

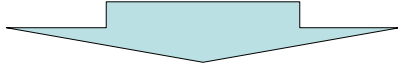
応用電力変換工学

舟木剛

第7回 絶縁型直流電源 フライバックコンバータ

平成17年11月15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
 - 巻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
 - 入出力間の電氣的絶縁
- 理想変圧器の入出力の関係

- 電圧 $\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$ 電流 $\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$ 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
 - 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, 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_{ol} 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Vs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 $i_2 = -i_1 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = i_{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$

– 負荷電流 $i_R = \frac{V_o}{R}$

– 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

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

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

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

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

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

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

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

• 磁化電流最小値

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

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

• 出力電圧と入力電圧の関係

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

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

宿題

- フライバックコンバータの回路シミュレーション
 - 定常状態における理論値比較
 - 昇降圧比
 - 限界
 - 連続導通時, 不連続導通時
 - ターンオン・オフ時の境界値
 - リップル率
 - 連続導通・不連続導通
 - 効率(入出力電力比)