

# 応用電力変換工学

## 舟木剛

第8回 本日のテーマ  
直流-直流変換  
チュックコンバータ  
フライバックコンバータ

2007年11月28日

# チュック(Cuk)コンバータ

- チュックコンバータの回路図 絵
  - オン・オフ時々々の等価回路図
  - 出力電圧は入力電圧の大小どちらも可
  - 出力電圧の極性反転
  - Cは入力のエネルギーを出力に転送する役割
  - 入力と出力が直接つながらない間接型
- 動作解析
  - 仮定
    - 定常状態
    - 2つのLは十分大きく、電流が一定に保たれる
    - Cは十分大きく、電圧が一定に保たれる
    - スイッチング周期T, デューティ比D
    - 理想素子

## チュックコンバータ・C1に流れる電流

- C1を含む経路に対するKCLより

– オン時, L2の電流と等しい

$$i_{C1, on} = -i_{L2}$$

– オフ時, L1の電流と等しい

$$i_{C1, off} = i_{L1}$$

絵

- 電源電力と負荷電力は等しい

$$-V_O I_{L2} = V_S I_{L1}$$

- 定常状態ではCに流れる電流は一周期後に同じ値となる

$$I_{C1, on} DT + I_{C1, off} (1 - D)T = 0$$

$$-I_{L2} DT + I_{L1} (1 - D)T = 0$$

入出力電流比

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D}{1 - D}$$

# チュックコンバータ・出力

- 入力電力と出力電力同じ

$$P_S = P_O$$

$$V_S I_{L1} = -V_O I_{L2}$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{-V_O}{V_S}$$

- 入出力電圧比  $\frac{-V_O}{V_S} = \frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D}{1-D}$
- L2より負荷側を見るとバックコンバータと同じ
  - L2,C2,Rから成る回路
  - 出力電圧リップル率  $\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1-D}{8L_2C_2f^2}$

# チュックコンバータC1の電圧脈動成分

- 定常状態ではオン中にC1が放電する電荷とオフ中に充電する電荷と同じ値となる
  - $i_{L1}$ 一定の仮定より

$$\Delta v_{c1} = \frac{1}{C_1} \int_{DT}^T I_{L1} dt = \frac{I_{L1}}{C_1} (1 - D)T$$
$$V_S I_{L1} = R I_{L2}^2 \quad I_{L2}^2 = \left( \frac{1 - D}{D} \right)^2 I_{L1}^2 \quad \Rightarrow \quad I_{L1} = \left( \frac{D}{1 - D} \right)^2 \frac{V_S}{R}$$

- C1の電圧脈動成分

$$\Delta v_{c1} = \frac{D^2 V_S T}{R C_1 (1 - D)} = \frac{D^2 V_S}{R C_1 f (1 - D)} = \frac{D V_o}{R C_1 f}$$

# チュックコンバータC1での平均電圧

- 入力エネルギーは、オフ時にC1に充電されるエネルギーに等しい

$$V_s I_{L1} T = V_C I_{L1} (1 - D) T$$

$$V_s = V_C (1 - D)$$

$$V_C = \frac{1}{1 - D} V_s$$

$$V_{C-\max} = V_C + \frac{1}{2} \Delta v_{c1} = \frac{1}{1 - D} V_s + \frac{1}{2} \frac{D^2 V_s T}{R C_1 (1 - D)} = \frac{V_s}{1 - D} \left( 1 + \frac{D^2 T}{2 R C_1} \right)$$

$$V_{C-\min} = V_C - \frac{1}{2} \Delta v_{c1} = \frac{1}{1 - D} V_s - \frac{1}{2} \frac{D^2 V_s T}{R C_1 (1 - D)} = \frac{V_s}{1 - D} \left( 1 - \frac{D^2 T}{2 R C_1} \right)$$

- 連続導通条件

$$V_{C-\min} \geq 0$$

$$\frac{V_s}{1 - D} \left( 1 - \frac{D^2 T}{2 R C_1} \right) \geq 0$$

$$C_1 \geq \frac{D^2 T}{2 R}$$

# チュックコンバータ・不連続導通

- デューティ:D
  - 充電期間:1-D
- C1放電期間:D1
- スイッチング周期:T
- コンデンサ電圧の関係(平均0)
$$I_{L1}(1-D)T - I_{L2}D_1T = 0$$

- 入出力電流比

$$I_{L1}(1-D) = I_{L2}D_1$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D_1}{1-D} = \frac{-V_o}{V_s}$$

# チュックコンバータ・不連続導通

- 負荷電圧平均値=ダイオード印加電圧平均値

$$V_D = -V_O = RI_{L2}$$

- ダイオード印加電圧平均値(放電期間中以外は0)

$$V_D = \frac{1}{T} \frac{1}{2} V_{C1-\max} D_1 T = \frac{1}{2} V_{C1-\max} D_1 = RI_{L2}$$

- オフ期間のC1充電最大電圧  $V_{C1-\max}$  電圧初期値0

$$C_{C1} \frac{d}{dt} V_{C1} = C_{C1} \frac{V_{C1-\max}}{(1-D)T} = I_{L1}$$

$$V_{C1-\max} = \frac{(1-D)T}{C_{C1}} I_{L1}$$

# チュックコンバータ・不連続導通

- ひたすら解く
  - $I_{max}$ を消す

$$V_D = \frac{1}{2}V_{C1-\max} = \frac{1}{2} \frac{(1-D)T}{C_{C1}} D_1 I_{L1} = RI_{L2}$$

$$D_1 = \frac{2C_{C1}R}{(1-D)T} \frac{I_{L2}}{I_{L1}}$$

- 入出力比でまとめる

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D_1}{1-D} = \frac{1}{1-D} \frac{2C_{C1}R}{(1-D)T} \frac{I_{L2}}{I_{L1}}$$

$$\left( \frac{I_{L1}}{I_{L2}} \right)^2 = \frac{2C_{C1}R}{(1-D)^2 T}$$

# チュックコンバータ・不連続導通

- ひたすら解く 
$$\left( \frac{I_{L1}}{I_{L2}} \right)^2 = \frac{2C_{C1}R}{(1-D)^2 T}$$
$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \pm \frac{1}{1-D} \sqrt{\frac{2C_{C1}R}{T}} \Rightarrow \frac{-V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \sqrt{\frac{2C_{C1}R}{T}}$$

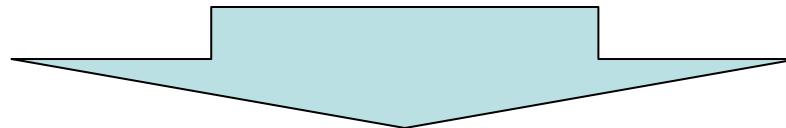
- 境界条件 
$$D_1 + (1-D) \leq 1$$
$$\frac{2C_{C1}R}{(1-D)T} \frac{I_{L2}}{I_{L1}} + (1-D) \leq 1$$
$$\frac{2C_{C1}R}{(1-D)T} \frac{1-D}{1} \sqrt{\frac{T}{2C_{C1}R}} + (1-D) \leq 1$$
$$\sqrt{\frac{2C_{C1}R}{T}} \leq D$$

# 課題

- チュックコンバータ回路
  - 適切なパラメータを選び
    - 連續導通
    - 不連續導通
  - を考えて、入出力比を図示せよ
    - 但し、入力L1,出力L2も考慮せよ

# 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

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$$

電圧 電流 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
    - 磁化インダクタンスにエネルギーを貯める
    - 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~~す~~
  - 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

$$v_1 = -V_o \left( \frac{N_1}{N_2} \right)$$

- 一次側に現れる二次側の負荷電圧

- 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

$$\dot{i}_2 = -\dot{i}_1 \left( \frac{N_1}{N_2} \right) = \dot{i}_{L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)$$

- 負荷電流

$$\dot{i}_R = \frac{V_o}{R}$$

- コンデンサ電流

$$\dot{i}_C = \dot{i}_2 - \dot{i}_R = \dot{i}_{L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{V_o}{R}$$

- 1周期を通して磁化電流零に戻る

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

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

# 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

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R C f}$$

# 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

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

- 電源電流平均値

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

- 出力電圧と入力電圧の関係

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

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