

パワーエレクトロニクス
第十一回 DC-DCコンバータ

2020年7月1日

授業の予定

- パワーエレクトロニクス緒論
- パワーエレクトロニクスにおける基礎理論
- パワー半導体デバイス
- 整流回路
- 整流回路の交流側特性と他励式インバータ
- 交流電力制御とサイクロコンバータ
- 直流チョッパ
- DC-DCコンバータと共振形コンバータ
- 自励式インバータ
- 演習

スイッチモードDC-DCコンバータ (スイッチング電源)

- 非絶縁型

- 直接型

- バックコンバータ

降圧

- ブーストコンバータ

昇圧

- 間接型

- バック・ブーストコンバータ

昇降圧

- チュックコンバータ

昇降圧

- 絶縁型

- フライバックコンバータ

- フォワードコンバータ

フォワードコンバータ

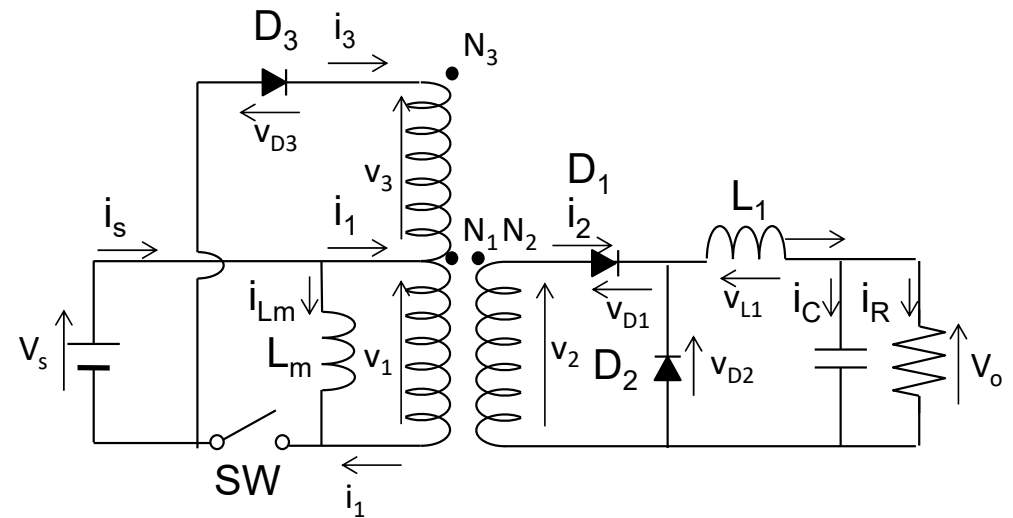
- フォワードコンバータの回路

- 三巻線変圧器を使用

- オン時に電源から負荷へエネルギー転送 (1次-2次巻線間)
 - オフ時に磁化電流を転流 (1次-3次巻線間)
 - 次のオン時まで磁化電流を0に減らす
 - フライバックコンバータ程、磁化インダクタンスは必要ない

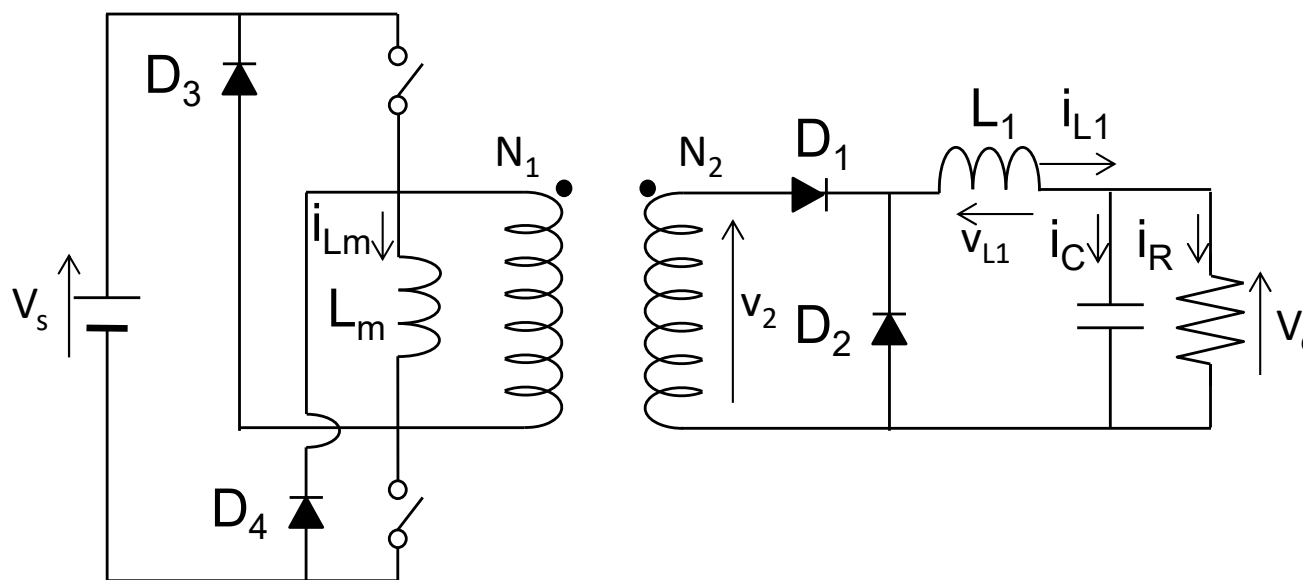
- 回路動作の解析の仮定

- 理想三巻線変圧器を考える
 - 漏れインダクタンス無視
 - 磁化インダクタンスを1次巻線にまとめる
 - 損失無視
 - 出力の平滑コンデンサは大
 - 出力電圧 V_o は一定
 - 回路は周期定常状態
 - スwitching周期: T , デューティ比: D
 - スwitching素子(ダイオード含む)の動作は理想的



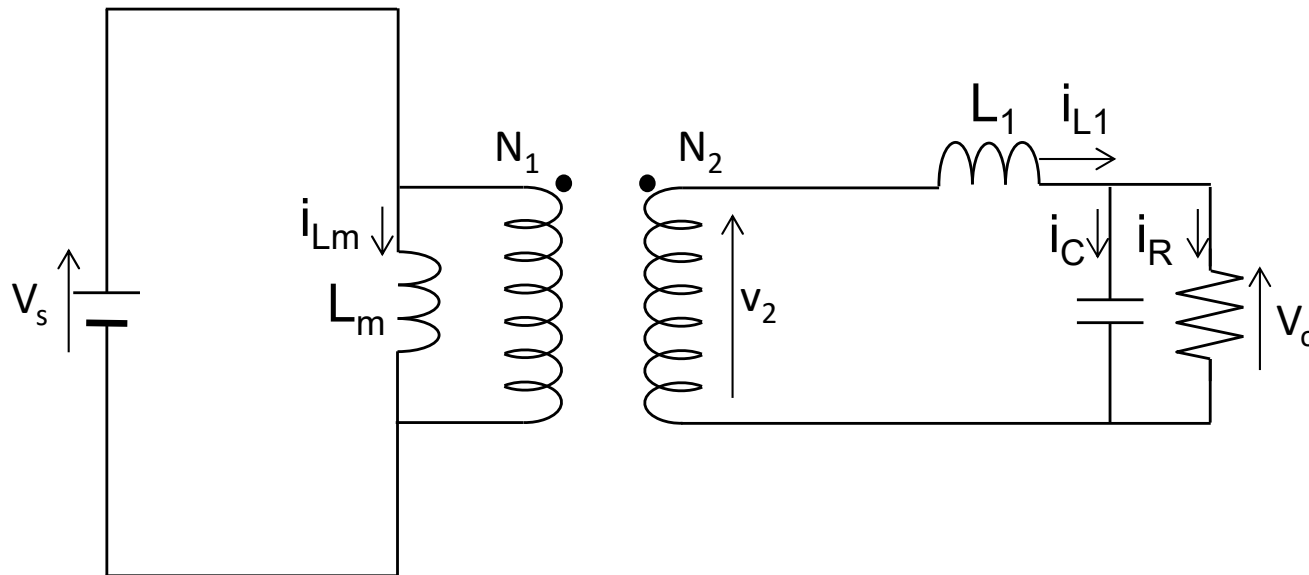
ダブルエンド形フォワードコンバータ

- フォワードコンバータの欠点
 - 磁化インダクタンスに蓄えられたエネルギーの解放のため、三次巻線が必要
- フォワードコンバータの回路
 - 2つのスイッチを同時にオンオフさせる



ダブルエンド形フォワードコンバータ

- フォワードコンバータの回路
 - スイッチオン時
 - 変圧器一次側に電源電圧 V_s 印加
 - 変圧器二次側に電圧発生D1オン, D2オフ。電力伝送
 - 変圧器磁化電流増加



ダブルエンド形フォワードコンバータ

- フォワードコンバータの回路

- スイッチオフ時

- D1オフし, 二次側に電流が流れない。D2オン環流

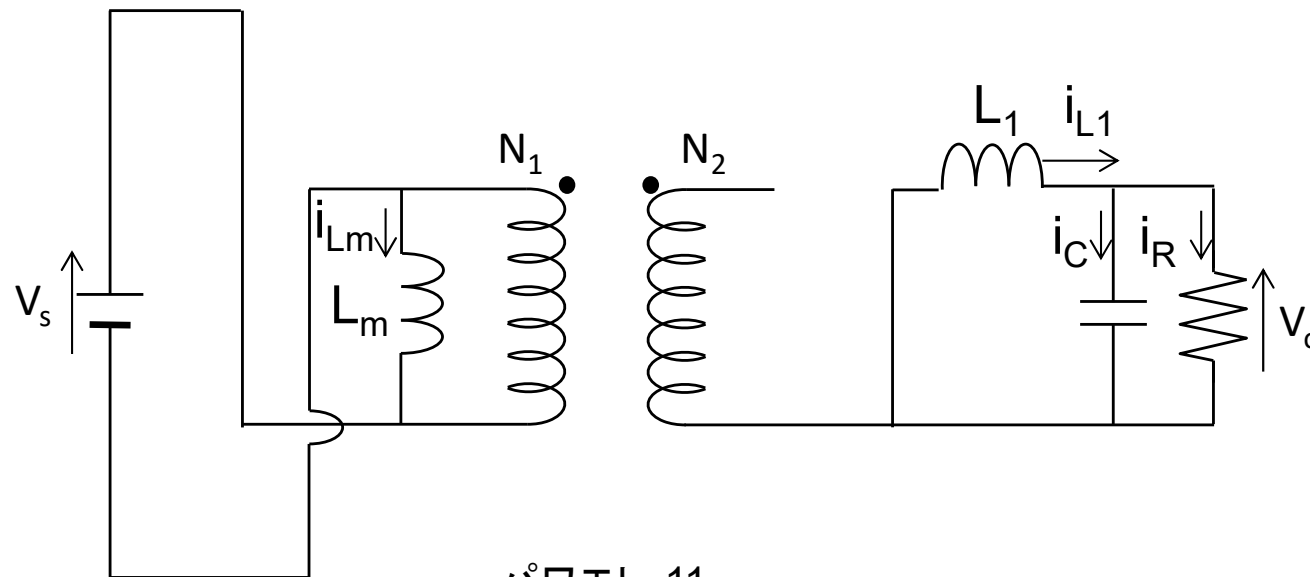
- 磁化電流がD3,D4オンし, 電源側に回生

- デューティ比0.5以下で磁化電流がリセットされる

- 出力電圧は, 原型と同じ

- スイッチに印加される電圧

$$V_s \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) \quad \longrightarrow \quad V_s$$



プッシュプルコンバータ

- プッシュプルコンバータの回路

- センタタップ付トランス
全波整流回路と似ている
- SW1とSW2は独立に制御
 - 片方のみオン,
両方オフの動作モードがある

- 動作解析

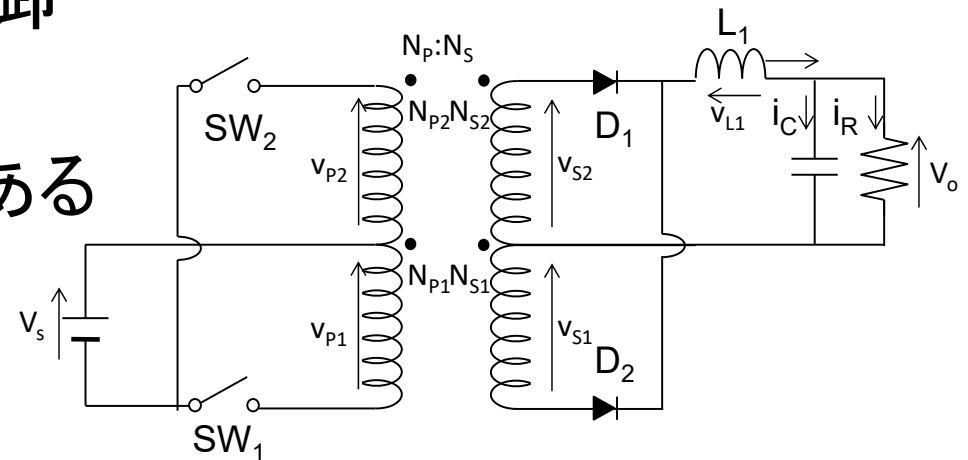
- SW1オン, SW2オフ時

- 一次側巻線P1に電圧が印加される
- P1が他の巻線に発生する電圧

$$v_{s1} = v_{s2} = V_S \frac{N_S}{N_P}$$

$$v_{p1} = V_S$$

$$v_{p2} = V_S$$



プッシュプルコンバータ

- 動作解析

- SW1オン, SW2オフ時

- D1:順バイアス, D2:逆バイアス

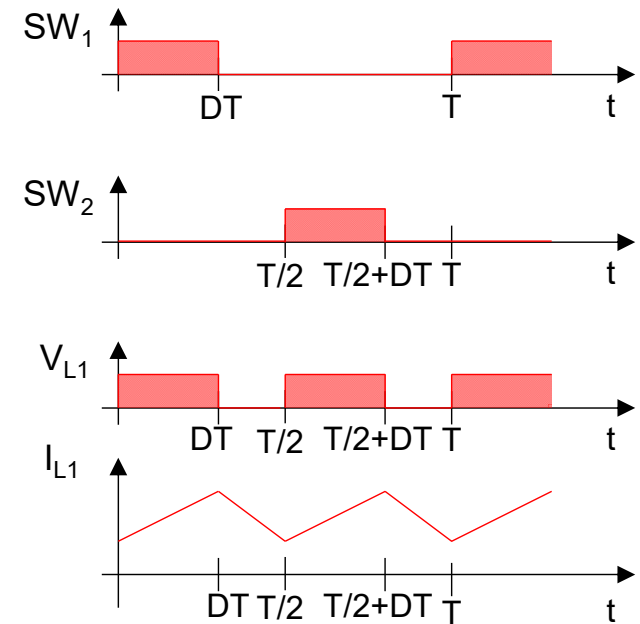
- 出力電流

- 出力電圧 V_o 一定として

$$v_{L_x} = v_x - V_o = \frac{N_s}{N_p} V_s - V_o$$

- オン中の電流増加分

$$\Delta i_{L_x D1on} = \frac{\frac{N_s}{N_p} V_s - V_o}{L_x} DT$$



プッシュプルコンバータ

- 動作解析

- SW1オフ, SW2オン時

- 一次側巻線P2に電圧が印加される

- P2が他の巻線に発生する電圧

$$v_{p2} = -V_S$$

$$v_{s1} = v_{s2} = -V_S \frac{N_S}{N_P}$$

$$v_{p1} = -V_S$$

- D1:逆バイアス, D2:順バイアス

- 出力電流

- 出力電圧 V_O 一定として

$$v_{L_x} = L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} = -v_{s1} - V_O = \frac{N_S}{N_P} V_S - V_O$$

- オン中の電流増加分

$$\Delta i_{L_x D2on} = \frac{\frac{N_S}{N_P} V_S - V_O}{L_x} DT$$

SW1オン時と同様₀

プッシュプルコンバータ

- 動作解析

- SW1, SW2オフ時

- 一次側巻線に電流が流れない

- Lxに流れていた電流は瞬間的に止まらない

- D1,D2を順バイアスして電流を流す

- 2次巻線S1,S2に大きさが等しい逆向き電流が流れる

- 出力電流

- 出力電圧Vo一定として $v_{L_x} = L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} = -V_o$

- オフ中の電流減少分

$$\Delta i_{L_x \text{off}} = -\frac{V_o}{L_x} \left(\frac{1}{2} - D \right) T$$

プッシュプルコンバータ

- 動作解析

- 連続導通モードにおいて

L_x の電流は一周期毎に同じ値に戻る

$$\Delta i_{L_x D_{1on}} + \Delta i_{L_x off} = \frac{\frac{N_S}{N_P} V_S - V_O}{L_x} DT - \frac{V_O}{L_x} \left(\frac{1}{2} - D\right) T = 0$$

- 入出力電圧の関係 $V_O = 2 \frac{N_S}{N_P} V_S D$
- 出力電圧の脈動率

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1-D}{8 \cdot 2^2 L_x c f^2} = \frac{1-D}{32 L_x c f^2}$$

バックコンバータと同様
但し、周期T/2

フルブリッジコンバータ

フルブリッジコンバータの回路

- SW1とSW2オン時

$$v_p = V_S$$

- SW3とSW4オン時

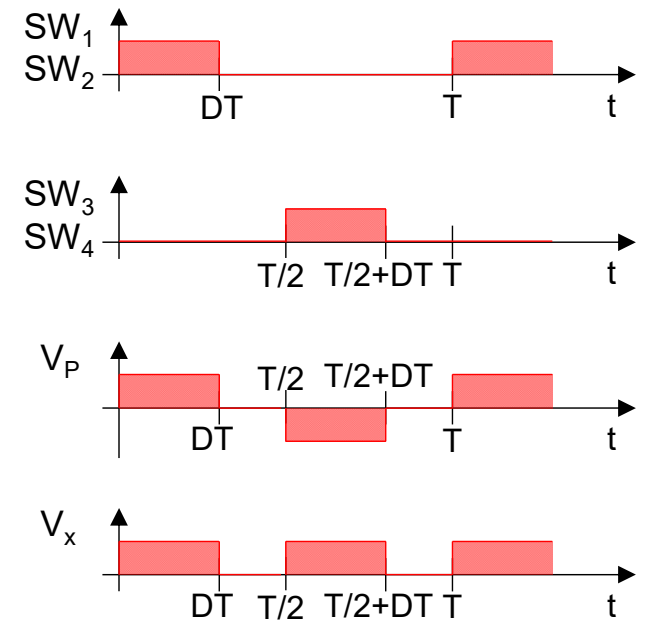
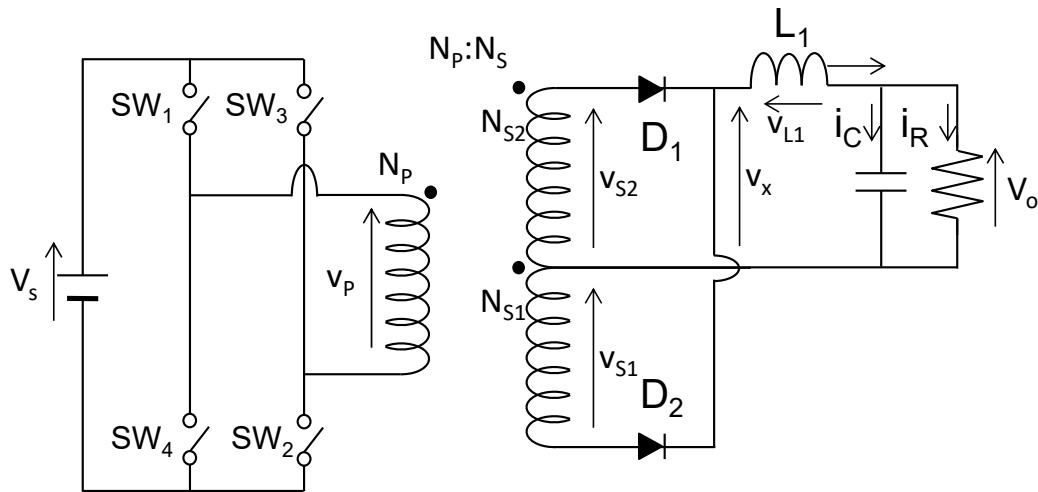
$$v_p = -V_S$$

- オフ時

$$v_p = 0$$

- 出力電圧

$$V_O = 2 \frac{N_S}{N_P} V_S D$$

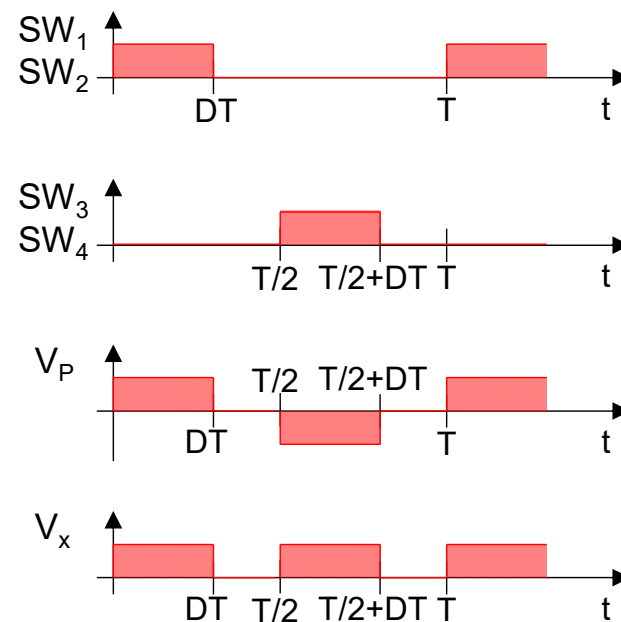
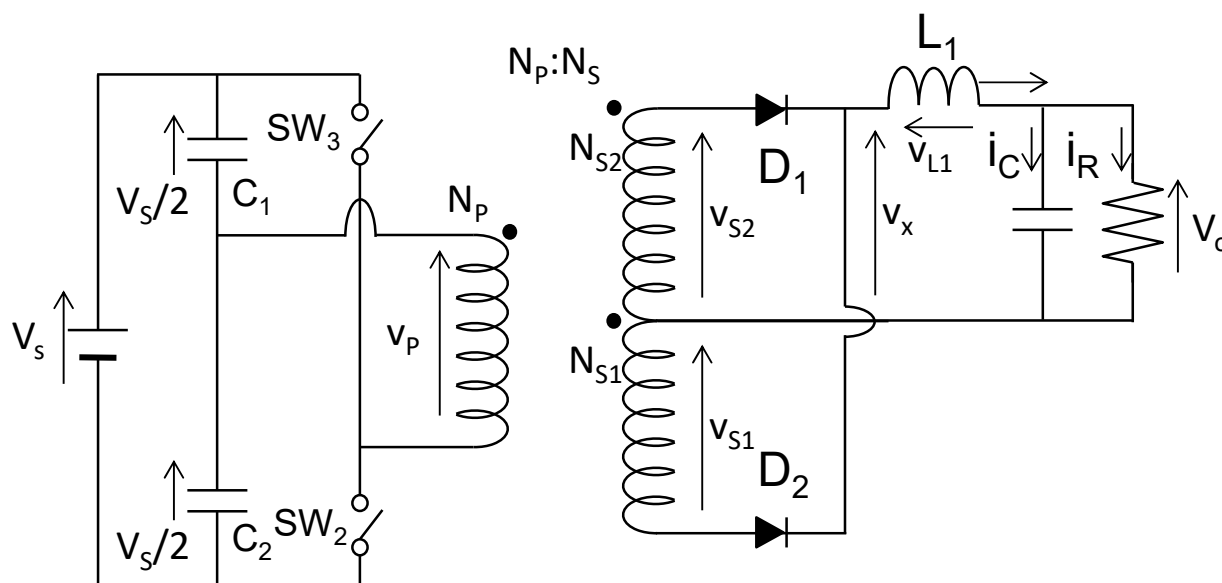


プッシュプルコンバータと一次側が異なる
パワエレ-11

ハーフブリッジコンバータ

- 直流電源電圧をCで分割
- 動作はフルブリッジコンバータと同様
- 出力電圧

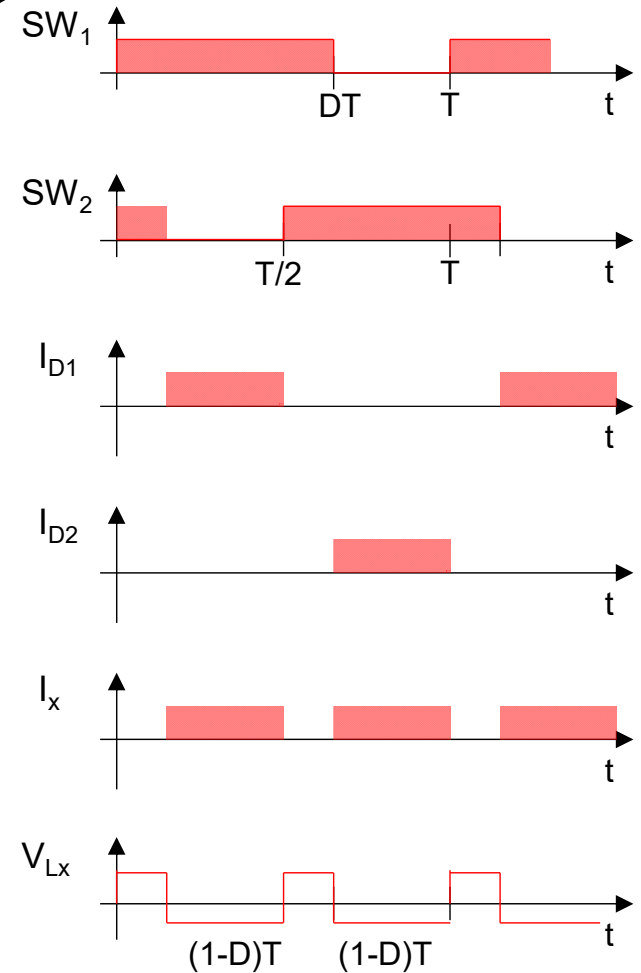
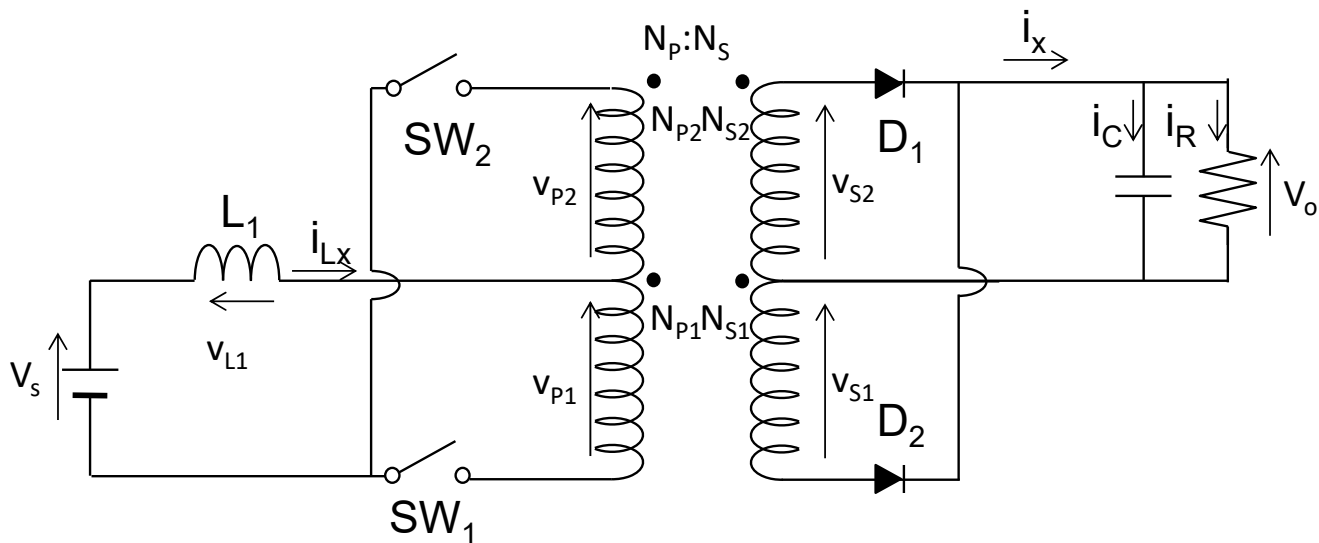
$$V_O = \frac{N_S}{N_P} V_S D$$



プッシュプルコンバータと一次側が異なる

電流型変換器

- プッシュプルコンバータの変形
 - インダクタ L_x が入力側
 - 最低1ヶのSWがON
 - 2つONで電流分担



電流型変換器

- SW1-ON, SW2-OFF → (1-D)T

$$i_{D1} = I_{Lx} \frac{N_p}{N_s} \quad v_{p1} = V_o \frac{N_p}{N_s} \quad v_{Lx} = V_s - v_{p1} = V_s - V_o \frac{N_p}{N_s}$$

$$v_{sw2} = v_{p1} + v_{p2} = 2V_o \frac{N_p}{N_s}$$

- SW1-OFF, SW2-ON → (1-D)T

$$i_{D2} = I_{Lx} \frac{N_p}{N_s} \quad v_{p2} = V_o \frac{N_p}{N_s} \quad v_{Lx} = V_s - V_o \frac{N_p}{N_s}$$

$$v_{sw1} = v_{p1} + v_{p2} = 2V_o \frac{N_p}{N_s}$$

- SW1-ON, SW2-ON → T-2(1-D)T=(2D-1)T

$$v_{p1} = v_{p2} = 0 \quad v_{Lx} = V_s$$

- 平均 $v_{Lx} = V_s(2D-1)T + \left[V_s - V_o \frac{N_p}{N_s} \right] 2(1-D)T = 0$

$$V_o = \frac{V_s}{2(1-D)} \frac{N_p}{N_s}$$

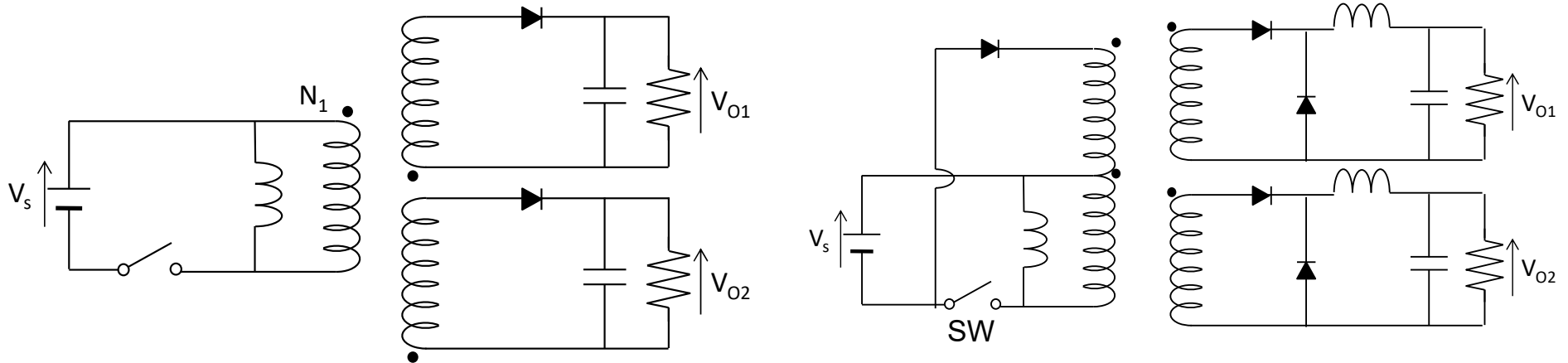
ブーストコンバータ同様
連続導通とするにはD>0.5

多出力変換器

変圧器の二次巻線を複数化

フライバックコンバータ

フォワードコンバータ



フィードバック制御は全部に影響する

絶縁型コンバータの特徴

- フライバックコンバータ
 - 回路構成簡単。部品点数小。小電力向～150W
 - 電力が応じて鉄心が大きくなる。
 - 素子の耐圧 $2V_s$
- フォワードコンバータ
 - 中電力向150～500W
 - トランジスタ数1。変圧器鉄心は小
 - 素子耐圧高い(ダブルエンド型では半減)
 - フィルタリアクトル要
 - トランジスタのドライバを浮かす必要あり(ダブルエンド)

絶縁型コンバータの特徴

- **プッシュプルコンバータ**
 - 中電力向
 - トランジスタのソース共通
 - 変圧器鉄心は小(両方向に励磁)
 - 素子耐圧高い
 - 直流で不平衡があると鉄心飽和
- **ハーフブリッジコンバータ**
 - プッシュプルと同様。素子耐圧半分 V_s
- **フルブリッジコンバータ**
 - 大電力向(500~1500W)
 - 素子耐圧 V_s
 - トランジスタ数多
 - ドライブ回路を浮かす

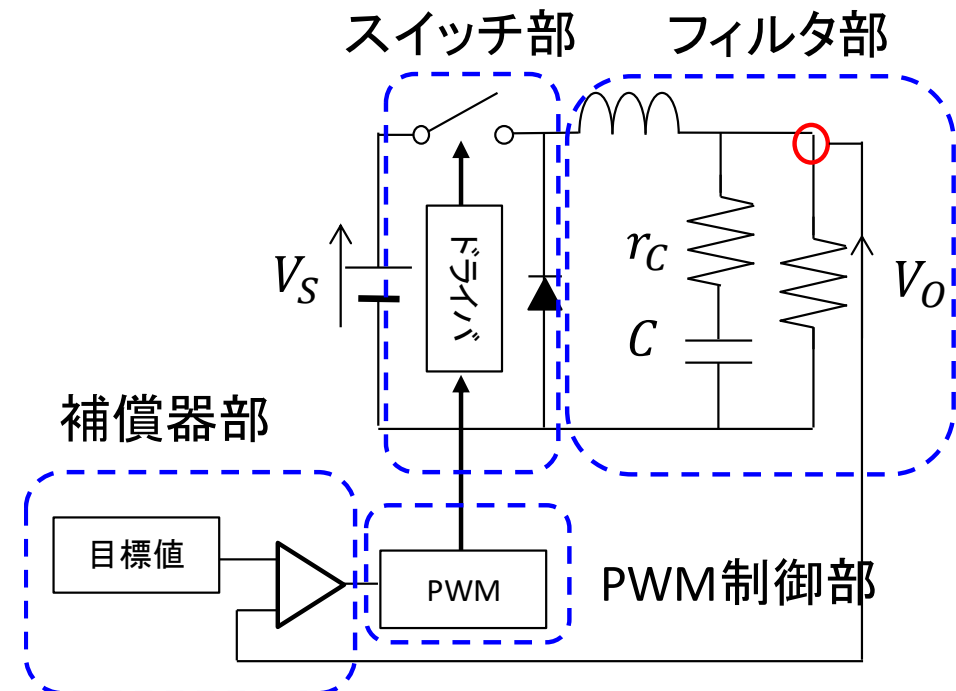
スイッチング損失低減はソフトスイッチング化するしかない

DC-DCコンバータの出力電圧制御

- 理想状態
 - 出力電圧は入力電圧と通流率の関数で表される
- 実際の回路
 - 非理想特性(スイッチングデバイス, 受動素子, 配線)により出力電圧は負荷電流の影響を受ける
 - 入力電源電圧, 負荷の変動に対して通流率を調整することで出力電圧を制御する

Buckコンバータの出力電圧制御

- 構成要素
 - スイッチ部(トランジスタ, ゲート駆動回路, ダイオード)
 - 出力フィルタ部(環流L, 平滑C, 負荷R)
 - 補償器部
 - PWM制御回路部



安定な出力電圧制御

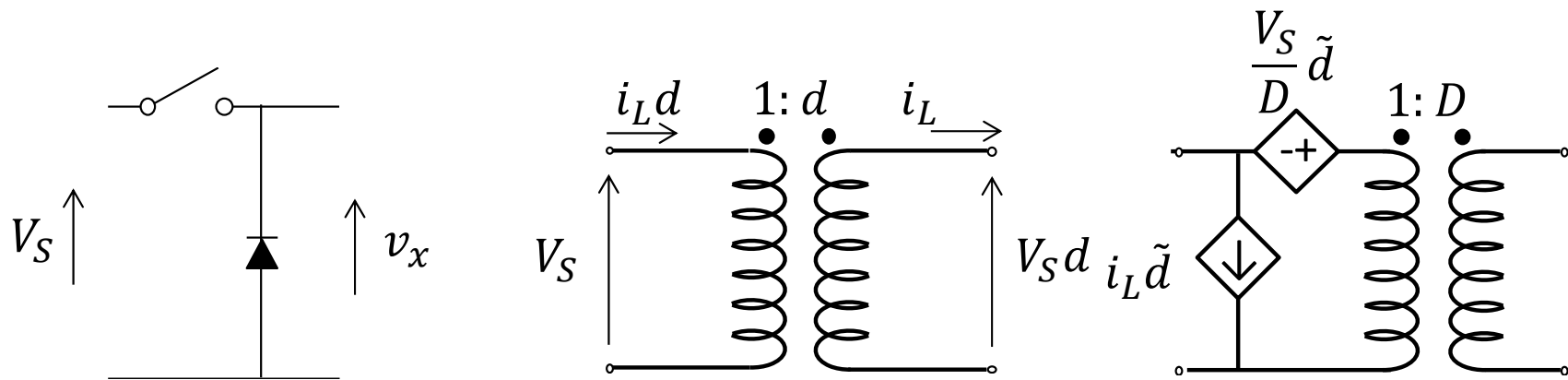
- 開ループ特性
 - 低周波数は高ゲイン
 - 定常状態での目標値からの誤差を小さくする
 - 高周波数は低ゲイン
 - スイッチングの影響を防ぐ
 - 位相余裕
 - 開ループゲインが1(0dB)となる周波数で位相遅れが 180° 未満。 45° が一般的な目安
 - 開ループ 180° + 負帰還 180° の遅れで閉ループは不安定となる

小信号解析の適用

- 状態空間平均化法によるモデル
- 定常状態の動作点付近での小信号に対する振る舞い
 - 平均値+小信号
 - 出力電圧 $v_o = V_o + \tilde{v}_o$
 - 通流率 $d = D + \tilde{d}$
 - インダクタ電流 $i_L = I_L + \tilde{i}_L$
 - 電源電圧 $v_S = V_S + \tilde{v}_S$

伝達関数(スイッチ部)

- 入出力電圧・電流平均値の関係は $1:d$ の理想トランスで表される
 - 制御対象はスイッチング期間中に変化する状態量ではない
 - 小信号を重畳した場合の等価回路



伝達関数(スイッチ部)

- トランスの二次側電圧

- $$\begin{aligned} v_x = v_s d &= (V_S + \tilde{v}_s)(D + \tilde{d}) \\ &\cong V_S D + \tilde{v}_s D + V_S \tilde{d} \\ &= v_s D + V_S \tilde{d} \end{aligned}$$

- トランスの一次側電流

- $$\begin{aligned} i_s = i_L d &= (I_L + \tilde{i}_L)(D + \tilde{d}) \\ &\cong i_L D + I_L \tilde{d} \end{aligned}$$

伝達関数(出力フィルタ部)

- 連続導通

- 入力

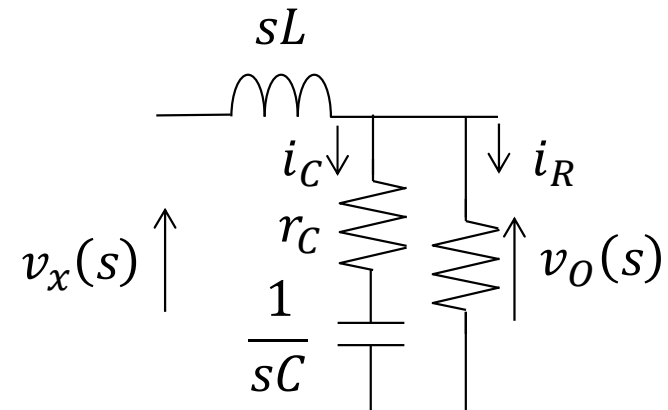
- スイッチ部の平均電圧出力 $v_x = v_s d$

- $v_x = sL(i_C + i_R) + Ri_R$

- 出力

- 負荷電圧 v_O

- $v_O = Ri_R = \left(\frac{1}{sC} + r_C\right) i_C$



伝達関数(出力フィルタ部)

- $$i_C = \frac{R}{\frac{1}{sC} + r_C} i_R = \frac{sCR}{1 + sCr_C} i_R$$
- $$\begin{aligned} v_x &= sL \left(\frac{sCR}{1 + sCr_C} i_R + i_R \right) + R i_R \\ &= \frac{s^2 LCR + (sL + R)(1 + sCr_C)}{1 + sCr_C} i_R \\ &= \frac{s^2 (LCR + LCr_C) + s(L + RCr_C) + R}{1 + sCr_C} \frac{v_O}{R} \end{aligned}$$

伝達関数(出力フィルタ部)

$$\begin{aligned} \bullet \frac{v_O}{v_x} &= \frac{R(1+sCr_C)}{s^2LC(R+r_C)+s(L+RCr_C)+R} \\ &= \frac{1+sCr_C}{LC \left\{ s^2 \left(1 + \frac{r_C}{R} \right) + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_C}{L} \right) + \frac{1}{LC} \right\}} \end{aligned}$$

$$\bullet v_x = V_S d, r_C \ll R \text{ より}$$

$$\begin{aligned} \bullet \frac{v_O}{d} &= \frac{V_S}{LC} \frac{1+sCr_C}{s^2 \left(1 + \frac{r_C}{R} \right) + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_C}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \\ &\cong \frac{V_S}{LC} \frac{1+sCr_C}{s^2 + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_C}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

- 分子の零点が安定性に影響を及ぼす

伝達関数(出力フィルタ部)

- コンデンサの内部抵抗を無視した場合

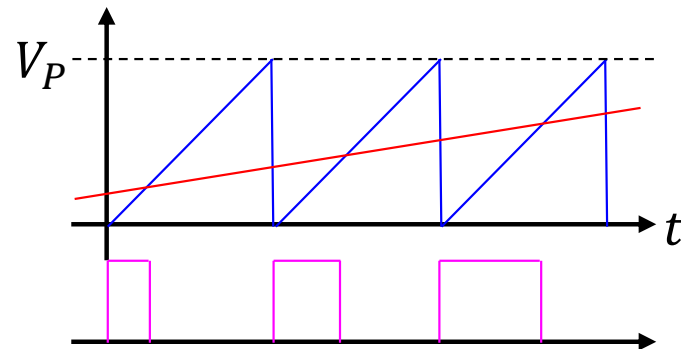
- $$\begin{aligned}v_x &= sL(sCRi_R + i_R) + Ri_R \\ &= (s^2LCR + sL + R)i_R \\ &= (s^2LCR + sL + R)\frac{v_O}{R}\end{aligned}$$

- $$\frac{v_O}{v_x} = \frac{R}{s^2LCR + sL + R} = \frac{1}{LC\left(s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}\right)}$$

- $$\frac{v_O}{d} = \frac{V_S}{LC\left(s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}\right)}$$

伝達関数(PWM制御回路部)

- 補償器出力 v_C とのこぎり波(振幅 V_P)を比較
 - のこぎり波の周波数がスイッチング周波数となる
 - v_C がのこぎり波より小さい \Rightarrow ON
 - v_C がのこぎり波より大きい \Rightarrow OFF
 - 通流率 $d = \frac{v_C}{V_P}$
 - 伝達関数 $\frac{d(s)}{v_C(s)} = \frac{1}{V_P}$



伝達関数(補償器部)

- 出力電圧 V_o と目標値 V_{ref} を比較し誤差 V_{err} を求める
- 誤差増幅器で補償する
- 誤差増幅器が制御性能と安定性を決める
 - 低周波数 高ゲイン
 - 高周波数 低ゲイン

伝達関数(補償器部)

- スイッチングコンバータ用いられる補償器
 - タイプ1 I制御
 - 積分器で構成
 - タイプ2 PI制御
 - 極・零ペア×1
 - 最大補償位相 90°
 - タイプ3 PID制御
 - 極・零ペア×2
 - 最大補償位相 180°

伝達関数(補償器部)

- タイプ2補償器

- $V_C = -Av_x$

- $v_x = V_O - R_1 i_1 - V_{ref}$

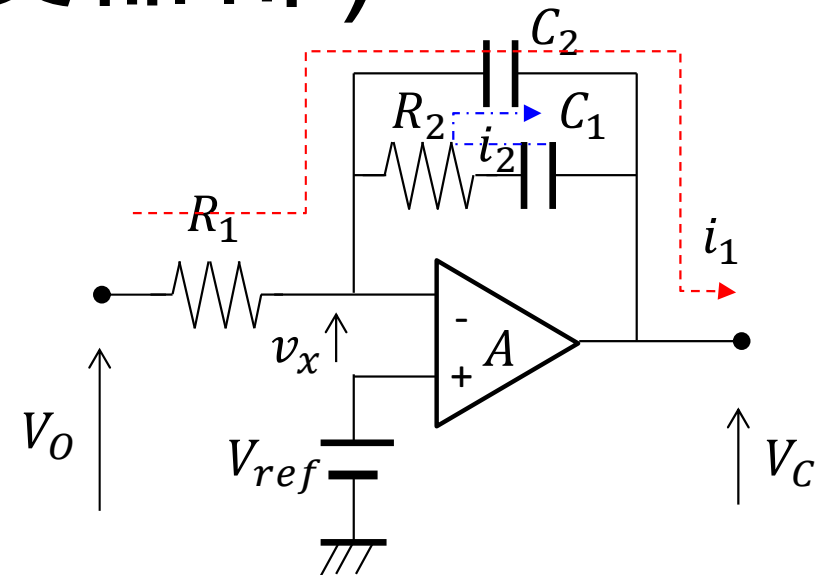
- $A \rightarrow \infty$ で $v_x = 0$

- $V_O - R_1 i_1 - V_{ref} = 0$

- $i_1 = \frac{1}{R_1} (V_O - V_{ref})$

- $\left(\frac{1}{sC_1} + R_2 \right) i_2 + \frac{1}{sC_2} (i_1 + i_2) = 0$

- $\left(\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2} + R_2 \right) i_2 + \frac{1}{sC_2} i_1 = 0$



伝達関数(補償器部)

- $$\begin{aligned} i_2 &= -\frac{1}{sC_2} \frac{1}{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2} + R_2} i_1 \\ &= -\frac{1}{sC_2} \frac{1}{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2} + R_2} \frac{1}{R_1} (V_o - V_{ref}) \\ &= -(V_o - V_{ref}) \frac{C_1}{R_1} \frac{1}{C_1 + C_2 + sC_1C_2R_2} \end{aligned}$$

伝達関数(補償器部)

- $$\begin{aligned}
 V_C &= V_O - R_1 i_1 - \frac{1}{sC_2} (i_1 + i_2) \\
 &= V_O - \left(R_1 + \frac{1}{sC_2} \right) i_1 - \frac{1}{sC_2} i_2 \\
 &= V_O - \left(R_1 + \frac{1}{sC_2} \right) \frac{1}{R_1} (V_O - V_{ref}) + \frac{1}{sC_2} (V_O - V_{ref}) \frac{C_1}{R_1 C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2} \\
 &= V_O - (V_O - V_{ref}) \frac{1}{sC_2 R_1} (sC_2 R_1 + 1) + (V_O - V_{ref}) \frac{C_1}{sC_2 R_1 C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2} \\
 &= V_O + (V_O - V_{ref}) \frac{-(C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2)(sC_2 R_1 + 1) + C_1}{sC_2 R_1 (C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2)}
 \end{aligned}$$

- V_O だけ

- $$\begin{aligned}
 \frac{V_C}{V_O} &= \frac{sC_2 R_1 (C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2) - (C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2)(sC_2 R_1 + 1) + C_1}{sC_2 R_1 (C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2)} \\
 &= \frac{-(C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2) + C_1}{sC_2 R_1 (C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2)} = \frac{-(C_2 + sC_1 C_2 R_2)}{sC_2 R_1 (C_1 + C_2 + sC_1 C_2 R_2)}
 \end{aligned}$$

伝達関数(補償器部)

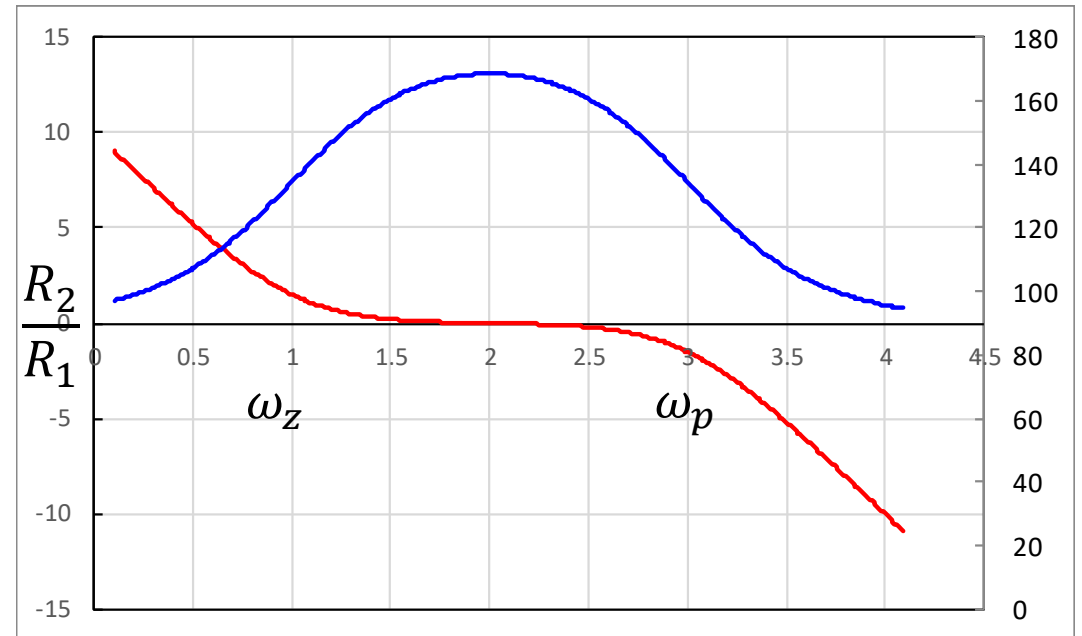
$$\bullet \frac{V_C}{V_O} = \frac{-\left(\frac{1}{C_1 C_2 R_2} C_2 + s\right)}{s C_2 R_1 \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} + s\right)} = \frac{-\left(\frac{1}{C_1 R_2} + s\right)}{s C_2 R_1 \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} + s\right)}$$

$$\bullet C_2 \ll C_1$$

$$\bullet \frac{V_C}{V_O} \cong \frac{-\left(\frac{1}{C_1 R_2} + s\right)}{s C_2 R_1 \left(\frac{1}{C_2 R_2} + s\right)}$$

$$\bullet \text{極 } \omega_p = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} \cong \frac{1}{C_2 R_2}$$

$$\bullet \text{零 } \omega_z = \frac{1}{C_1 R_2}$$



補償器の特性

- 補償器の極零配置とゲイン・位相

- 周波数伝達関数

- $G(s) = \frac{-(\omega_z + s)}{sC_2R_1(\omega_p + s)} \rightarrow G(j\omega) = \frac{-(\omega_z + j\omega)}{j\omega C_2R_1(\omega_p + j\omega)}$

- $\omega_z < \omega < \omega_p$

- $G(j\omega) = \frac{-j\omega}{j\omega C_2R_1\omega_p} = \frac{-j\omega}{j\omega C_2R_1\omega_p} = \frac{-j\omega}{j\omega C_2R_1 \frac{1}{C_2R_2}} = \frac{-R_2}{R_1}$

- 位相

- $\theta_c = -180^\circ + \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_z} - 90^\circ - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_p}$
 $= -270^\circ + \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_z} - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_p}$

補償器の設計

- 補償器の極零配置とゲインで開ループの位相余裕を設計
 - 開ループのクロスオーバー周波数を定める
 - スイッチング周波数より一桁以上低い周波数
 - 制御対象の伝達関数を求める
 - クロスオーバー周波数でのゲインが1となるように中間周波数のゲインを定める
 - 安定となるように位相余裕が 45° 以上となるように定める