

パワーエレクトロニクス
第十一回 DC-DCコンバータ

2021年6月30日

授業の予定

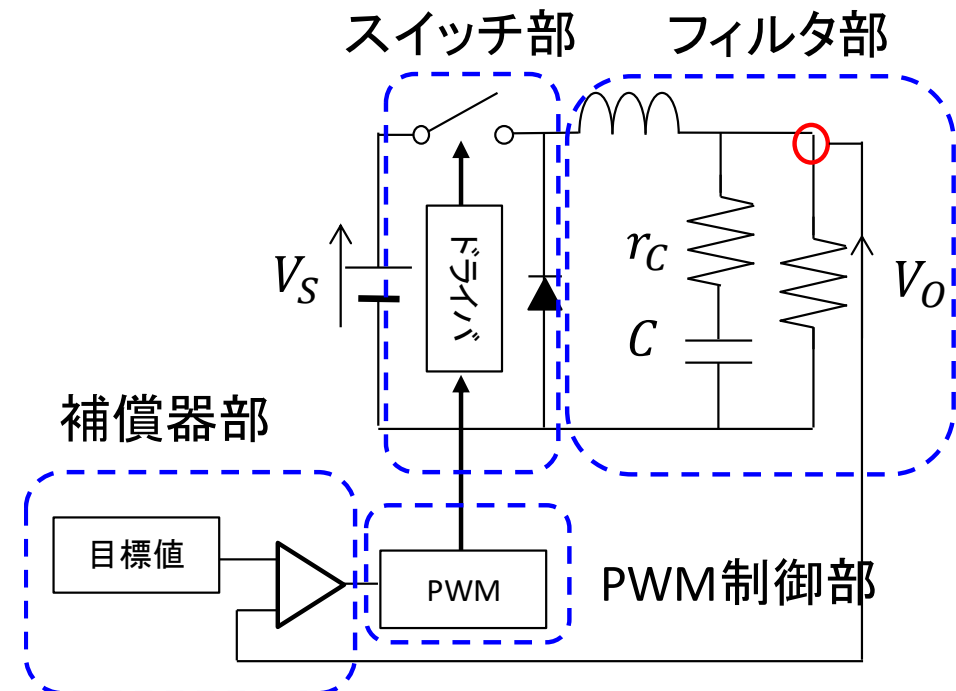
- パワーエレクトロニクス緒論
- パワーエレクトロニクスにおける基礎理論
- パワー半導体デバイス
- 整流回路
- 整流回路の交流側特性と他励式インバータ
- 交流電力制御とサイクロコンバータ
- 直流チョッパ
- DC-DCコンバータと共振形コンバータ
- 自励式インバータ
- 演習

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

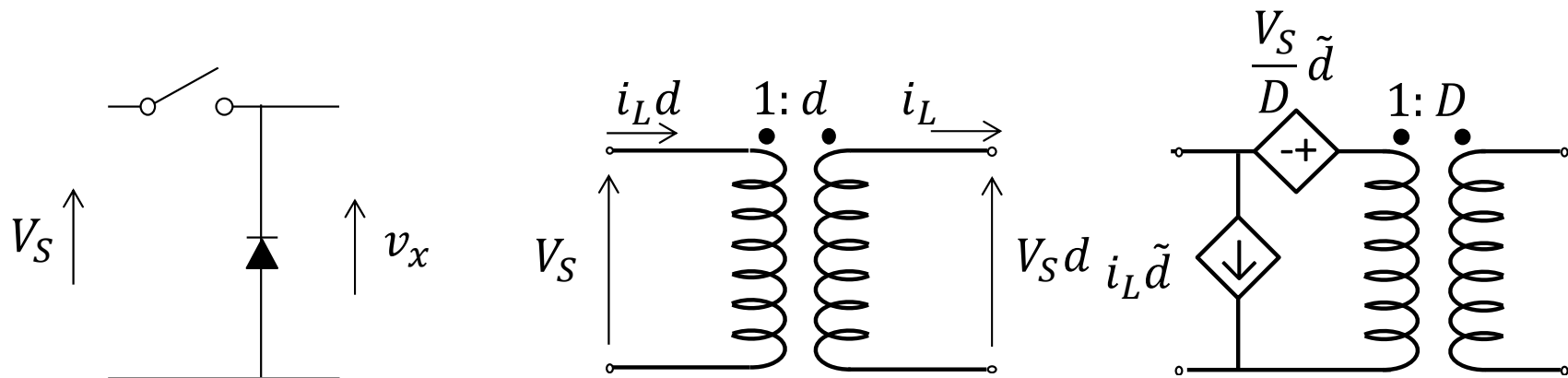
- 開ループ特性
 - 低周波数は高ゲイン
 - 定常状態での目標値からの誤差を小さくする
 - 高周波数は低ゲイン
 - スイッチングの影響を防ぐ
 - 位相余裕
 - 開ループゲインが1(0dB)となる周波数で位相遅れが 180° 未満。 45° が一般的な目安
 - 開ループ 180° + 負帰還 180° の遅れで閉ループは不安定となる

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

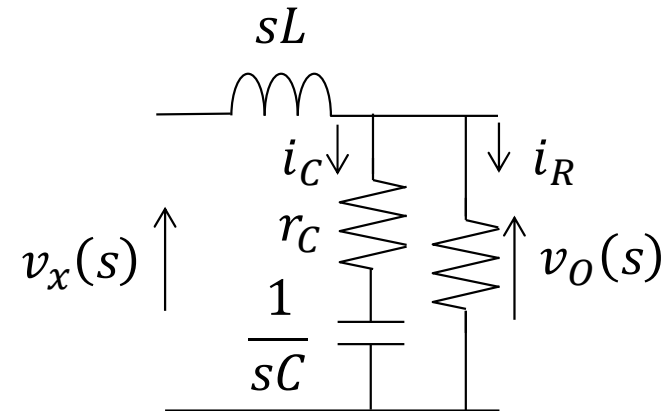
- $$\begin{aligned} v_x = v_s d &= (V_S + \tilde{v}_s)(D + \tilde{d}) \\ &\cong V_S D + \tilde{v}_s D + V_S \tilde{d} \\ &= v_s D + V_S \tilde{d} \end{aligned}$$

- 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

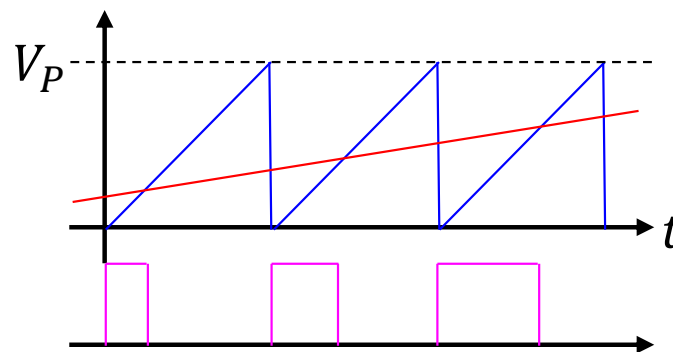
- $$\begin{aligned}v_x &= sL(sCRi_R + i_R) + Ri_R \\ &= (s^2LCR + sL + R)i_R \\ &= (s^2LCR + sL + R)\frac{v_O}{R}\end{aligned}$$

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

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

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

- $V_C = -A v_x$

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

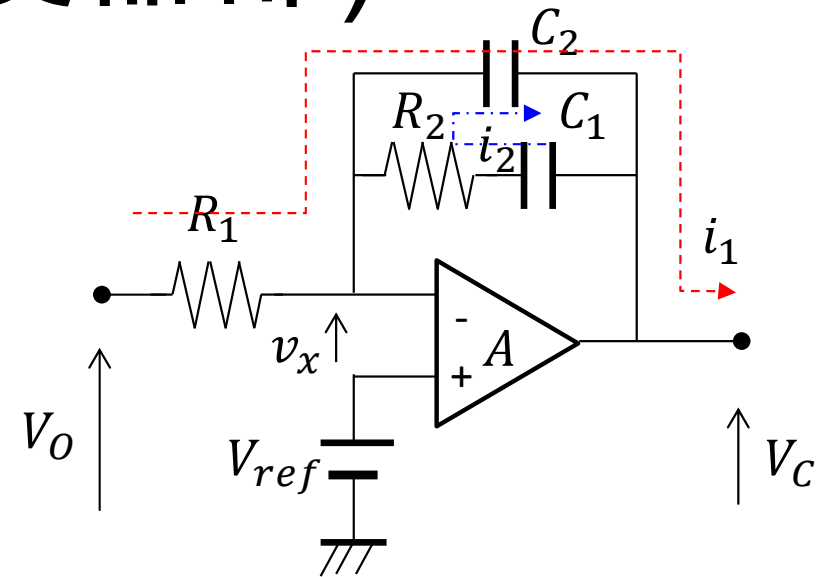
- $A \rightarrow \infty$ で $v_x = 0$

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

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

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

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



伝達関数(補償器部)

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

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)

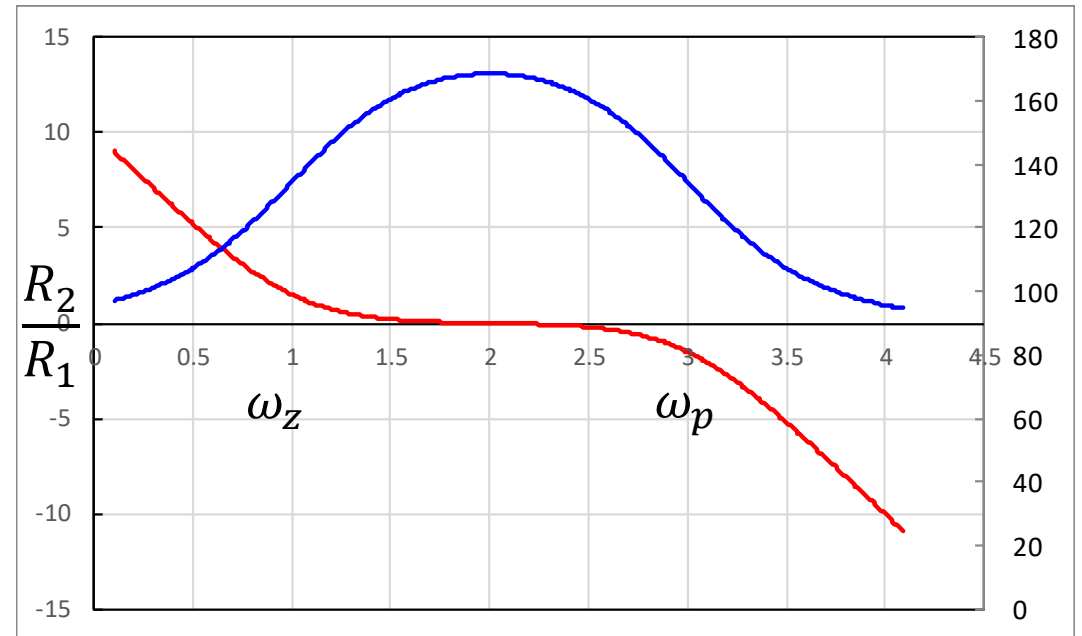
$$\bullet \frac{V_C}{V_O} = \frac{-\left(\frac{1}{C_1 C_2 R_2} C_2 + s\right)}{s C_2 R_1 \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} + s\right)} = \frac{-\left(\frac{1}{C_1 R_2} + s\right)}{s C_2 R_1 \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} + s\right)}$$

$$\bullet C_2 \ll C_1$$

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

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

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



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

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

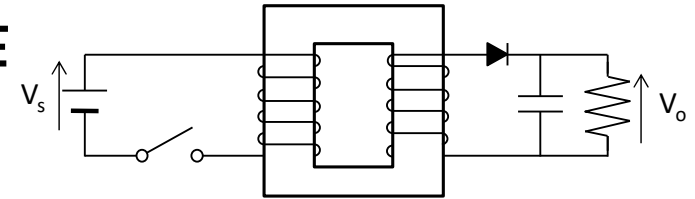
フライバックコンバータ

- フライバックコンバータ回路

- バックコンバータと類似の動作

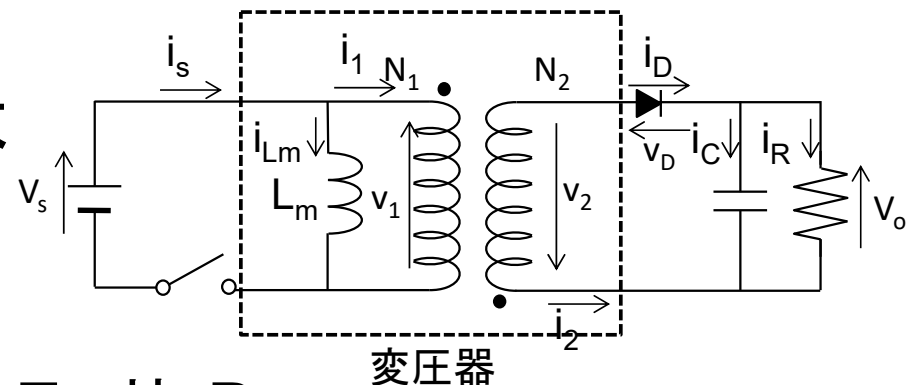
- 変圧器の入出力の極性に注意

- スイッチオン時, 磁化インダクタンスにエネルギーを蓄積
 - スイッチオフ時, エネルギーを負荷に放出



- 回路動作の解析の仮定

- 漏れインダクタンス無視
 - 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
 - スイッチング周期: T , デューティ比: D
 - スイッチング素子(ダイオード含む)の動作は理想的



フライバックコンバータの動作

- スイッチオン時

- 電源側

$$v_1 = V_S = L_m \frac{d}{dt} i_{L_m}$$

- オン期間に増加する電流

$$\Delta i_{L_m-on} = \int_0^{DT} \frac{V_S}{L_m} dt = \frac{V_S DT}{L_m}$$

- 負荷側

- 変圧器二次側出力電圧

$$v_2 = v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_S \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

- ダイオード印加電圧

$$v_D = -V_o - v_2 = -V_o - V_S \left(\frac{N_2}{N_1} \right) < 0$$

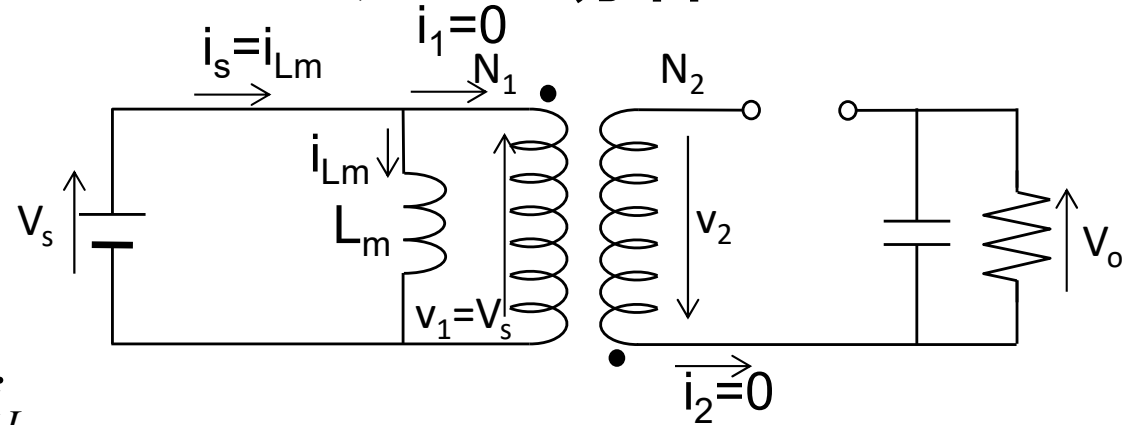
- ダイオードはオフになる

二次側電流 $i_2 = 0$

一次側電流

$i_1 = 0$

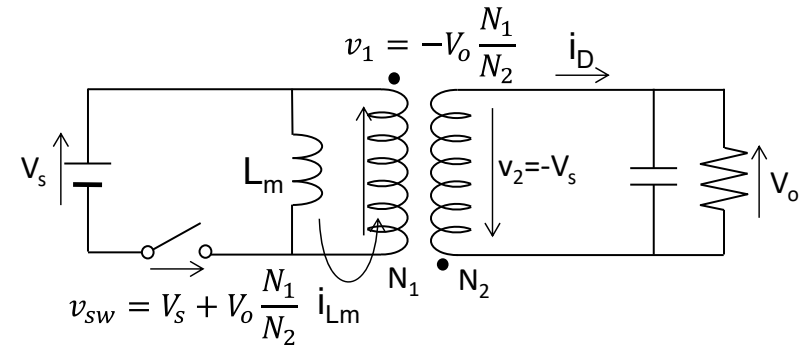
磁化電流は流れる, パワエレ-11



フライバックコンバータの動作

・ スイッチオフ時

- 電流が電源から
変圧器一次巻線に転流する
- 電源側



- 一次側に現れる二次側の負荷電圧
$$v_1 = -V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$

- 磁化インダクタンス電流と電圧の関係
$$v_1 = L_m \frac{d}{dt} i_{L_m} = -V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$

- オフ期間に減少する電流
$$\Delta i_{L_m-off} = \int_{DT}^T -\frac{V_o}{L_m} \frac{N_1}{N_2} dt = -\frac{V_o(1-D)T}{L_m} \frac{N_1}{N_2}$$

- スイッチに印加される電圧
$$v_{sw} = V_s - v_1 = V_s + V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$
 - 電源電圧 \$V_s\$ より大きくなる

フライバックコンバータの動作

- スイッチオフ時

- 負荷側

- 二次側の出力電流

- 負荷電流

$$i_2 = -i_1 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = i_{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$

$$i_R = \frac{V_o}{R}$$

- コンデンサ電流

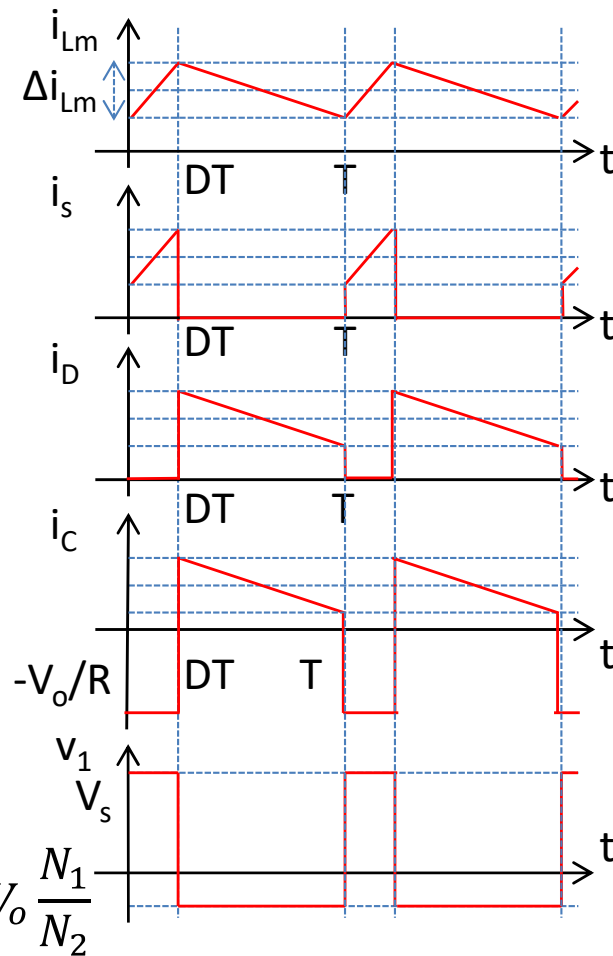
$$i_C = i_2 - i_R = i_{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{V_o}{R}$$

- 1周期を通して磁化電流零に戻る

$$\Delta i_{L_m-on} + \Delta i_{L_m-off} = \frac{V_S DT}{L_m} - \frac{V_o (1-D) T}{L_m} \frac{N_1}{N_2} = 0$$

$$V_o = V_S \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1}$$

バックブーストとよく似た式



フライバックコンバータの動作

- 電源の供給電力と負荷の消費電力は等しい
 - $P_S = P_O$
 - $P_S = V_S I_S$
 - $P_O = \frac{V_O^2}{R}$
- 電源電流平均値は磁化電流平均値に等しい

$$I_S = \frac{I_{L_m} DT}{T} = I_{L_m} D$$

$$I_{L_m} = \frac{I_S}{D} = \frac{V_o^2}{DRV_S} = \frac{V_S D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_o}{(1-D)R} \frac{N_2}{N_1}$$

フライバックコンバータの動作

- 連続導通

- 磁化電流最大値

$$I_{L_m \max} = I_{L_m} + \frac{\Delta I_{L_m}}{2} = \frac{V_S D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{V_S D T}{2L_m} i_s$$

- 磁化電流最小値

$$I_{L_m \min} = I_{L_m} - \frac{\Delta I_{L_m}}{2} = \frac{V_S D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_S D T}{2L_m}$$

- 連続導通限界

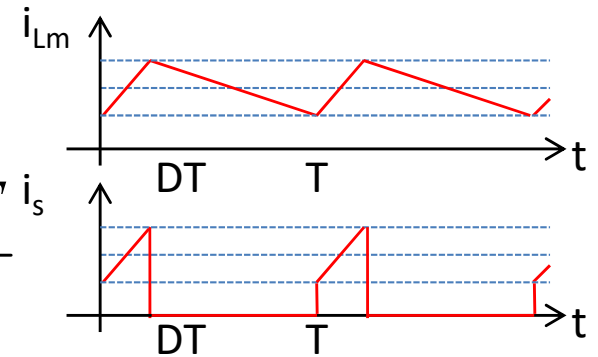
$$0 = I_{L_m \min} = \frac{V_S D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_S D T}{2L_m}$$

- 磁化インダクタンス最小値

$$L_{m \min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

- バックブーストと同様に考えると出力電圧脈動率

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$



フライバックコンバータの動作

- 不連続導通時

- 磁化電流はオフ期間中に0になる
 - 偏磁は発生しない

- 磁化電流最大値

$$I_{L_m \max} = \Delta i_{L_m-on} = \frac{V_S DT}{L_m}$$

- 電源電流平均値

$$I_S = \frac{1}{2} I_{L_m \max} DT / T = \frac{V_S D^2 T}{2L_m}$$

- 出力電圧と入力電圧の関係

$$P_S = P_o \quad V_S I_S = \frac{V_S^2 D^2 T}{2L_m} = \frac{V_o^2}{R}$$

$$V_o = V_S D \sqrt{\frac{TR}{2L_m}}$$

