

応用電力変換工学

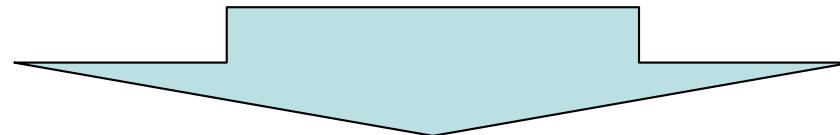
舟木剛

第10回 本日のテーマ
絶縁型直流電源

平成17年1月12日

直流電源

- スイッチングコンバータ(チョッパ回路)
 - 入力と出力が絶縁されていない
 - 入力と出力の接地が共通
 - バックブースト, チュックコンバータでは入出力の電圧極性が逆転するので注意要



- 変圧器で絶縁
 - 高周波化して, 変圧器を小さくする必要あり
 - 高周波ACリンク
 - 卷数比により入出力比の幅が広がる
 - 昇圧形で有利
 - 複数巻線で多出力が可能

高周波交流リンクに用いる変圧器

- 変圧器の役目
 - 電圧・電流のステップアップ又はステップダウン
 - 入出力間の電気的絶縁
- 理想変圧器の入出力の関係

$$\text{電圧} \quad \frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$\text{電流} \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$$

変圧器のえ

- 実際の変圧器には巻線抵抗, 漏れインダクタンス, 磁化インダクタンス, 鉄心損等がある
 - フライバックコンバータでは磁化インダクタンスが重要
 - スイッチング周期毎に, 鉄心磁束が同じ値になるようにする。
» 戻ってこないと, 偏磁する
 - 漏れインダクタンスはスイッチ動作の過渡応答に対して影響する

フライバックコンバータ

- フライバックコンバータの回路^ず
 - 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

- 動作の解析

- 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

フライバックコンバータ

- 動作の解析

- 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

- 動作の解析

- オフ時

- 負荷側

- 二次側の出力電流

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

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

- 負荷電流

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

- コンデンサ電流

- 1周期を通して磁化電流零に戻る

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

$$V_o = V_s \frac{DT}{1-D} \frac{N_2}{N_1} \quad \text{バックブーストとよく似た式}$$

フライバックコンバータ

- 動作の解析
 - 電源の供給電力と負荷の消費電力は等しい

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

- 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

- 動作の解析

- 連続導通の条件

- 磁化電流最大値

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

- 磁化電流最小値

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

- 連続導通限界

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

- 磁化インダクタンス最小値

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

- バックブーストと同様に考えると出力電圧脈動率は

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

フライバックコンバータ

- 動作の解析

- 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

$$I_{L_m \max} = \Delta i_{L_{m-on}} = \frac{V_s D T}{L_m}$$

- 電源電流平均値

$$I_s = \frac{1}{2} I_{L_m \max} D T / T = \frac{V_s D^2 T}{2 L_m}$$

- 出力電圧と入力電圧の関係

$$P_s = P_o \quad V_s I_s = \frac{V_s^2 D^2 T}{2 L_m} = \frac{V_o^2}{R}$$

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

フォワードコンバータ

- フォワードコンバータの回路^す
 - 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)
 - 次のオン時までに磁化電流を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

フォワードコンバータ

- 動作の解析

- オン時

- 卷線1に印加される電圧と, 他の巻線の発生電圧

$$v_1 = V_S, \quad v_2 = v_1 \frac{N_2}{N_1} = V_S \frac{N_2}{N_1}, \quad v_3 = v_1 \frac{N_3}{N_1} = V_S \frac{N_3}{N_1}$$

- ダイオードの導通状態

- D1オン 順バイアス $V_{D1} = v_2 - v_{Lx} - V_o$

- D2オフ 逆バイアス $V_{D2} = -v_2 = -V_S \frac{N_2}{N_1} < 0$

- D3オフ 逆バイアス $V_{D3} = -V_S - v_3 = -V_S \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) < 0$

- 出力電流の応答

$$v_{Lx} = v_2 - V_o = V_S \frac{N_2}{N_1} - V_o = L_x \frac{d}{dt} i_{Lx}$$

- オン中の電流増分

$$\Delta i_{L_x on} = \int_0^{DT} \frac{V_S \frac{N_2}{N_1} - V_o}{L_x} dt = \left(V_S \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) \frac{DT}{L_m}$$

フォワードコンバータ

- 動作の解析

- オン時

- 磁化電流の応答

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

- オン期間に増加する電流

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

- 電源電流

- 負荷電流と磁化電流の和

$$i_s = i_1 + i_{L_m}$$

フォワードコンバータ

- オフ時
 - オフの瞬間 L_x, L_m に流れる電流は停まらない
 - I_{L_m} は巻線1に転流
 - 2次巻線のD1には逆方向電流 \rightarrow D1オフ
 - 3次巻線にD3の順方向電流を発生
 - » D3オン時の巻線3の印加電圧 $v_3 = -V_S$
 - » 巷線3の印加電圧が他の巷線に発生する電圧
 - オフ期間(D3オン時)の電流の応答

$$v_{Lm} = v_1 = -V_S \frac{N_1}{N_3} = L_m \frac{d}{dt} i_{L_m}$$

フォワードコンバータ

- オフ時

- オフの瞬間 L_x, L_m に流れる電流は停まらない

- I_2 は D_1 から D_2 に転流

- D_2 オン時の出力電流の応答

$$v_{L_x} = -V_o = L_x \frac{d}{dt} i_{L_x}$$

- オフ中の電流減少分

$$\Delta i_{L_x off} = \int_{DT}^{(1-D)T} -\frac{V_o}{L_x} dt = -V_o \frac{(1-D)T}{L_x}$$

- 定常状態では出力電流は1周期毎に同じ値に戻る

連続導通としたら $\Delta i_{L_x on} + \Delta i_{L_x off} = \left(V_S \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) \frac{DT}{L_m} - V_o \frac{(1-D)T}{L_x} = 0$

$$V_o = V_S D \frac{N_2}{N_1} \quad \text{バックコンバータと似た式}$$

出力電圧脈動率

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

フォワードコンバータ

- 変圧器が偏磁しないためには、オフ期間中に磁化電流が0に戻らなければならない

$$\frac{d}{dt} i_{L_m} = -\frac{V_S}{L_m} \frac{N_1}{N_3} \quad \rightarrow \quad \Delta i_{L_m off} = -\frac{V_S}{L_m} \frac{N_1}{N_3} t$$

$$\Delta i_{L_m on} + \Delta i_{L_m off} = \frac{V_S DT}{L_m} - \frac{V_S}{L_m} \frac{N_1}{N_3} t = 0 \quad \rightarrow \quad t = DT \frac{N_3}{N_1}$$

– オフ期間は $(1-D)T$ より

$$t = DT \frac{N_3}{N_1} < (1-D)T \quad \rightarrow \quad DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) < T \quad \rightarrow \quad D < \frac{N_1}{N_1 + N_3}$$

- オフ中スイッチに印加される電圧

$$v_{sw} = V_S - v_1 = V_S - \left(-V_S \frac{N_1}{N_3} \right) = V_S \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right)$$

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~~す~~
 - 2つのスイッチを同時にオンオフさせる
 - スイッチオン時
 - 変圧器一次側に電源電圧Vs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
 - 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

$$V_S \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) \quad \rightarrow \quad \frac{V_S}{2}$$

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~~す~~
 - 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 $v_{p1} = V_S$
 - P1が他の巻線に発生する電圧

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

$$v_{p2} = V_S$$

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

$$v_{L_x} = L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} = v_{S2} - V_o = \frac{N_s}{N_p} V_s - V_o$$

- 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 $v_{p2} = -V_S$
 - P2が他の巻線に発生する電圧 $v_{p1} = -V_S$
 - $v_{s1} = v_{s2} = -V_S \frac{N_S}{N_P}$
 - 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
 - $v_{L_x} = L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} = -v_{s1} - V_O = \frac{N_S}{N_P} V_S - V_O$
 - オン中の電流增加分
- $$\Delta i_{L_x D2on} = \frac{\frac{N_S}{N_P} V_S - V_O}{L_x} DT \quad \text{SW1オン時と同様}$$

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
 - L_x 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 V_O 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

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

SW1オン時と同様

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

$$\Delta i_{L_x D1on} + \Delta i_{L_x off} = \frac{\frac{N_S}{N_P} V_S - V_O}{L_x} DT - \frac{V_O}{L_x} \left(\frac{1}{2} - D \right) T = 0$$

- 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 $T/2$

ブリッジコンバータ

- プッシュプルコンバータと一次側が異なる
 - フルブリッジコンバータの回路~~ず~~
 - 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 $V_O = 2 \frac{N_S}{N_P} V_S D$
 - ハーフブリッジコンバータの回路~~ず~~
 - 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 $V_O = \frac{N_S}{N_P} V_S D$

電流形コンバータ

- フルブリッジコンバータの回路

- 電源を電流源的に動作させる

- L_x を負荷側から電源側へ移動

- L_x 大のとき, 電流源的に動作する

- 動作解析

- SW1オン, SW2オフ時

- 卷線P1側に電流が流れる

- D1オン, D2オフ

$$i_{D1} = I_{L_x} \frac{N_P}{N_S} \quad v_{p1} = V_O \frac{N_P}{N_S}$$

- L_x にかかる電圧 $v_{L_x on} = V_S - v_{p1} = V_S - V_O \frac{N_P}{N_S}$

電流形コンバータ

– 動作解析

- SW1オフ, SW2オン時
 - 卷線P2側に電流が流れる
 - D1オフ, D2オン

$$i_{D2} = I_{L_x} \frac{N_p}{N_s} \quad v_{p2} = V_O \frac{N_p}{N_s}$$

$$- L_x \text{にかかる電圧} \quad v_{L_x on} = V_S - v_{p2} = V_S - V_O \frac{N_p}{N_s}$$

- SW1, SW2オン時(電圧型では両方オフ)

- 卷線P1, P2に同じ大きさの電流が流れる
 - » 磁束が平衡する
 - 一次巻線電圧

$$v_{p1} = v_{p2} = 0$$

- D1, D2オフ

電流形コンバータ

– 動作解析

- SW1, SW2オン時

- L_x にかかる電圧 $v_{L_x} = V_S$

- SW1, SW2が同時にオンになるには $D > 0.5$

- » 同時オン期間 $(2D-1)T$

- » 片方オン期間 $T - (2D-1)T = 2(1-D)T$

- 周期定常状態では、 L_x の平均電圧は0になる

$$V_{L_x} = V_S (2D-1)T + \left(V_S - V_O \frac{N_P}{N_S} \right) 2(1-D)T = 0$$

- 入出力電圧の関係

$$V_S = V_O \frac{N_P}{N_S} 2(1-D)$$

DCコンバータの制御

- スイッチングDC-DCコンバータ
 - 出力電圧は、入力電圧とデューティ比の関数
 - 実際は、素子が理想的でないので電流とかの関数にもなったりする
 - 出力電圧をデューティー比で制御できる
 - 出力電圧をフィードバックして、デューティ比を決めればよい
 - バックコンバータの制御の絵
 - 制御系のブロック線図
 - 制御系の特性
 - スイッチングに比べ低い周波数のゲイン大
 - スイッチング周波数付近ではゲイン小

DCコンバータの制御

- コンバータ回路と制御系の小信号解析
 - コンバータの動作点近傍の小信号擾乱を考える

$$\text{出力電圧: } v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad \text{デューティー比: } d = D + \tilde{d}$$

$$\text{電源電圧: } v_s = V_s + \tilde{v}_s \quad \text{インダクタ電流: } i_L = I_L + \tilde{i}_L \quad \text{などなど}$$

- スイッチ部分の伝達関数 絵

- 電圧・電流を平均値で扱う

- 状態空間平均化法参照

- 理想変圧器で表してみる

- » 二次側出力電圧 $v_x = v_d d = (V_s + \tilde{v}_s)(D + \tilde{d})$

- » 一次側電源電流 $i_s = i_L d = (I_L + \tilde{i}_L)(D + \tilde{d})$

DCコンバータの制御

- コンバータ回路と制御系の小信号解析
 - 負荷・フィルタ部分の伝達関数 絵

- 入出力電圧比 1

$$\frac{v_o(s)}{v_x(s)} = \frac{v_o}{V_s d} = \frac{\frac{1}{sC + \frac{1}{R}}}{sL + \frac{1}{sC + \frac{1}{R}}} = \frac{1}{LC \left(s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC} \right)}$$

- ESR付の場合

$$\frac{v_o(s)}{v_x(s)} = \frac{v_o}{V_s d} = \frac{1 + sr_c R}{LC \left[s^2 \left(1 + \frac{r_c}{R} \right) + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L} \right) + \frac{1}{LC} \right]} \approx \frac{1 + sr_c R}{LC \left[s^2 + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L} \right) + \frac{1}{LC} \right]}$$

DCコンバータの制御

- コンバータ回路と制御系の小信号解析
 - 制御回路の伝達関数
 - 低周波数高ゲイン, 高周波数低ゲインの回路 図

$$v_i(s) = v_c + \frac{\frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}}{R_1 + \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}} (v_o - v_c)$$
$$v_c = \alpha(v_{ref} - v_i) = \alpha \left[v_{ref} - v_c - \frac{\frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}}{R_1 + \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}} (v_o - v_c) \right]$$

$$\alpha \rightarrow \infty \quad v_{ref} - v_c - \frac{\frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}}{R_1 + \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}} (v_o - v_c) = 0$$

DCコンバータの制御

- 微小擾乱に対する応答

$$\tilde{v}_c + \frac{\frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}}{R_1 + \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}} (\tilde{v}_o - \tilde{v}_c) = 0 \quad \rightarrow \quad A = \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}} \quad \rightarrow \quad \frac{1}{R_1 + A} (A\tilde{v}_o + R_1\tilde{v}_c) = 0$$

$$\rightarrow \frac{\tilde{v}_c}{\tilde{v}_o} = -\frac{A}{R_1} = -\frac{\frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}}}}{R_1} = -\frac{1}{R_1 \left(sC_2 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}} \right)} = -\frac{1}{R_1 \left(sC_2 + \frac{sC_1}{sC_1 R_2 + 1} \right)} = -\frac{sC_1 R_2 + 1}{R_1 \left[sC_2 \left(sC_1 R_2 + 1 \right) + sC_1 \right]}$$

$$\rightarrow \frac{\tilde{v}_c}{\tilde{v}_o} = -\frac{C_1 R_2 \left(s + \frac{1}{C_1 R_2} \right)}{s R_1 \left[C_2 \left(s C_1 R_2 + 1 \right) + C_1 \right]} = -\frac{C_1 R_2 \left(s + \frac{1}{C_1 R_2} \right)}{s C_1 C_2 R_1 R_2 \left[s + \frac{C_2 + C_1}{C_1 C_2 R_2} \right]}$$

極 $-\frac{C_2 + C_1}{C_1 C_2 R_2}$ 零 $-\frac{1}{C_1 R_2}$