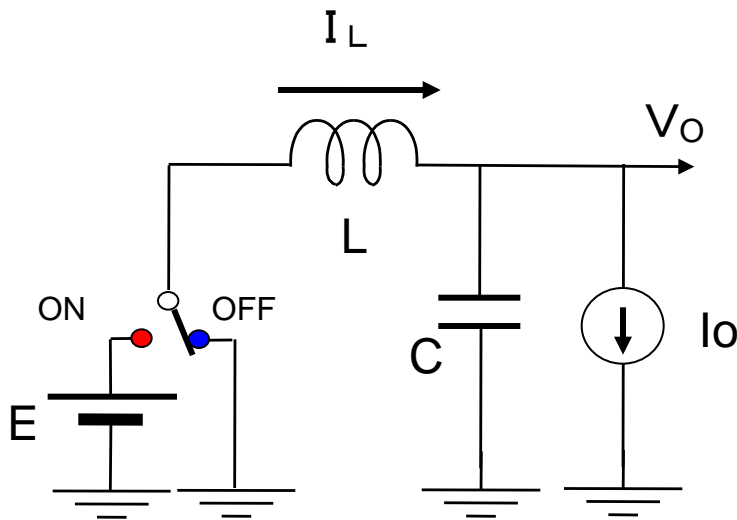


図2.3(a) 降圧形電源の構成図

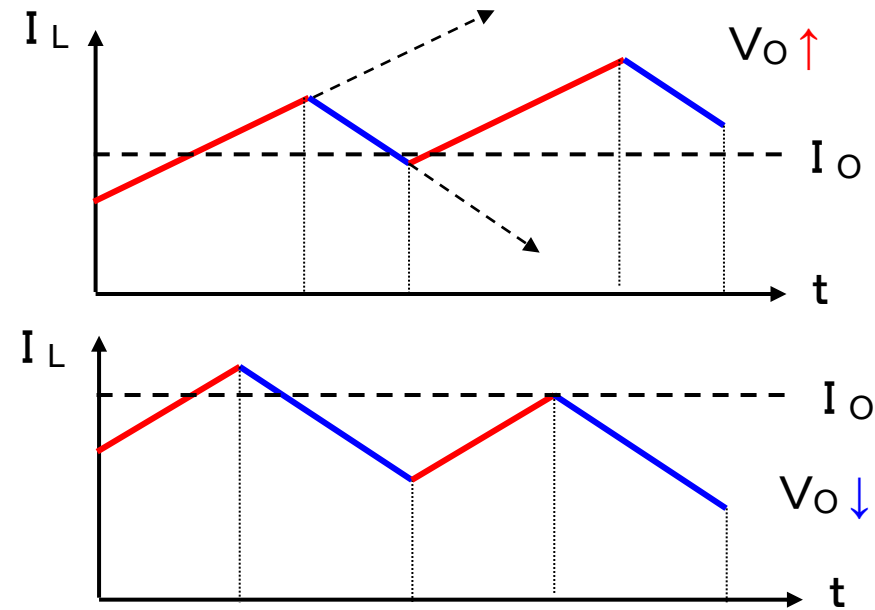


図2.3(b) 降圧形電源の特性

$$(\Delta I_L / \Delta t)_{\text{ON}} = (E - V_o) / L : \text{増加} \quad (1-13)$$

$$(\Delta I_L / \Delta t)_{\text{OFF}} = -V_o / L : \text{減少} \quad (1-14)$$

(5) 昇降圧動作の原理

● 降圧動作 ($E > V_o$)

ON : $V_L = (E - V_o)$ 、 $di/dt = (E - V_o) / L > 0$

電源より、 L と V_o にエネルギー供給

OFF : $V_L = -V_o$ 、 $di/dt = -V_o / L < 0$

L よりエネルギーを V_o に放出(供給)

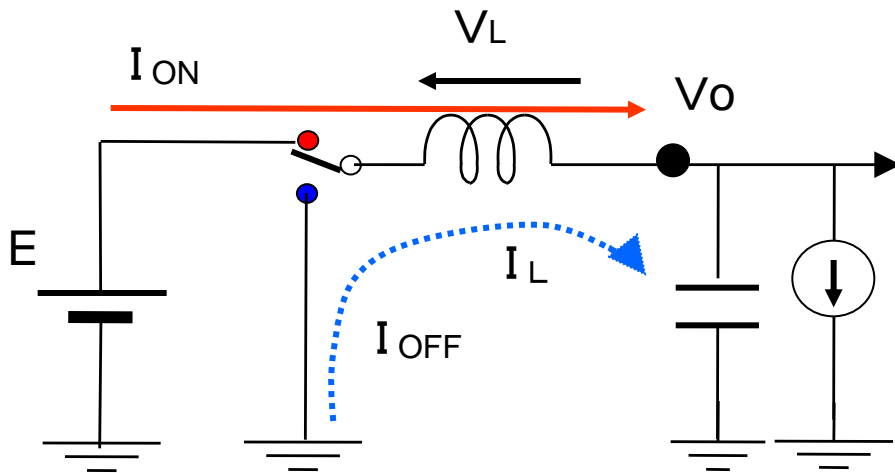


図2.4(a) 降圧形電源の原理図

- コイル電圧が急変すると、コイル電流の傾きが急変し、電流 I_L は連続的に変化

- 出力平均電流 I_o は、コイル平均電流 I_L と同じ

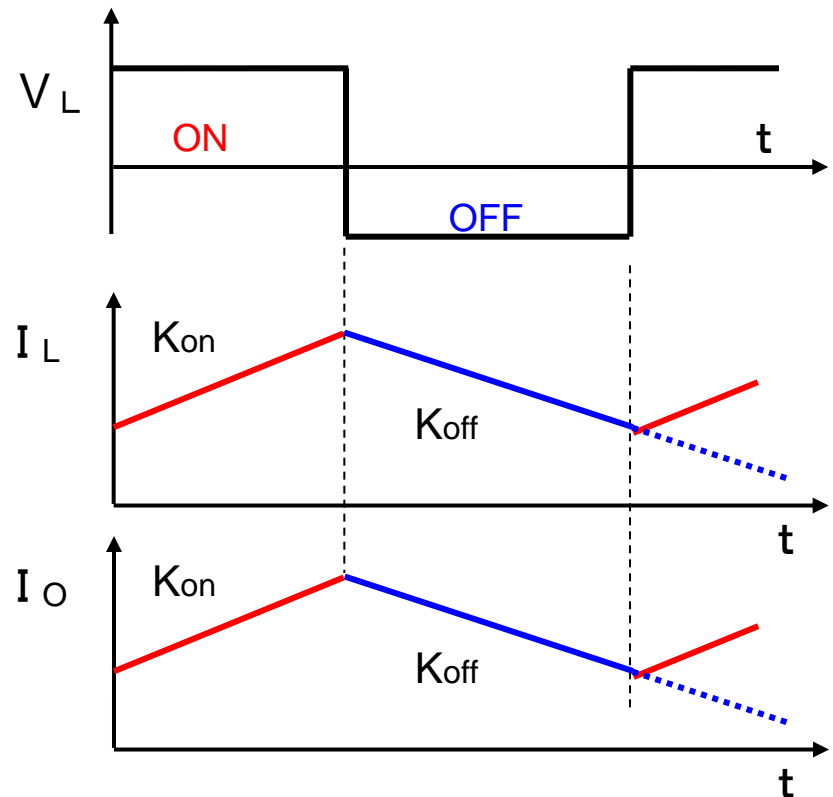


図2.4(b) 降圧形電源の電流波形

● 昇圧動作 ($E < V_o$)

ON : $V_L = E$ 、 $di/dt = E/L > 0$

電源より、L にエネルギー供給

OFF : $E = V_L + V_o$ 、 $di/dt = -(V_o - E)/L < 0$

電源とL より、 V_o にエネルギー供給

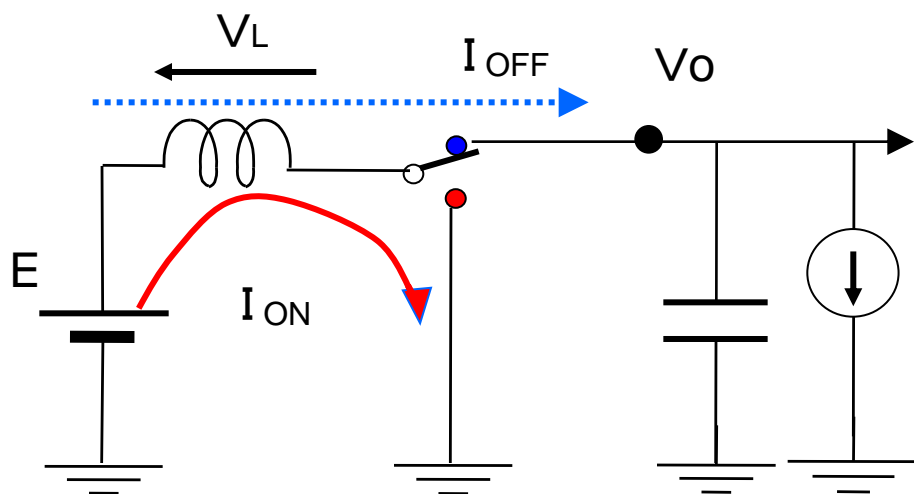


図2.5(a) 昇圧形電源の原理図

● コイル電流 I_L は連続的に変化

● 出力電流 I_o は、OFF 時のみ
コンデンサの電流リップル大きい

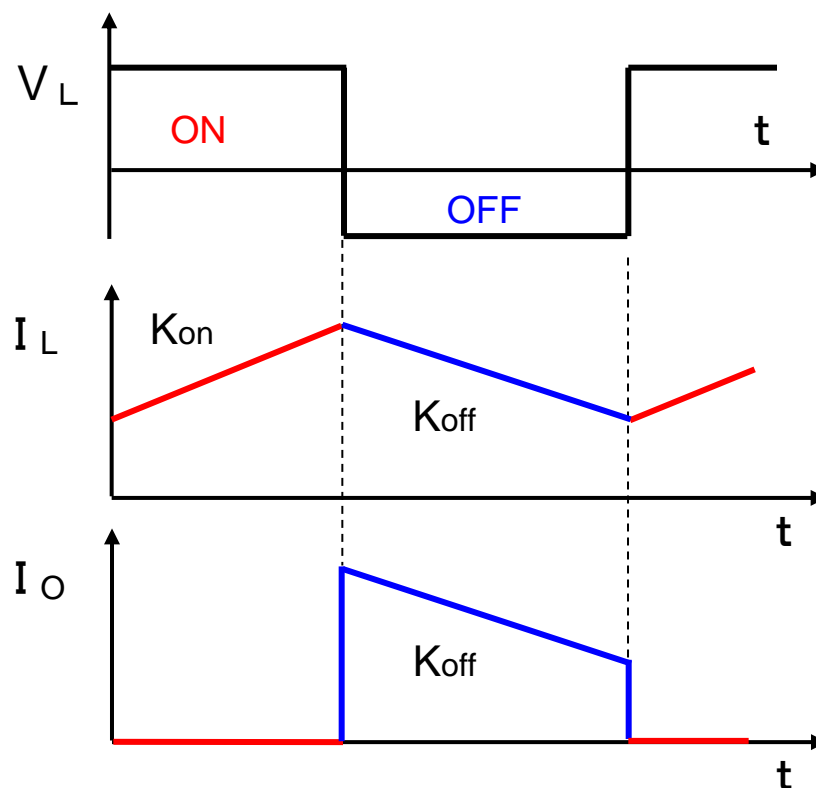
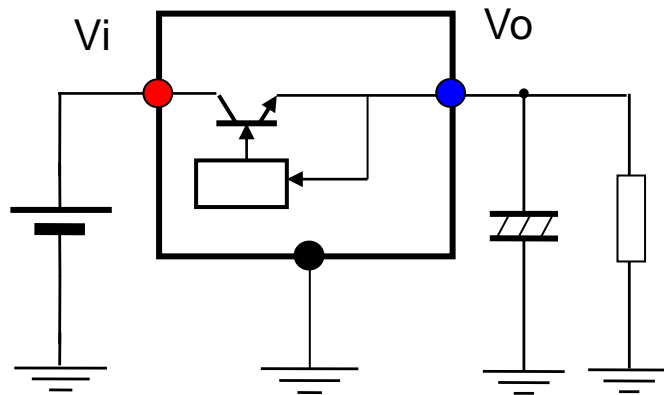


図2.5b) 昇圧形電源の電流波形

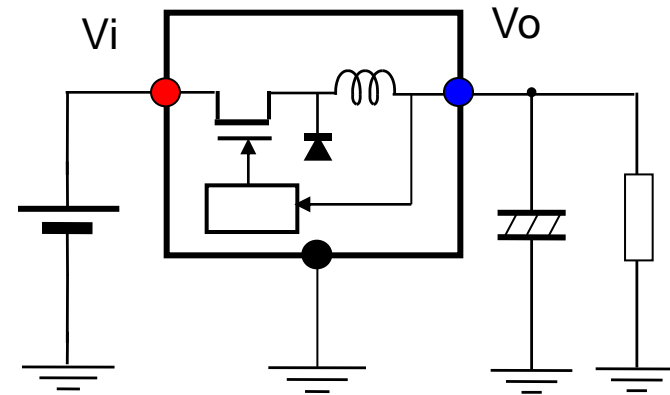
2-2 基本3方式の概要

(1) スイッチング電源とシリーズ電源の比較

- * 電力損失が非常に少ない: 高効率
- * 発熱が少ない、SW周波数UPによるLC部品的小型化可能
- * 幅広い入力電圧を、容易に任意に可変
- ▲ インダクタ、半導体スイッチ、ダイオードが必要
- ▲ スイッチングノイズが大きく、EMIへの影響注意



(a) シリーズレギュレータ



(b) スイッチングレギュレータ

図2.6 レギュレータの基本構成

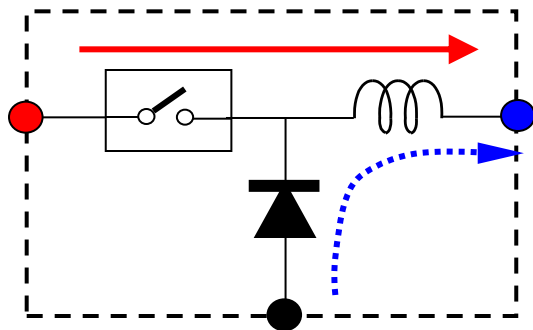
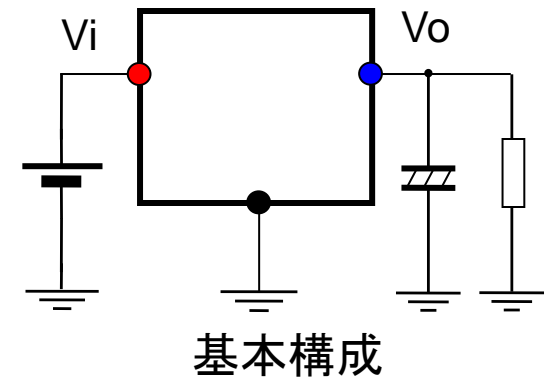
(2) 基本3方式の構成

(a) 降圧形電源(ステップ・ダウン、Buck Converter) : $V_o < V_i$

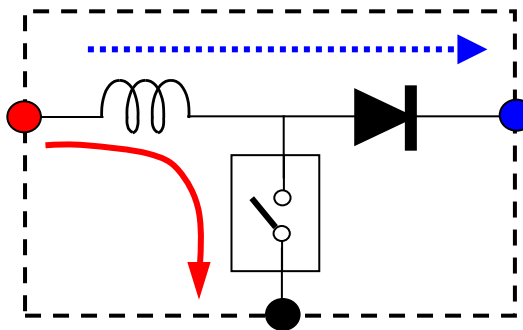
(b) 昇圧形電源(ステップ・アップ、Boost Converter) : $V_o > V_i$

(c) 昇降圧形電源(Buck-Boost Converter) : $V_o \gtrless V_i$

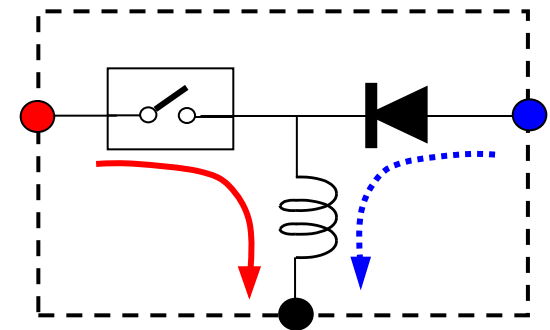
- SW、L、Di の組合わせ : 結線が異なる
- コイルの電流は連続的だが、
出力電流は、形式により異なる
- コイル : エネルギーの蓄積と放出



(a) 降圧形



(b) 昇圧形



(c) 昇降圧形

図2.7 スイッチングレギュレータの基本構成

(3) スイッチング電源の具体例(降圧形電源)

【性能】

- 1) 出力電圧・電流(電力)
- 2) 出力電圧リップル
- 3) 効率
- 4) ライン/ロードレギュレーション
- 5) 負荷変動応答
- 6) EMC・ノイズ
- 7) 制御安定性
- 8) ……

【保護機能】

- 1) 過電流(負荷短絡)
- 2) 入力電圧
- 3) 温度
- 4) ……

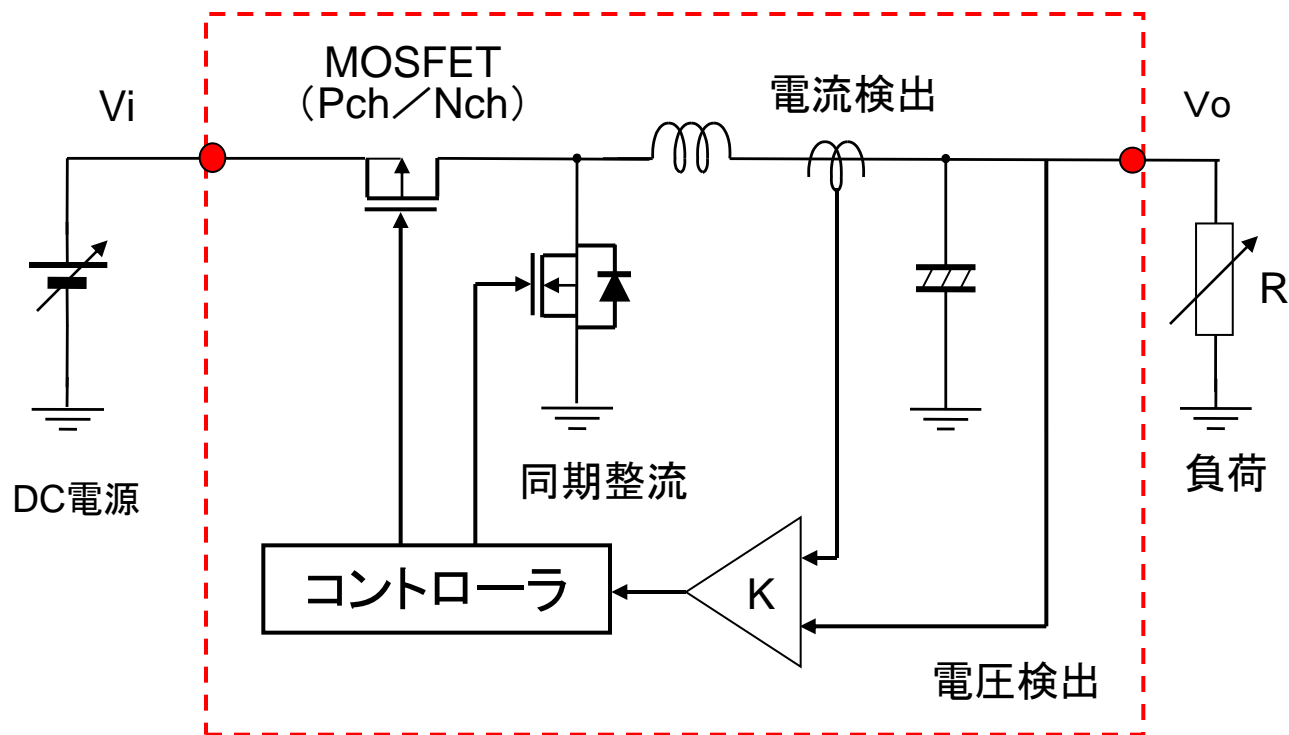


図2.8 降圧形電源の構成例

(4) 降圧形電源

a) 電流計算式

● SW ON時: ON電流

* SW、Lを介して、 V_i より電流供給

* $V_L = V_i - V_o = L \cdot (\Delta i_L / \Delta t)$

$$i_{L\text{on}}(t) = t \cdot (V_i - V_o) / L + I_{LL} \quad (2-1)$$

$$= (V_i - V_o) \cdot T_{\text{ON}} / L + I_{LL}$$

I_{LL} : 初期電流

● SW OFF時: OFF電流

* Lの電流は Dを介して負荷へ供給

* $V_L = -V_o = L \cdot (\Delta i_L / \Delta t)$

$$i_{L\text{off}}(t) = -t \cdot V_o / L + I_{LH} \quad (2-2)$$

$$= -V_o \cdot T_{\text{OFF}} / L + I_{LH}$$

ただし $V_D = 0$ 、 I_{LH} : 初期電流

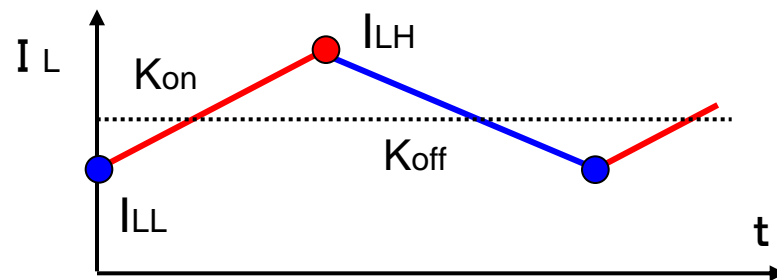
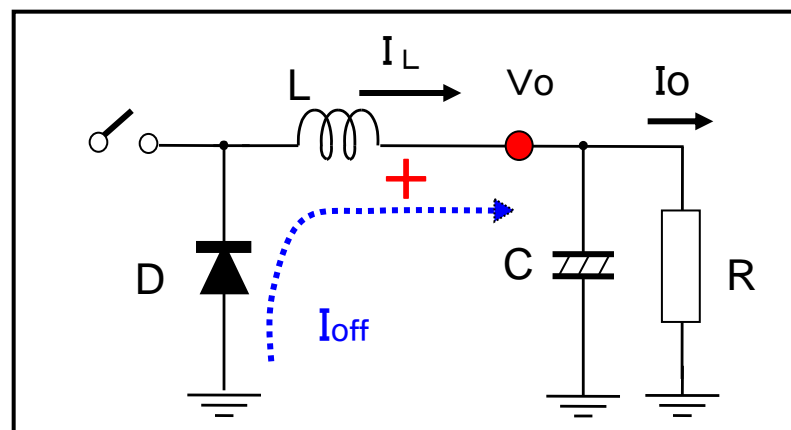
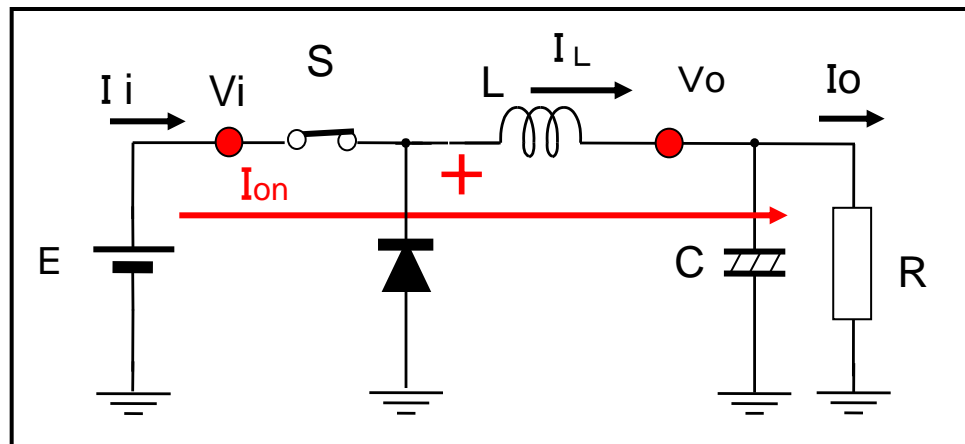


図2.9 降圧形電源の動作図

b) 電圧変換式: 定常状態 $I_{LL}' = I_{LL}$

* 電流関係式より

$$i_{LL}(t) = i_{LH} - t \cdot V_o/L \quad (2-3)$$

$$= \{ \underline{i_{LL} + T_{ON} \cdot (V_i - V_o)/L} \} - T_{OFF} \cdot V_o/L$$

一周期後でも i_{LL} は不変

$$\therefore T_{ON} \cdot (V_i - V_o)/L - T_{OFF} \cdot V_o/L = 0$$

よって $T_{ON} \cdot V_i = (T_{ON} + T_{OFF}) \cdot V_o$

$$\begin{aligned} \therefore V_o/V_i &= T_{ON}/(T_{ON} + T_{OFF}) \\ &= T_{ON}/T_S \quad (< 1) \quad (2-4) \end{aligned}$$

ただし $T_S = T_{ON} + T_{OFF}$

* **電圧変換率: $M = D$ (< 1)**
(D: ONデューティ比: 時比率)

* コイル電流 = 負荷電流 ($I_L = I_o$)

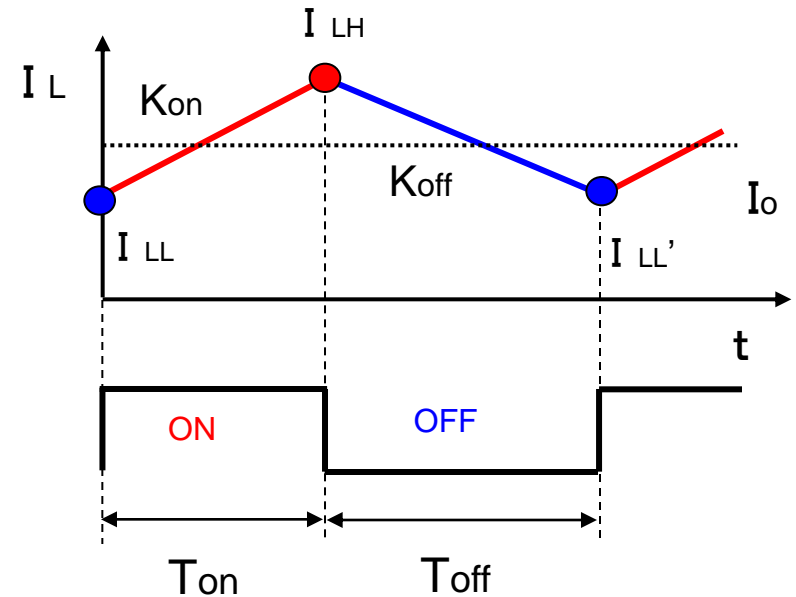
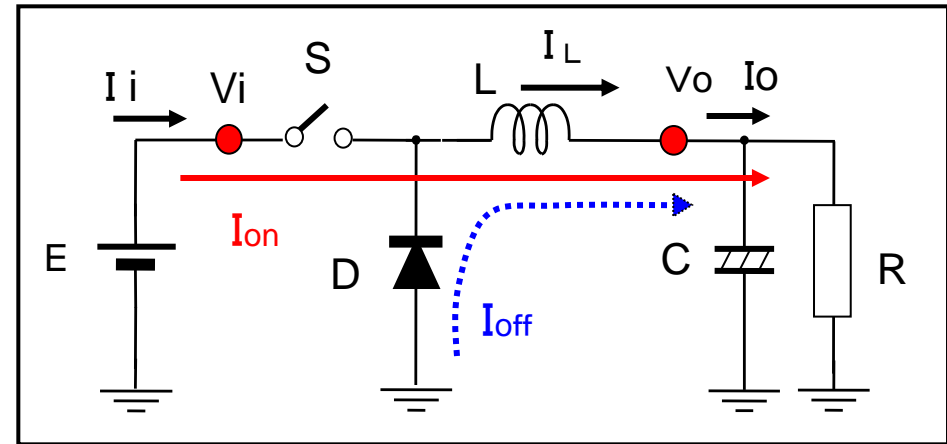


図2.10 降圧形電源の動作図

(5) 昇圧形電源

a) 電流計算式

● SW ON時: **ON電流**

* コイルにエネルギー蓄積

* $V_L = V_i = L \cdot (\Delta i_L / \Delta t)$

$$i_{LON}(t) = I_{LL} + t \cdot (V_i / L) \quad (2-5)$$

● SW OFF時: **OFF電流**

* 電源EとコイルLより、Diを介して
負荷へエネルギーを供給

* $V_L = V_i - V_o \quad (< 0)$

$$i_{LOFF}(t) = I_{LH} - t \cdot (V_o - V_i) / L \quad (2-6)$$

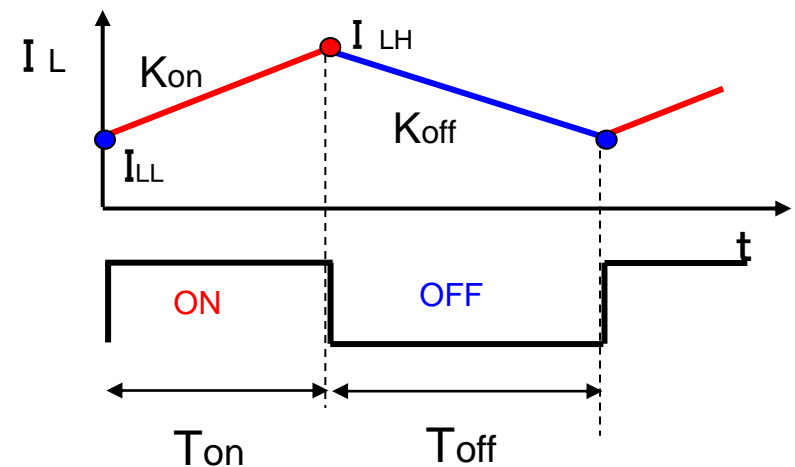
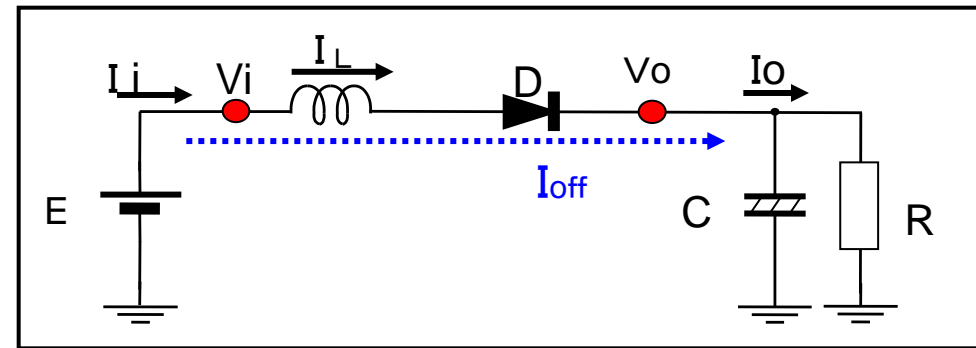
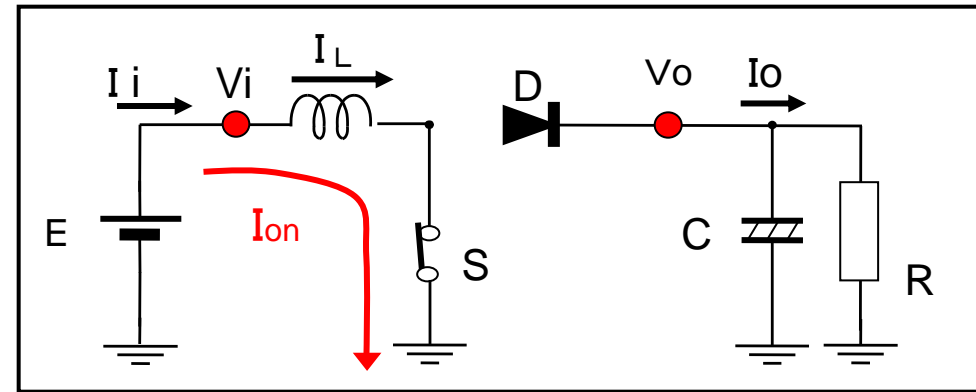


図2.11 昇圧形電源の動作図

b) 電圧変換式: 定常状態

* 電流関係式: 降圧形と同様にして

$$i_{LL}'(t) = I_{LH} - t \cdot (V_o - V_i) / L \quad (2-7)$$

$$= \{ I_{LL} + T_{ON} \cdot V_i / L \} - T_{OFF} \cdot (V_o - V_i) / L$$

$$\therefore T_{ON} \cdot V_i / L - T_{OFF} \cdot (V_o - V_i) / L = 0$$

よって $V_o / V_i = (T_{ON} + T_{OFF}) / T_{OFF} = T_s / T_{OFF}$ (2-8)

* 電圧変換率: $M = 1 / D'$ (> 1)
 (ただし $D' = 1 - D$)

負荷電流は 断続的に流れる

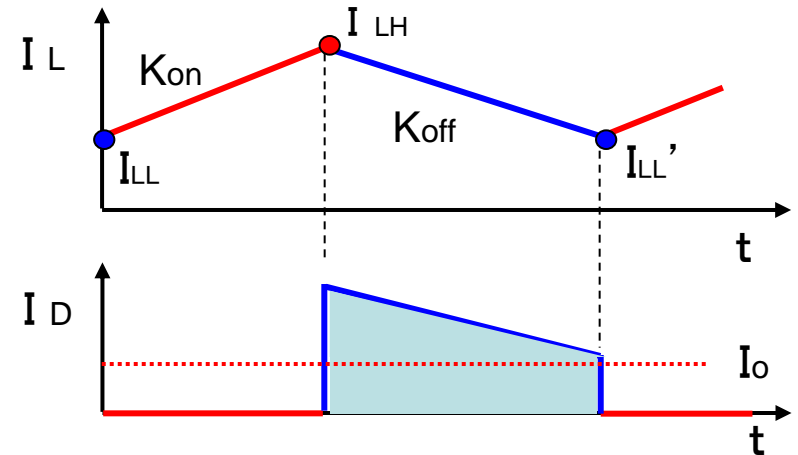
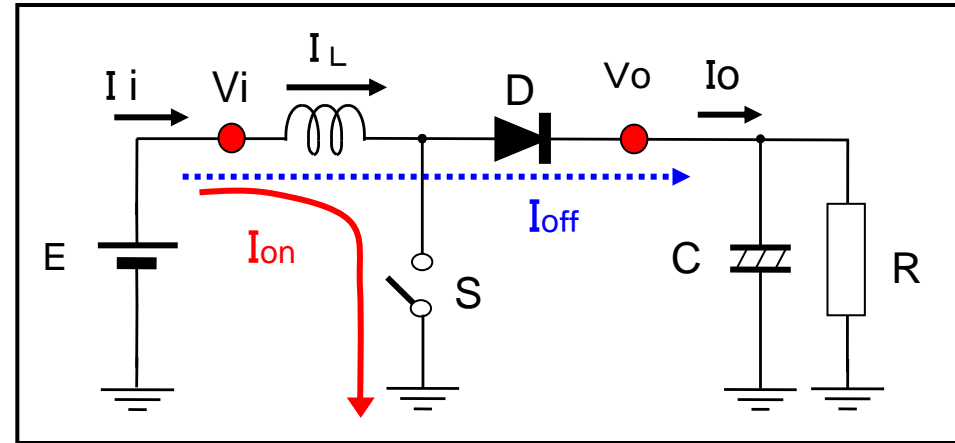


図2.12 昇圧形電源の動作図

(6) 昇降圧形電源

a) 電流計算式

●SW ON時: **ON電流**

* コイルにエネルギーを蓄積

* $V_L = V_i$

$$i_{LON}(t) = I_{LL} + t \cdot V_i / L \quad (2-9)$$

●SW OFF時: **OFF電流**

* コイルのエネルギーを放出

* $V_L = V_o (< 0)$

$$i_{LOFF}(t) = I_{LH} - t \cdot V_o / L \quad (2-10)$$

出力は 逆極性!

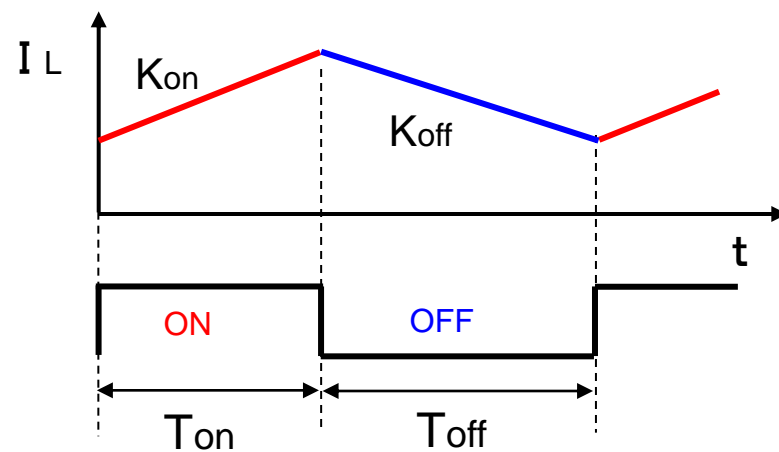
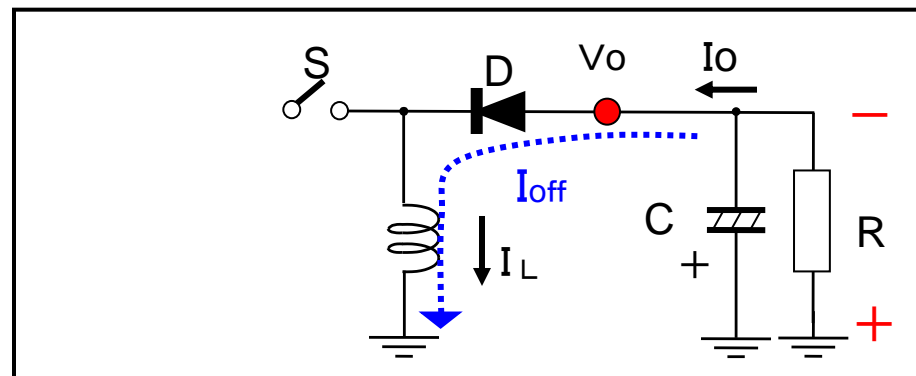
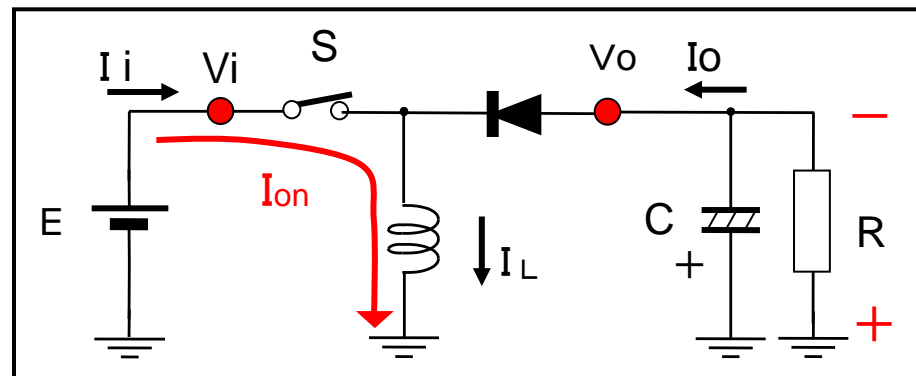


図2.13 昇降圧形電源の動作図

b) 電圧変換式: 定常状態

$$* i_{L\text{OFF}}(t) = I_{LH} - t \cdot V_o / L \quad (2-11)$$

$$= \{ I_{LL} + T_{ON} \cdot V_i / L \} - T_{OFF} \cdot V_o / L$$

$$\therefore T_{ON} \cdot V_i / L - T_{OFF} \cdot V_o / L = 0$$

よって $V_o / V_i = T_{ON} / T_{OFF}$ (2-12)

電圧変換率: $M = D / D'$

(変化幅: $0 \sim \infty$)

負荷電流は 断続的に流れる

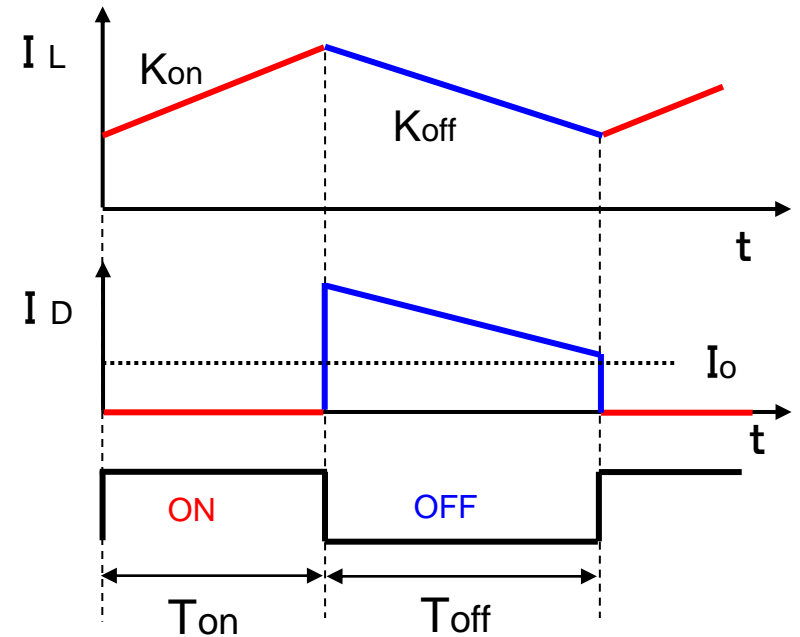
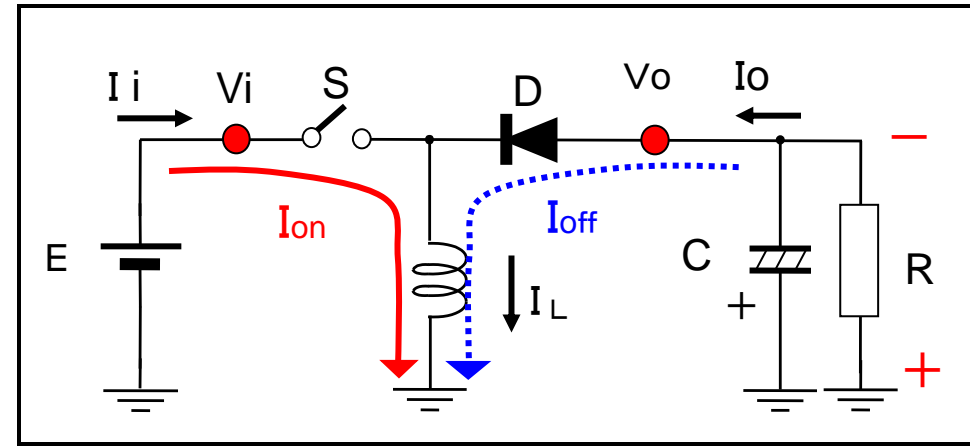


図2.14 昇降圧形電源の動作図

2-3 スイッチング電源の動作解析

(1) 状態平均化法と状態方程式

(A) 状態方程式

状態変数： $x = \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix}$

[ON] $d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_1 \cdot V_i$ (2-21)

$y(t) = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{X}(t)$ (2-22)

[OFF] $d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_2 \cdot V_i$ (2-23)

$y(t) = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{X}(t)$ (2-24)

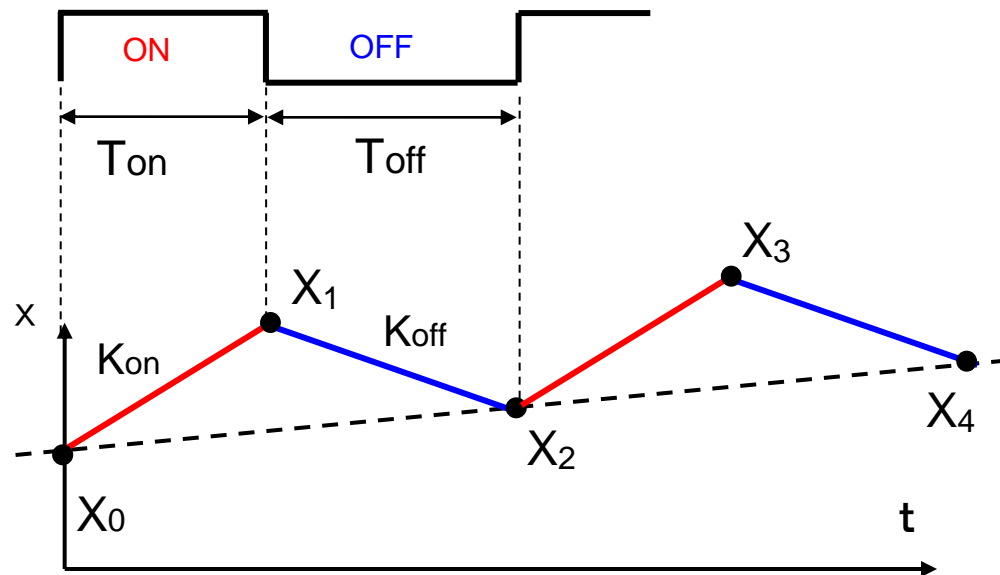


図2.15 状態平均化法

* 一周期の変化を解析：図のXを計算

$$X_1 = X_0 + dX/dt \cdot T_{ON} = X_0 + T_{ON}(\mathbf{A}_1 \cdot X_0 + \mathbf{B}_1 \cdot V_i)$$

$$= (\mathbf{I} + T_{ON} \cdot \mathbf{A}_1) X_0 + T_{ON} \cdot \mathbf{B}_1 V_i \quad (2-25)$$

$$X_2 = X_1 + dX/dt \cdot T_{OFF} = X_1 + T_{OFF} \cdot (\mathbf{A}_2 \cdot X_1 + \mathbf{B}_2 \cdot V_i)$$

$$= (\mathbf{I} + T_{OFF} \cdot \mathbf{A}_2) X_1 + T_{OFF} \cdot \mathbf{B}_2 \cdot V_i \quad (2-26)$$

ただし

A, B : 状態パラメータ

I : 単位行列

* (2-25)を (2-26)に代入

$$X_2 = (I + T_{OFF} \cdot A_2) \cdot \{(I + T_{ON} \cdot A_1)X_0 + T_{ON} \cdot B_1 V_i\} + T_{OFF} \cdot B_2 \cdot V_i$$

$$\doteq (I + T_{ON} \cdot A_1 + T_{OFF} \cdot A_2)X_0 + (T_{ON} \cdot B_1 + T_{OFF} \cdot B_2) \cdot V_i \quad (2-27)$$

ただし $T_{ON} \cdot T_{OFF} \doteq 0$

よって、つぎの差分方程式を得る

$$(X_2 - X_0) / T_s \doteq (D \cdot A_1 + D' \cdot A_2)X_0 + (D \cdot B_1 + D' \cdot B_2) \cdot V_i \quad (2-28)$$

* 微分方程式に変形 (1周期の変化)

状態方程式

$$dX(t)/dt = A \cdot X(t) + B \cdot V_i \quad (2-29)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし } A &= D \cdot A_1 + D' \cdot A_2 \\ B &= D \cdot B_1 + D' \cdot B_2 \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned} D &= T_{ON} / T_s \\ D' &= T_{OFF} / T_s \\ &= 1 - D \end{aligned}$$

定常状態

$$dX(t)/dt = 0 \quad \text{より} \quad A \cdot X(t) + B \cdot V_i = 0$$

$$\therefore X = -A^{-1} B V_i \quad A^{-1} : \text{逆行列} \quad (2-30)$$

(B) 降圧形電源

● SW ON/OFF で方程式を立てる

[状態 I : SW ON] $V_C=V_o$ 、 $V_D=0$ とする

入力側：電圧法則

$$L \cdot di_L/dt = (V_i - V_o) - (r_s + r_L) \cdot i_L$$

$$\therefore di_L/dt = -(r_s + r_L)/L \cdot i_L - V_o/L + V_i/L$$

出力側：電流法則

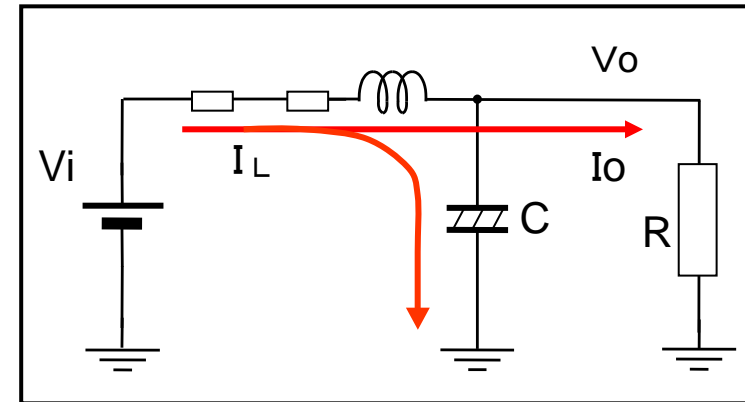
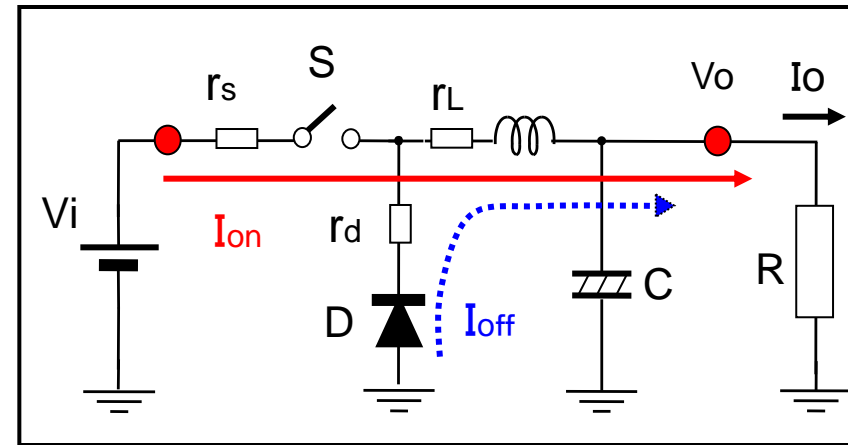
$$i_L - V_o/R = C \cdot dV_o/dt \quad (\text{Cの充電})$$

$$\therefore dV_o/dt = i_L/C - V_o/CR$$

よって

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{pmatrix} \parallel \frac{dX}{dt} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L+r_s}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_o \end{pmatrix} \parallel \begin{matrix} X \\ X \end{matrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \parallel \begin{matrix} B_1 \\ B_1 \end{matrix} V_i$$

(2-33)



- r_s : SWのON抵抗
- r_d : DiのON抵抗
- r_L : コイルの内部抵抗

図2.16 降圧形電源の解析図

[状態Ⅱ : SW OFF]

$$\text{電圧: } -L \cdot di_L/dt = v_o + (r_d + r_L) \cdot i_L$$

$$\therefore di_L/dt = -(r_d + r_L)/L \cdot i_L - v_o/L \quad \dots(2-34)$$

$$\text{電流: } i_L - v_o/R = C \cdot dv_o/dt$$

$$\therefore dv_o/dt = i_L/C - v_o/CR \quad \dots(2-35)$$

よって

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \\ \parallel \\ dX/dt \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L+r_d}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_o \\ \parallel \\ X \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \parallel \\ B_2 \end{pmatrix} V_i$$

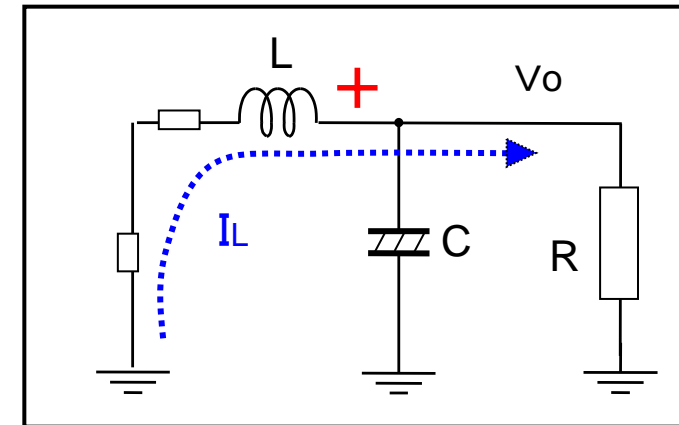
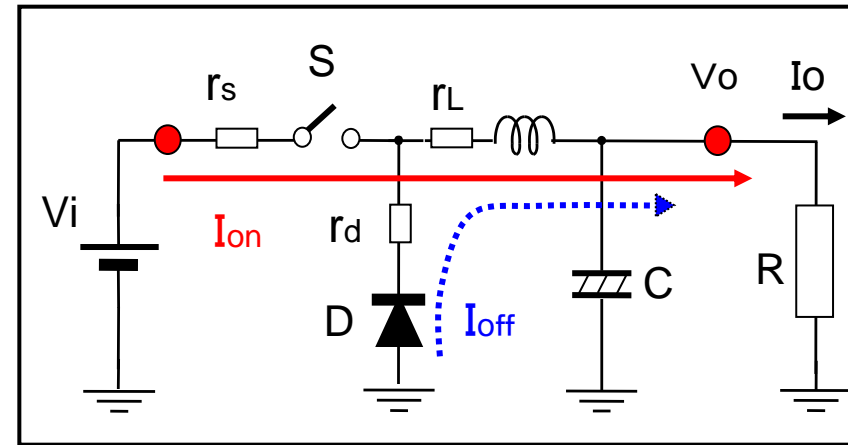


図2.17 降圧形電源の解析図

$$\dots(2-36)$$

* 状態平均化方程式(降圧形電源)

$$dX/dt = (DA_1 + D'A_2)X + (DB_1 + D'B_2)V_i = \mathbf{A} \cdot X + \mathbf{B} \cdot V_i \quad (2-37)$$

よって

$$\mathbf{A} = D \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_s}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} + D' \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_d}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} = \underline{\underline{\begin{pmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}}$$

$$\mathbf{B} = D \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} + D' \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \underline{\underline{\begin{pmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}} \quad \text{ただし } r = r_L + D \cdot r_s + D' \cdot r_d$$

(2-38)

(C) 昇圧形電源

[状態 I : SW ON]

$$\text{電圧: } L \cdot di_L/dt = V_i - (r_s + r_L) \cdot i_L$$

$$\therefore di_L/dt = -(r_s + r_L)/L \cdot i_L + V_i/L \quad (2-39)$$

$$\text{電流: } -C \cdot dV_o/dt = I_o = V_o/R$$

$$\therefore dV_o/dt = -V_o/CR \quad (2-40)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \begin{pmatrix} i_L \\ V_o \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_1} V_i \quad (2-41)$$

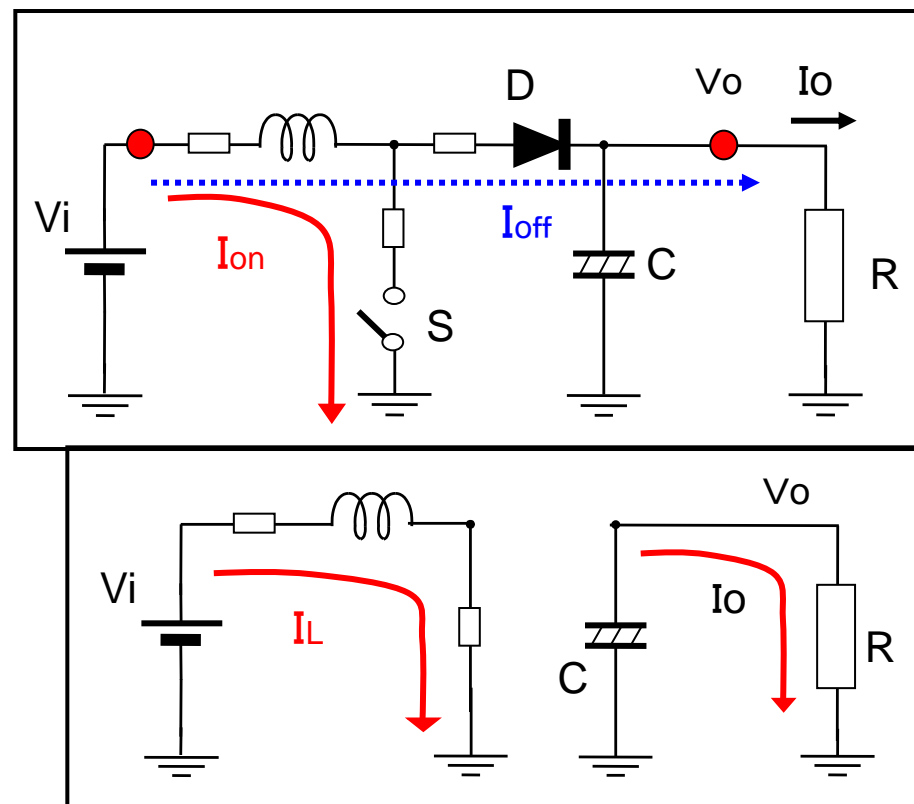


図2.18 昇圧形電源の解析図

[状態Ⅱ : SW OFF]

$$\text{電圧: } L \cdot di_L/dt = (V_i - V_o) - (r_d + r_L) \cdot i_L$$

$$\therefore di_L/dt = -(r_d + r_L)/L \cdot i_L + (V_i - V_o)/L$$

$$\text{電流: } i_L - V_o/R = C \cdot dV_o/dt$$

$$\therefore dV_o/dt = i_L/C - V_o/CR$$

よって

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_d}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \begin{pmatrix} i_L \\ V_o \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_2} V_i \quad (2-44)$$

(2-42)

(2-43)

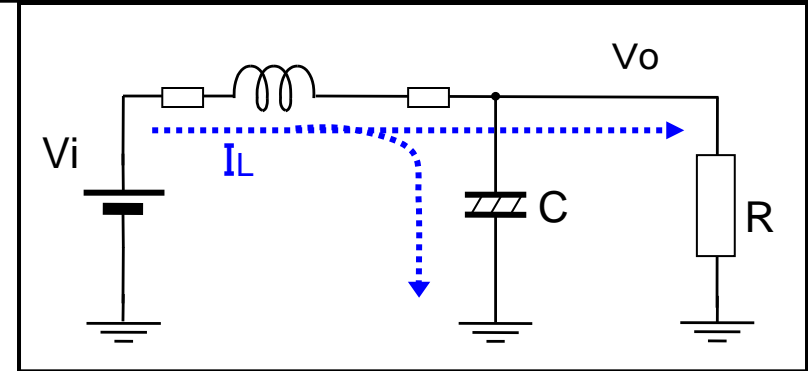
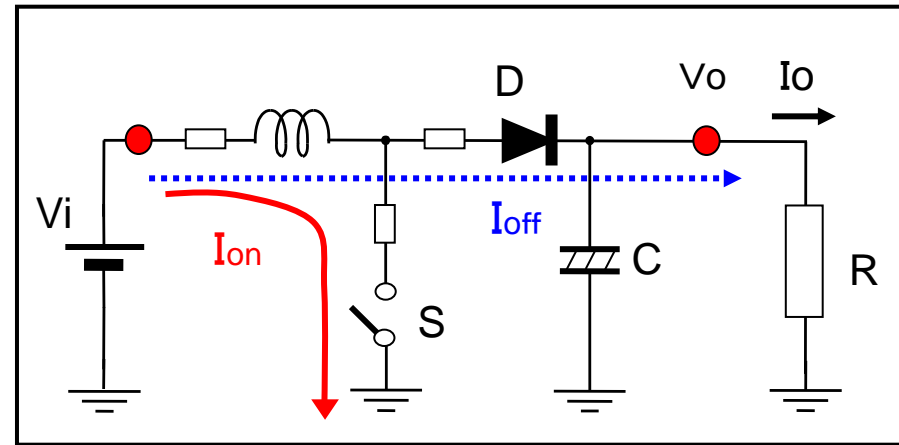


図2.19 昇圧形電源の解析図

* 状態平均化方程式 (昇圧形電源)

2つのA、Bを、デューティに応じて 加算

$$dX/dt = (DA_1 + D'A_2)X + (DB_1 + D'B_2)V_i = \mathbf{A} \cdot X + \mathbf{B} \cdot V_i \quad \text{より}$$

$$\mathbf{A} = D \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} + D' \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_d}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} = \underline{\underline{\begin{pmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}}$$

$$\mathbf{B} = D \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} + D' \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} = \underline{\underline{\begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}} \quad \text{ただし } r = r_L + D \cdot r_s + D' \cdot r_d \quad (2-45)$$

(D) 昇降圧形電源

[状態 I : SW ON]

$$\begin{aligned} \text{電圧: } L \cdot di_L/dt &= V_i - (r_s + r_L) \cdot i_L \\ \therefore di_L/dt &= -(r_s + r_L)/L \cdot i_L + V_i/L \end{aligned} \quad (2-45)$$

$$\begin{aligned} \text{電流: } i_o = v_o/R &= -C \cdot dV_o/dt \\ \therefore dV_o/dt &= -v_o/CR \end{aligned} \quad (2-46)$$

よって

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} V_i \quad (2-47)$$

\parallel \mathbf{A}_1 \parallel \mathbf{B}_1

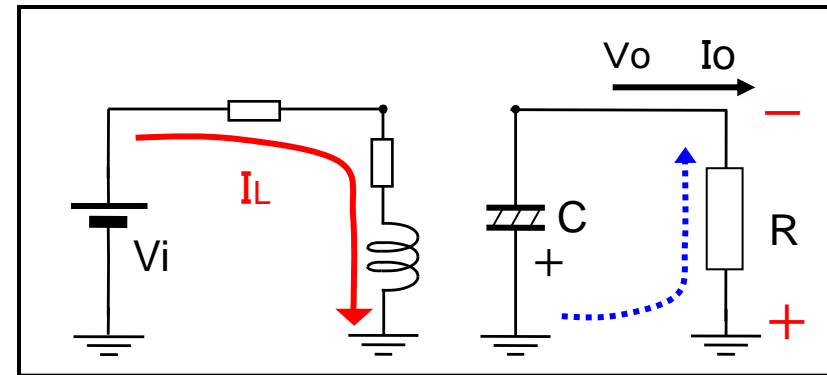
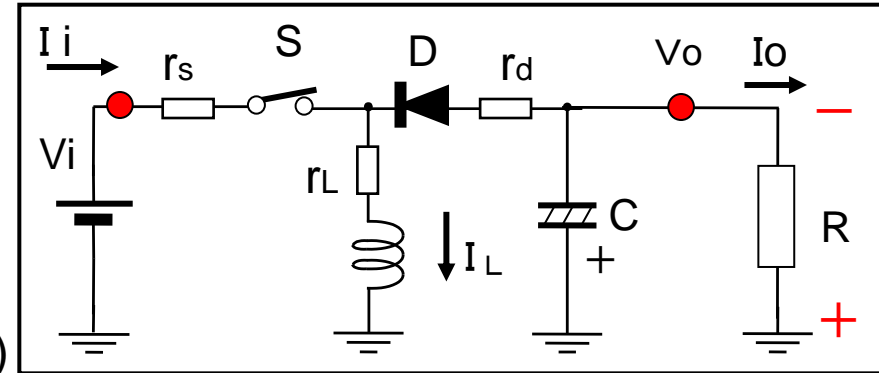


図2.20 昇降圧形電源の解析図

[状態Ⅱ : SW OFF]

電圧: $-L \cdot di_L/dt = V_o + (r_d + r_L) \cdot i_L$

$$\therefore di_L/dt = -(r_d + r_L)/L \cdot i_L - V_o/L \quad (2-48)$$

電流: $i_L - V_o/R = C \cdot dV_o/dt$

$$\therefore dV_o/dt = i_L/C - V_o/CR \quad (2-49)$$

よって

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_d}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} V_i \quad (2-50)$$

\parallel
 \mathbf{A}_2

\parallel
 \mathbf{B}_2

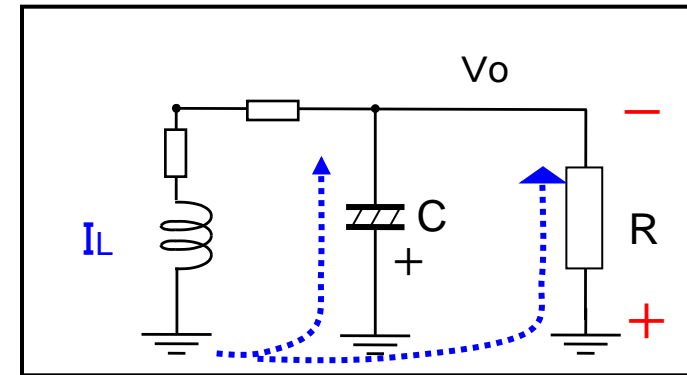
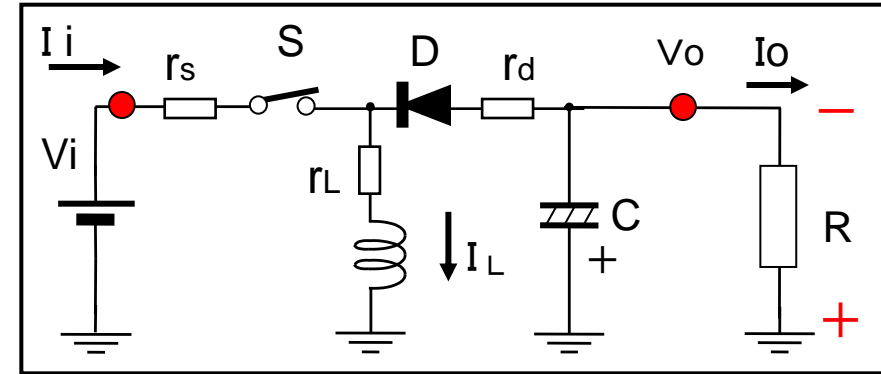


図2.21 昇降圧形電源の解析図

* 状態平均化方程式 (昇降圧形電源)

$$dX/dt = (DA_1 + D'A_2)X + (DB_1 + D'B_2)V_i = \mathbf{A} \cdot X + \mathbf{B} \cdot V_i \quad \text{より}$$

$$\mathbf{A} = D \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} + D' \begin{pmatrix} -\frac{r_L + r_d}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} = \underline{\underline{\begin{pmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}}$$

ただし $r = r_L + D \cdot r_s + D' \cdot r_d$

$$\mathbf{B} = D \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} + D' \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \underline{\underline{\begin{pmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}} \quad (2-51)$$

(2) 定常特性

(A) 特性方程式: 定常とは・・・ 状態変数・パラメータが不変

$$d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot V_i = 0 \Rightarrow \therefore \mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot V_i \quad (2-30) \text{と同じ}$$

【参考】 逆行列の求め方 (2 × 2) : [余因子行列] / |行列式|

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} b_{11} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2-52)$$

$$* \text{行列式 } \Delta = |\mathbf{A}| = a_{11} \cdot a_{22} - a_{12} \cdot a_{21} \quad (2-53)$$

●状態変数

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix} = -\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{11} \\ 0 \end{pmatrix} V_i = -\frac{V_i}{\Delta} b_{11} \begin{pmatrix} a_{22} \\ -a_{21} \end{pmatrix} \quad (2-54)$$

$$\underline{\bullet \text{電圧変換率: } M = V_o/V_i = a_{21} \cdot b_{11} / \Delta} \quad (2-55)$$

(B) 電圧変換率: M

● 降圧形

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -r/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{pmatrix} \quad \mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} -1/RC & 1/L \\ -1/C & -r/L \end{pmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} D/L \\ 0 \end{pmatrix}$$

ただし $\Delta = r/LCR + 1/LC = (r+R)/LCR$

$$* M = (1/C) \cdot (D/L) / \Delta = D / (1+r/R) = D / (1+Z_o/R)$$

$$\boxed{Z_o = r} \quad (2-56)$$

● 昇圧形: (2-25)より

$$* M = (D'/C) \cdot (1/L) \cdot \{LRC / (r + RD'^2)\} = (1/D') / (1 + r/RD'^2) = \frac{1/D'}{1 + Z_o/R}$$

$$\boxed{Z_o = r/D'^2}$$

(2-57)

● 昇降圧形: (2-37)より

$$* M = -(D'/C) \cdot (D/L) \cdot \{LRC / (r + RD'^2)\} = -(D/D') / (1 + r/RD'^2) = \frac{-D/D'}{1 + Z_o/R}$$

$$\boxed{Z_o = r/D'^2}$$

(2-58)

(C) リプル

- 1) 出力電圧リプル率 : $\Delta V_o/V_o$ ……定常リプル:電源性能
- 2) コイル電流リプル : ΔI_L ……コイル損失(銅損、鉄損)、磁気飽和
- 3) コンデンサ電流リプル: ΔI_c ……内部抵抗損失、発熱による劣化寿命

(C-1) コイル電流リプル: ΔI_L

* 電流リプル = 電流傾斜 * 時間

$$\Delta i_L = di_L/dt|_{ON} * T_{ON} = di_L/dt|_{OFF} * T_{OFF}$$

(2-59)

* コイル平均電流 I_L と出力平均電流 I_o の関係

- ・降圧形: $I_L = I_o$
- ・昇圧形、昇降圧形: $I_L = I_o/D'$ (2-60)

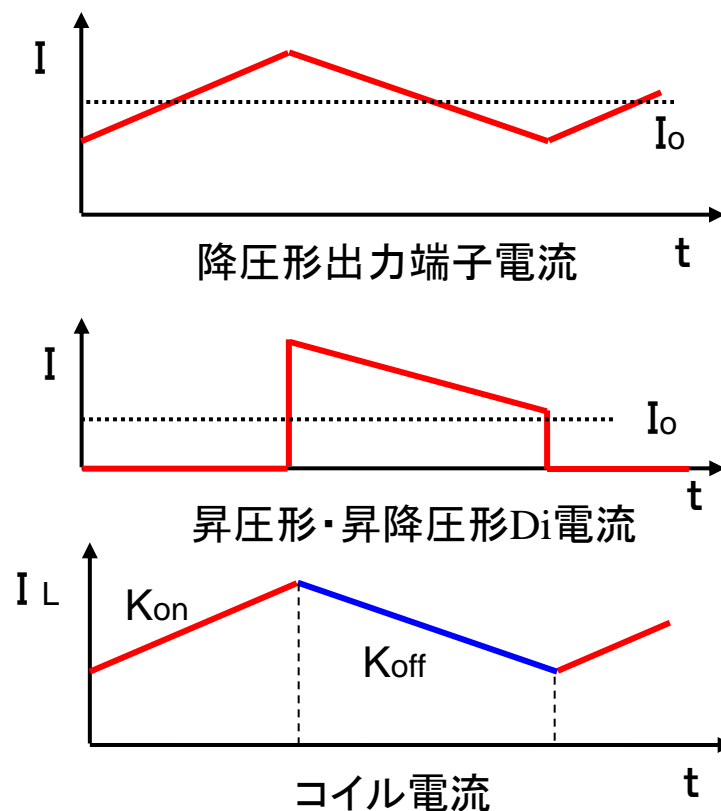


図2.22 コイル電流リプル

● 降圧形:OFF時 ($v_o = V_o$ とする)

$$\text{p.25 (2-34)} : \quad di_L/dt = -(r_d+r_L)/L \cdot i_L - V_o / L$$

$$V_o=R \cdot I_o \text{ より} \quad = -(r_d+r_L)/L \cdot i_L - R \cdot I_o / L$$

$$I_o = I_L \doteq i_L \text{ より} \quad = -(r_d+r_L+R) \cdot I_L / L$$

よって 1周期でのコイル電流リップル:

$$|\Delta i_L| = D' T_o \cdot (r_L+r_d+R) \cdot I_L / L = (D' T_o \cdot R I_L / L) \{1+(r_L+r_d)/R\} \quad (2-61)$$

$$= (D' T_o \cdot V_o / L) \{1+(r_L+r_d)/R\} \doteq D' T_o V_o / L \quad (2-62)$$

● **コイルリップル電流**: 上式から分かること

* V_i, V_o :一定 $\Rightarrow D'$ も一定

・周波数とインダクタンスに反比例

・負荷電流には無関係:ただし 電流の増加(R減少)でわずかに増加

* V_o :一定 $\Rightarrow V_i$ 増加で、 D 減少、 D' 増加・・・リップル電流は増加

[参考] $D' \doteq 1$ のとき、 $r_L+r_d \doteq r=Z_o$

● 昇圧形: ON 時 $I_o = I_L/D'$ に注意して

p.27 (2-39): $di_L/dt = -(r_s+r_L)/L \cdot I_L + V_i/L$

ここで $V_i = D'(1+Z_o/R) \cdot V_o$ 、 $V_o = R \cdot I_o = R \cdot (D' I_L)$ を用いて

$$\Delta i_L / \Delta t = -(r_s+r_L)/L \cdot I_L + D'(1+Z_o/R) \cdot (RD') I_L / L$$

$$\therefore |\Delta i_L / \Delta t| = I_L \cdot \{- (r_s+r_L) + (R+Z_o) D'^2\} / L \quad (2-63)$$

(2-57)(2-38) より $Z_o D'^2 = r = r_L + D \cdot r_s + D' r_d$

$$\begin{aligned} \therefore |\Delta i_L| &= D T_o \cdot (D' r_d - D' r_s + R \cdot D'^2) I_L / L \\ &= (D D'^2 T_o \cdot R I_L / L) \cdot \{1 + (r_d - r_s) / R D'\} \end{aligned} \quad (2-64)$$

$$\begin{aligned} V_o = R \cdot (D' I_L) \text{より} \quad &= (D D' T_o \cdot V_o / L) \cdot \{1 + (r_d - r_s) / R D'\} \quad (2-65) \\ &\doteq D \cdot [\text{降圧形 } \Delta i_L] \end{aligned}$$

【各自求めよ】 ● 昇降圧形: OFF 時 $V_o = R I_o = R D' I_L$ より

$$\begin{aligned} |\Delta i_L / I_L| &= D'^2 T_o \cdot R I_L \cdot \{1 + (r_L + r_d) / R D'\} / L \\ &= D' T_o V_o / L \cdot \{1 + (r_L + r_d) / R D'\} \end{aligned} \quad (2-66)$$

(C-2) コンデンサ電流リップル : Δi_c

● **降圧形** : コイル電流リップルと同等 (右上図)

$$\text{式(2-62): } \Delta i_c = (D' T_o V_o / L) (1 + (r_L + r_d) / R) \quad (2-67)$$

* コイル電流リップルと同様傾向

● **昇圧形、昇降圧形** : OFF時のみ電流
コイル平均電流で近似 (右下図)

$$\Delta i_c = I_L = I_o / D' \quad (2-68)$$

* 出力電流 I_o に比例して増加

* 昇圧率が高いと、 D' が減少しリップルは増加

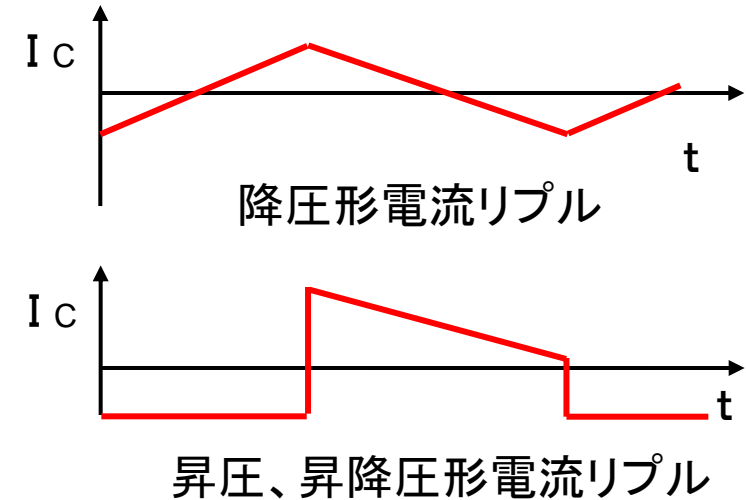


図2.23 コンデンサ電流リップル

(C-3) 出力電圧リップル率 : $\Delta V_o/V_o$

- * 考え方1: コンデンサへのリップル電流
- 2: 状態方程式を利用

● 降圧形:

Cへのチャージ電流: ΔI_c の上側半分の積分

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int \Delta I_c dt = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_o}{2} \cdot \frac{\Delta I_c}{2} = \frac{T_o \Delta I_c}{8C} \quad (2-69)$$

(2-67)より $\Delta I_c = (D' T_o / L) \{1 + (r_L + r_d) / R\} V_o$

$$\therefore \Delta V_o / V_o = \frac{T_o}{8C} \frac{D' T_o}{L} \{1 + (r_L + r_d) / R\} = \frac{D' T_o^2}{8LC} \{1 + (r_L + r_d) / R\} \quad (2-70)$$

● 昇圧形、昇降圧形:

* 基本式(2-40)(2-46) $dV_o/dt = -V_o/CR$ (@ T_{ON})より $|\Delta V_o/V_o| = \frac{D \cdot T_o}{CR}$

* Cへのチャージ電流 (右上図)

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} (I_o \cdot D T_o) = \frac{1}{C} \frac{V_o}{R} D T_o \quad \therefore |\Delta V_o/V_o| = \frac{D \cdot T_o}{CR} \quad (2-71)$$

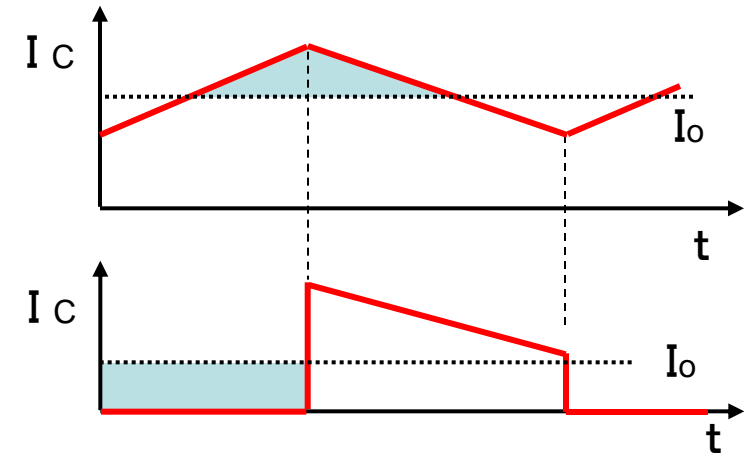


図2.24 コンデンサ電流リップル

(3) 動特性 (コンバータ単体：負帰還無し)

(3-1) 各微小変動分に対する伝達関数

* 状態平均化方程式 $d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot V_i$ より

微小変動 ΔD 、 ΔR 、 ΔV_i に対する \mathbf{X} の変化

$$d(\mathbf{X} + \Delta \mathbf{X})/dt = \left(\mathbf{A} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} \Delta D + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} \Delta R \right) (\mathbf{X} + \Delta \mathbf{X}) + \left(\mathbf{B} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial D} \Delta D \right) (V_i + \Delta V_i) \quad (2-75)$$

* 微小項を無視して、 $d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot V_i$ を用いると

$$d\Delta \mathbf{X}/dt = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X} + \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} \Delta D + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} \Delta R \right) \mathbf{X} + \mathbf{B} \Delta V_i + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial D} V_i \Delta D$$
$$\therefore (s\mathbf{I} - \mathbf{A}) \Delta \mathbf{X} = \left\{ \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} \mathbf{X} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial D} V_i \right\} \Delta D + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} \mathbf{X} \Delta R + \mathbf{B} \Delta V_i \quad (2-76)$$

$$\therefore \Delta \mathbf{X} = (\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1} \left\{ \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} \mathbf{X} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial D} V_i \right\} \Delta D + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} \mathbf{X} \Delta R + \mathbf{B} \Delta V_i \quad (2-77)$$

以上より

$$\bullet \Delta \mathbf{X} / \Delta D = (\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1} \left\{ \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} \mathbf{X} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial D} V_i \right\} \quad (2-78)$$

$$\bullet \Delta \mathbf{X} / \Delta R = (\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} \mathbf{X} \quad (2-79)$$

$$\bullet \Delta \mathbf{X} / \Delta V_i = (\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \quad (2-80)$$

各パラメータに対する状態変数の感度

● 逆行列

$$(sI - \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s-a_{22} & a_{12} \\ a_{21} & s-a_{11} \end{pmatrix}$$

ただし

$$\begin{aligned} \Delta &= (s-a_{11})(s-a_{22}) + a_{12}a_{21} \\ &= (a_{11}a_{22} + a_{12}a_{21}) \cdot P(s) \end{aligned}$$

$$\underline{P(s) = 1 + 2\delta(s/w_n) + (s/w_n)^2} \quad (2-81)$$

● 偏微分

$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + (1-D)\mathbf{A}_2$ 、 $\mathbf{B} = D\mathbf{B}_1 + (1-D)\mathbf{B}_2$ より

$$\left(\begin{array}{l} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} = \mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 \quad \dots\dots \\ \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial D} = \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 \quad \dots\dots \\ \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/CR^2 \end{pmatrix} \end{array} \right) \left\{ \begin{array}{l} * \text{降圧形: } \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} = \begin{pmatrix} (rd-rs)/L & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ * \text{昇圧形、昇降圧形: } \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} = \begin{pmatrix} (rd-rs)/L & 1/L \\ -1/C & 0 \end{pmatrix} \\ * \text{降圧形、昇降圧形} = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} \\ * \text{昇圧形} = 0 \end{array} \right. \quad (2-82)$$

$$* \text{昇圧形、昇降圧形: } \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial D} = \begin{pmatrix} (rd-rs)/L & 1/L \\ -1/C & 0 \end{pmatrix} \quad (2-83)$$

$$* \text{降圧形、昇降圧形} = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2-84)$$

$$\left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/CR^2 \end{pmatrix} \right) \text{ (共通)} \quad (2-85)$$

(A) 降圧形

$$\begin{aligned} * \Delta X / \Delta D &= \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -1/L \\ 1/C & s+r/L \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} (rd-rs)/L & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{X} + \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} V_i \right\} & \mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -1/L \\ 1/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (rd-rs)/LR+(1+r/R)/LD \\ 0 \end{pmatrix} V_o & \because I_L = I_o = V_o/R \\ &= \frac{V_o}{P(s)} \frac{1+(rL+rd)/R}{D(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} 1/R \cdot (1+CRs) \\ 1 \end{pmatrix} & V_i = (1+r/R)V_o/D \end{aligned}$$

$$\therefore \Delta V_o / \Delta D = \frac{V_o}{P(s)} \frac{1+(rL+rd)/R}{D(1+Z_o/R)} = \frac{G_{vdo}}{P(s)} \quad (2-86)$$

$$\begin{aligned} * \Delta X / \Delta R &= \frac{V_o}{P(s)} \frac{LC}{(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} s+1/CR & -1/L \\ 1/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/CR^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/R \\ 1 \end{pmatrix} \\ &= \frac{V_o}{P(s)} \frac{1/R^2}{(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} -1 \\ Z_o+Ls \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$$\therefore \Delta V_o / \Delta R = \frac{V_o}{P(s)} \frac{Z_o/R^2}{(1+Z_o/R)} \cdot (1+s \cdot L/Z_o) = \frac{G_{vro}}{P(s)} (1+s/w_{vr}) \quad (2-87)$$

(A) 降圧形

$$* \Delta \mathbf{X} / \Delta V_i = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -1/L \\ 1/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D/L \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{V_o}{P(s)} \frac{D}{(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} (1/R)(1+sCR) \\ 1 \end{pmatrix} \quad \mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix}$$

$$\therefore \Delta V_o / \Delta V_i = \frac{V_o}{P(s)} \frac{D}{(1+Z_o/R)} = \frac{G_{vvo}}{P(s)} \quad (2-88)$$

(B) 昇圧形

$$* \Delta \mathbf{X} / \Delta D = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (rd-rs)/L & 1/L \\ -1/C & 0 \end{pmatrix} \mathbf{X}$$

$$= \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (rd-rs)/LRD'+1/L \\ -1/CRD' \end{pmatrix} V_o \quad \begin{matrix} \therefore I_L = I_o/D' = V_o/RD' \\ Z_o = r/D'^2 \end{matrix}$$

$$= \frac{V_o}{P(s)} \frac{1}{D'(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} (1/RD')\{2+(rd-rs)/RD'\} \cdot (1+s/w_{id}) \\ \{1-(r_L+r_s)/RD'^2\} \cdot (1-s/w_{vd}) \end{pmatrix}$$

$$\therefore \Delta V_o / \Delta D = \frac{V_o}{P(s)} \frac{\{1-(r_L+r_s)/RD'^2\}/D'}{(1+Z_o/R)} (1-s/w_{vd}) = \frac{G_{vdo}}{P(s)} (1-s/w_{vd}) \quad (2-89)$$

(B) 昇圧形

$$\begin{aligned}
 * \Delta X / \Delta R &= \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/CR^2 \end{pmatrix} \mathbf{X} \\
 &= \frac{V_o}{P(s)} \frac{1/R^2}{(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} -1/D' \\ Z_o(1+sL/Z_oD'^2) \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \qquad \begin{aligned}
 \therefore I_L &= I_o/D' = V_o/RD' \\
 Z_o &= r/D'^2
 \end{aligned}$$

$$\therefore \Delta V_o / \Delta R = \frac{V_o}{P(s)} \frac{Z_o/R^2}{(1+Z_o/R)} \cdot (1+s \cdot L/r) = \frac{G_{vro}}{P(s)} (1+s/w_{vr}) \quad (2-90)$$

$$* \Delta X / \Delta V_i = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{P(s)} \frac{1}{(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} (1/D'^2R)(1+sCR) \\ 1/D \end{pmatrix}$$

$$\therefore \Delta V_o / \Delta V_i = \frac{1}{P(s)} \frac{1/D}{(1+Z_o/R)} = \frac{G_{vio}}{P(s)} \quad (2-91)$$

(C) 昇降圧形

$$\begin{aligned}
 * \Delta X / \Delta D &= \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} (rd-rs)/L & 1/L \\ -1/C & 0 \end{pmatrix} X + \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} V_i \right\} & \because I_L = I_o/D' = V_o/RD' \\
 &= \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (rd-rs)/LRD' + 1/L + D'/DL \\ -1/CRD' \end{pmatrix} V_o & V_i = (D'/D)V_o \\
 &= \frac{V_o}{P(s)} \frac{1}{DD'(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} (1/RD')\{1+D+(rL-rd)/RD'\} \cdot (1+s/wid) \\ [1 - \{Dr - D'(rL+rd)/RD'^2\} \cdot (1-s/wvd)] \end{pmatrix} & Z_o = r/D'^2
 \end{aligned} \tag{2-92}$$

$$\begin{aligned}
 * \Delta X / \Delta R &= \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/CR^2 \end{pmatrix} X \\
 &= \frac{V_o}{P(s)} \frac{1/R^2}{(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} -1/D' \\ Z_o(1+sL/Z_oD'^2) \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{2-93}$$

$$* \Delta X / \Delta V_i = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} s+1/CR & -D'/L \\ D'/C & s+r/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D/L \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{P(s)} \frac{D/D'}{(1+Z_o/R)} \begin{pmatrix} (1/RD')(1+sCR) \\ 1 \end{pmatrix} \tag{2-93}$$

(3-2) フィードバック特性

● レギュレーション構成

- * 式(2-86)~(2-93) を右式とおくと 下図の構成で表現可
- * PWMを介して、 ΔD に負帰還

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{vd}(s) = \Delta V_o / \Delta D = G_{vdo} (1 - s/w_{vdz}) / P(s) \\ G_{vr}(s) = \Delta V_o / \Delta R = G_{vro} (1 + s/w_{vrz}) / P(s) \\ G_{vv}(s) = \Delta V_o / \Delta V_i = G_{vvo} / P(s) \end{array} \right. \quad (2-94)$$

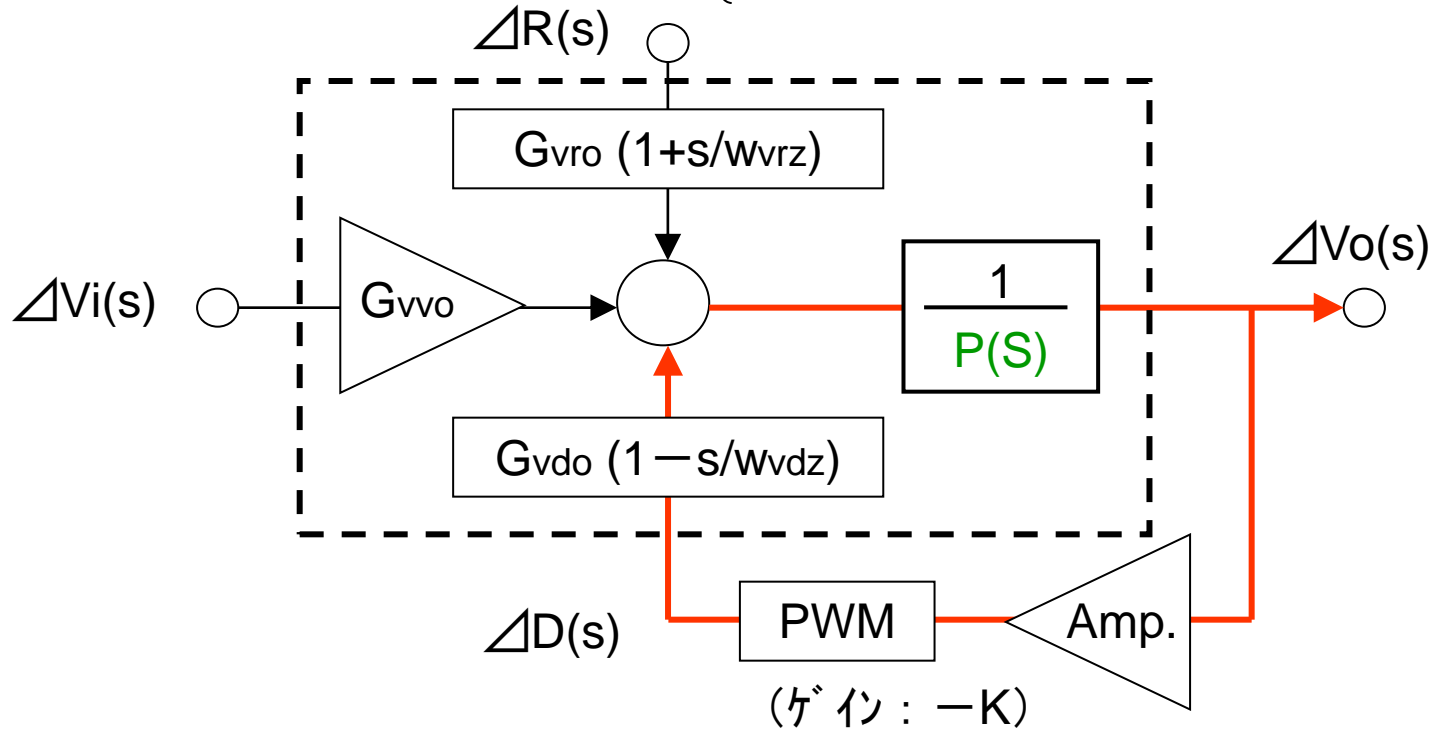


図2.25 スイッチング電源のフィードバック特性図

● 入出力特性：応答特性は、負帰還ループできまる

* 開ループ特性： $G_o(s) = K \cdot G_{vdo}(1 - s/w_{vdz}) / P(s)$ (2-95)

* 閉ループ特性：

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \{G_{vvo} \Delta V_i + G_{vro}(1 - s/w_{vrz}) \Delta R\} / P(s) \{1 + G_o(s)\} \\ &= \{G_{vvo} \Delta V_i + G_{vro}(1 - s/w_{vrz}) \Delta R\} / \{P(s) + KG_{vdo}(1 - s/w_{vdz})\} \\ &= \{G_{vvo} \Delta V_i + G_{vro}(1 - s/w_{vrz}) \Delta R\} / (1 + KG_{vdo}) P'(s) \end{aligned} \quad (2-96)$$

ここで $P'(s) = \frac{1 + 2\delta'(s/w'_n) + (s/w'_n)^2}{(2-97)}$

$$\begin{cases} w'_n = w_o \sqrt{1 + KG_{vdo}} \quad (> w_o) \\ \delta' = \{\delta - KG_{vdo} \cdot w_o / 2w_{vdz}\} / \sqrt{1 + KG_{vdo}} \quad (< \delta) \end{cases}$$

よって $\left. \begin{aligned} \Delta V_o / \Delta V_i &= G_{vvo} / (1 + KG_{vdo}) P'(s) \cdots \text{ラインレギュレーション} \\ \Delta V_o / \Delta R &= G_{vro} / (1 + KG_{vdo}) P'(s) \cdots \text{ロードレギュレーション} \end{aligned} \right\} (2-98)$

(3-3) 電源特性

(A) 定常偏差 : V_i の変化に伴う $\Delta V_o \Rightarrow G_{vv}(s)$

● 出力電圧偏差 : ステップ入力に対する出力偏差は、最終値の定理より求まる

$$\text{最終値の定理より : } \Delta V_o = \lim_{s \rightarrow 0} s \{ G(s) \cdot \frac{1}{s} \} = G(0) \quad (2-99)$$

$$\text{定常偏差 : } m = \Delta V_o / \Delta V_i = G(0) = \mathbf{G}_{vvo} / (1 + K G_{vdo}) \quad (2-100)$$

ここで $r, Z_o \ll R$ と近似すると、次式を得る

$$\begin{aligned} \text{降圧形 : } G_{vvo} &= \frac{D}{1 + Z_o/R} \doteq D, & G_{vdo} &= \frac{V_o}{D} \frac{1 + \frac{r_d + r_L}{R}}{1 + Z_o/R} \doteq \frac{V_o}{D} & \Rightarrow m &\doteq \frac{D^2}{D + K V_o} \\ \text{昇圧形 : } G_{vvo} &= \frac{1/D'}{1 + Z_o/R} \doteq 1/D', & G_{vdo} &= \frac{V_o}{D'} \frac{1 - \frac{r_s + r_L}{D'^2 R}}{1 + Z_o/R} \doteq \frac{V_o}{D'} & \Rightarrow m &\doteq \frac{1}{D' + K V_o} \\ \text{昇降圧形 : } G_{vvo} &= \frac{D/D'}{1 + Z_o/R} \doteq D/D', & G_{vdo} &= \frac{V_o}{D D'} \frac{1 - \frac{F(D, r)}{D'^2 R}}{1 + Z_o/R} \doteq \frac{V_o}{D D'} & \Rightarrow m &\doteq \frac{D^2}{D D' + K V_o} \end{aligned} \quad (2-101)$$

(B) 出カインピーダンス特性

● 交流出カインピーダンス:

$V_o = I_o \cdot R$ より $\Delta V_o = R \Delta I_o + I_o \Delta R$ ……電流変化と負荷抵抗の変化による ΔV_o
 $I_o = V_o / R$ 代入し、 ΔV_o で両辺を割ると

$$\therefore R \cdot (\Delta I_o / \Delta V_o) + (V_o / R) \cdot (\Delta R / \Delta V_o) = 1 \quad (2-102)$$

$$\text{* 出カインピーダンス : } z(s) = - \Delta V_o / \Delta I_o = - \frac{R}{1 - \frac{\Delta R / R}{\Delta V_o / V_o}} \quad (2-103)$$

(2-98) $\Delta V_o / \Delta R$ を代入すると

$$|z(s)| = \frac{R}{1 - \frac{V_o}{R} G_{vro} (1 - s/w_{vrz}) / (1 + K G_{vdo}) P''(s)} = \frac{(R^2/V_o) \cdot G_{vro}}{(1 + K G_{vdo} - R G_{vro}/V_o) P''(s)} \quad (2-104)$$

$$\text{ただし } P''(s) = 1 + 2\delta''(s/w''_n) + (s/w''_n)^2 \quad (2-105)$$

$$\begin{cases} w''_n = w_o \cdot \sqrt{1 + K G_{vdo} - R G_{vro}/V_o} \\ \delta'' = \{\delta - K G_{vdo} \cdot w_o / (2w_{vdz}) - R G_{vro} / (V_o \cdot 2w_{vdz})\} / \sqrt{1 + K G_{vdo}} \end{cases} \quad (2-106)$$

ゲインKアップ ⇒ 偏差ダウン、出力Zダウン、 ω_n アップ、 δ ダウン

● 直流出カインピーダンス :

式 (2-104) において、 $s=0$ とする。 $P(0)=1$ より

$$|z(0)| = \frac{R \cdot (R/V_o) \cdot G_{vro}}{1 + KG_{vdo} - (R/V_o)G_{vro}} \quad (2-107)$$

(A) 降圧形 :

$$(R/V_o)G_{vro} = \frac{Z_o/R}{1+Z_o/R}, \quad G_{vdo} = \frac{V_o}{D} \frac{1 + \frac{r_d+r_L}{R}}{1+Z_o/R}$$

$$\therefore Z(0) = \frac{Z_o}{(1+Z_o/R) + (kV_o/D)\{1+(r_d+r_L)/R\} - Z_o/R} = \frac{Z_o}{1+(kV_o/D)\{1+(r_d+r_L)/R\}} \quad (2-108)$$

(B) 昇圧形 :

$$Z(0) = \frac{Z_o}{(1+Z_o/R) + (kV_o/D')\{1 - (r_L+r_s)/D'^2R\} - Z_o/R} = \frac{Z_o}{1+(kV_o/D')\{1 - (r_L+r_s)/D'^2R\}} \quad (2-109)$$

(C) 昇降圧形 :

$$Z(0) = \frac{Z_o}{1 + (kV_o/DD')\{1 - \{Dr - D'(r_L+r_d)\}/D'^2R\}} \quad (2-110)$$

(C) 安定性

ループゲイン K を大きく \Rightarrow 定常偏差、出力 Z を抑えられるが、減衰係数 δ が小さくなり、不安定になりやすくなる。

$$P'(s) = 1 + 2\delta'(s/w'_n) + (s/w'_n)^2 \quad (2-97)$$

$$\begin{cases} w'_n = w_o \sqrt{1 + KG_{vdo}} \\ \delta' = \{\delta - KG_{vdo} \cdot w_o / 2w_{vdz}\} / \sqrt{1 + KG_{vdo}} \end{cases}$$

$\delta' \leq 0$ で不安定

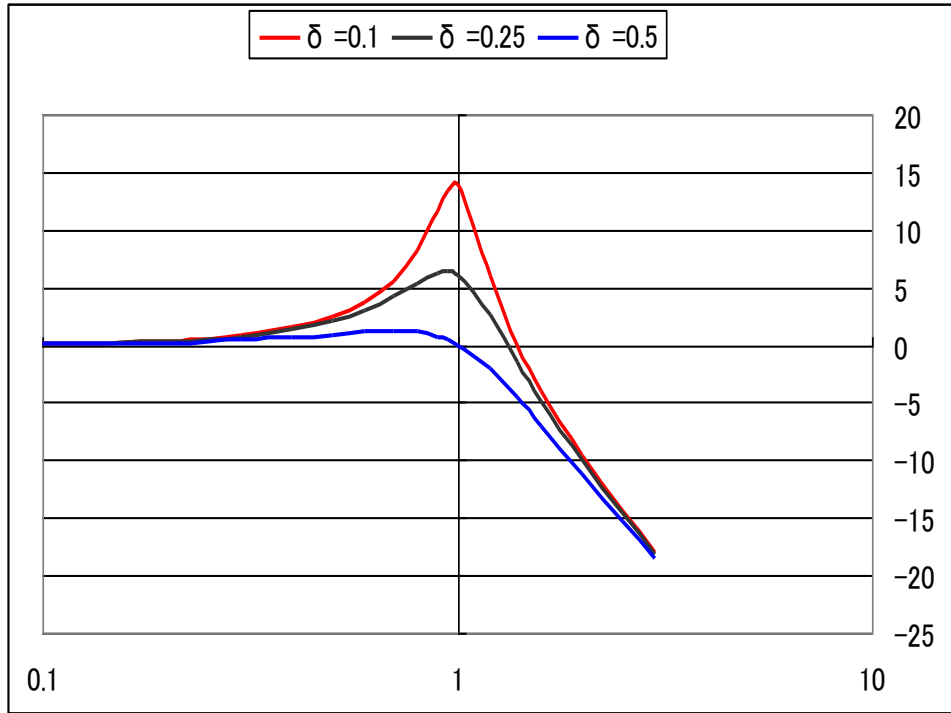
● 降圧形 : $w_{vdz} = \infty \therefore K$ によらず常に安定

● 昇圧型、昇降圧形 :

安定限界あり $\delta' > 0$ より $KG_{vdo}w_o < 2w_{vdz}\delta$

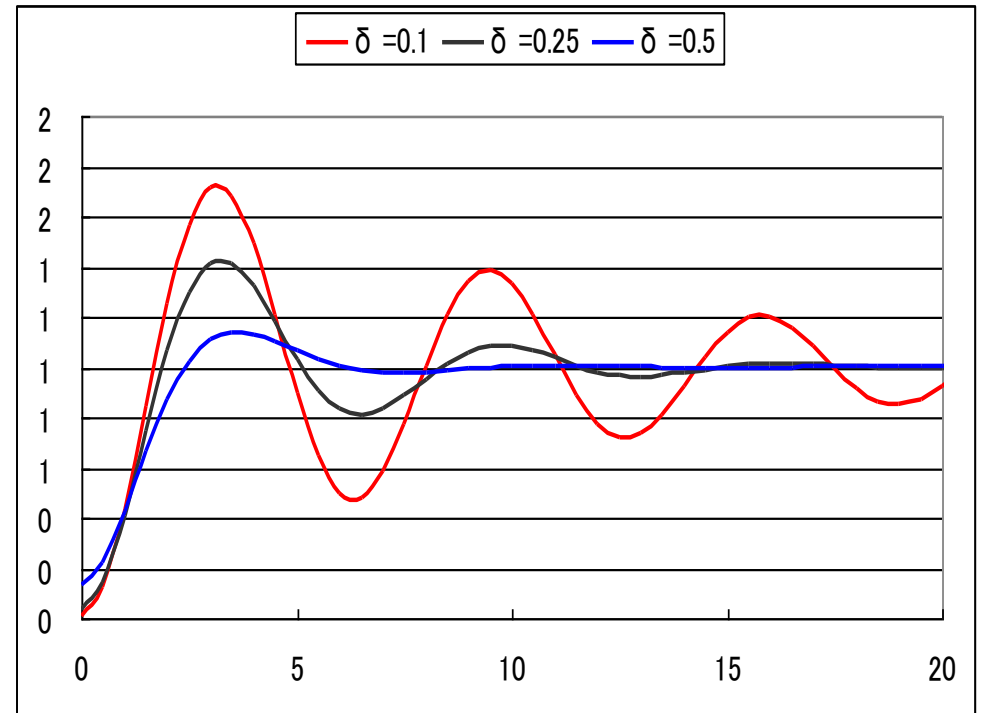
$$\therefore K < (2w_{vdz}/w_o)(\delta/G_{vdo}) = \frac{D'}{V_o} \left(1 + \frac{D'^2 Z_o RC}{L} \right) \quad (2-111)$$

● 入出力特性(減衰係数と応答特性)



(a) 周波数特性

ω/ω_{nt}



(b) ステップ応答

ω_{nt} [rad]

図2.27 2次特性式の応答特性

2-4 電流不連続モード

(1) 電流連続モードCCMと 電流不連続モードDCM

● CCM: Continuous Conduction Mode

- * 負荷電流が大きいとき: 右図(a)
- Lには常に電流が流れる

● DCM: Discontinuous Conduction Mode

- * 負荷電流が小さいとき:
- 右下図のように、 I_L は減少し続ける
- ⇒ 逆電流が流れそうだが
ダイオードで阻止される
- * よって $I_L=0$ の部分が発生

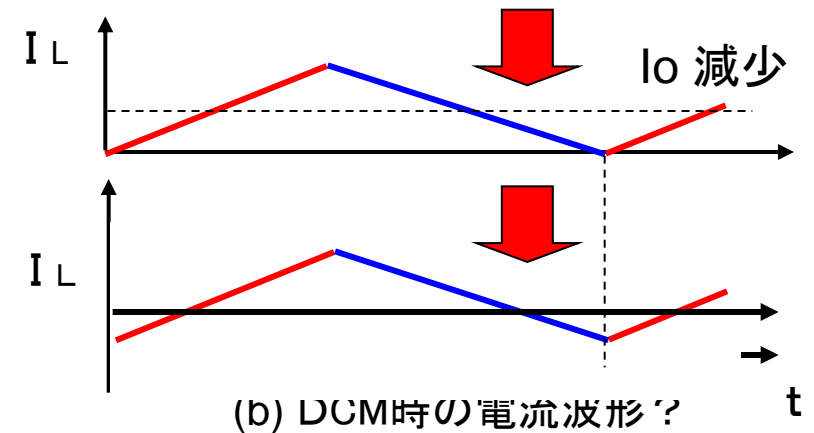
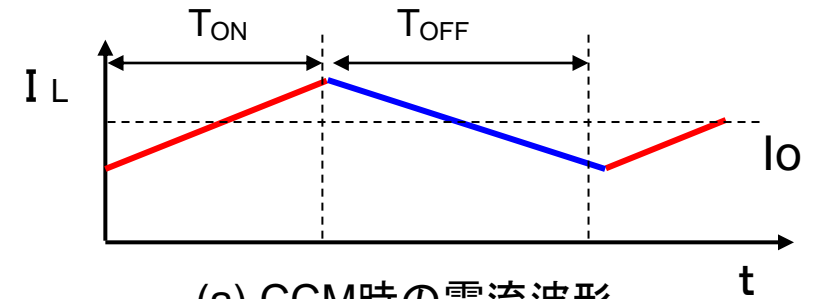
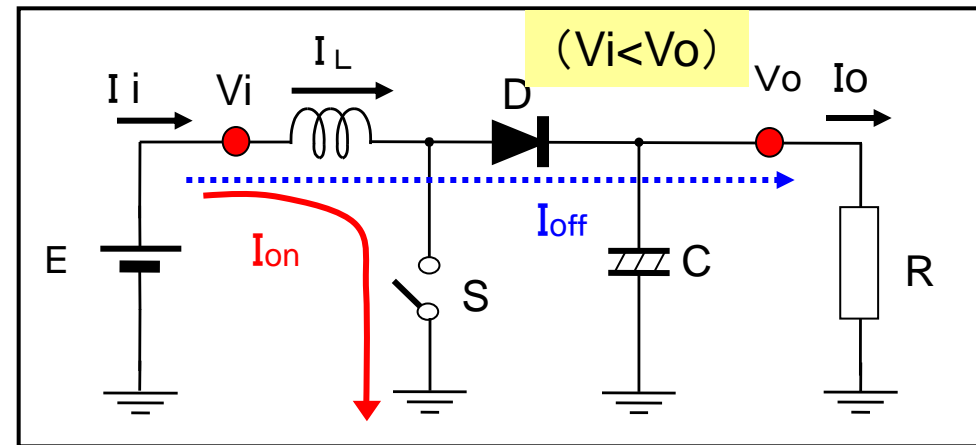
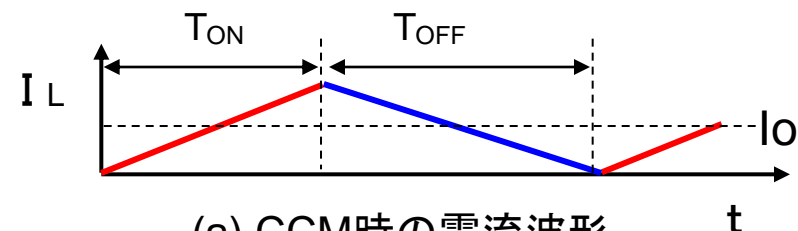
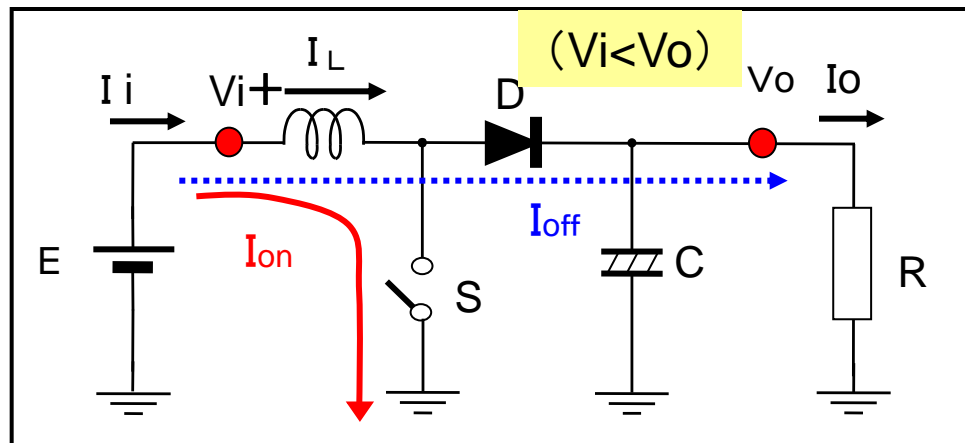


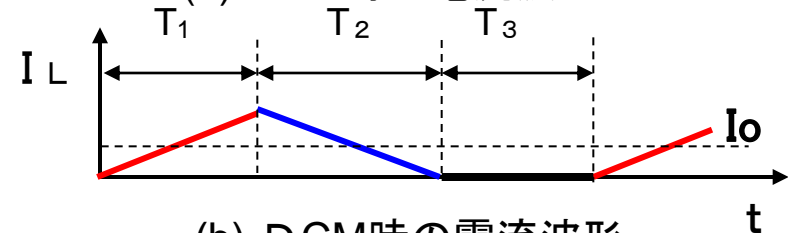
図2.28 電流不連続モードのコイル電流

● 電流不連続モード: DCM

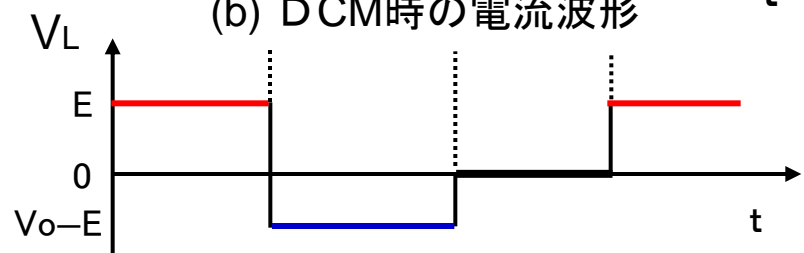
- * 負荷電流が小さくなり、
最小 $I_L = 0$ まで減少し続ける
- * 更に負荷電流が少なくなると、
負の電流(逆電流)が流れようとする
... しかし D_i は OFF となり流れない
- * 結果、コイル電流に「0期間」が発生し
ON-OFF時は変化する。



(a) CCM時の電流波形



(b) DCM時の電流波形



(c) DCM時のコイル両端電圧

図2.29 DCMのコイル電流電圧

(A) 状態平均化方程式 (昇圧形)

- 状態Ⅰ、状態Ⅱ：CCMと同様
ただし 内部抵抗を無視する
p.29 (2-45)で $r=0$ とする。

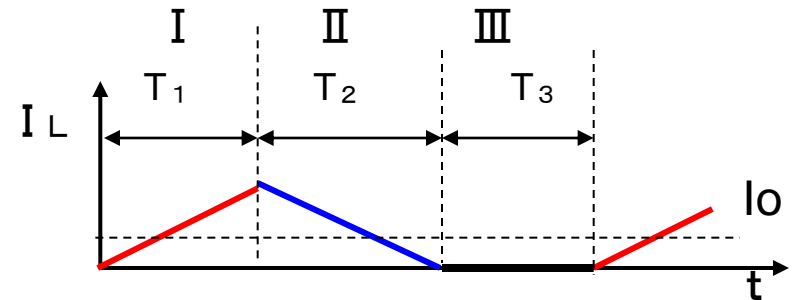
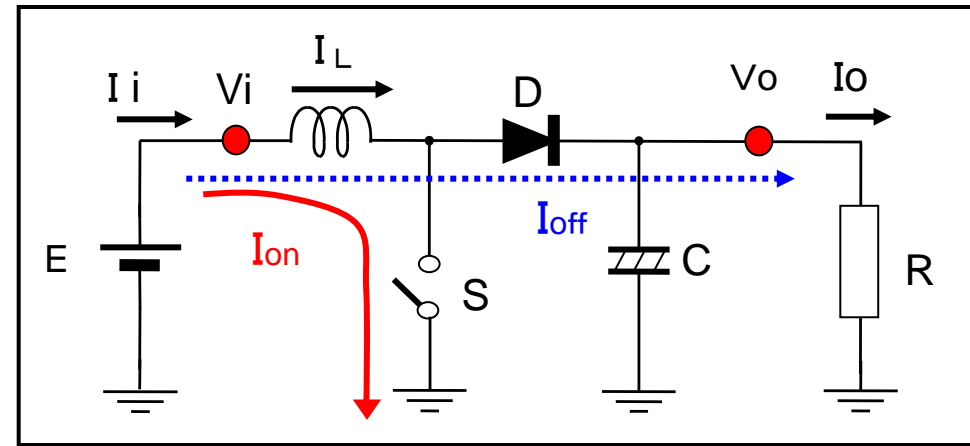
$$A1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/CR \end{bmatrix}, \quad B1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-120)$$

$$A2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/CR \end{bmatrix}, \quad B2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-121)$$

- 状態Ⅲ：SW OFF, Di OFF

$$\begin{cases} i_L = 0 \\ dV_o/dt = -V_o/CR \end{cases}$$

$$\text{よって } A3 = A1, \quad B3 = 0 \quad (2-122)$$



DCM時の電流波形

図2.30 電流不連続モード:DCM

[Lの導通期間(D1+D2)を一周期、D2=D' と考えると、CCMと同等]

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix}$$

●状態方程式：各デューティを D1, D2, D3

$$d\mathbf{X}/dt = \begin{bmatrix} 0 & -D_2/L \\ D_2/C & -1/CR \end{bmatrix} \mathbf{X} + \begin{bmatrix} (D_1+D_2)/L \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (2-123)$$

●定常状態：dX/dt=0

$$M = V_o/V_i = (D_1 + D_2) / D_2 \Rightarrow M = 1/D' \quad (2-124)$$

$$I_L = (V_o/R) \cdot (D_1 + D_2) / D_2 \Rightarrow I_L = I_o/D' \quad (2-125)$$

[Lの平均電流]

(B) リプル率

●コイル電流リプル

SW ON時の電流傾斜 = V_i/L

$$\therefore \Delta i_L = D_1 T_o \cdot (V_i/L) \quad (2-126)$$

●コンデンサ電流リプル

$$\Delta i_c = \Delta i_L \quad (2-127)$$

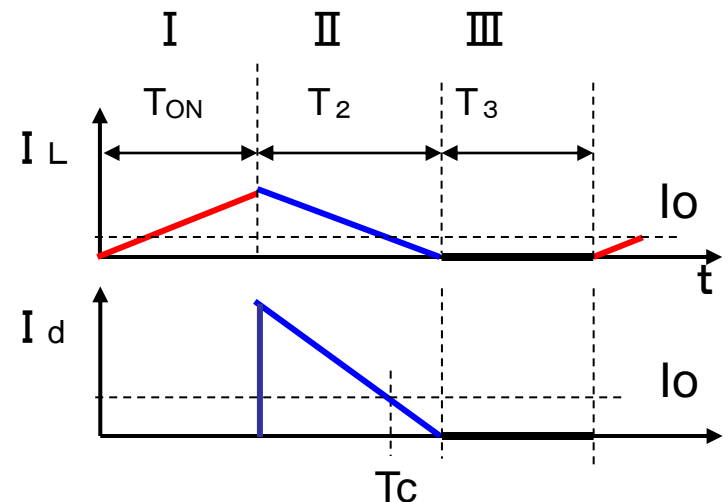


図2.31 DCMの電流波形

●出力電圧リップル率

* コンデンサへのチャージ期間 :

期間Ⅱで、 $i(t)=I_o$ なる時間を T_c

電流式 : $i_L(t) = \Delta I_L - t \cdot V_o/L = I_o$

$$\therefore T_c = (\Delta I_L - I_o)L/V_o$$

$$= (L \cdot \Delta I_L / V_o)(1 - I_o / \Delta I_L)$$

$$= (L \cdot \Delta I_L / V_o)(1 - D_2/2)$$

$$\therefore I_o = D_2 \Delta I_L / 2$$

(2-128)

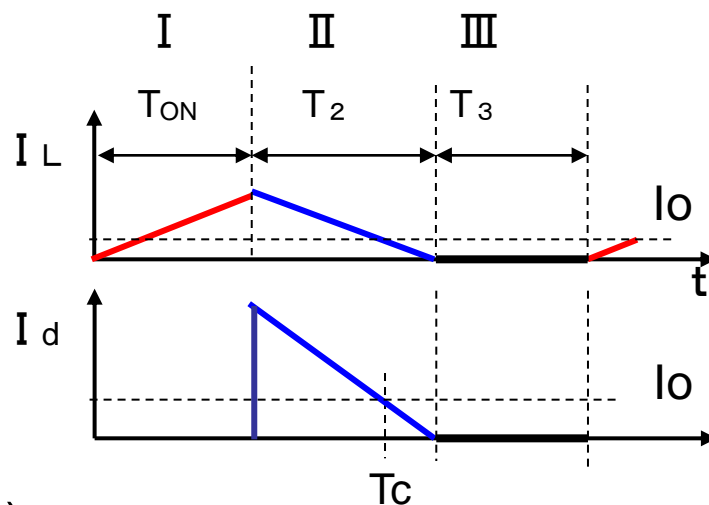
チャージ電荷

$$Q = (\Delta I_L - I_o) \cdot T_c / 2 = \frac{V_o T_c}{L} \frac{T_c}{2} = \frac{V_o}{2L} \left(\frac{L \Delta I_L}{V_o} \right)^2 = (L \cdot \Delta I_L^2 / 2V_o) / (1 - D_2/2)^2$$

$$= (L/2V_o) (D_1 T_o V_i / L)^2 / (1 - D_2/2)^2 = (V_o/2L) (D_2 T_o)^2 (1 - D_2/2)^2$$

$$\therefore \Delta V_o = Q/C = \frac{V_o}{2LC} (D_2 T_o)^2 (1 - D_2/2)^2$$

$$\text{よって } \underline{\Delta V_o / V_o = \frac{1}{2LC} (D_2 T_o)^2 (1 - D_2/2)^2} \quad (2-129)$$



再掲: 図2.31 DCMの電流波形

(p.39(2-71) CCMと異なる)

[復習]微分方程式の答え

(A) 特性Aの式:コイル電流立上り

$$i_L(t) = (E/R)\{1 - \exp[-t \cdot R/L]\} \quad (1-9)$$

(B) 特性Bの式:コイル電流立下り

$$i_L(t) = (E/R)\{\exp[-(t-T_B) \cdot R/L]\} \quad (1-10)$$

(C) 特性Cの式:コイル電圧立上り

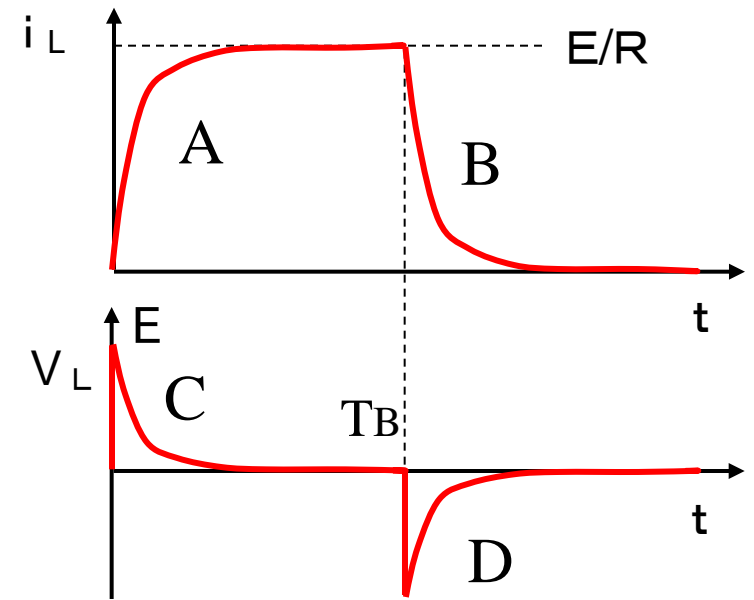
B式と類似

$$V_L(t) = E \cdot \{\exp[-t \cdot R/L]\} \quad (1-11)$$

(D) 特性Dの式:コイル電圧立下り

C式の反転

$$V_L(t) = -E \cdot \{\exp[-t \cdot R/L]\} \quad (1-12)$$



3. 絶縁型DC-DCコンバータ電源技術

3-1 絶縁型スイッチング電源の種類と概要

3-2 フライバック・コンバータ電源

3-3 フォワード・コンバータ電源

3-4 その他のコンバータ電源

- ・ハーフブリッジ型電源
- ・フルブリッジ型電源
- ・ダブルフォワード型電源
- ・プッシュプル型電源

3. 絶縁型DC-DCコンバータ電源技術

3-1 絶縁型スイッチング電源の種類と概要

(1) 回路方式による分類

(A) 基本的な方式: AC-DCコンバータにも適用可

電源方式	電力規模
(1) フライバック・コンバータ	小電力: ~70W
(2) フォワード・コンバータ	中電力: 50W~200W
(3) ブリッジ・コンバータ	大電力: 100W~数百W
(4) プッシュ・プル・コンバータ	大電力: ~数kW

(B) 基本構成と特徴

- **メリット:**
 - 1) 電圧変換率の改善: デューティの改善
 - ・トランス巻数比で、2次電圧を低減・・・デューティの拡大
 - 2) メインスイッチの電流容量を低減可
 - ・トランス巻数比で、1次パルス電流を低減
- **デメリット:**
 - 1) メインスイッチにサージ電圧: 高耐圧素子必要
 - 2) 電圧制御が複雑・・・フォトカプラ、3次巻線の利用

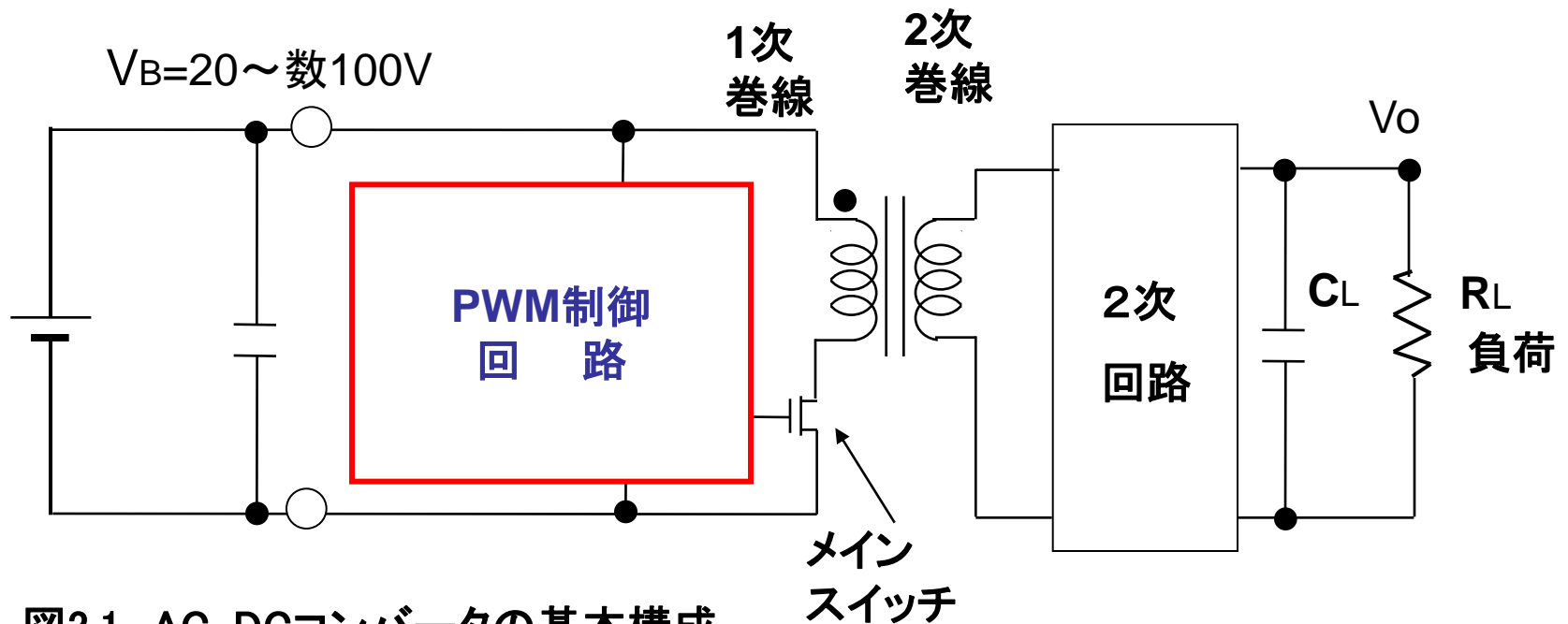
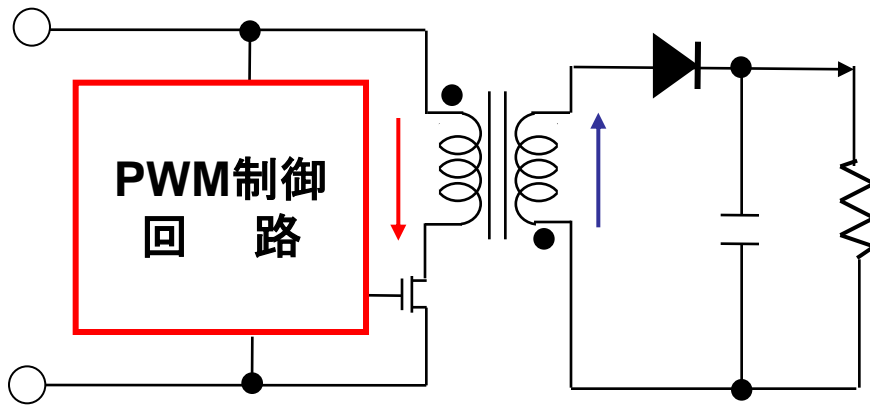
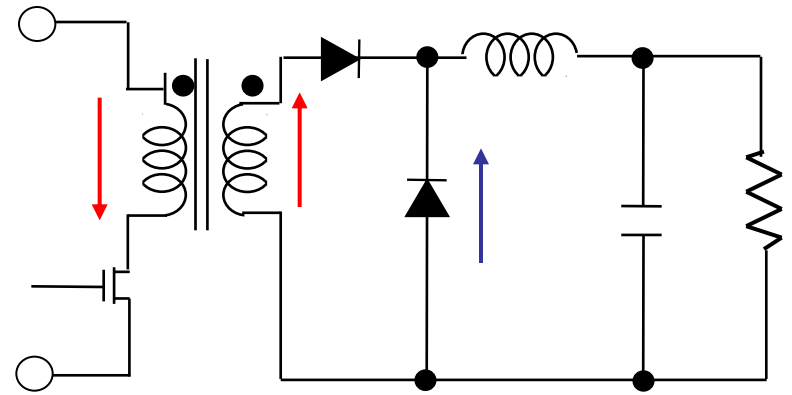


図3.1 AC-DCコンバータの基本構成

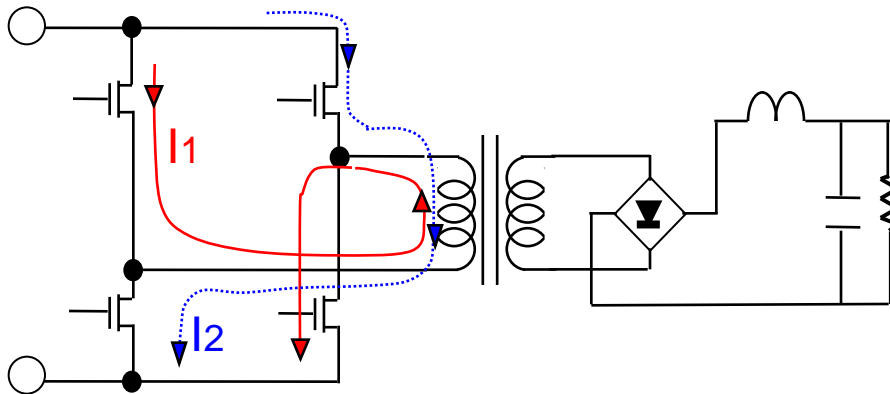
(2) 各種電源方式



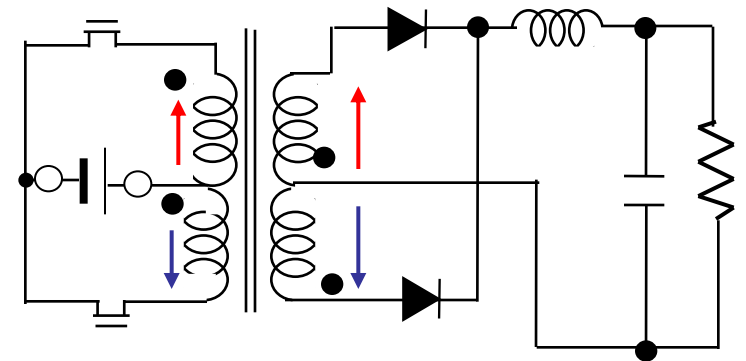
(a) フライバック方式



(b) フォワード方式



(c) フルブリッジ方式



(d) プッシュプル方式

図3.2 各種AC-DCコンバータの構成

3-2 フライバック・コンバータ電源

(1) 基本回路と動作

(A) 基本回路構成

* 構成上の特徴

- ・トランスの極性が反対
- ・2次側に整流ダイオード

* トランスの動作

1) SW ON 時 (図A)

1次側に励磁電流

2次側は逆電圧でOFF

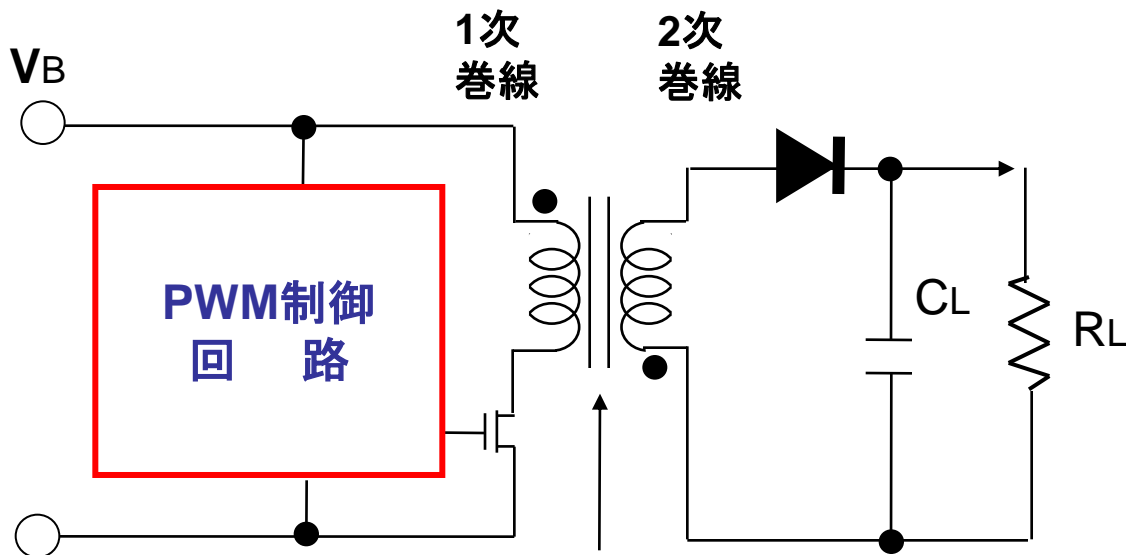
- ・エネルギーの蓄積

2) SW OFF 時 (図B)

2次側に反転電圧

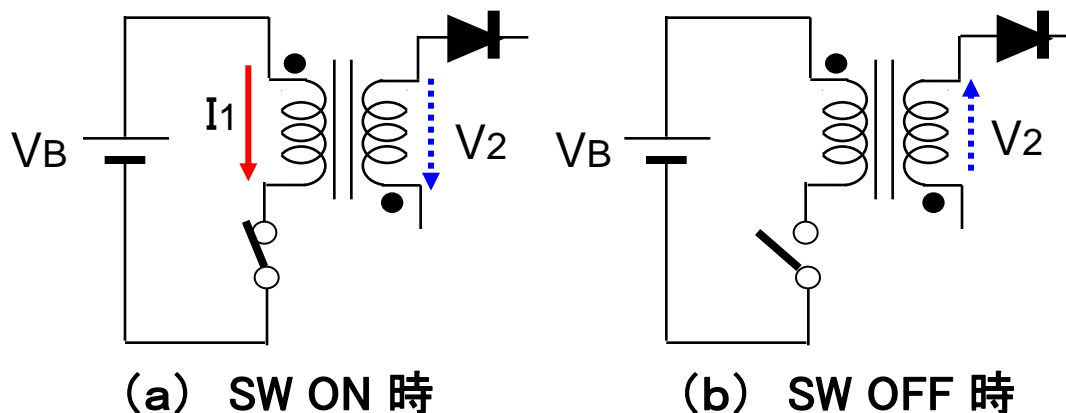
Di 導通で電流供給

- ・エネルギーの放出



フライバック・トランス (Flyback Transformer)

図3.3 フライバック・コンバータの構成



(a) SW ON 時

(b) SW OFF 時

図3.4 フライバック・コンバータの基本動作

(B) 1次／2次側 電圧・電流波形

● メインSW ONの時

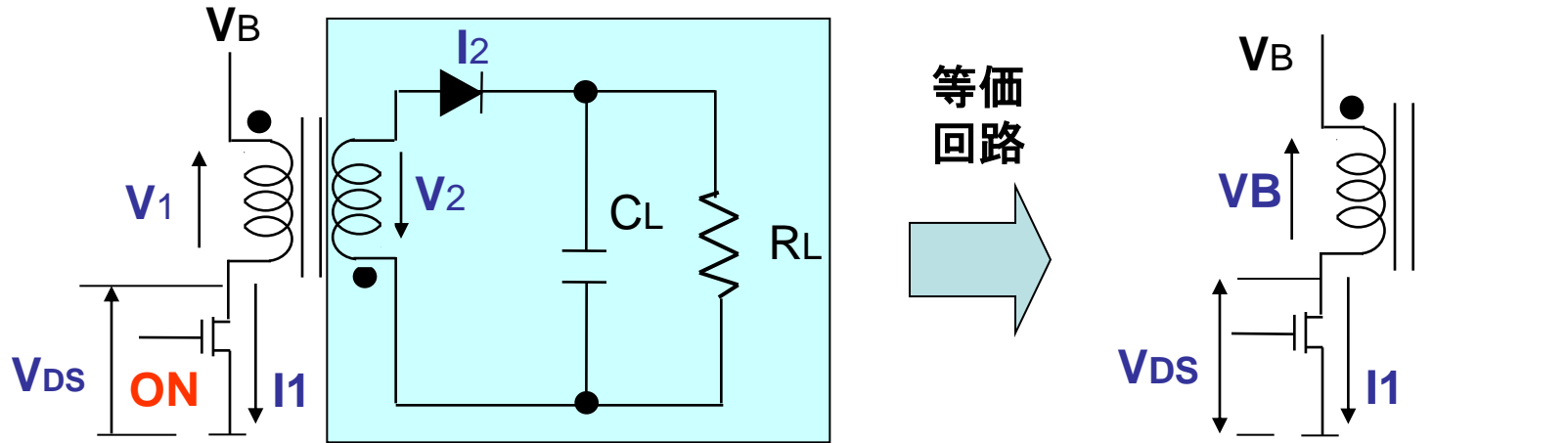


図3.5 フライバック・コンバータの動作 (SW-ON)

* メインSWがONの時、

2次側巻線には負電圧発生

∴ $I_2=0$ → 2次側回路が無いと等価

この間、トランス内に電磁エネルギーを蓄積

磁路内に微少なギャップを設ける

⇒ トランス構造が大きくなる

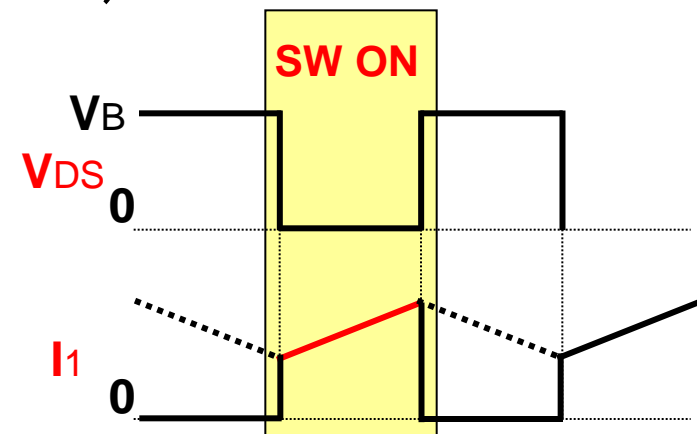


図3.6 電圧電流波形

● メインSW OFFの時

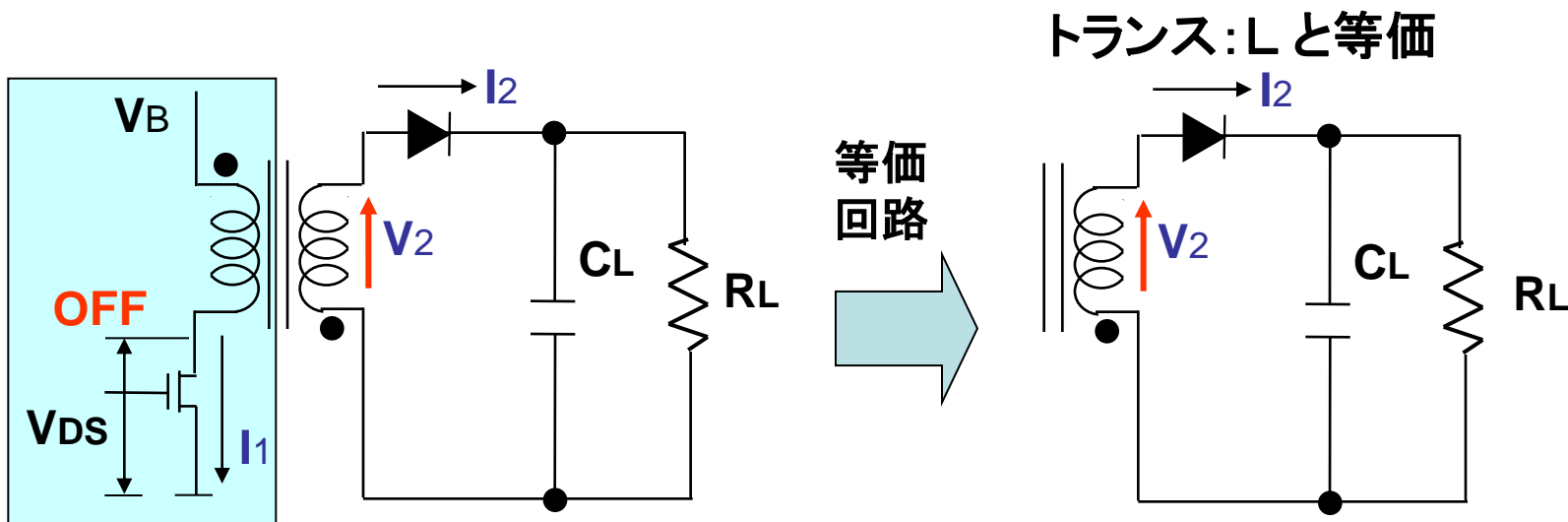


図3.7 フライバック・コンバータの動作 (SW-OFF)

- * メインSWがOFFの時、
1次側巻線が無いと等価
- * 2次側には、ダイオードDを通り、
 I_2 が流れる

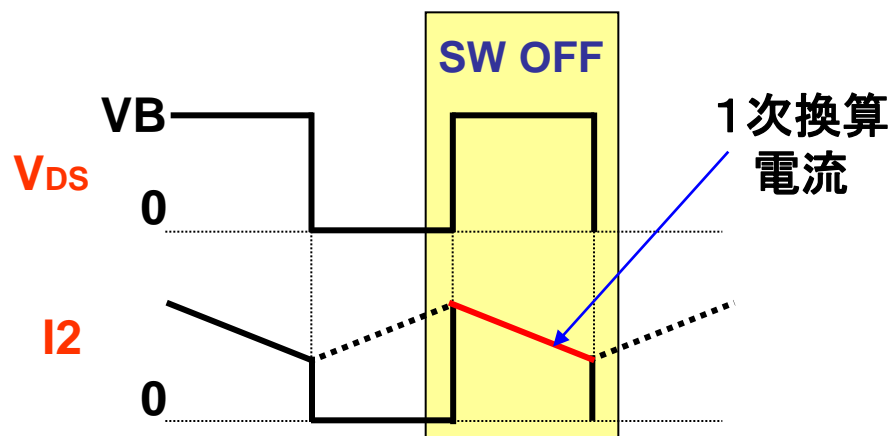


図3.8 電圧電流波形

(C) 等価回路

フライバック・トランスは L として機能

↓
昇圧形電源と等価

$$V_i = \frac{n_2}{n_1} V_B$$

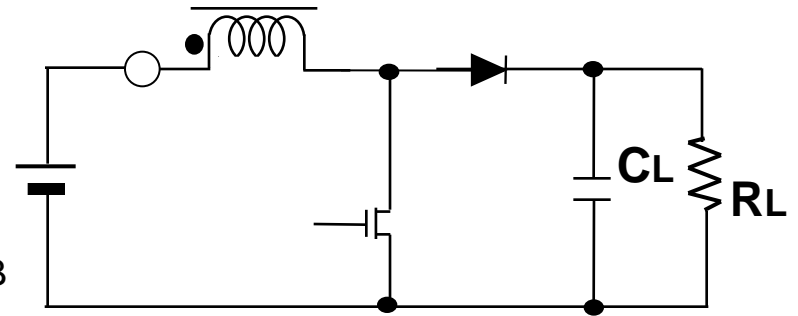


図3.9 フライバック・コンバータの等価回路

■ フライバックコンバータと昇圧形コンバータの相違点

- * 昇圧形コンバータは、メインSW ON/OFF共 Lの値は同じ
よって コイル電流は連続
- * フライバック・コンバータはトランスなので、
 - ・メインSW がON時には1次側インダクタンスで、
OFF時には2次側インダクタンスで動作
 - ・トランス内部磁束が連続: $N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2$

(2) 3次巻線の働き動作

(A) 3次巻線の動作

- * 制御回路には、起動回路が必要・・・ V_B よりRを介して供給
ただし、 V_B は通常高電圧なので常時供給では、損失が大きい
- * 3次巻線は、制御回路への電圧供給

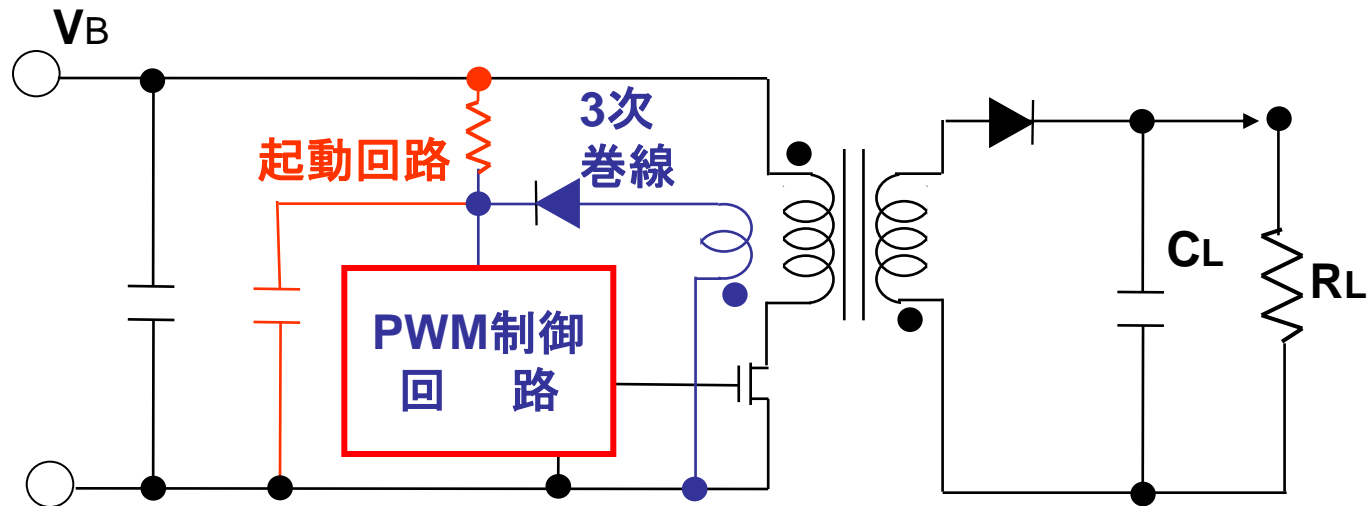
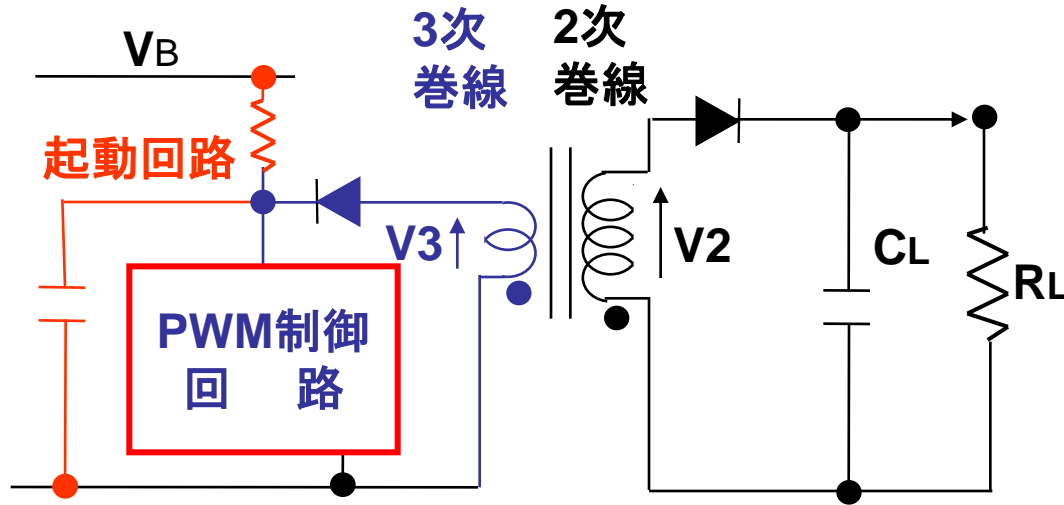


図3.10 3次巻線と起動回路

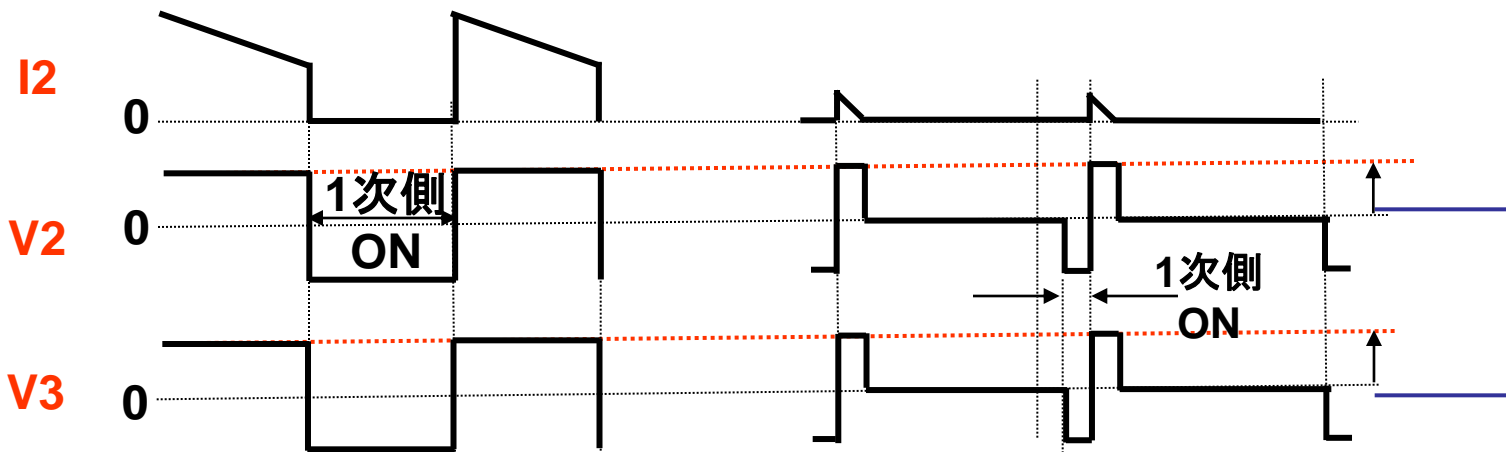
- 「制御回路」に供給する電源は、一般的に「起動回路」と「3次巻線」で得る。

(B) 2次巻線と3次巻線の電圧関係



(a) 2次-3次巻線の関係図

2次巻線と3次巻線のピーク電圧は、比例する



(b) 電流連続モード波形

(c) 電流不連続モード波形

図3.11 2次巻線と3次巻線の関係

(3) フライバック・コンバータのフィードバック例

(A) 2次回路からの負帰還方式

* 1次-2次間で絶縁必要...一般にフォトカプラ使用

* 出力電圧は、ツェナーダイオード電圧でほぼ決まる

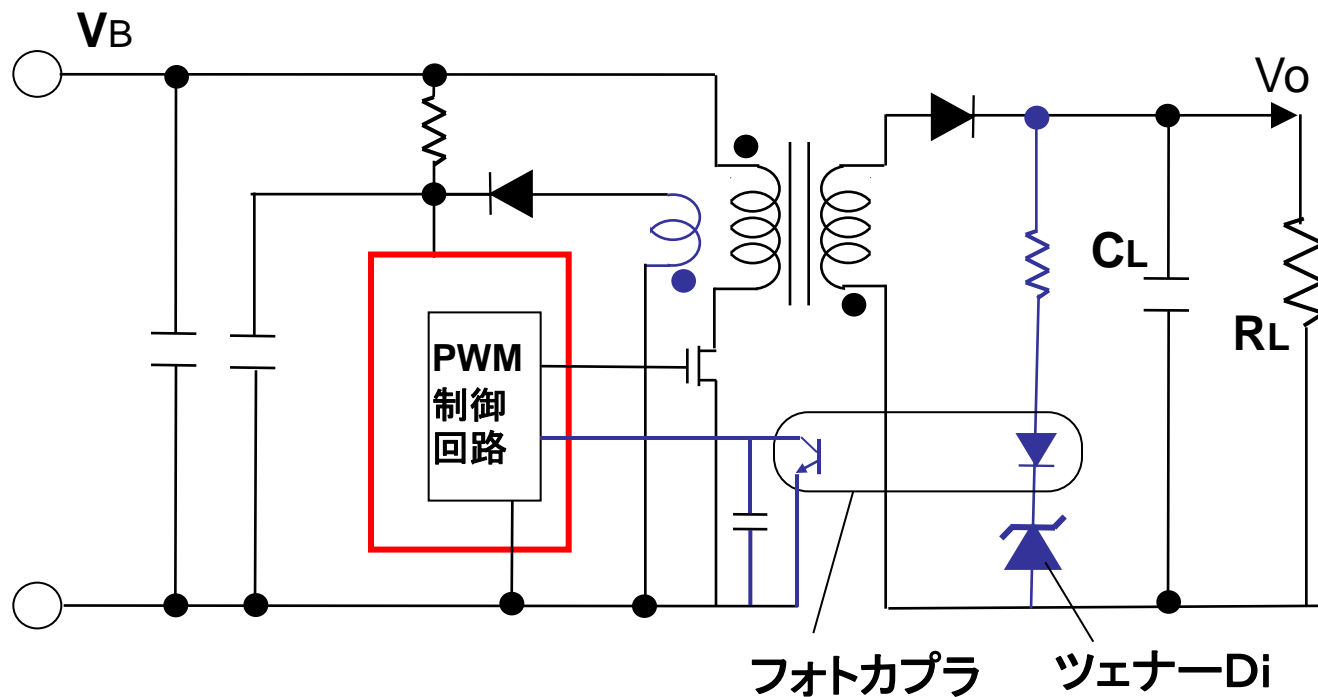


図3.12 フライバック・コンバータの負帰還回路例 (2次側帰還)

(B) 3次巻線による負帰還方式

* 1次側で回路処理・・・制御IC内に内蔵可能

* 通常のPWM制御方式と同様

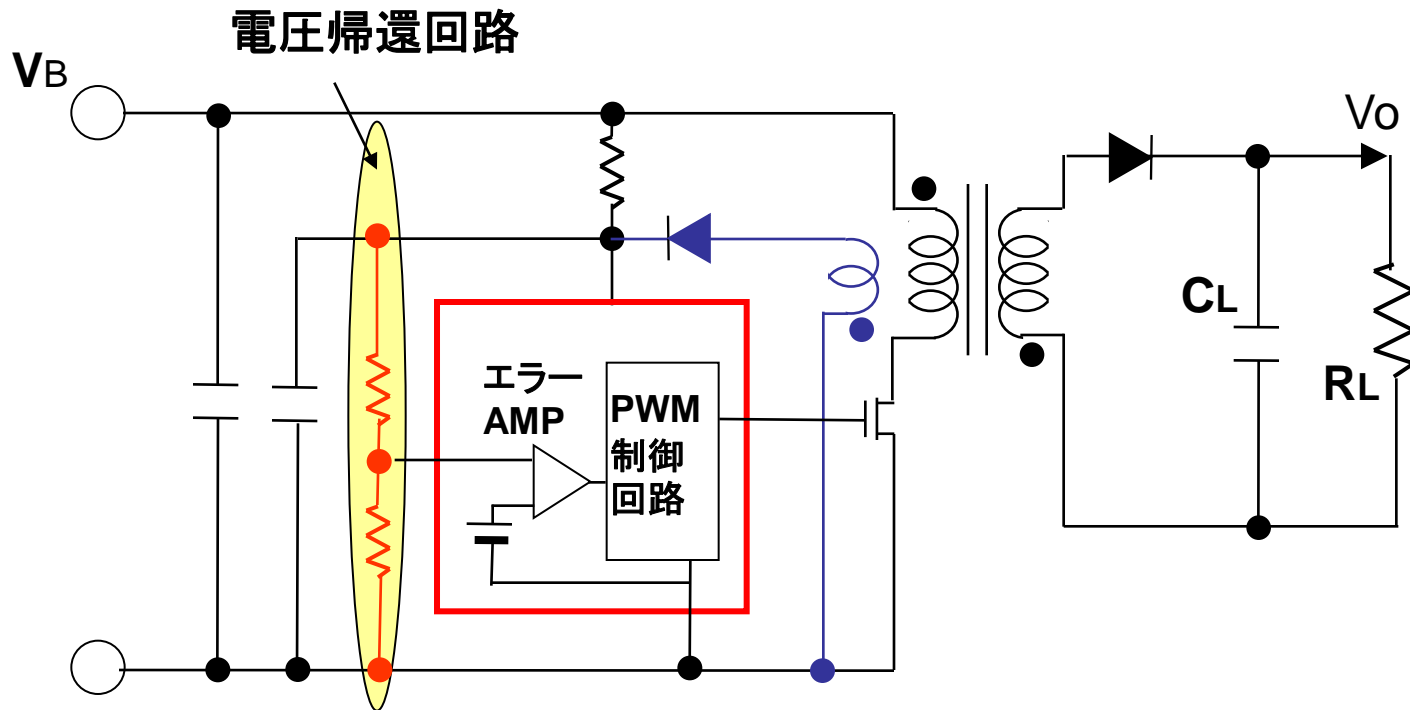


図3.13 フライバック・コンバータの負帰還回路例（3次巻線利用）

3-3 フォワード・コンバータ電源

(1) 基本回路と動作

(A) 基本回路構成

* 構成上の特徴

- ・トランスの極性は同じ
- ・2次側で **降圧形電源**を構成

* トランスの動作

1) SW ON 時

- 1次側に励磁電流
- 2次側に正極電圧 V_2 が発生
⇒ D_1 がONして電流 I_{2on} が流れる

2) SW OFF 時

- 2次側に逆電圧が発生
⇒ D_1 がOFFで、トランス電流なし
- ⇒ D_2 がONして電流 I_{2off} が流れる

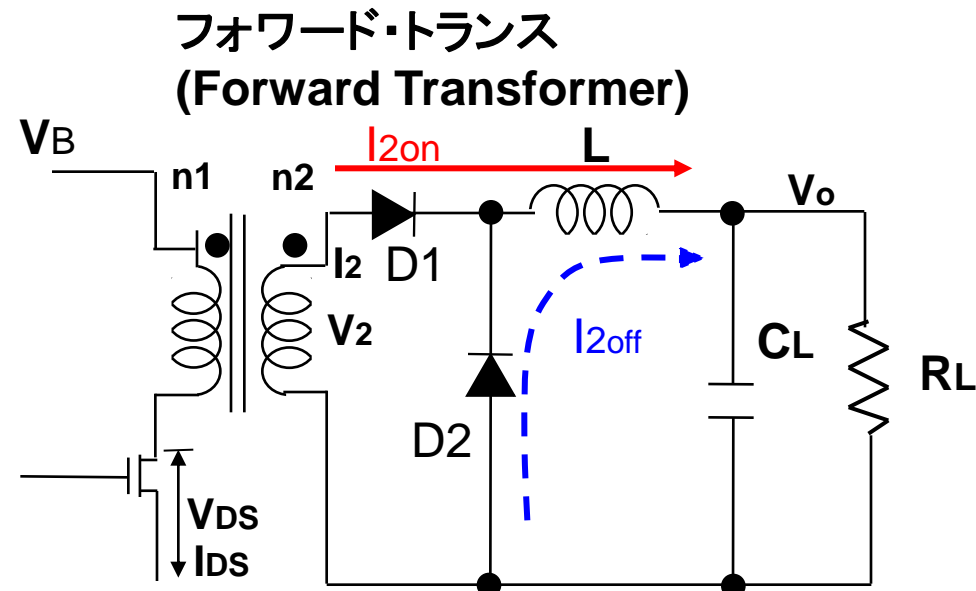


図3.14 フォワード・コンバータの基本構成

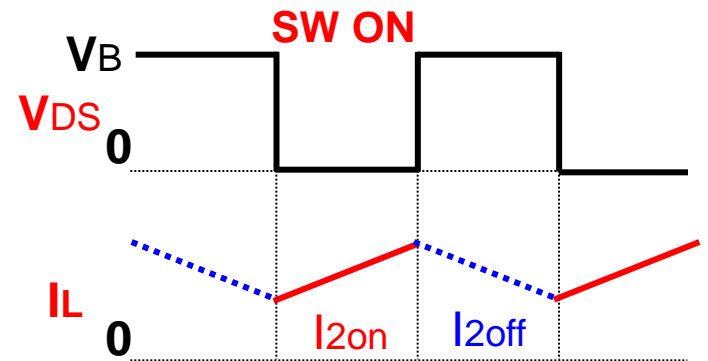


図3.15 電圧・電流波形

(B) 全体回路

●構成・動作上の特徴

- ・トランスにはON期間のみ電流
⇒ 一方向電流: 残留磁束が蓄積
⇒ **磁束リセット回路**が必要

* リセット巻線の動作

1) SW ON 時

- 側: + であり、電流 $I_r=0$

2) SW OFF 時

- 側: - であり、リセットダイオードON
よって残留磁束により電流 I_r が流れる

- リセット巻線は、フライバックトランスのように動作
- 1次巻線数 $[n1]$ と、リセット巻線数 $[nr1]$ は同じ巻数
- 残留磁束を確実にリセット ⇒ SWのデューティ < 0.5

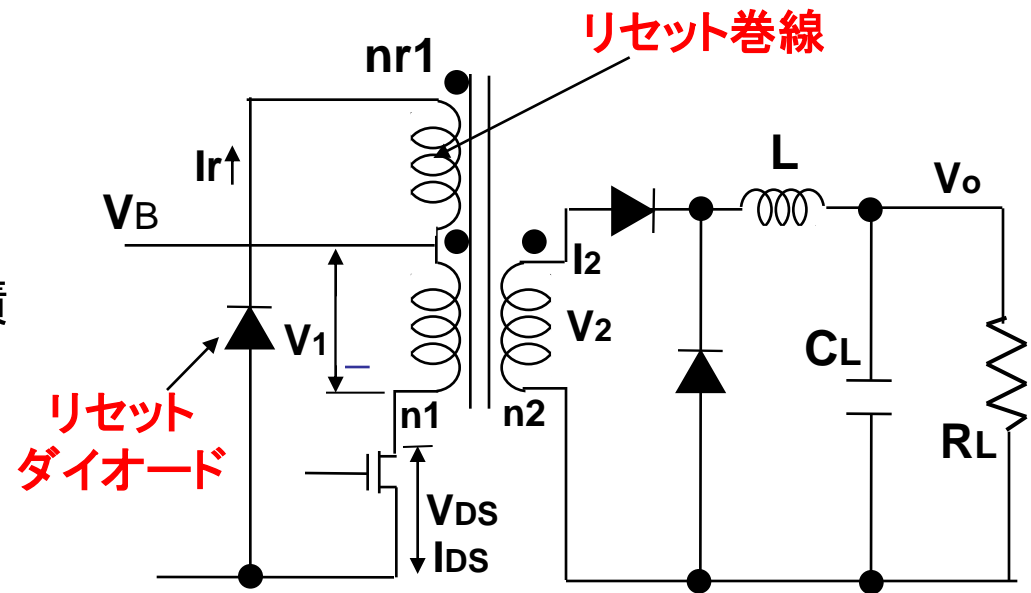


図3.16 フォワード・コンバータの全体構成

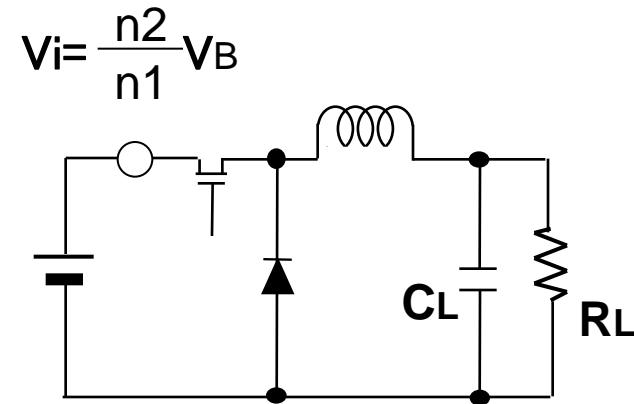


図3.17 の等価回路

(C) 1次/2次側 電圧・電流波形

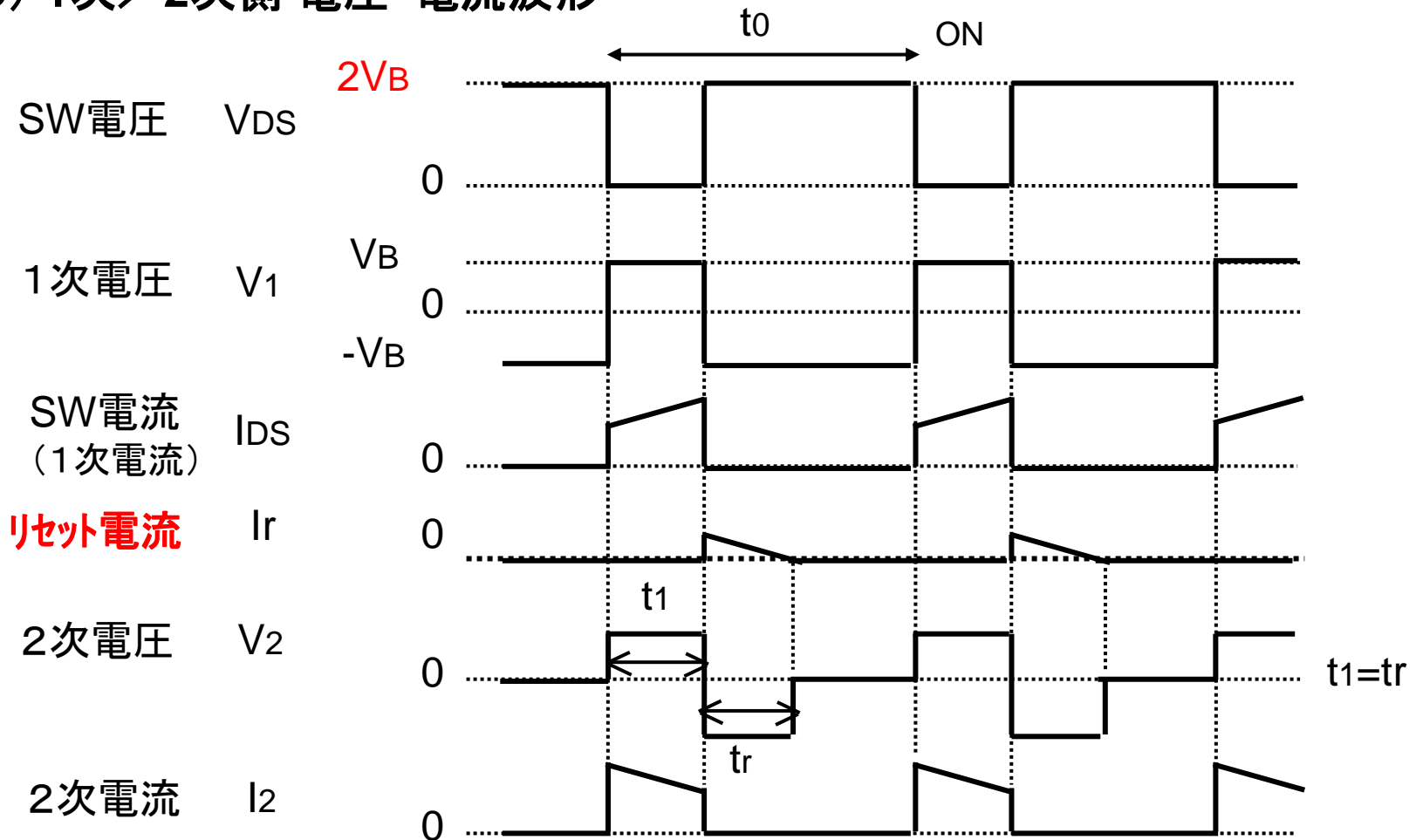


図3.18 フォワード・コンバータの動作波形

* SWストレス電圧= $2V_B$

* 一般に、「 V_o 」と「 V_{IN} 」は比例しないので
3次巻線による電圧帰還はできない。

(2) 「フォワード型電源」と「フライバック型電源」の特徴比較

表3.1 フォワード型とフライバック型の比較表

	フォワード・コンバータ	フライバック・コンバータ
トランス鉄芯に エネルギー蓄積の 必要性	<p>必要なし</p> <p>トランスの小型・軽量可能 →中・大電力用途</p>	<p>必要あり</p> <p>トランス大・重い →小電力用途 (微小ギャップも必要)</p>
電圧帰還回路の 1次・2次絶縁 分離の必要性	<p>必要あり</p> <p>2次側の最終出力からの 電圧帰還が必要</p>	<p>必要なし→帰還回路がシンプル</p> <p>3次巻線電圧が2次側最終 電圧と比例関係</p>

3-4 その他のコンバータ電源

(1)ブリッジ型電源

(A) 基本構成

*フルブリッジ型:

2本のアームにより、ハイサイド/ローサイドSWを逆相で交互に駆動
トランス1次側には、フル電圧を印加

*ハーフブリッジ型:

中間電源 V_C に対して:ハイサイド/ローサイドSWで交互に駆動
トランス1次側には、ハーフ電圧を印加

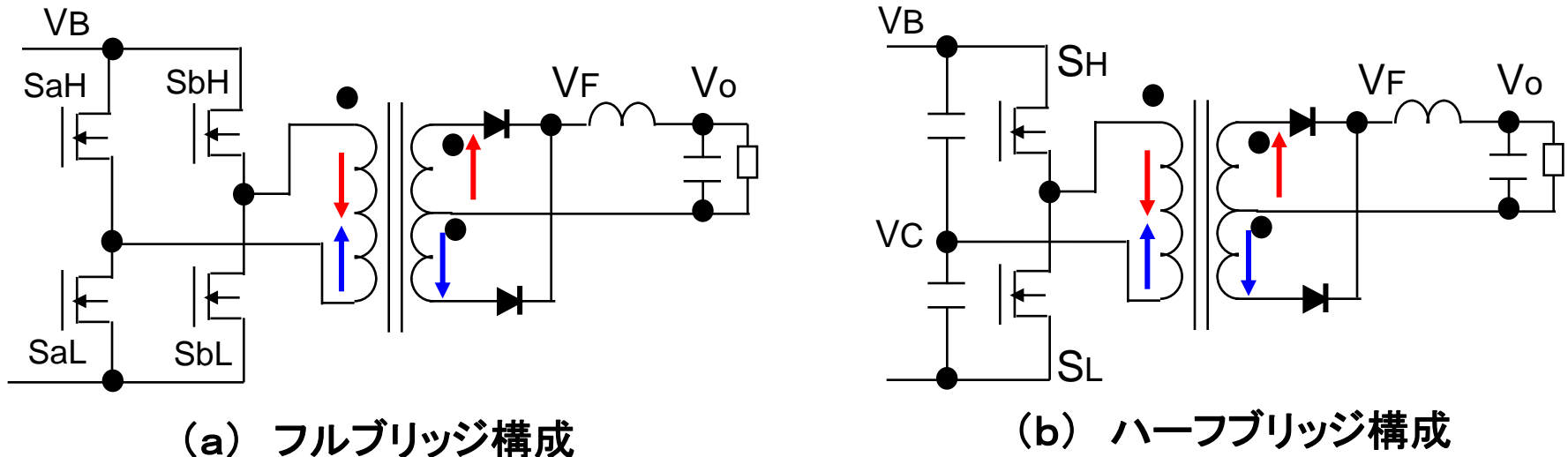


図3.19 ブリッジ型コンバータの構成

(B) フルブリッジ型コンバータの基本動作

* フルブリッジ型: 1次側印加電圧 = V_B

2本のアームにより、SaH-SbLとSbH-SaLを周期毎に交互に駆動
トランス1次側には、PWM波形が逆相で交互に印加

* 2次側には、フォワード型の交互電圧発生

* 出力電圧: $V_F = \frac{n_2}{n_1} V_B$ $V_o = 2 \cdot D \cdot \frac{n_2}{n_1} V_B$ (3-1)

* 2つのSWのデューティ (< 0.5) は同じ... 偏磁は発生しない

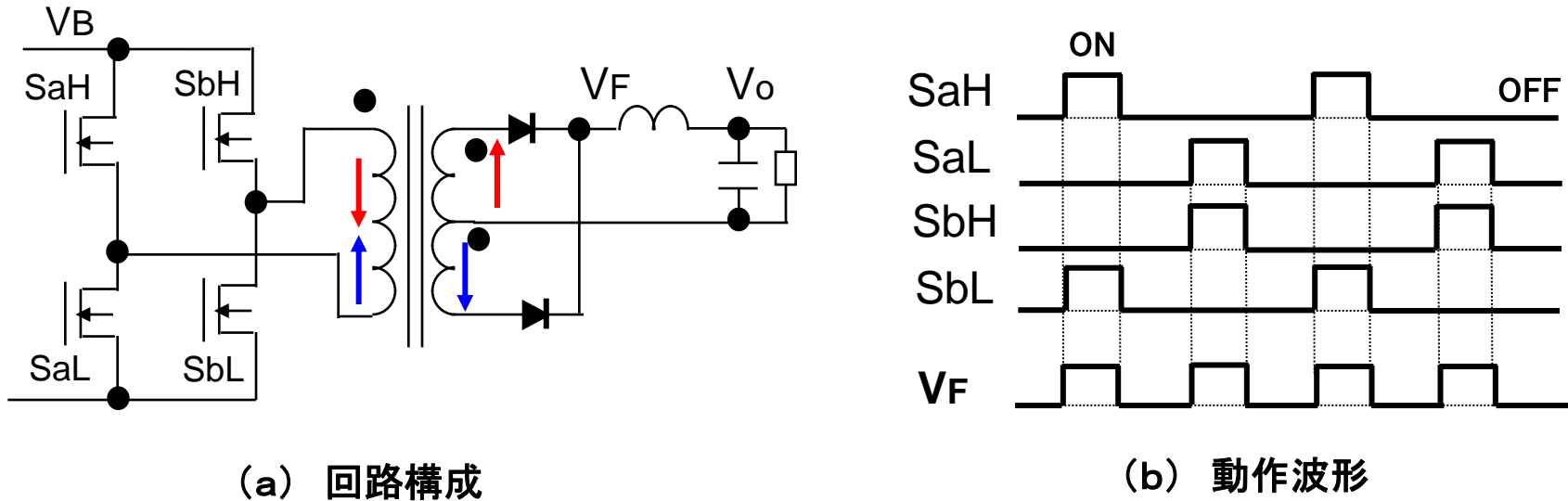


図3.20 フルブリッジ型コンバータの動作

(C) ハーフブリッジ型コンバータの基本動作

* ハーフブリッジ型:

中間電源 V_C に対して:ハイサイド/ローサイドSWで交互に駆動
(アームの片側を、コンデンサ電源 V_C に置換え)

* 2次側出力波形は、フルブリッジと同等。ただし、電圧は半分

* 出力電圧: $V_F = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_B}{2}$ $V_o = 2 \cdot D \frac{n_2}{n_1} \frac{V_B}{2} = D \frac{n_2}{n_1} V_B$ (3-2)

* V_C の電圧バランスが課題:コンデンサ容量ばらつき...偏磁発生

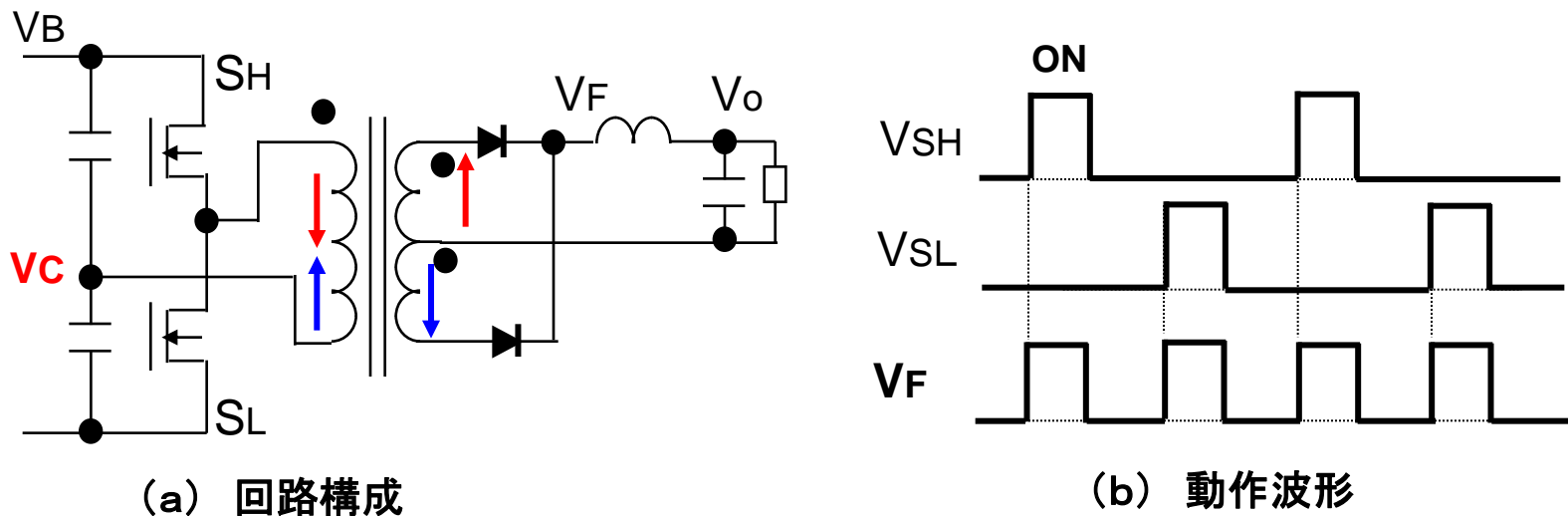
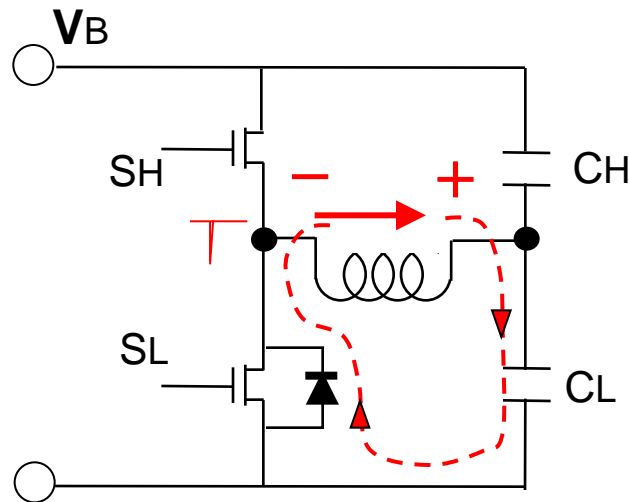


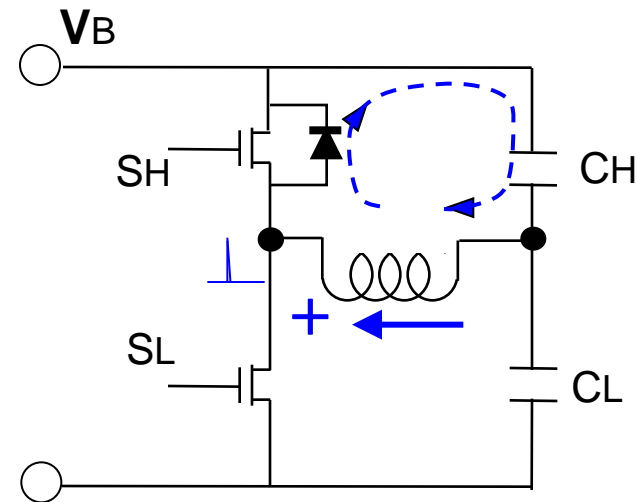
図3.21 ハーフブリッジ型コンバータの動作

(D)1次側サージ電圧の吸収（ハーフブリッジの場合）

- ・ S_H がOFFすると、図の極性でコイルにサージ電圧発生
⇒ コンデンサ C_L と、 S_L のボディ・ダイオードにより サージ電圧を吸収
- ・同様に、 S_L がOFFすると、コイルに逆極性のサージ電圧発生
⇒ コンデンサ C_H と、 S_H のボディ・ダイオードにより サージ電圧を吸収



(a) S_H :OFF時



(b) S_L :OFF時

図3.22 ブリッジ・コンバータのサージ電圧

(2) プッシュ・プル型電源

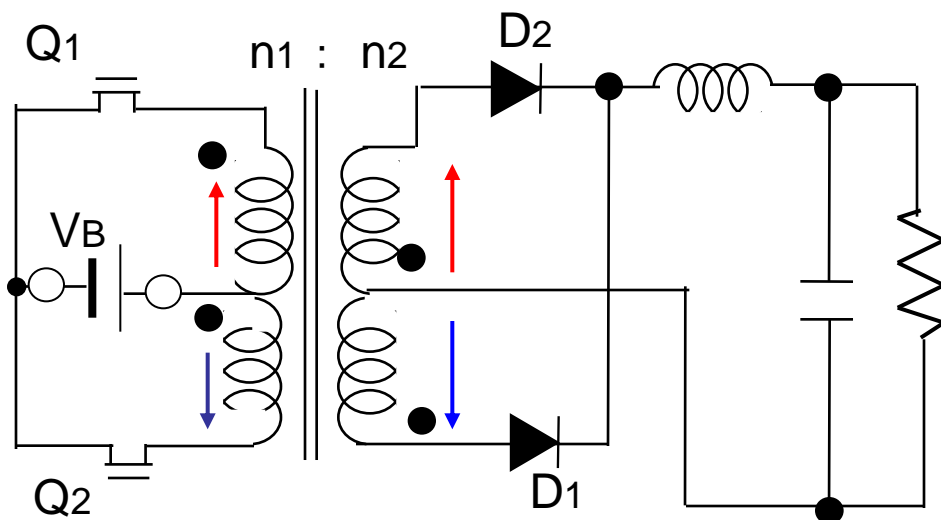
●基本構成

* 2つの1次巻線は同じ巻数、2つの2次巻線も同じ巻数

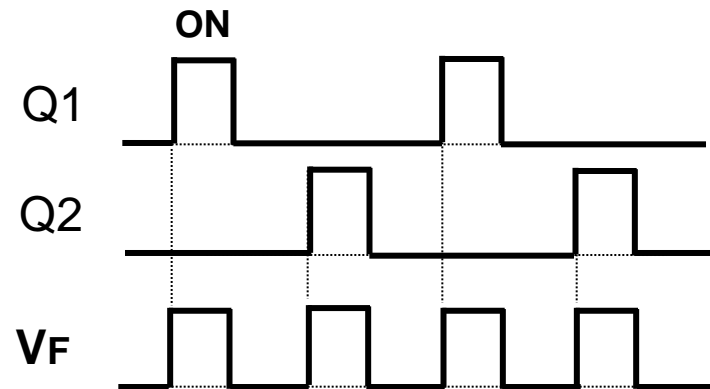
* 1次巻線を交互に逆方向に同期間励磁

* Q1 が ON で D1 が導通、Q2 が ON で D2 が導通

* 出力電圧: $V_o = 2 \cdot D \frac{n_2}{n_1} V_B$ (3-3)



(a) 回路構成



(b) 動作波形

図3.23 プッシュプル・コンバータの動作

(3) 2次回路の各種構成例

a) 2次巻線の単純化

⇒ 全波整流ダイオード・ブリッジ使用

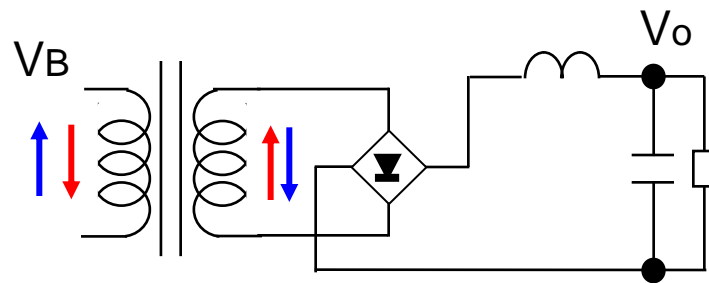
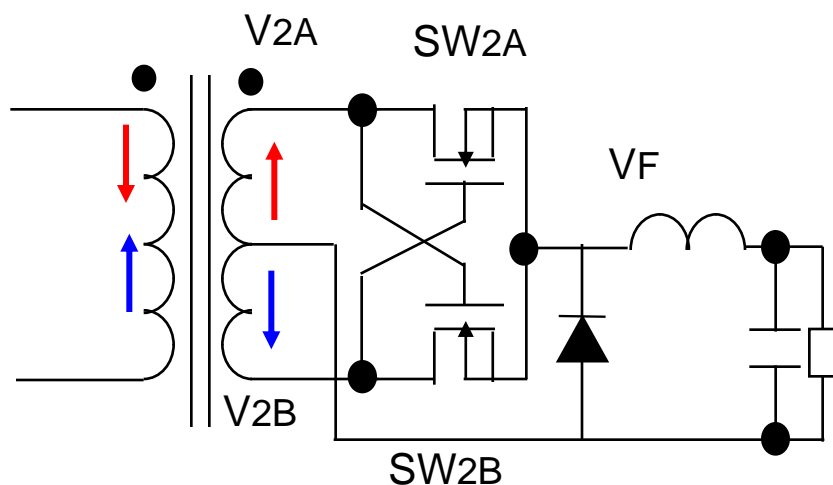


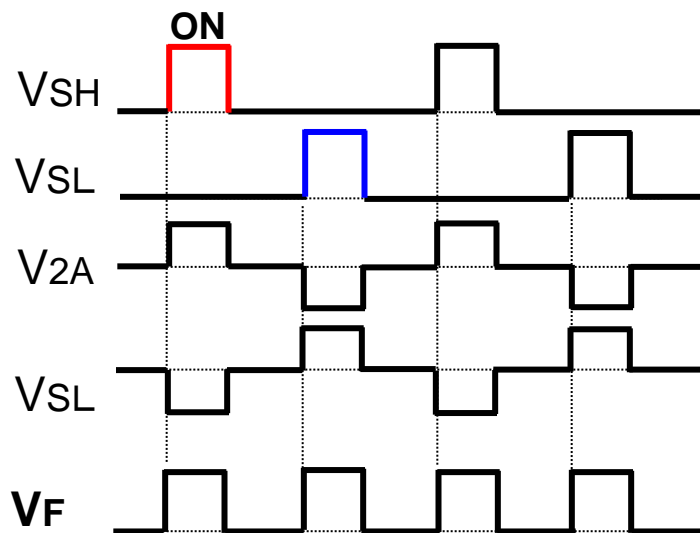
図3.24 全波整流方式

b) 2次回路の自己同期整流回路

2次側の2重構成により、互いの出力
電圧でMOSゲートを相互にドライブ



(a) 自己同期整流方式の回路構成



(b) 動作波形

図3.25 自己同期整流方式の動作

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

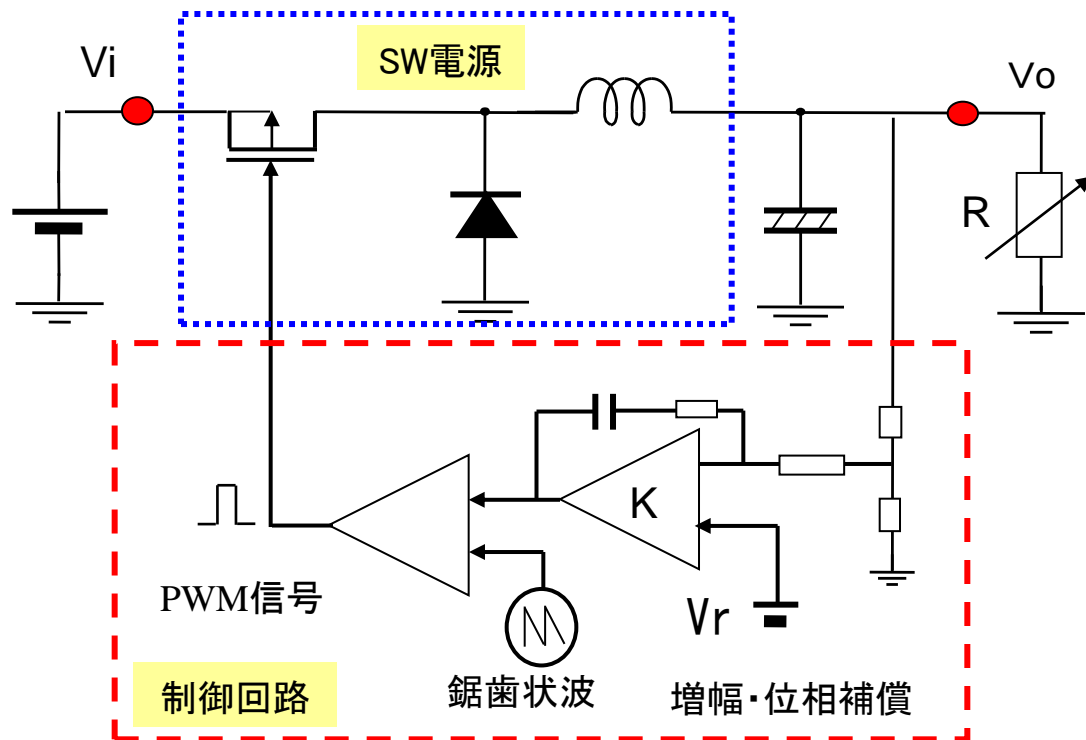


図4.1 スイッチング電源の構成

(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

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

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

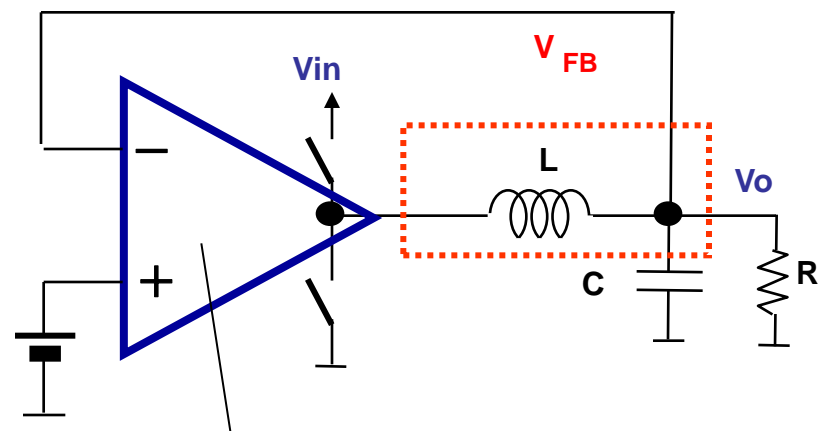
$$\text{ただし } w_n = \sqrt{K/LC} \quad (4-4)$$

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

* アンプゲインKを大きくすると、

Wn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

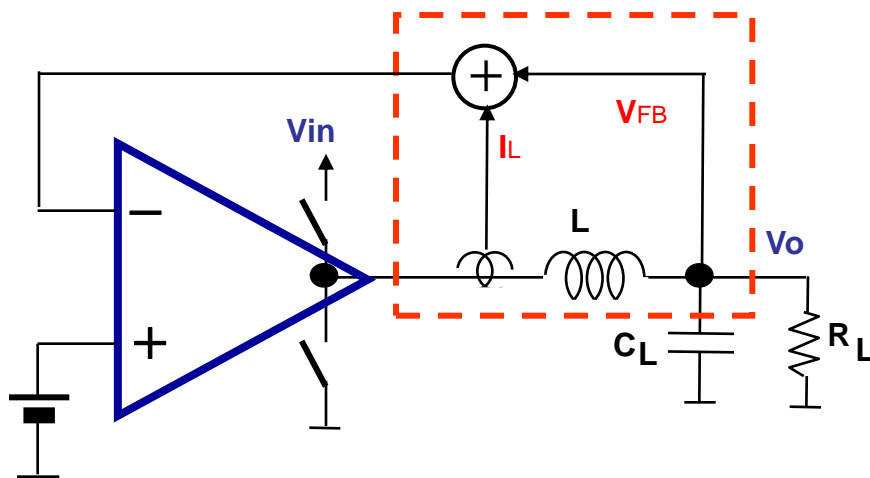
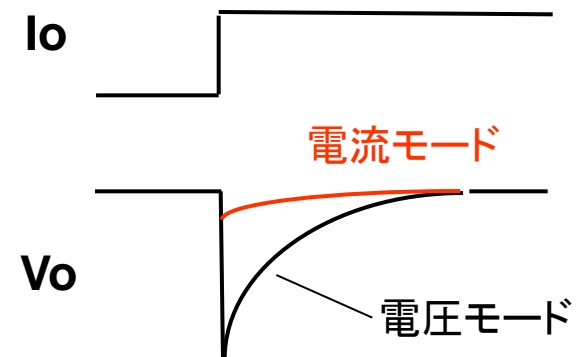


図4.3(a) 電流制御の等価回路



(b) 負荷応答特性の概念

(3) 電流モード制御2 (リップル注入ヒステリシス制御)

* 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 $M = V_o / V_i = D$

* スイッチング周波数: $F = 1 / (T_{ON} + T_{OFF} + t_{d1} + t_{d2})$ (4-10)

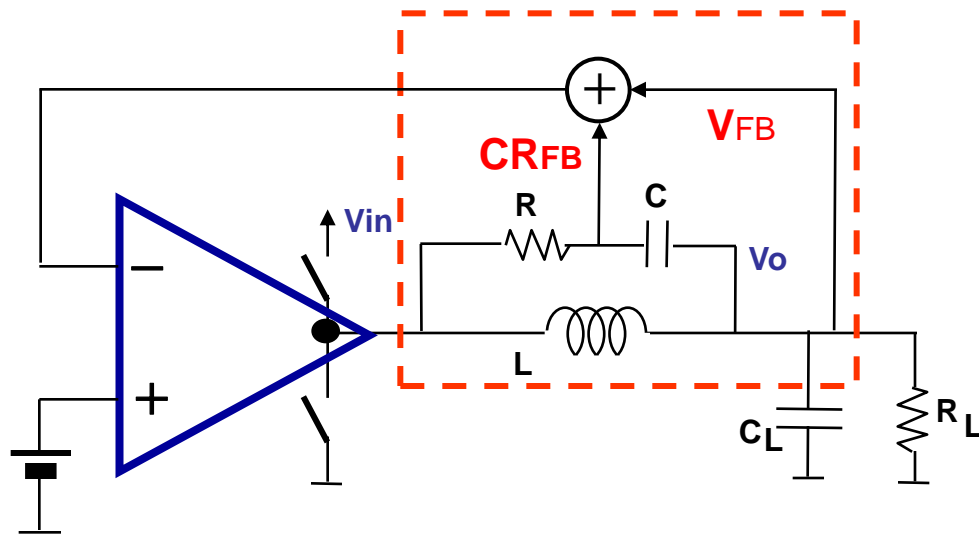


図4.4(a) 電流制御の負帰還回路

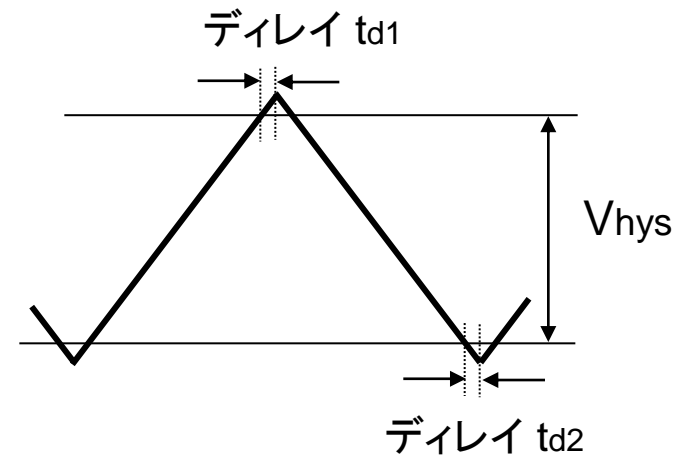


図4.4(b) ヒステリシス電圧波形

(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 $F=1.25\text{MHz}$

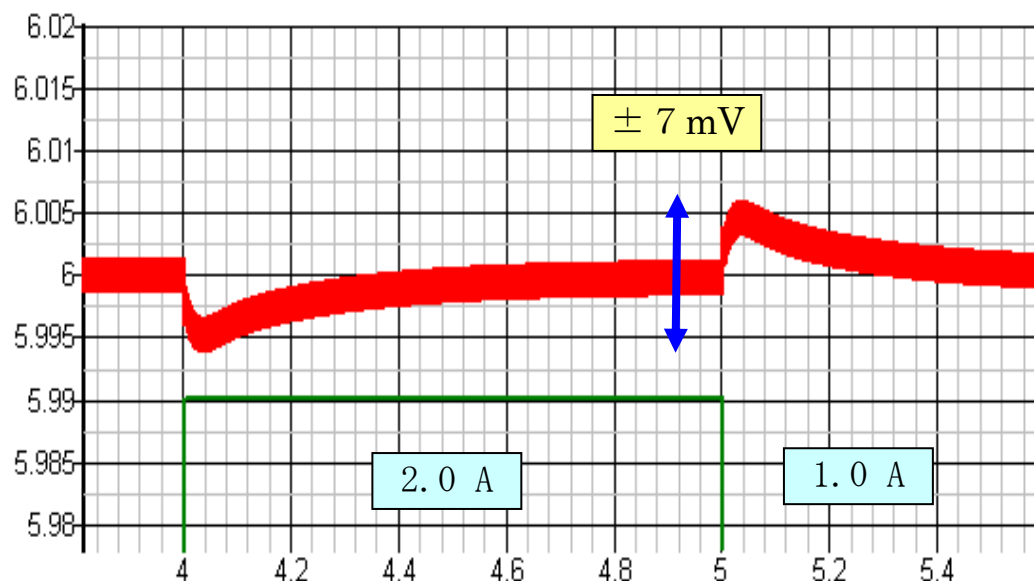


図4.5(a) シミュレーション結果

200uSec/div

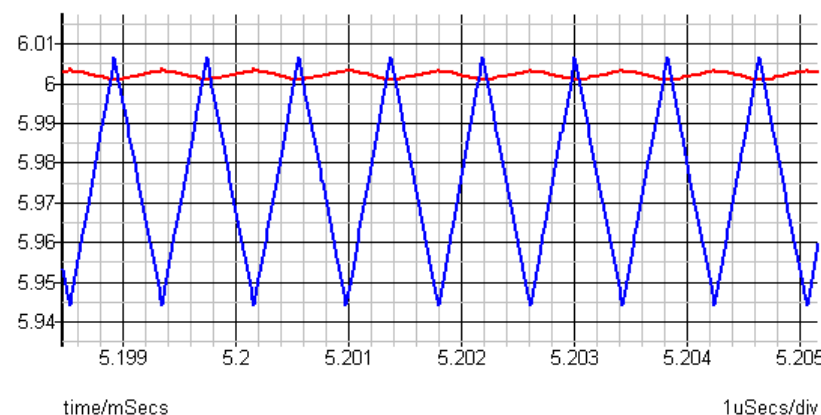


図4.5(b) コンデンサ電圧波形

● 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 $F=550\text{kHz}$

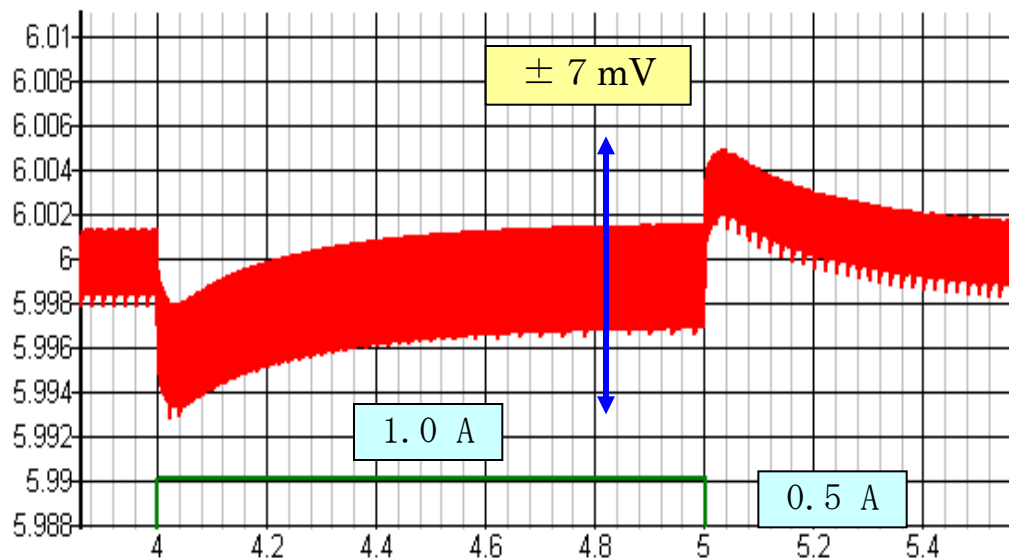


図4.6(a) シミュレーション結果

200uSecs/div

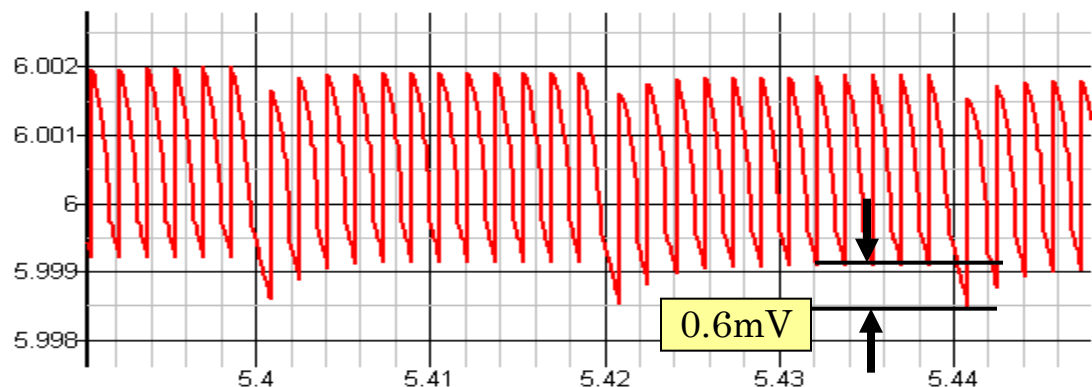


図4.6(b) 拡大リプル波形(固定ノイズ)

10uSecs/div

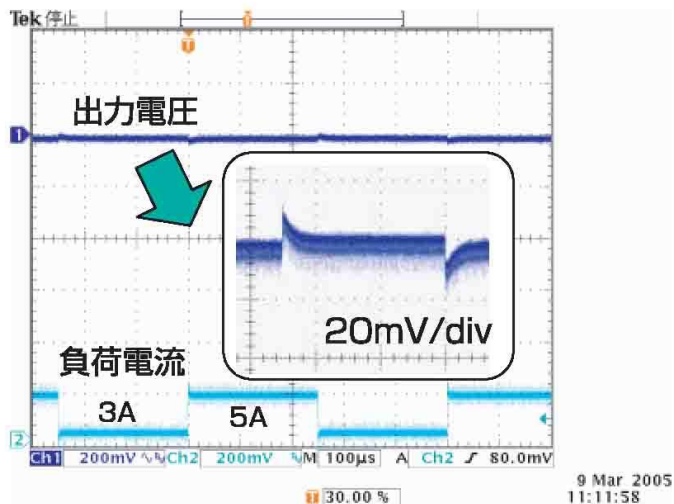
● 特性改善例

* 周波数:3倍、C:1/2 ⇒ 応答 6倍

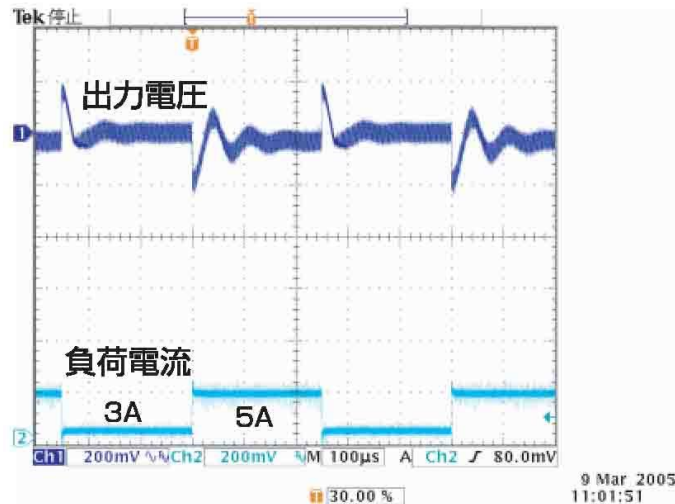
* ESR の低減

改善後:10mV ← 従来:200mV

CRフィードバックによる高速応答 (Vin=5.0V,出力電圧=1.5V,負荷電流=3A↔5.5A)



新制御方式IC
CRフィードバック制御)
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

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

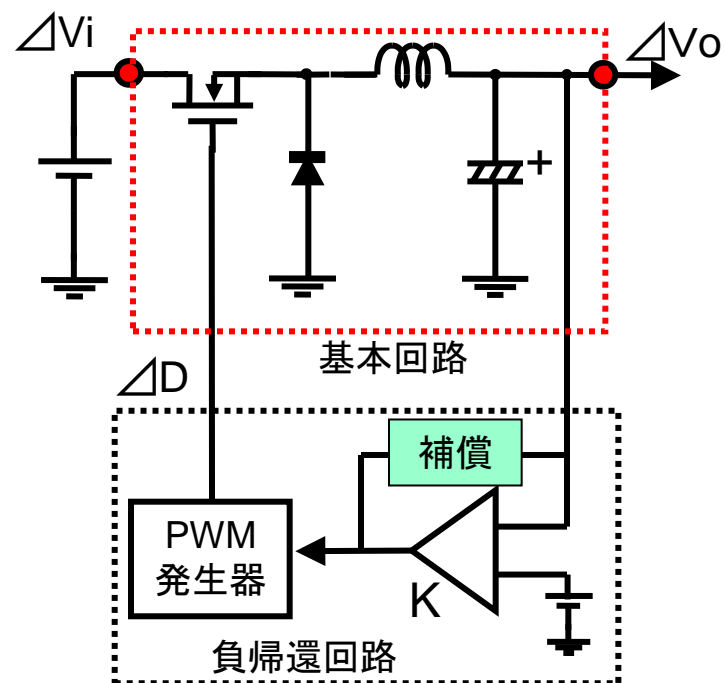


図4.8 ループ伝達特性

(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

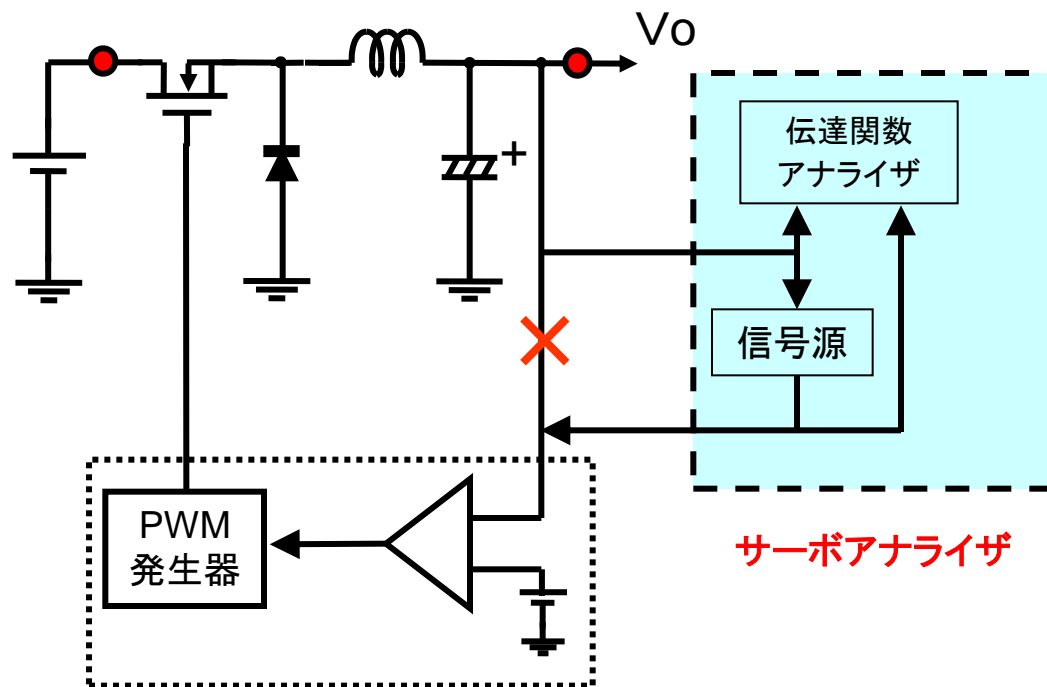


図4.9 ループ伝達特性の測定方法

(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

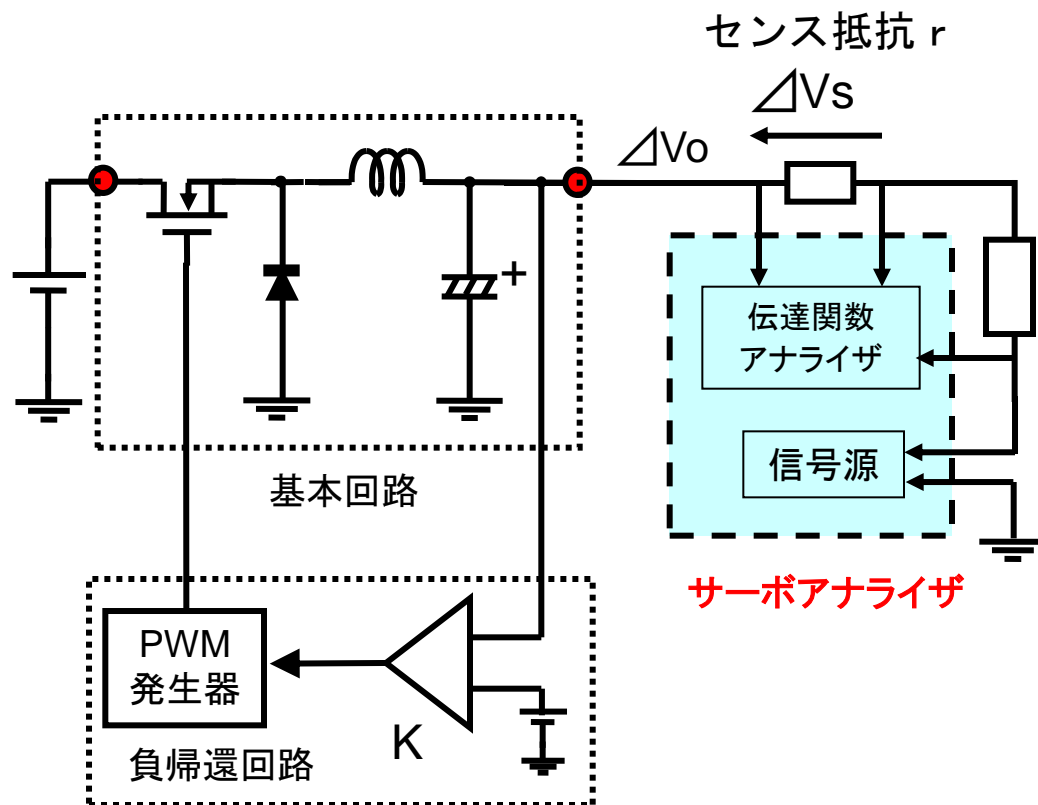


図4.10 出カインピーダンスの測定方法

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

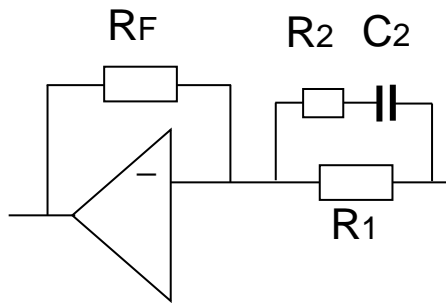
* HPFによる余裕改善

$$G = \frac{R_F}{R_1} \frac{1 + T \cdot s}{1 + \alpha T \cdot s}$$

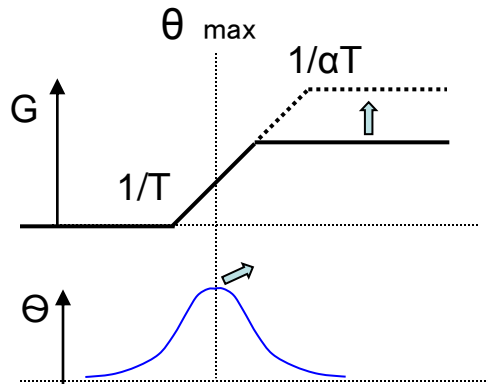
$$T = 2\pi C(R_1 + R_2)$$

$$\theta_{\max} = \text{SIN}^{-1} \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \quad (4-12)$$

$$\alpha = R_2 / (R_1 + R_2)$$



(a) 位相進み補償回路



(b) 位相進み特性

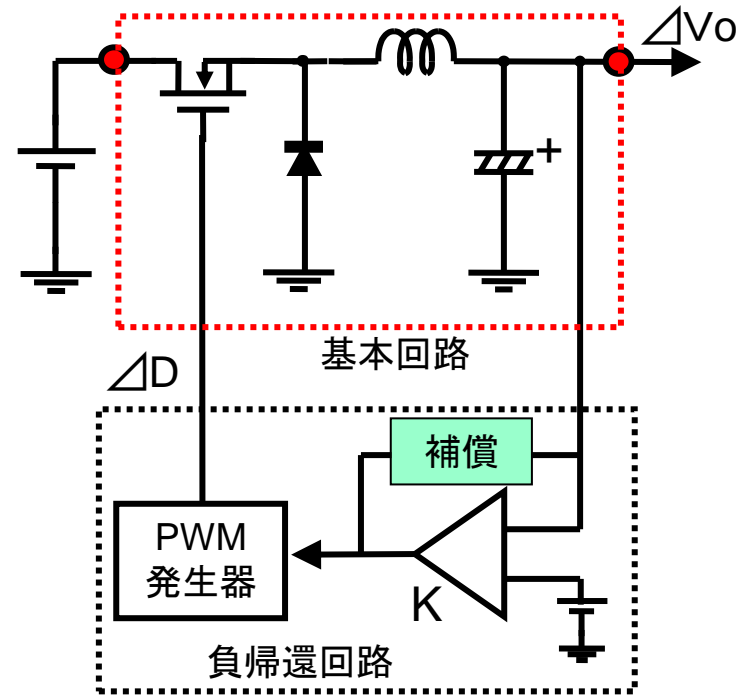
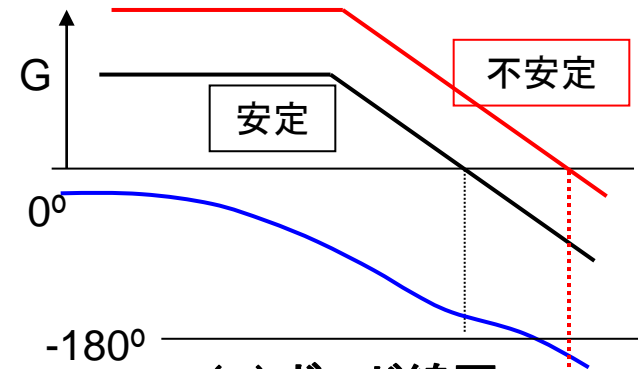


図4.11 位相補償の挿入位置



(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)

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

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

* 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

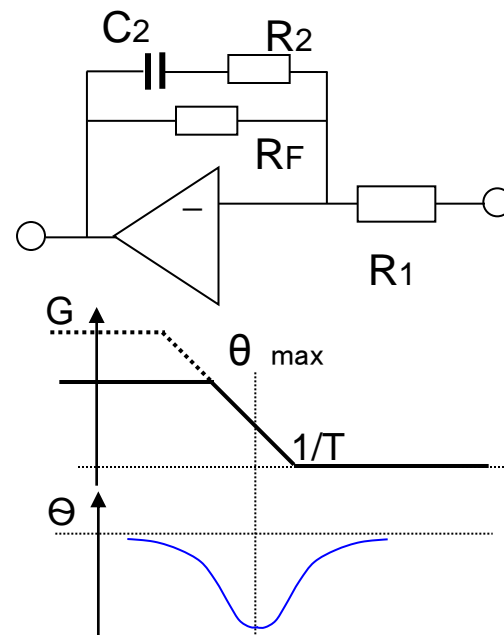


図4.13 位相遅れ補償1

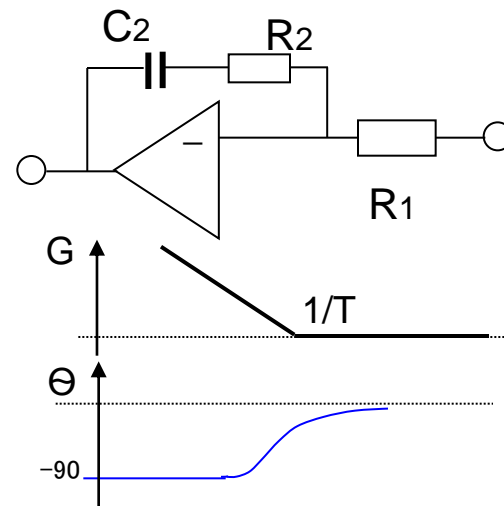


図4.14 位相遅れ補償2

(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 Ω 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

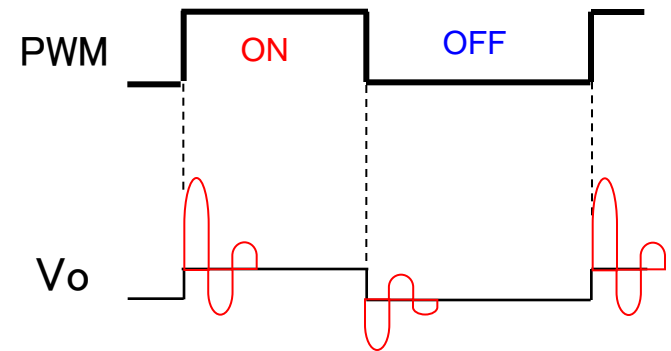
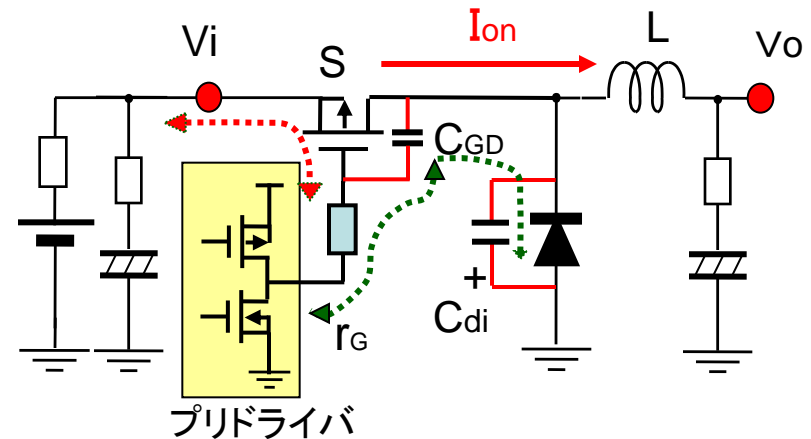
* 振動は、コイルLと浮遊Cの共振

#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

8. 各種制御方式とSIDO電源

8-1 Exclusive制御方式

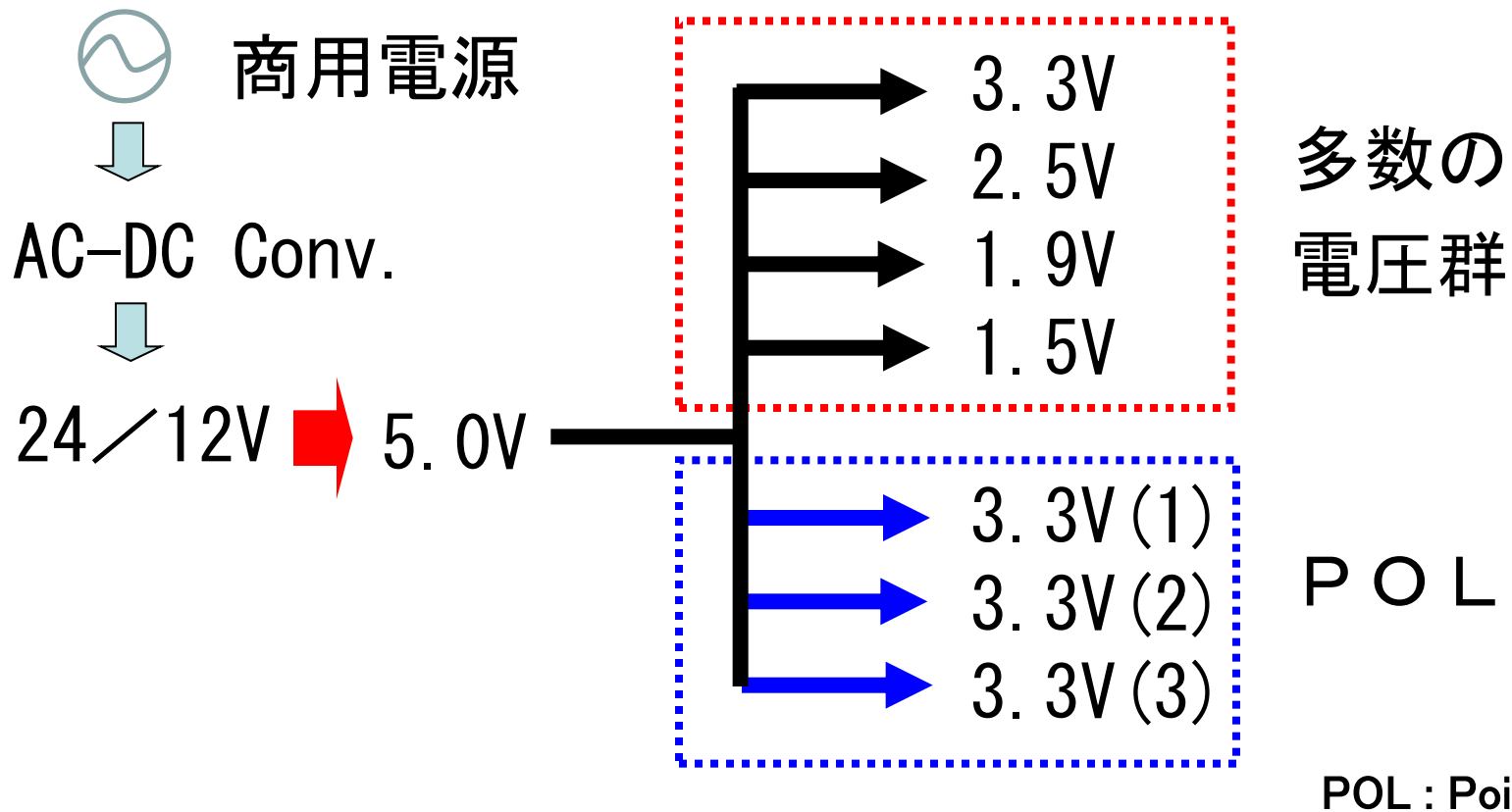
8-2 リプル制御方式

8-3 ZVS-PWM制御方式

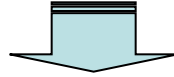
8. はじめに

背景：情報機器には多数のスイッチング電源

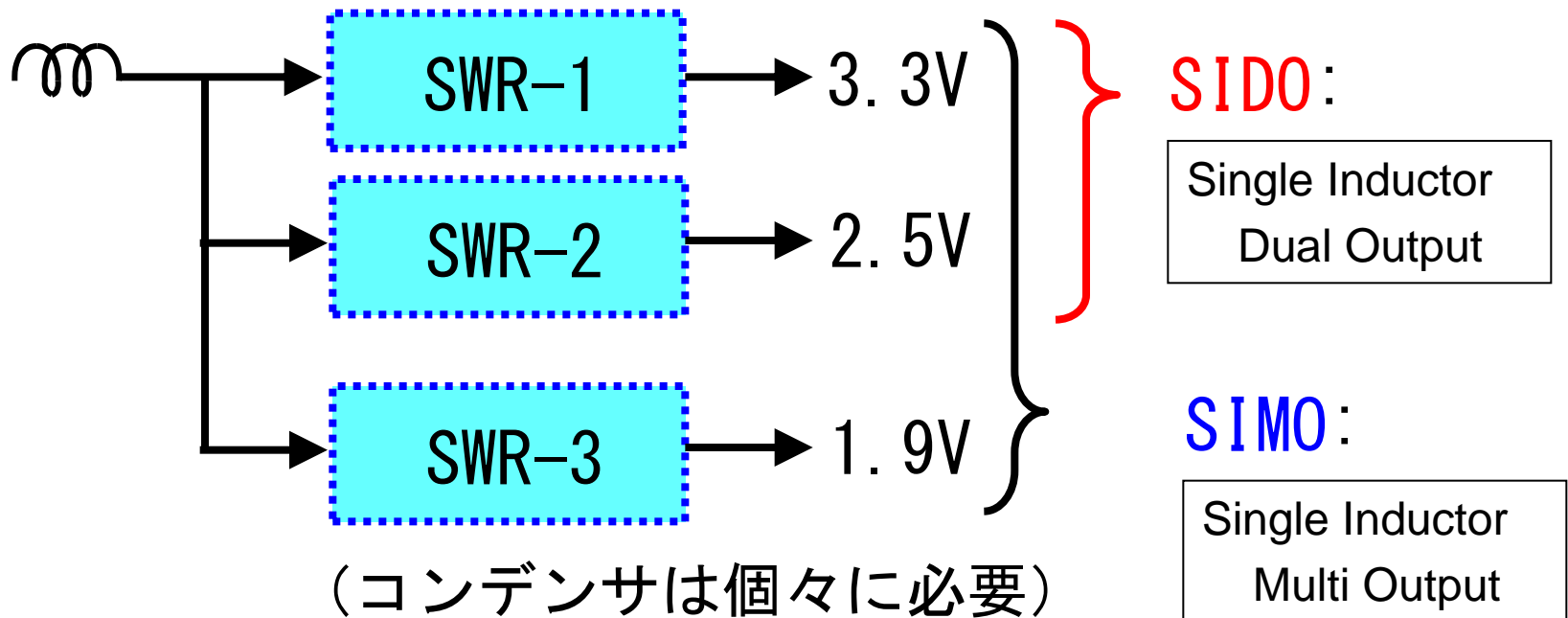
省電力、性能向上 ↔ 小型、軽量



インダクタの個数低減



インダクタの共用



SIBO: Single Inductor Bipolar Output

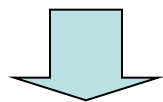
8.1 Exclusive制御方式

(1) 降圧型SIDO電源

1-1) 従来構成 : 構成部品 = 2L, 2SW, 2D, 2AMP, 2COMP etc.

●異なる条件

- ・出力電圧
- ・出力電流
- ・負荷電流変動
- ・PWM(デューティ)
- ・L, C



●条件の統一

- ・出力電圧
 $V1 > V2$
- ・L = 一定

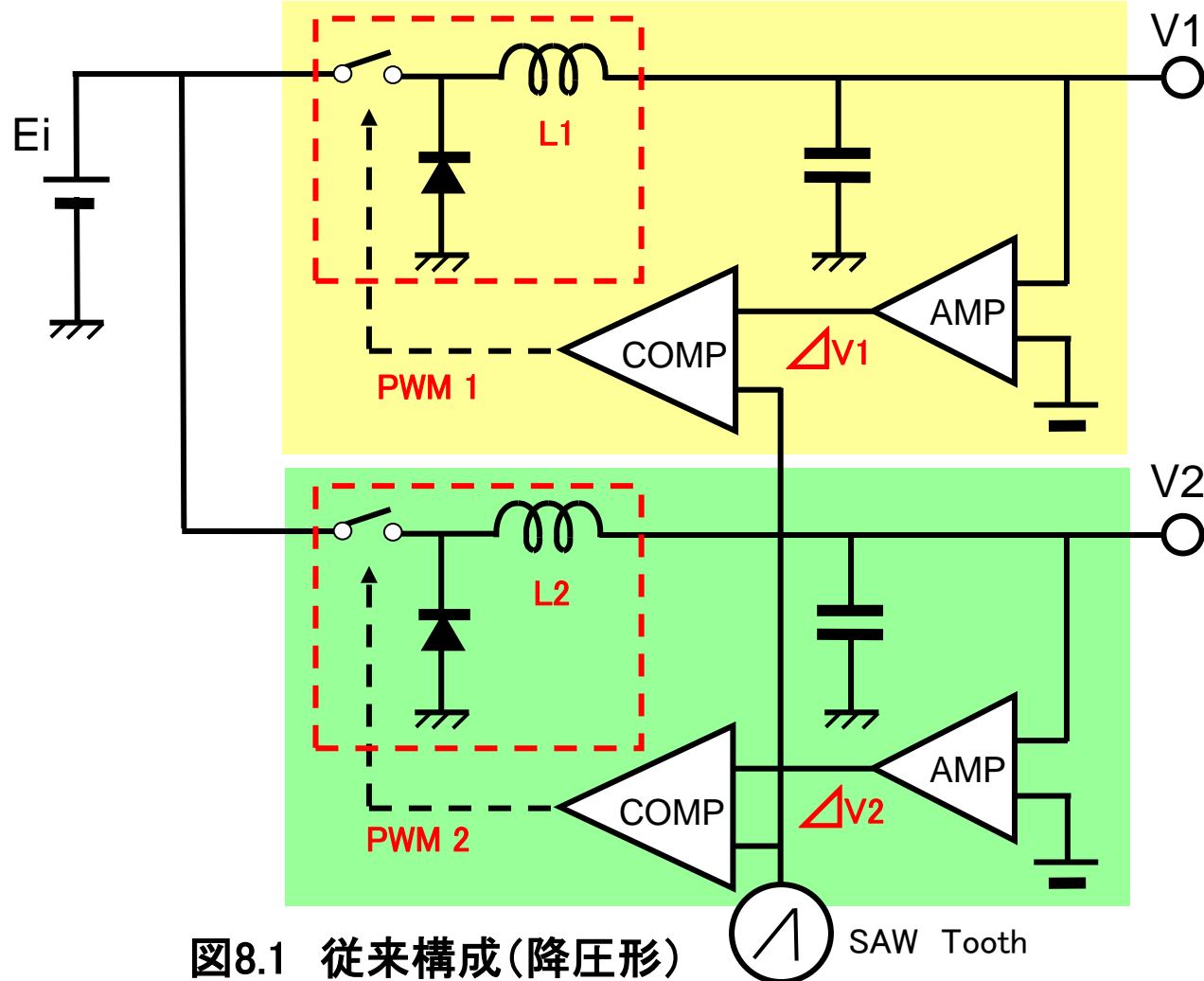


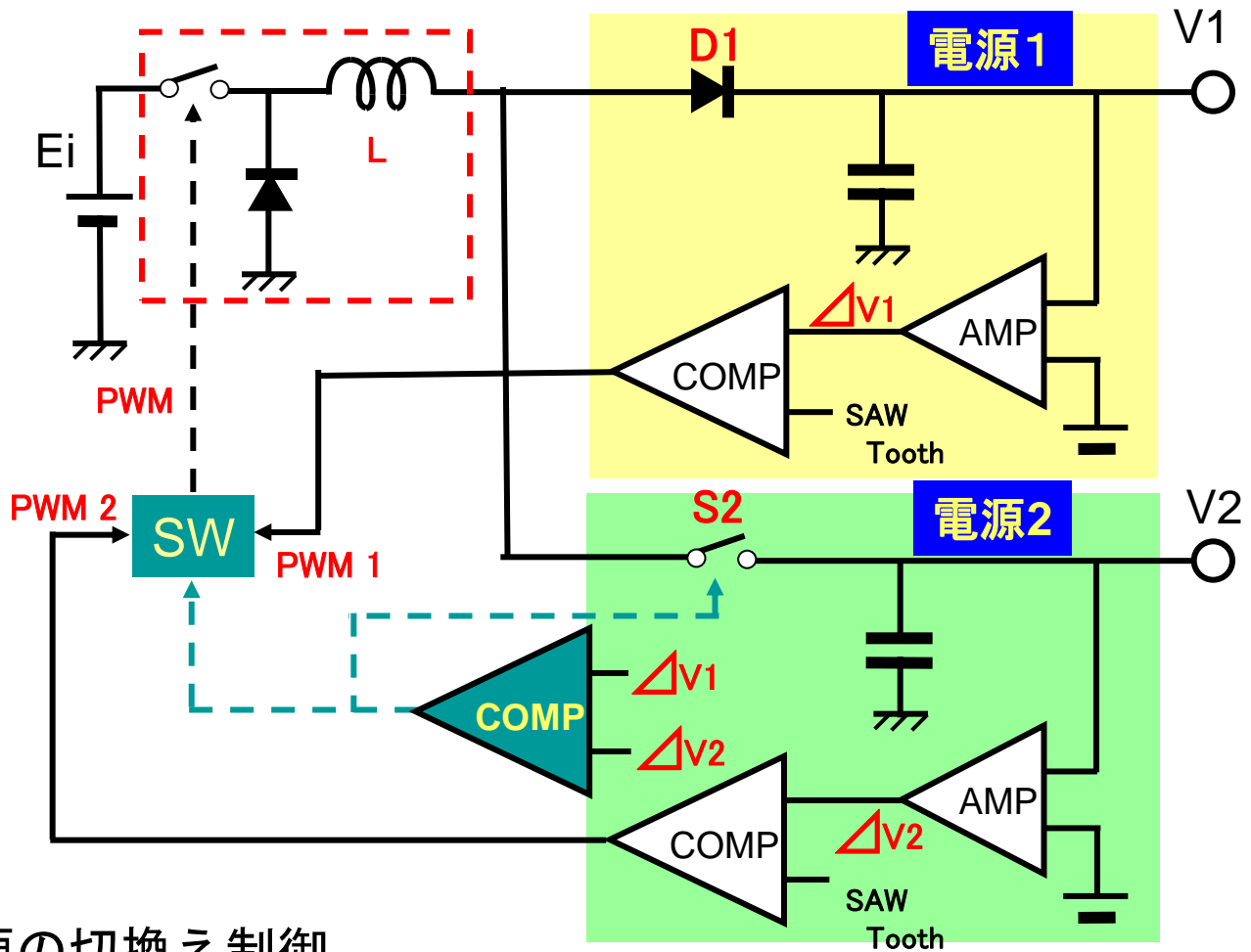
図8.1 従来構成(降圧形)



SAW Tooth

1-2) 提案SIDO電源の構成 : 構成部品= 従来構成 + COMP, SW

- 構成条件
 - ・出力電圧 $V1 > V2$
 - ・ $L = \text{一定}$
- 制御方式
 - * 誤差電圧の比較
 - ↓
 - * 制御対象のSW
 - * PWMのSW



★ S2のON/OFFで、電源の切換え制御
 ∴ S2=ON時、 $V1 > V2 \Rightarrow D1:OFF$

図8.2 提案 SIDO電源(降圧形)

1-3) 降圧型SIDO電源の動作

A) 電源1制御時

- ・ SW 2 = OFF, D1 = ON
- ・ PWM1 により、通常の降圧形制御

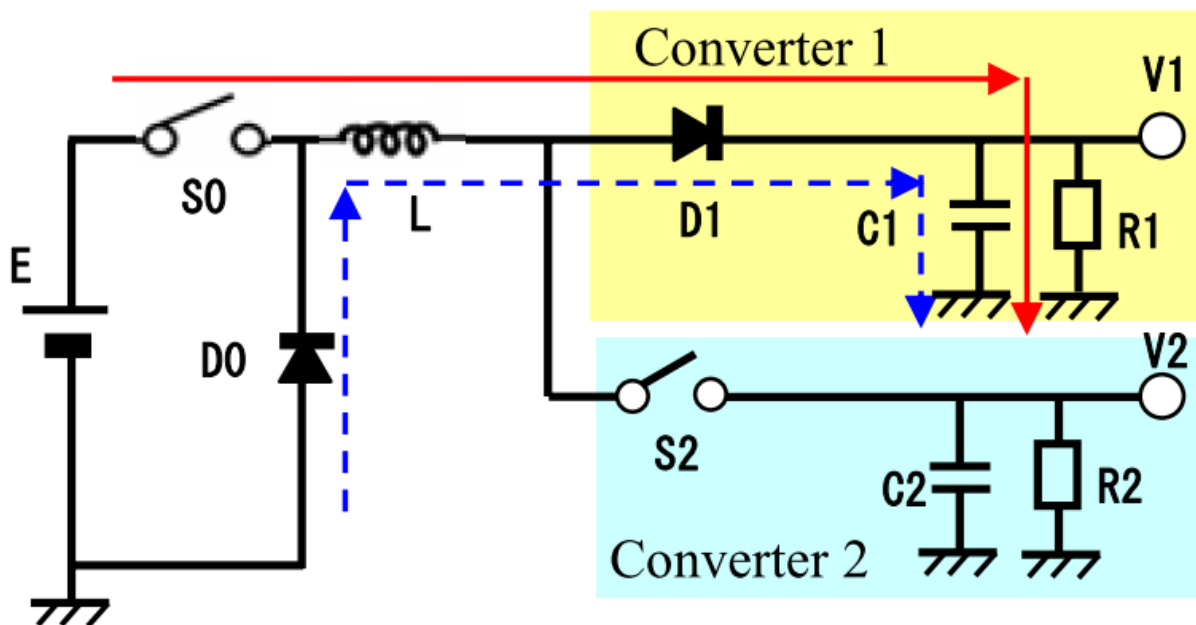


図8.3(a) 降圧形SIDO電源の動作1

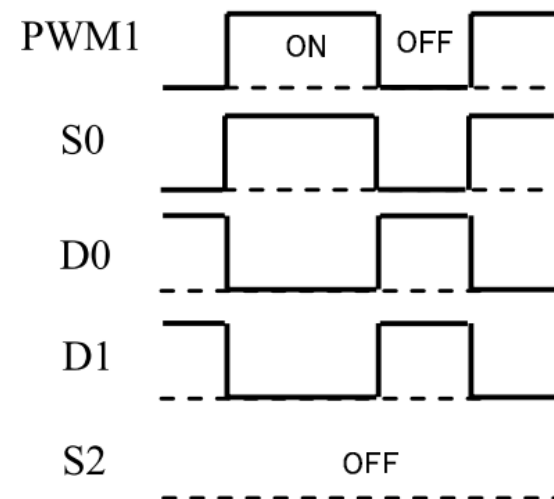


図8.3(b) 動作波形図1

B) 電源2制御時

- ・ SW 2 = ON, D1 = OFF
- ・ PWM2 により、通常の降圧形制御

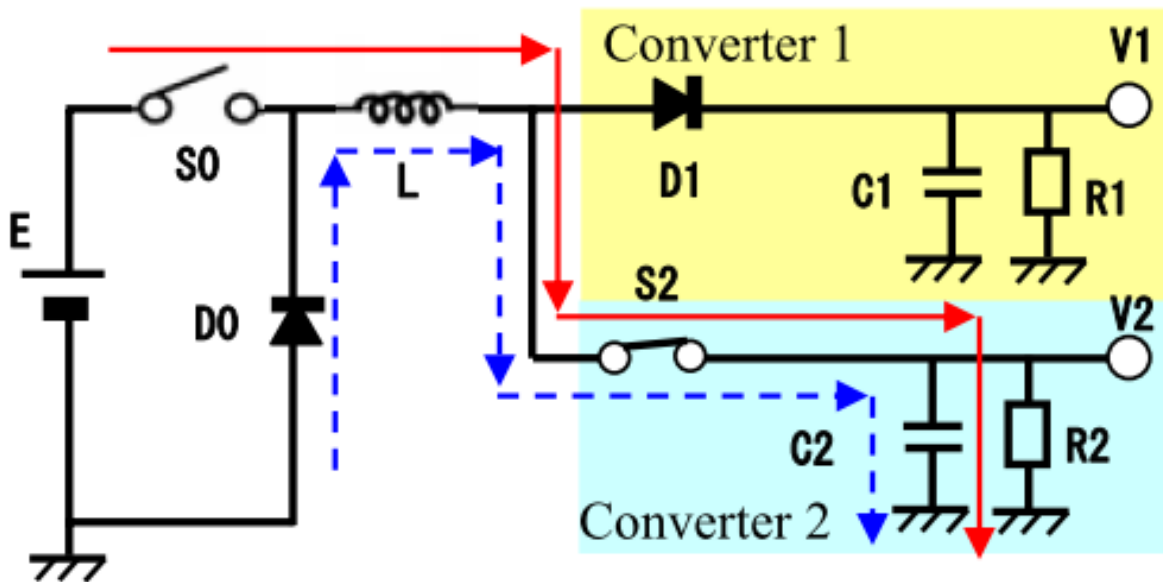


図8.4(a) 降圧形SIDO電源の動作2

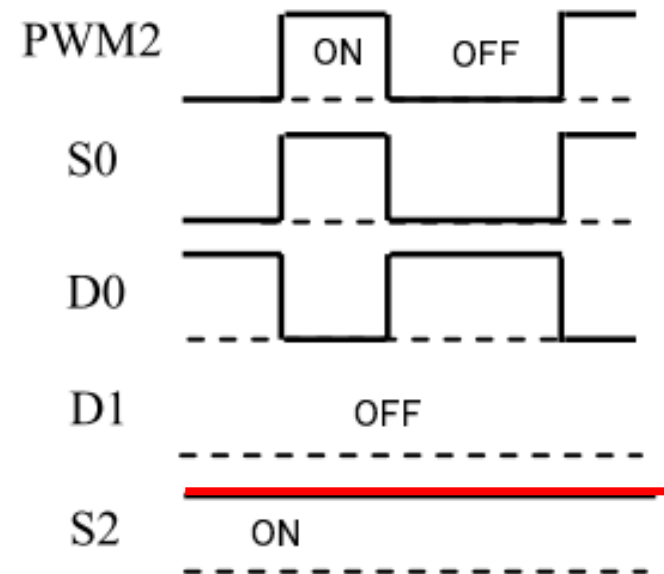


図8.4(b) 動作波形図2

C) 2電源の切換え方式 (擬似 $\Delta\Sigma$ 変調)

- ・ PWM周期毎に誤差電圧を比較 (電圧ドロップで $\Delta V > 0$)

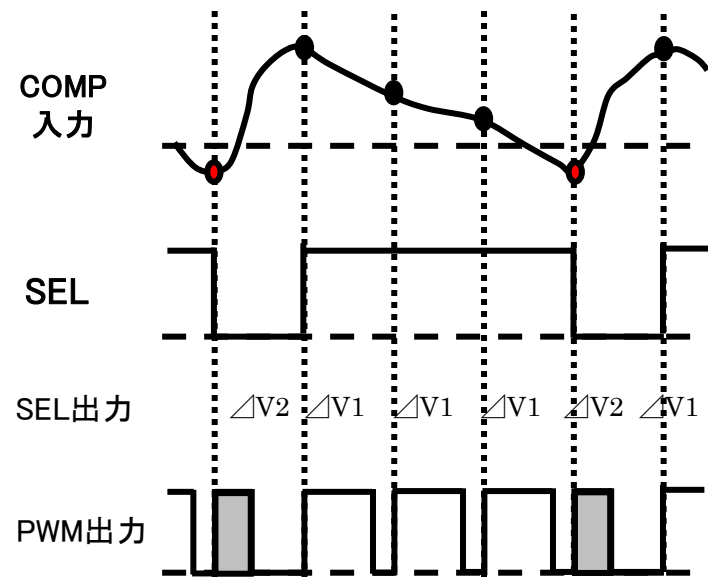
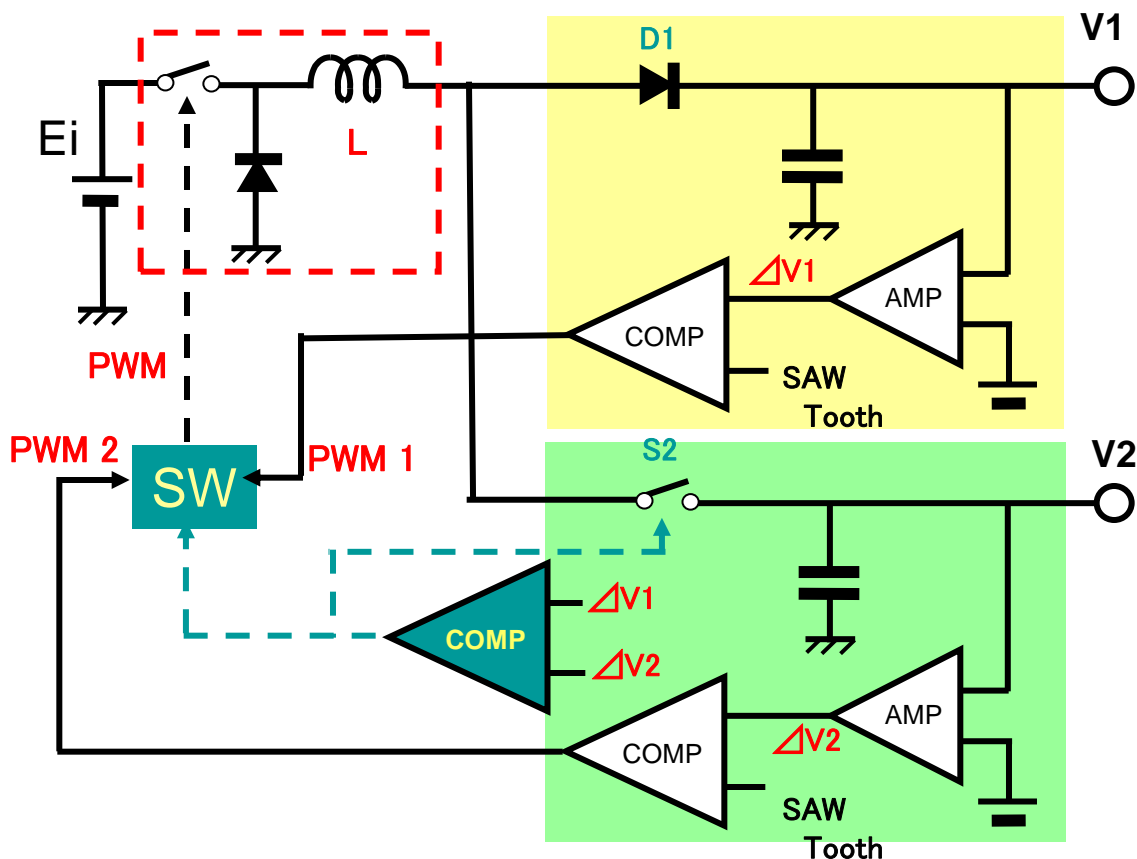


図8.5 動作概念図

再掲: 図8.2 提案SIDO電源(降圧形)

1-4) 降圧型シミュレーション結果

● シミュレーション条件と結果概要

* 入力電圧: $V_i=9.0\text{V}$

* 出力電圧: $V_1=6.0\text{V}$, $V_2=4.0\text{V}$

* 負荷電流: $I_1 = 1.0 / 2.0 \text{ A}$ 、 $I_2 = 0.2 / 1.2 / 2.2 \text{ A}$

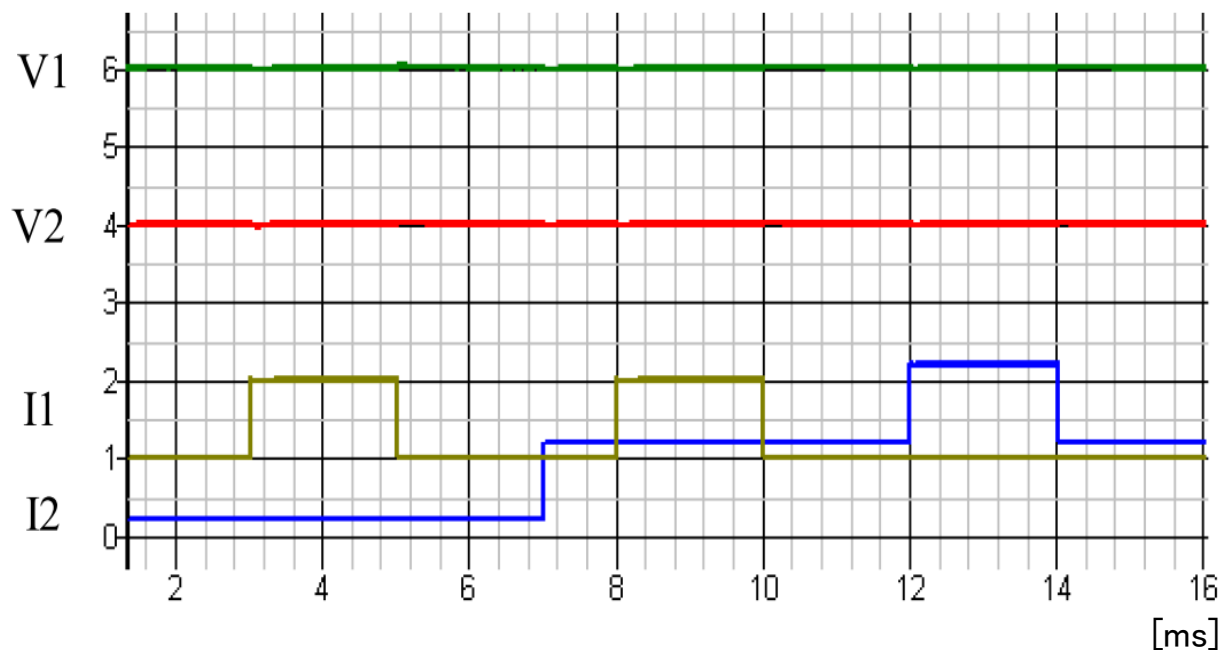


図8.6 シミュレーション結果(全体)

表8.1 パラメータ

E_i	9.0 V
L	$0.5 \mu\text{H}$
C	$470 \mu\text{F}$
V_1	6.0 V
V_2	4.0 V
F_{ck}	500 kHz

(A) 降圧型シミュレーション結果1 (電流比: $\times 10$)

● 定常出力リップル1 (電流比: 10倍、 C =同じ)

$\Delta V1 = 11\text{mVpp}$ ($< 0.5\%$)、 $\Delta V2 = 19\text{mVpp}$ ($< 0.5\%$)

● 出力リップル波形

- ・V2波形: V1制御期間
電流供給無 \Rightarrow 一定傾斜
- ・V1波形: 指数波形
デューティの変化
- ・制御比率 = 23:1
(本来は 10:1)



- ・電源2の特性改善必要

基本的に $\Delta V1 \doteq \Delta V2$

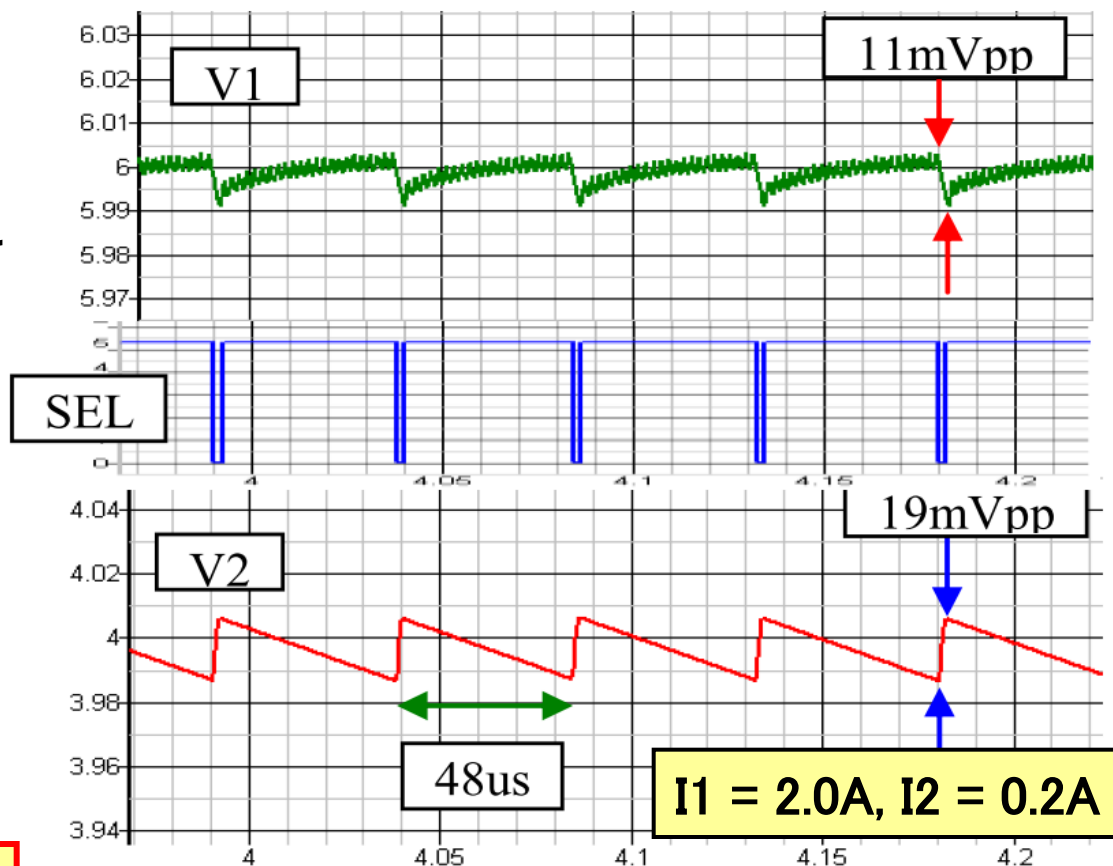


図8.7 出力電圧リップル(ケース1)

(B) 降圧型シミュレーション結果2(電流比:×2)

- 定常出力リップル2 (電流比: 2.0倍、C=同じ)

$\Delta V1=12\text{mVpp}$ ($<0.5\%$)、 $\Delta V2=20\text{mVpp}$ ($<0.5\%$)

- 出力リップル波形

- ・制御比率(SEL信号)
ほぼ 1;1(本来 1:2)
⇒徐々に V1 ダウン

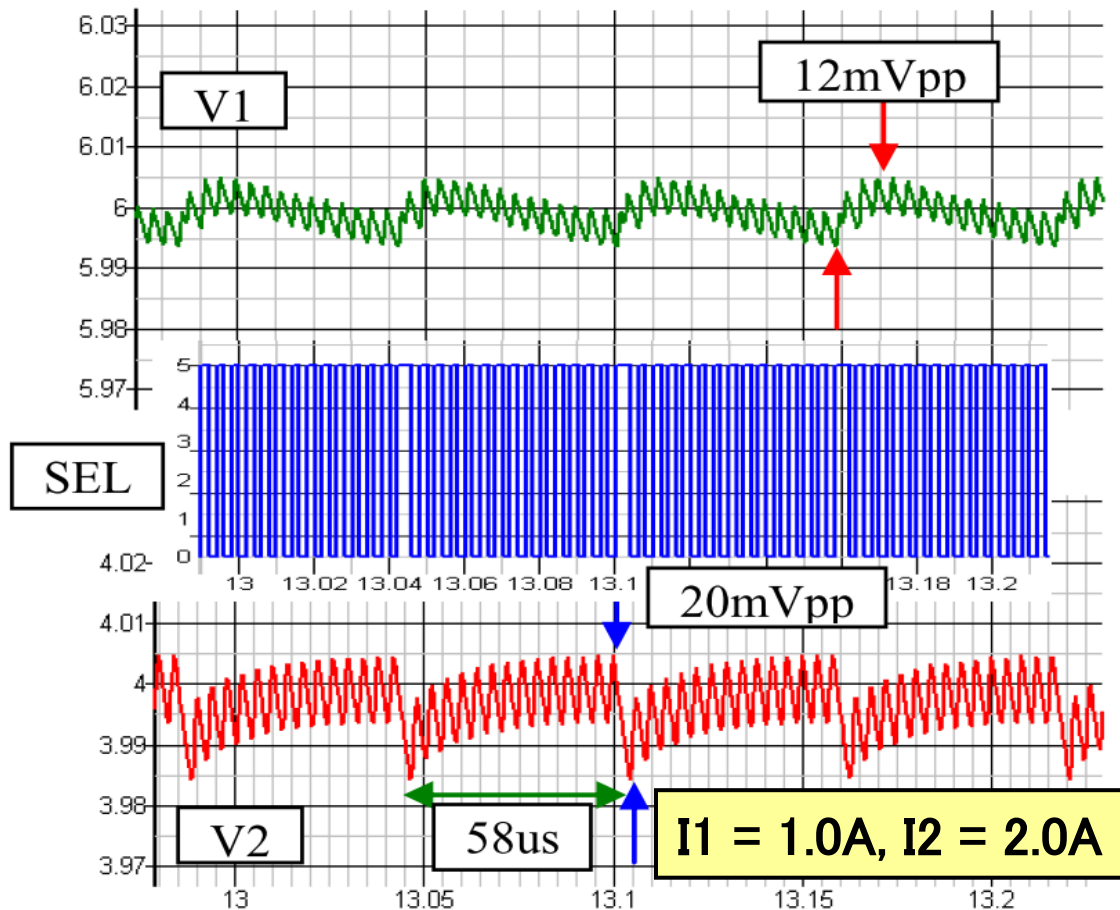
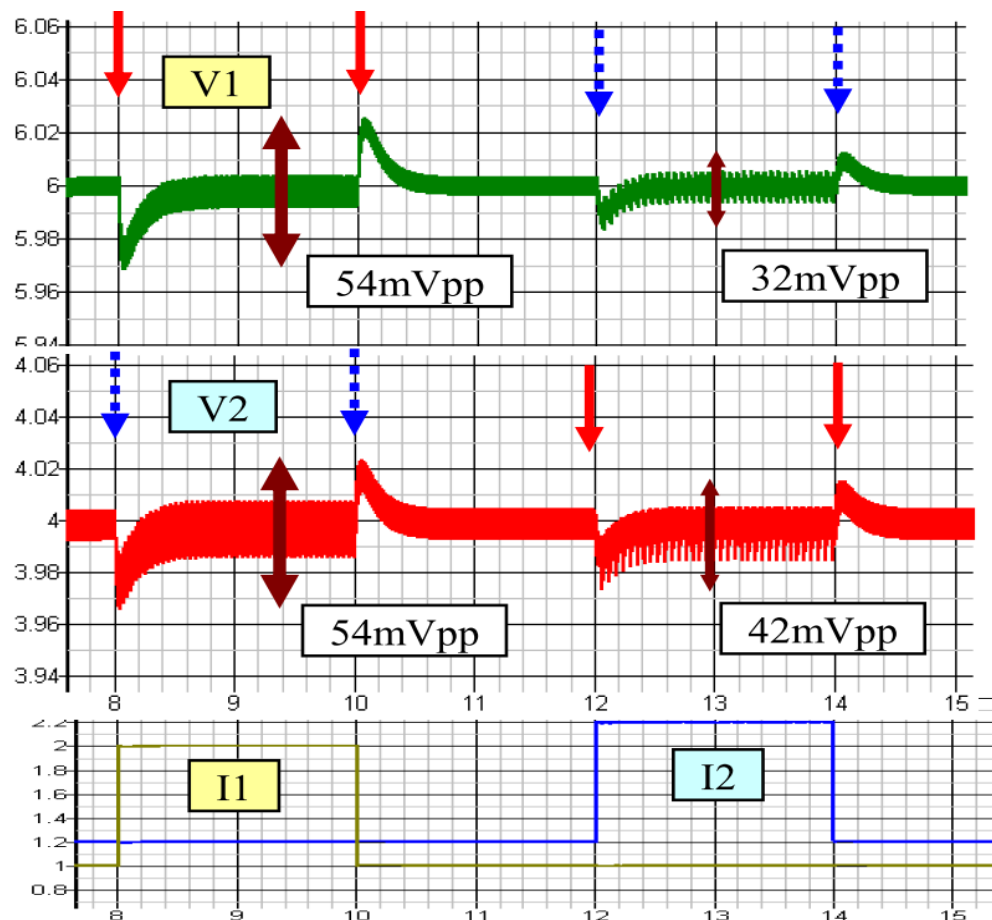


図8.8 出力電圧リップル(ケース2)

(C) 降圧型過度応答特性 ($\Delta I = 1.0A$)

● 過度応答特性 ($\Delta I_1 = \Delta I_2 = 1.0A$) : $\Delta V_1 = \Delta V_2 = \pm 27mV$



★ 赤実線矢印
 セルフ・レギュレーション
 =ダイナミック・ロード
 レギュレーション

★ 青破線矢印
 クロス・レギュレーション

● 通常 : $\Delta V_{self} > \Delta V_{cross}$

図8.9 過度応答特性(出力電圧リップル)

(2) 昇圧型SIDO電源

2-1 提案SIDO電源の構成：構成部品= 従来構成+COMP, SW

●構成条件

・出力電圧

$$V1 > V2$$

・ $L = \text{一定}$

●制御方式

* 誤差電圧の比較



* 制御対象のSW

* PWMのSW

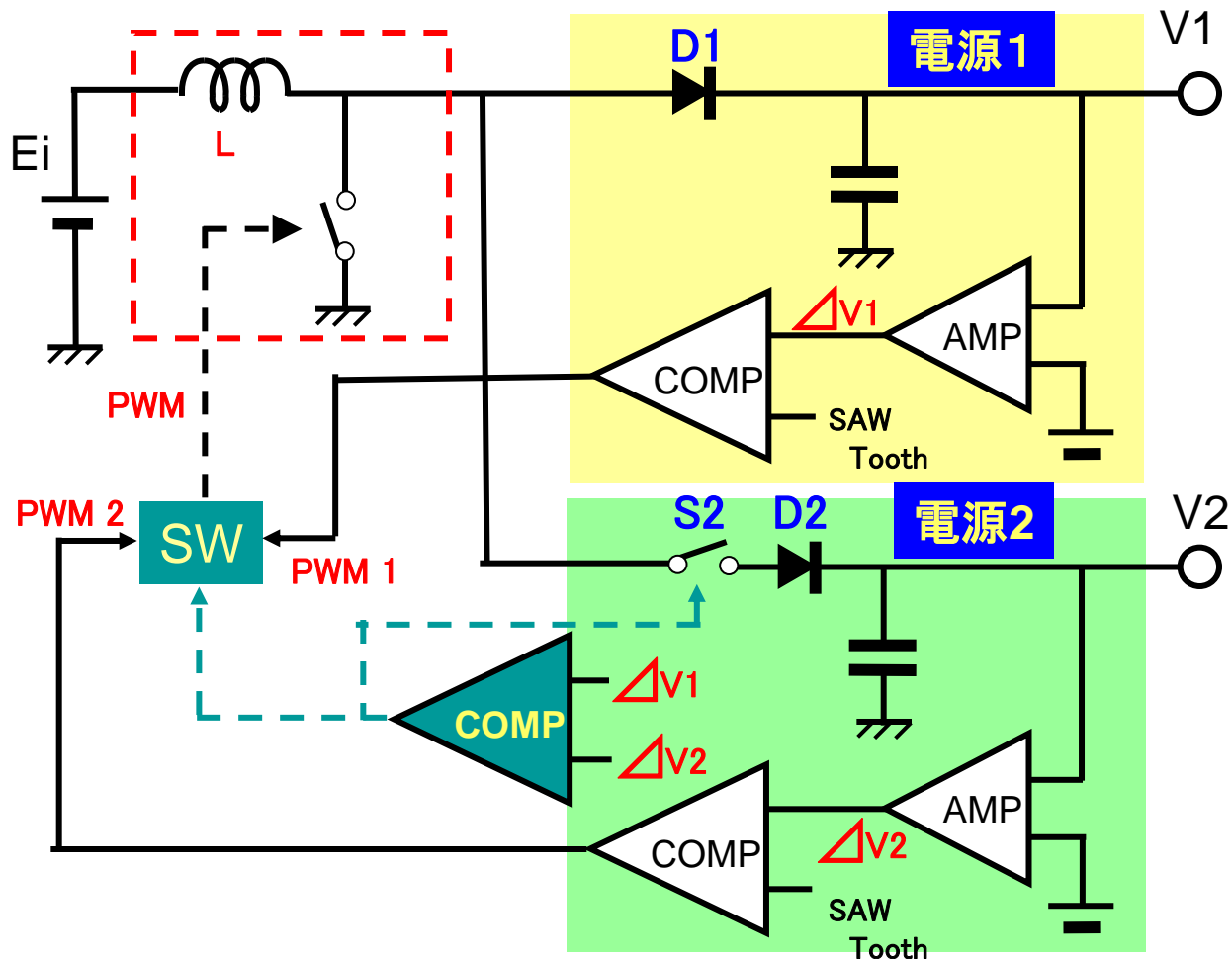


図8.10 提案昇圧形SIDO電源構成

2-2 昇圧型SIDO電源の動作

●電源1制御時

- ・ SW 2 = OFF, D1 = ON
- ・ PWM1 により、通常の昇圧形制御

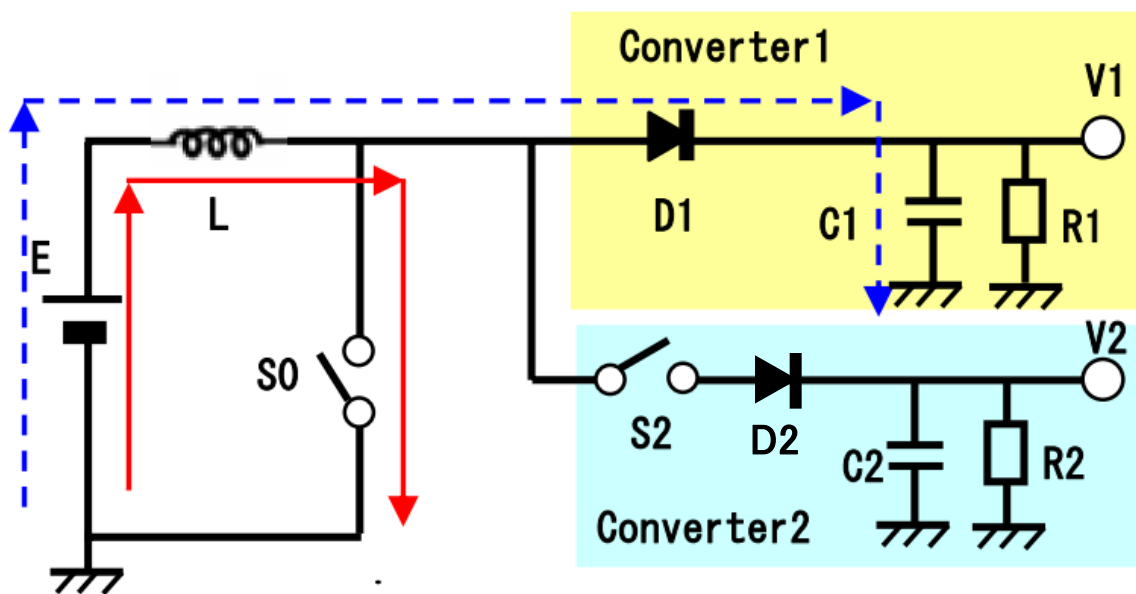


図8.11(a) 降圧形SIDO電源の動作1

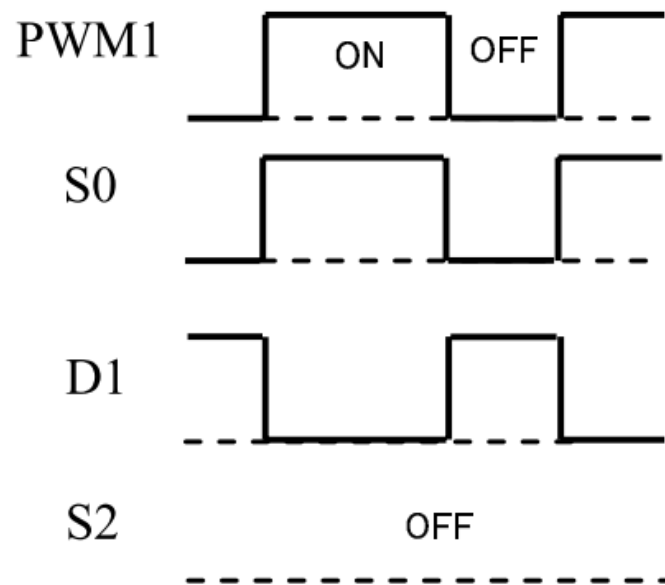


図8.11(b) 動作波形図1

●電源2制御時

- ・ SW 2 = ON, D1 = OFF
- ・ PWM1 により、通常の昇圧形制御

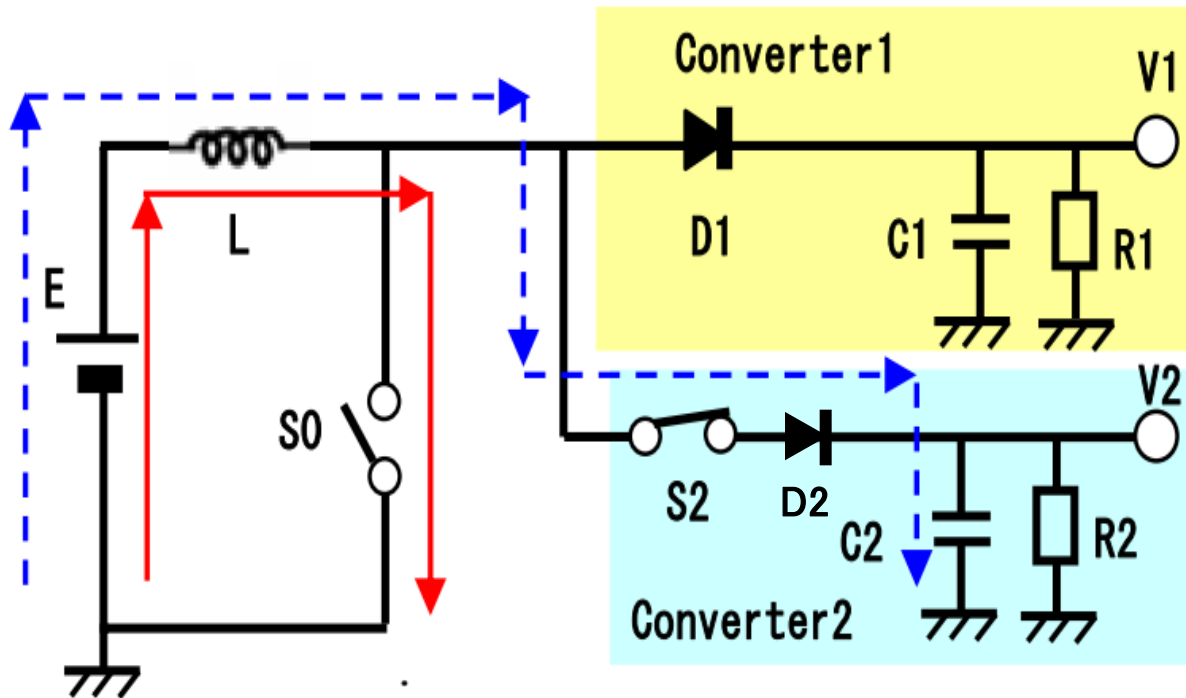


図8.12(a) 降圧形SIDO電源の動作1

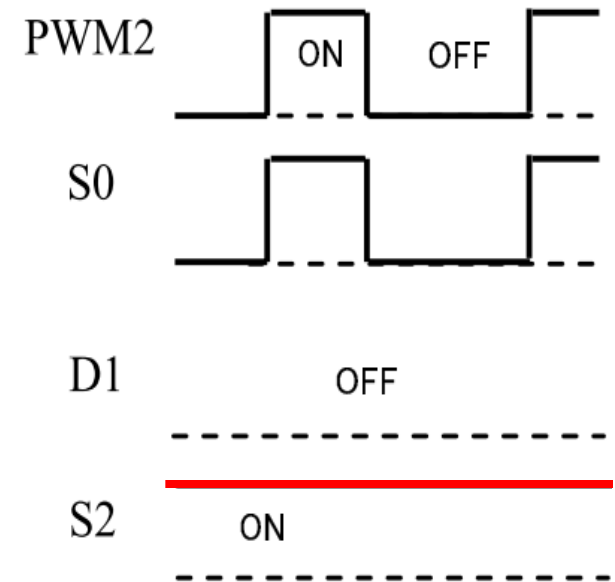


図8.12(b) 動作波形図1

2-3) 昇圧型シミュレーション結果

●シミュレーション条件と結果概要

* 入力電圧: $V_i=3.0V$

* 出力電圧: $V_1=6.0V$, $V_2=4.0V$

* 負荷電流: $I_1 = I_2 = 0.2 / 1.2 / 2.2 A$

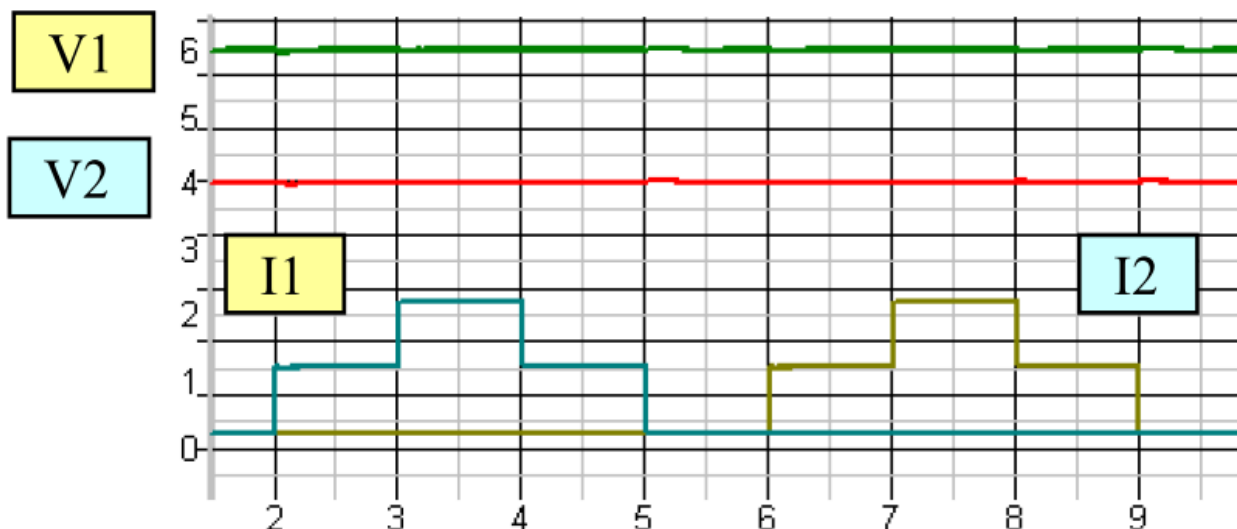


図8.13 シミュレーション結果(全体)

表9.2 パラメータ

E_i	3.0 V
L	0.5 μH
C	470 μF
V_1	6.0 V
V_2	4.0 V
F_{ck}	500 kHz

(A) 昇圧型シミュレーション結果1 (電流比: ×11)

- 出力電圧リップル1 (電流比: 11倍、C=同じ)
 $\Delta V1 = 25\text{mVpp}$ ($< 0.5\%$)、 $\Delta V2 = 20\text{mVpp}$ ($< 0.5\%$)

● 出力リップル波形

- ・ 周期的だが、やや乱れ



- ・ 電源1の特性改善必要

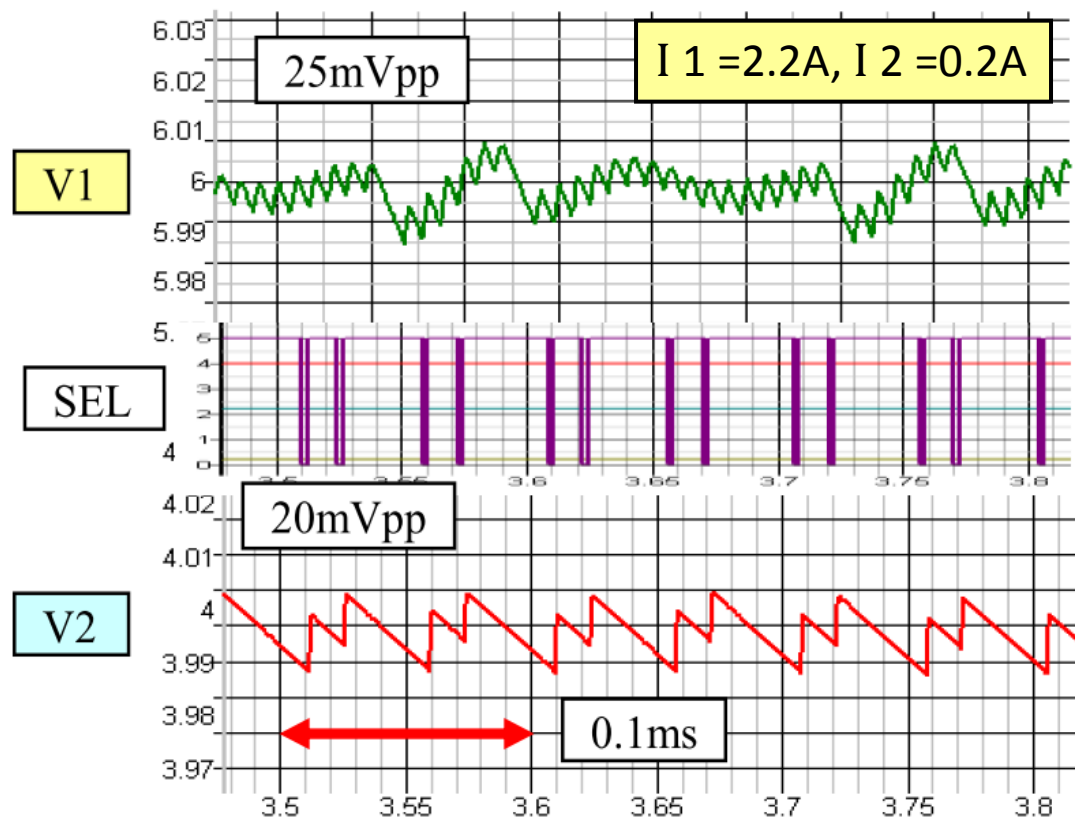


図8.14 シミュレーション結果(ケース1)

(B) 昇圧型シミュレーション結果2(電流比: ×1/11)

- 出力電圧リップル2 (電流比: 1/11倍、C=同じ)
 $\Delta V1=10\text{mVpp}$ 、 $\Delta V2=20\text{mVpp}$ (<0.5%)

- 出力リップル波形

- ・ 周期的なSEL信号
- ・ 周期的なリップル

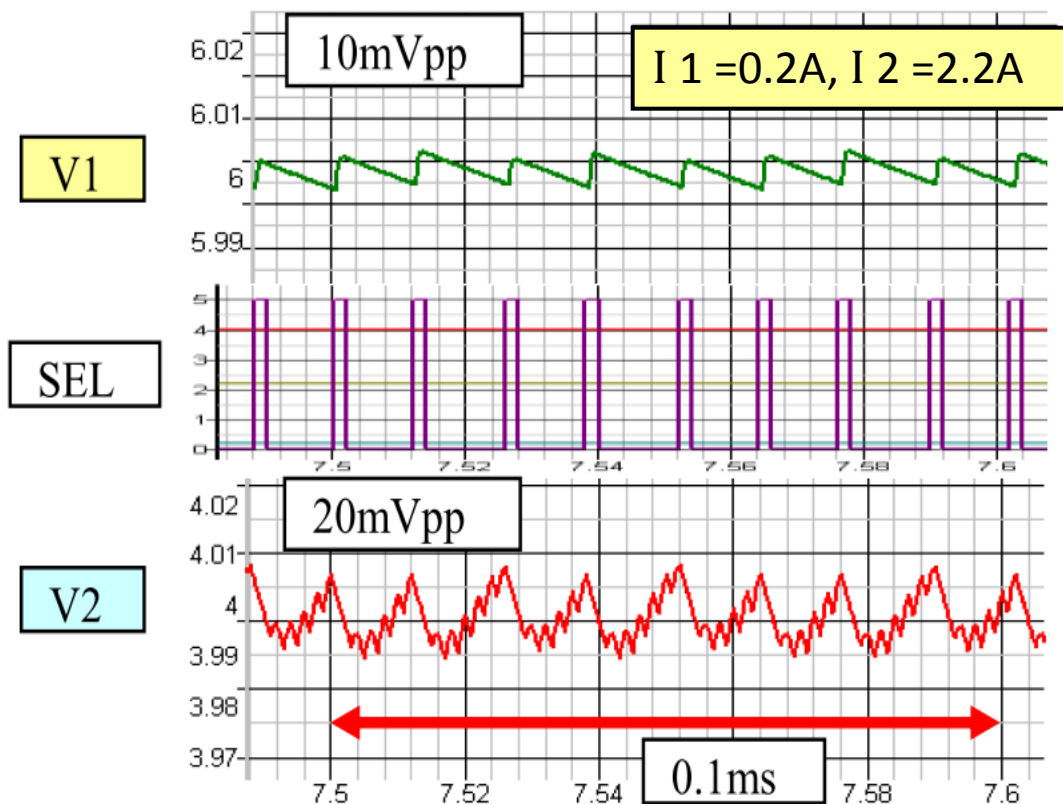
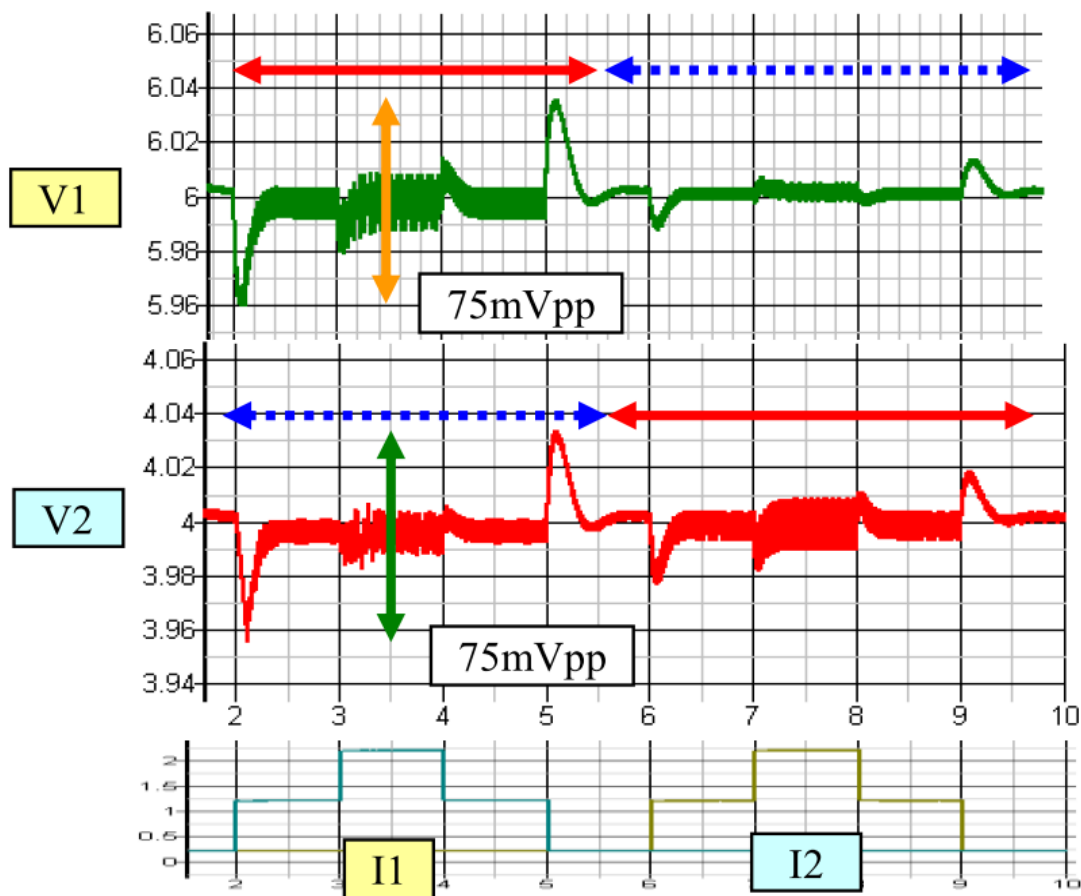


図8.15 シミュレーション結果(ケース2)

(C) 昇圧型過度応答特性 ($\Delta I = 1.0A$)

● 過度応答特性 ($\Delta I_1 = \Delta I_2 = 1.0A$) : $\Delta V_1 = \Delta V_2 = \pm 38mV$



★ 昇圧形電源
性能出しが難しい

電源の調整不十分

★ 赤実線区間
セルフ・レギュレーション

★ 青破線区間
クロス・レギュレーション

● 通常 : $\Delta V_{self} > \Delta V_{cross}$

図8.16 過度応答特性(出力電圧リップル)

8.2 リプル制御方式

(ヒステリシス制御)

(1) リプル制御の概要(単体電源)

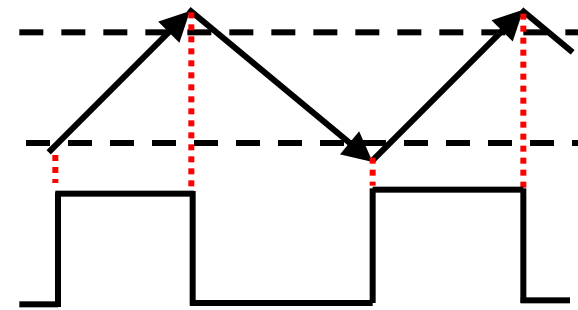
1-1) 基本構成

●特徴

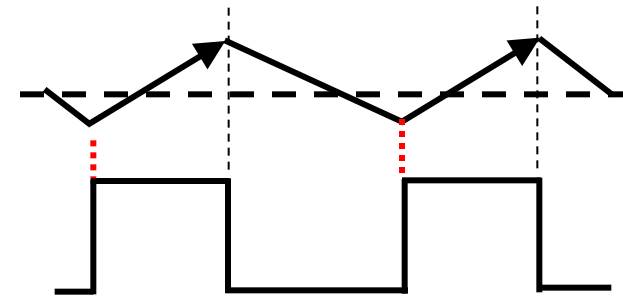
- ・簡単構成 ⇒ コンパレータのみ、安価
- ・高速応答 ⇒ 高スルーレート(低リプル)
- ・ゲイン不足 ⇒ 高精度リミッタ
- ・周波数変動 ⇒ 高周波ノイズ発生
周波数リミッタ必要: $20\text{kHz} < F < 500\text{kHz}$

●基本構成

- 1) 上下リミット方式 ⇒ ウィンドウ方式
出力電圧幅の制限
- 2) 片側リミット方式 ⇒ アッパー検出
(リプル制御方式) ボトム検出



(1) 上下リミット方式



(2) ボトムリミット方式
(オン時間一定)

図8.17 リプル制御方式の概念

1-2) 回路構成

●降圧型リプル制御

- ・ $V_o < V_{ref} \Rightarrow SW: ON$
- ・ループ遅延によりON時間決定

●昇圧型リプル制御

- ・ $V_o < V_{ref} \Rightarrow$ ゲート: ON
- ・スイッチング・パルス必要
(一定パルス幅)
- ・ループ遅延により周波数決定

★ゲインアップによる高精度化

- ・OPアンプによるゲインアップ
- ・アンプ遅延との相互関係

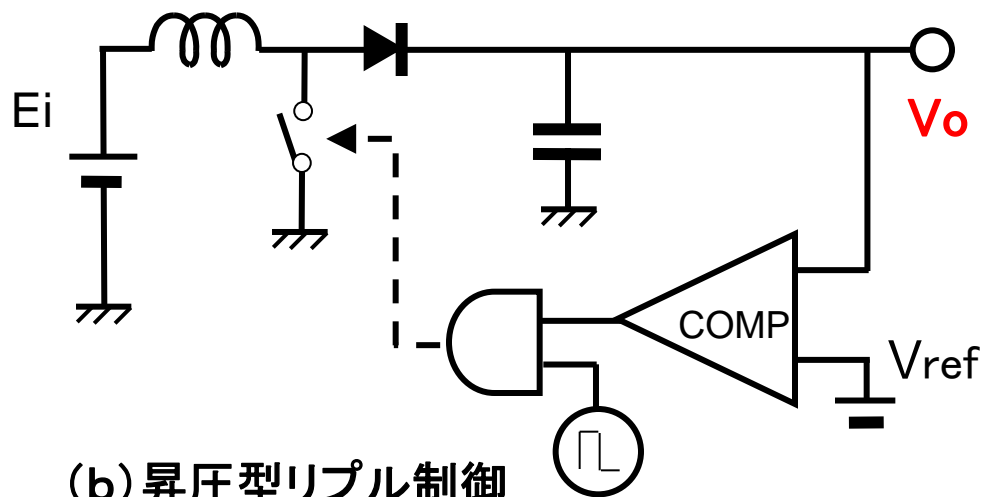
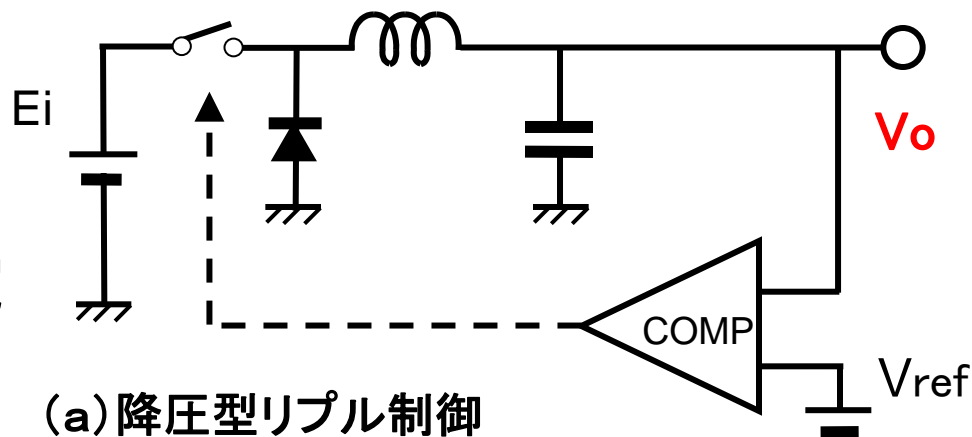


図8.18 リプル制御の構成

1-3) シミュレーション結果1 (降圧型)

* 出力リップル : $\Delta V = 8\text{mV}/3\text{mVpp}$ ただし $G_{OP}=40\text{dB}$

* オーバーシュート: $\Delta V_{os} = 6\text{mVop}$

* 応答周波数: $F = 100/150\text{kHz}$

●パラメータ

$V_i=9\text{V}$ 、 $V_o=5\text{V}$

$I_o = 1.0/0.5\text{A}$

$L=10\mu\text{H}$ 、 $C=470\mu\text{F}$

●性能決定要因

* ループゲイン

* ループ遅延

* PWMオフ時間

リミットに達するまでSW:ON

SWオフ後のオーバーチャージ

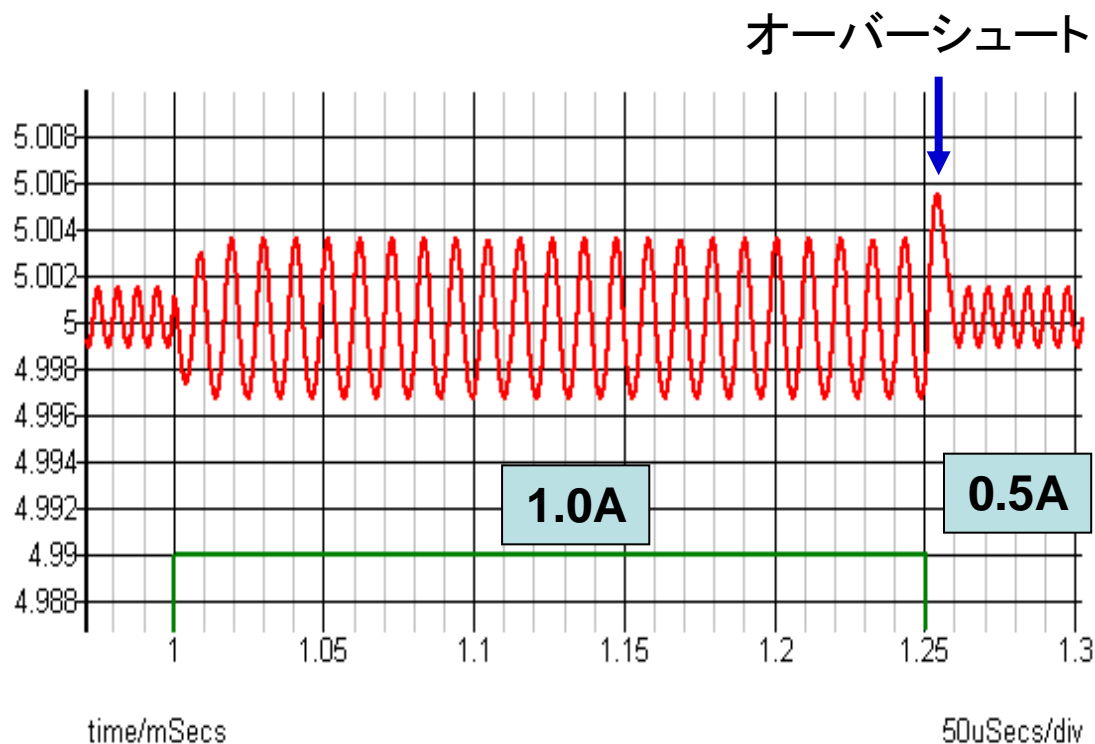


図8.19 降圧型シミュレーション結果

1-4) シミュレーション結果2 (昇圧型)

* 出力リップル : $\Delta V = 9 \text{ mVpp} / 6 \text{ mVpp}$ ただし $G_{OP}=40\text{dB}$

* オーバーシュート: $\Delta V_{OS} = \text{なし}$

* 応答CK: 5CK(1A), 2~3CK(0.5A)

●パラメータ

$V_i=3\text{V}$ 、 $V_o=5\text{V}$

$I_o = 1.0/0.5\text{A}$

$F_{ck}=200\text{kHz}$ ($D=0.5$)

$L=0.5\mu\text{H}$ 、 $C=1,000\mu\text{F}$

●性能向上策

* オフセット対策

* クロックパルスの調整

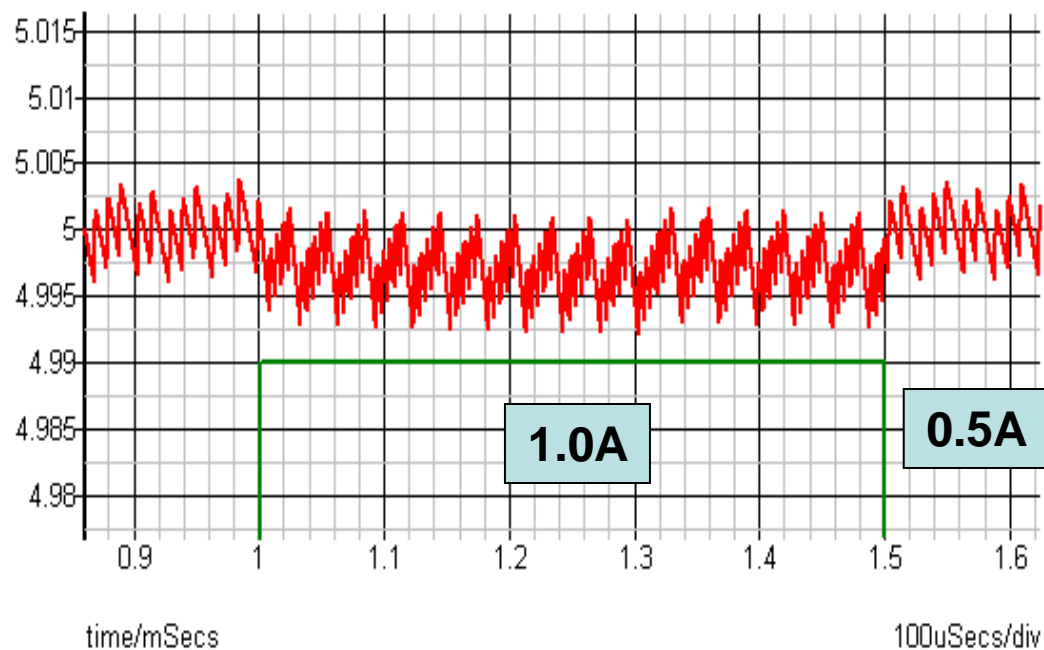


図8.20 昇圧型シミュレーション結果

(2) リプル制御SIDO電源

2-1) 降圧型SIDO電源

●回路構成:

* パック電源構成

入出力端子、制御端子

* OR回路によるPWM制御

* Di、SWによる自動優先順序

●特徴:

* 非同期式スイッチング方式

各電源による独立高速制御

* 出力電圧差による、自動優先 低い電圧が優先制御

$$V1 > V2 \quad (Vr1 > Vr2)$$

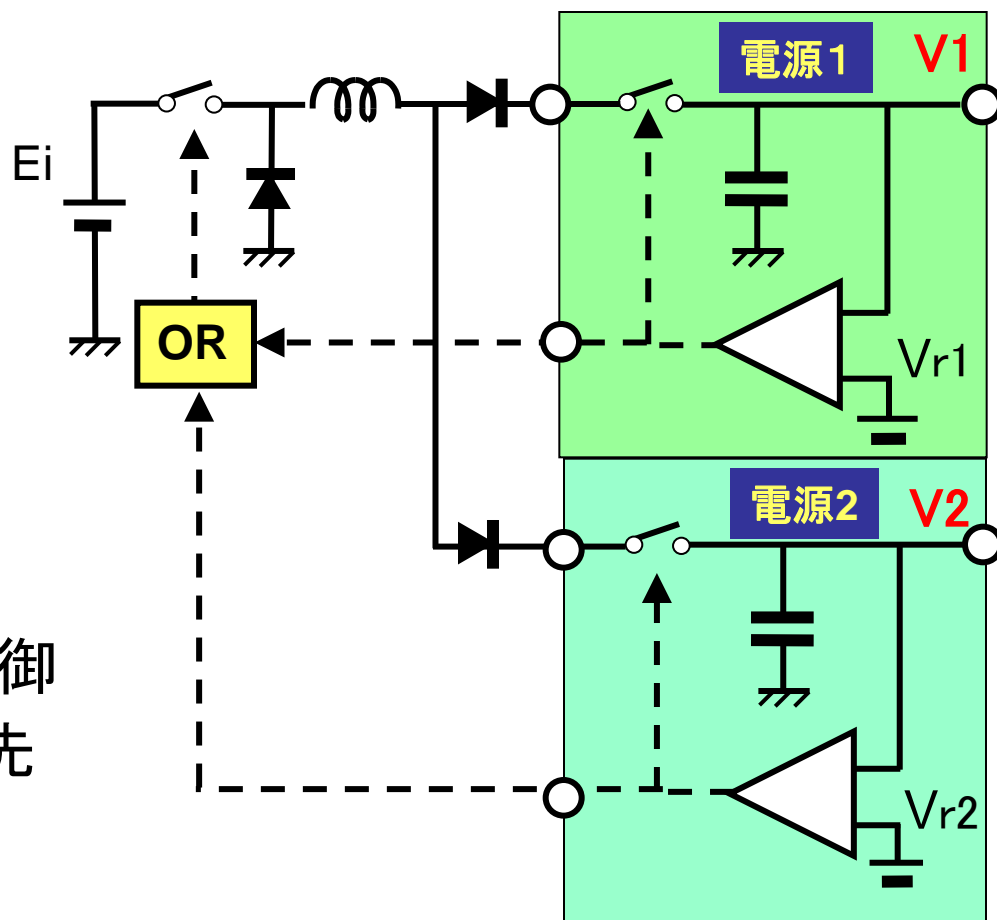


図8.21 降圧型ヒステリシスSIDO電源

●シミュレーション条件

$V_i=9V$ 、 $V_1=6V$ 、 $V_2=4V$ 、 $I_1=1.0/0.5A$ 、 $I_2=0.5A$

$L=500\mu H$ 、 $C=470\mu F$

●シミュレーション結果

* 出力リップル :

$$\Delta V_1 = \Delta V_2 = 5mV_{pp}$$

* オーバーシュート: $\Delta V_{os} \doteq 0mV$

セルフレギュレーション

=クロスレギュレーション

* 応答周波数: $F \doteq 200kHz$

* 負荷電流比 = $\times 2 \sim 1$

\Rightarrow 制御比率 = $2:1 \sim 1:1$

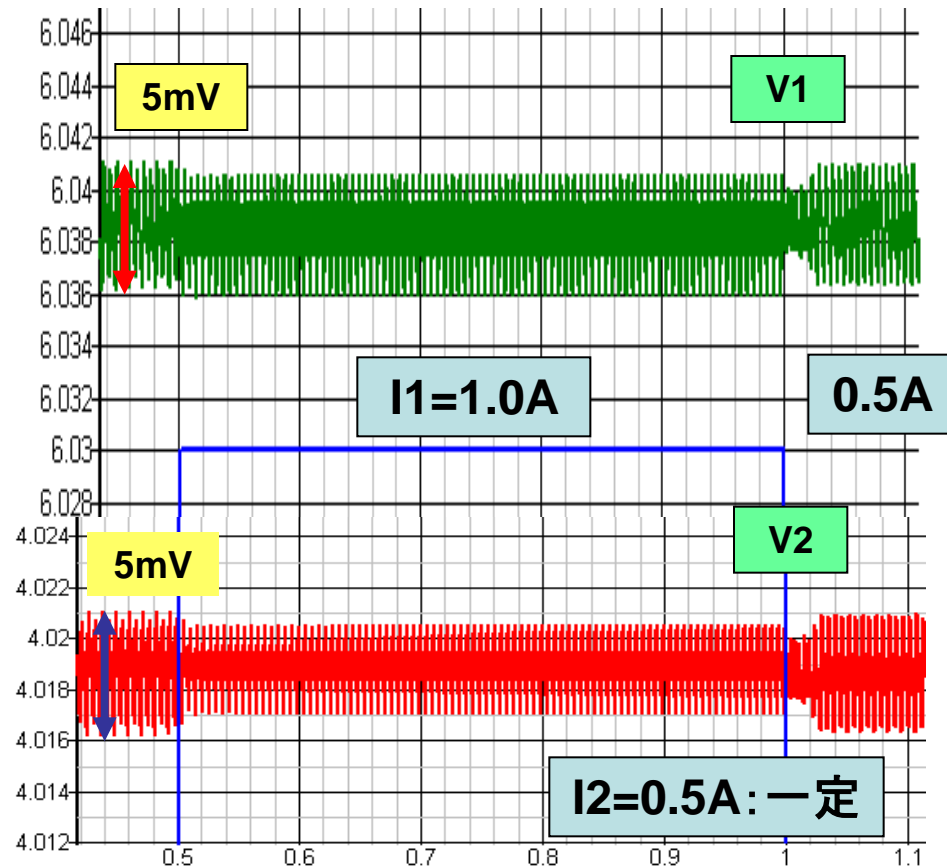


図8.22 降圧型シミュレーション結果

2-2) 昇圧型SIDO電源

●回路構成:

- * バック電源構成
入出力端子、制御端子
- * **クロック信号**が必要
- * OR回路によるPWM制御
- * Di、SWによる自動優先順序

●特徴:

- * 昇圧型特有のクロック必要
エネルギー・チャージが必要
- * 出力電圧差による、自動優先
低い電圧が優先制御
 $V1 > V2$ ($Vr1 > Vr2$)

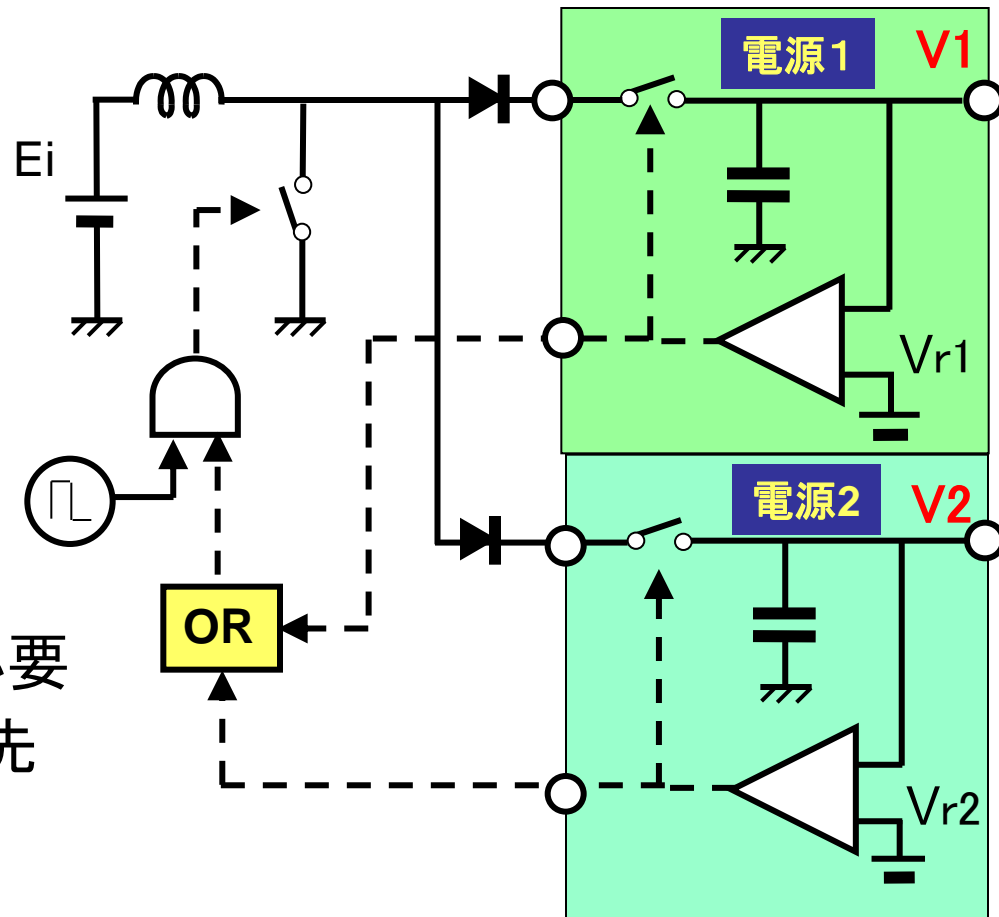


図8.23 昇圧型ヒステリシスSIDO電源

●シミュレーション条件

$V_i=3V$ 、 $V_1=5V$ 、 $V_2=4V$ 、 $I_1=1.0/0.5A$ 、 $I_2=0.5A$

$L=1\mu H$ 、 $C=1,000\mu F$

●シミュレーション結果

* 出力リップル :

$$\Delta V_1 = \Delta V_2 = 7mV_{pp}$$

* オーバーシュート: $\Delta V_{os} \doteq 0mV$

* クロック周波数 = 200kHz

* 負荷電流比 = $\times 2 \sim 1$

⇒ 制御比率: 混在

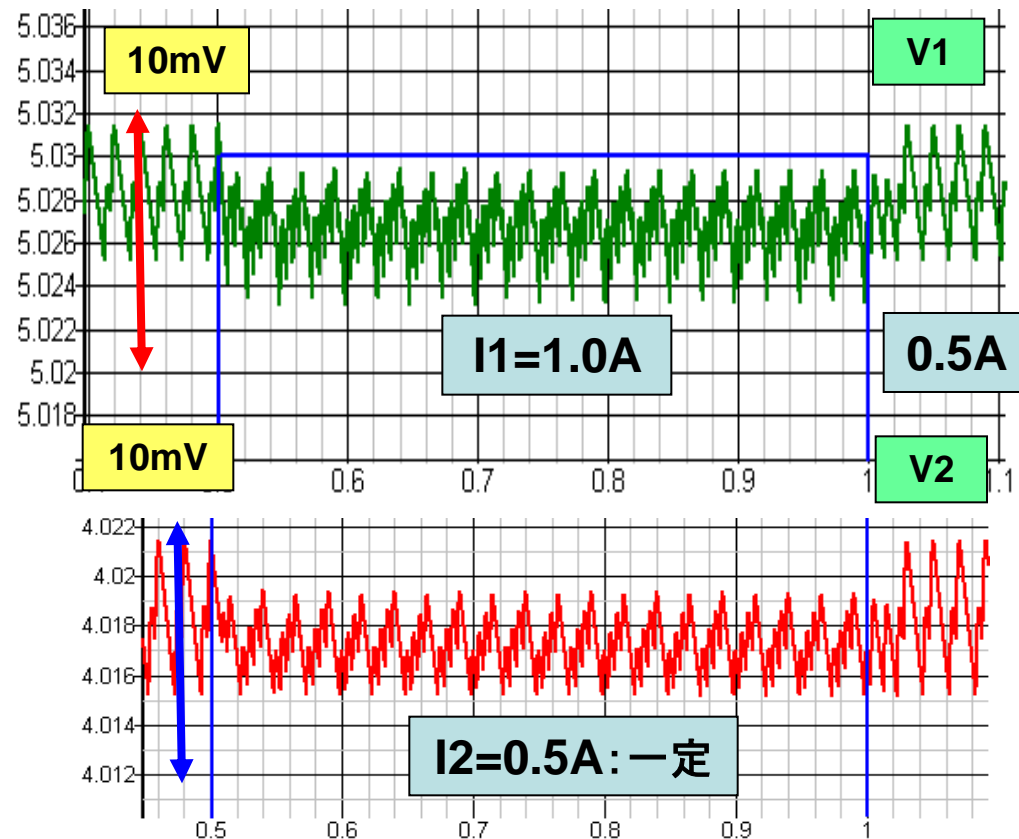


図8.24 昇圧型シミュレーション結果

8.3 ZVS-PWM制御方式

(ZVS: Zero Voltage Switching)

(1) ZVS-PWM制御の概要(単体電源)

1-1) 基本構成・特徴

- ・簡単構成 ⇒ 共振用コンデンサ 1個追加 ⇒ 安価
- ・効率改善 ⇒ SW:ON時にZVS ⇒ スwitching損失の低減
- ・P-MOSFETには、ボディ・ダイオードが付随

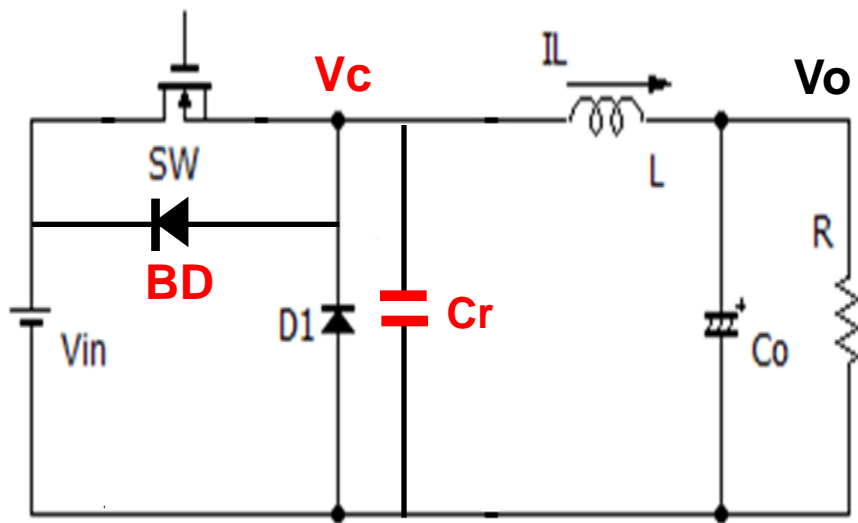


図8.25 ZVS-PWM制御の基本構成

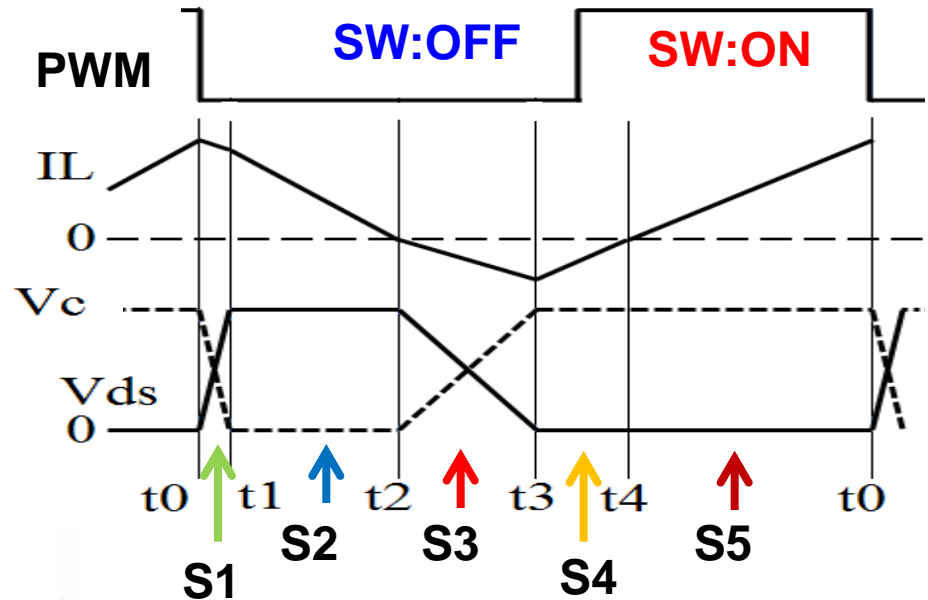
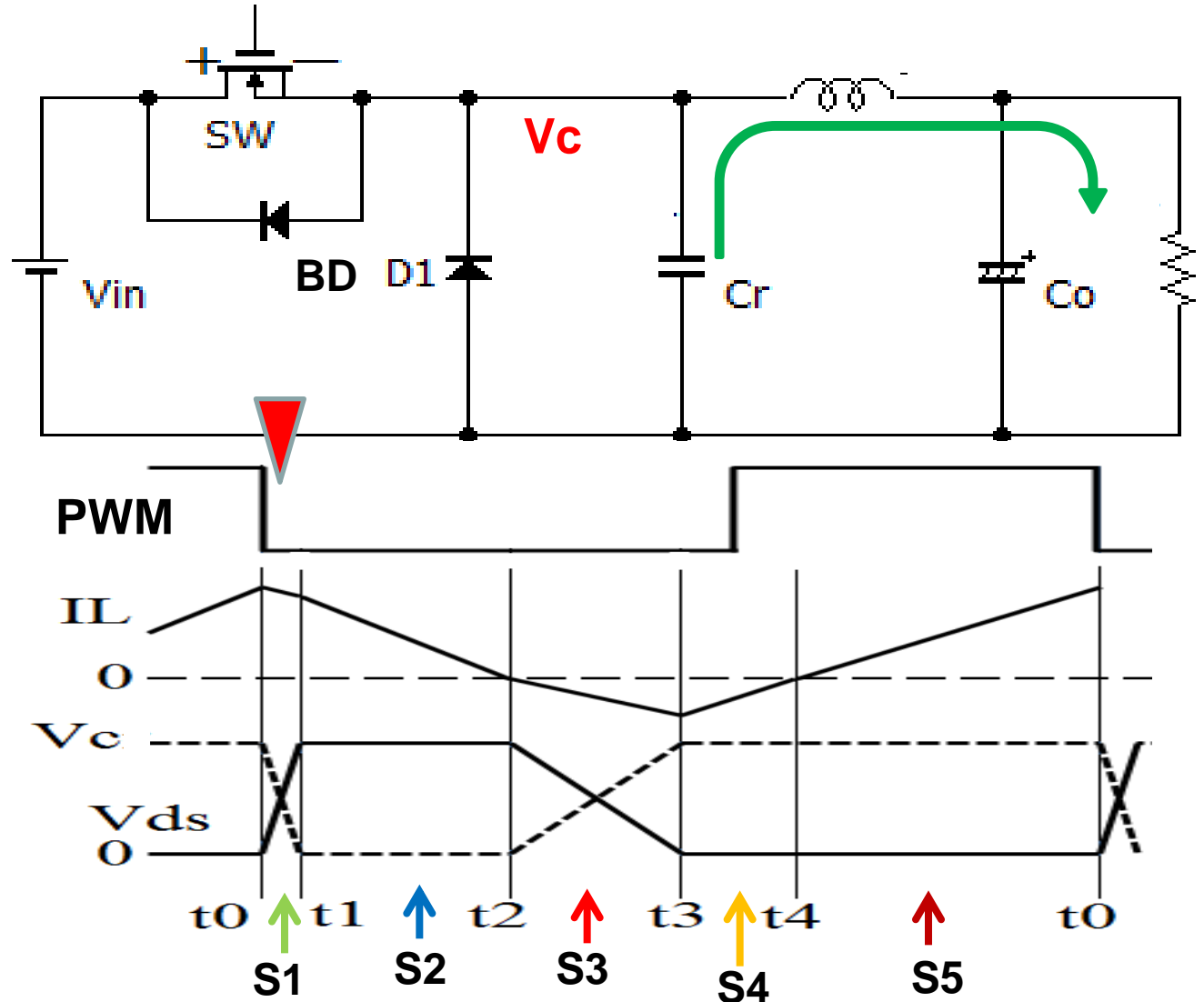


図8.26 ZVS-PWM制御の動作波形

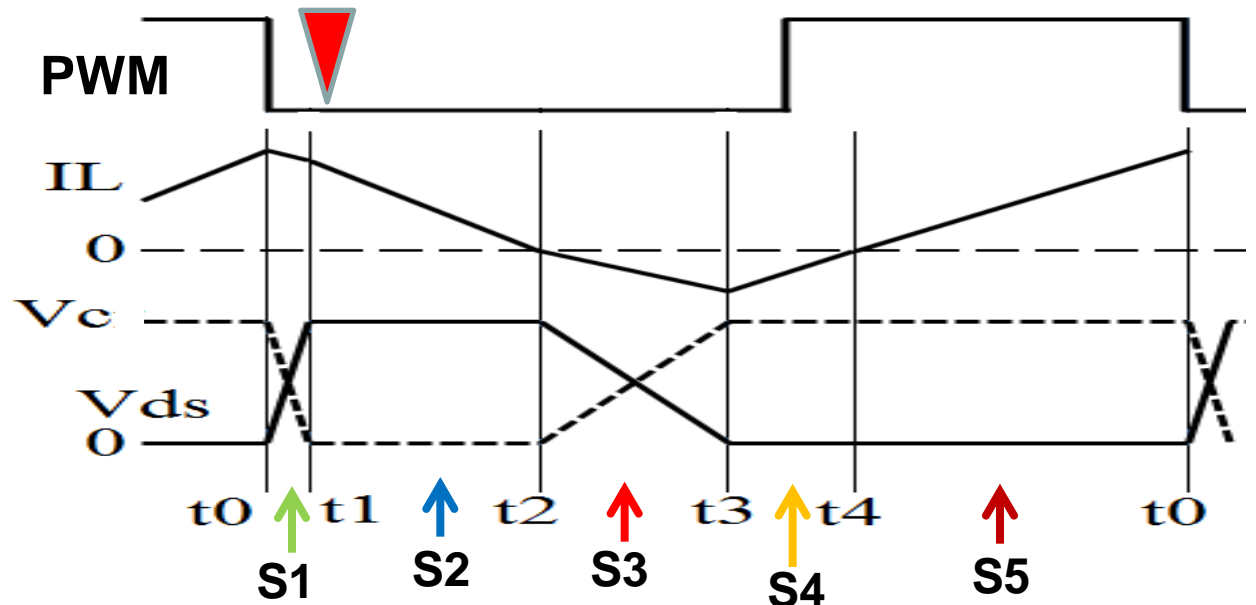
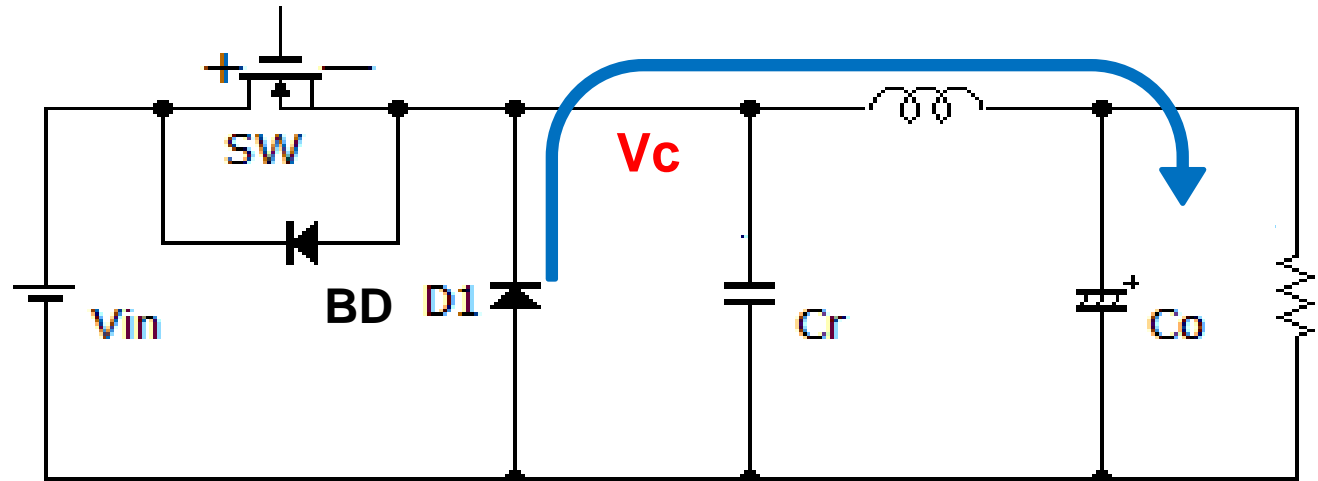
State 1) SWがOFFに変化

- ・Crの電荷が I_L により流出 $\Rightarrow V_c$ が低下
- ・ $V_c=0V$ に達する



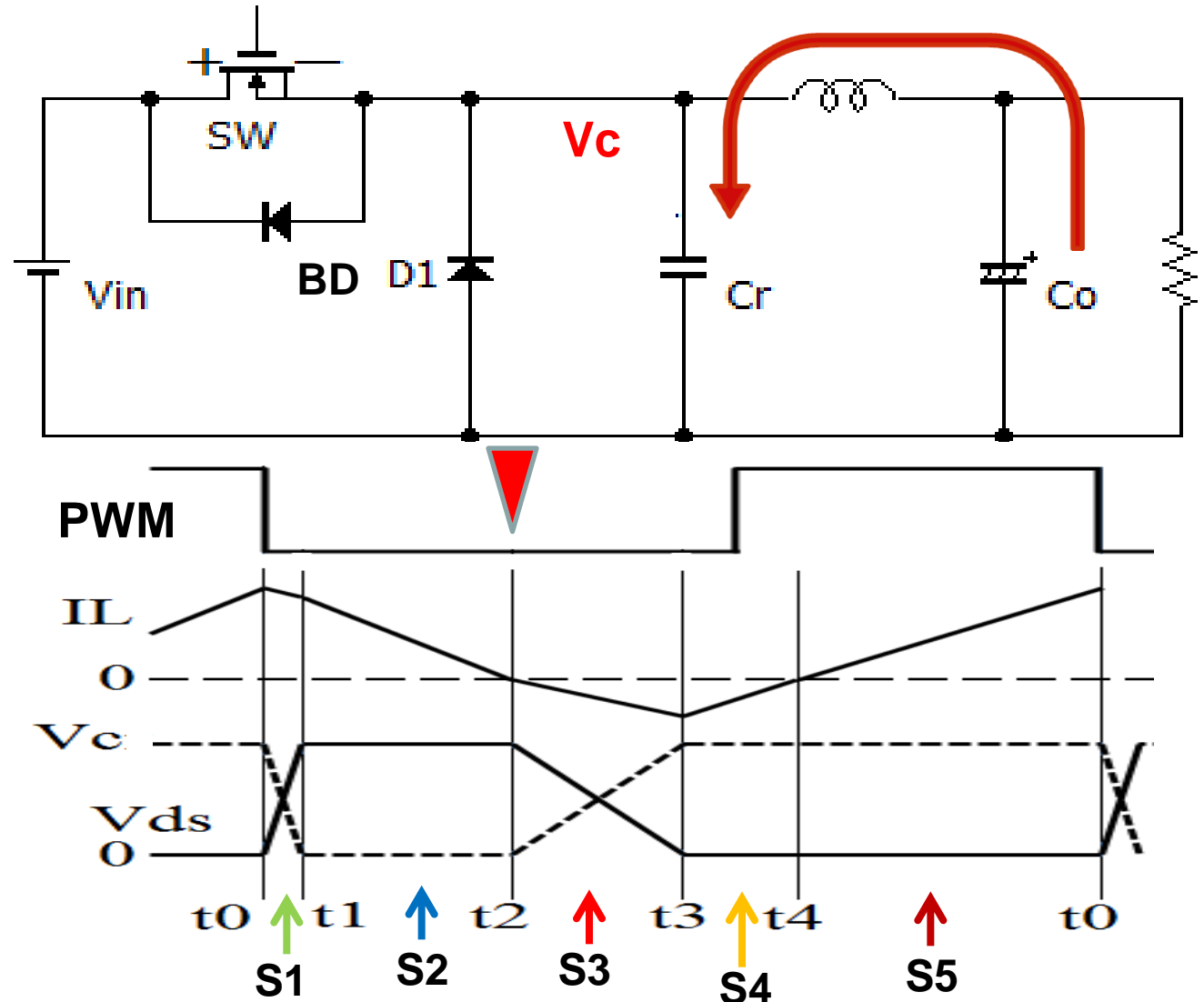
State 2) 還流ダイオードが導通

- ・インダクタは、D1を介して、電流を負荷に供給 ⇒ 電流低下
- ・遂には $I_L = 0A$ になり、電流方向 反転



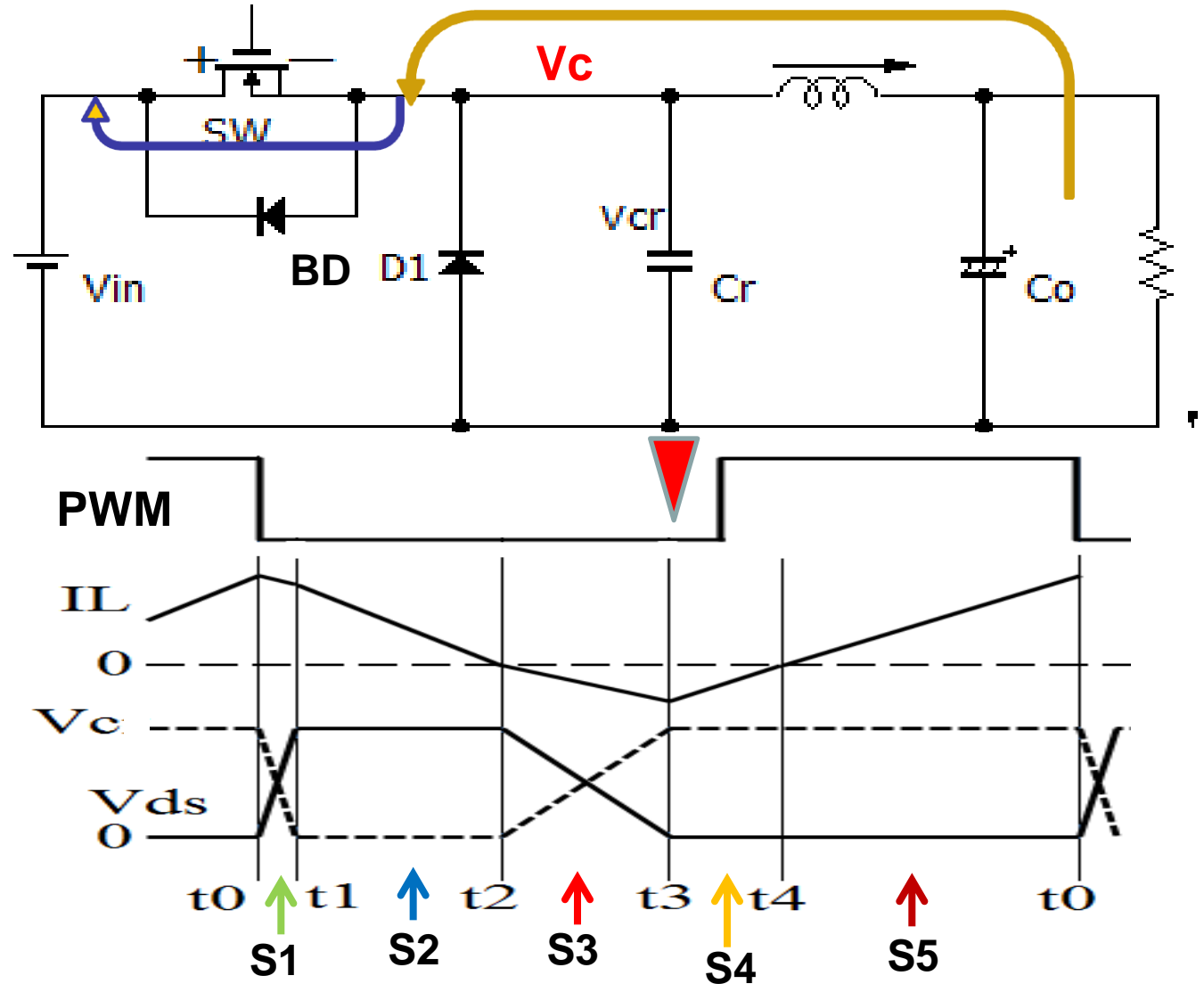
State 3) ダイオードはOFFし、LCは共振

・ V_c は上昇し、遂には $V_c=V_{in}$ になる



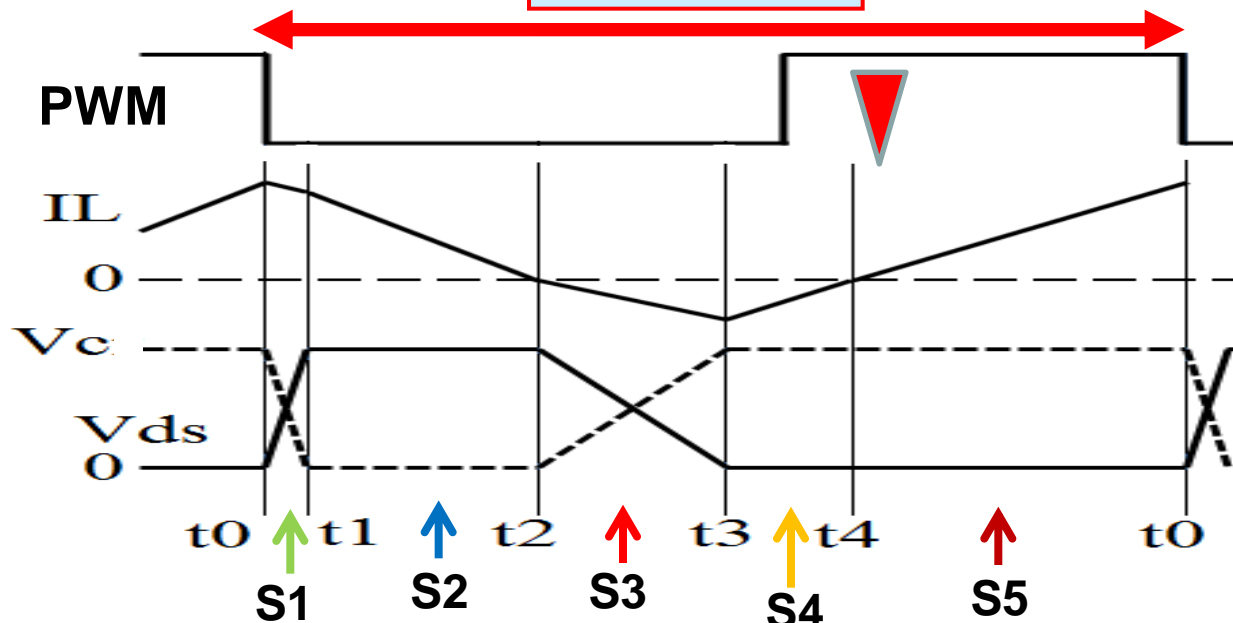
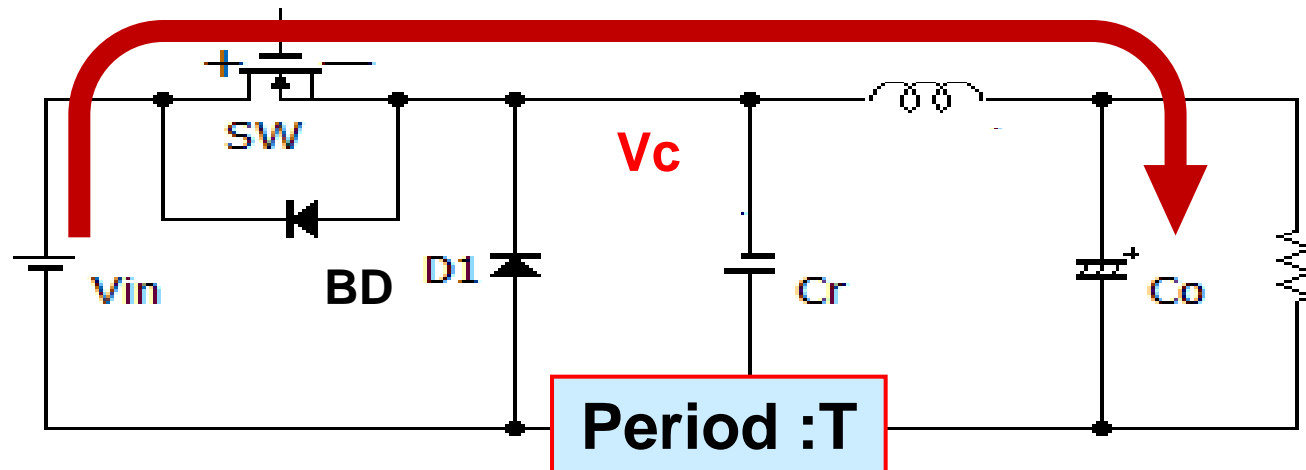
State 4) ボディ・ダイオードはON

- ・ $V_c > V_i$ の期間に、SWを導通させる \Rightarrow **ZVS動作**



State 5) $V_i > V_o$ により、 I_L は徐々に減り、0Aを経由して

- ・電源から負荷に電流⇒電流は直線的に上昇(通常動作)
- ・出力電圧は上昇⇒遂には $V_o > V_r$ ⇒ 制御ループでPWM:オフ
- ・制御周期は変化



(2) ZVS-PWM制御のシミュレーション結果

●回路定数

- 比較器により、 $V_{in} > V_o$ を検出
- この時点で、鋸歯状波発生器をトリガ起動
- 共振条件: $V_{in} > 2V_o$

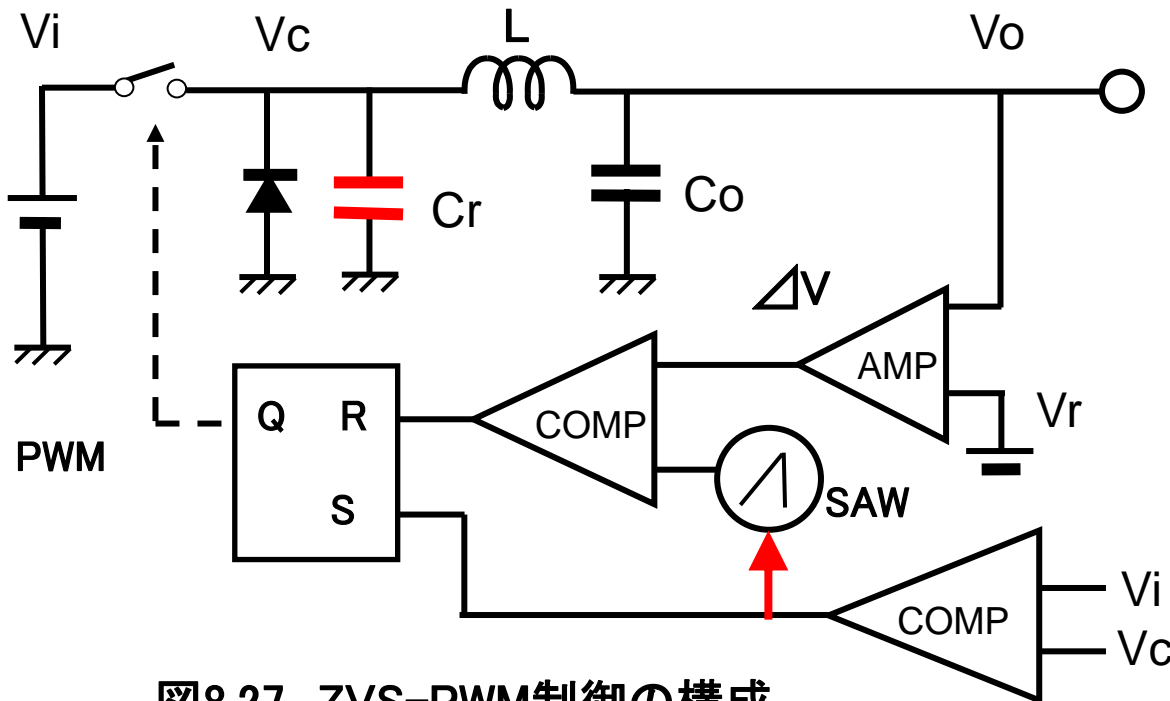


図8.27 ZVS-PWM制御の構成

表8.1 電源回路の仕様

項目	仕様
V_{in}	10 V
V_o	6.0 V
L	1.0 μH
C_r	47 nF
C_o	470 μF
I_o	0.30 A

● シミュレーション結果

- ・出力電圧: 6.0V 安定
- ・コイル電流 I_L は共振し、正負に流れている
- ・制御周波数は、 V_{in} , V_o , I_o および 共振LC等に依存

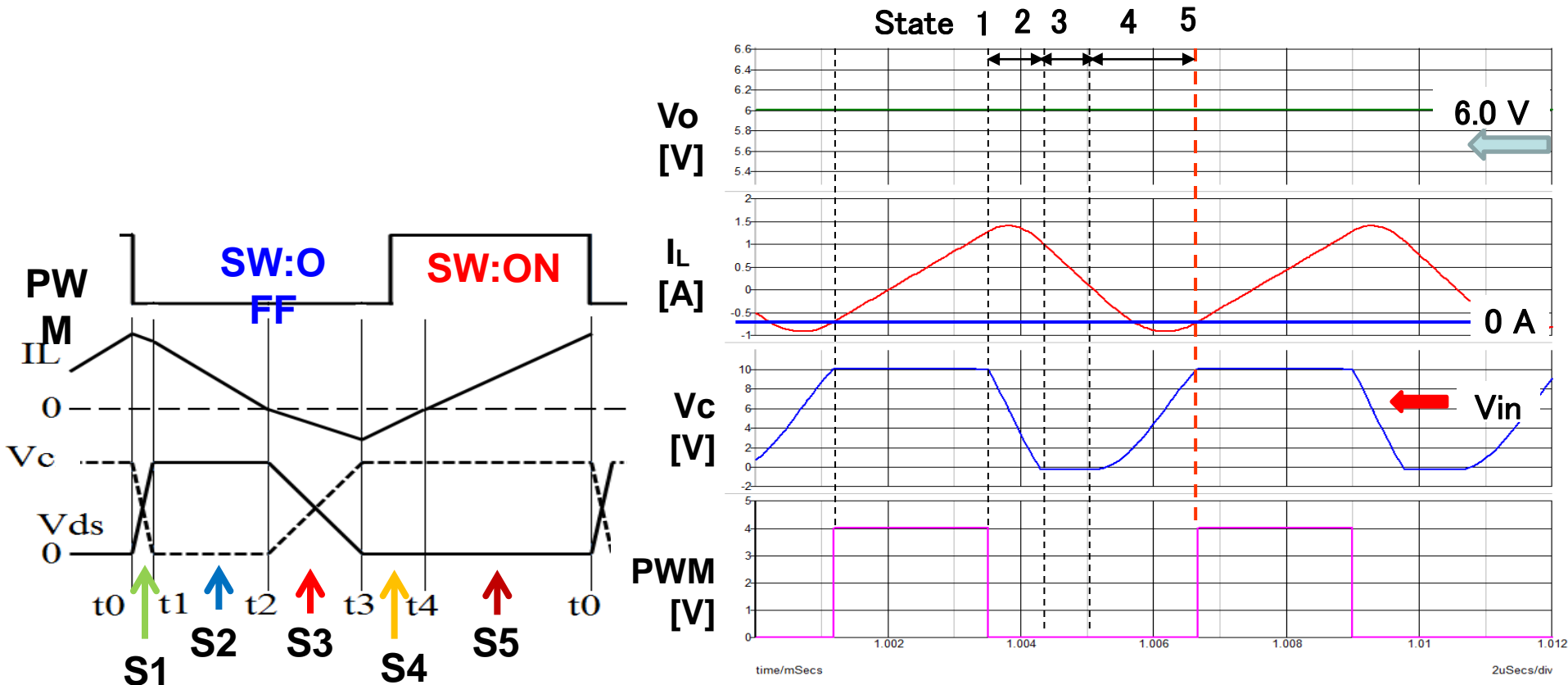
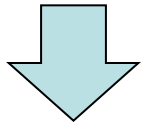


図8.28 シミュレーション波形

(3) ZVS-PWM制御の実装結果

● 実測波形

- ・出力電圧リップル: 50mV
(かなり大きい)
⇒ 通常は三角波の積分波形
ステップ状の成分大



グラウンドラインによる
SW波形(V_c)ノイズ

- ・コイル電流: ピーク 7.0 A
- ・制御周波数: $F_{op} = 250$ kHz

ΔV_o [V]

I_L [A]

V_c [V]

PWM [V]

$V_i = 10$ V, $V_o = 6.0$ V, $I_o = 0.3$ A

DSO-X 4024A, MY53480449: Fri Jan 30 18:38:47 2015

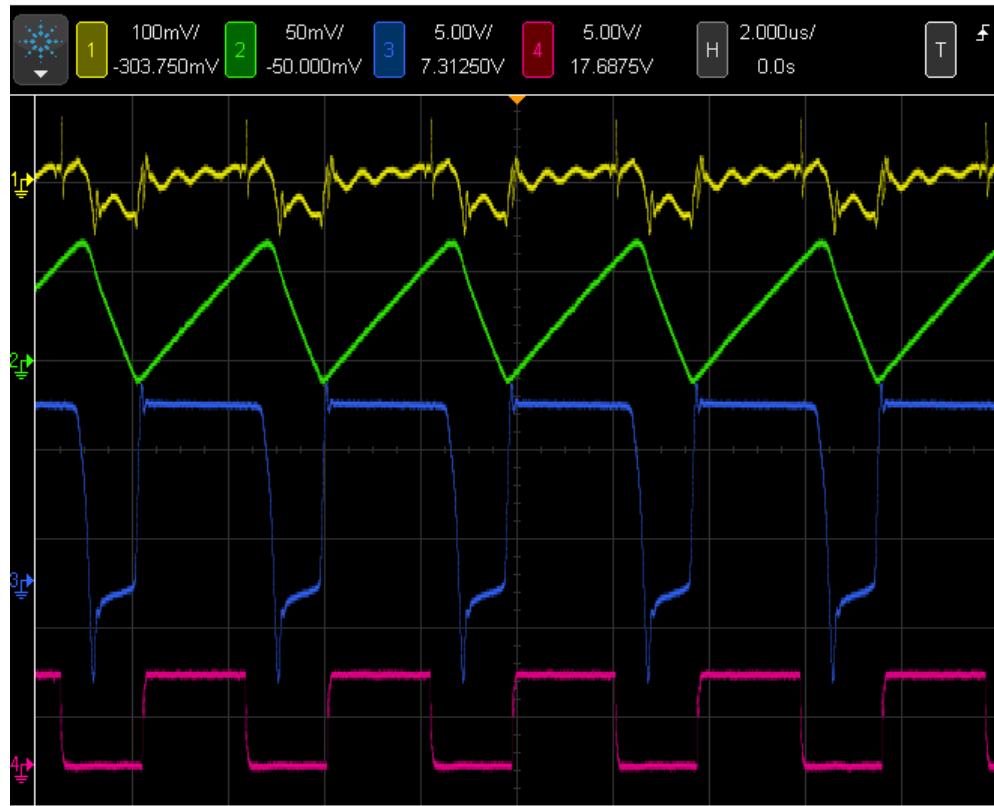
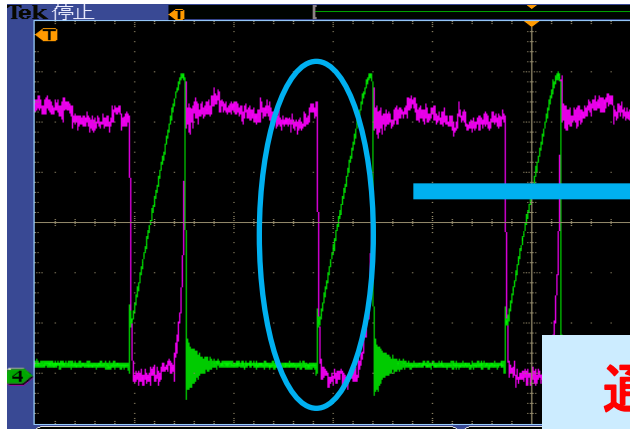


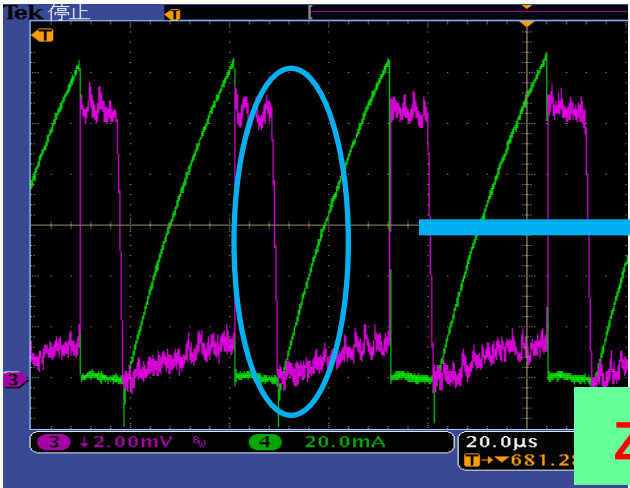
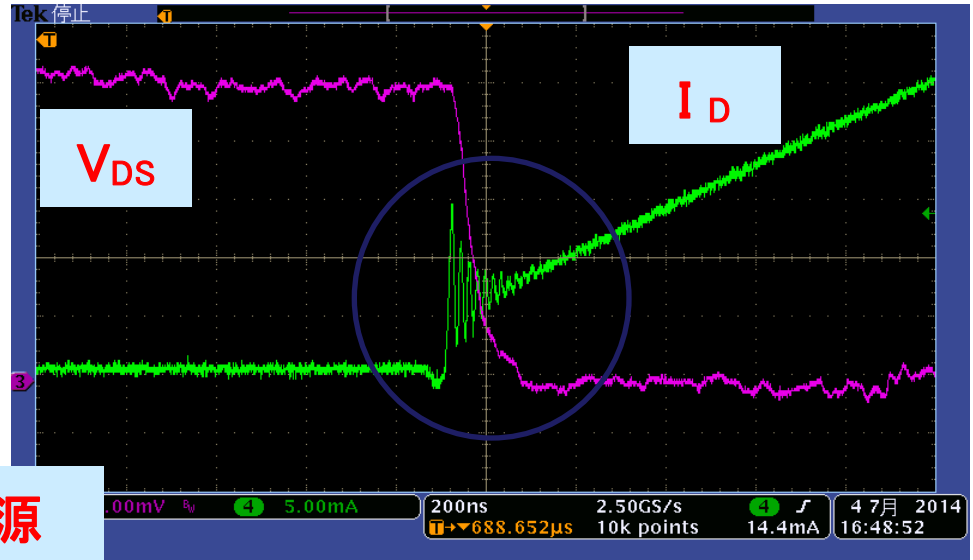
図8.29 ZVS電源の実測波形

●ZVS波形の確認

- ・SW両端電圧が0Vに達してからド레인電流が流れ始める



通常の電源



ZVS-PWM



図8.30 ZVS動作の実測波形 (V_{DS} - I_D)

(4) ZVS-PWM制御方式 SIDO 電源

● 回路構成と動作

- Exclusive方式によるSIDO電源化
- LC共振時の切換え方式がポイント

インダクタ電流の逆方向(共振)電流は、全てV2側に依存
SEL信号によるスイッチS2のボディダイオードを利用

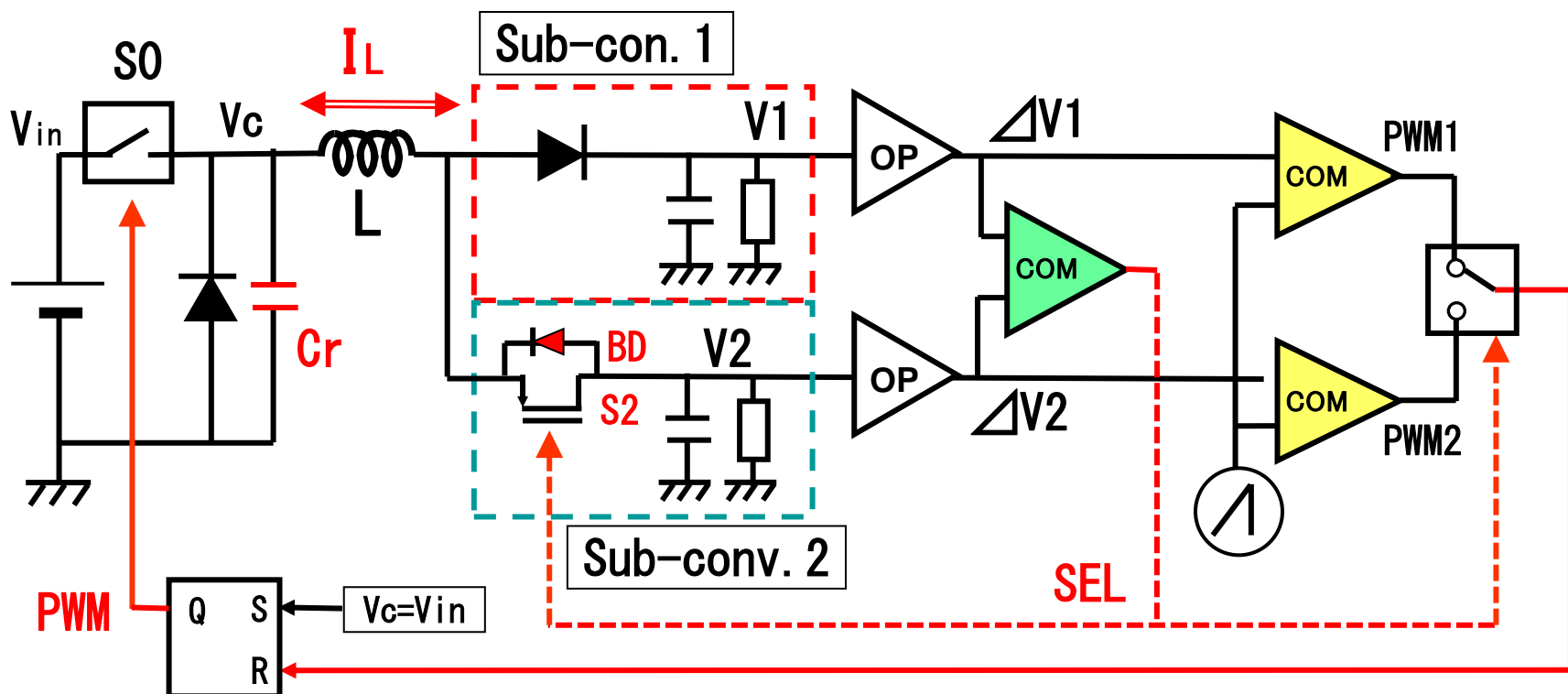


図8.31 ZVS制御SIDO電源の構成

● シミュレーション結果(定常特性)

- V1=6.0 V, V2=5.5 V で安定
- SEL信号により PWM変化し
I_L ピーク電流が変化

* 回路仕様

- V1=6.0 V, V2=5.5 V
- I_{o1}=I_{o2}=0.5A
- L=2.2 μH,
Cr=1.0 nF, Co=470 μF

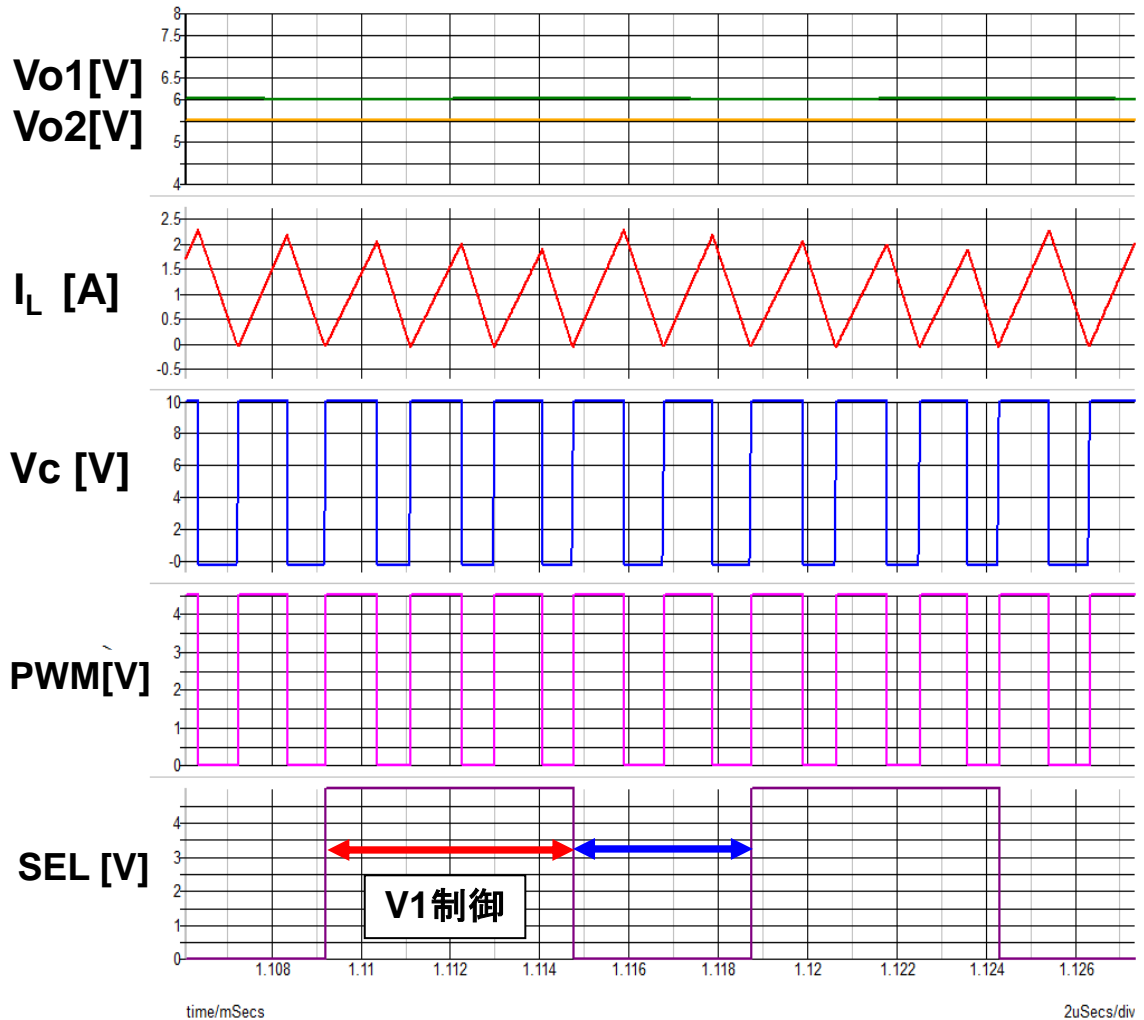


図8.32 SIDO電源のシミュレーション結果

● 定常特性

- ・出力リップル: 5mVpp @ $I_o=0.5A$ 、10mVpp @ $I_o=1.0A$

● 過度応答特性

- ・オーバーシュート:

$$\Delta V_1 = \Delta V_2 = 10mV \text{ @ } \Delta I_o = 0.5A$$

★ クロスレギュレーション

- ・他電源の変化によるオーバーシュート

$$\Delta V_1 = 10mV \text{ @ } \Delta I_o2 = 0.5A$$

★ セルフレギュレーション

- ・自身の変化によるオーバーシュート

$$\Delta V_1 = 10mV \text{ @ } \Delta I_o1 = 0.5A$$

一般に

セルフ Reg. > クロス Reg.

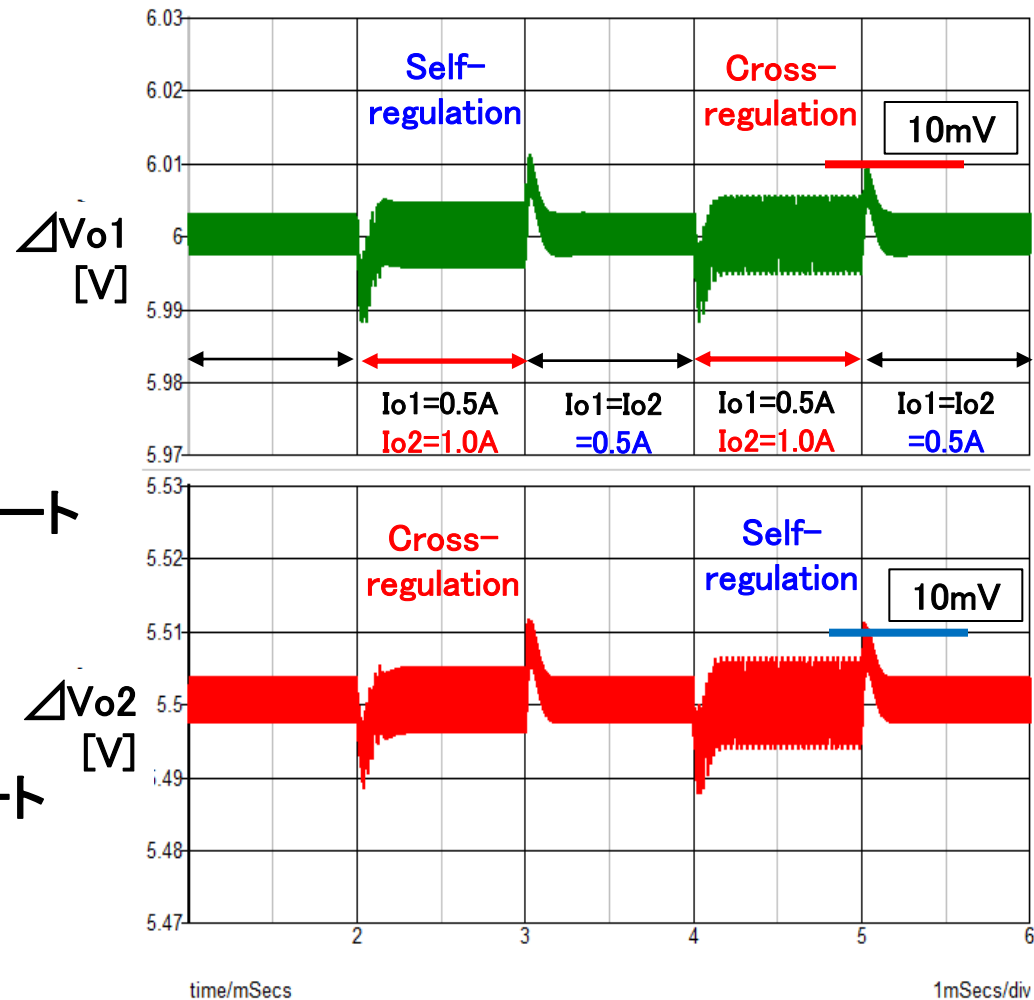


図8.33 SIDO電源のリップル特性

● 負荷電流と効率 η の関係 (シミュレーション結果)

- **SISO** 電源 : 最大 95.5% (従来電源 : MAX 94.3%) @ $I_o=1.0A$
 効率差 $\Delta\eta = 1.2\%$ @ $I_o=1.0A$, 最大効率改善率: 6.5% @ $I_o=0.2 A$
- * **SIDO** 電源 : 最大 86.0% (従来SIDO電源I : MAX 78.5%) @ $I_o=0.3A$
 最大効率差 = 7.5% @ $I_o=0.3 A$

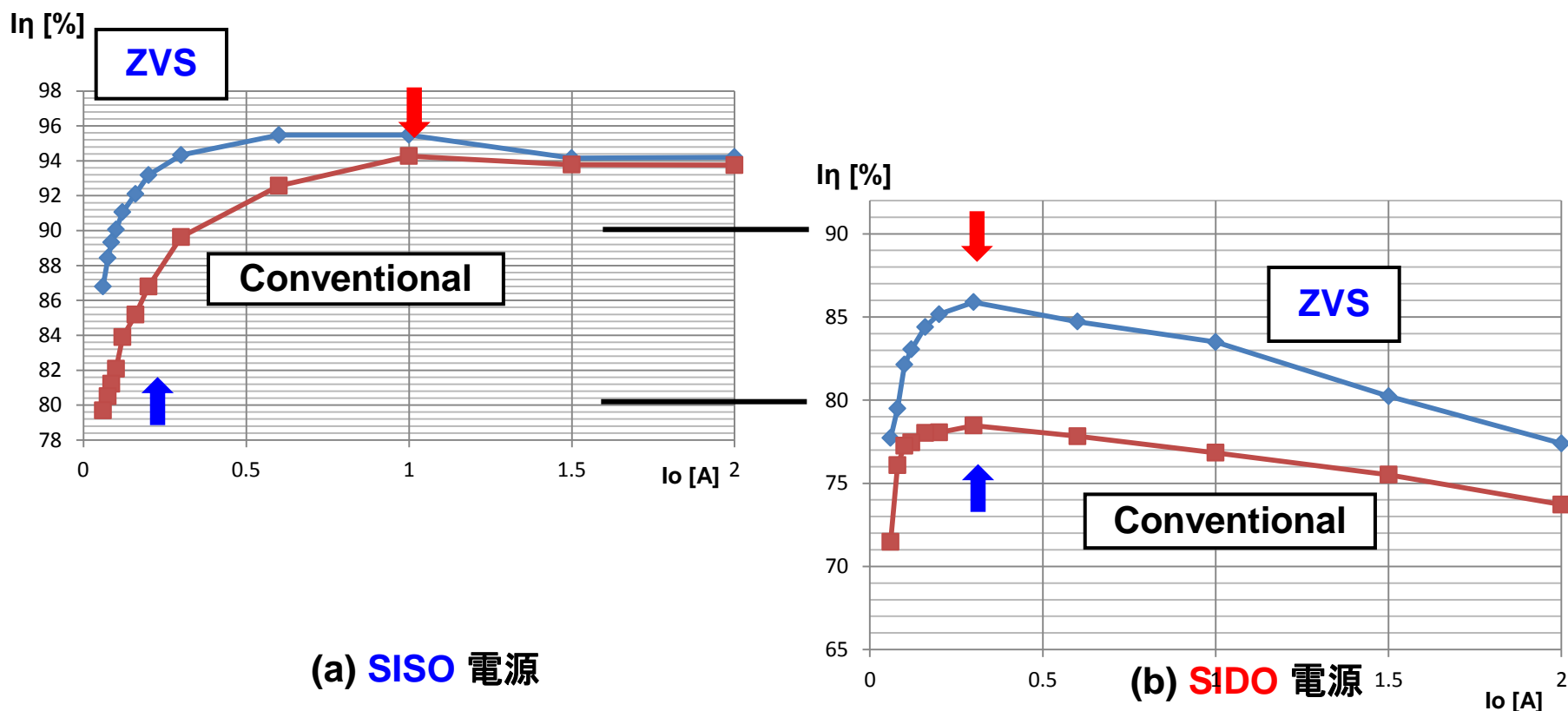


図8.34 ZVS方式電源の効率改善比較

9. スイッチング電源のEMI低減技術

9-1 スペクトラム拡散技術

9-2 従来デジタル変調方式

9-3 アナログノイズ変調方式

9-4 シミュレーション結果

9-5 新M系列信号発生回路

9. スイッチング電源のEMI 低減技術

9-1 スペクトラム拡散によるEMI低減

(1) 基本構成とPWM信号変調方式

● 基本構成 (クロック使用電源)

* 鋸歯状波発生回路の基本クロックを変調

位相(位置)変調、周波数変調

* デジタル変調とアナログノイズ変調

白色雑音による変調が好ましい

⇒ 発生困難

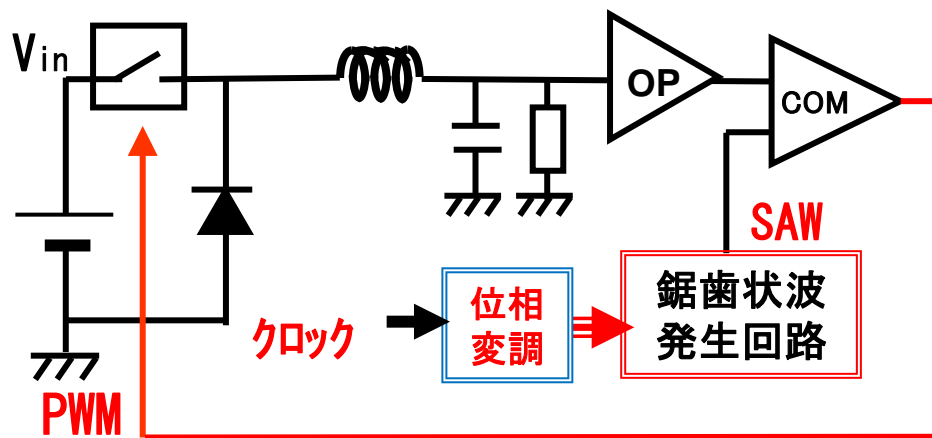
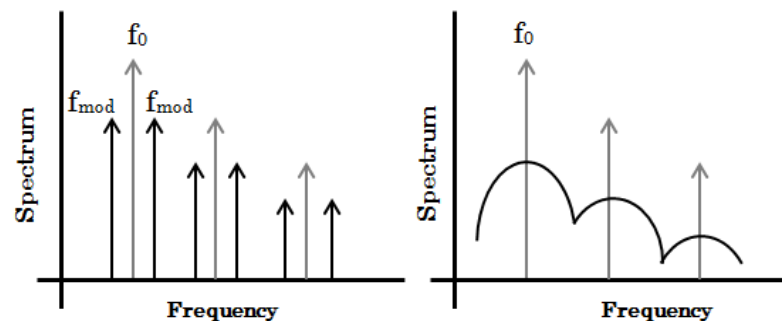


図9.1 スイッチング電源のスペクトラム拡散



(a) Digital Spread

(b) Analog Spread

図9.3 変調方式とスペクトラム拡散

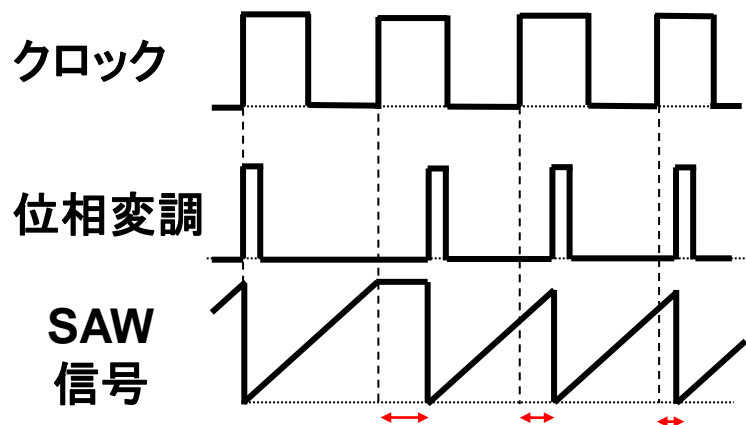


図9.2 波形図

(2) M系列信号発生回路

● 原始多項式

* 1周期に $(2^n - 1)$ 個のレベル出現

* 3次式: $G(s) = x^3 + x^2 + 1$

$G(s) = x^3 + x + 1$

* 基本形: ブール代数に従う

+ : Ex-OR、 +1 = 反転

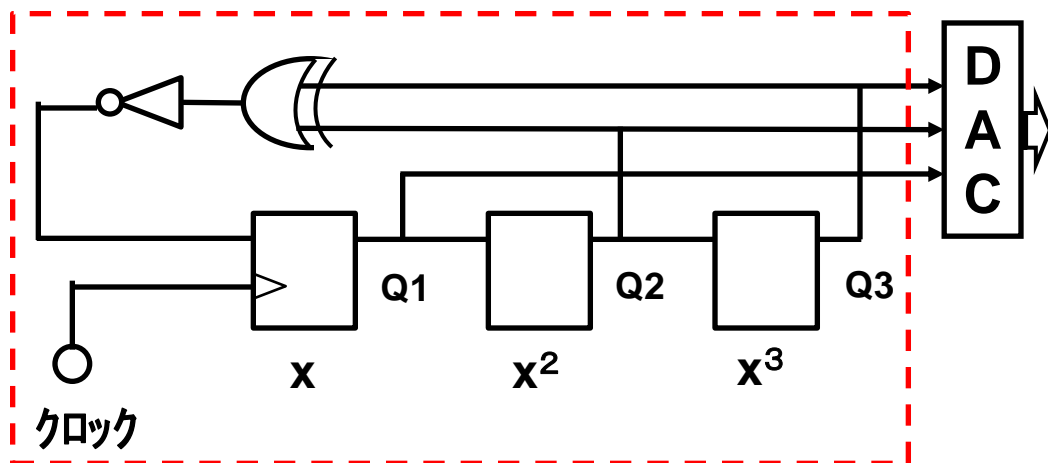
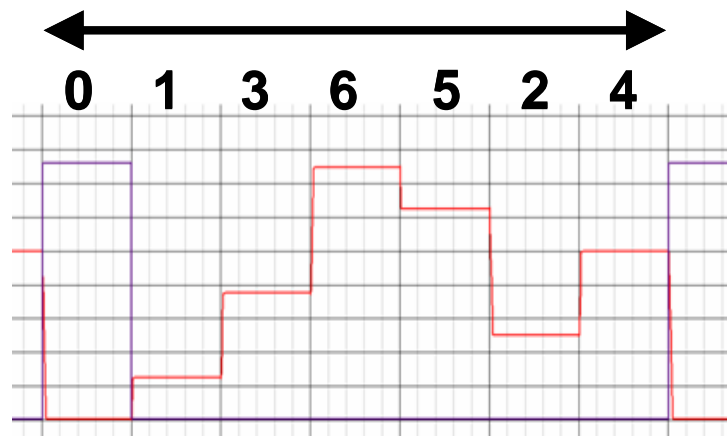
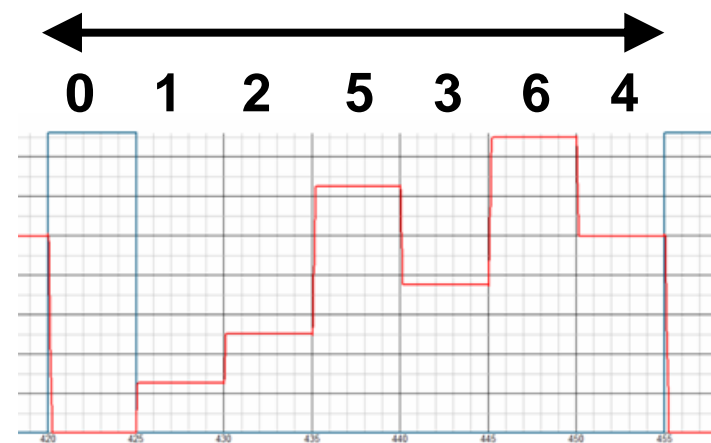


図9.4 M系列信号発生回路(3ビット)



(a) $x^3 + x^2 + 1 = 0$



(b) $x^3 + x + 1 = 0$

図9.5 M系列出力信号(3ビット)

9-2 従来デジタル変調方式

- クロック信号の多段位相シフト: n ビットの場合: 2^n 段シフト
- シフトクロックを一つセレクト : M系列回路ランダム信号利用
- ★ 10ビット程度必要: 1024段のシフター、セレクトタ必要
クロック周期 T_0 の半分をシフト領域とすると、200kHz($T_0=5\mu\text{s}$)の場合
シフトクロック周波数: $F_{ck}=400\text{MHz}$ 必要

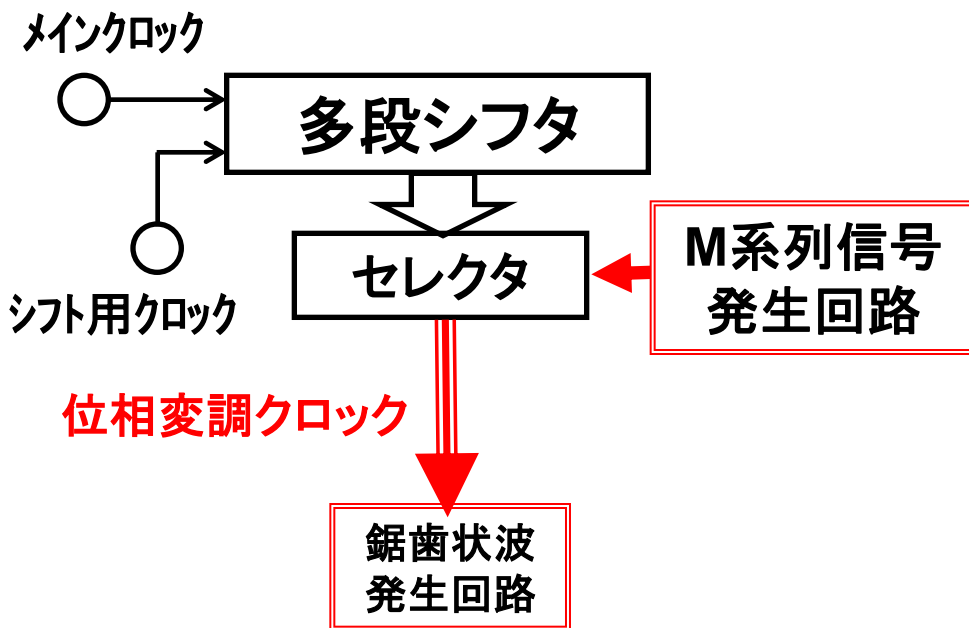


図9.6 デジタル変調回路

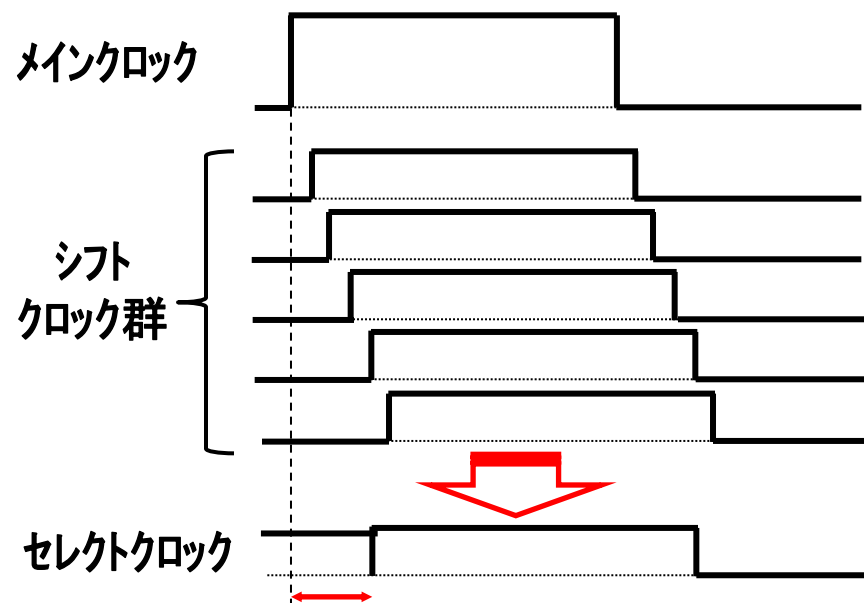


図9.7 シフトクロック波形

9-3 アナログノイズ変調方式

● 擬似アナログノイズ

* M系列出力+LPF ⇒ 擬似アナログノイズ

* 鋸歯状波との比較による位相変調

⇒ 電源内鋸歯状波発生回路用クロック

★7クロックの周期性有り ⇒ 周期長の拡大必要

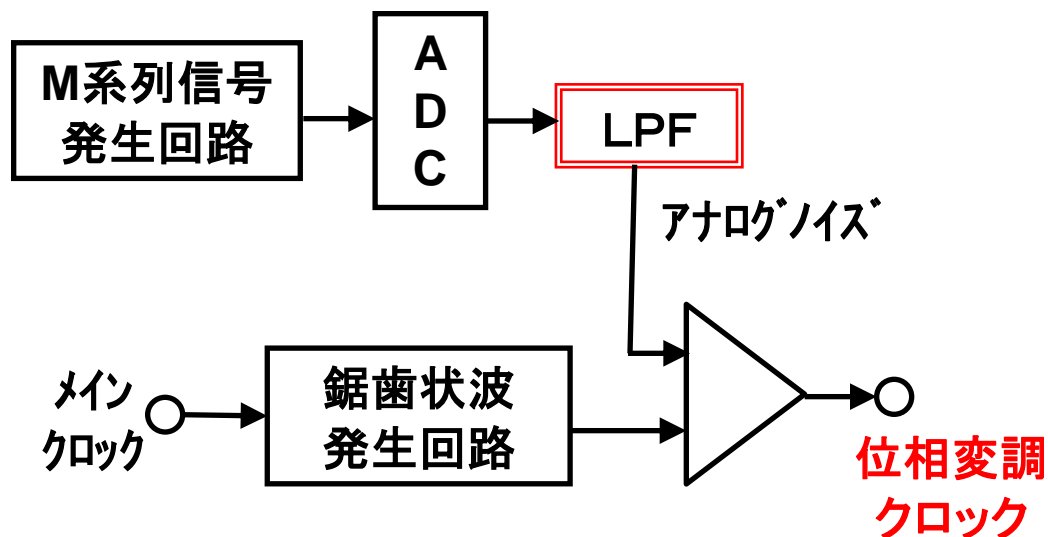
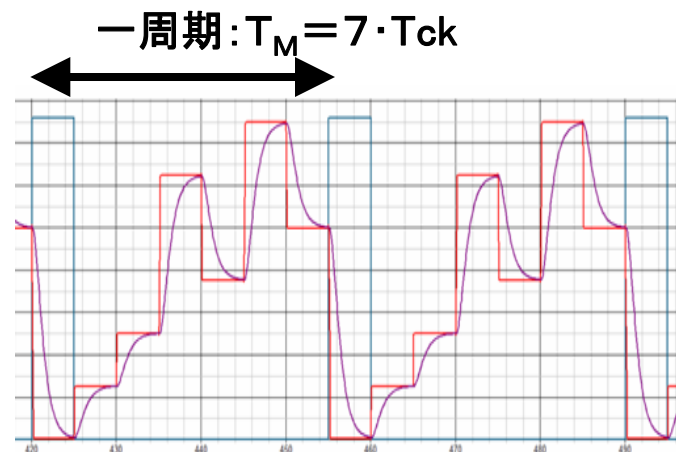
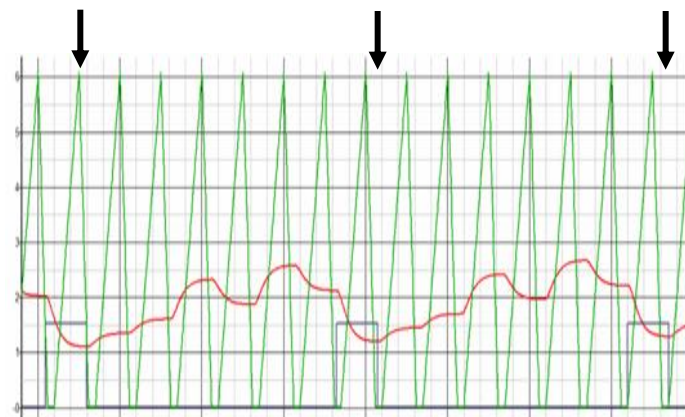


図9.8 擬似アナログノイズ位相変調回路



(a) M系列+LPF = アナログノイズ



(b) 位相変調された鋸歯状波

図9.9 アナログノイズと位相変調信号

9-3 アナログノイズ変調方式

● 擬似アナログノイズ + LPF + PLL

上記LPF 出力により **周波数変調**

PLL特性を振動気味に設定(図9.12)

⇒ **非周期性**への展開

* 鋸歯状波との比較による位相変調

⇒ 電源内鋸歯状波発生回路用クロック

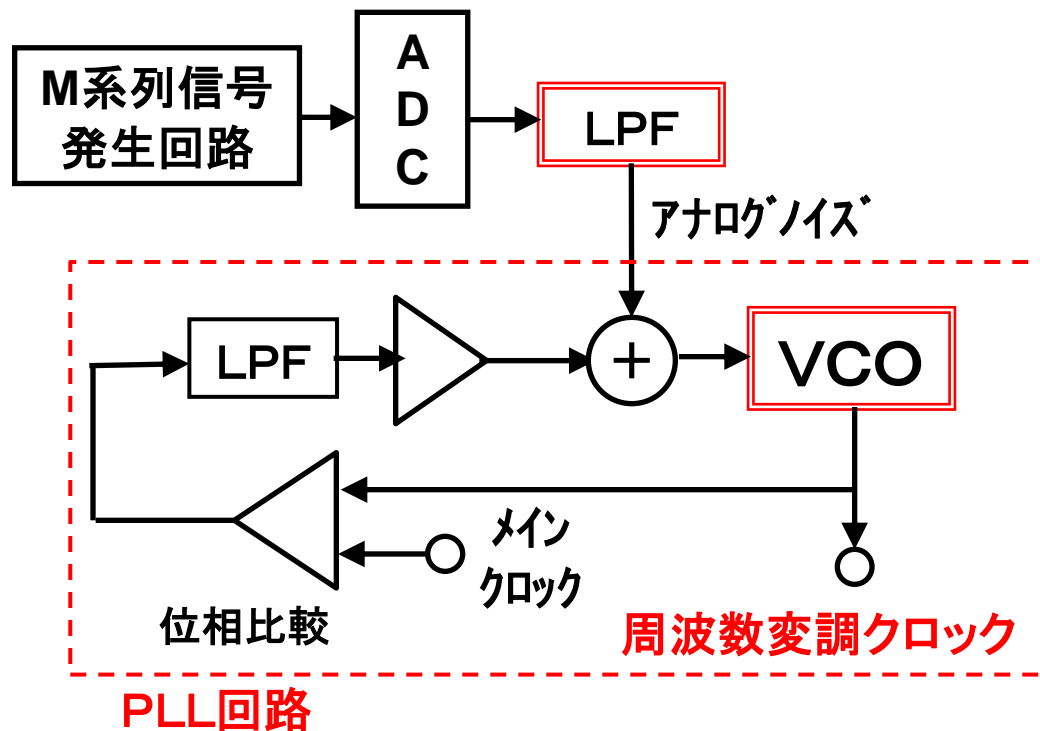


図9.10 PLLを用いた周波数変調回路

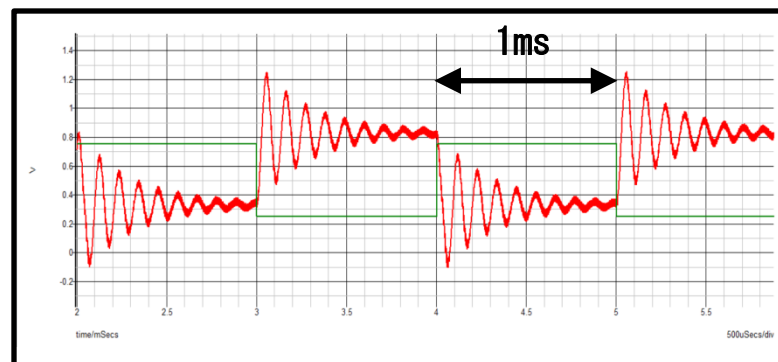


図9.12 PLL回路のステップ応答

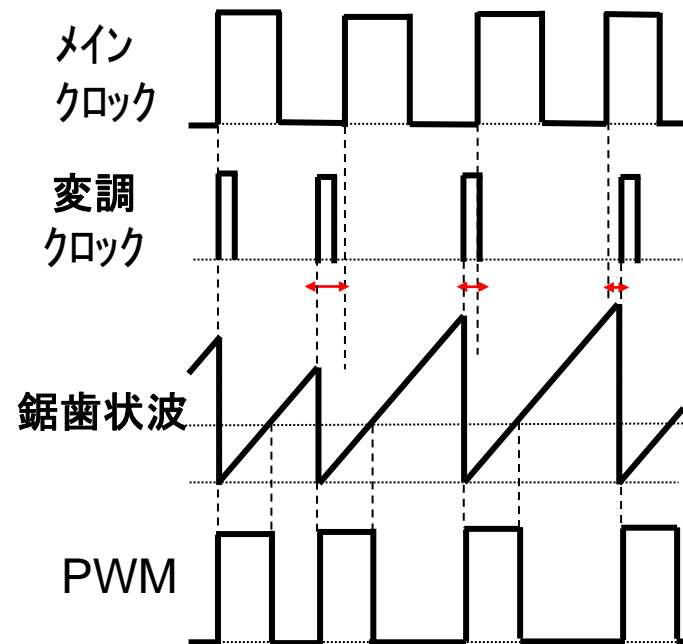


図9.11 周波数変調クロックと鋸歯状波

9-4 シミュレーション結果

● シミュレーション条件 (3ビット)

- * 電源PWMスペクトラム
- * 条件: $V_{in}=10V$, $V_o=5.0V$, $I_o=0.5A$
- * $F_{ck} = 200 \text{ kHz}$

★ スペクトラム拡散結果

- ・ 基本周波数 (200 kHz)
 $3.15V \Rightarrow 2.0V$ (-2.0 dB)
- ・ 5倍高調波 (1.0 MHz)
 $0.65V \Rightarrow 0.15V$ (-6.4 dB)

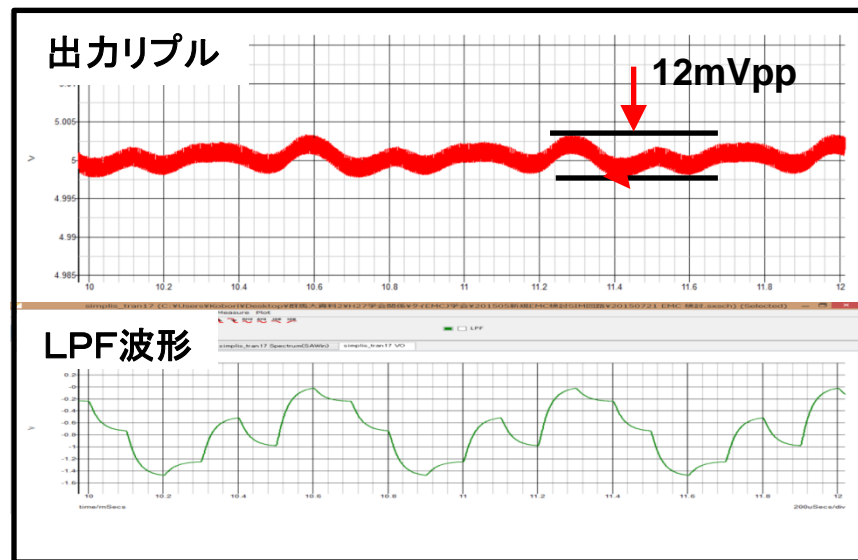


図9.17 出力リップル&アナログノイズ(LPF変調)

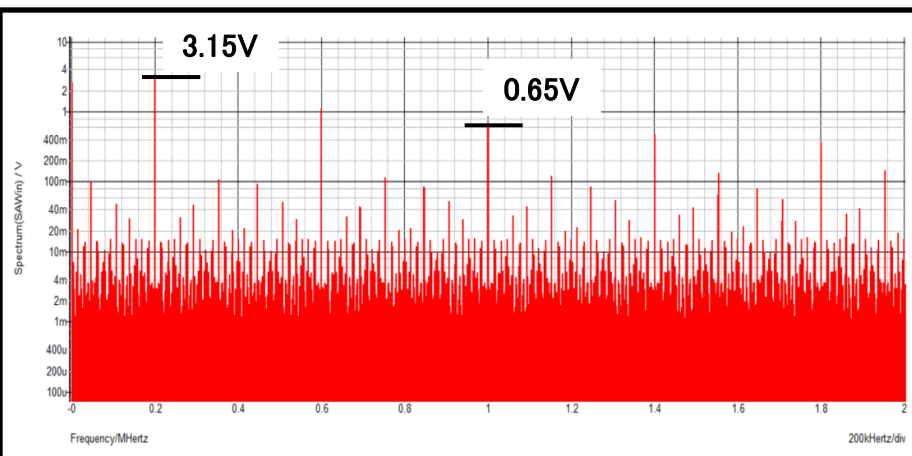


図9.15 PWMスペクトラム(変調無)

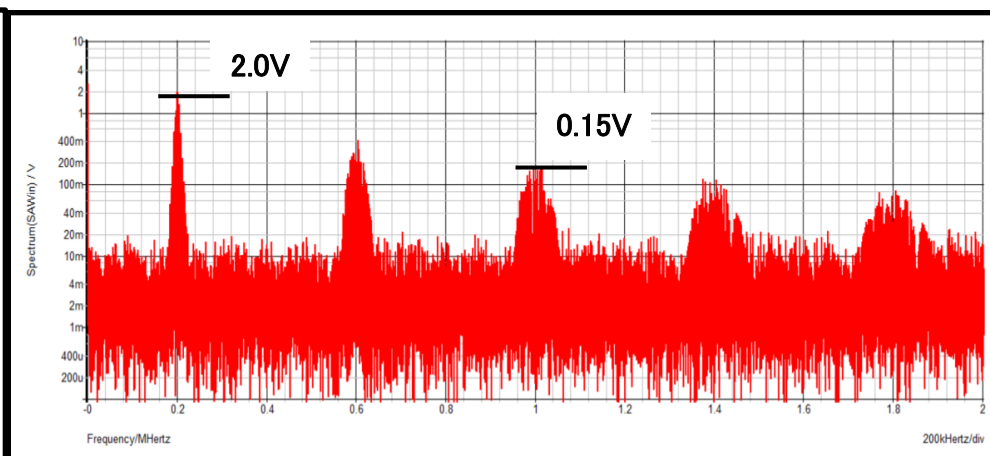


図9.16 スペクトラム拡散結果(PLL変調)

9-5 新M系列信号発生回路(パターン長の拡大)

1) 原始多項式の併用

・式の切換え適用: $G(s) = x^3 + x^2 + 1$ 、 $G(s) = x^3 + x + 1$

2) ビット反転手法

・3ビット出力の反転 : 組合せ数 = 8

表9.1 原始多項式のビット反転パターン(3ビット)

原始多項式	$G(s) = x^3 + x^2 + 1$	$G(s) = x^3 + x + 1$
0) 反転無し	0-1-3-6-5-2-4-	0-1-2-5-3-6-4-
1) Q1 反転	1-0-2-7-4-3-5-	1-0-3-4-2-7-5-
2) Q2 反転	2-3-1-4-7-0-6-	2-3-0-7-1-4-6-
3) Q1Q2反転	3-2-0-5-6-1-7-	3-2-1-6-0-5-7-
4) Q3 反転	4-5-7-2-1-6-0-	4-5-6-1-7-2-0-
5) Q3Q1反転	5-4-6-3-0-7-1-	5-4-7-0-6-3-1-
6) Q2Q3反転	6-7-5-0-3-4-2-	6-7-4-3-5-0-2-
7) 全部反転	7-6-4-1-2-5-3-	7-6-5-2-4-1-3-

3)ビット入替え手法:

・3ビット出力の入替え: 組合せ数 $N=6$

(a) $G(s) = x^3 + x^2 + 1 \Rightarrow$ 一部を示す

オリジナル \Rightarrow (Q2Q1Q3) \Rightarrow (Q1Q3Q2) \Rightarrow (Q3Q2Q1)

反転出力	(0 1 3 6 5 2 4) \Rightarrow 0 2 3 5 6 1 4 \Rightarrow 0 1 5 6 3 4 2 \Rightarrow 0 4 6 3 5 2 1
Q1	(1 0 2 7 4 3 5) \Rightarrow 2 0 1 7 4 3 6 \Rightarrow 1 0 4 7 2 5 3 \Rightarrow 4 0 2 7 1 6 5
Q2	(2 3 1 4 7 0 6) \Rightarrow 1 3 2 4 7 0 5 \Rightarrow 4 5 1 2 7 0 6 \Rightarrow 2 6 4 1 7 0 3
Q1・2	(3 2 0 5 6 1 7) \Rightarrow 3 1 0 6 5 2 7 \Rightarrow 5 4 0 3 6 1 7 \Rightarrow 6 2 0 5 3 4 7
Q3	(4 5 7 2 1 6 0) \Rightarrow 4 6 7 1 2 5 0 \Rightarrow 2 3 7 4 1 6 0 \Rightarrow 1 5 7 2 4 3 0
Q3・1	(5 4 6 3 0 7 1) \Rightarrow 6 4 5 3 0 7 2 \Rightarrow 3 2 6 5 0 7 1 \Rightarrow 5 1 3 6 0 7 4
Q2・3	(6 7 5 0 3 4 2) \Rightarrow 5 7 6 0 3 4 1 \Rightarrow 6 7 3 0 5 2 4 \Rightarrow 3 7 5 0 6 1 2
Q1・2・3	(7 6 4 1 2 5 0) \Rightarrow 7 5 4 2 1 6 0 \Rightarrow 7 6 2 1 4 3 0 \Rightarrow 7 3 1 4 2 5 0

$$(b) G(s) = x^3 + x + 1$$

オリジナル \Rightarrow (Q2Q1Q3) \Rightarrow (Q1Q3Q2) \Rightarrow (Q3Q2Q1)

反転出力	(0 1 2 5 3 6 4) \Rightarrow 0 2 1 6 3 5 4 \Rightarrow 0 1 4 3 5 6 2 \Rightarrow 0 4 2 5 6 3 1
Q1	(1 0 3 4 2 7 5) \Rightarrow 2 0 3 4 1 7 5 \Rightarrow 2 3 6 1 7 4 0 \Rightarrow 4 0 6 1 2 7 5
Q2	(2 3 0 7 1 4 6) \Rightarrow 1 3 0 7 2 4 5 \Rightarrow 4 5 0 7 1 2 6 \Rightarrow 2 6 0 7 4 1 3
Q1·2	(3 2 1 6 0 5 7) \Rightarrow 3 1 2 5 0 6 7 \Rightarrow 5 4 1 6 0 3 7 \Rightarrow 6 2 4 3 0 5 7
Q3	(4 5 6 1 7 2 0) \Rightarrow 4 6 5 2 7 1 0 \Rightarrow 2 3 6 1 7 4 0 \Rightarrow 1 5 3 4 7 2 0
Q3·1	(5 4 7 0 6 3 1) \Rightarrow 6 4 7 0 5 3 2 \Rightarrow 3 2 7 0 6 5 1 \Rightarrow 5 1 7 0 3 6 4
Q2·3	(6 7 4 3 5 0 2) \Rightarrow 5 7 4 3 6 0 1 \Rightarrow 6 7 2 5 3 0 4 \Rightarrow 3 7 1 6 5 0 2
Q1·2·3	(7 6 5 2 4 1 3) \Rightarrow 7 5 6 1 4 2 3 \Rightarrow 7 6 3 4 2 1 5 \Rightarrow 7 3 5 2 1 4 6

★3ビットの場合：基本的な配列組合せ

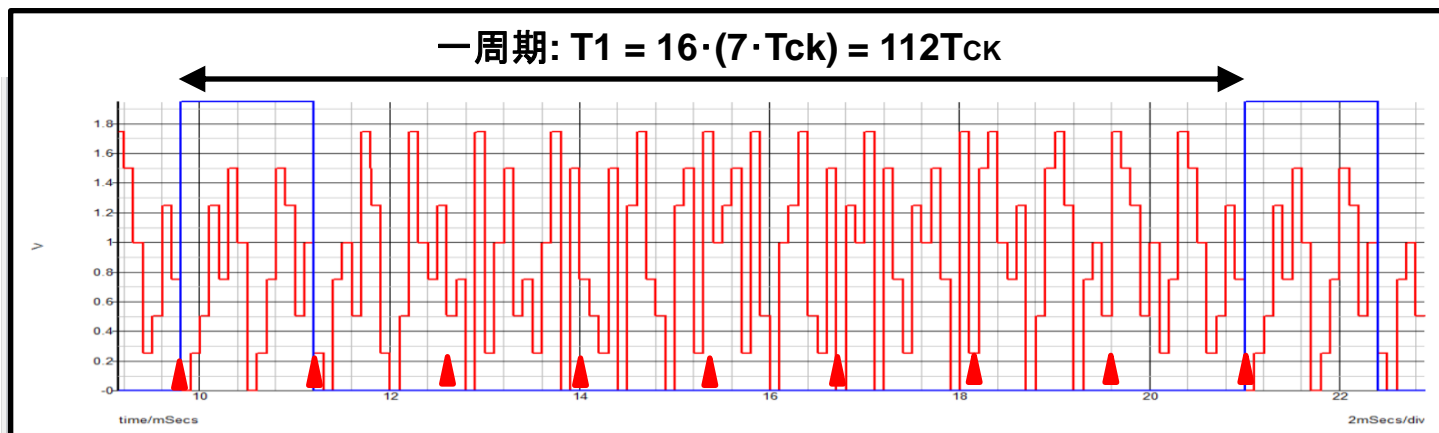
$N = {}_7P_7 = 7! = 5,040$ 通り (基準 = 0 とする)

\Rightarrow 上記手法では、このうちの 112通りのみ

\Rightarrow もっと長い周期長があるはず！ \iff 4ビットと比較して効果はどうか？

●新M系列回路 出力ビット波形

a) ビット反転手法 (×8)



b) ビット反転 + 入替え手法 (×8・6)

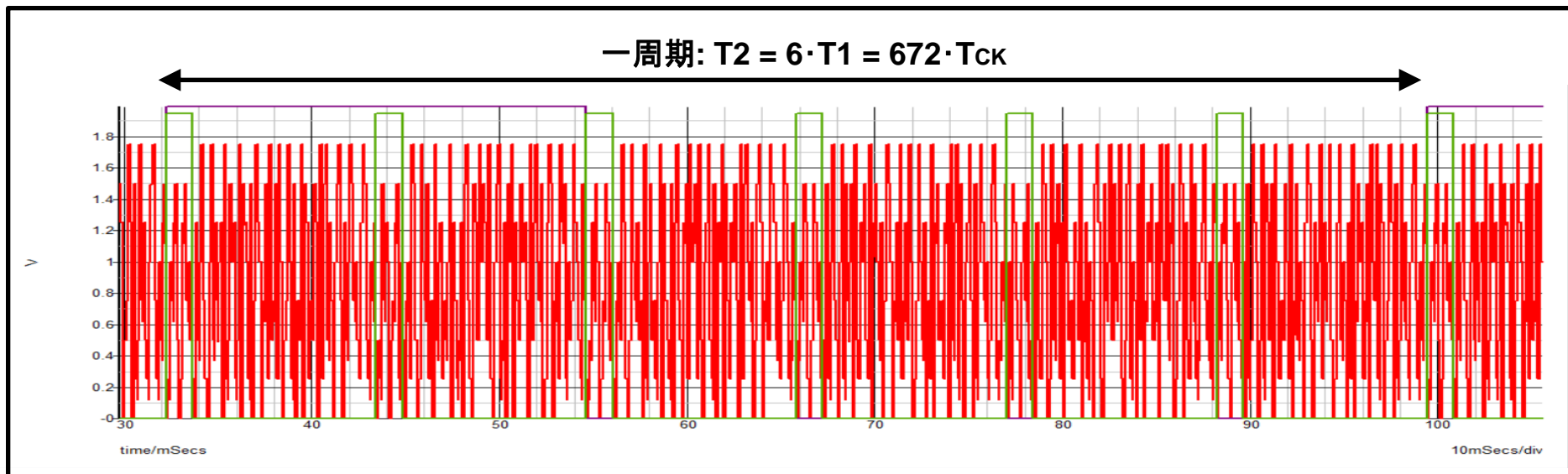


図9.17 新M系列回路による出力パターン

●新M系列信号発生回路によるスペクトラム拡散

★スペクトラム拡散結果

・基本周波数(200 kHz)

[測定周期:100ms]

a) 無変調: 3.2 V

b) 基本: 1.7 V (-2.7 dB)

c) 反転:

d) 入替:

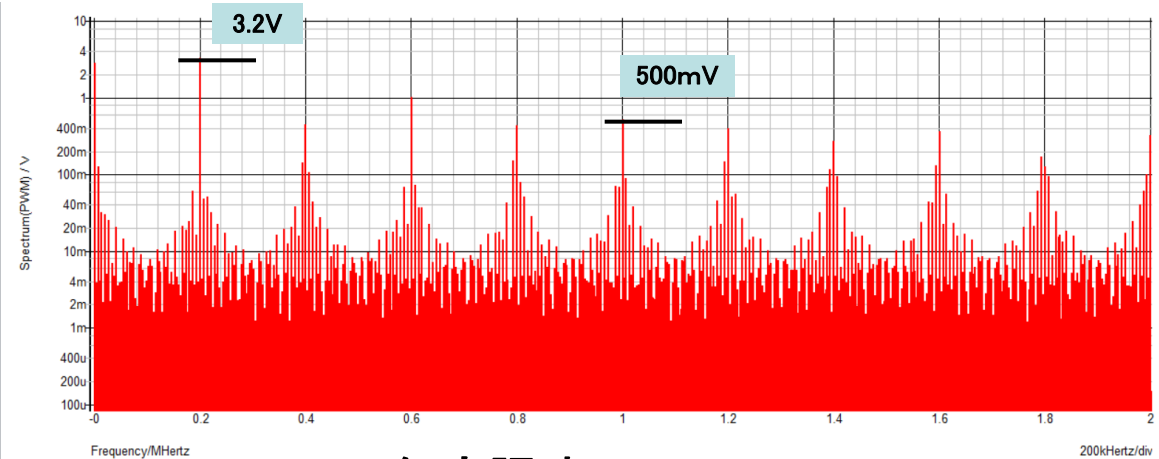
・5倍高調波(1.0 MHz)

a) 無変調: 500 mV

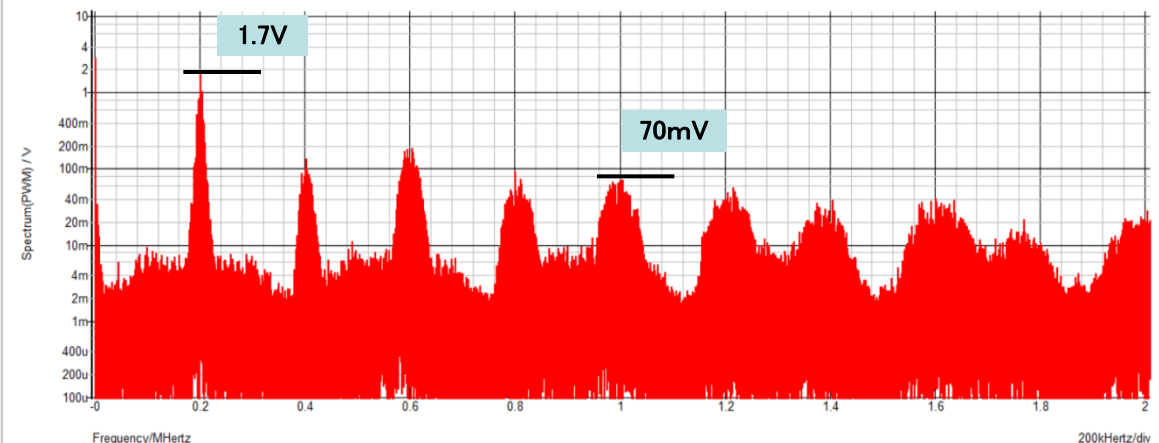
b) 基本: 70 mV (-8.5 dB)

c) 反転:

d) 入替:



(a) 無変調時のスペクトラム拡散



(b) 基本変調によるスペクトラム拡散

図9.18 新M系列回路によるスペクトラム拡散

●新M系列信号発生回路によるスペクトラム拡散

★スペクトラム拡散結果

・基本周波数(200 kHz)

[測定周期:100ms]

a) 無変調: 3.2 V

b) 基本: 1.7 V (-2.7 dB)

c) 反転: 1.3 V (-3.9 dB)

d) 入替: 1.1 V (-4.6 dB)

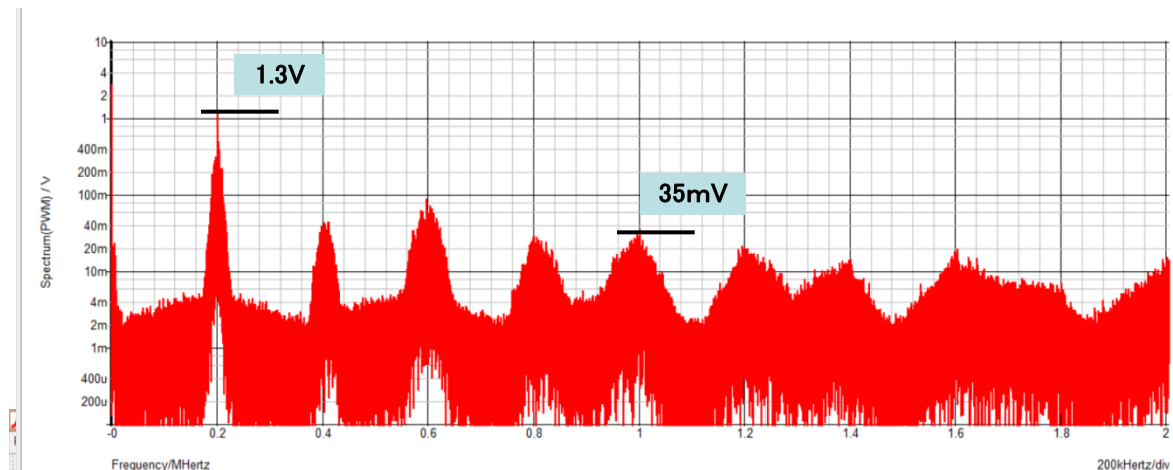
・5倍高調波(1.0 MHz)

a) 無変調: 500 mV

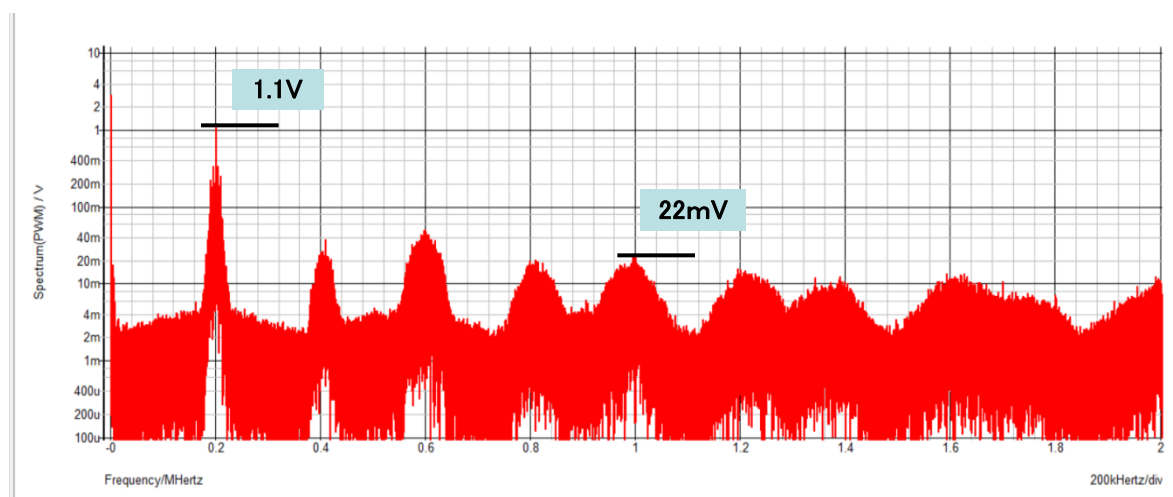
b) 基本: 70 mV(-8.5 dB)

c) 反転: 35 mV(-11.5 dB)

d) 入替: 22 mV(-13.6 dB)



(c) ビット反転によるスペクトラム拡散



(d) ビット反転+入替えによるスペクトラム拡散

図9.19 新M系列回路によるスペクトラム拡散

★ 出力電圧リップルの確認

- ・出力リップル: 13mVpp (@ビット反転+入替え)
- ・周期性: 20ms内では周期性無し(類似波形有り)

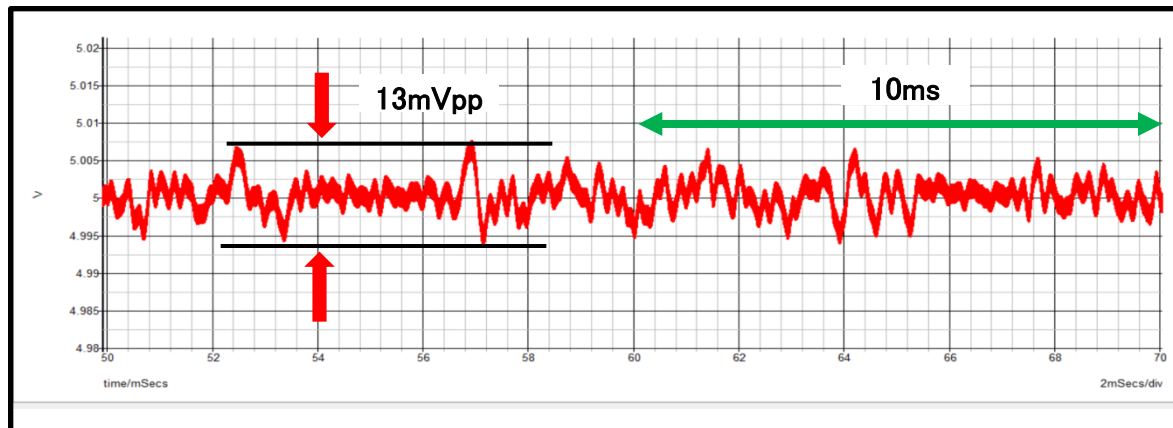


図9.20 新M系列回路使用時の出力リップル

● 多ビット化

- ・4次原始多項式(例): a) $G(s) = x^4 + x^3 + 1$ 、 b) $G(s) = x^4 + x + 1$

a) 0 1 3 7 14 13 11 6 12 9 2 5 10 4 8

b) 0 1 2 5 10 4 9 3 6 13 11 7 14 12 8 ...各 15パターン長

- ・周期長の拡大(1つの原始多項式につき):

*ビット反転×ビット入替え = $2^4 \times {}_4P_4 = 16 \times 24 = 384 \Rightarrow 5,760$ パターン長

以上

10. 選択的ノッチ特性を有するスペクトラム拡散

10-0 パルスコーディング方式とは

10-1 パルス幅コーディング方式

10-2 従来デジタル変調方式

10-3 アナログノイズ変調方式

10. 選択的ノッチ特性を有するスペクトラム拡散

(0) パルス・コーディング方式とは

● 従来PWM制御方式

- * 固定クロックで鋸歯状波を発生し、出力誤差増幅電圧と比較してリニア変化するデューティ・パルスで制御

● パルスコーディング制御方式

- * 固定周波数クロックで、出力誤差増幅電圧をA/D変換し、この出力(SEL信号:H/L)でデューティの異なるパルスを選択して**離散的变化で高速**に制御
(一般的に、2種類のパルスを利用)
- * パルスコーディング方式は多方式あり
 - ・単純方式:PWC、PPC、PCC
 - ・複合方式:上記方式の組合せ

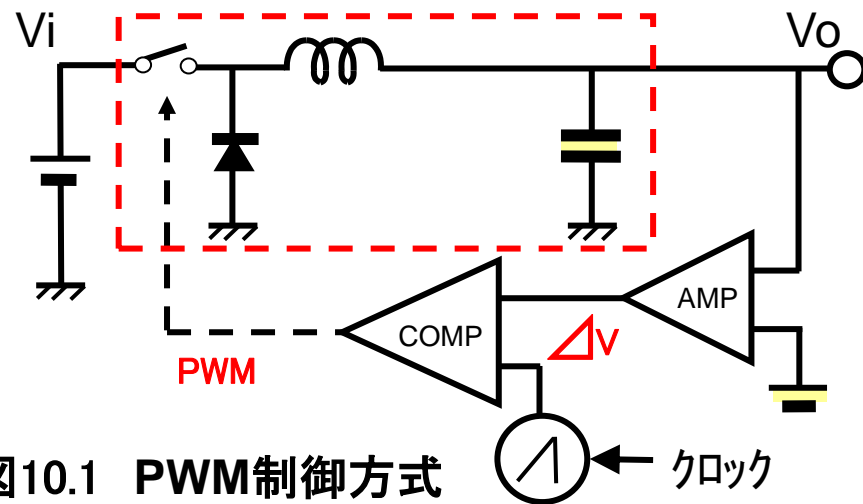


図10.1 PWM制御方式

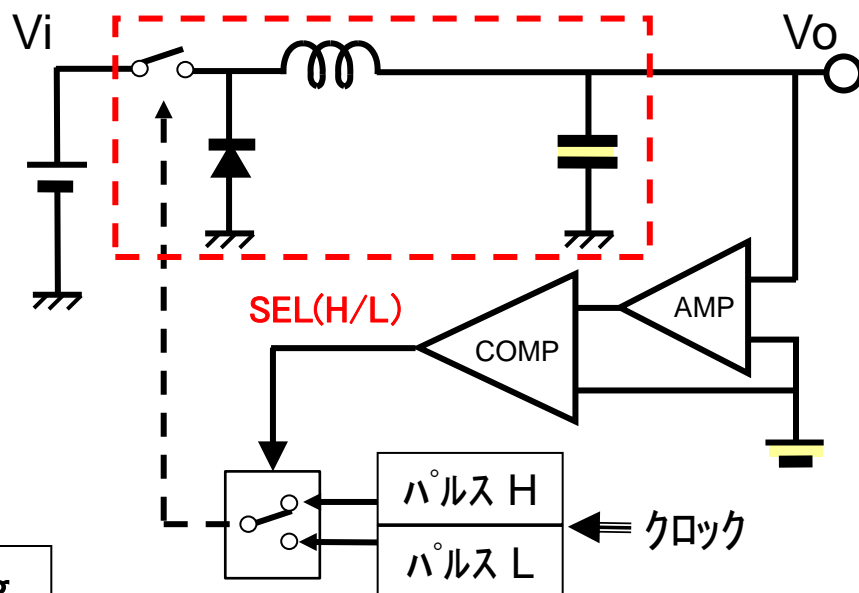


図10.2 パルスコーディング制御方式

PWM: Pulse Width Modulation、PWC: Pulse Width Coding
PPC: Pulse Position Coding、PCC: Pulse Cycle Coding

10-1 パルス幅コーディング(PWC)方式

1)コーディング・パルスの発生方式

●PWCパルス

* パルス幅の切換え

立上り位相は一定

●デューティの選定

* 定常時のデューティ

$$D_o = V_o / V_i$$

* パルス・デューティの関係

$$D_H > D_o > D_L$$

* 変換ゲイン:G

$$G \propto (D_H - D_L)$$

* クロック周波数

PWM方式の5倍程度(500k~1MHz)

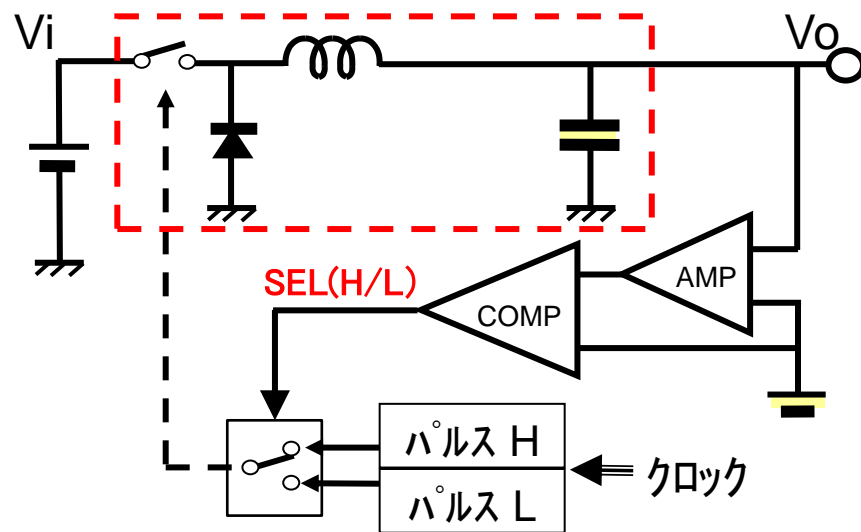


図10.2 パルスコーディング制御方式

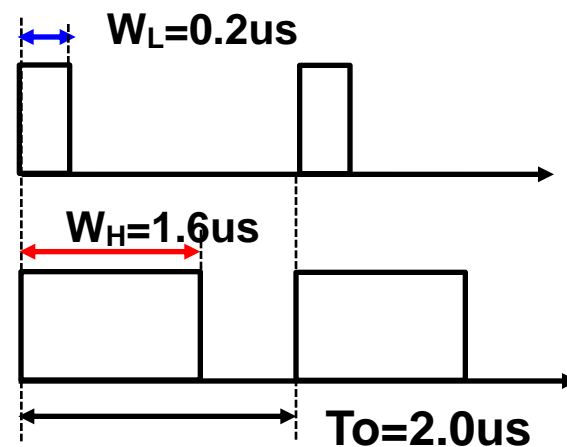


図10.3 PWCパルス例

10-1 パルス幅コーディング(PWC)方式

PWC:Pulse Width Coding

1) ノッチ特性とノッチ周波数

● スペクトラム特性

* クロック周波数: 500 kHz

* ノッチ周波数

$$\begin{aligned} F_N &= N / (W_H - W_L) \\ &= N / (1.6 - 0.2) \mu\text{s} \\ &= N \cdot 0.71 \text{ MHz} = 0.71, 1.4, \dots \text{ MHz} \end{aligned}$$

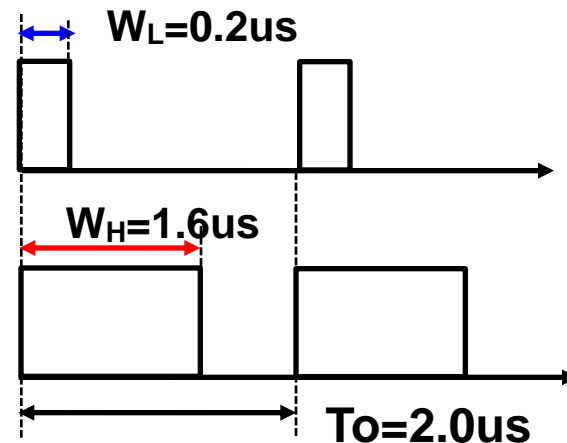


図10.3 PWCパルス例

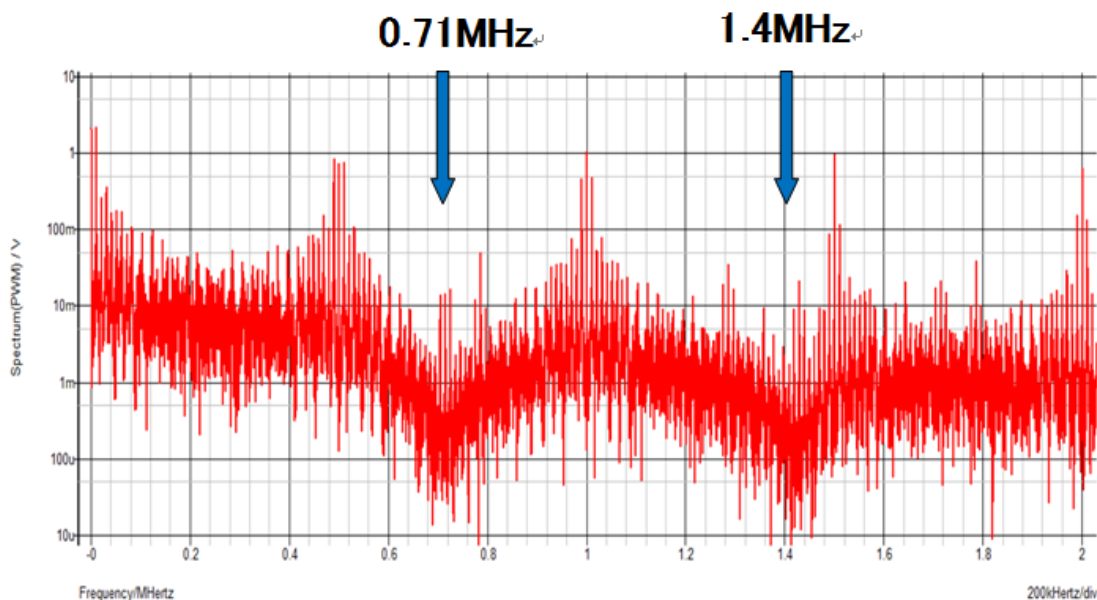


図10.4 PWC方式スペクトラム

1) PCCパルス

* パルス幅が一定で、周期が変化

⇒ 制御周波数の変化で、伝達関数が変動

* スペクトラム特性

・ ノッチ周波数

$$\begin{aligned}
 F_N &= N / (T_L - T_H) \\
 &= N / (3.5 - 2.0) \mu\text{s} \\
 &= N \cdot 0.67 \text{ MHz} \\
 &= 0.67, 1.33, 2.0 \dots \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

・ シミュレーション条件

$$V_i = 10\text{V}, V_o = 5.0\text{V}, I_o = 0.25\text{A}$$

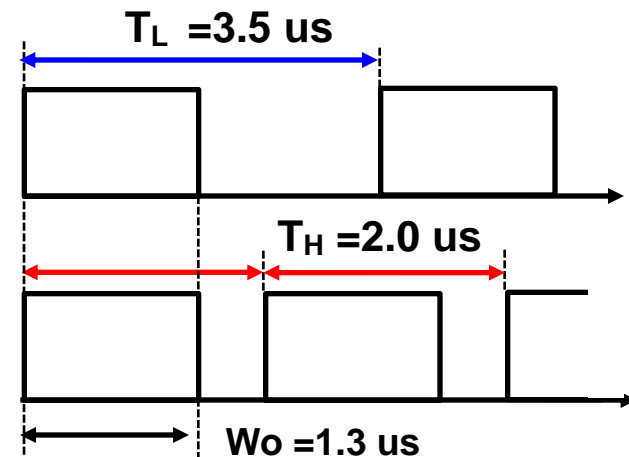


図10.5 PCCパルス例

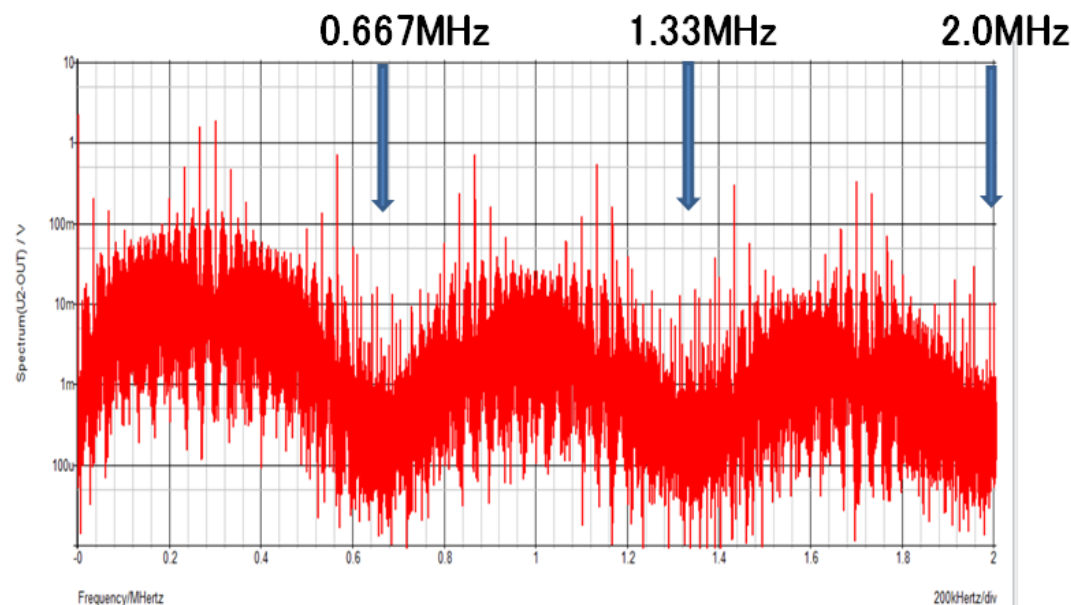


図10.6 PCC方式スペクトラム

10-2 パルス周期コーディング(PCC)方式

2) シミュレーション結果

* PCCパルス条件

$$D_o = 5.0V / 10V = 0.5$$

$$D_H = 1.3 / 2.0\mu s = 0.6$$

$$D_L = 1.3 / 3.5\mu s = 0.38$$

* 出力電圧リップル

$$\Delta V_o = 10 \text{ mVpp} \quad (V_o \text{ の } 0.2\%)$$

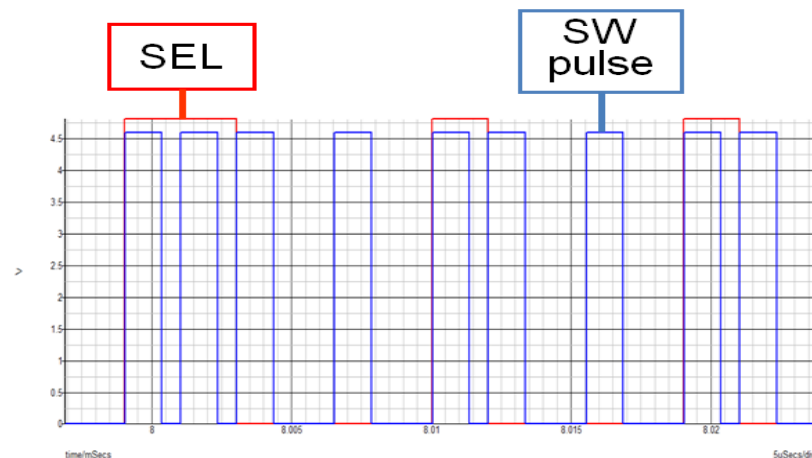


図10.7 PCC方式シミュレーション波形

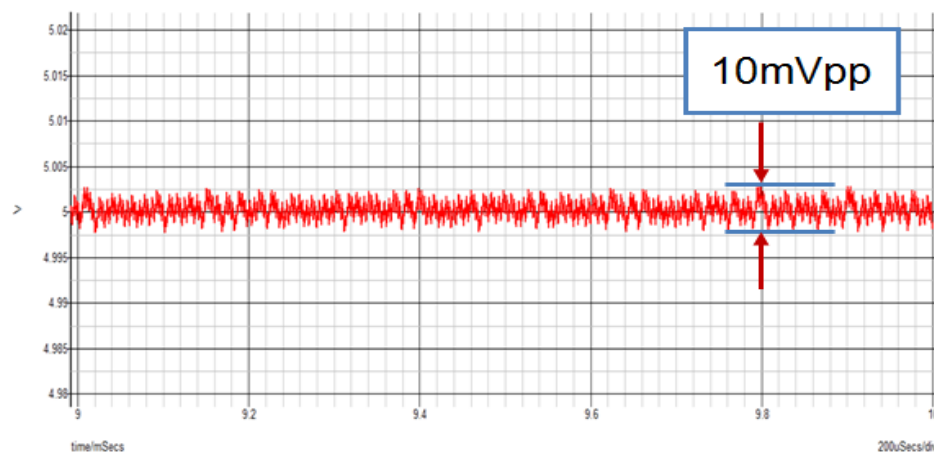


図10.8 PCC方式スペクトラム

10-3 パルス位置コーディング(PPC)方式

1) PPCパルス

* デューティの変化なし

⇒ 電源制御には 不適

⇒ 複合コーディング方式に有効

2) PWC+PPC方式

* 2種類のノッチ周波数が発生

⇒ 詳細は検討中

3) PWC+PCC方式

* 詳細は検討中

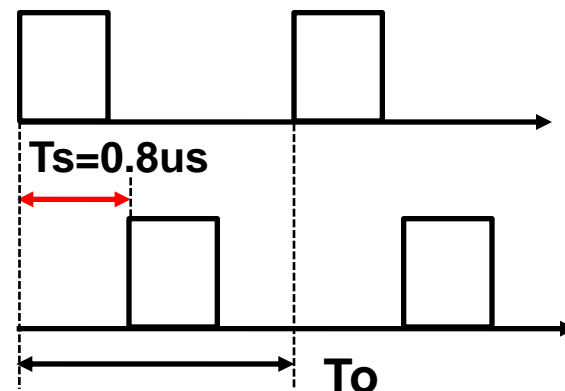


図10.9 PPCパルス例

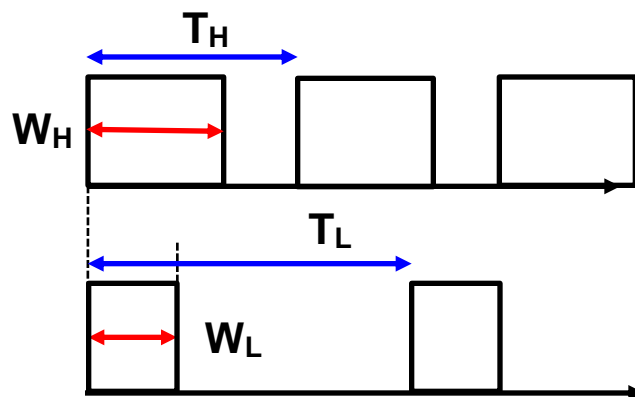


図10.11 PWC+PCCパルス例

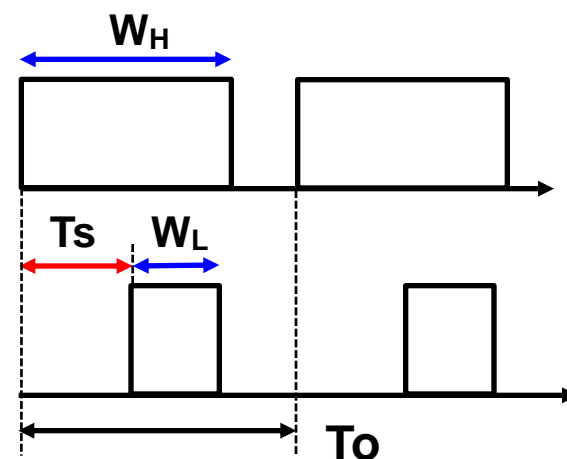


図10.10 PWC+PPCパルス例

10-3 PWC方式の実装結果

* 実装条件(昇圧型)

$V_i=5.0\text{ V}$

$V_o=10\text{ V}$

$I_o=0.2\text{ A}$

$F=160\text{ kHz}$

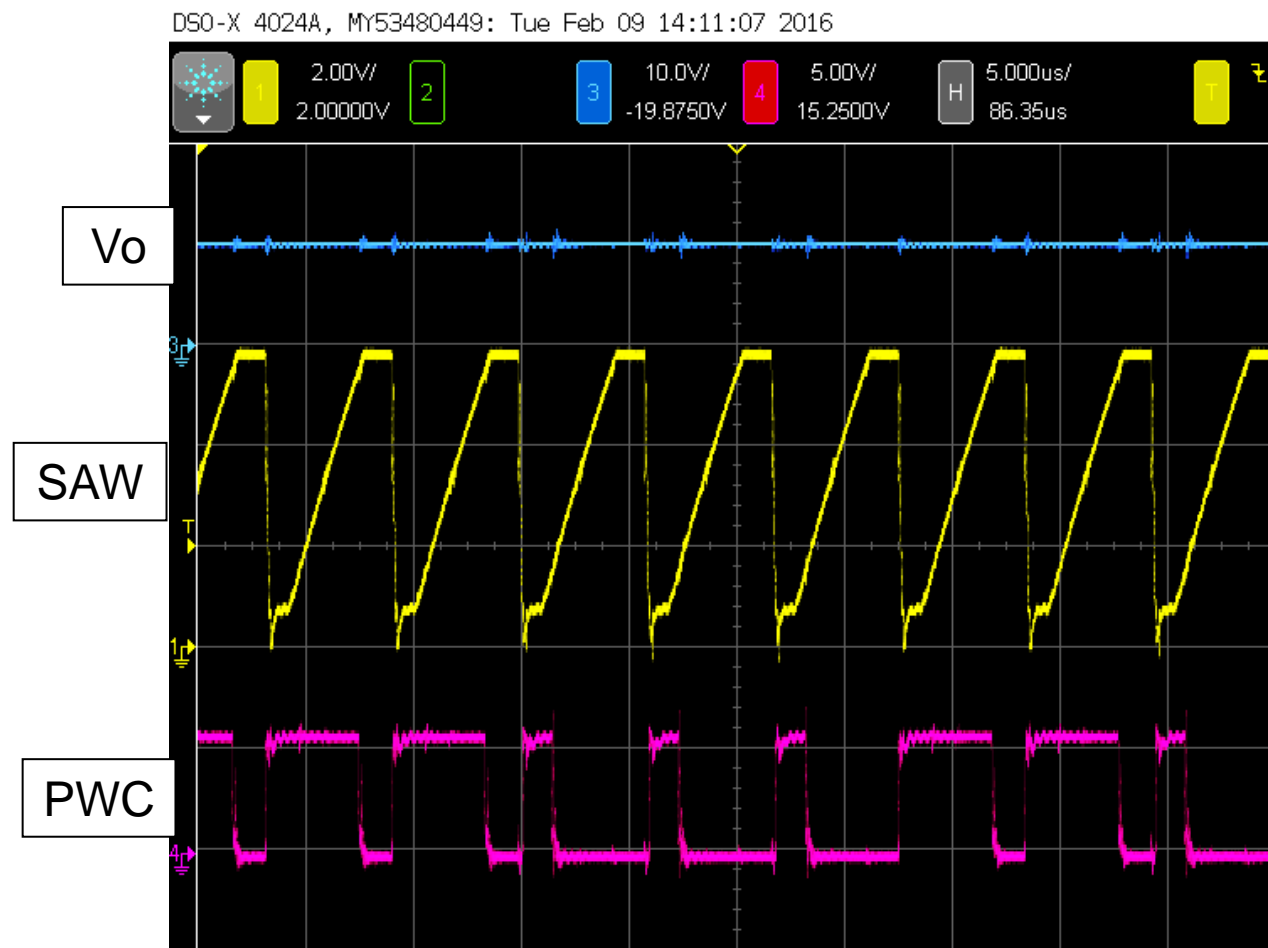


図10.12 PWC方式パルス波形(昇圧型)

10-3 PWC方式の実装結果

(1) スペクトラム1

* パルス幅

・クロック周波数: $F_{ck}=160\text{kHz}$

・パルス幅

$W_L = 5.0\text{ ns}$ ($D=0.80$)

$W_H = 1.0\text{ ns}$ ($D=0.16$)

* ノッチ周波数

$$F_N = N / (5.0 - 1.0)\text{ ns}$$
$$= 250 \cdot N\text{ kHz}$$

* 発生位置

$F_{ck} - 2F_{ck}$ の間



図10.13 PWC方式スペクトラム(1)

10-3 PWC方式の実装結果

(1) スペクトラム2

* パルス幅

・クロック周波数: $F_{ck}=160\text{kHz}$

・パルス幅

$W_L=4.0\text{ ns}$ ($D=0.64$)

$W_H=1.1\text{ ns}$ ($D=0.176$)

* ノッチ周波数

$$F_N = N / (4.0 - 1.1)\text{ ns}$$
$$= 345 \cdot N\text{ kHz}$$

* 発生位置

$2F_{ck} - 3F_{ck}$ の間



図10.14 PWC方式スペクトラム(2)

10-3 PWC方式の実装結果

(1) スペクトラム3 [高速化]

* パルス幅

・クロック周波数: $F_{ck}=420\text{kHz}$

・パルス幅

$W_L = 2.0\text{ ns}$ ($D=0.84$)

$W_H = 1.0\text{ ns}$ ($D=0.42$)

* ノッチ周波数

$$F_N = N / (2.0 - 1.0)\text{ ns}$$
$$= 1.0 \cdot N\text{ MHz}$$

* 発生位置

$2F_{ck} - 3F_{ck}$ の間

DSO-X 4024A, MY53480449: Fri Feb 12 12:44:06 2016

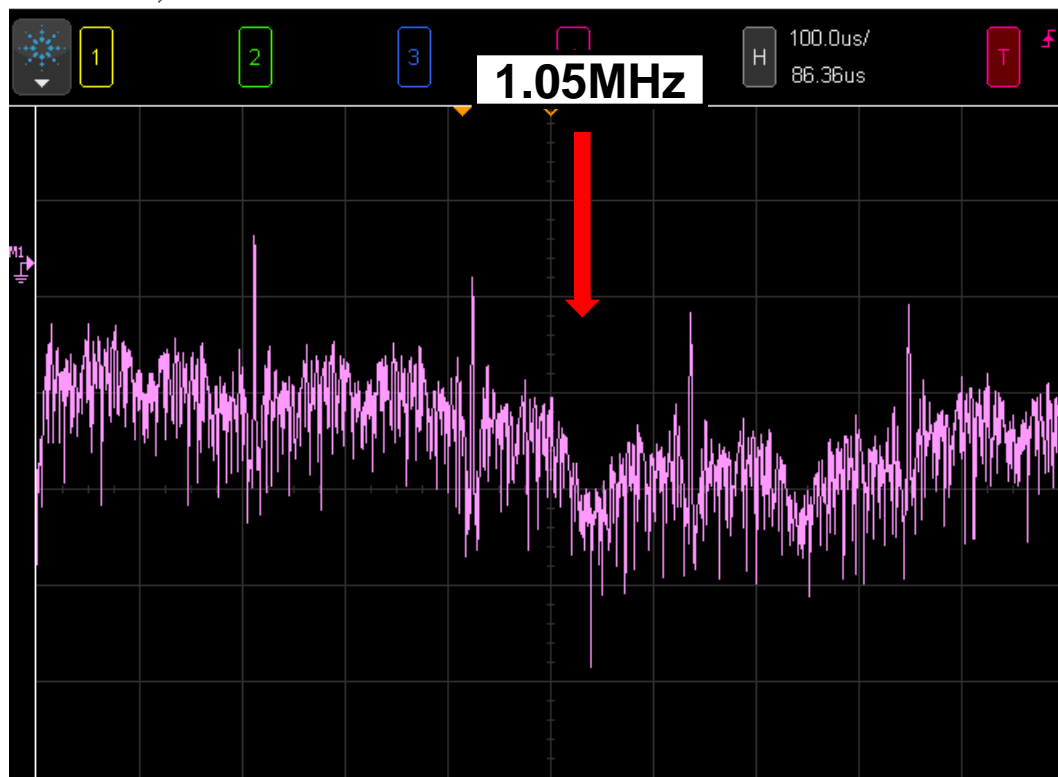


図10.15 PWC方式スペクトラム(3)

講義は以上です。

質問はありませんか？