パワーエレクトロニクス
第9回　DC-DCコンバータ

2026年6月17日

授業の予定

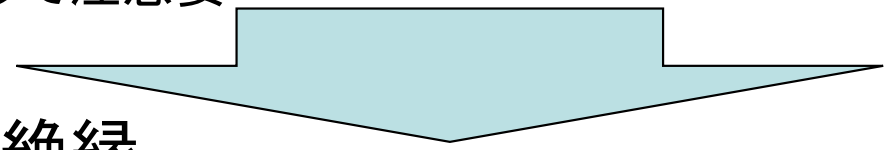
- パワーエレクトロニクス緒論
- パワーエレクトロニクスにおける基礎理論
- パワー半導体デバイス
- 整流回路
- 整流回路の交流側特性と他励式インバータ
- 交流電力制御とサイクロコンバータ
- 直流チョッパ
- DC-DCコンバータと共振形コンバータ
- 自励式インバータ
- 演習

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

DCDCコンバータ

- 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

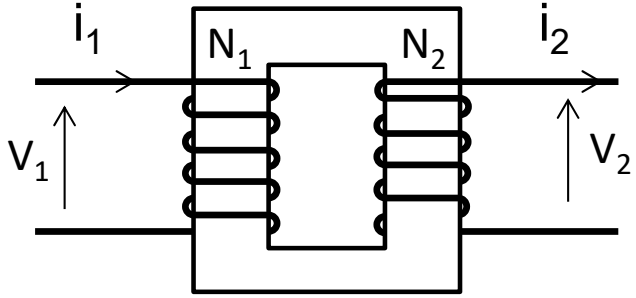


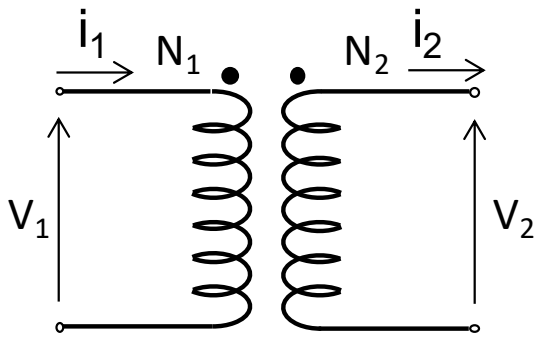
  - 変圧器で絶縁
    - 高周波化して，変圧器を小さくする必要あり
      - 高周波ACリンク
    - 巻数比により入出力比の幅が広がる
      - 昇圧形で有利
    - 複数巻線で多出力が可能

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
  - 入出力間の電気的絶縁
- 理想変圧器の入出力の関係

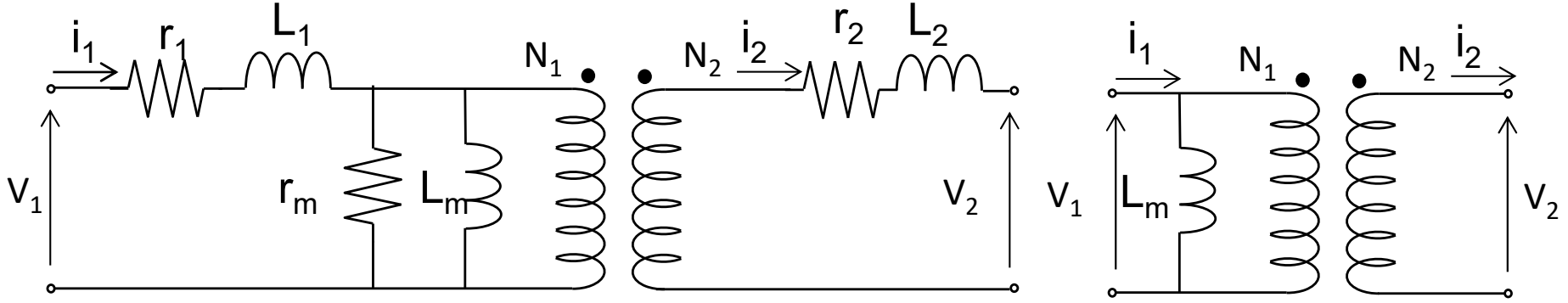
電圧 $\dfrac{V_1}{V_2}=\dfrac{N_1}{N_2}$ 電流 $\dfrac{I_1}{I_2}=\dfrac{N_2}{N_1}$





高周波交流リンクに用いる変圧器

- 変圧器モデル
  - 導体損r_1, r_2
  - 巻線の漏れインダクタンスL_1, L_2
  - 磁化インダクタンスL_m
  - 鉄損r_m
- 変圧器の簡略モデル→磁化インダクタンスのみ

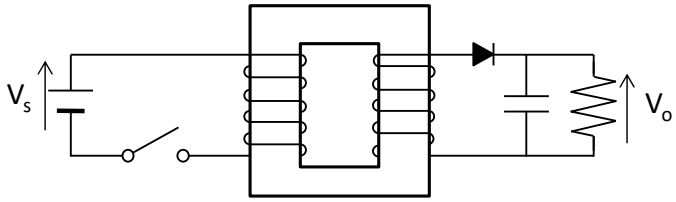


高周波交流リンクに用いる変圧器

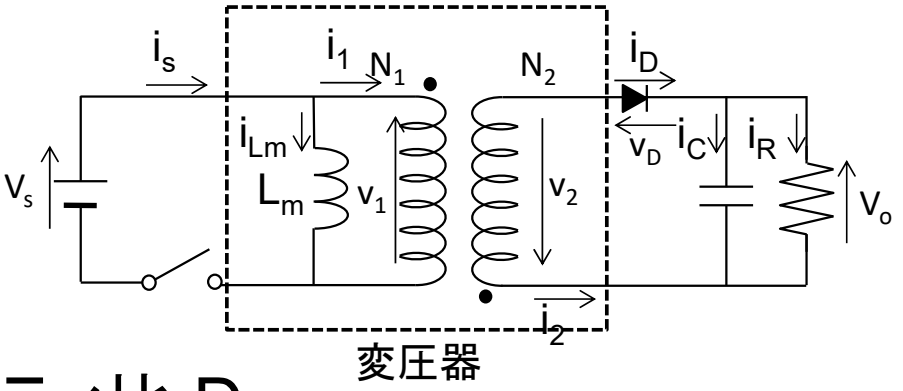
- 巻線抵抗，漏れインダクタンス，磁化インダクタンス，鉄心損の影響
  - フライバックコンバータでは磁化インダクタンスが重要
    - 磁化インダクタンスにエネルギーを貯める
    - スイッチング周期毎に，鉄心磁束が同じ値になるようにする
      - 戻ってこないと，偏磁する
  - 漏れインダクタンスはスイッチ動作の過渡応答に対して影響する
    - 漏れインダクタンスは設計できる

フライバックコンバータ

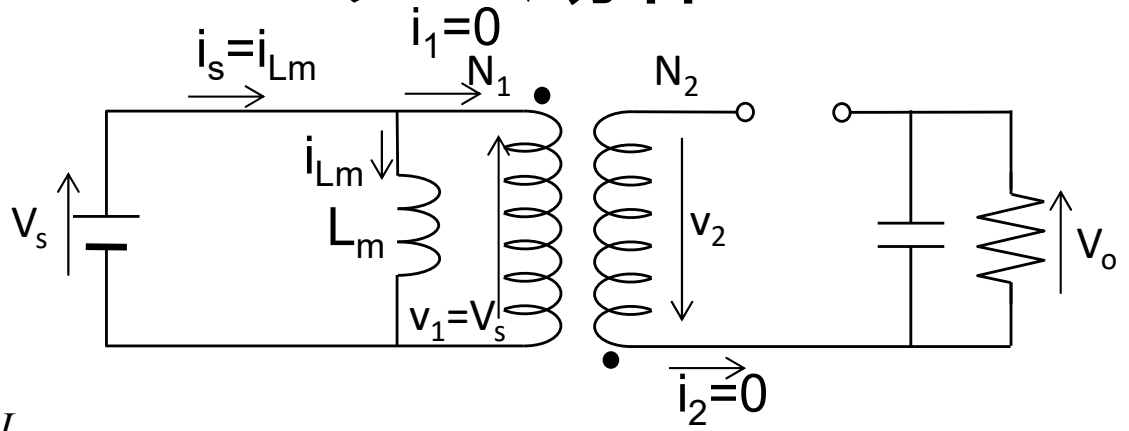
- フライバックコンバータ回路
  - バックコンバータと類似の動作
    - 変圧器の入出力の極性に注意
      - スイッチオン時，磁化インダクタンスにエネルギーを蓄積
      - スイッチオフ時，エネルギーを負荷に放出



  - 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Vo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

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

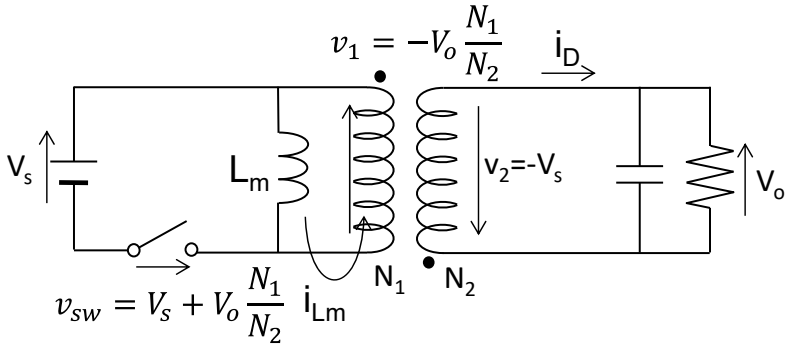
    - オン期間に増加する電流

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

  - 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

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Vs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

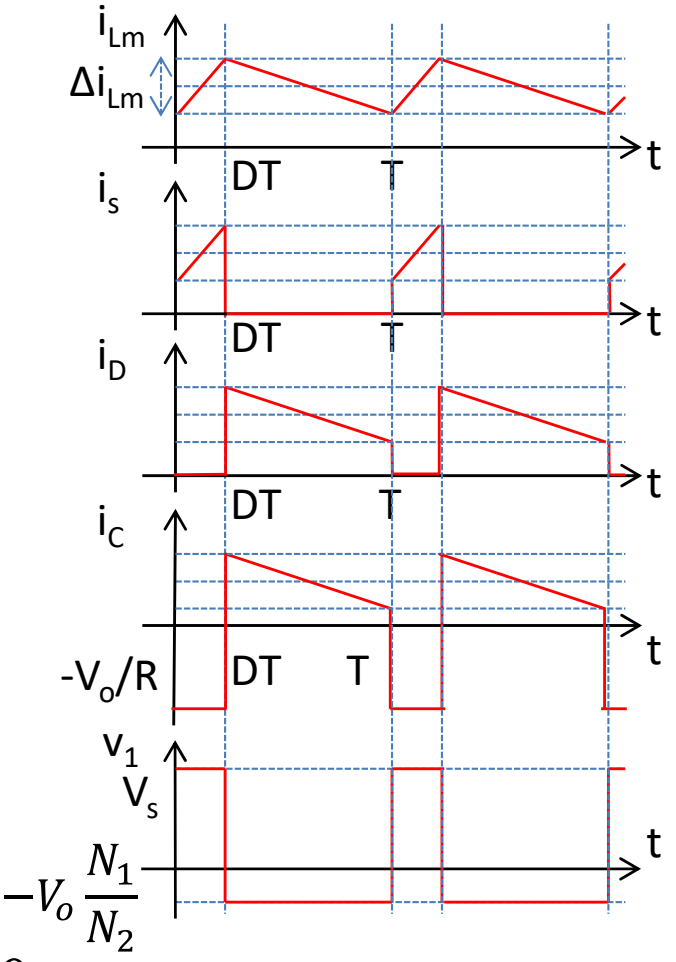
$$i_2 = -i_1\left(\frac{N_1}{N_2}\right) = i_{L_m}\left(\frac{N_1}{N_2}\right)$$

    - 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は零に戻る

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

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

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鉄心設計

- 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の充電に対する平均値に等しい

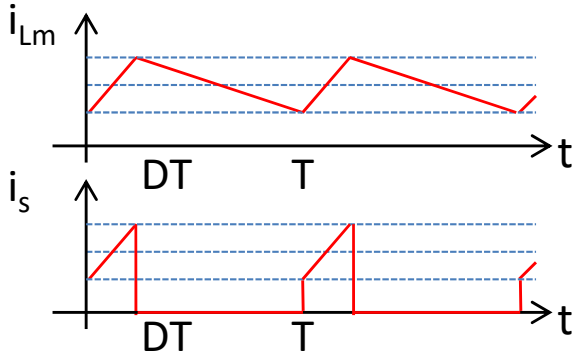
$$I_S = \frac{I_{L_m} DT}{T} = I_{L_m} D$$

$$I_s = \frac{P_s}{V_s} = \frac{P_o}{V_s} = \frac{{V_o}^2}{RV_s}$$

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

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



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

  - 磁化電流最小値

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

    - 連続導通限界

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

    - 磁化インダクタンス最小値

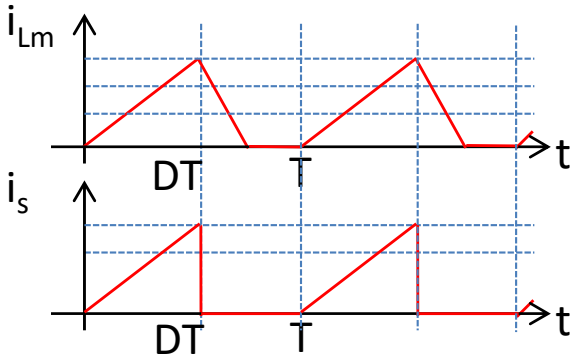
$$L_{m\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f}\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$$

    - 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

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

  - 出力電圧と入力電圧の関係

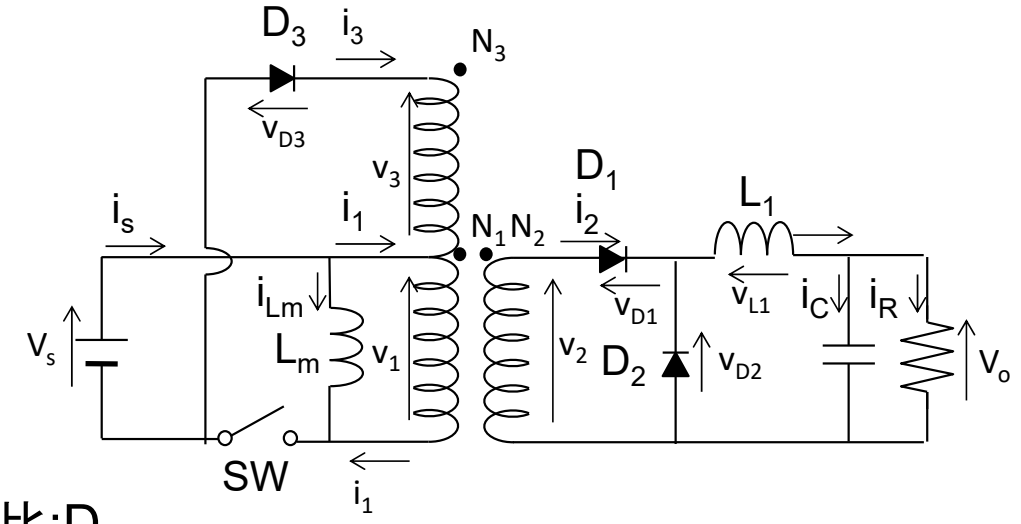
$$P_S = P_o \qquad V_S I_S = \frac{{V_S}^2 D^2 T}{2L_m} = \frac{{V_o}^2}{R}$$

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

巻き数比はどっかにいってしまう.
※負荷に包含される

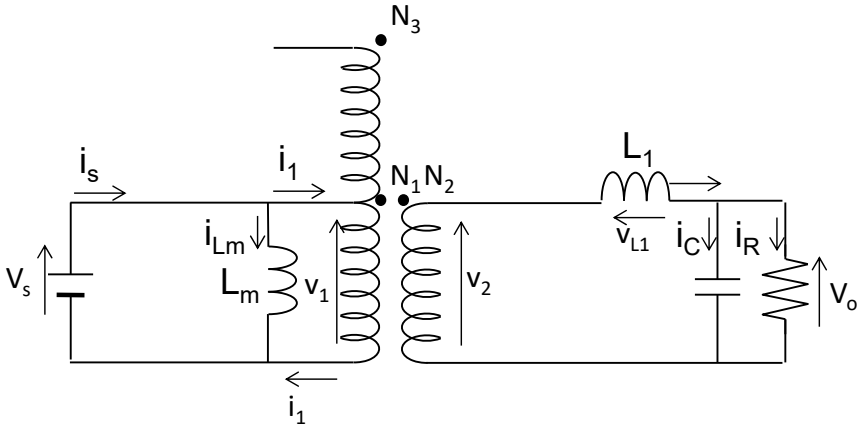
フォワードコンバータ

- 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Vo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



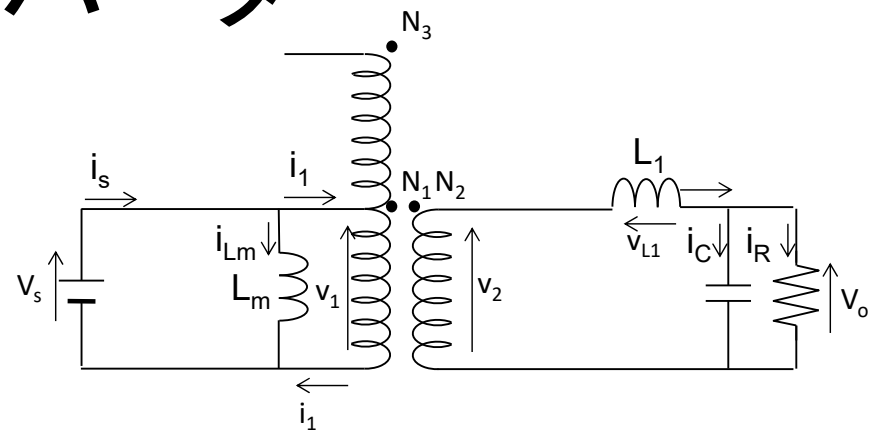
フォワードコンバータ

- 動作の解析
  - オン時
    - 巻線1に印加される電圧
      - $v_1 = V_S$
    - 他の巻線の発生電圧
      - $v_2 = v_1 \frac{N_2}{N_1} = V_S \frac{N_2}{N_1}$
      - $v_3 = v_1 \frac{N_3}{N_1} = V_S \frac{N_3}{N_1}$



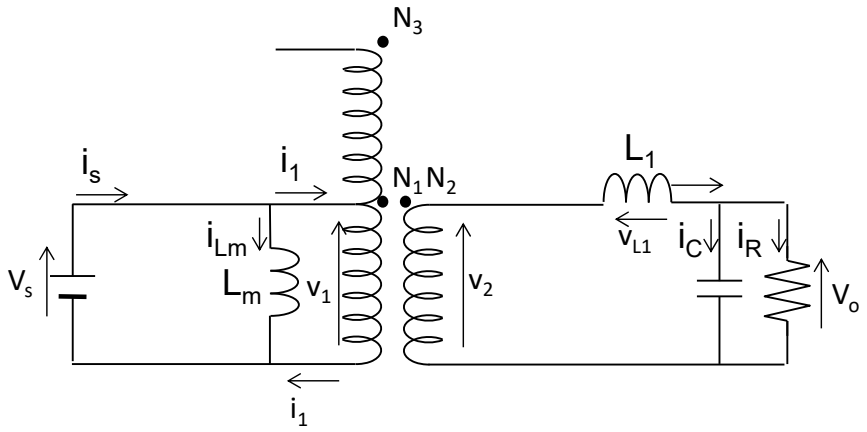
フォワードコンバータ

- 動作の解析
  - オン時
    - ダイオードの導通状態
      - D1オン　順バイアス　$V_{D1} = v_2 - v_{L_x} - V_O$
      - 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
      - $v_{L_x} = v_2 - V_O = V_S \frac{N_2}{N_1} - V_O = L_1 \frac{d}{dt} i_{L_1}$
      - オン中の電流増分
        - $\Delta i_{L_1 \mathrm{on}} = \int_0^{DT} \frac{V_S \frac{N_2}{N_1} - V_O}{L_1} dt = \left(V_S \frac{N_2}{N_1} - V_O\right) \frac{DT}{L_1}$



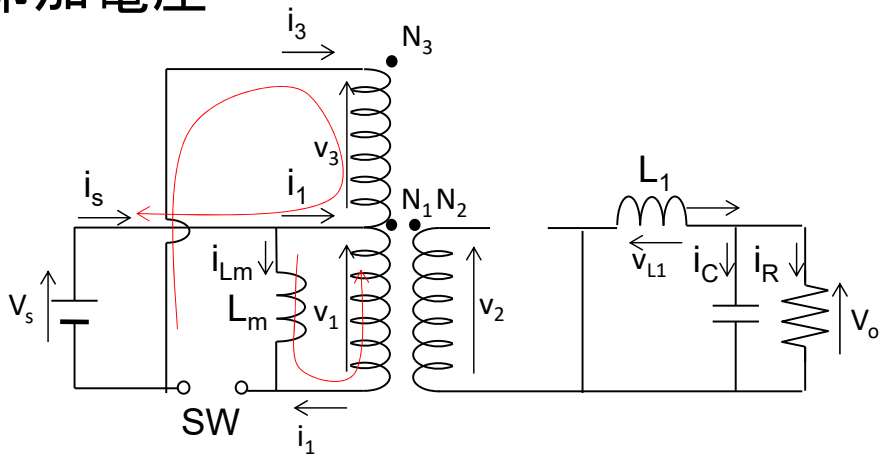
フォワードコンバータ

- 動作の解析
  - オン時
    - 磁化電流の応答
      - $v_1 = V_S = L_m \frac{di_{Lm}}{dt}$
      - オン期間に増加する電流
        - $\Delta i_{L_m \mathrm{on}} = \int_0^{DT} \frac{V_S}{L_m} dt = \frac{V_S DT}{L_m}$
    - 電源電流
      - 負荷電流と磁化電流の和
        - $i_S = i_1 + i_{L_m}$



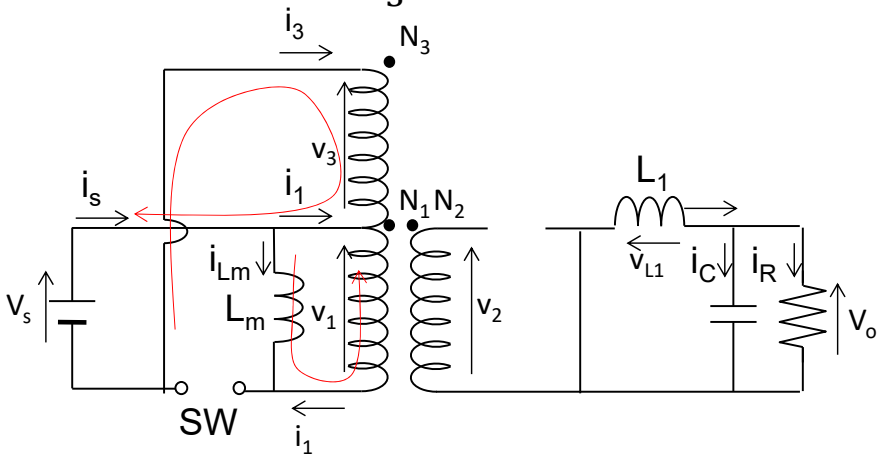
フォワードコンバータ

- オフ時(電源側)
  - オフの瞬間L_mに流れる電流は止まらない
    - i_{Lm}は巻線1に転流
      - $i_1 = -i_{Lm}$
      - 2次巻線のD1には逆方向電流　→ 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
          - $v_3 = -V_S$



フォワードコンバータ

- オフ時(電源側)
  - 巻線3の印加電圧が他の巻線に発生する電圧
    - $v_1 = v_3 \frac{N_1}{N_3} = -V_S \frac{N_1}{N_3}$
    - $v_2 = v_3 \frac{N_2}{N_3} = -V_S \frac{N_2}{N_3}$
  - オフ期間(D3オン時)の電流の応答
    - $v_{Lm} = v_1 = -V_s \frac{N_1}{N_3} = L_m \frac{d}{dt} i_{Lm}$



フォワードコンバータ

- オフ時(出力側)
  - オフの瞬間L_xに流れる電流は止まらない
    - i_2はD1からD2に転流
      - D2オン時の出力電流の応答
        - $v_{L_1} = -V_O = L_x \frac{d}{dt} i_{L_x}$
      - オフ中の電流減少分
        - $\Delta i_{L_1\text{off}} = \int_{DT}^{T} \frac{-V_O}{L_1} dt = -V_O \frac{(1-D)T}{L_1}$

フォワードコンバータ

- 周期定常状態では出力電流は1周期毎に同じ値に戻る
  - 連続導通の場合
    - $\Delta i_{L_1\mathrm{on}} + \Delta i_{L_1\mathrm{off}} = \left(V_S \frac{N_2}{N_1} - V_O\right)\frac{DT}{L_1} - V_O \frac{(1-D)T}{L_1} = 0$
    - $V_O = V_S D \frac{N_2}{N_1}$
      - バックコンバータと似た式

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
  - 電流が0に戻る時点を求める

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

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

  - オフ期間は(1-D)Tより

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

フォワードコンバータ

