

「集積回路システム工学」 スイッチング電源の基礎と応用

第357回 群馬大学アナログ集積回路研究会

2018年7月24日

客員教授 小堀 康功

アウトライン

1. 基本パワー素子
2. DC-DCスイッチング電源技術
3. 絶縁型DC-DCコンバータ電源技術
4. スwitching電源の基本制御方式
- ~~5. スwitching電源の効率~~
- ~~6. 降圧形電源の実測~~
- ~~7. 昇圧形電源の実測~~
8. ソフトスイッチング電源
9. 各種制御方式とSIDO電源
10. マルチフェーズ電源
11. EMIスペクトラム拡散技術
12. パルスコーディング制御電源

1. 基本パワー素子

1-1 パワーデバイス

(1) 各種パワースイッチ

1-2 受動素子

(1) インダクタ

(2) コンデンサ

(3) 抵抗器

1. 基本パワー素子

● 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

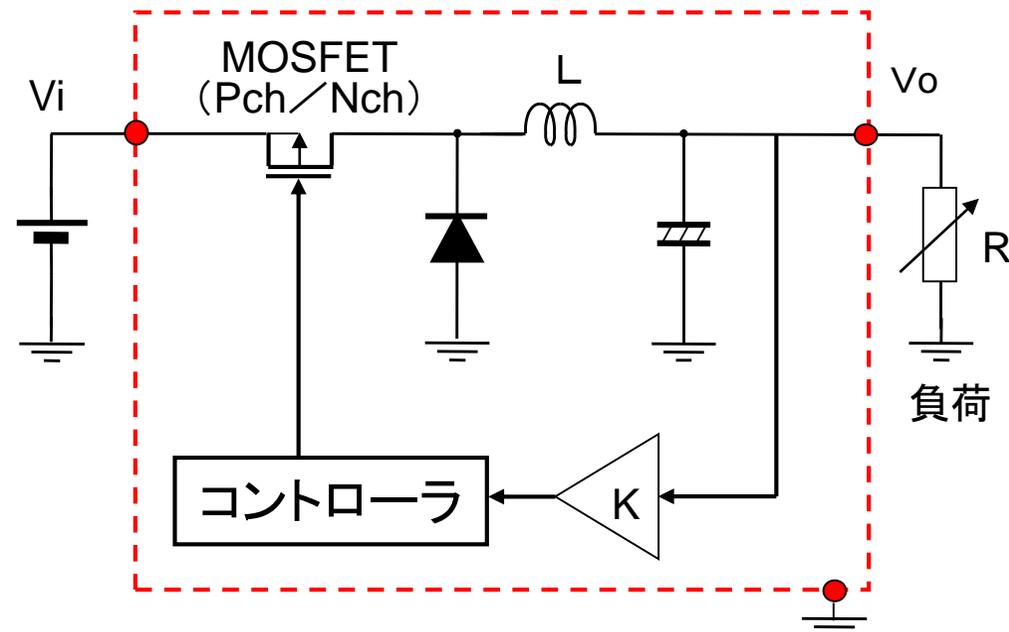


図1.1 スイッチング電源の構成例

1.1 パワーデバイス

(1) スイッチング・パワーデバイス

1) 各種スイッチング・パワーデバイスの応用システム

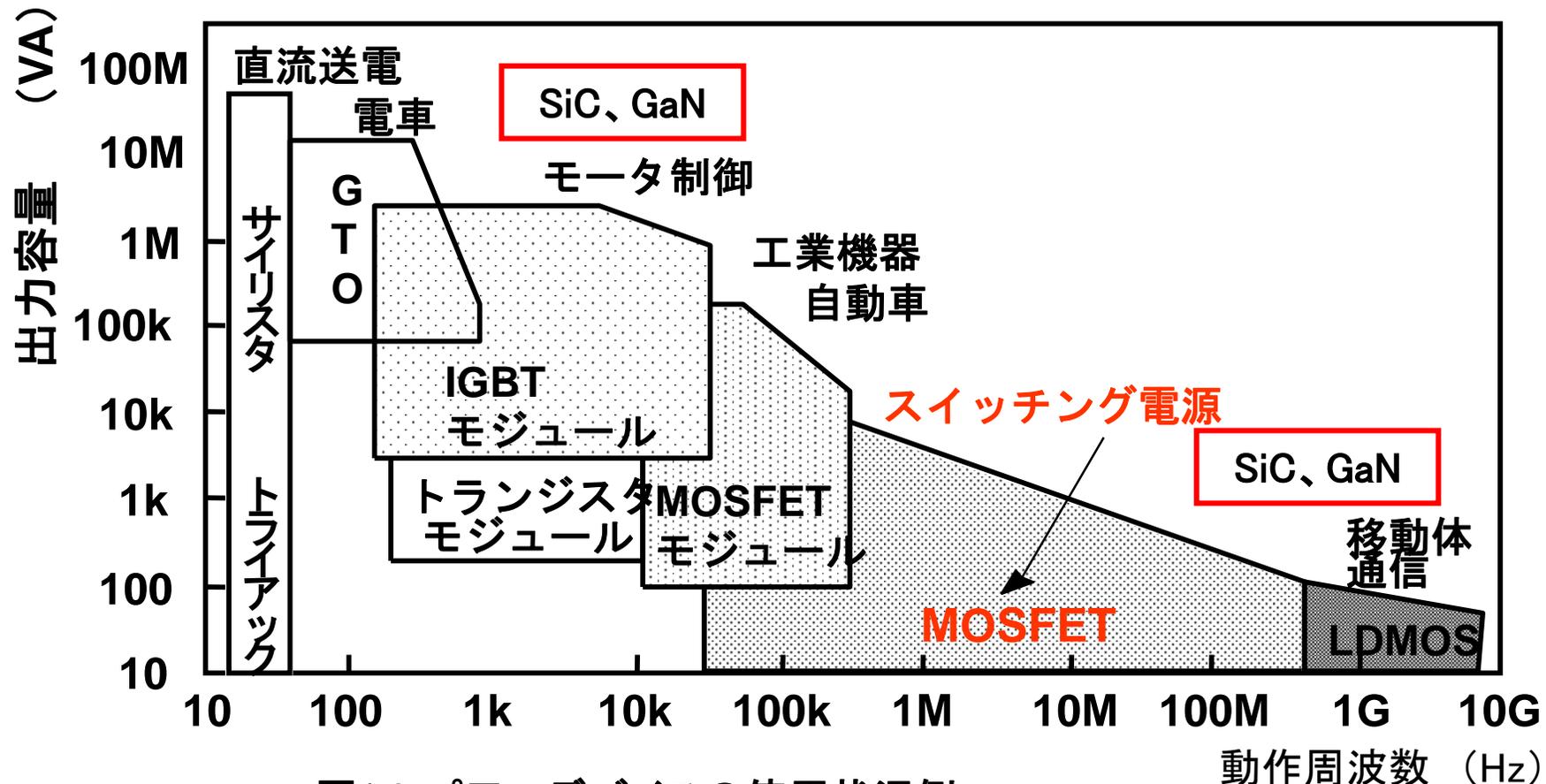


図1.2 パワーデバイスの使用状況例

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

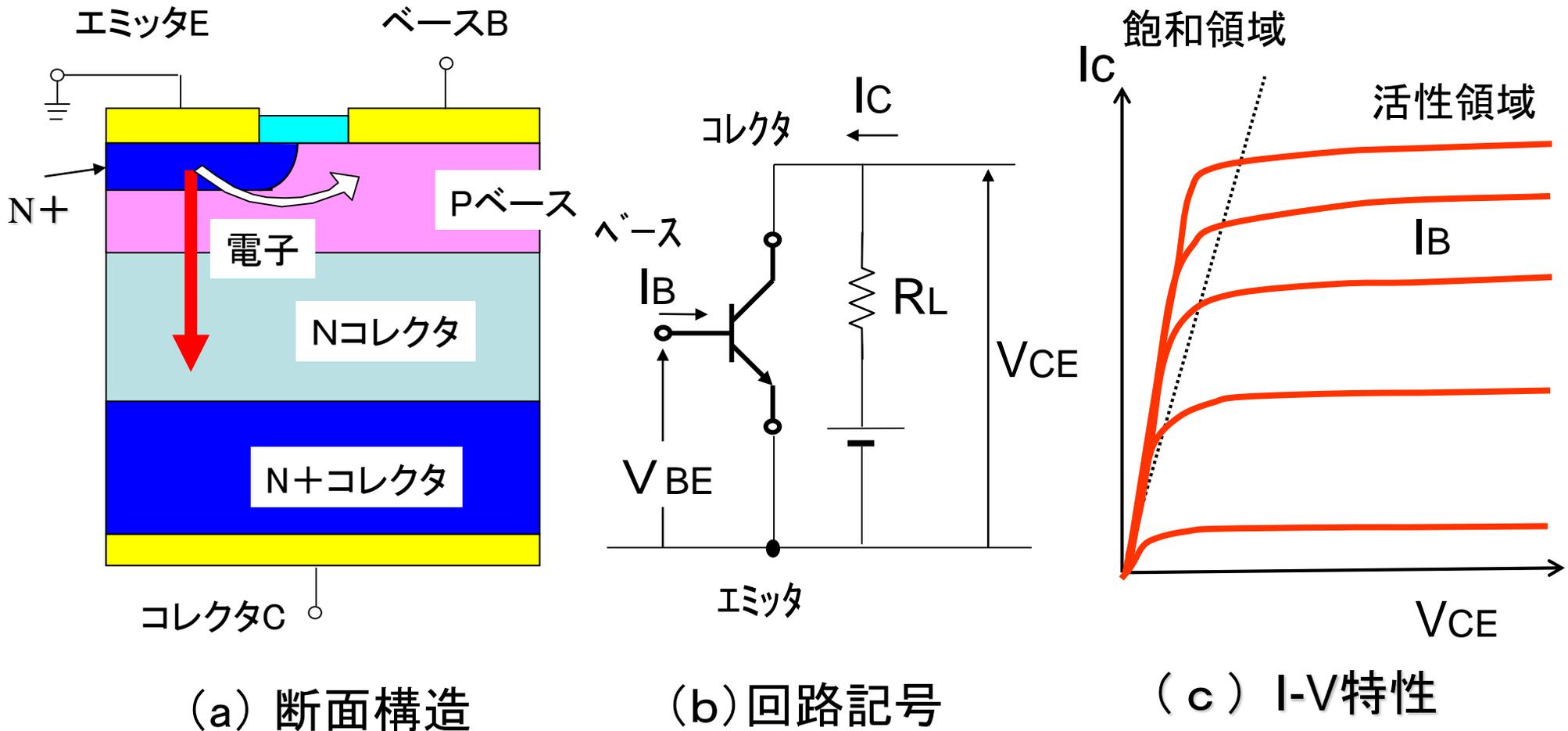
IGBT: Insulated Gate Bipolar TRS (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ)

- ・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)

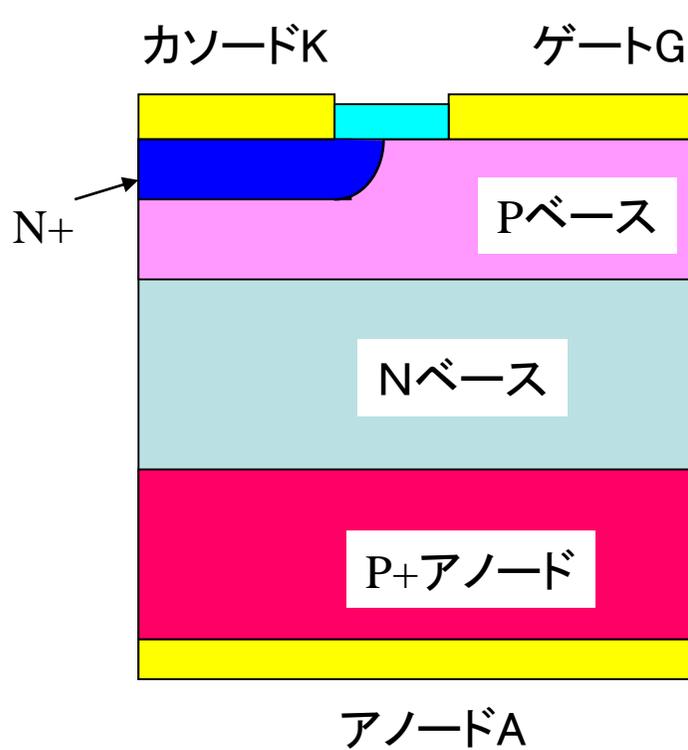
3) バイポーラトランジスタ

(A) バイポーラトランジスタの構成

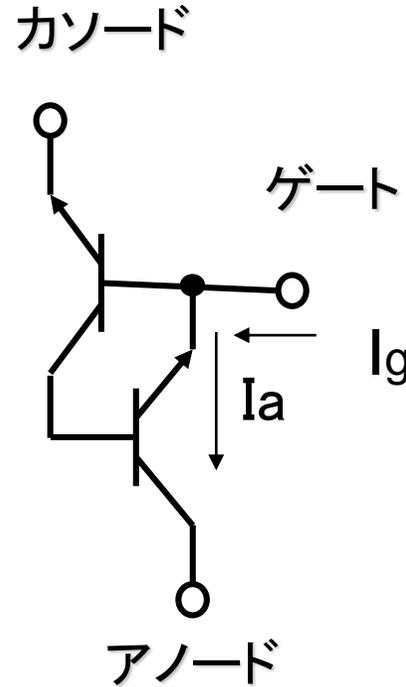


4) サイリスタ (GTO; Gate Turn-Off 型)

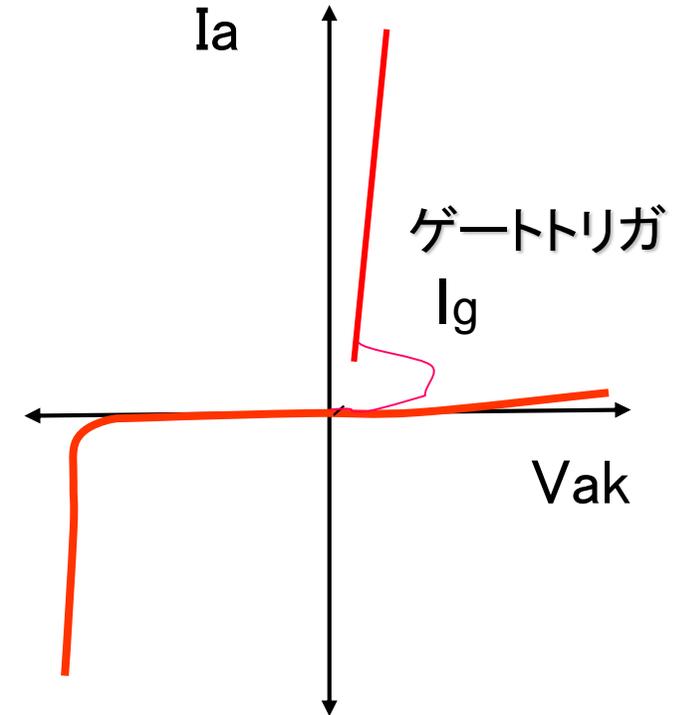
GTOはゲートに逆電流を流すことにより
ターンオフ機能を有するサイリスタ



(a) 断面構造



(b) 等価回路

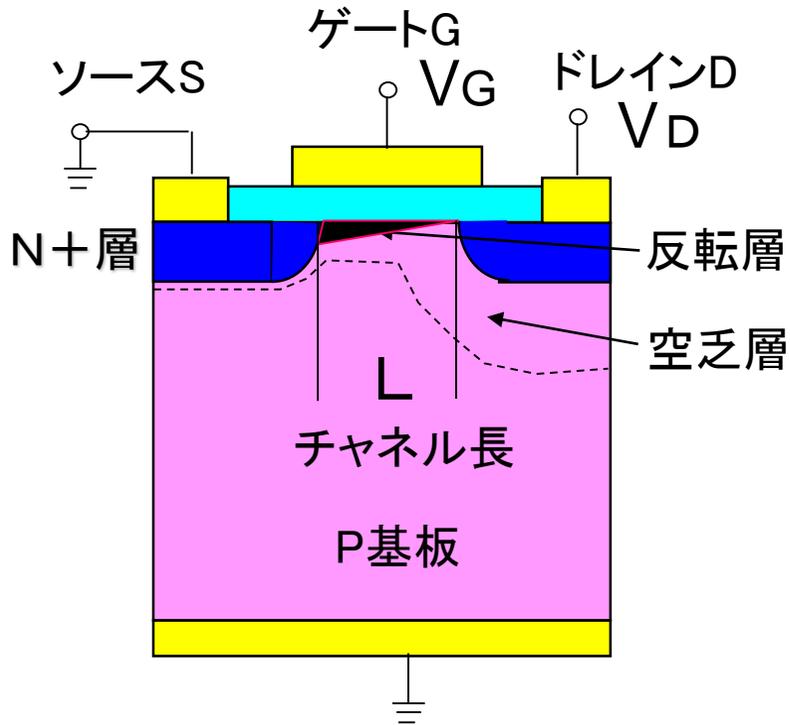


(c) I-V特性

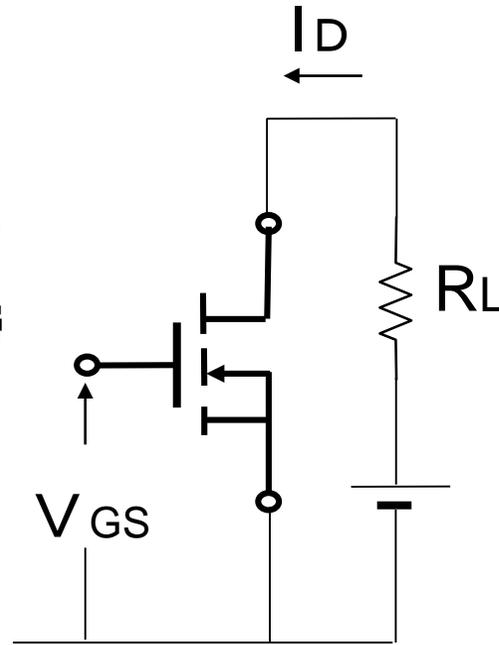
(逆阻止サイリスタの例)

5) パワーMOSFET

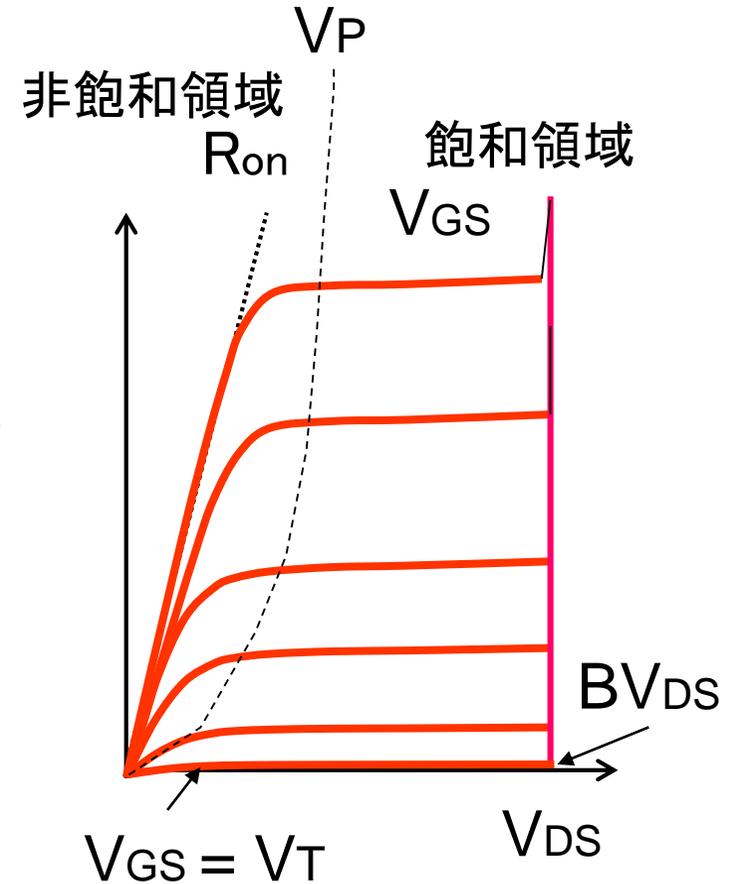
(A) MOSFETの構成と基本動作



(a) 基本構造
(Nチャンネルの例)



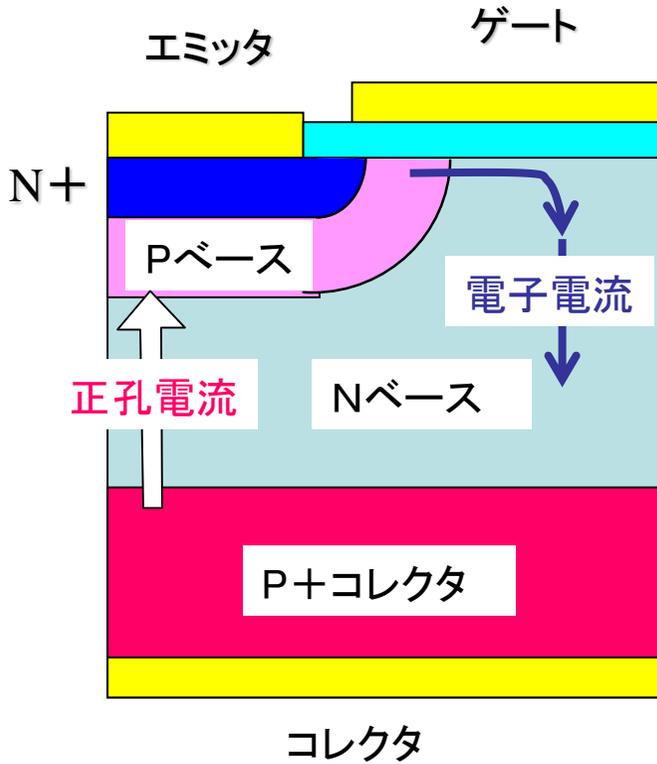
(b) バイアス回路



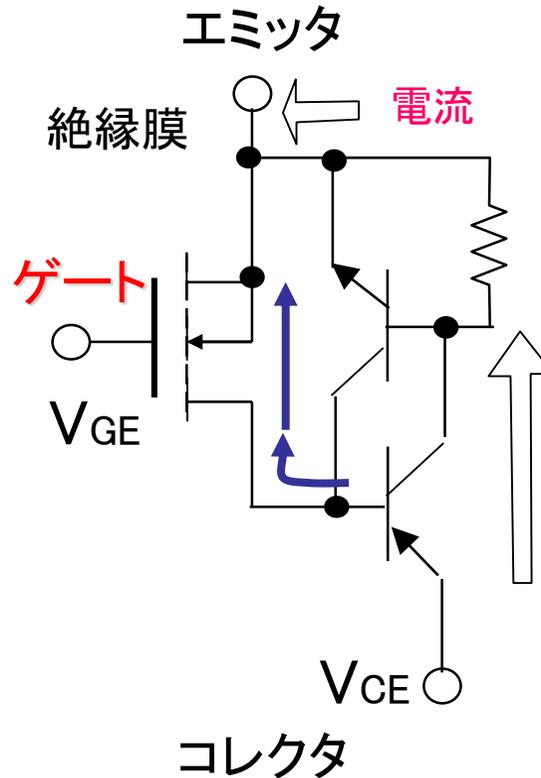
(c) I-V特性

6) IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

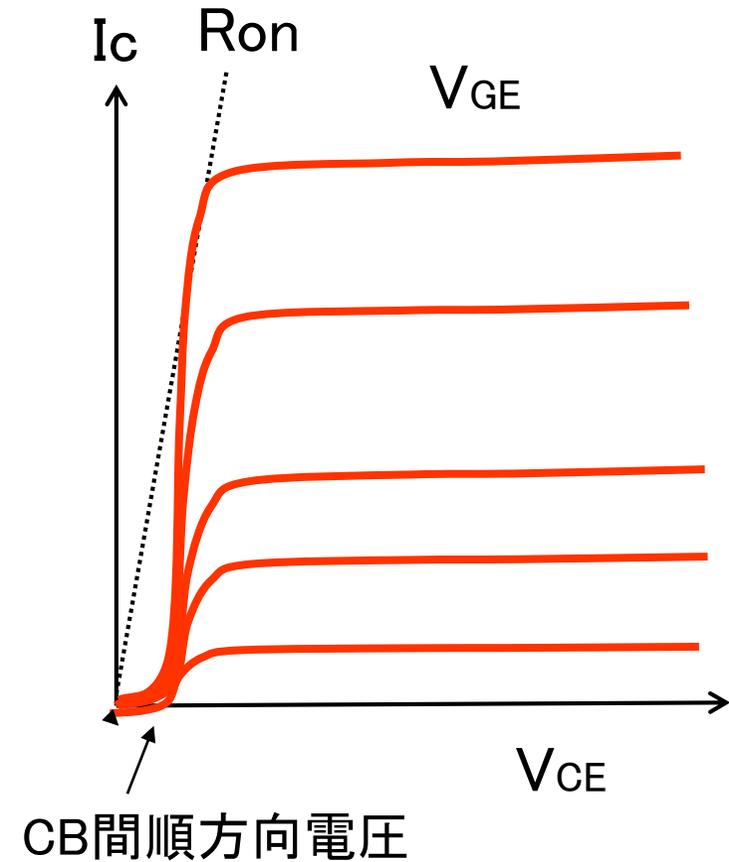
・電圧ドライブ形バイポーラトランジスタ



(a) 断面構造



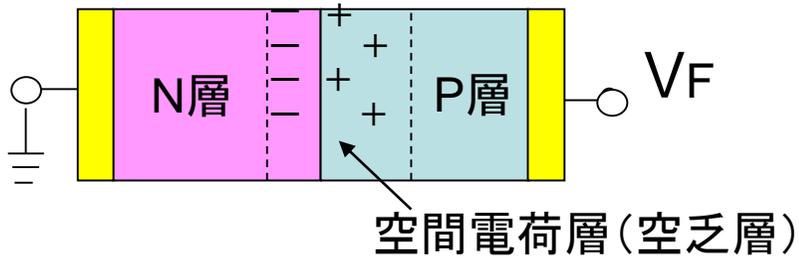
(b) 等価回路



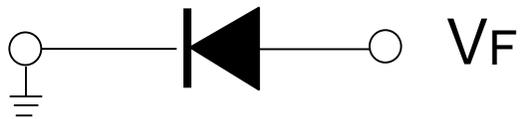
(c) I-V特性

(2) ダイオード

1) PN接合

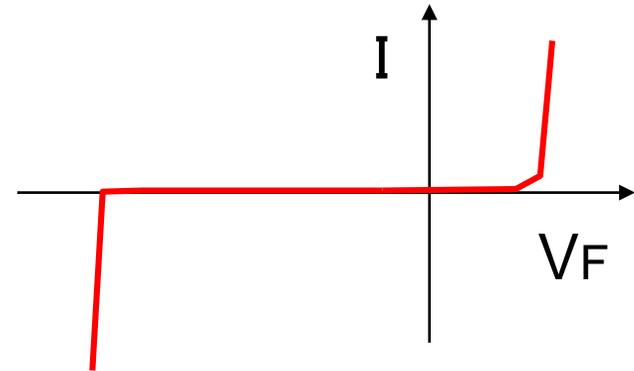


(a) ダイオード構造



(b) 回路記号

* 順バイアス: ダイオード特性



* 逆バイアス: キャパシタンス特性
(バリキャップとして動作)



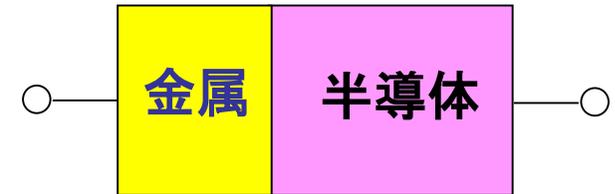
(c) 電流-電圧 (I-V) 特性

2) ショットキー・ダイオード SBD (Schottky Barrier Diode)

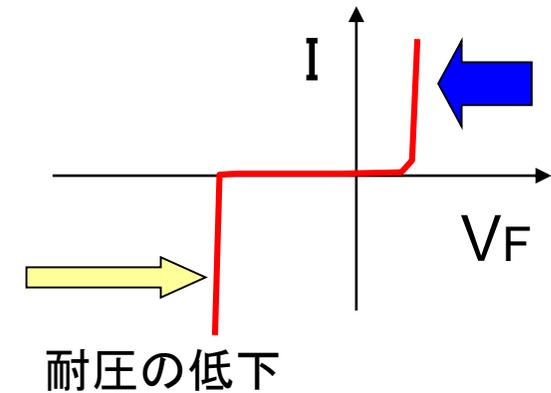
- * V_F が小さい
- * スイッチングが速い
- * リカバリー電流が小さい
- * 逆耐圧がやや小さい

(3) ワイドギャップ半導体: シリコン・カーバイド SiC

- * 耐圧が非常に大きい ($> 1,000V$)



(a) SBDの構造



(b) 電圧—電流 特性

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

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

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

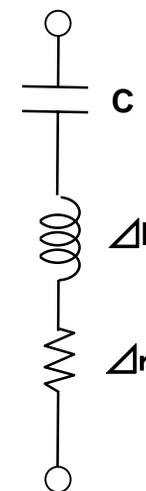
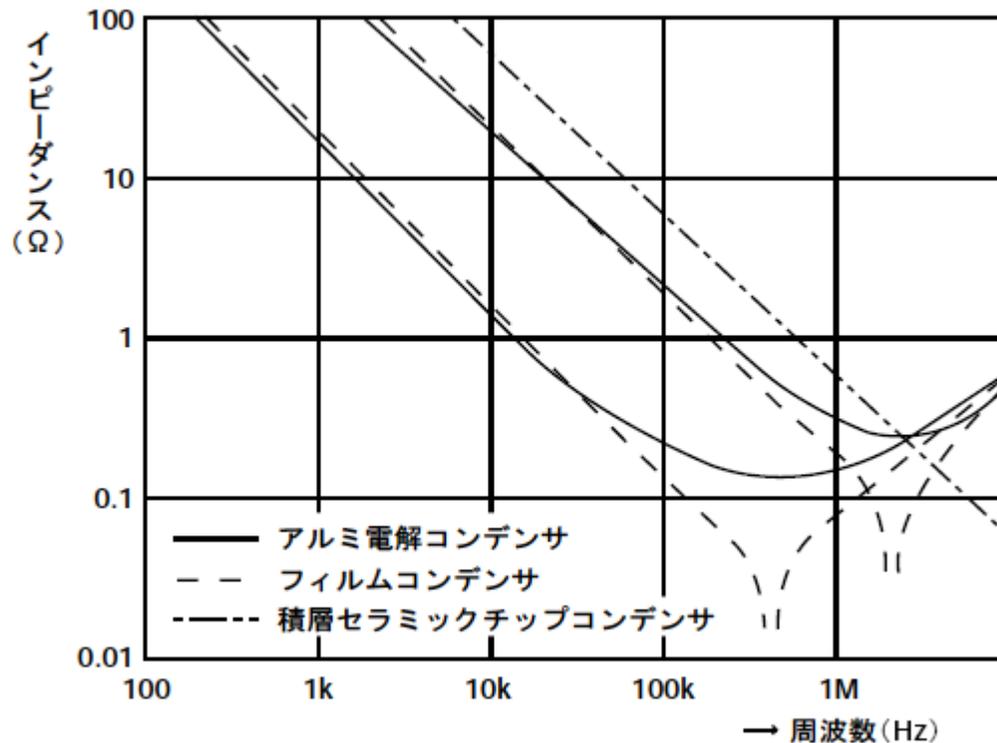


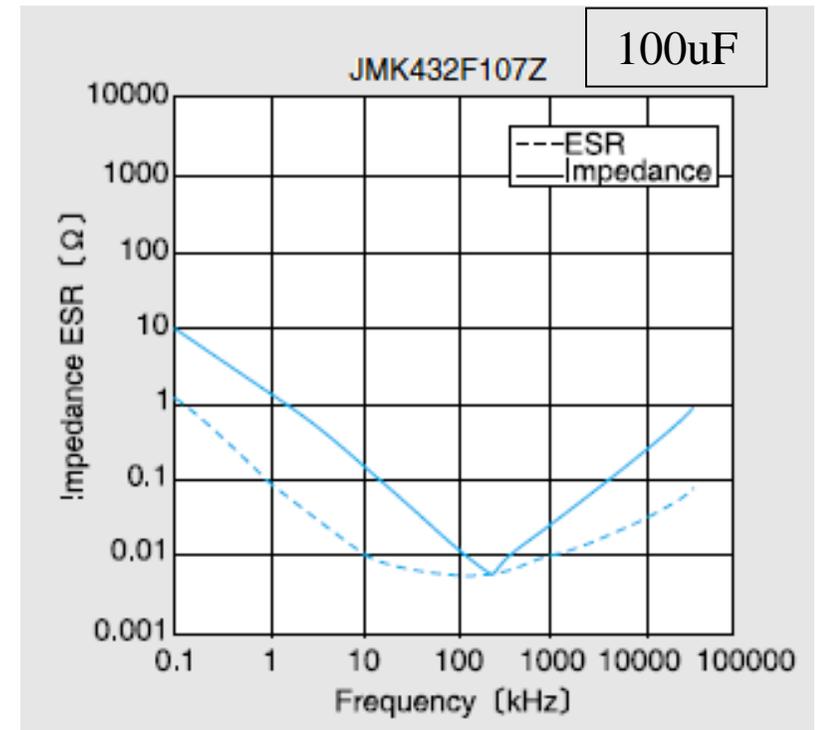
図1.20 コンデンサの等価回路

(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) パワー抵抗器

★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)

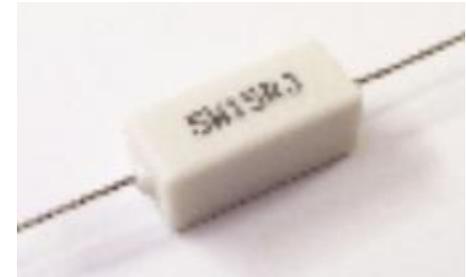
2~20W 程度 (安価で小型)

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

(2) 定常特性

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) 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、
コイル電流を維持しようとする

* 外部電圧によるコイル電流変化

$$V_L = (V_A - V_B) = L \frac{di}{dt}$$

$$\Delta I = (V_L / L) \cdot \Delta t$$

- 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

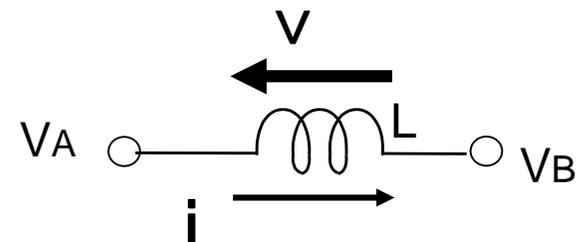


図2.1 インダクタンスの特性

(3)コイルの電流と電圧の関係

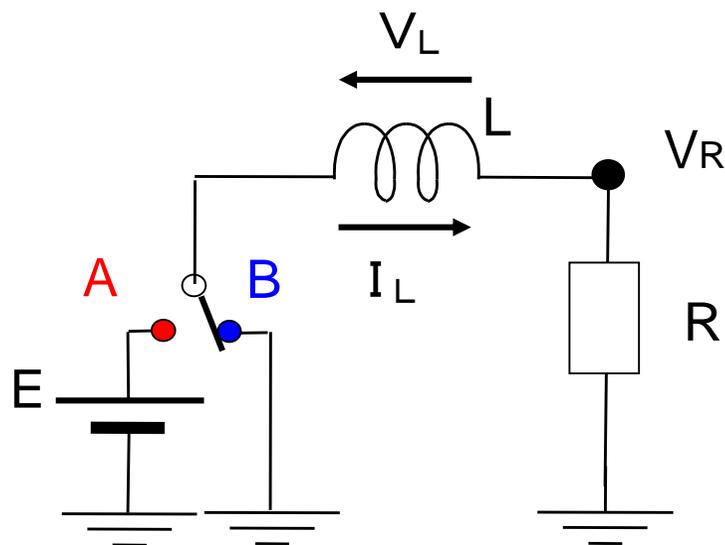


図2.2(a) コイルのスイッチング駆動

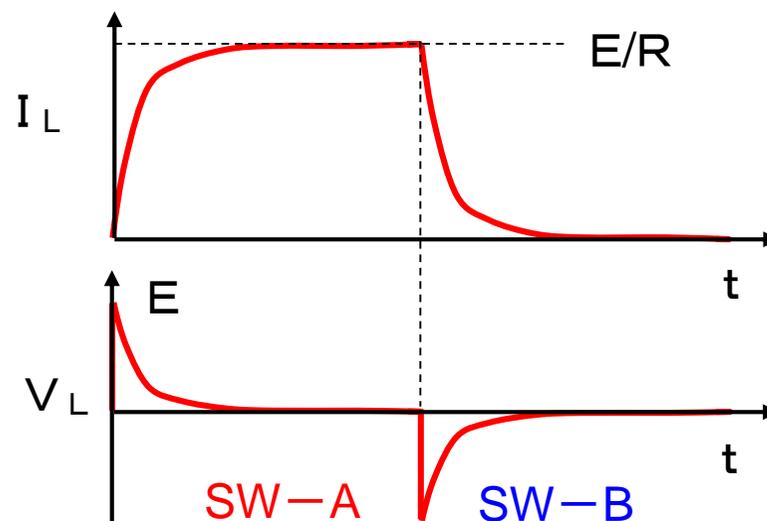


図2.2(b) コイルのスイッチング特性

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)

(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

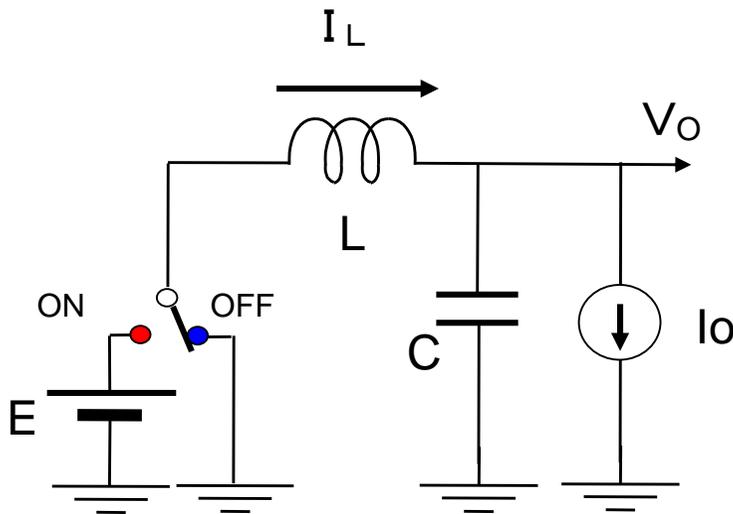


図2.3(a) 降圧形電源の構成図

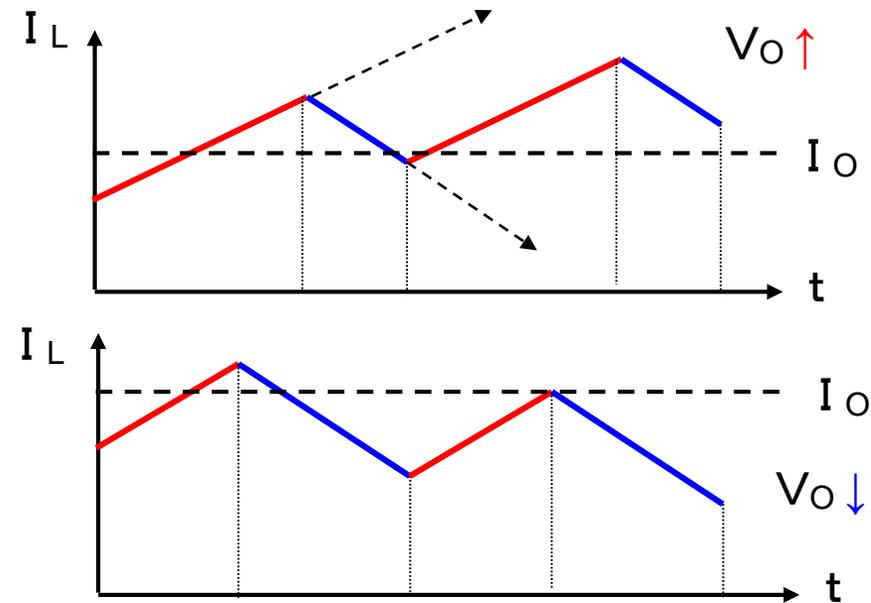


図2.3(b) 降圧形電源の特性

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

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

(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)

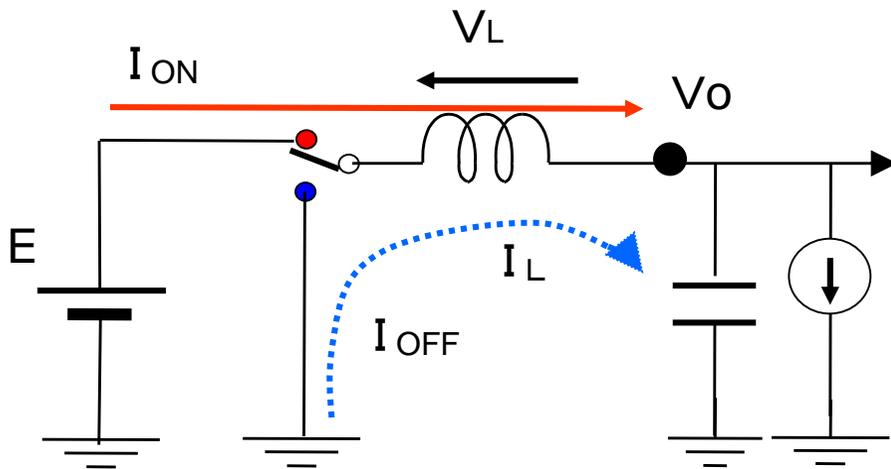


図2.4(a) 降圧形電源の原理図

● 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

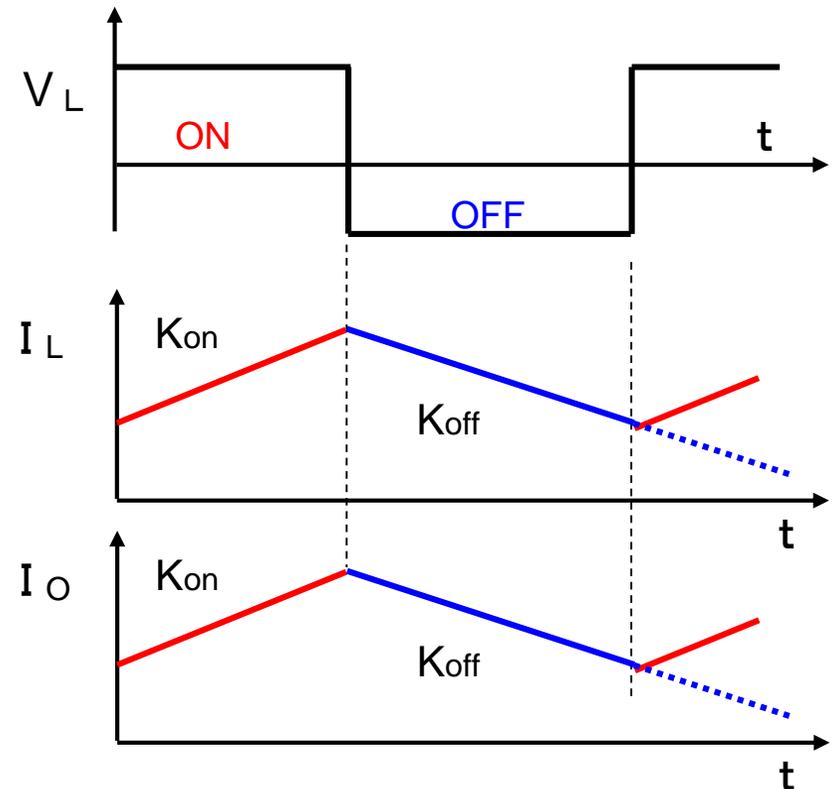


図2.4(b) 降圧形電源の電流波形

● 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

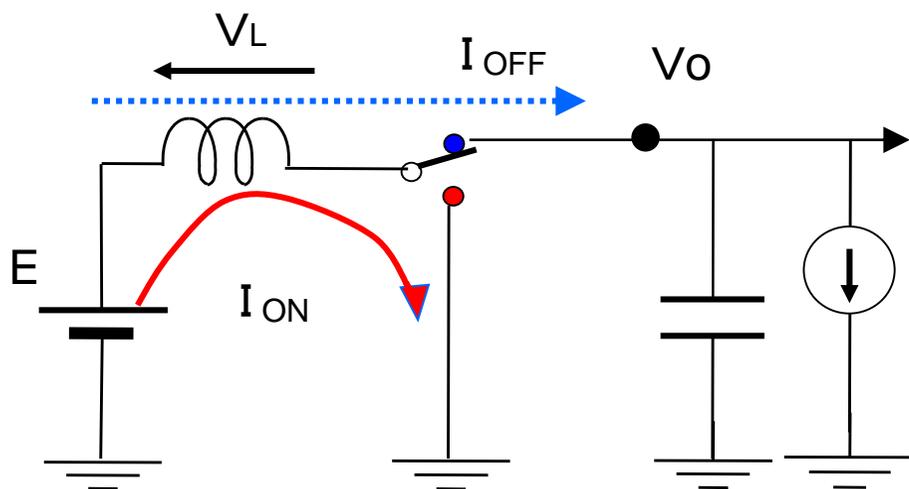


図2.5(a) 昇圧形電源の原理図

● 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

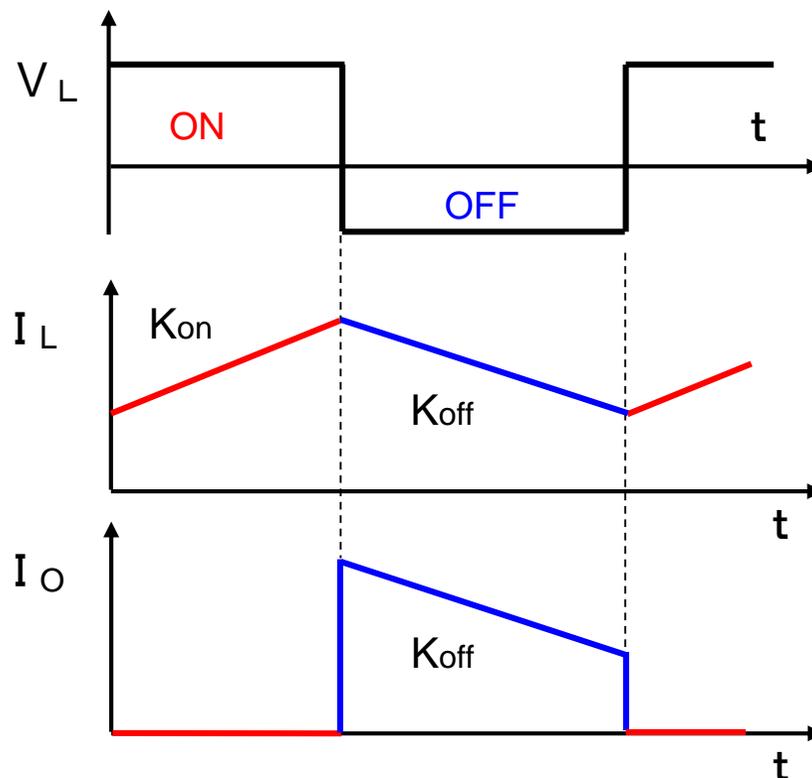
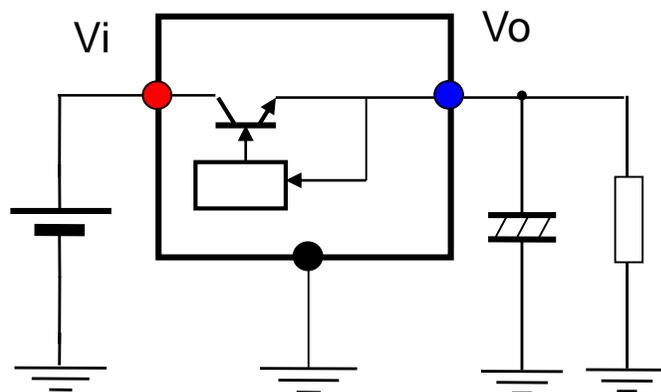


図2.5b) 昇圧形電源の電流波形

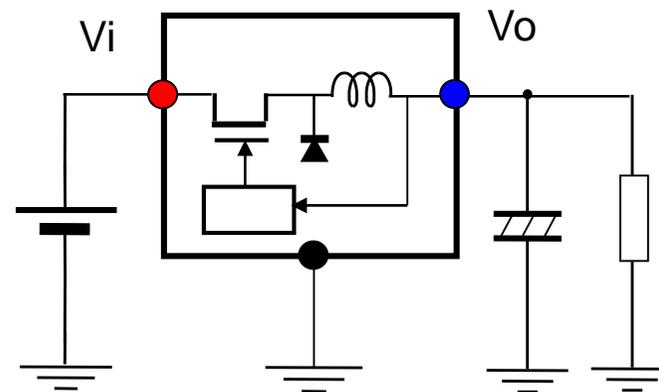
2-2 基本3方式の概要

(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

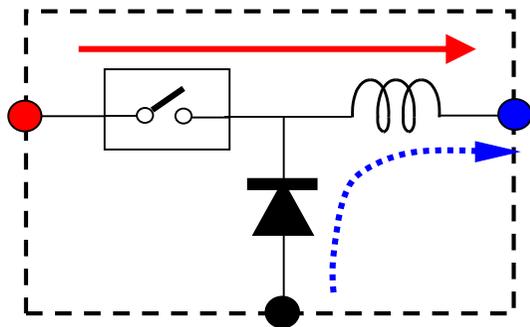
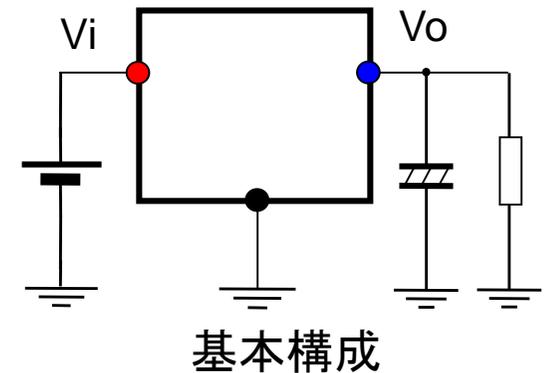
(2) 基本3方式の構成

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

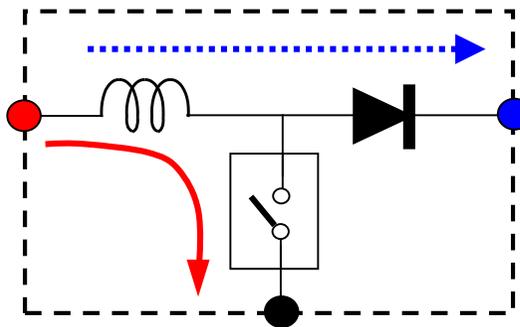
(b) 昇圧形電源(ステップ・アップ、Boost Converter) : $V_o > V_i$

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

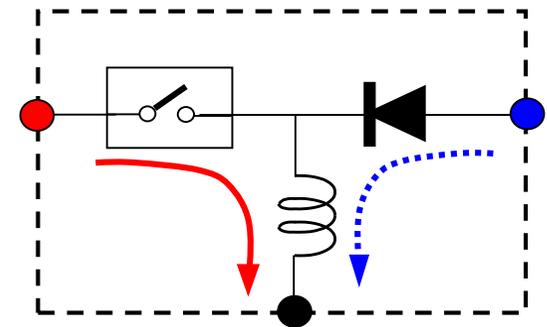
- SW、L、Di の組合わせ : 結線が異なる
- コイルの電流は連続的だが、
出力電流は、形式により異なる
- コイル : エネルギーの蓄積と放出



(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) ……

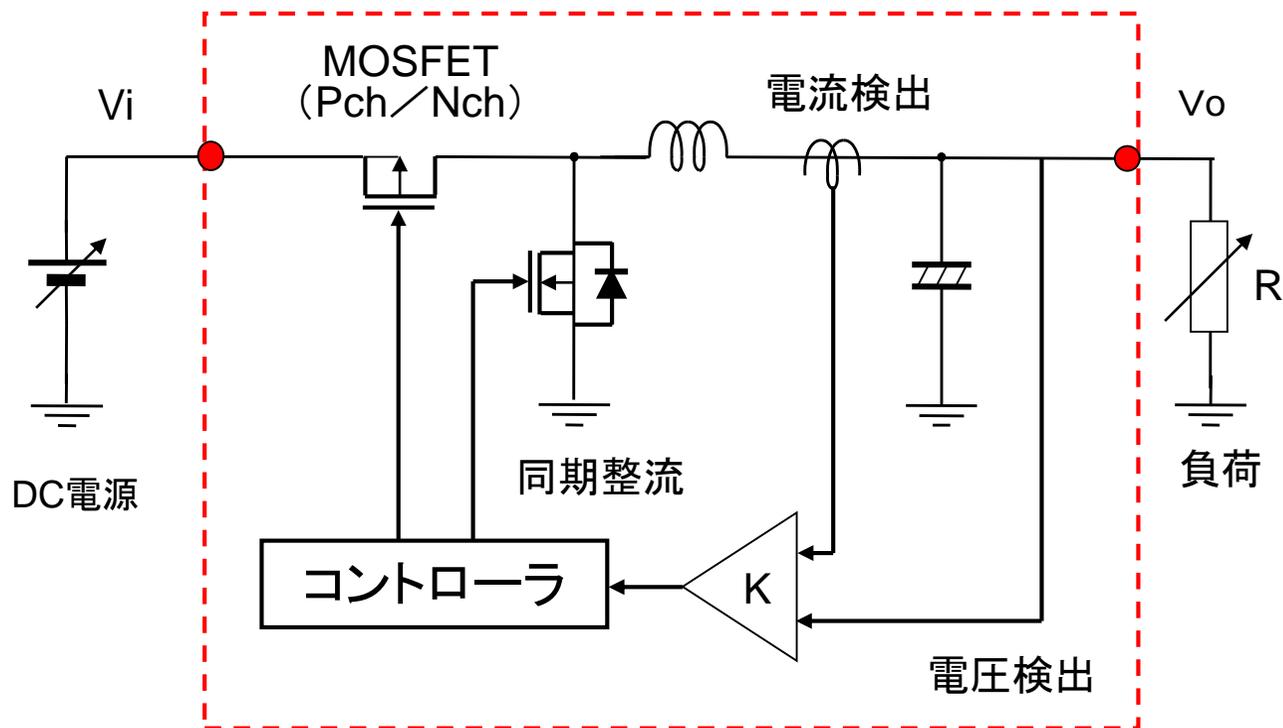


図2.8 降圧形電源の構成例

(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

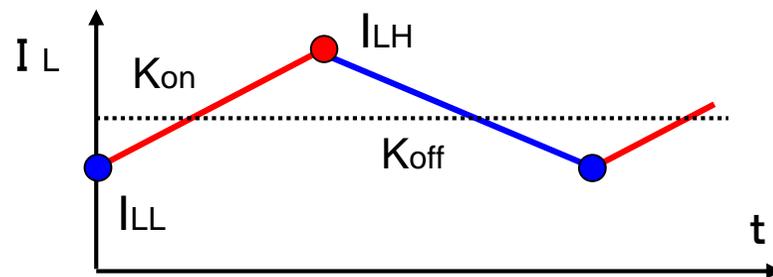
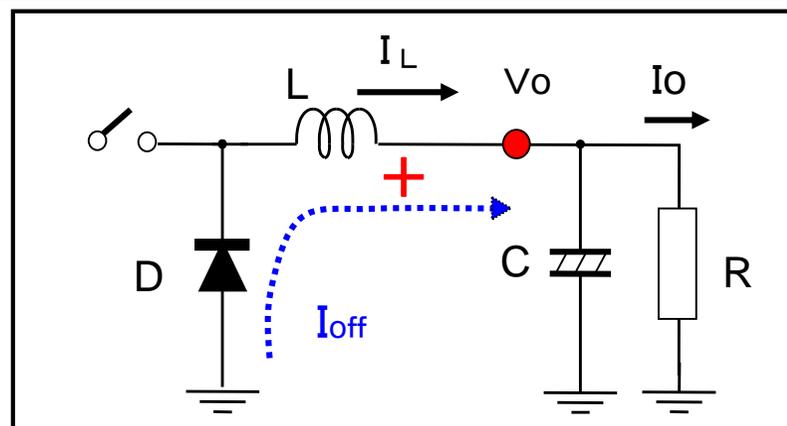
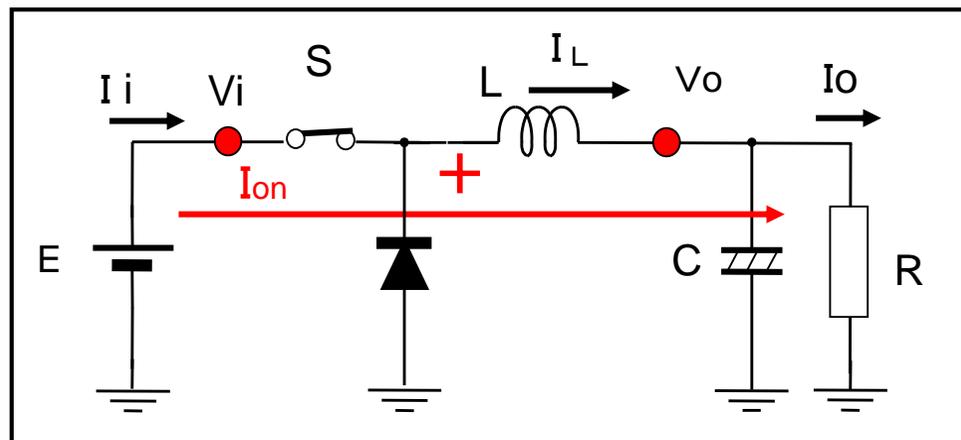


図2.9 降圧形電源の動作図

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 ($I_L = I_o$)

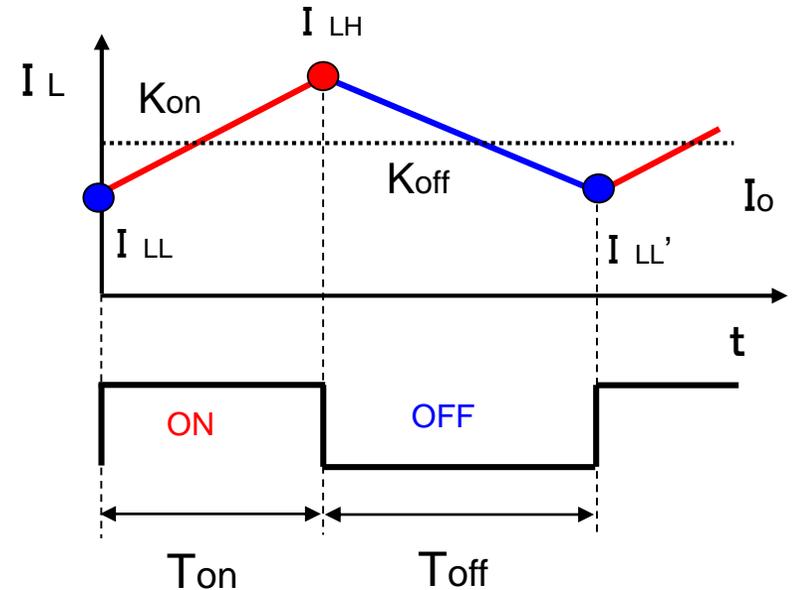
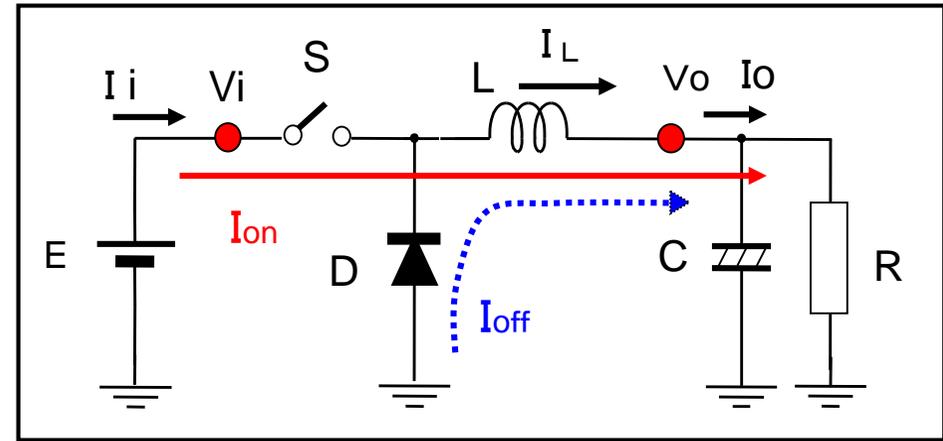


図2.10 降圧形電源の動作図

(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に重畳してコイルLより
負荷へエネルギーを供給

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

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

* **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

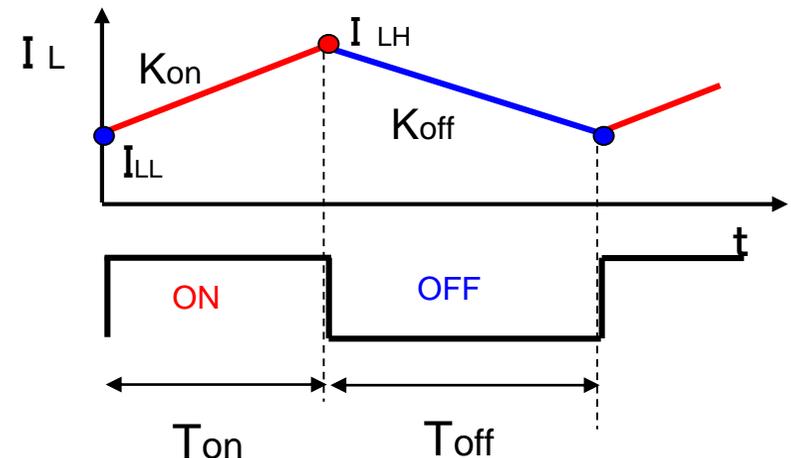
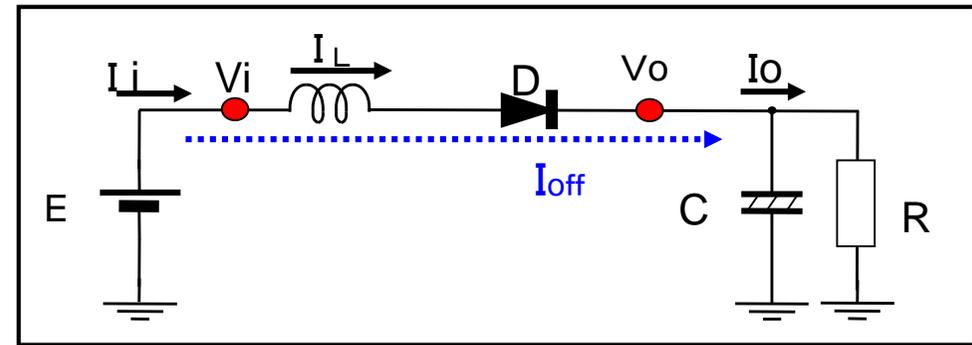
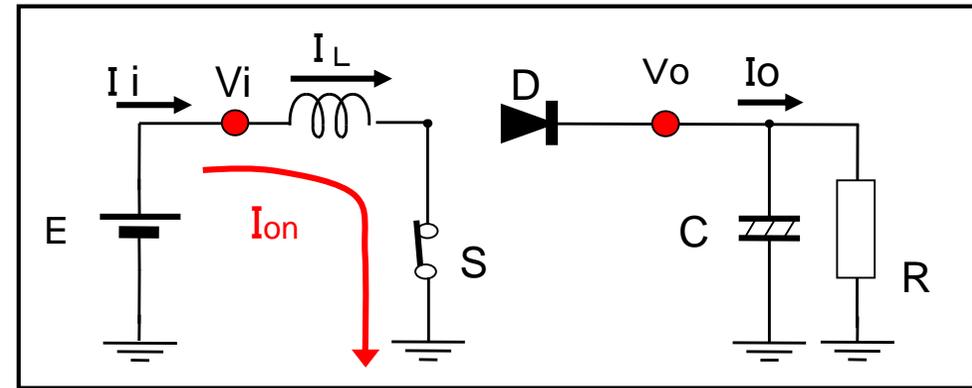


図2.11 昇圧形電源の動作図

(6) 昇降圧形電源

a) 電流計算式

● SW ON時: ON電流

* $V_L = V_i$

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

● SW OFF時: OFF電流

* $V_L = V_o (< 0)$

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

* 電圧変換率: $M = D / D'$

(変化幅: $0 \sim \infty$)

出力は 逆極性!

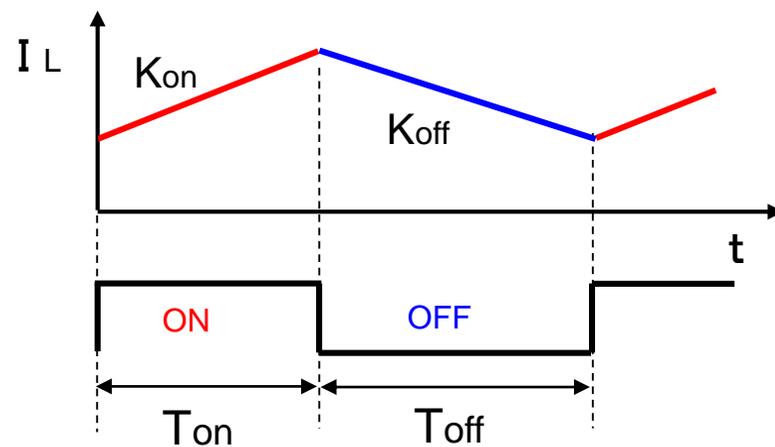
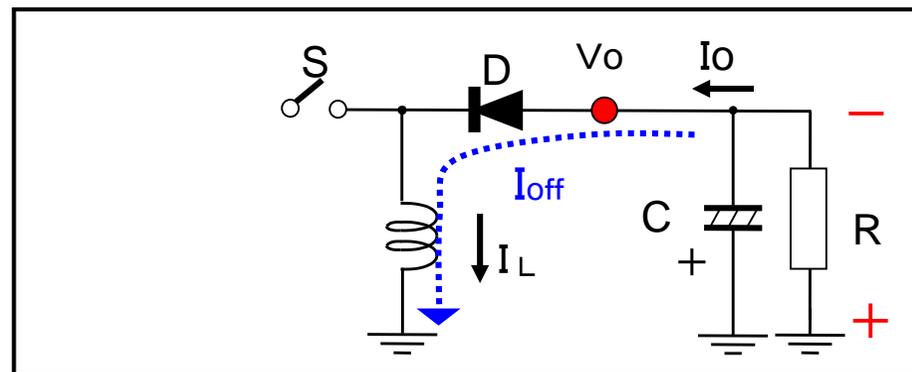
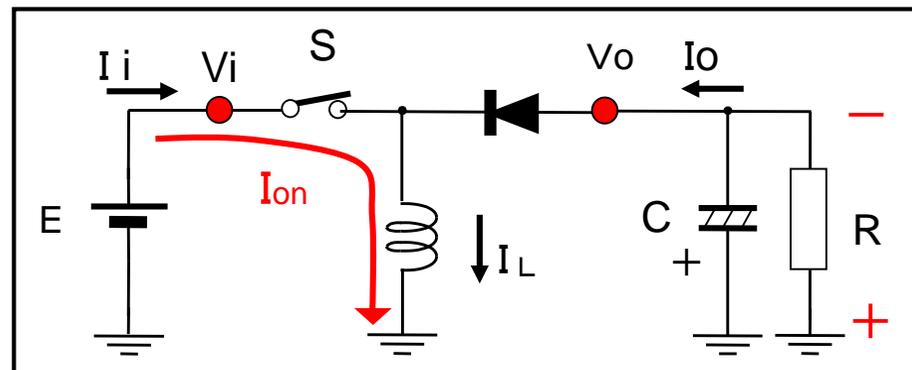


図2.13 昇降圧形電源の動作図

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)

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

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

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

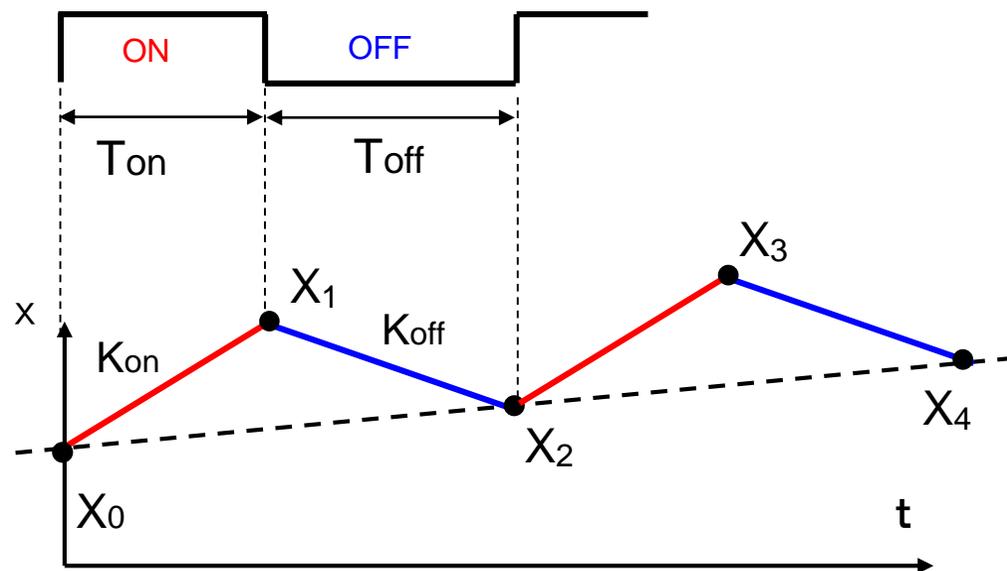


図2.15 状態平均化法

状態方程式

$$d\mathbf{X}(t)/dt = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \cdot V_i$$

ただし $\mathbf{A} = D \cdot \mathbf{A}_1 + D' \cdot \mathbf{A}_2$

$$\mathbf{B} = D \cdot \mathbf{B}_1 + D' \cdot \mathbf{B}_2$$

* デューティD をパラメータとして
ON/OFF 方程式を合成

(B) 降圧形電源

● 内部抵抗を考慮して方程式を立てる

[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

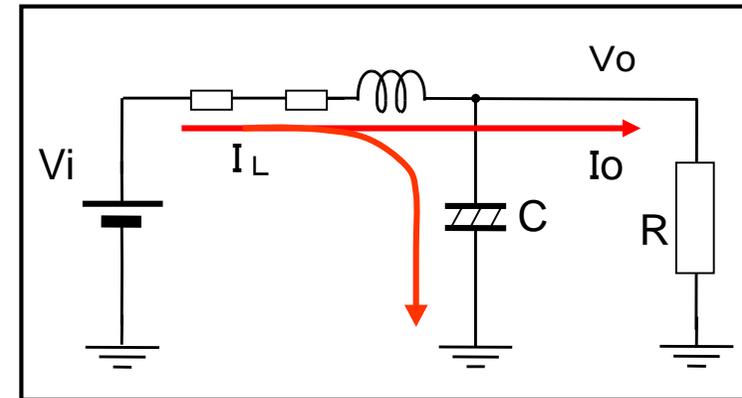
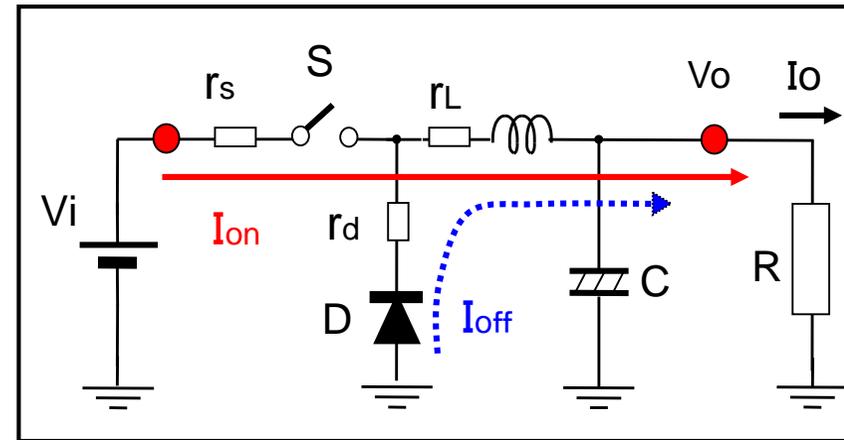
$$i_L - V_o/R = C \cdot dV_o/dt \quad (\text{Cの充電})$$

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

よって

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} -\frac{r_L+r_s}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} V_i$$

\parallel $\mathbf{dX/dt}$ \parallel $\mathbf{A_1}$ \parallel \mathbf{X} \parallel $\mathbf{B_1}$



- 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

(2-33)

[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

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

$$\underset{\parallel}{dX/dt} \quad \underset{\parallel}{A_2} \quad \underset{\parallel}{X} \quad \underset{\parallel}{B_2}$$

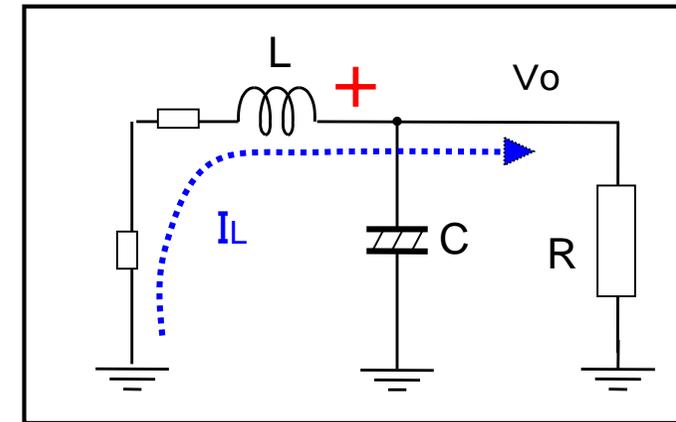
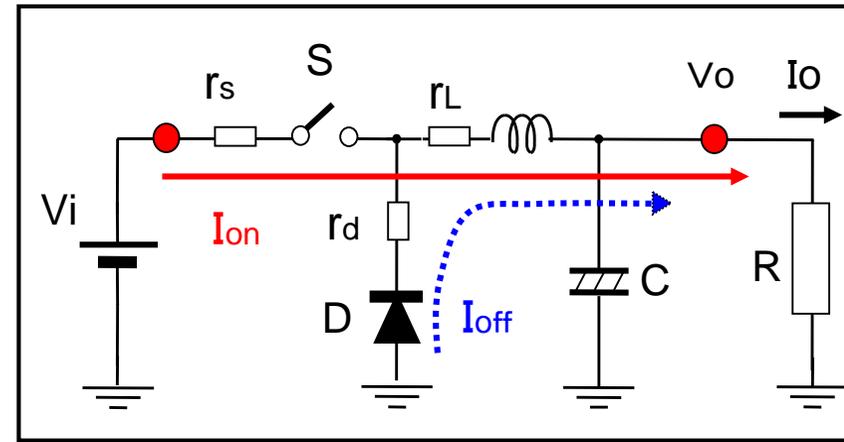


図2.17 降圧形電源の解析図

$$\dots(2-36)$$

* 状態平均化方程式 (降圧形電源): $dX/dt = \mathbf{A} \cdot X + \mathbf{B} \cdot V_i$

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

$$\mathbf{B} = \mathbf{D} \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} + \mathbf{D}' \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \underline{\underline{\begin{pmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}}$$

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

(C) 昇圧形電源

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

(2) 定常特性

(A) 特性方程式:

$$d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot V_i = 0 \Rightarrow \therefore \mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot V_i$$

● 状態変数

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_L \\ V_C \end{pmatrix} = -\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{11} \\ 0 \end{pmatrix} V_i = -\frac{V_i}{\Delta} b_{11} \begin{pmatrix} a_{22} \\ -a_{21} \end{pmatrix}$$

● 電圧変換率: $M = V_o/V_i = a_{21} \cdot b_{11} / \Delta$

● 出力抵抗: Z_o

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

$$M = D, Z_o = r$$

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

$$M = 1/D', Z_o = r/D'^2$$

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

$$M = -D/D', Z_o = r/D'^2$$

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

(B) 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

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int \Delta i_c dt = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_o}{2} \cdot \frac{\Delta i_c}{2} = \frac{T_o \Delta i_c}{8C}$$

ここで $\Delta i_c = (D'T_o/L)\{1+(r_L+r_d)/R\}V_o$

$$\therefore \Delta V_o/V_o = \frac{T_o}{8C} \frac{D'T_o}{L} \{1+(r_L+r_d)/R\} = \frac{D'T_o^2}{8LC} \{1+(r_L+r_d)/R\} \quad (\text{周期の2乗に比例})$$

● 昇圧形、昇降圧形:

* 基本式 $dV_o/dt = -V_o/CR$ (@ 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) より

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} (I_o \cdot DT_o) = \frac{1}{C} \frac{V_o}{R} DT_o \quad \therefore |\Delta V_o/V_o| = \frac{D \cdot T_o}{CR} \quad (\text{周期に比例})$$

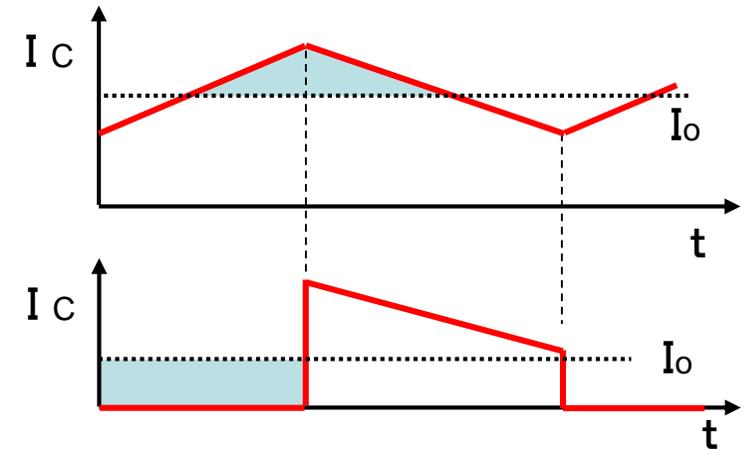


図2.24 コンデンサ電流リップル

(3-2) フィードバック特性(各パラメータ変化による出力変化)

● レギュレーション構成(出力電圧リップル)

* 各パラメータによる伝達関数を
右の記号で表すと、下図の構成
で表現できる。

* PWMを介して、 ΔD に負帰還

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

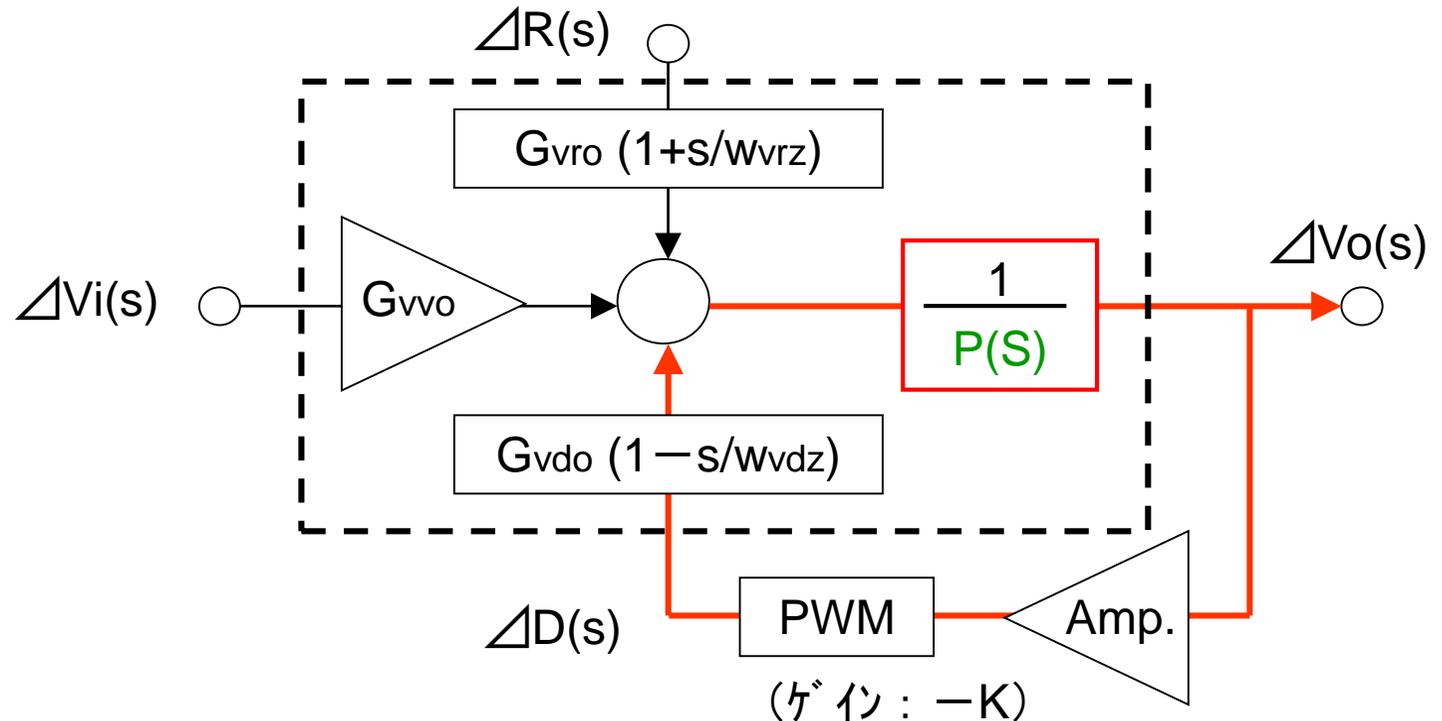


図2.25 スイッチング電源のフィードバック特性図

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

● **BCM**: Boundary Conduction Mode

- * L 電流が0に接する: 右図(b上)

● **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

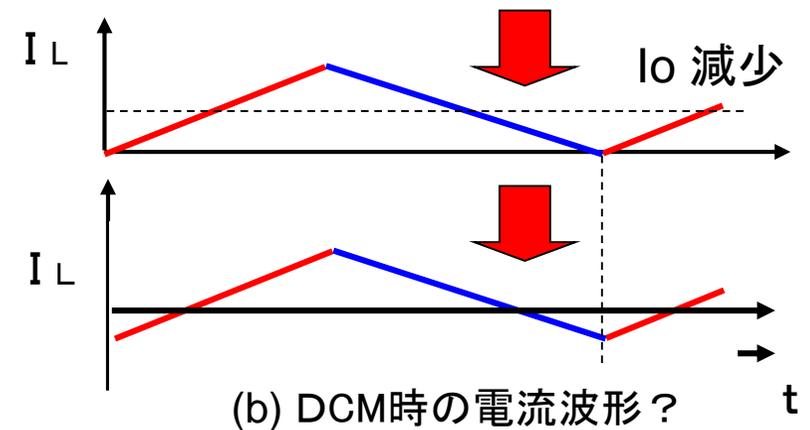
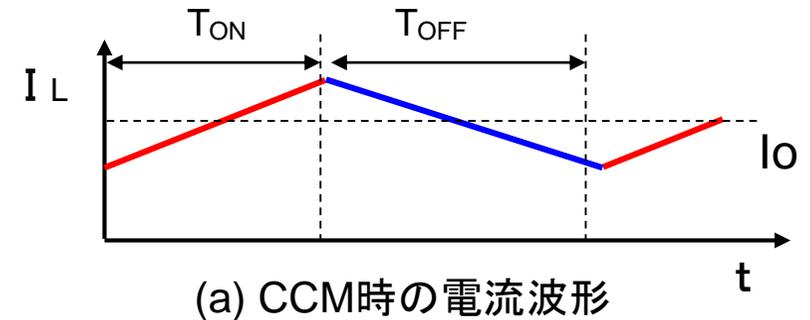
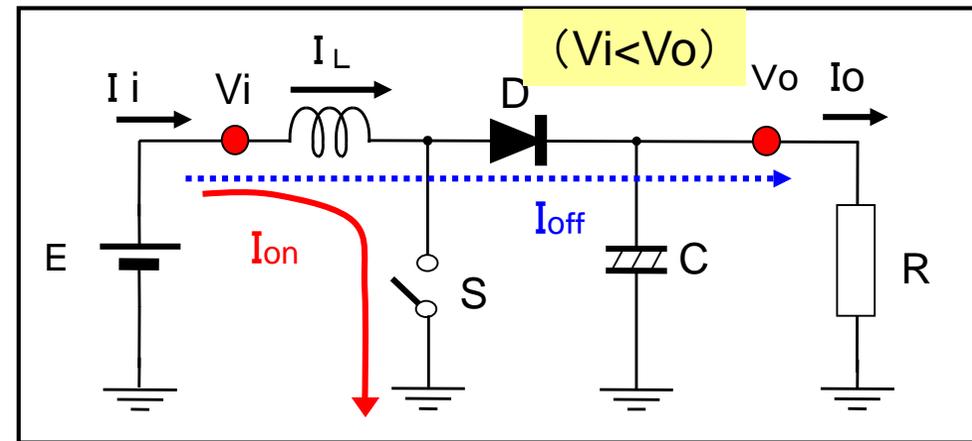


図2.28 電流不連続モードのコイル電流

● 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。

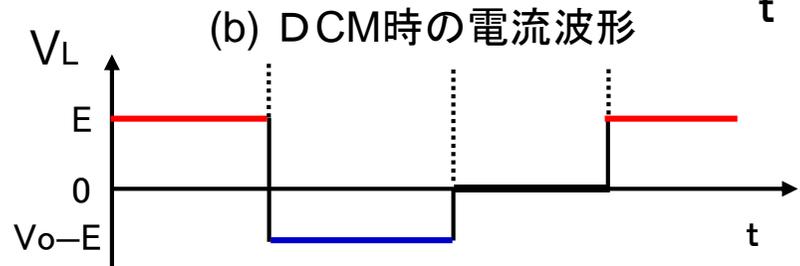
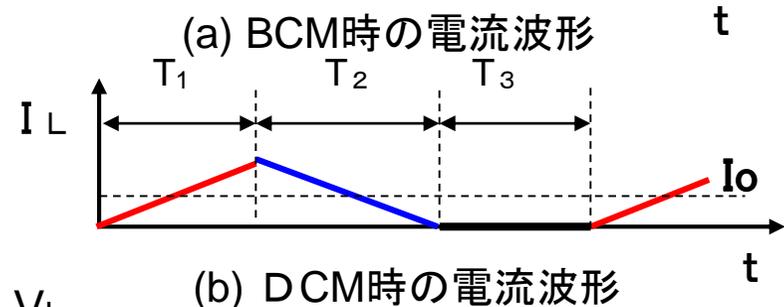
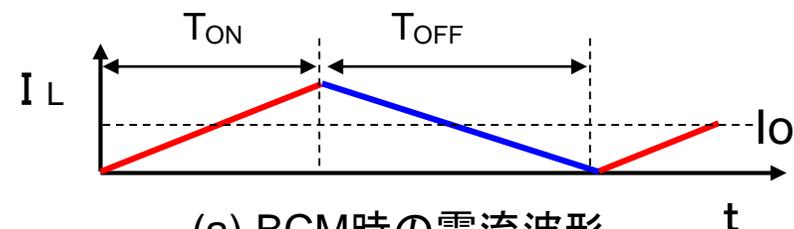
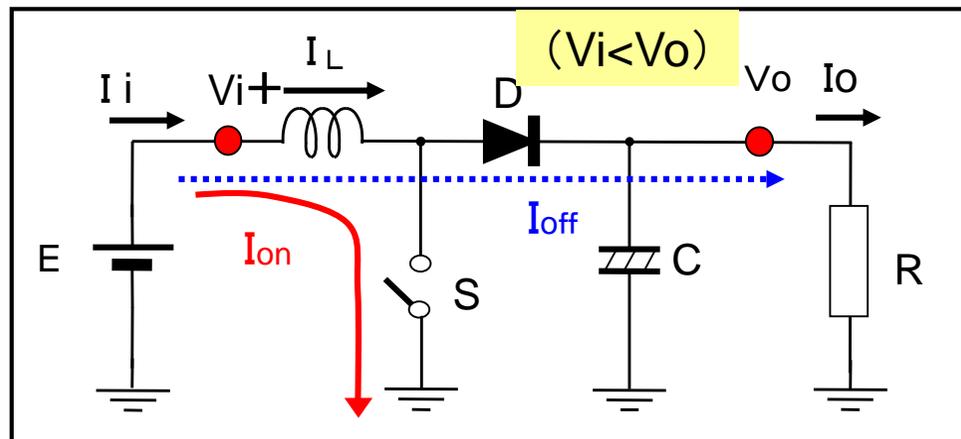


図2.29 DCMのコイル電流電圧

(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。

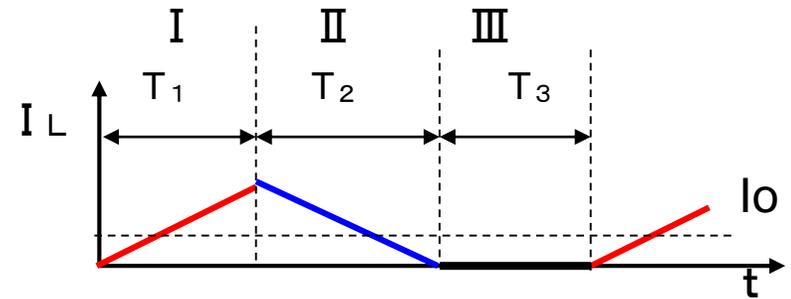
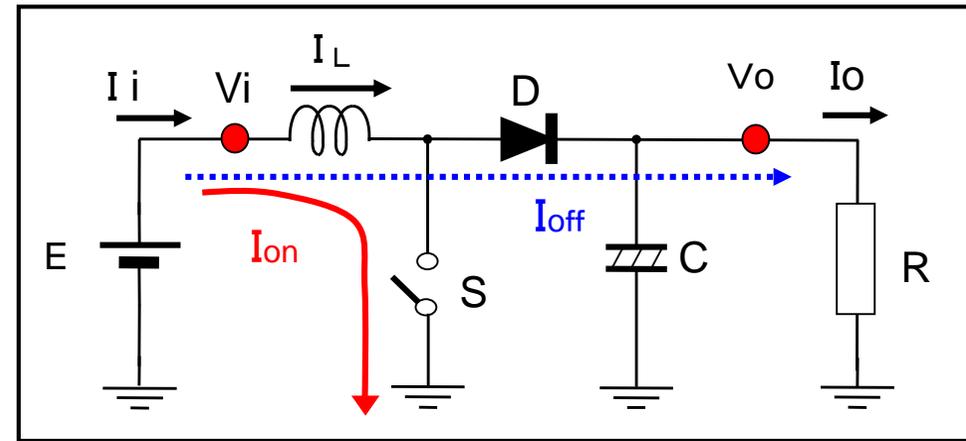
$$A1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/CR \end{bmatrix}, \quad B1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-120)$$

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

- 状態Ⅲ：SW OFF, Di OFF

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

よって $A3=A1$ 、 $B3=0$ (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]

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

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

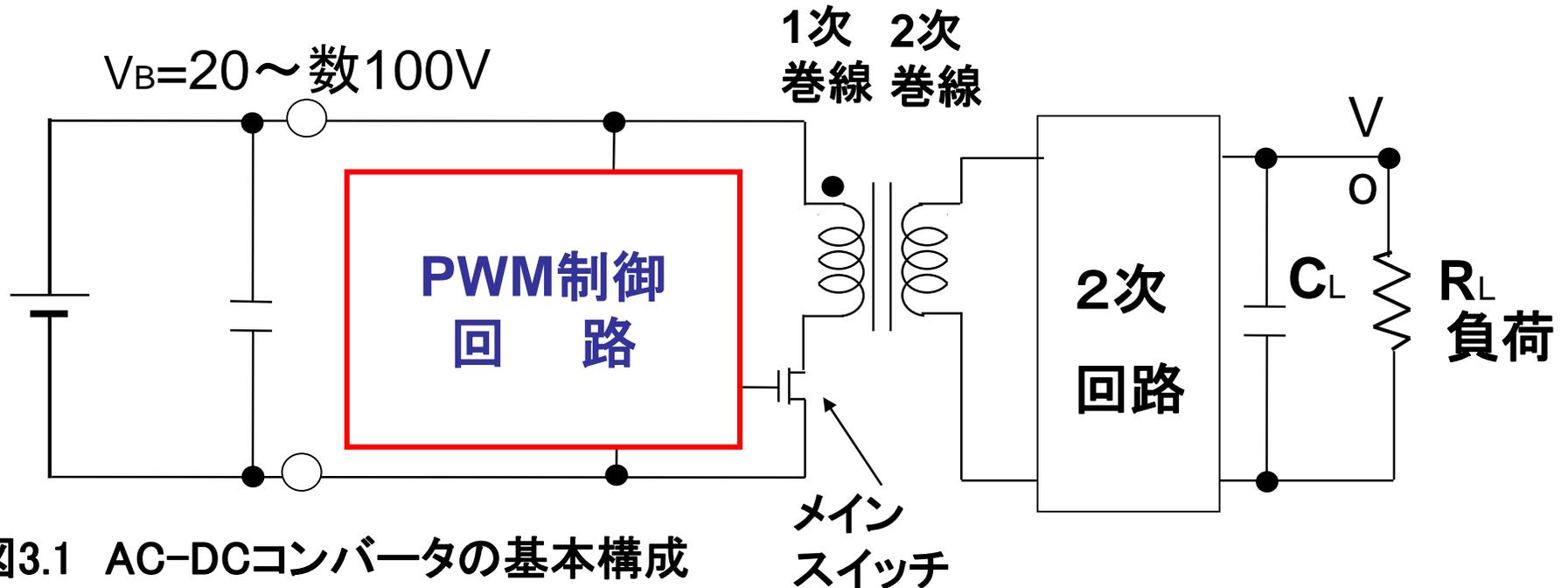
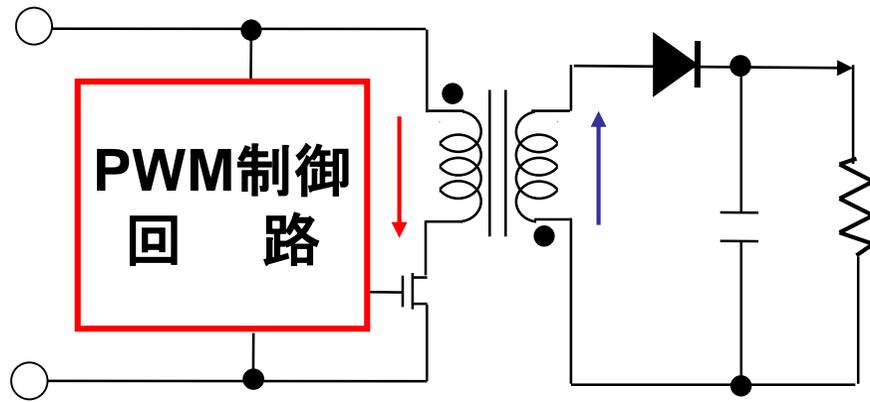
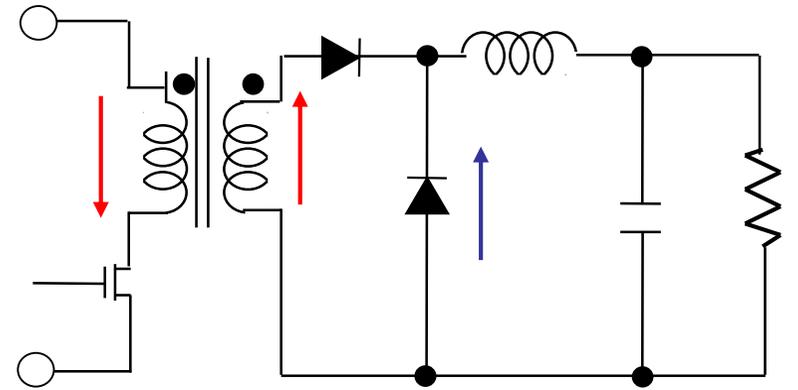


図3.1 AC-DCコンバータの基本構成

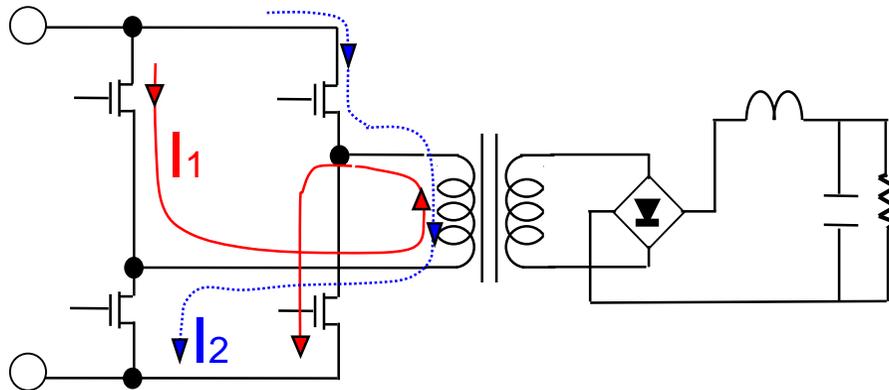
(2) 各種電源方式



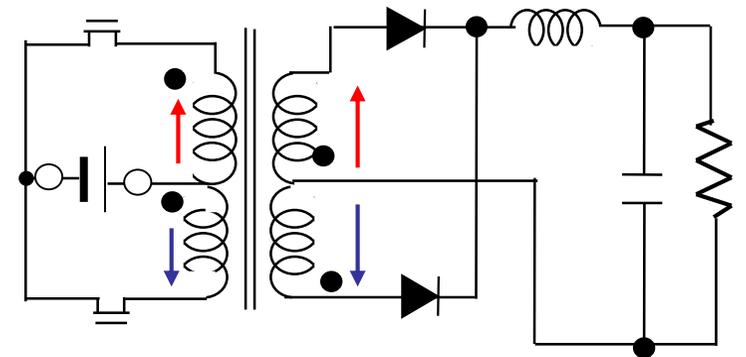
(a) フライバック方式



(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(詳細次頁)

1) SW ON 時 (図A)

1次側に励磁電流

2次側は逆電圧でOFF

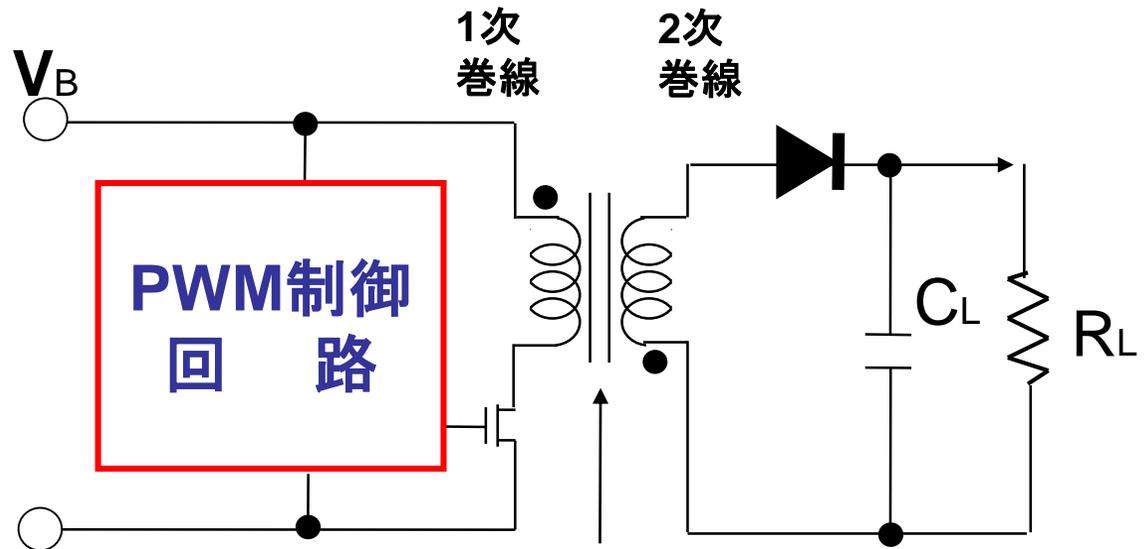
- ・エネルギーの蓄積

2) SW OFF 時 (図B)

2次側に反転電圧

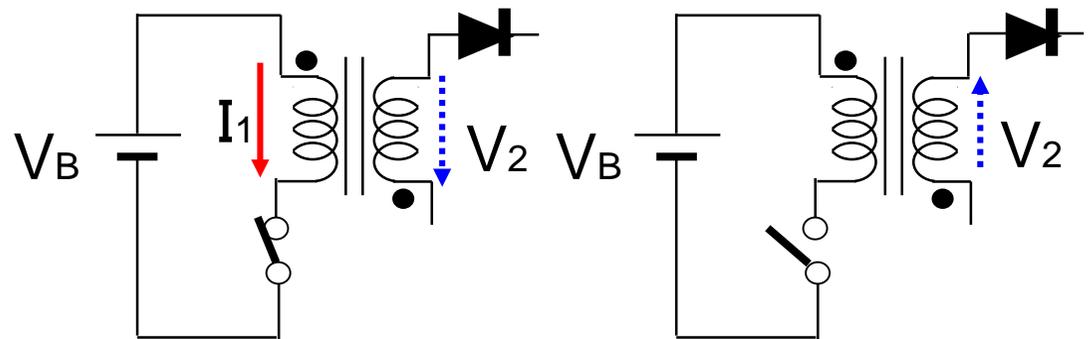
Di 導通で電流供給

- ・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

トランス:L と等価

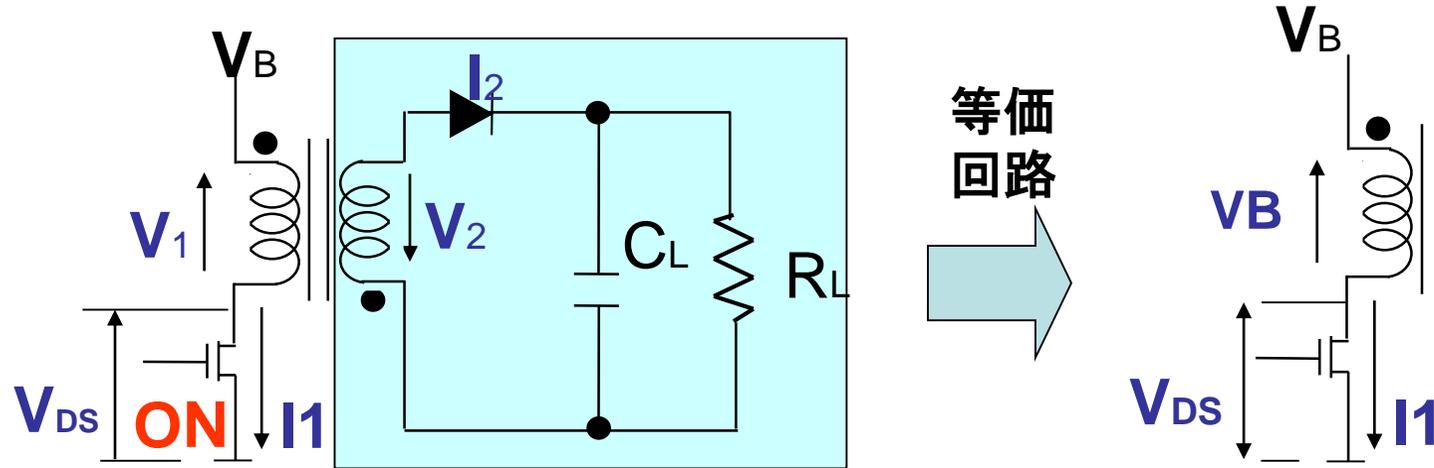


図3.5 フライバック・コンバータの動作 (SW-ON)

* 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

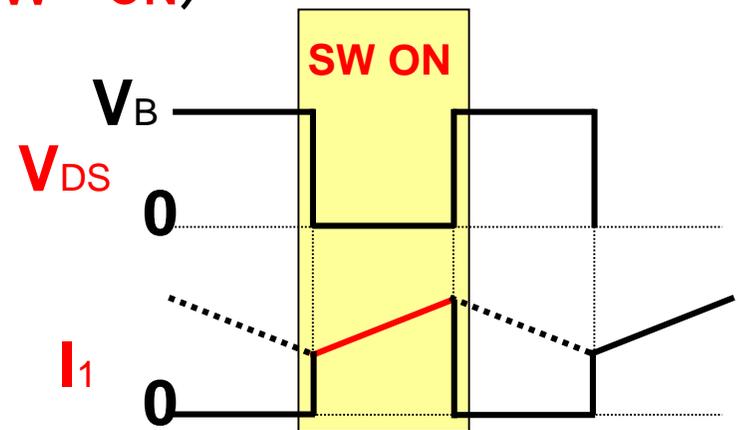


図3.6 電圧電流波形

● メインSW OFFの時

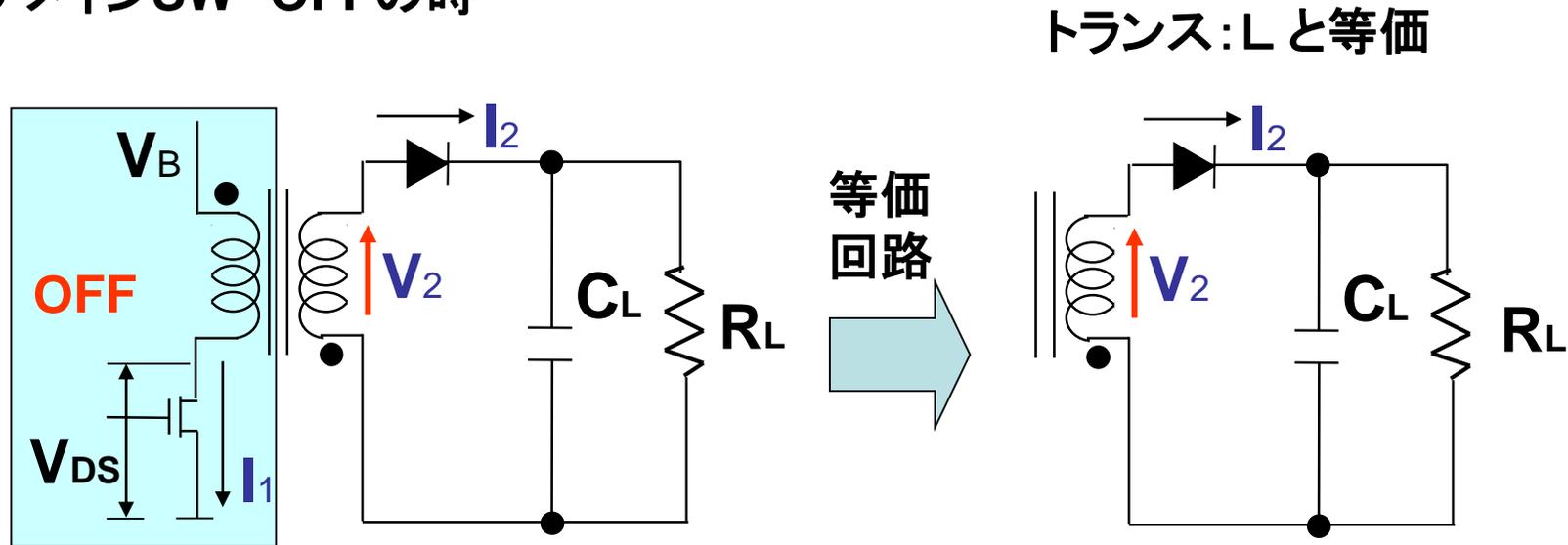


図3.7 フライバック・コンバータの動作 (SW-OFF)

- * 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

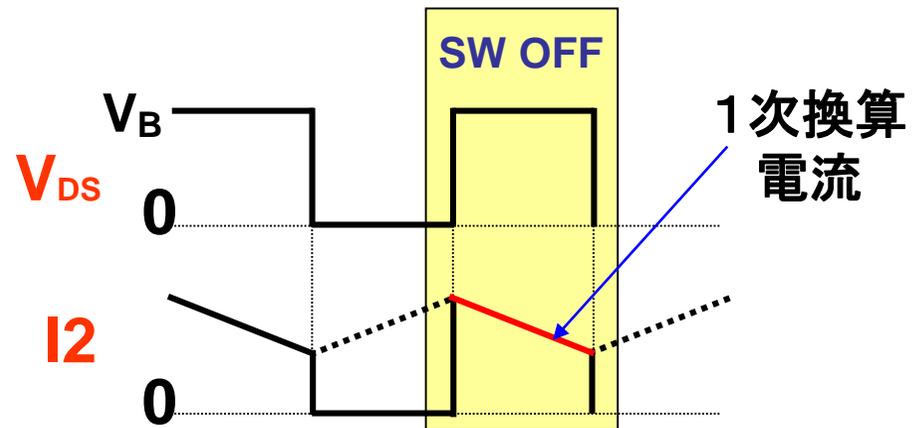


図3.8 電圧電流波形

(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

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

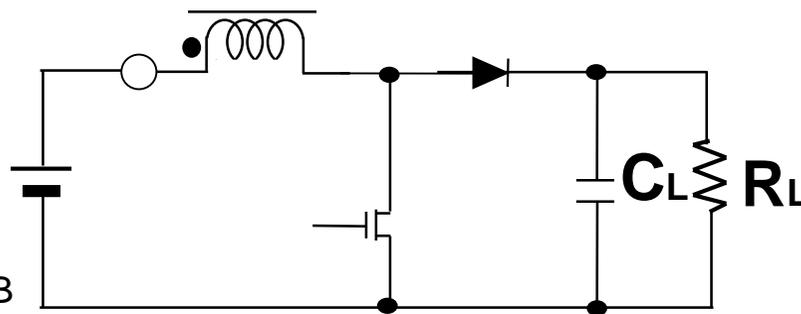


図3.9 フライバック・コンバータの等価回路

■ 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

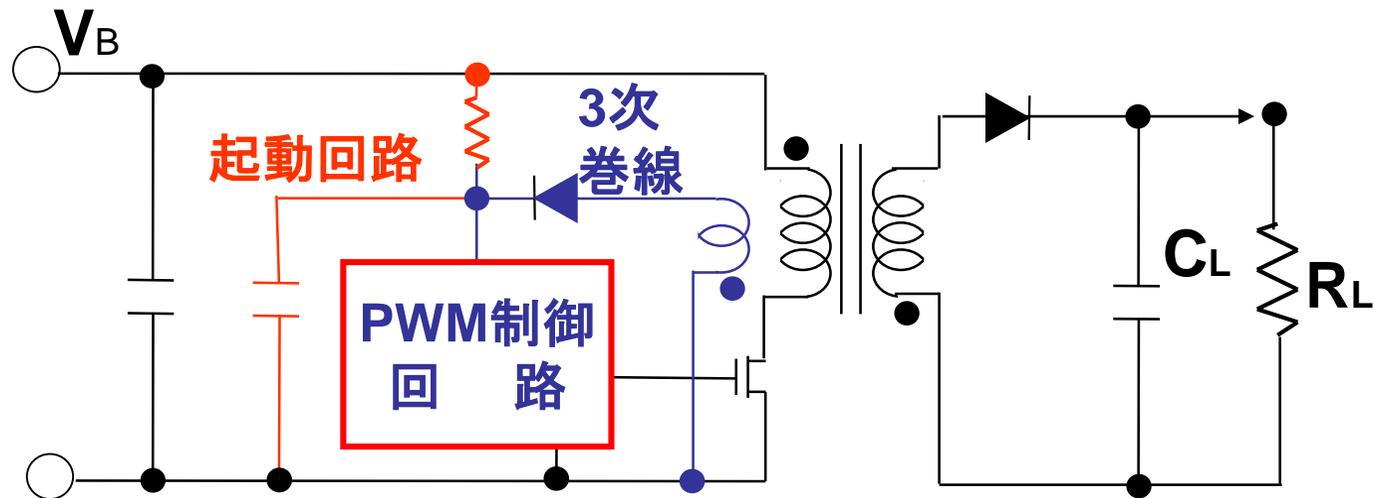


図3.10 3次巻線と起動回路

- 「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。

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

フォワード・トランス (Forward Transformer)

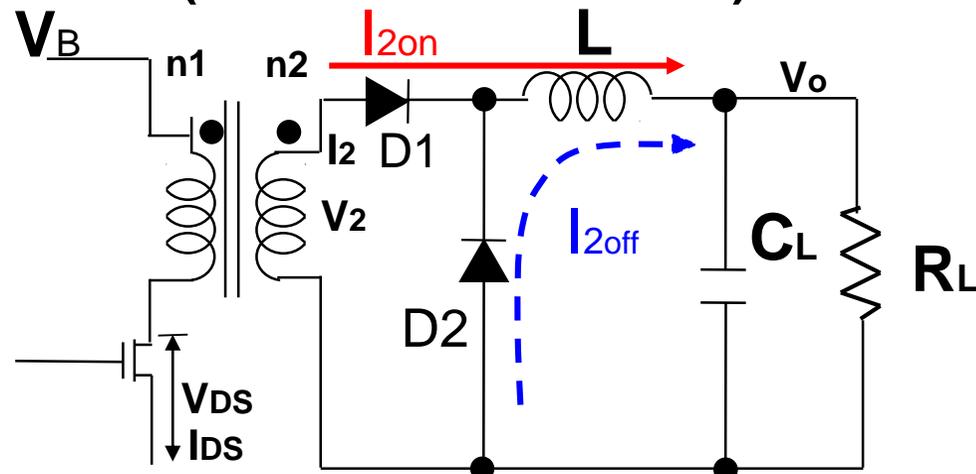


図3.14 フォワード・コンバータの基本構成

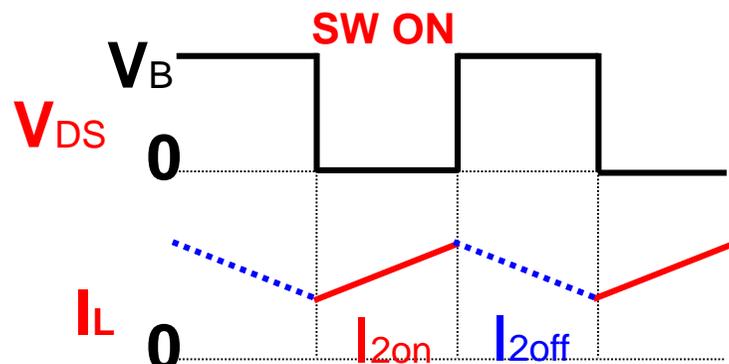


図3.15 電圧・電流波形

(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**

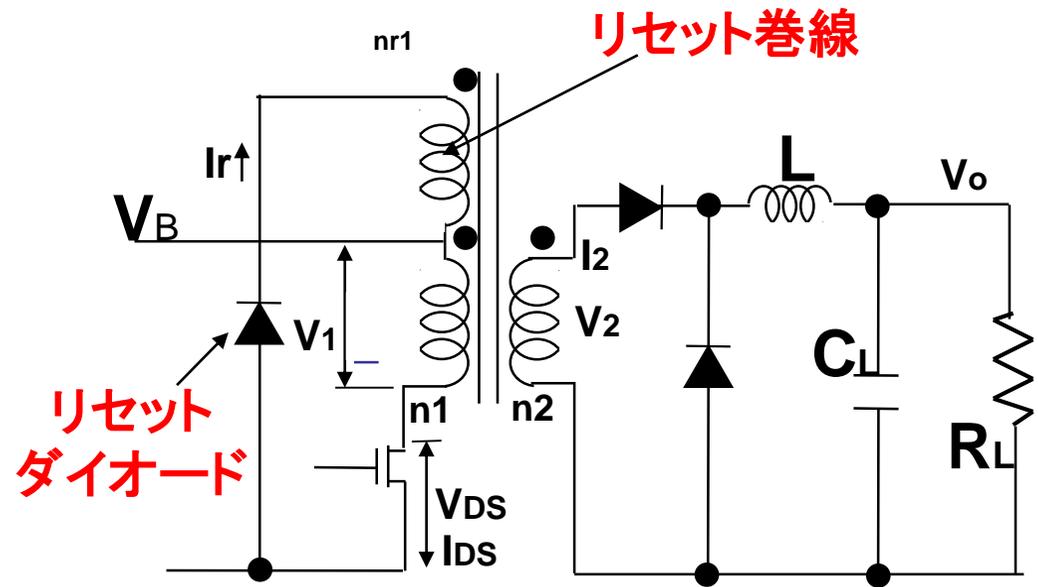


図3.16 フォワード・コンバータの全体構成

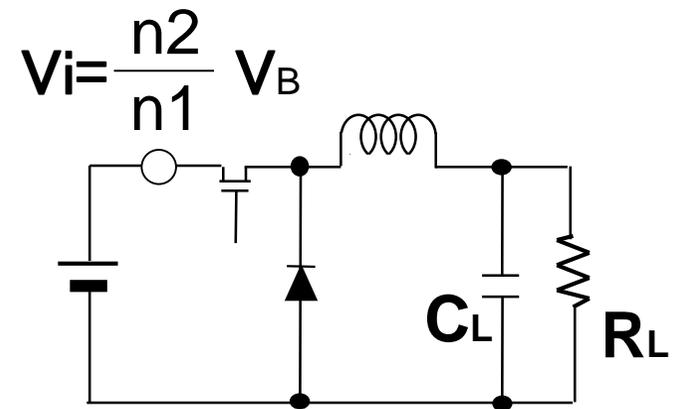


図3.17 の等価回路

3-4 その他のコンバータ電源

(1)ブリッジ型電源

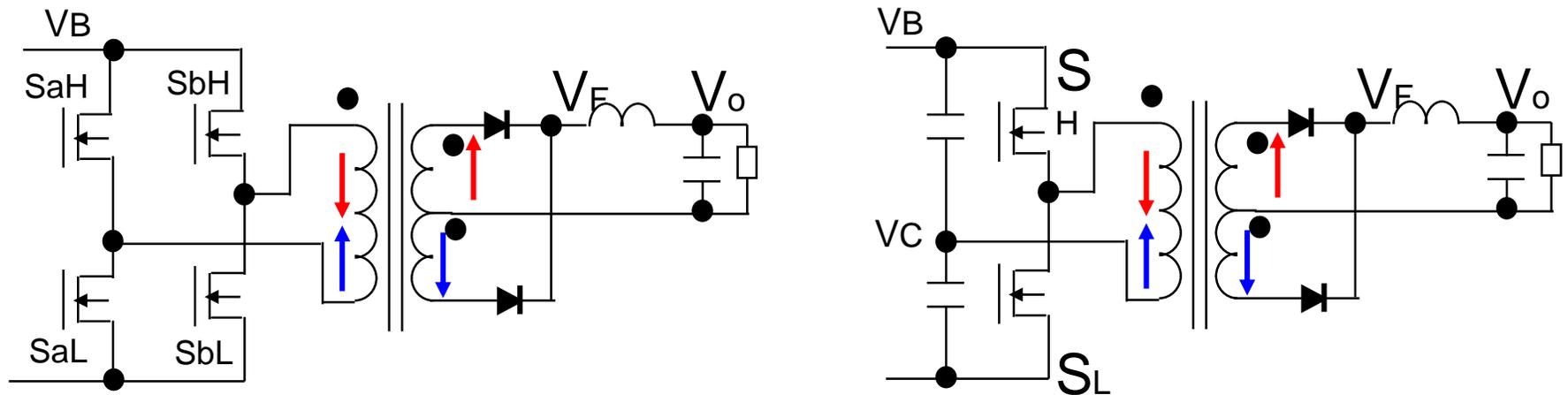
(A) 基本構成

*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



(a) フルブリッジ構成

(b) ハーフブリッジ構成

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: $V_F = \frac{n_2}{n_1} V_B$ $V_o = 2 \cdot D \frac{n_2}{n_1} V_B$ (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

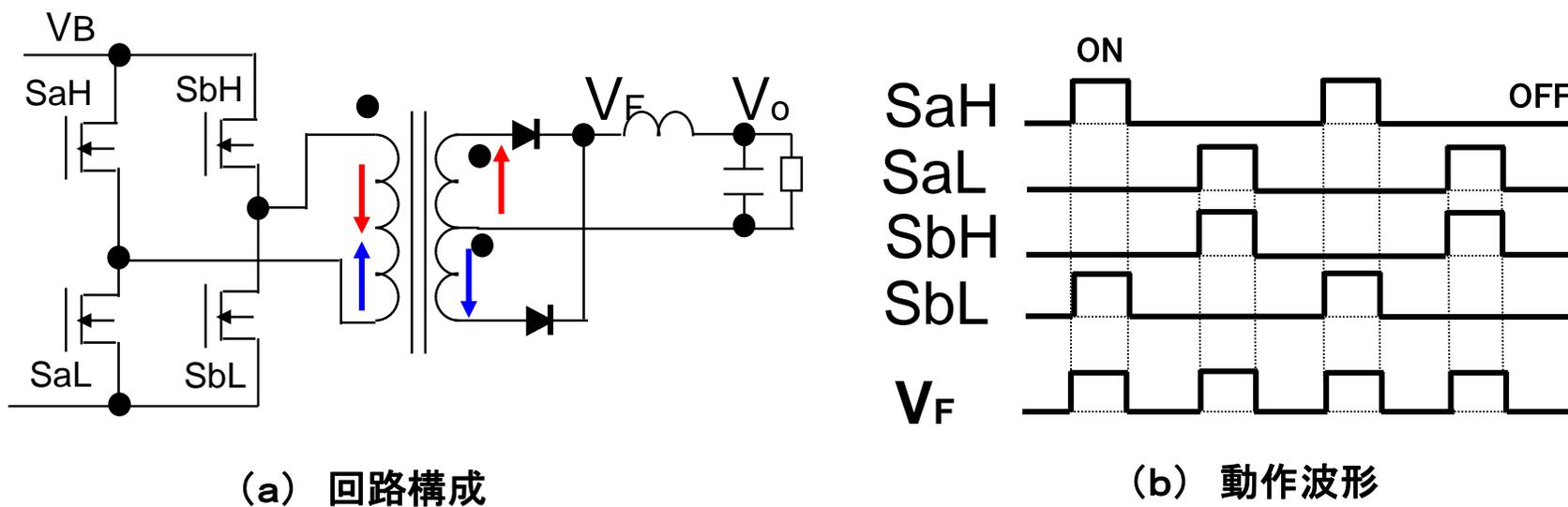


図3.20 フルブリッジ型コンバータの動作

(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

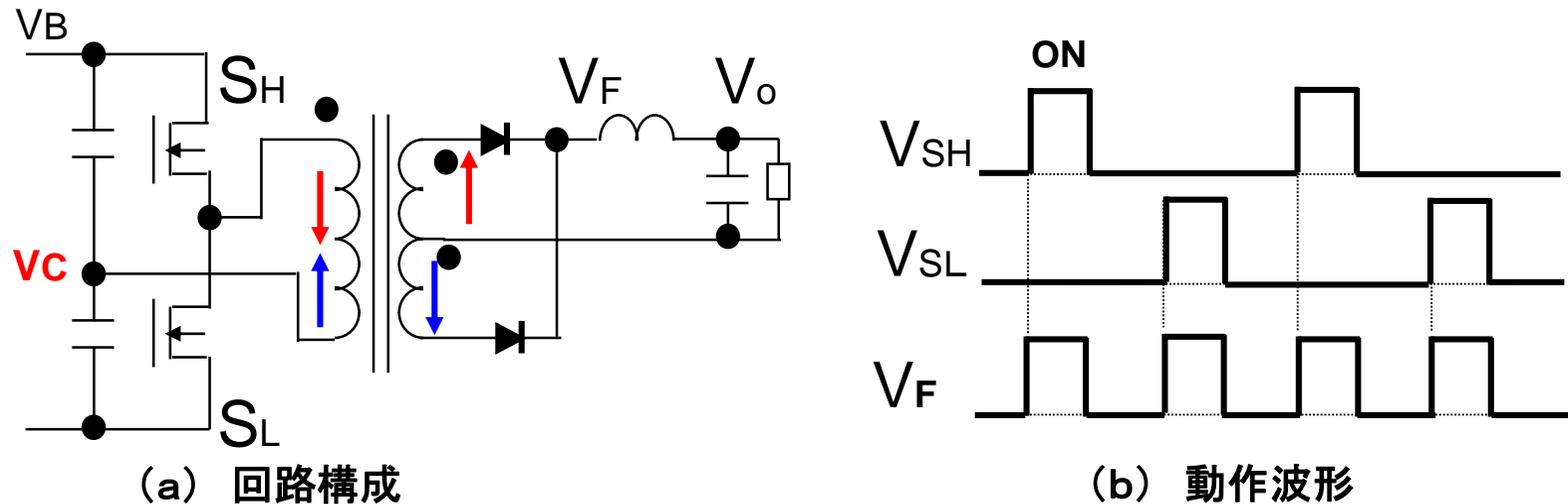
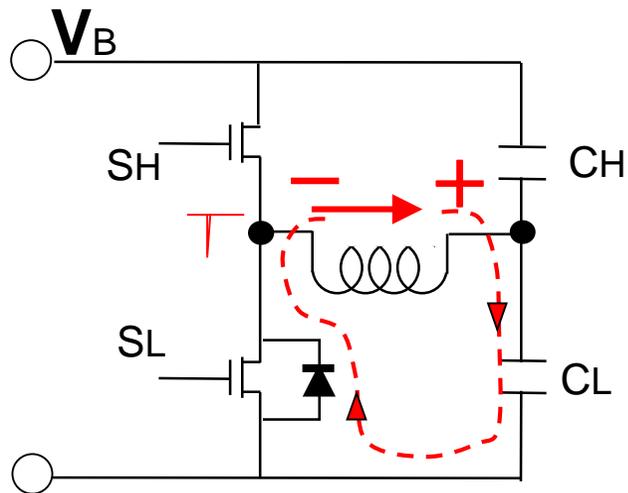


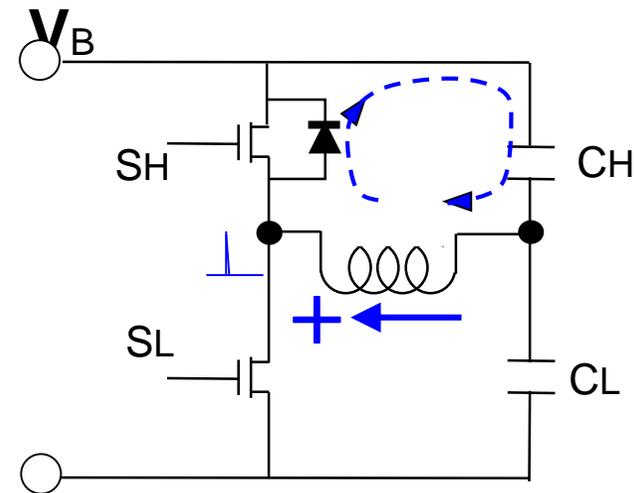
図3.21 ハーフブリッジ型コンバータの動

(D)1次側サージ電圧の吸収（ハーフブリッジの場合）

- ・SH 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CL と、SL のボディ・ダイオードにより サージ電圧を吸収
- ・同様に、SL 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CH と、SH のボディ・ダイオードにより サージ電圧を吸収



(a) SH :OFF時



(b) SL :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

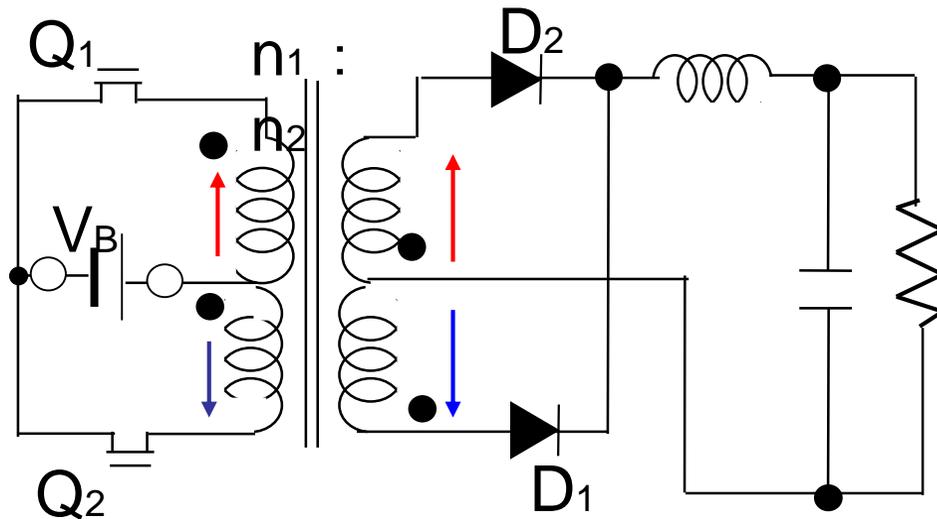
●基本構成

* 2つの1次巻線は同じ巻数、2つの2次巻線も同じ巻数

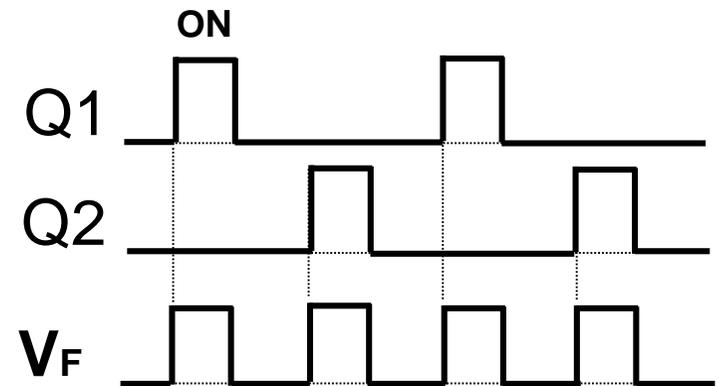
* 1次巻線を交互に逆方向に同期間励磁

* 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

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. 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: 進み／遅れ補償
- * 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

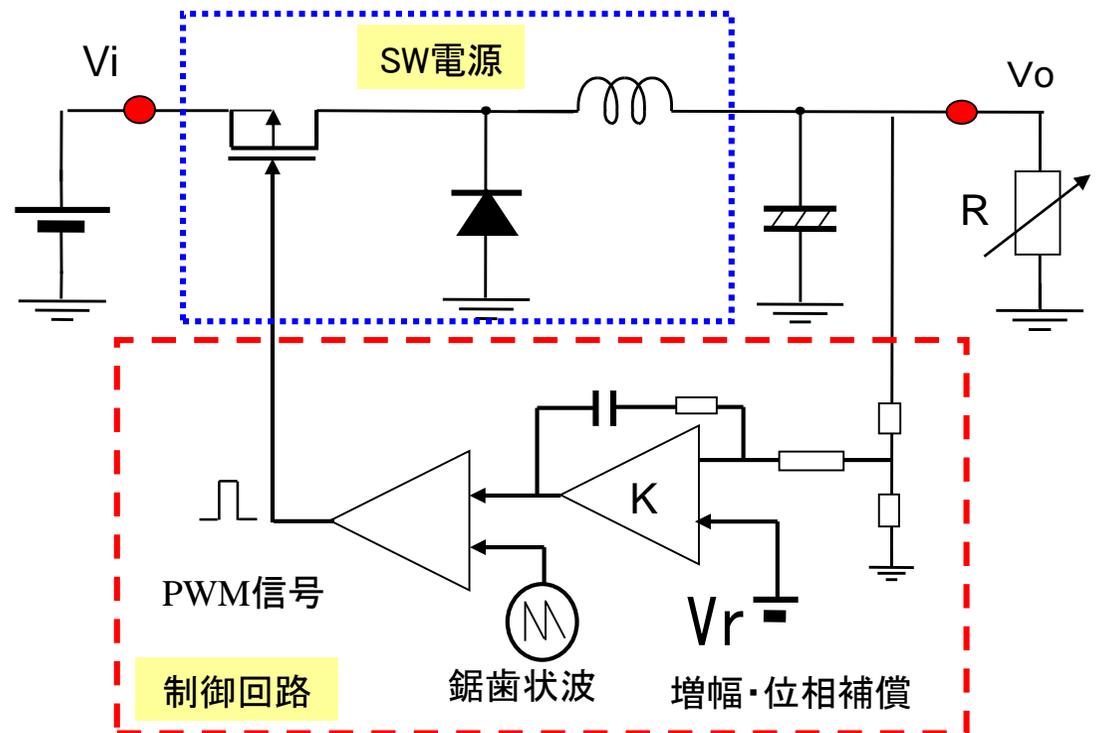


図4.1 スイッチング電源の構成

(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)

$$\text{アンプ部: } K_o = K_{amp} \cdot K_{pwm} \quad (4-1)$$

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

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

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

$$\begin{aligned} \text{ただし } w_n &= \sqrt{(K/LC)} \\ \eta &= (1/2R) \sqrt{(L/KC)} \end{aligned} \quad (4-4)$$

* 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

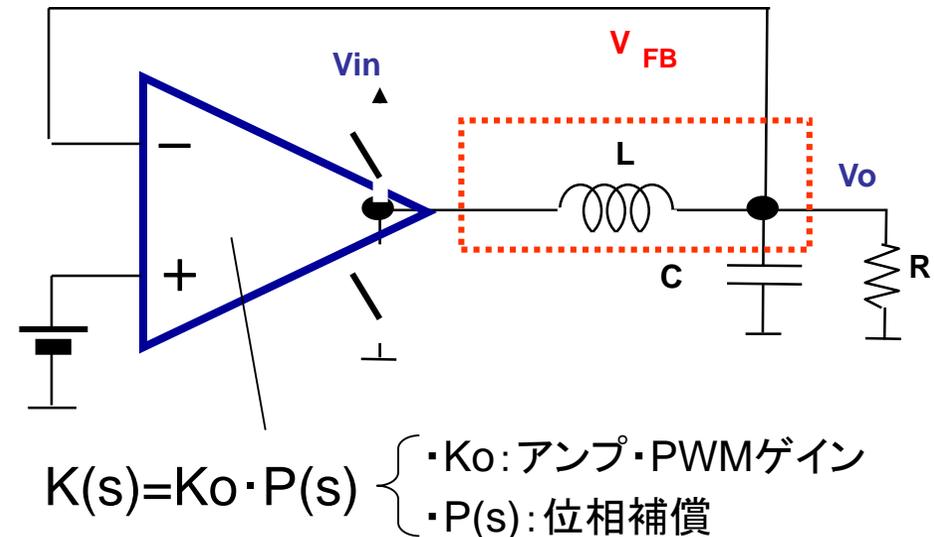


図4.2 電圧負帰還等価回路

(2) 電流モード制御1

* コイル電流と出力電圧の関係: $V_o = \int I_L dt \quad \therefore I_L = dV_o/dt = sV_o$ (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

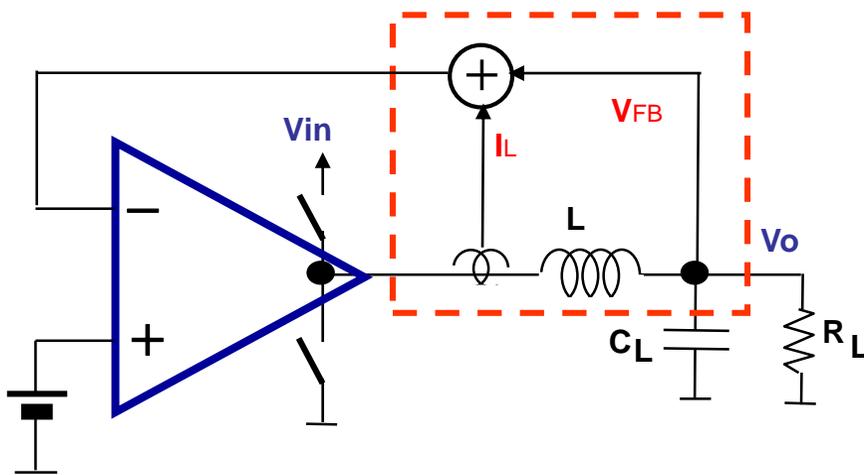
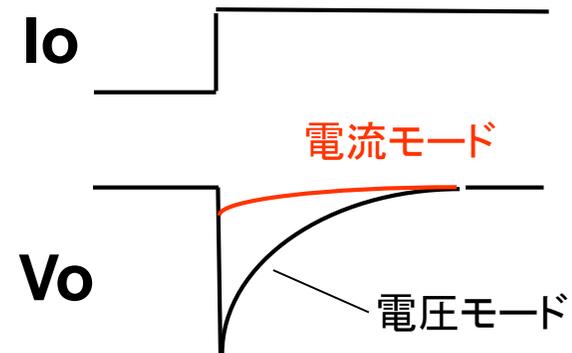


図4.3(a) 電流制御の等価回路



(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)

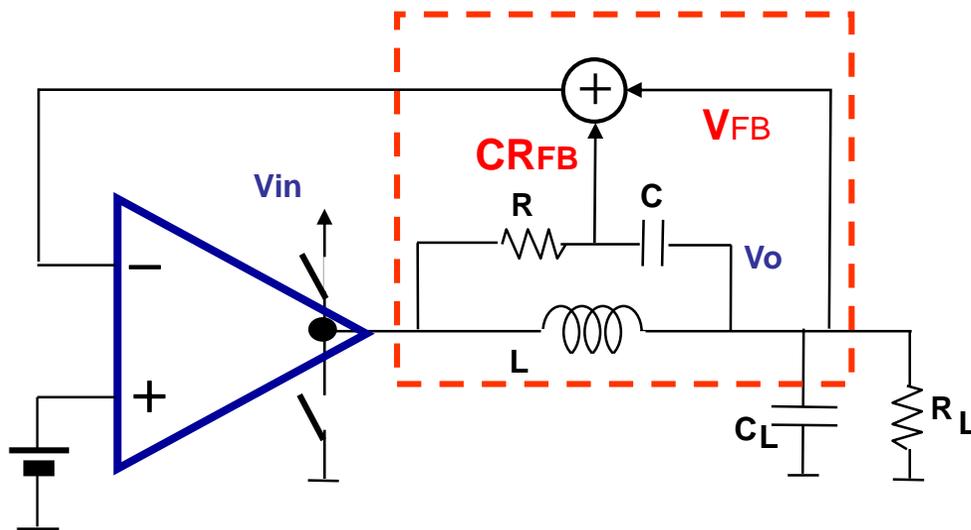


図4.4(a) 電流制御の負帰還回路

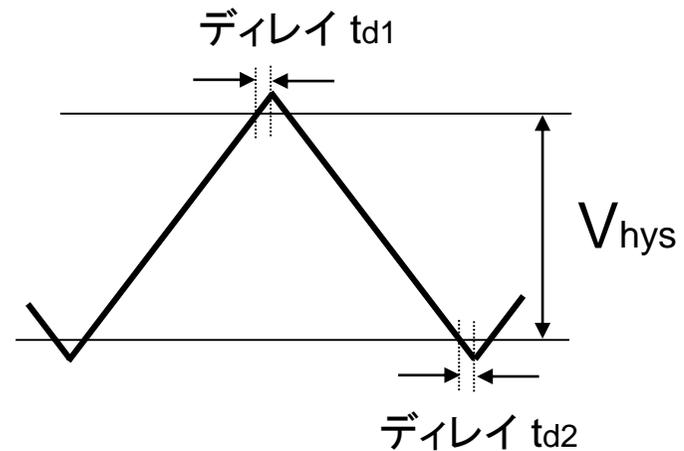


図4.4(b) ヒステリシス電圧波形

(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 $F=1.25\text{MHz}$

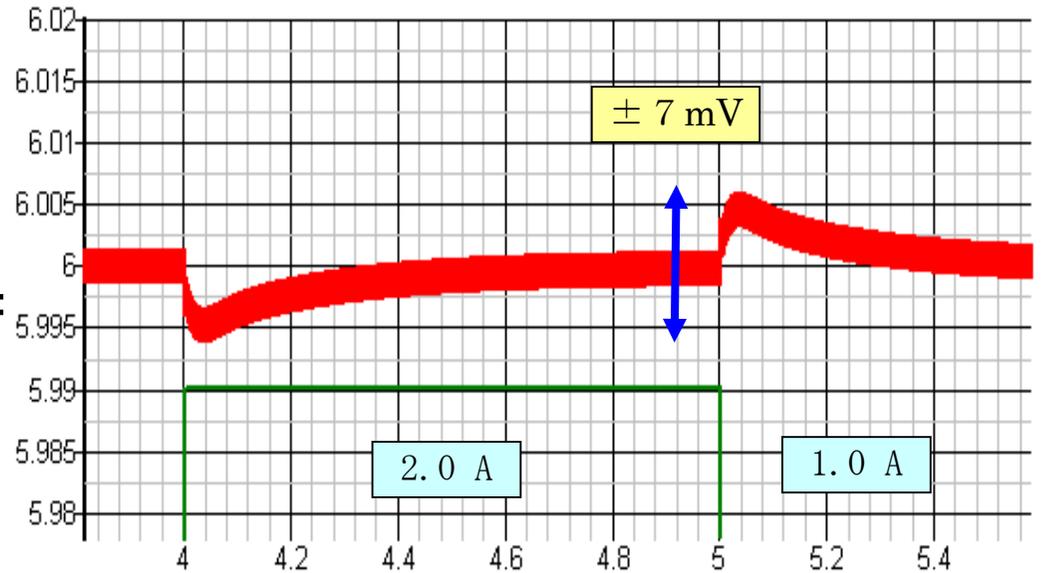


図4.5(a) シミュレーション結果

200uSecs/div

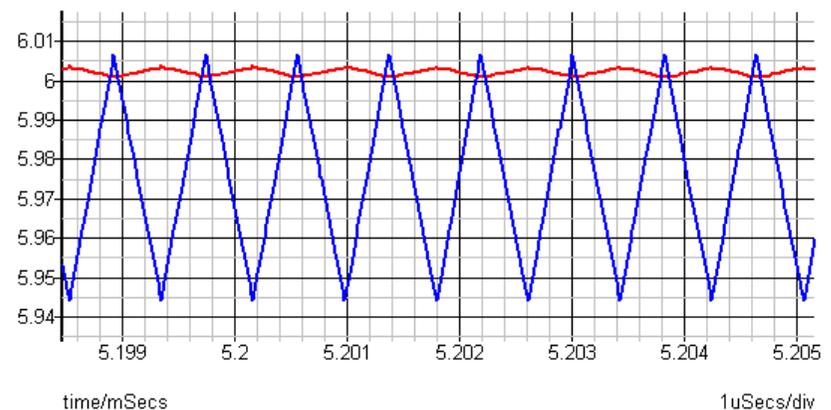


図4.5(b) コンデンサ電圧波形

● 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 $F=550\text{kHz}$

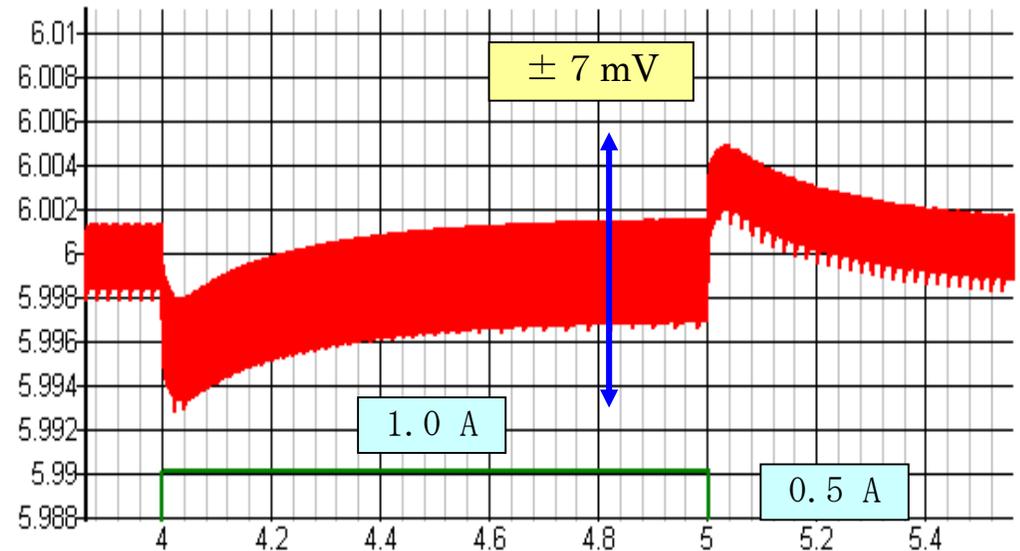


図4.6(a) シミュレーション結果

200uSecs/div

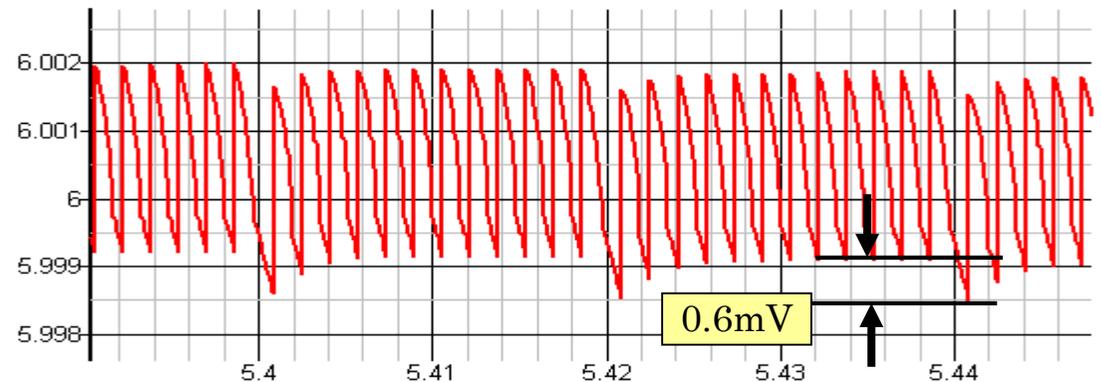


図4.6(b) 拡大リプル波形(固定ノイズ)

10uSecs/div

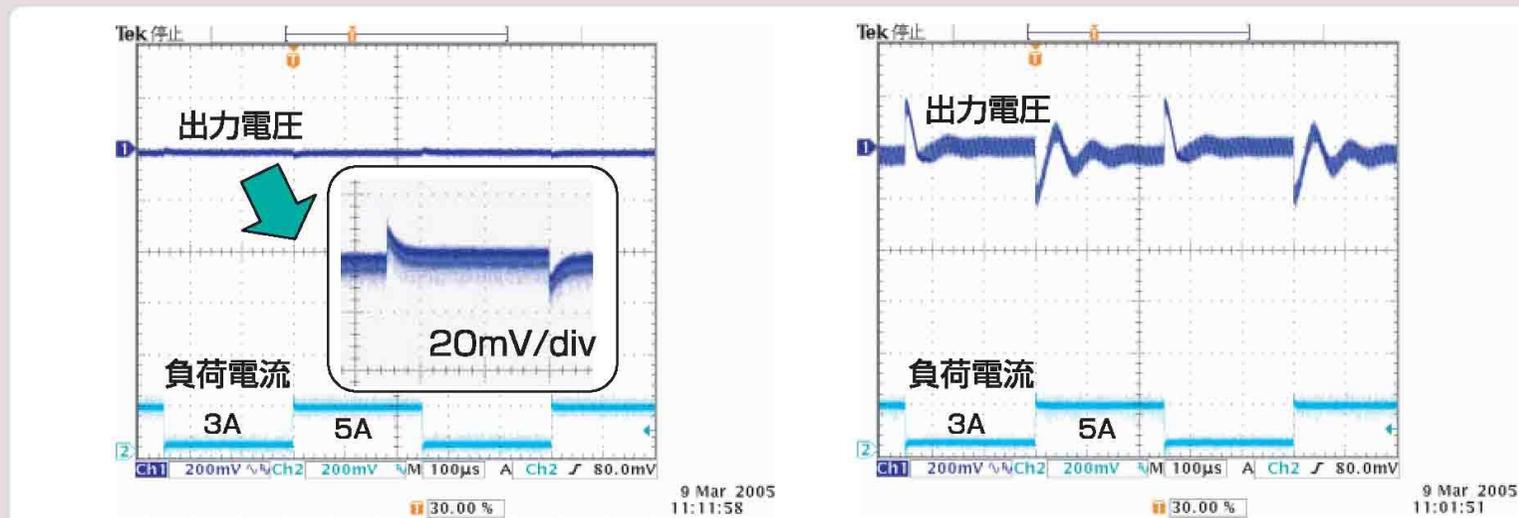
● 特性改善例

* 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
($V_{in}=5.0V$, 出力電圧=1.5V, 負荷電流=3A↔5.5A)**



新制御方式IC
CRフードバック制御)
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ー資料より

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

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

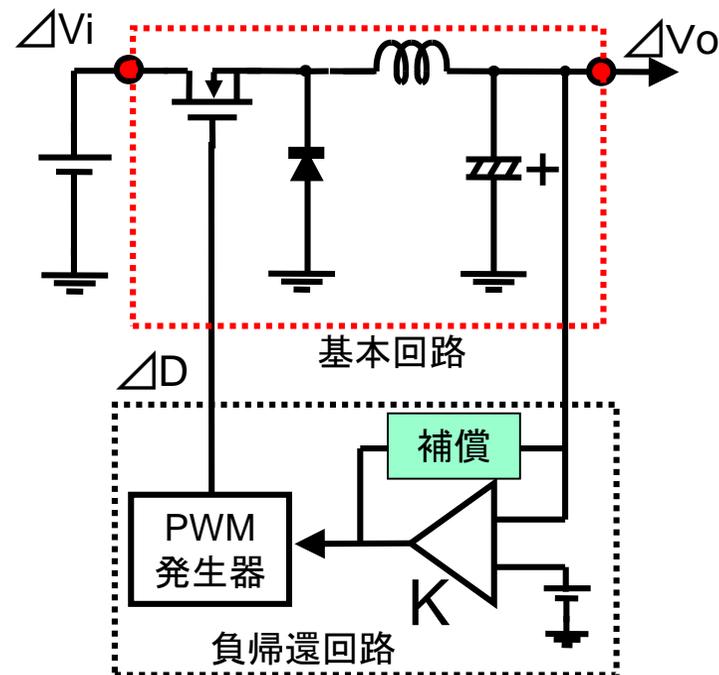


図4.8 ループ伝達特性

(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

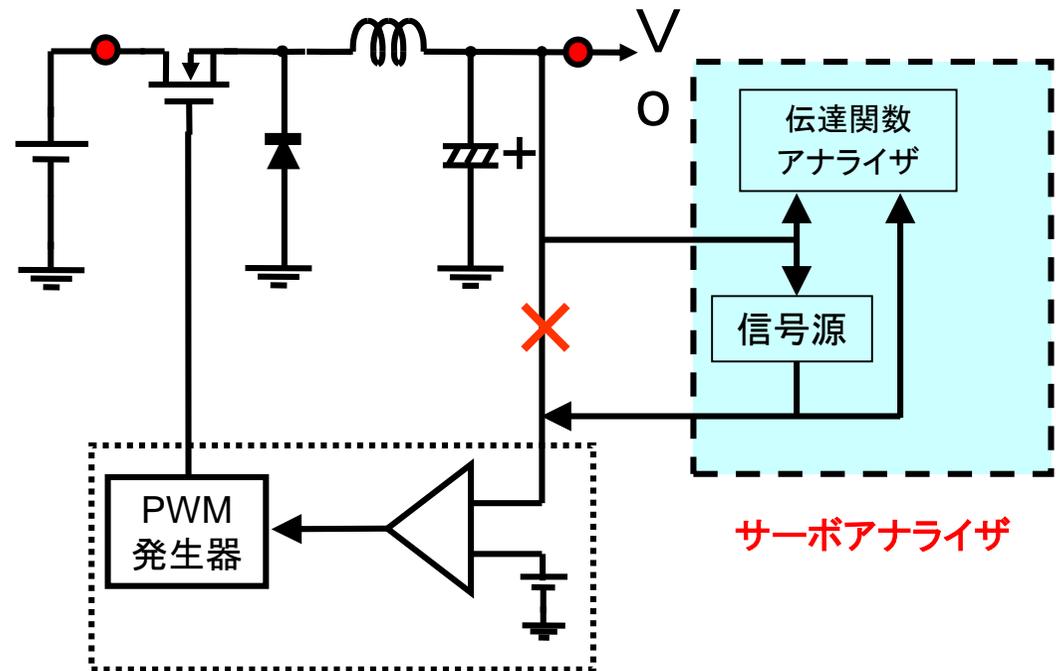


図4.9 ループ伝達特性の測定方法

(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

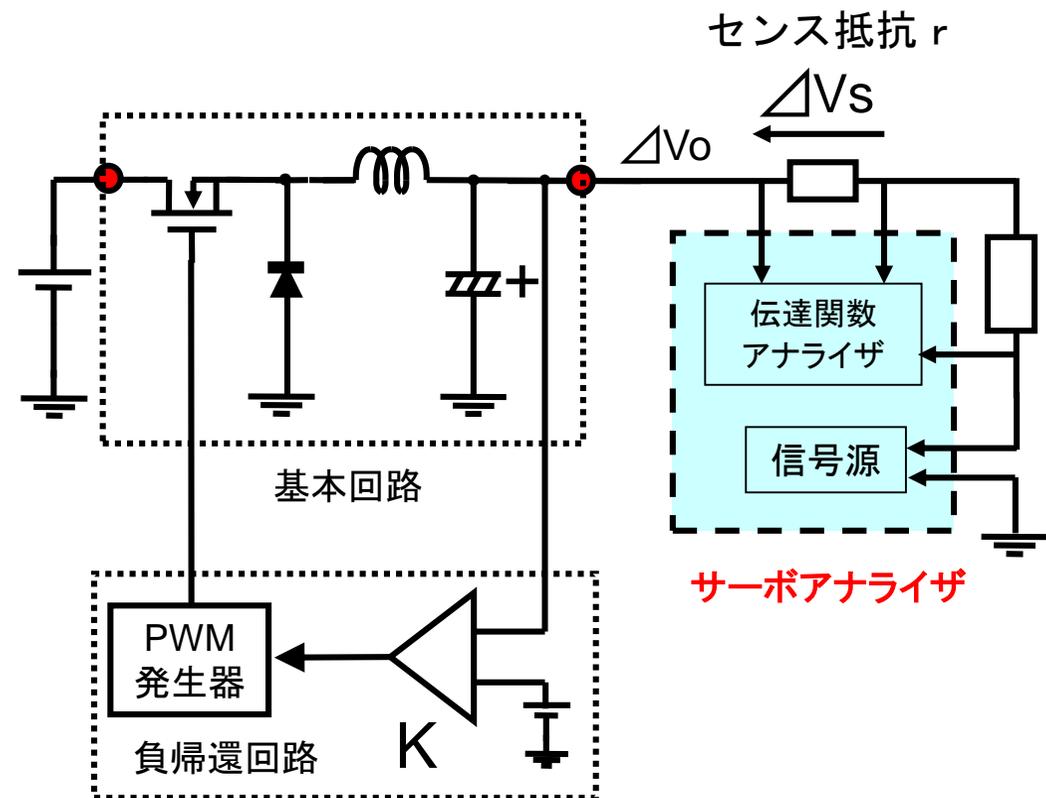


図4.10 出カインピーダンスの測定方法

(3) 実測例

- ・ボード線図、・ニコルス線図

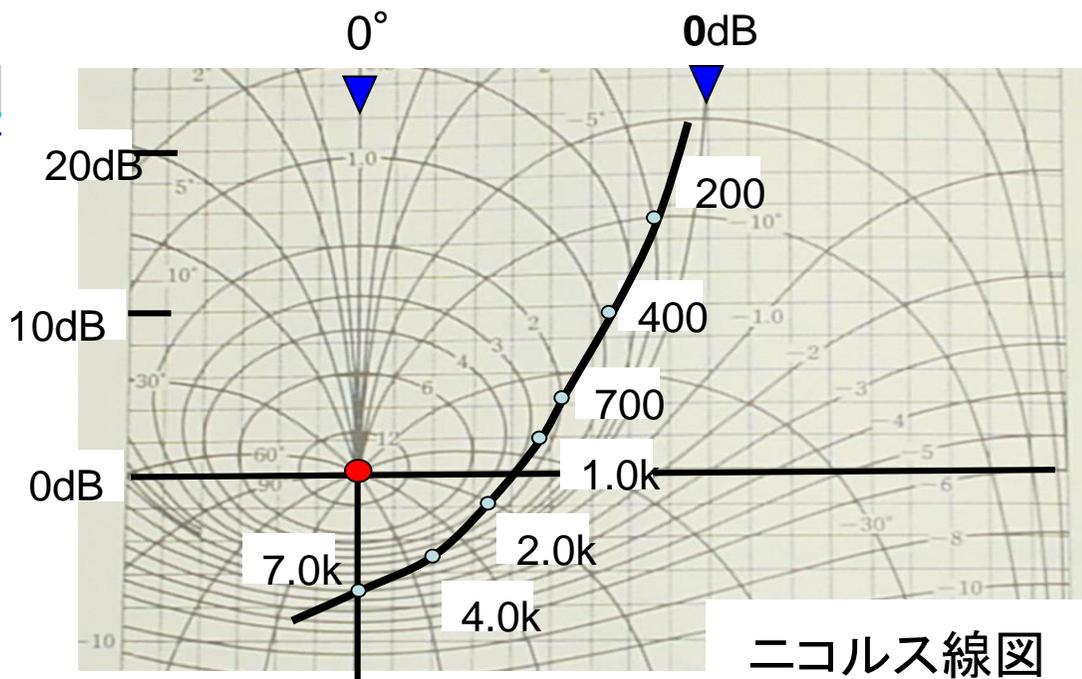
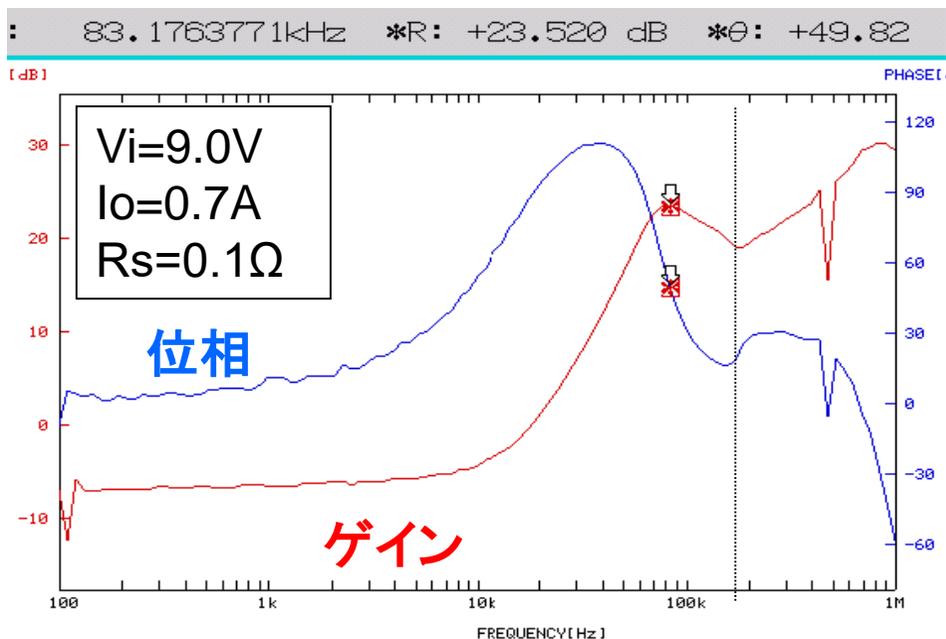
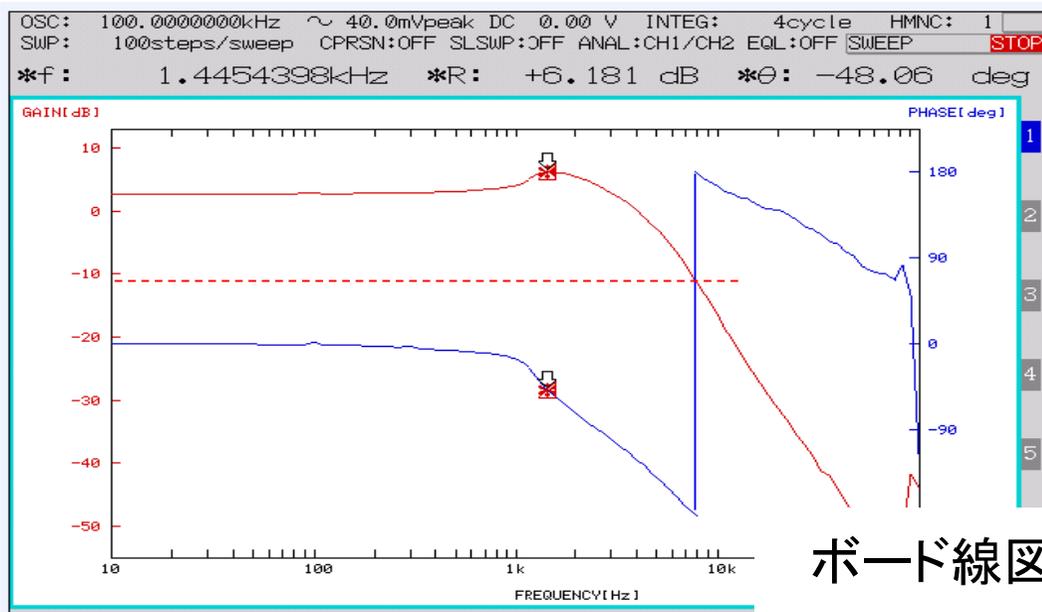
* 右図: 一巡伝達関数

* 下図: 出カインピーダンス

$$Z(0) = \text{表示ゲイン} \cdot R_s$$

$$= -7\text{dB} \cdot 0.1 = 0.045 \Omega$$

$$Z_{\text{peak}} = 1.51 \Omega \quad (@ 83.2\text{kHz})$$



8. ソフトスイッチング電源

(共振型スイッチング電源)

8-1 各種ソフトスイッチング方式

8-2 ZVS-PWM制御スイッチング電源

8-3 電圧共振型ソフトスイッチング電源

8-4 新方式共振型ソフトスイッチング電源

★スイッチング電源の研究動向

●電源の課題：

- 1) 低コスト化：回路・部品の削減
- 2) 高機能化：低リップル・高効率化

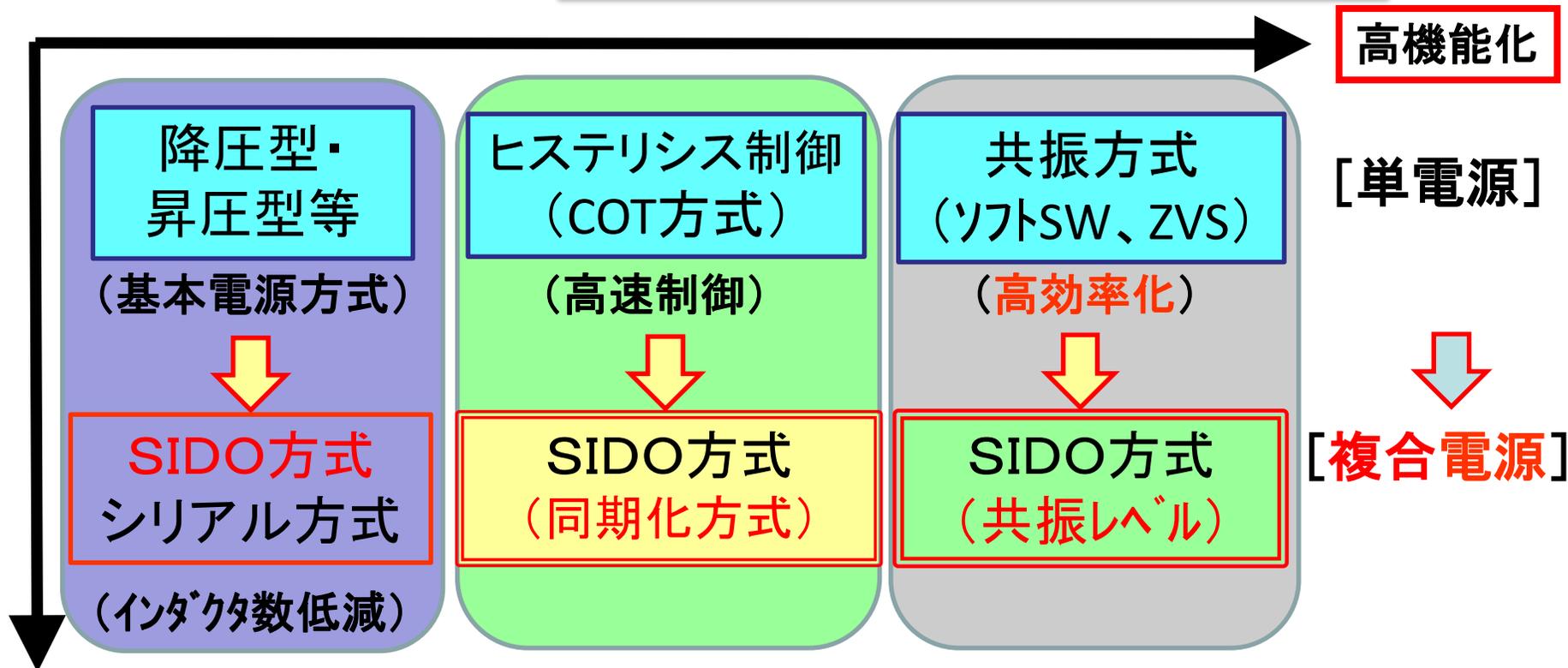


図1 スイッチング電源の開発動向

低コスト化

* SIDO : Single-Inductor Dual-Output
* COT : Constant ON Time

* ZVS: Zero Voltage Switching
* ZCS: Zero Current Switching

8.1 各種ソフトスイッチング方式

(1) ソフトスイッチングの概要

● 特徴

- * メリット : **スイッチング損失の低減**・・・効率の向上
- * デメリット : 共振用LCの追加、共振周波数の変動

● 動作

- * 出力電圧・電流を共振・・・正弦波波形(ノイズ小さい)
- * SW素子の $V=0$ (あるいは $I=0$) で スイッチを切換え
⇒ スイッチの損失がない

ZVS : Zero Voltage Switching

ZCS : Zero Current Switching

● 種類(多数の方式あり)

- * 電流共振／電圧共振／複共振
- * 直列共振／並列共振

◆スイッチング動作波形の比較

(A) 通常の動作

- * 両端電圧の切換えと、電流の切換えが同時に発生
- * OFF時の電流切換えが遅れる
- * スwitchング・ロス

$$\text{ロス電力: } P = \int V \cdot I$$

(B) ソフトスイッチングの動作

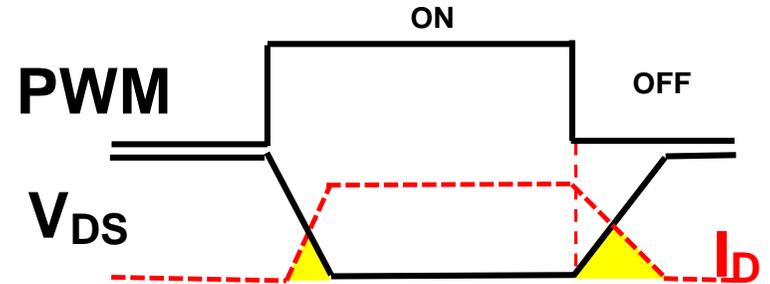
- * 共振により電圧や電流を振動

[ZVSの場合]

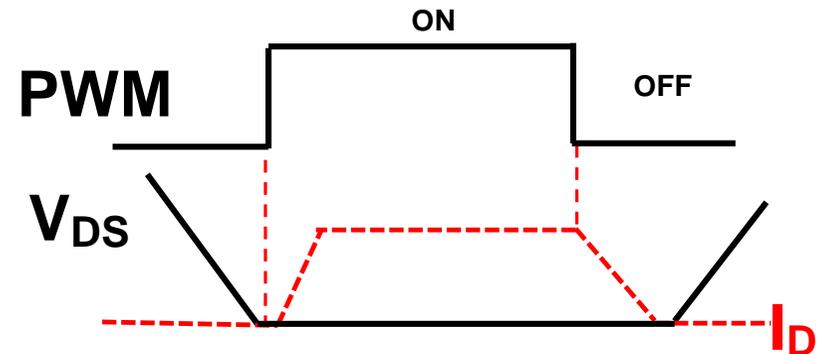
- ・両端電圧=0 でSW=ON

[ZCSの場合]

- ・SW電流=0 でSW=ON



(A) 通常のスイッチング波形

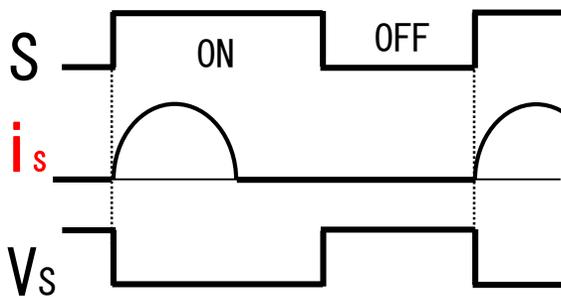
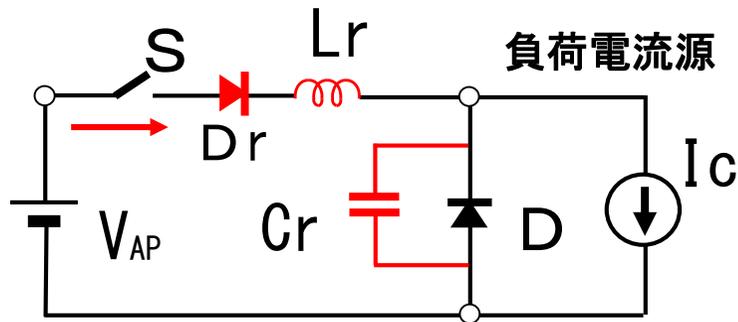


(B) ソフトスイッチング波形

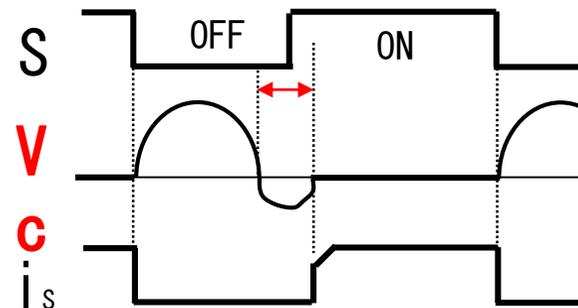
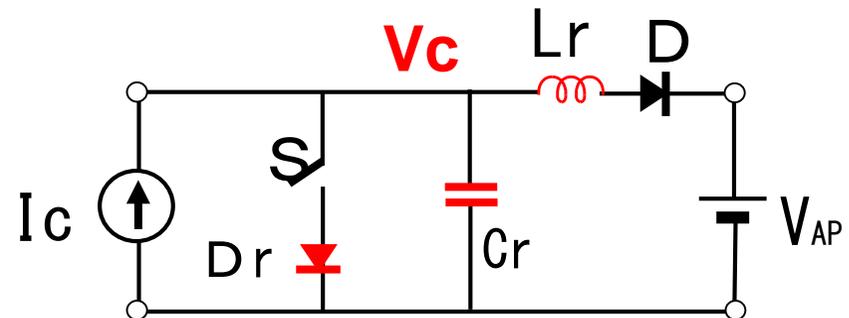
(2) ソフト・スイッチングの基本回路

● 電流共振スイッチ と電圧共振スイッチ

- * スwitching電源に対して、共振素子(Lr, Cr, Dr)を追加
- * 電流(電圧)共振時、電圧(電流)は通常のスitching
- * コンデンサの挿入位置の相違
- * 電流(電圧)=0 の期間にスitch切換え・・・スitch期間は限定



(A) 電流共振スイッチ(半波形)



(B) 電圧共振スイッチ(全波形)

8.2 ZVS-PWM制御スイッチング電源

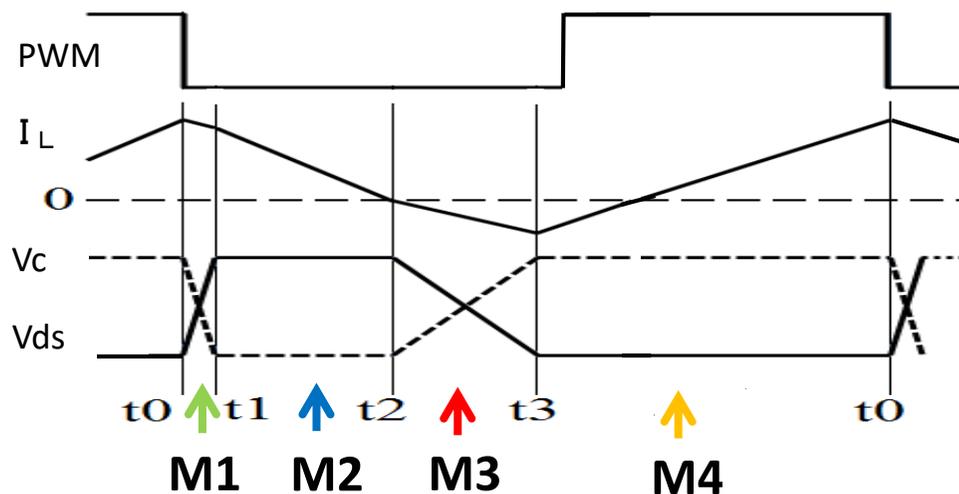
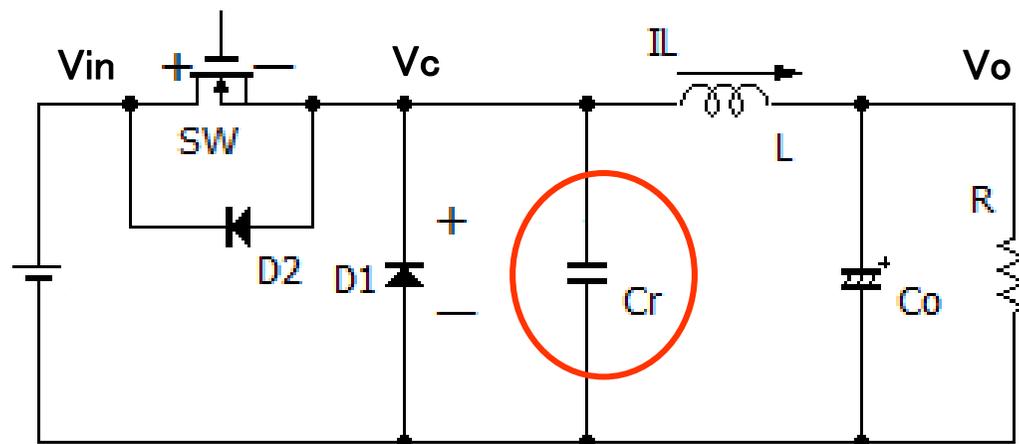
(1) 降圧形ZVS-PWM制御電源

● 構成

- * 共振コンデンサ1個のみ追加
- * $V_c = V_{in}$ で $SW = ON$
⇒ スイッチング損失 = 0

● 特徴

- * コイルに双方向電流
LC共振⇒ V_c を立上げる
- * 制御周波数(周期)
 - ・ SW-OFF時間: 共振条件
 - ・ SW-ON時間: 制御条件



ZVS-PWM制御スイッチ電源の構成と動作

● 動作説明

* モード1: $t_0 \sim t_1$

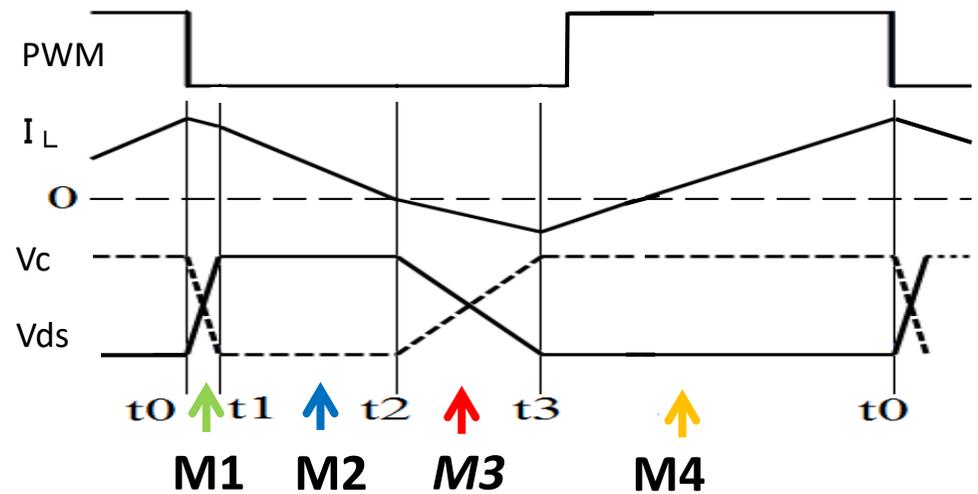
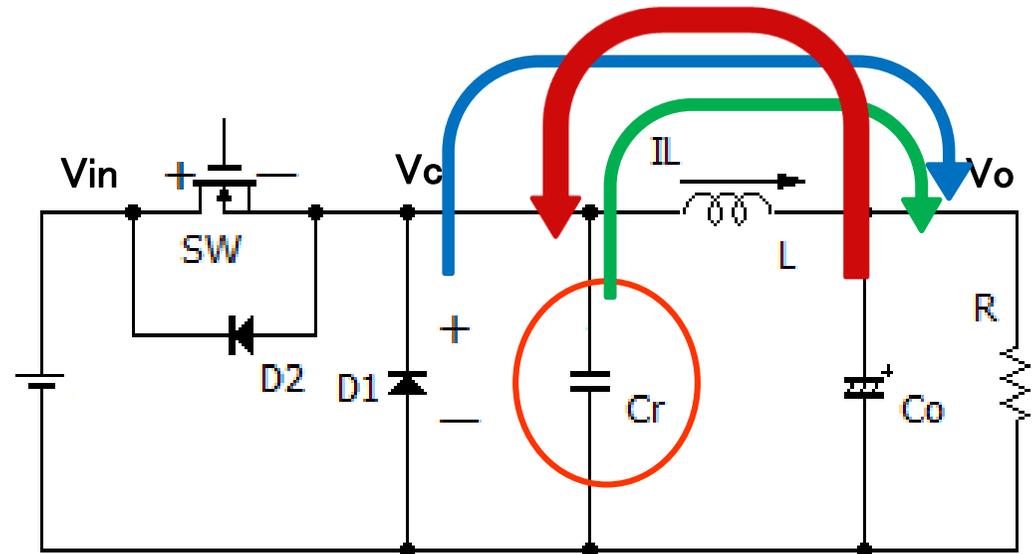
- ・PWM信号=OFF \Rightarrow SW=OFF
- ・ I_L 順方向電流により、 C_r の電位は低下 \Rightarrow 短時間で $V_c=0V$

* モード2: $t_1 \sim t_2$

- ・ $V_c = 0 V \Rightarrow D_1 = ON$
- ・ I_L は減少し、短時間で $I_L = 0 A$

* モード3: $t_2 \sim t_3$

- ・ I_L 反転し、 C_r 電位は上昇



ZVS-PWM制御スイッチ電源の構成と動作

* **モード4: $t_3 \sim t_0$**

・ $V_c = V_{in} \Rightarrow$ ボディ・ダイオード $D2=ON$

$V_c = V_{in}$ を検出し、 $SW = ON$

$\Rightarrow V_{in}$ の供給により、

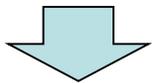
I_L の微小反転電流は
すぐに順方向に流れる

$$I_L(t) \doteq t \cdot (V_{in} - V_o) / L \quad (9-7)$$

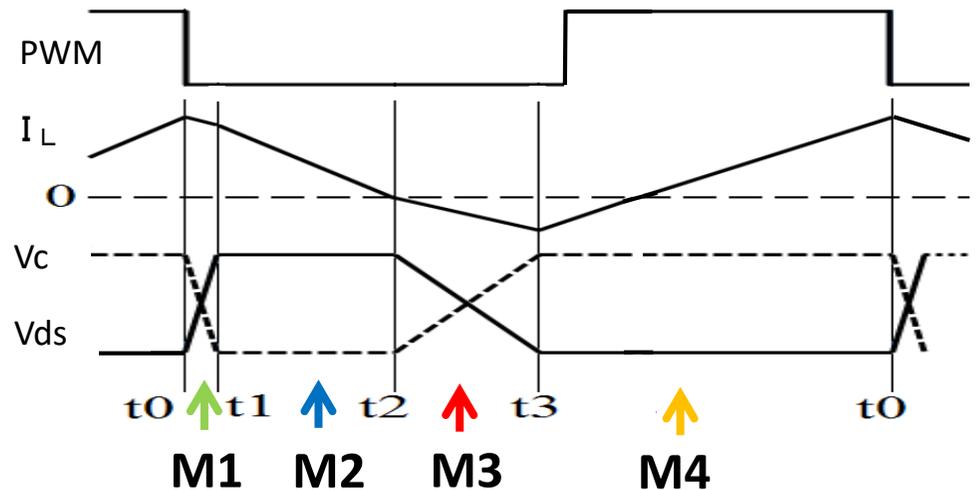
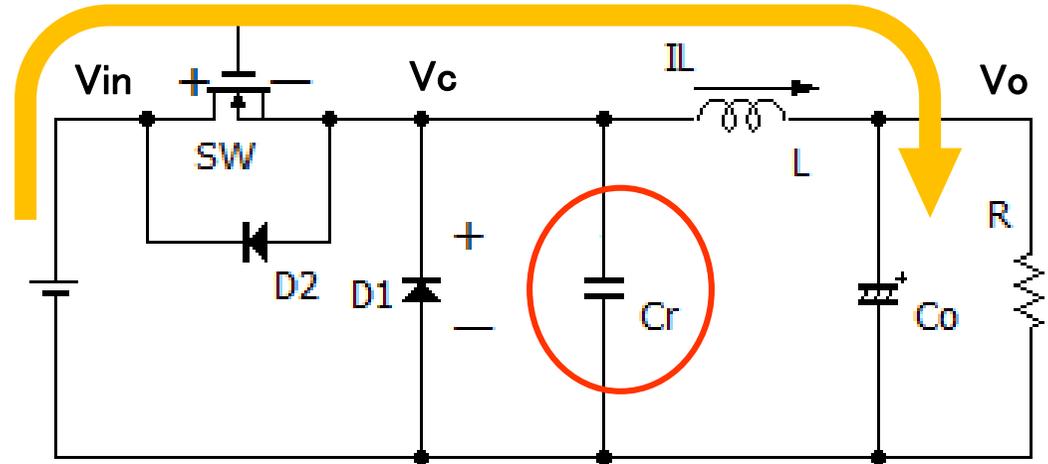
・ V_o は徐々に上昇し、
遂には $V_o = V_r$ に達する

$$\begin{aligned} \Delta V_o(t) &= (1/C) \int I_L \cdot dt \\ &= (V_{in} - V_o) / 2LC_o \cdot t^2 \quad (9-8) \end{aligned}$$

・ $V_o = V_r$ を検出し、 $PWM = "L"$



・ **モード1** に戻る

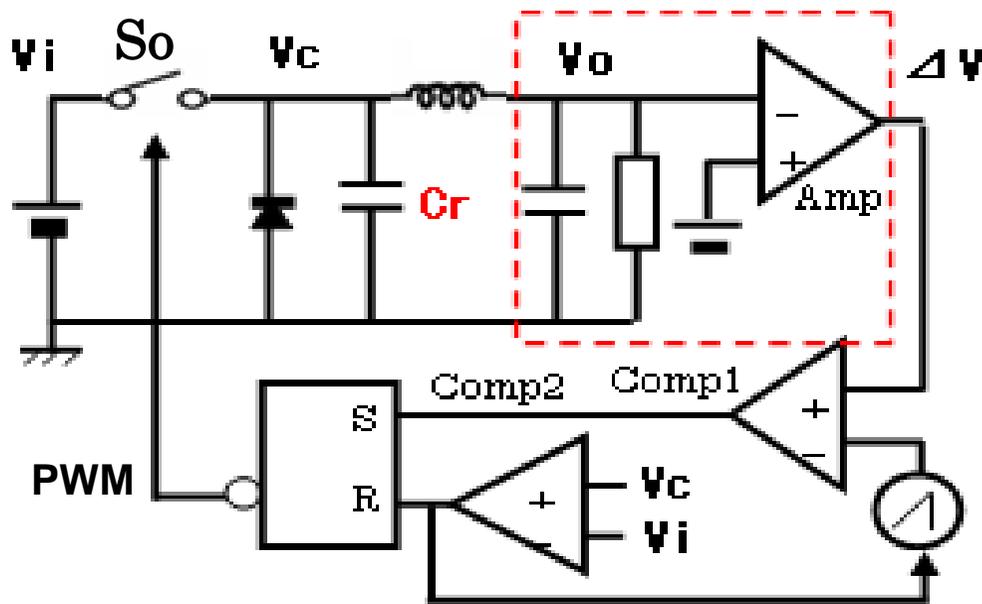


ZVS-PWM制御スイッチ電源の構成と動作

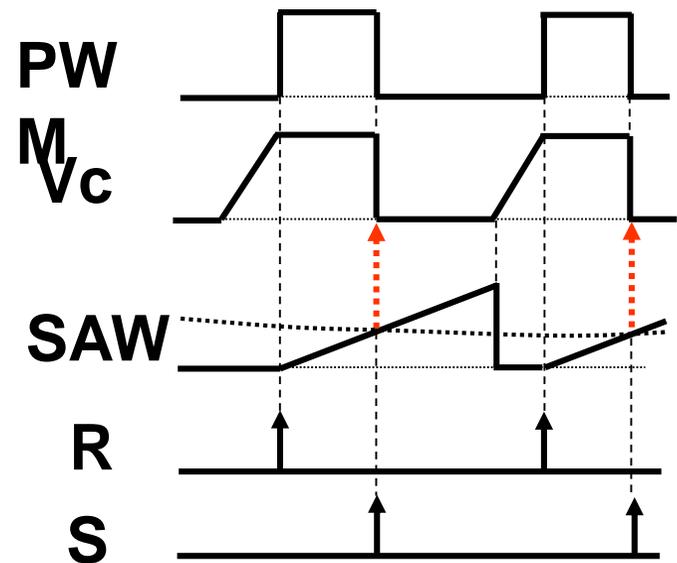
● シミュレーション結果

* 回路構成:

- ・出力誤差電圧とSAW信号を比較 \Rightarrow セット信号S を発生
- ・ $V_c = V_{in}$ により、リセット信号R を発生
 \Rightarrow FF出力 = PWM信号



ZVS-PWM制御電源のシミュレーション回路



主要波形

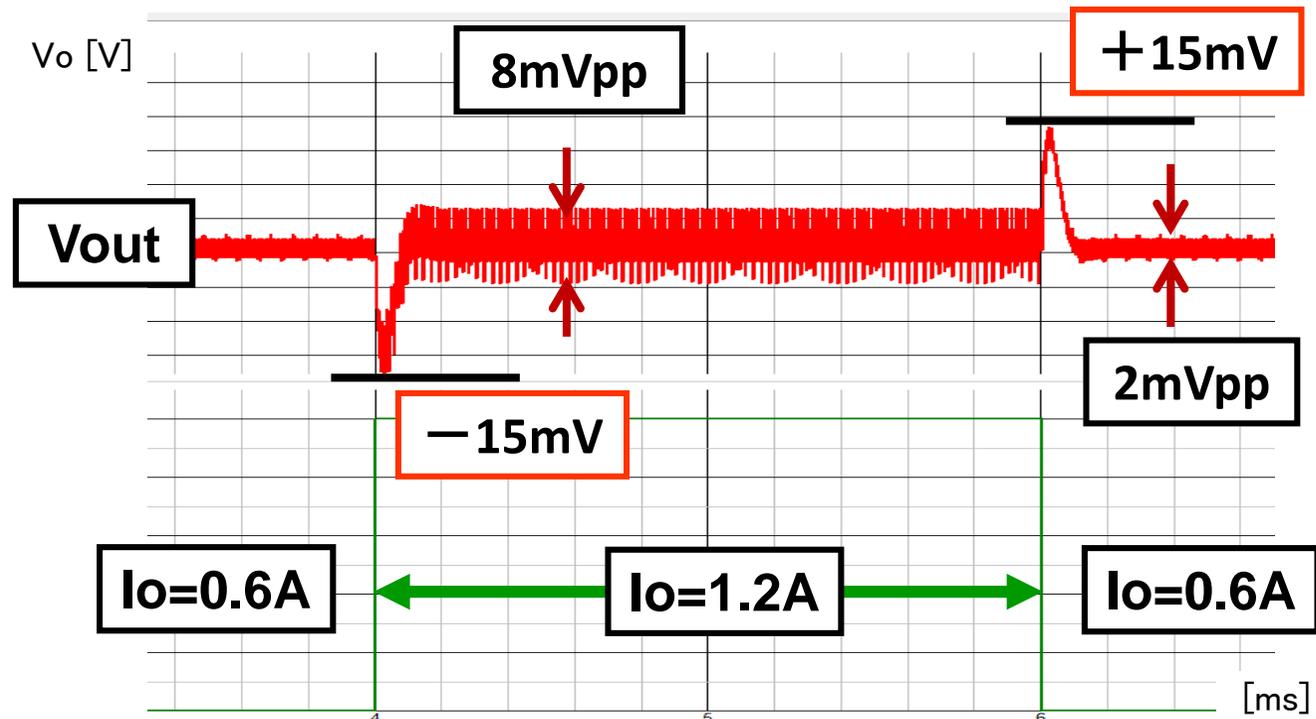
●シミュレーション結果(出力リップル)

条件:

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

結果:

定常リップル $< 2mV_{pp}$ @ $I_o=0.6A$
過渡応答 $< \pm 15mV$ @ $I_o=0.6/1.2A$



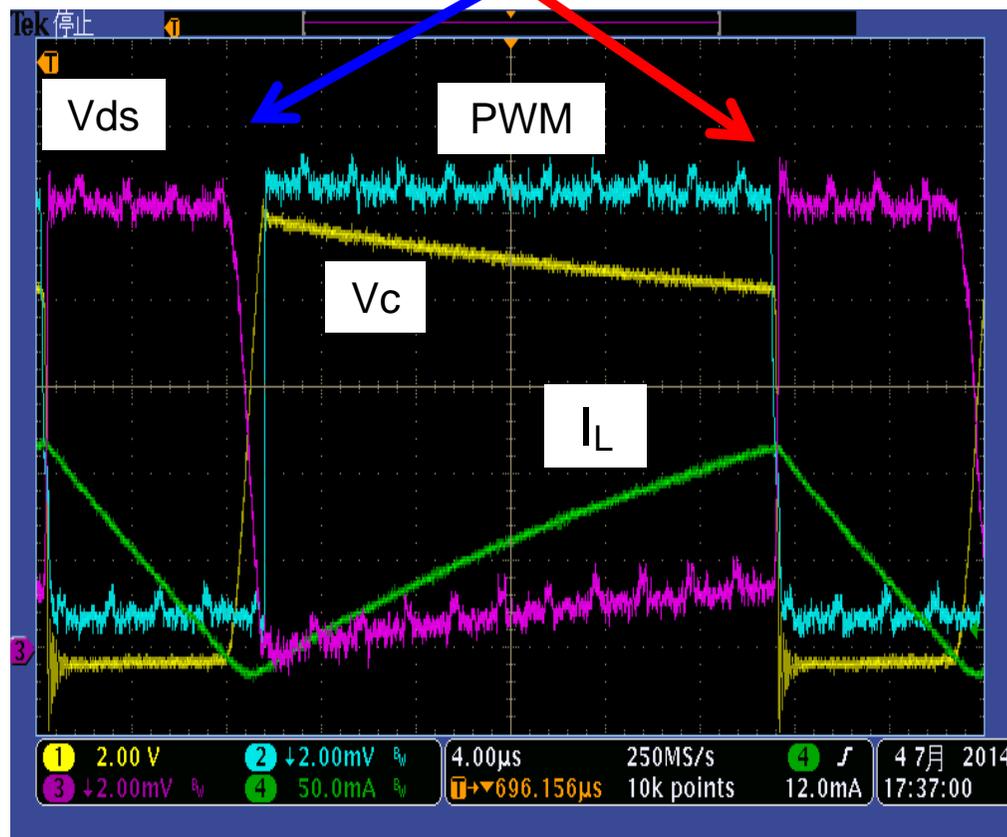
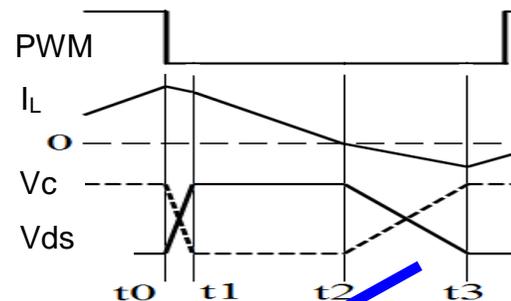
出力リップル・過渡応答特性

● 実測波形

- * 動作条件は、シミュレーション回路と同様
- * 実測波形は、原理波形と類似

● 共振条件

- * 共振条件： $2 \cdot V_o > V_i$
- * Crの動作範囲： $V_c = 0 \sim V_{in}$
- * 起動時の出力電圧：
 $V_o > V_i/2$ に充電必要
- ★ 起動時のチャージアップ回路必要



ZVS-PWM制御電源の実測波形

(2) 昇圧形ZVS-PWM制御電源

● 構成

- * ダイオードに並列に共振コンデンサを接続

● 動作

- * 共振原理は、降圧形と同様

・M1: SW=OFF

⇒ I_L により C_r は充電

・M2: $V_{sw} = V_o \Rightarrow D_i = ON$

I_L は次式で減少

$$I_L(t) = I_o - t \cdot (V_o - V_{in}) / L \quad (9-9)$$

・M3: 遂には $I_L = 0 A$ となり反転

⇒ C_o より逆電流

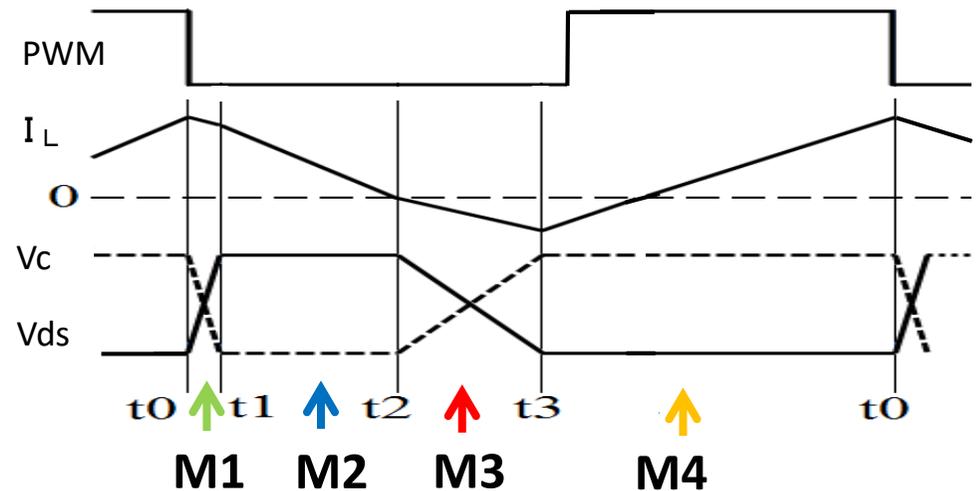
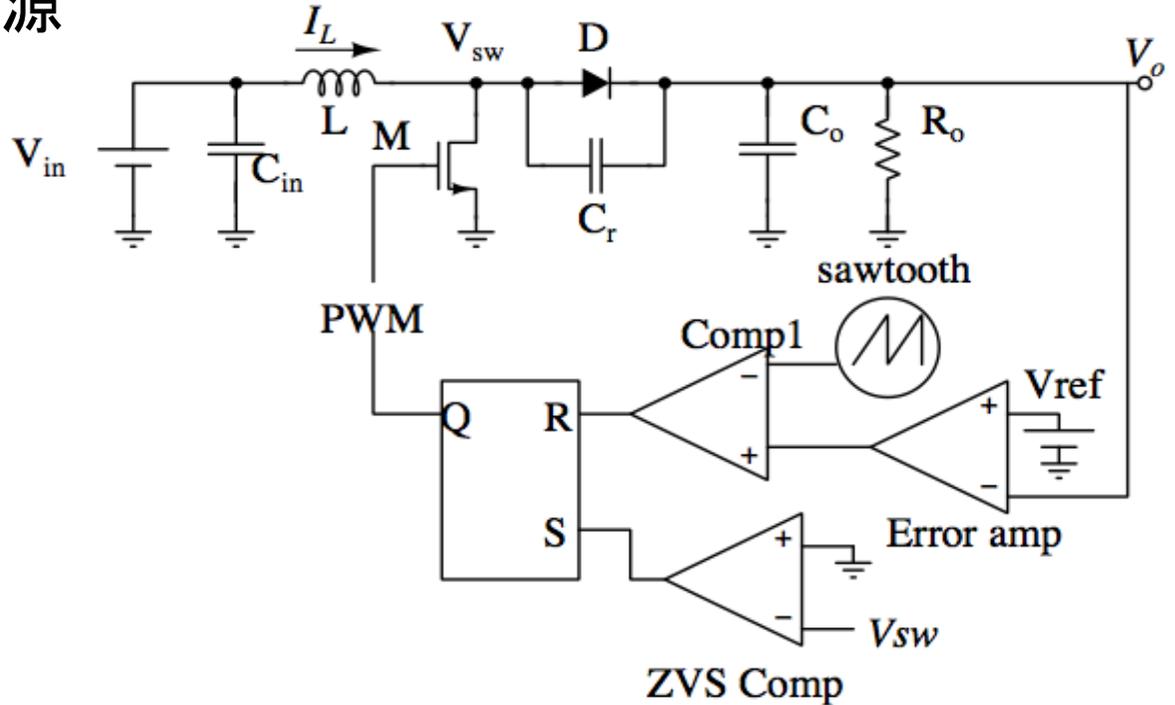
C_r は充電し V_{sw} は低下

・M4: $V_{sw} = 0V$ となり、ボディD=ON

・M5: $V_{sw} = 0V$ をコンパレータで検出

⇒ SW=ON し、コイルにチャージ

・ $V_o = V_r$ により、PWM=OFF



昇圧形ZVS-PWM電源の動作

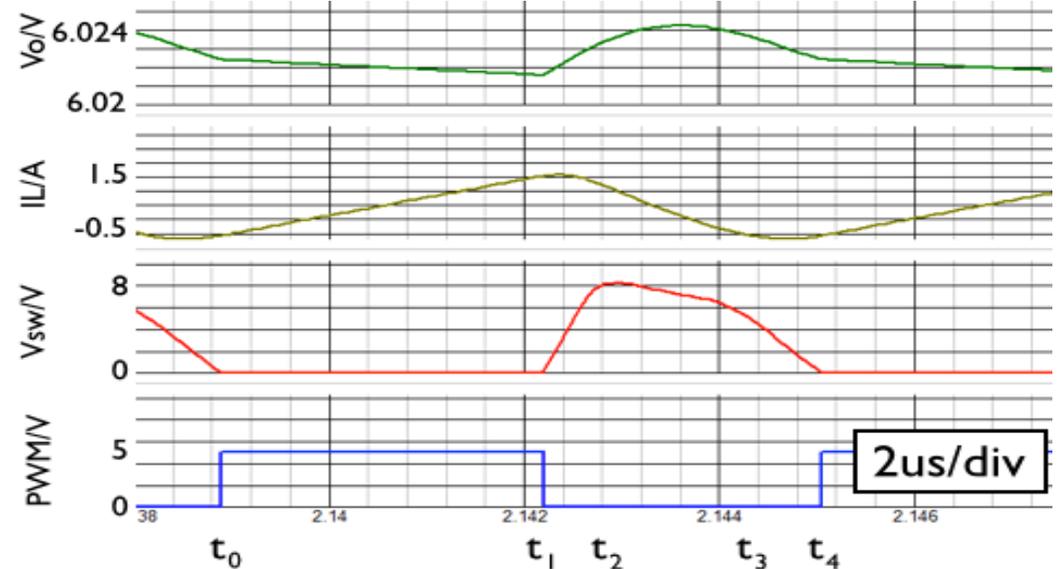
● シミュレーション結果

* 回路条件

$V_i=3.5V$, $V_o=6.0V$, $I_o=0.12A$

$L=3.9\mu H$, $C_o=470\mu F$, $C_r=100nF$

$F_{op}=162.5\text{ kHz}$



昇圧形ZVS-PWM電源のシミュレーション結果

● 実測波形

* 動作周波数

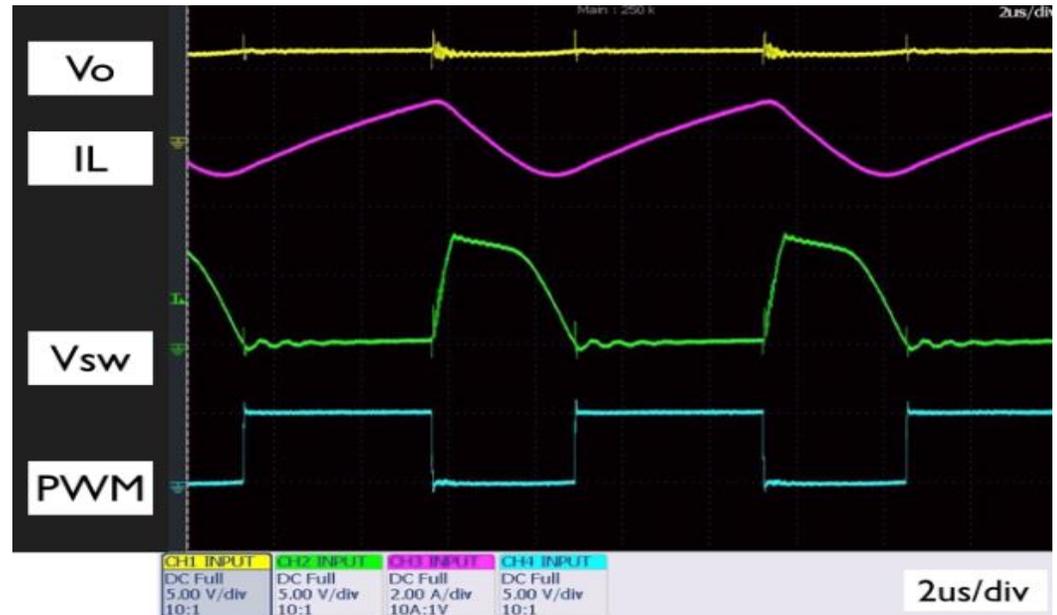
$F_{op}=129\text{ kHz}$ ($< F_{sim}=162.5\text{ kHz}$)

N-MOS、OPアンプ等の遅延
により、動作周波数は低下

* スイッチング損失比較

$\Delta P_{zvs}=0.55W \Leftrightarrow \Delta P_{nor}=29.3W$

損失低減率=98%



昇圧形ZVS-PWM電源の実測波形

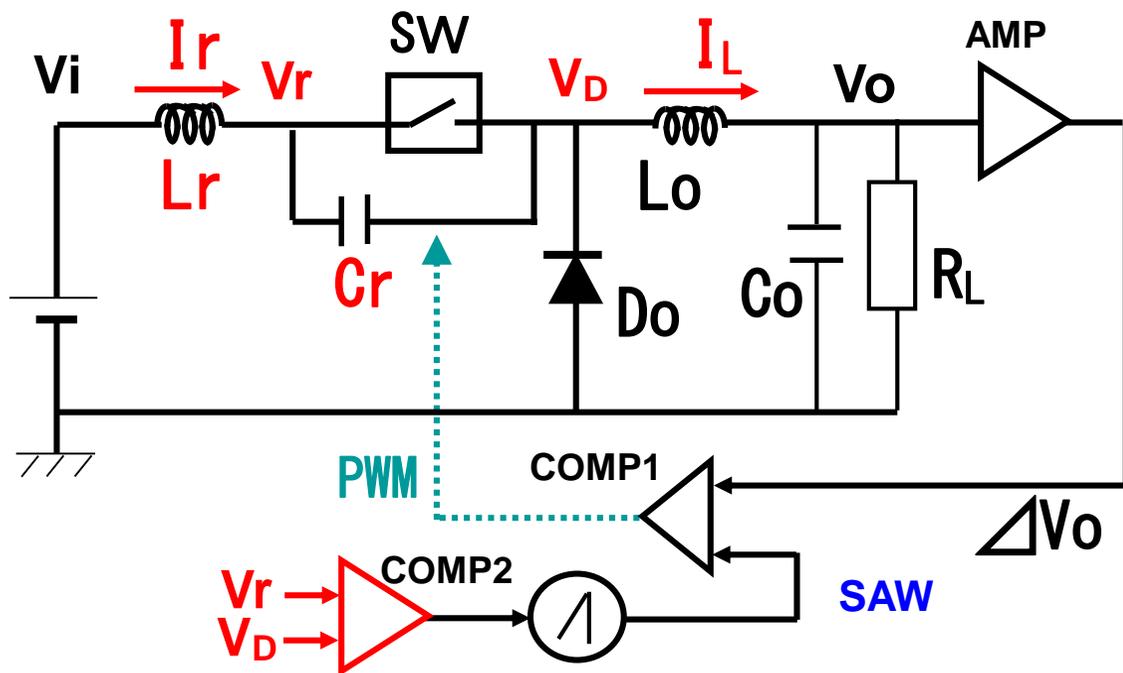
8.3 電圧共振型ソフトスイッチング電源

(1) 半波型電圧共振電源

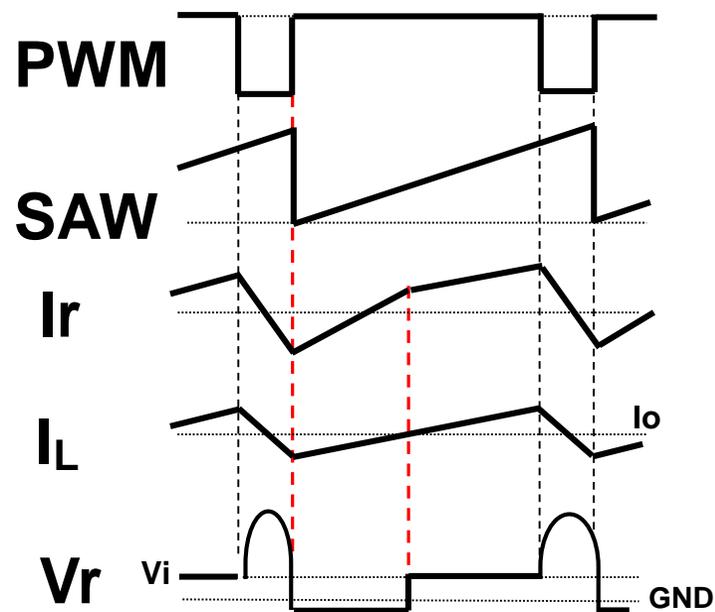
【構成】・スイッチと直列に **共振インダクタ**、並列に **共振コンデンサ**
・ $V_r = V_D$ の検出で、SAW信号をリセット/スタート \Rightarrow SW=ON (ZVS)

【特徴】 **共振条件**: $V_i < |V_r| = I_o \cdot Z_r$: ($Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$)特性インピーダンス

共振周波数: $F_r = 1 / 2\pi \sqrt{L_r \cdot C_r}$ 、 $L_r < L_o$



半波型電圧共振電源



主要波形

【動作説明】

* State 0: **SW=ON** $\Rightarrow I_r = I_L$: 上昇

* State 1: $V_o > V_{ref} \Rightarrow$ **SW=OFF**

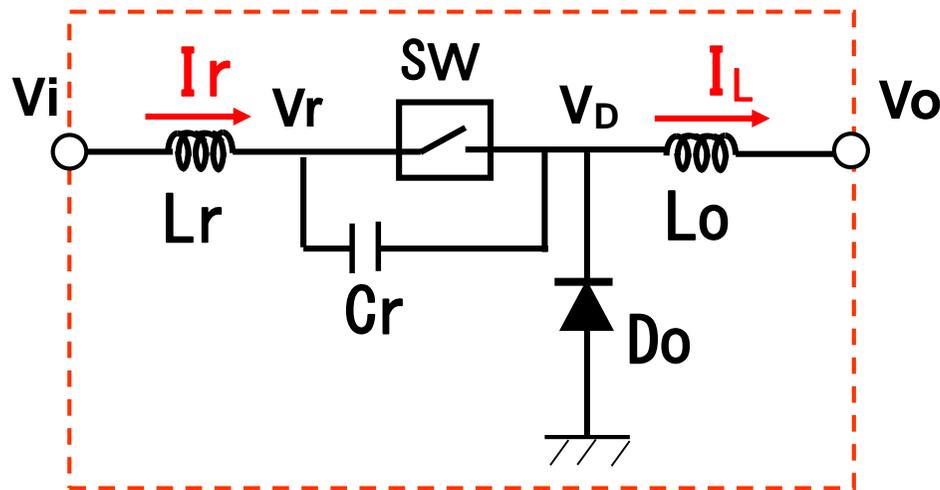
・ **Cr · Lr は共振状態** $\Rightarrow V_r$ は上昇し下降 ($V_r > V_i$)

\Rightarrow その後 $V_r = V_D$ を検出 \Rightarrow **SW=ON: $V_r = V_D$ より ZVS**

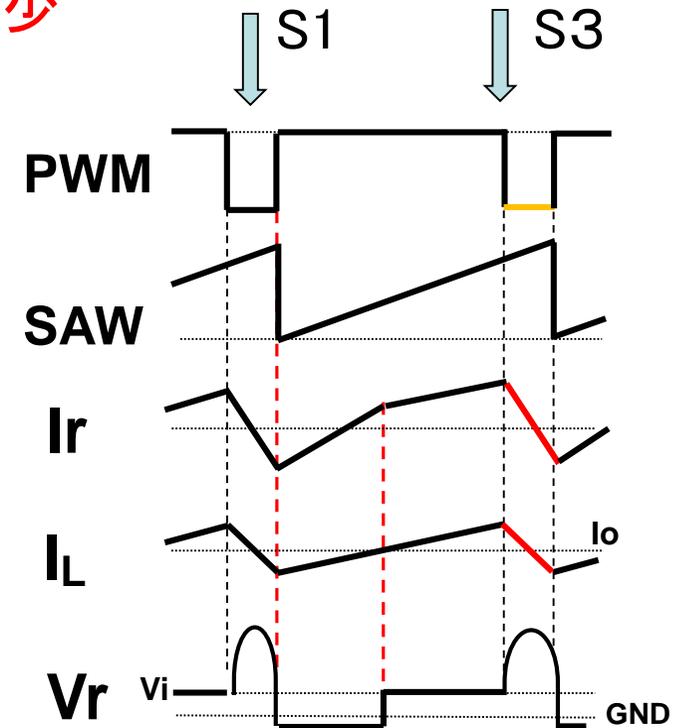
* State 2: I_r は逆流から順方向増加 $\Rightarrow I_D$ は減少

$\Rightarrow I_D = 0$ で $V_D = V_i$ に変化 $\Rightarrow I_L$ は増加

* State 3: $V_o > V_r \Rightarrow$ **SW = OFF** \Rightarrow State 1



半波型電圧共振電源



主要波形

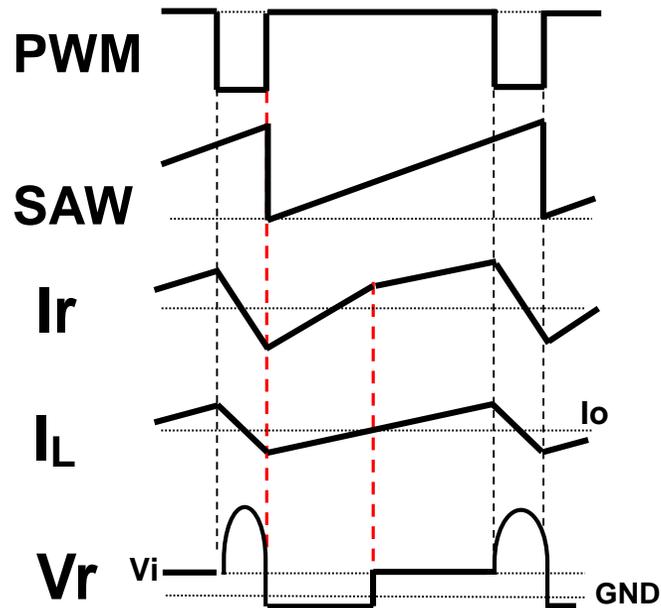
●シミュレーション結果

1)シミュレーション条件

- $V_i=10V$, $V_o=5V$, $I_o=0.25A$
 $L_o=50\mu H$, $L_r=20\mu H$,
 $C_o=200\mu F$, $C_r=100pF$

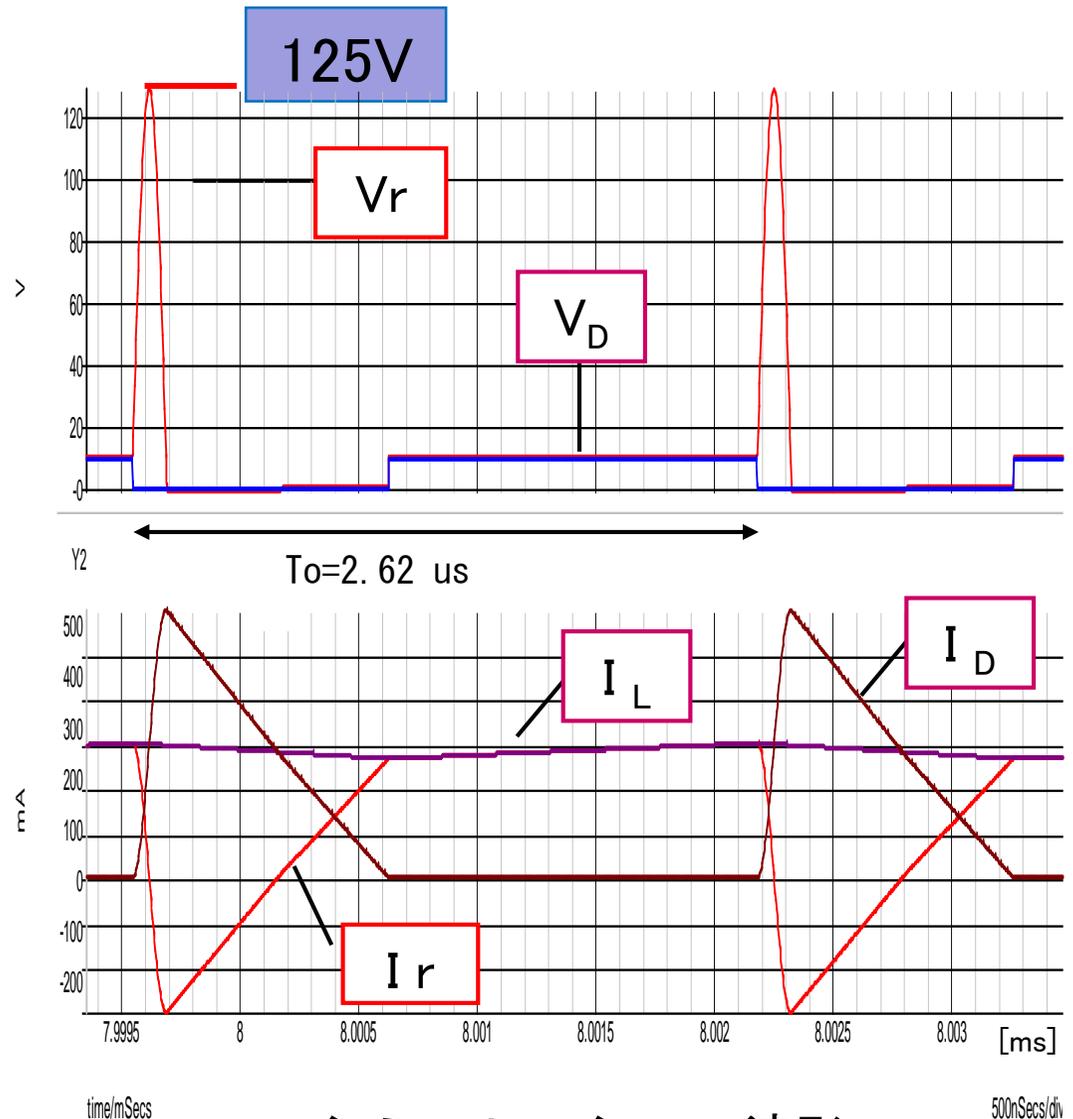
2)共振波形

- $F_{op} = 380 \text{ kHz}$
- $V_r = 125V$, $I_r = 0.25 \text{ A}$



主要波形

共振電圧 = +125V



シミュレーション波形

●シミュレーション結果

◆ 共振条件、共振電圧

・ $V_i < V_r = I_o \cdot Z_r \doteq 125 \text{ V}$

ただし $Z_r = \sqrt{L_r / C_r} = \sqrt{20\mu / 100\text{p}} = 447 \Omega$

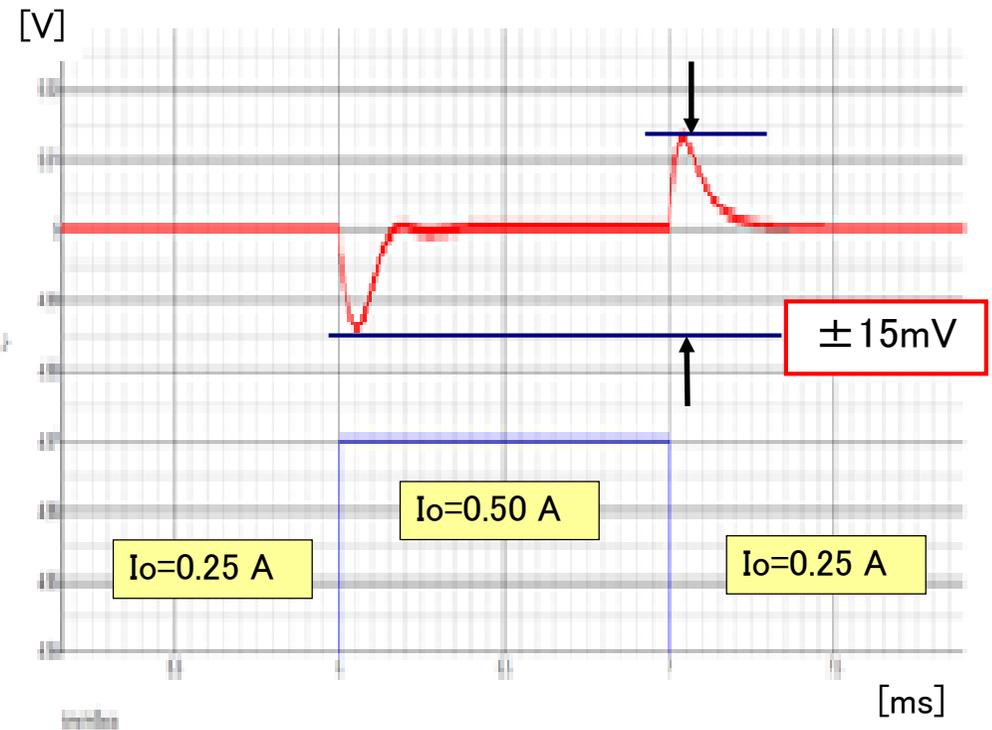
* $I_o = 1 \text{ A}$ では、 $V_r \doteq -500\text{V} \Rightarrow$ **高耐圧素子が必要**

★出力電圧特性

* 定常リップル $< 2\text{mVpp}$ @ 0.5A

* 過渡応答特性

$\Delta V_o < \pm 15\text{mV}$ @ $\Delta I_o = 0.25\text{A}$

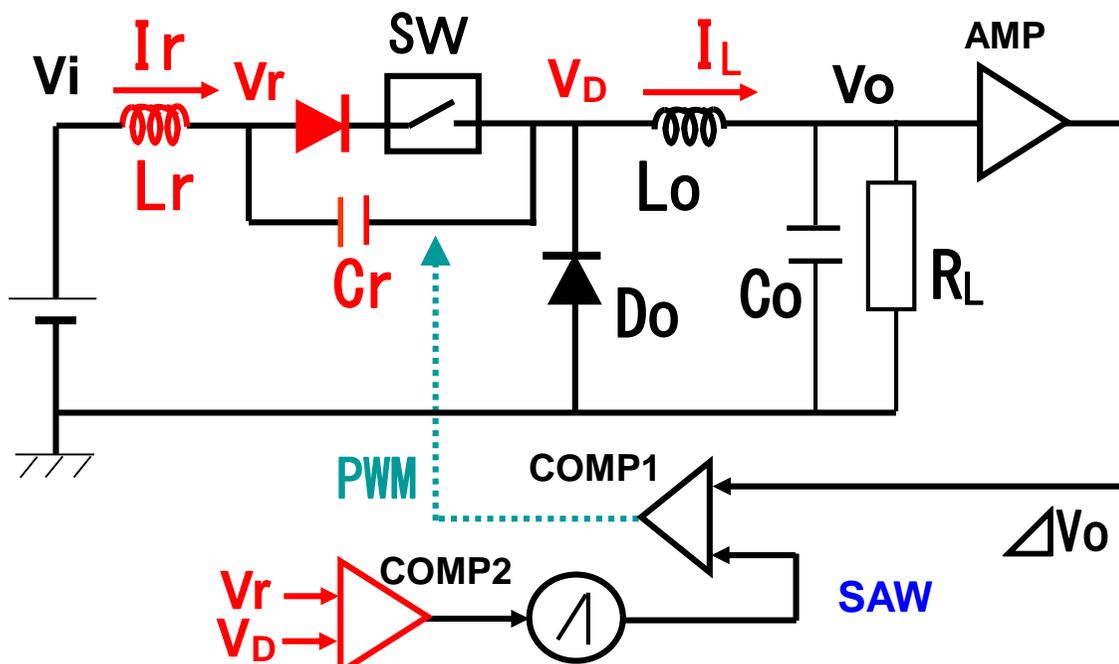


過渡応答特性

(2) 全波形ソフトスイッチング電源

● 構成

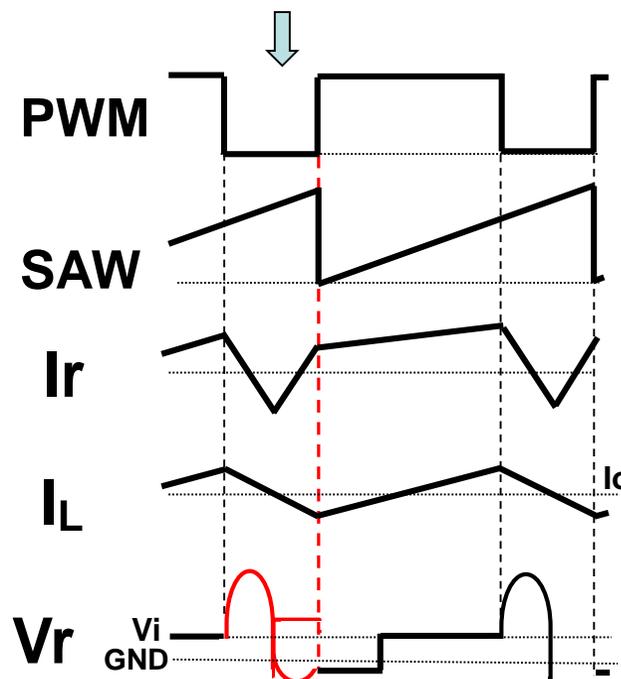
- * 半波形のSWと直列にダイオード挿入
 $V_r < 0$ V 時のボディDiの導通を阻止
- * 共振電圧 $V_r < 0$ V 後、再度の $V_r = 0$ を検出
 \Rightarrow PWM=H、SW=ON \Rightarrow ZVSの実現



全波形ソフトスイッチ電源の構成

● 特徴

- * 共振条件は同じ
- * V_r は正負に大きく振れる
- * PWMデューティは、実際と一致
- * I_o による周波数変化なし



主要波形

(A) 動作説明

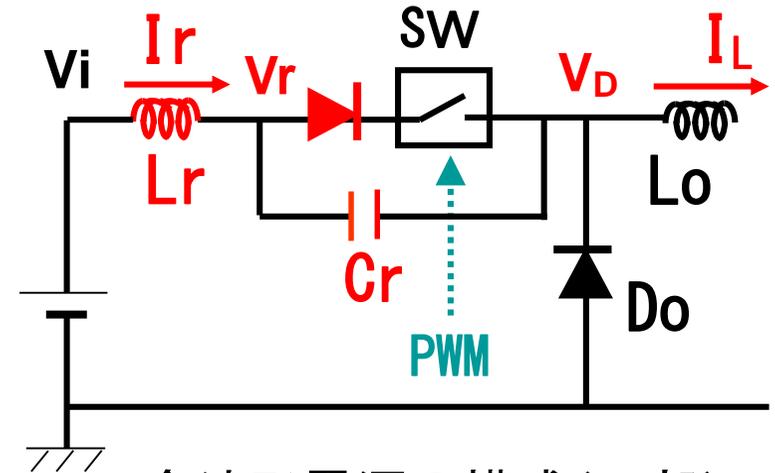
* モード0、モード1は、半波形と同様

* モード2: $t_1 \sim t_2$

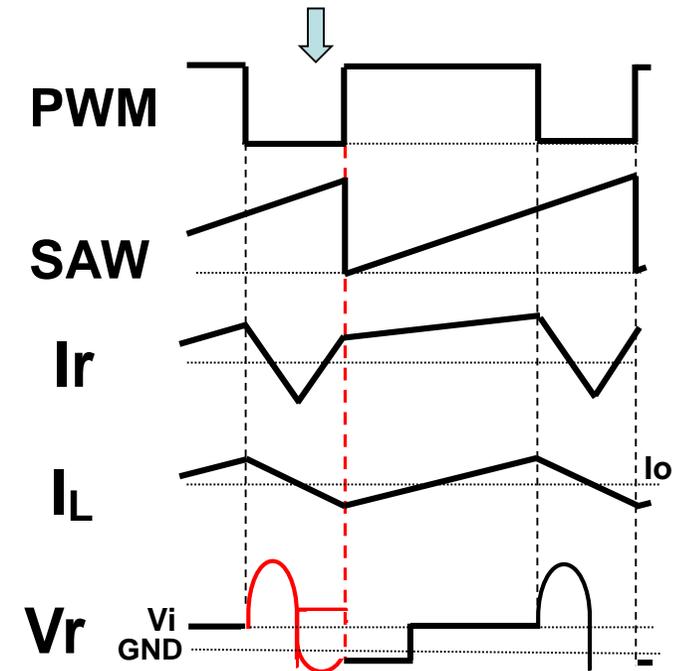
- ・ $V_r < 0$ V でも、ボディDは導通しない
- ・ V_r はネガに共振 \Rightarrow 負ピークを経て $V_r \uparrow$
- ・ $V_r = V_d \doteq 0$ V で、PWM=H, SW=ON
このとき I_r は最大 ($\doteq I_L$)
- ・ I_L により、 I_d は徐々に減少
 $I_D = 0$ A で、 $V_D \uparrow \Rightarrow I_L \uparrow \Rightarrow V_o \uparrow$

* モード3: $t_2 \sim t_3$

- ・ $V_o > V_r$ で、PWM=L, SW=OFF
- ・ モード0に戻る



全波形電源の構成(一部)

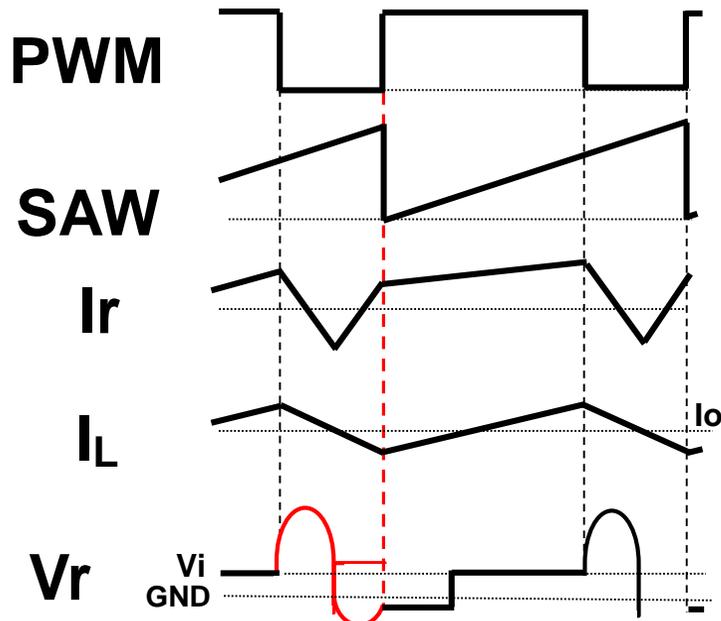


全波形電源の動作波形

(B) シミュレーション結果(動作波形)

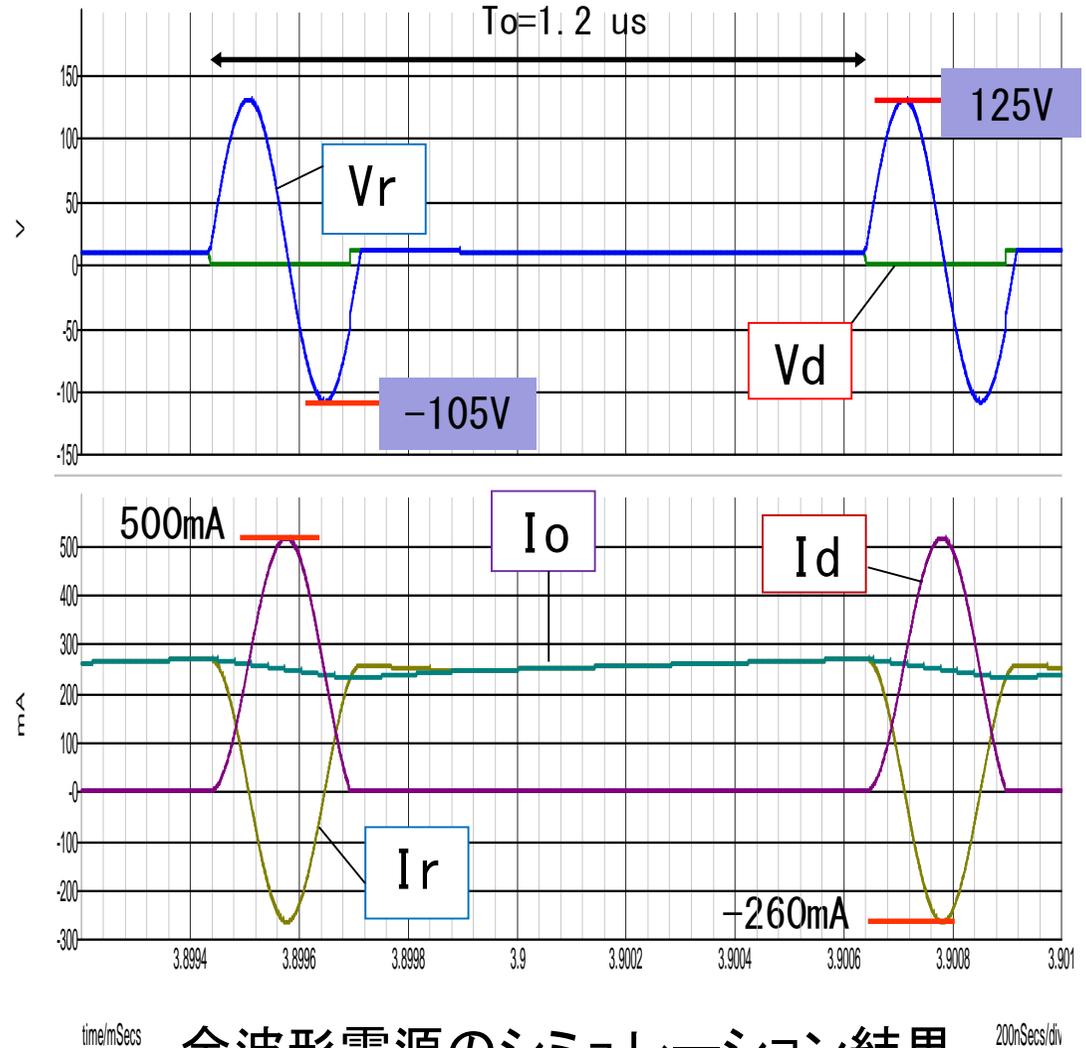
* シミュレーション波形:

- ・共振コンデンサ C_r の値によりモード1の時間を制御可能
- ・コイル値 L の値によりモード2の時間を制御可能
- ・ $F_{op}=830\text{ kHz}$, $V_r=V_i \pm 115\text{V}$,
 $I_r = -0.25\text{A}$, $I_d = 0.50\text{A}$



全波形電源の動作波形

共振電圧 = +125V, -105V



全波形電源のシミュレーション結果

8.4 新方式共振型ソフトスイッチング電源

【目的】 共振高電圧の制限 \Rightarrow 低耐圧SW素子の使用

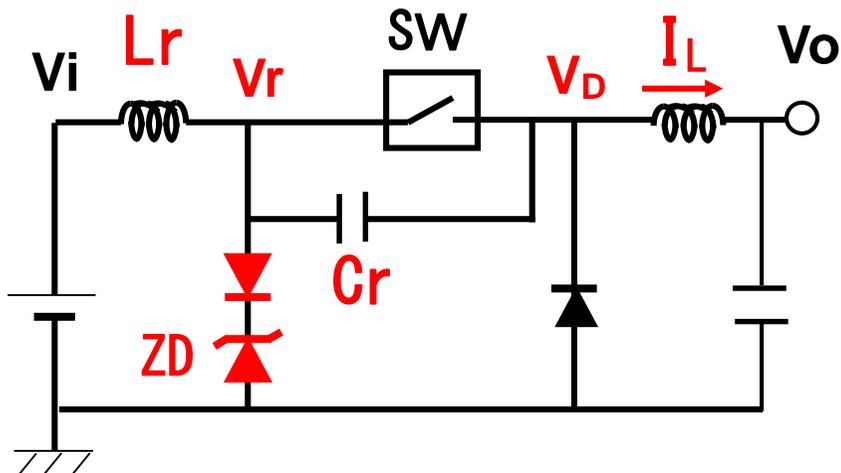
【対策】 ツェナーによる電圧クランプ \Rightarrow 共振持続、特性のチェック

【構成】 V_r 電圧を、(ダイオード+ツェナー)で制限

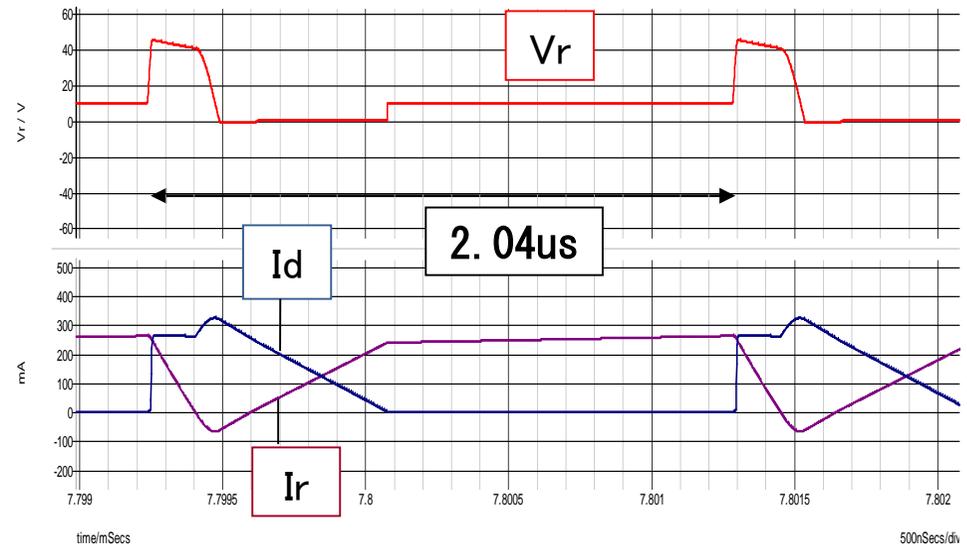
【特徴】 ピーク電圧を、ツェナー電圧で設定可能

【結果】 半波型電圧共振電源

* $V_z=40V$ 時、 $V_p=125V \Rightarrow 44V$ 、 $I_p=250mA \Rightarrow 70mA$



クランプ付半波型電圧共振電源



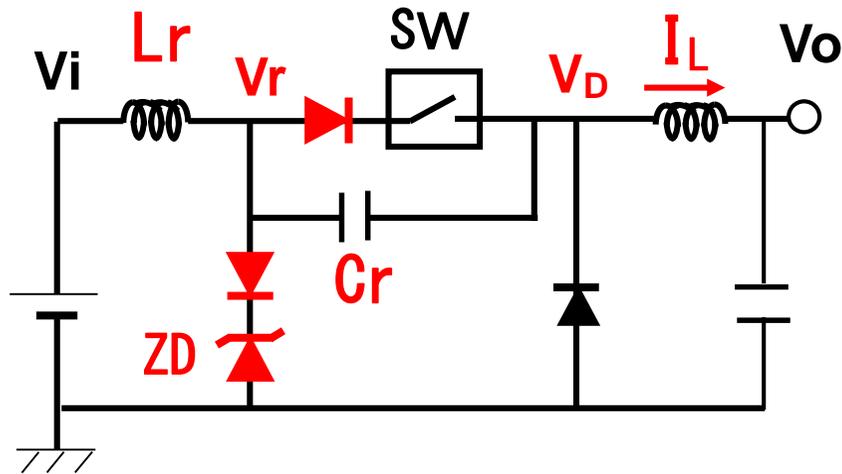
シミュレーション結果

●全波型共振電源:

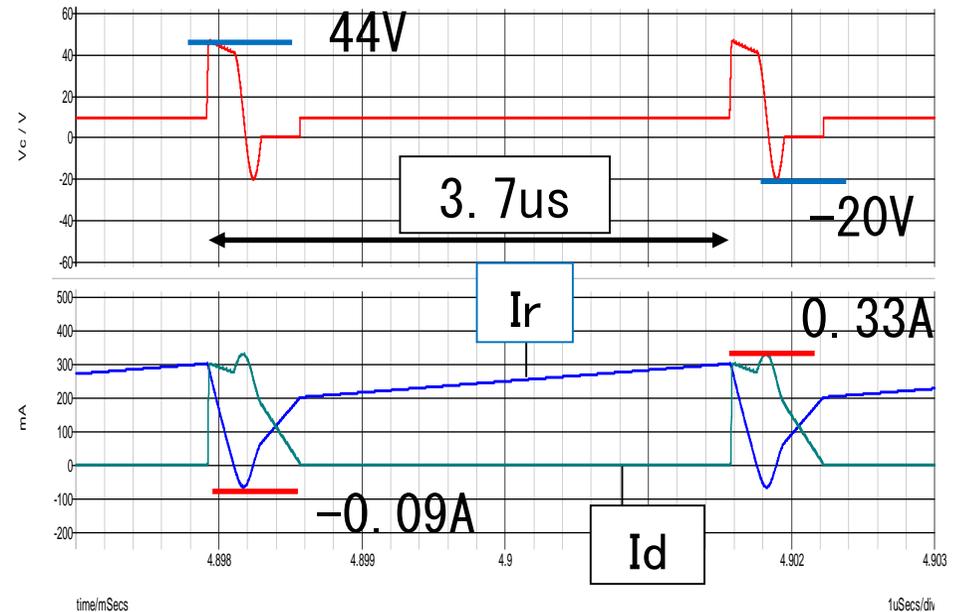
【構成】 V_r ポジ電圧を、(ダイオード+ツェナー)で制限

【特徴】 ピーク電圧を、ツェナー電圧で設定可能

【結果】 $V_z=40V$ 時、 $V_p=125V \Rightarrow 44V$ 、 $I_p=250mA \Rightarrow 90mA$



クランプ付全波型電圧共振電源



シミュレーション結果

●シミュレーション結果 [出力電圧リップル]

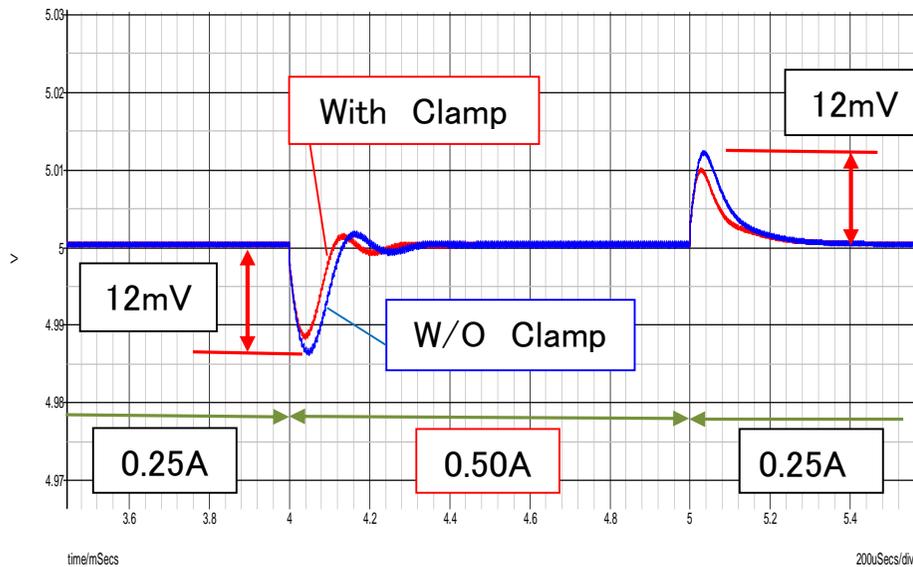
★半波型／全波型 共振電源

* 定常リップル < 2mVpp @ 0.5A

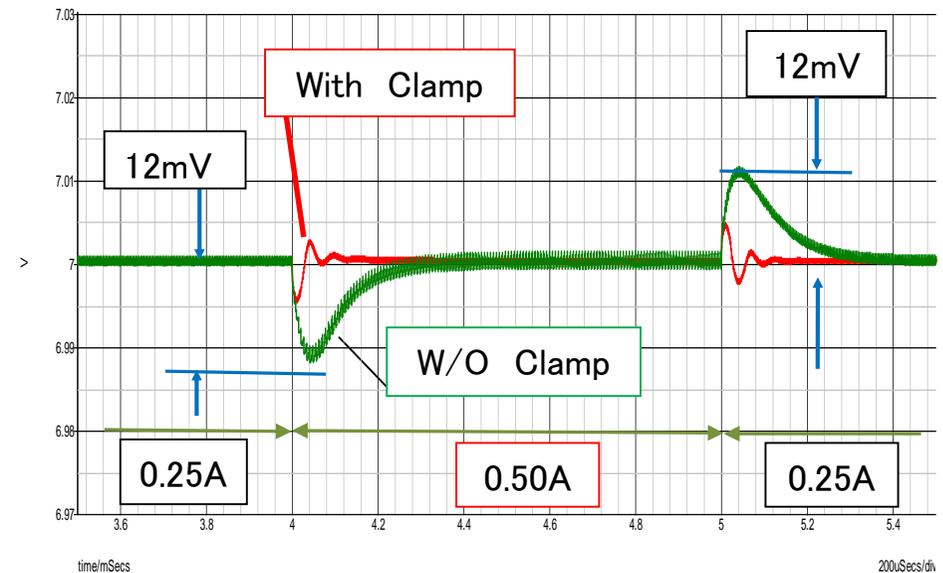
* 過渡応答特性 $\Delta V_o < \pm 12\text{mV}$ @ $\Delta I_o = 0.25\text{A}$

★その他の特徴

* クランプ付特性が、やや良い



半波型共振電源の過渡応答

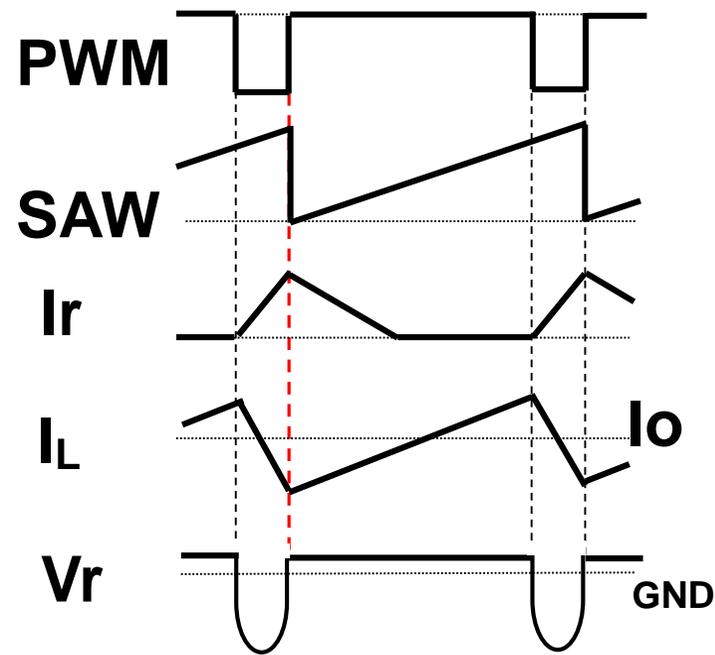
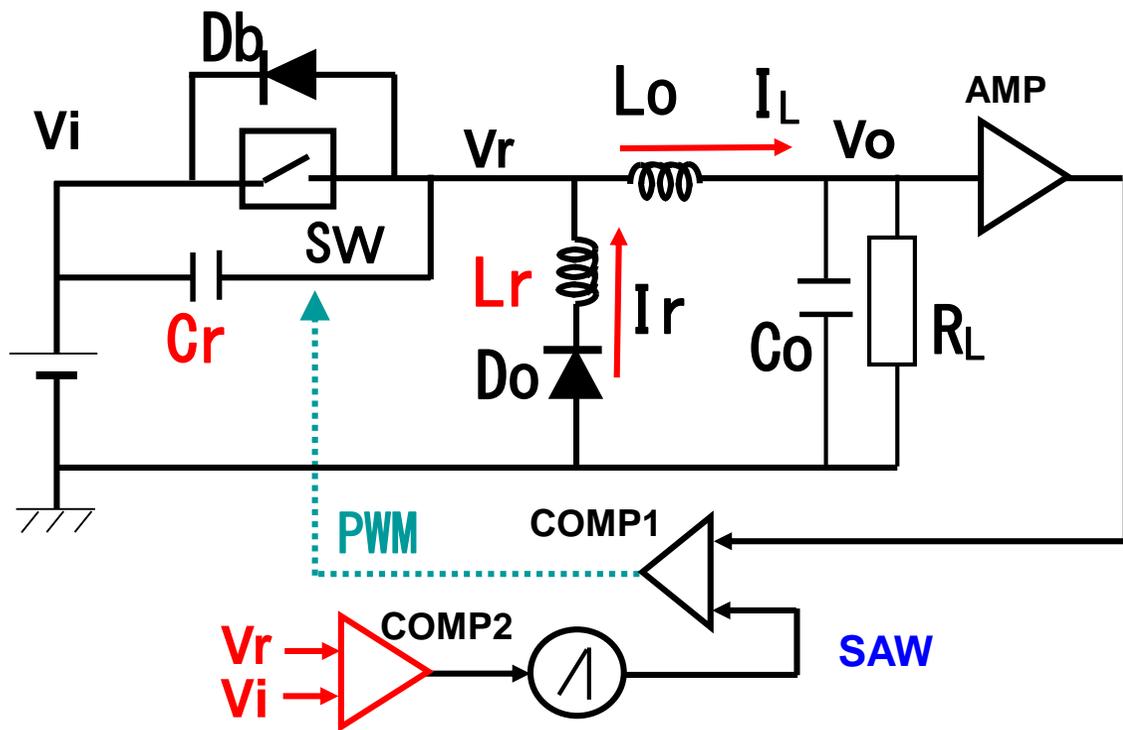


全波型共振電源の過渡応答

(追加) 別回路 電圧共振型電源

【構成】 ダイオードと直列に L_r を挿入。 C_r 他端は V_i or GND

【特徴】 共振電圧は「負電圧」



クランプ付半波型電圧共振電源

シミュレーション結果

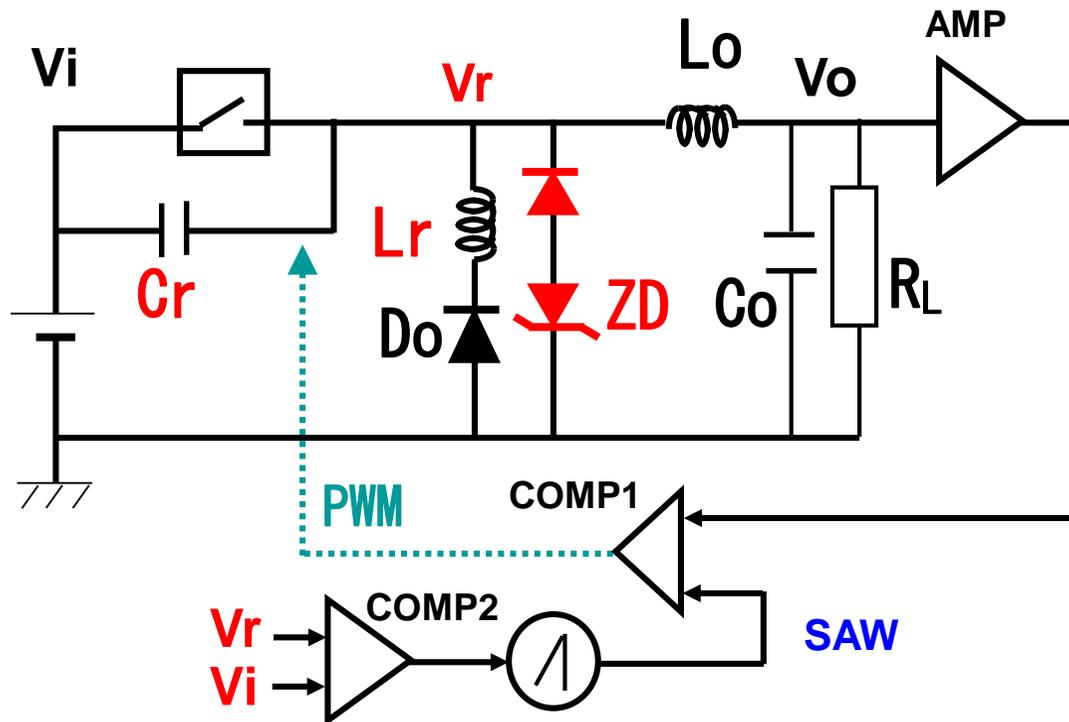
●シミュレーション結果

★半波型共振電源

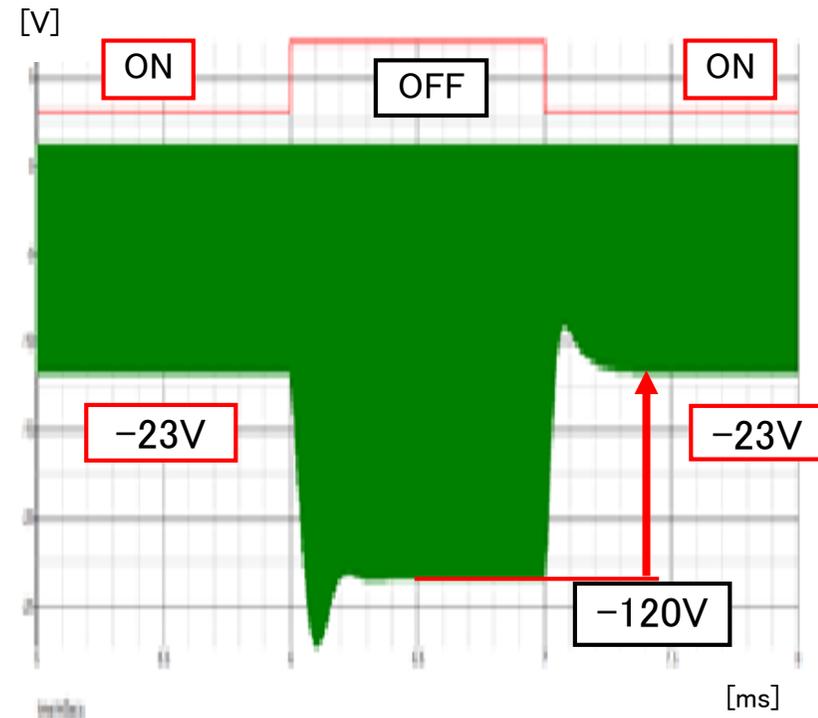
* クランプON/OFF による特性差は無し

* V_p : $-120V \Rightarrow -23V$ ($V_z=20V$)

: $-120V \Rightarrow -50V$ ($V_z=40V$)



半波型共振電源の過渡応答



全波型共振電源の過渡応答

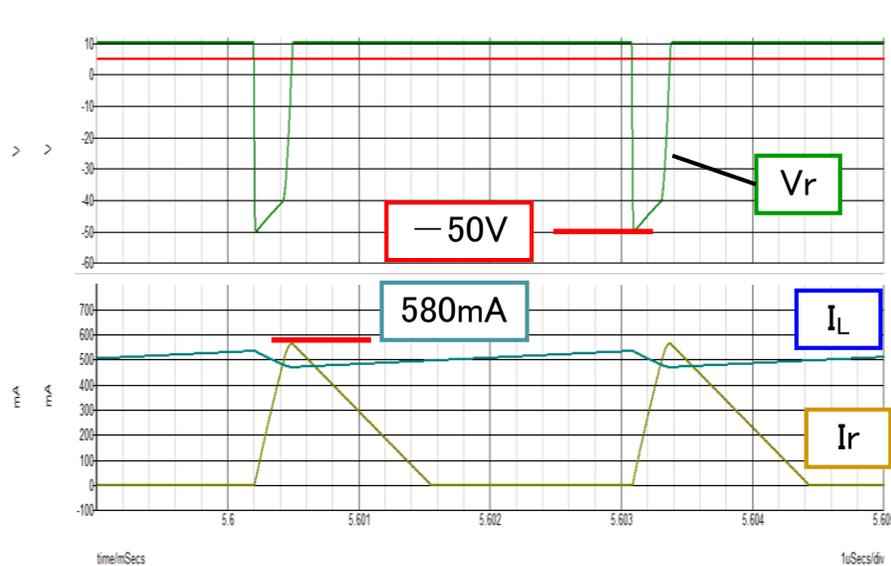
●シミュレーション結果（過渡応答特性）

* シミュレーション結果 ($V_z = 40V$)

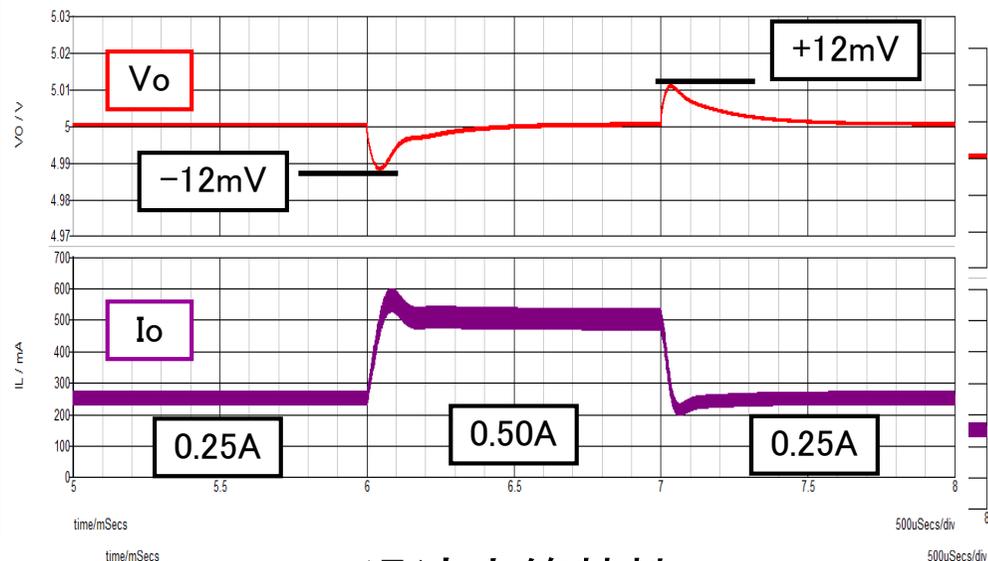
- ・条件: $V_i = 10V$, $V_o = 5.0V$, $I_o = 0.5A$
- ・共振波形: $V_r = -50V$ 、 $I_r = 580\text{mA}$

* 過渡応答特性

- ・定常出力リップル: $\Delta V_o < 2\text{mVpp}$
- ・オーバーシュート: $= \pm 12\text{mV}$ ($I_o = 0.5A / 0.25A$)



クランプ回路付き共振波形



過渡応答特性

●シミュレーション結果

★ 負荷電流 I_o 対 動作周期 T_{op} ($V_z = 40 \sim 120 \text{ V}$)

・クランプ無: $T_o = 2.5 \text{ } \mu \sim 11.0 \text{ } \mu \text{s}$

・クランプ付: $T_o' = 1.9 \text{ } \mu \sim 7.1 \text{ } \mu \text{s}$ ($V_{cl} = 40 \text{ V} \sim 120 \text{ V}$)

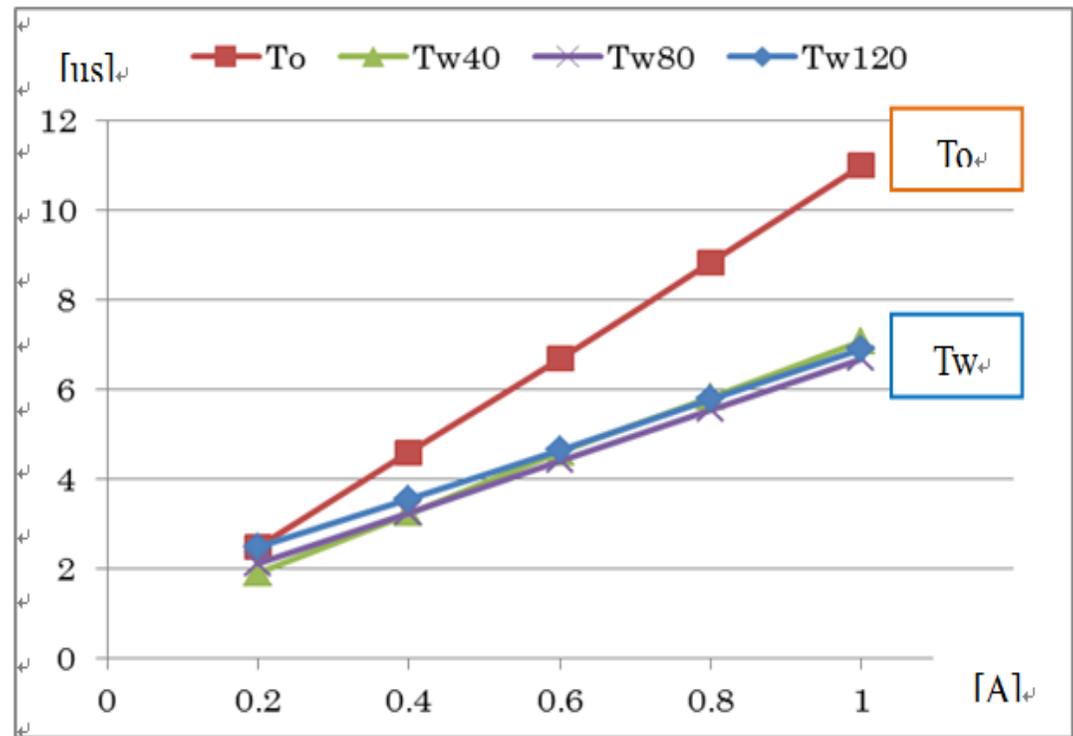
ただし 全波共振では、周期変化無し

* クランプにより

動作周期は半減

* クランプ電圧による

動作周波数の差無し



負荷電流 対 制御周期

次のファイルへ