パワーエレクトロニクス
第10回　DC-DCコンバータ
共振型コンバータ

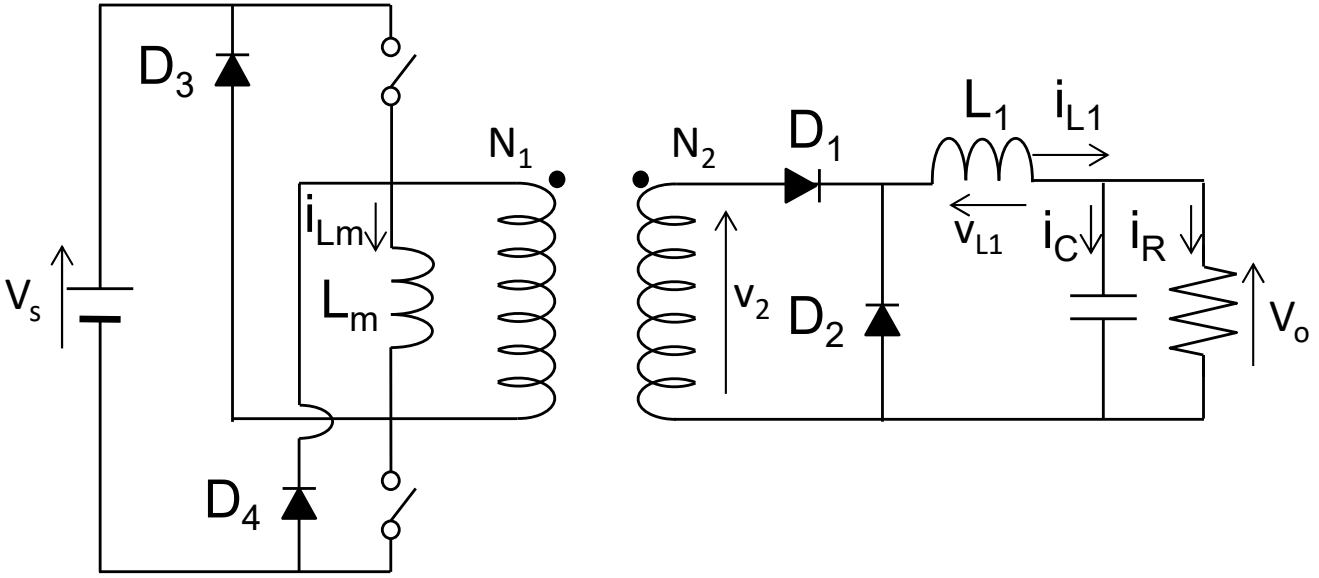
2026年6月24日

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

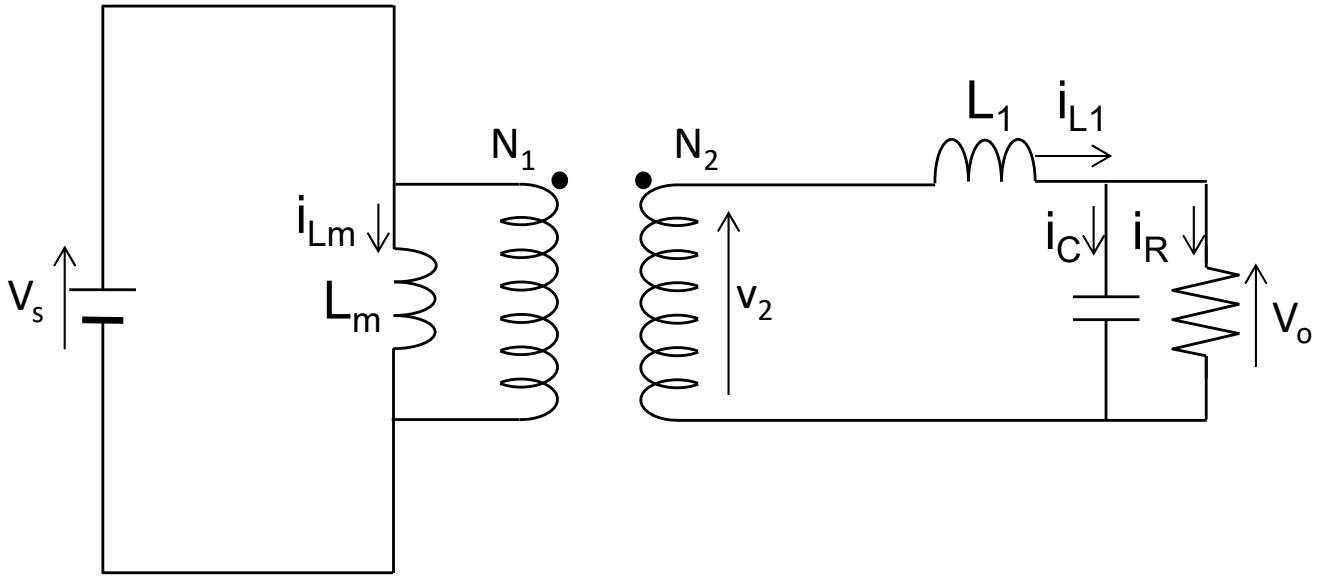
ダブルエンド形フォワードコンバータ

- フォワードコンバータの欠点
  - 磁化インダクタンスに蓄えられた
    エネルギーの解放のため，
    三次巻線が必要
- フォワードコンバータの回路
  - 2つのスイッチを同時にオンオフさせる



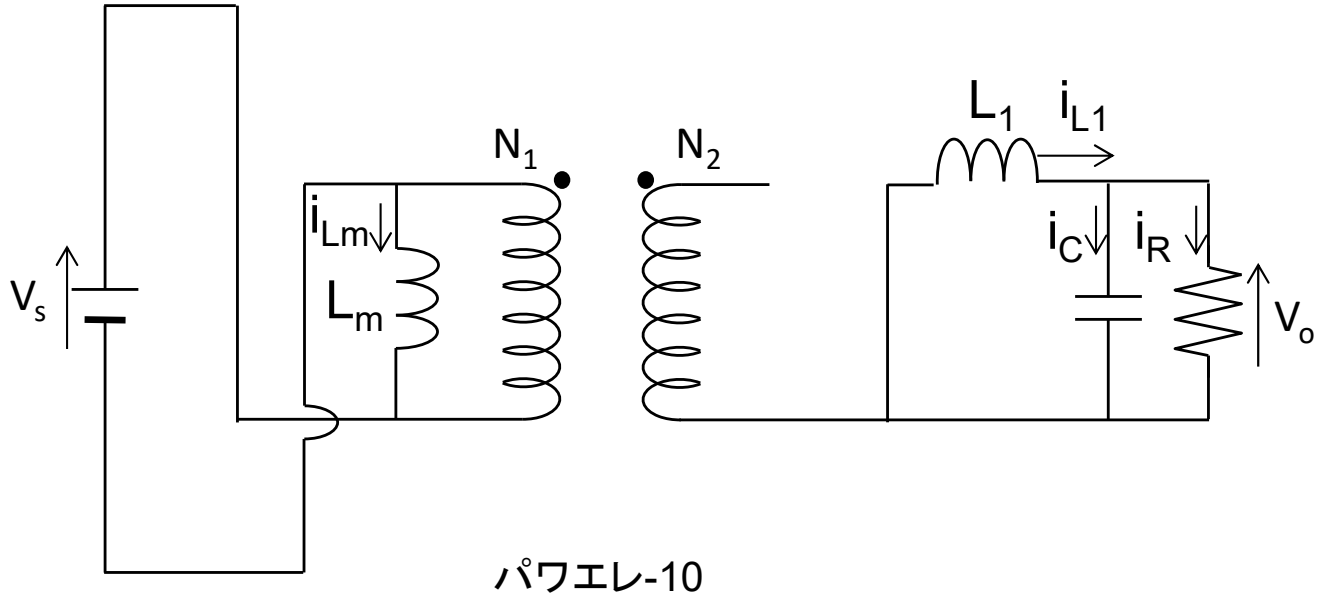
ダブルエンド形フォワードコンバータ

- フォワードコンバータの回路
  - スッイッチオン時
    - 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



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
  - 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 $V_S\left(1+\frac{N_1}{N_3}\right)$ ⇒ V_S

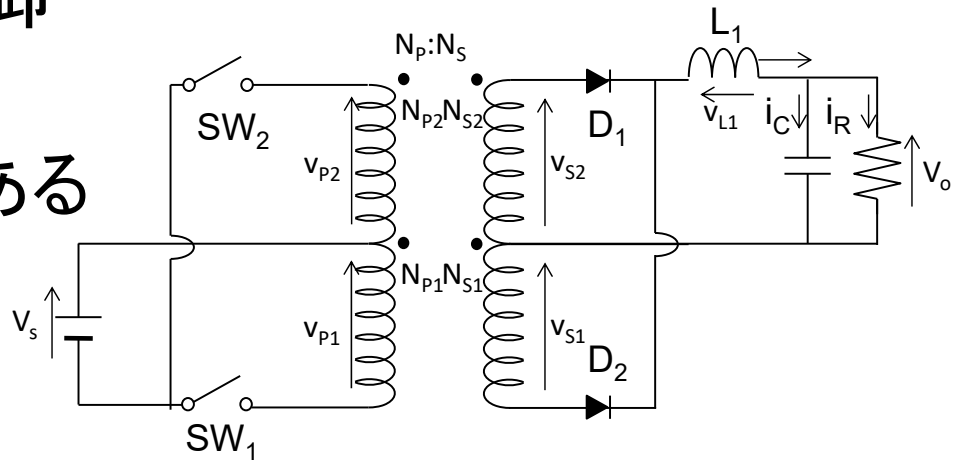


プッシュプルコンバータ

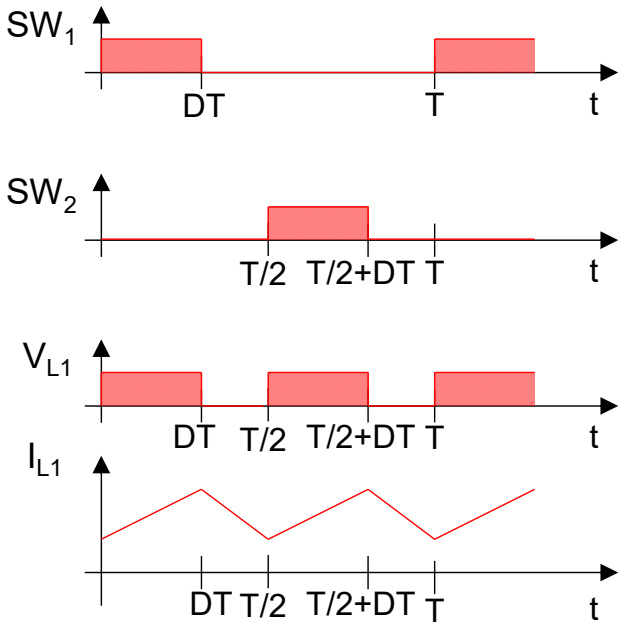
- プッシュプルコンバータの回路
  - センタタップ付トランス
    全波整流回路と似ている
  - SW1とSW2は独立に制御
    - 片方のみオン，
      両方オフの動作モードがある
- 動作解析
  - SW1オン，SW2オフ時
    - 一次側巻線P1に電圧が印加される　$v_{p1} = V_S$
      - P1が他の巻線に発生する電圧

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

$$v_{p2} = V_S$$



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Voー定として

$$v_{L_x} = v_x - V_O = \frac{N_S}{N_P} V_S - V_O$$

      - 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
      - P2が他の巻線に発生する電圧

$$v_{p2} = -V_S$$

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

$$v_{p1} = -V_S$$

    - D1:逆バイアス，D2:順バイアス
      - 出力電流
        - 出力電圧Voー定として

$$v_{L_x} = L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} = -v_{S1} - V_O = \frac{N_S}{N_P} V_S - V_O$$

      - オン中の電流増加分

$$\Delta i_{L_x D2on} = \frac{\frac{N_S}{N_P} V_S - V_O}{L_x} DT$$

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
      - Lx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Vo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
    Lx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

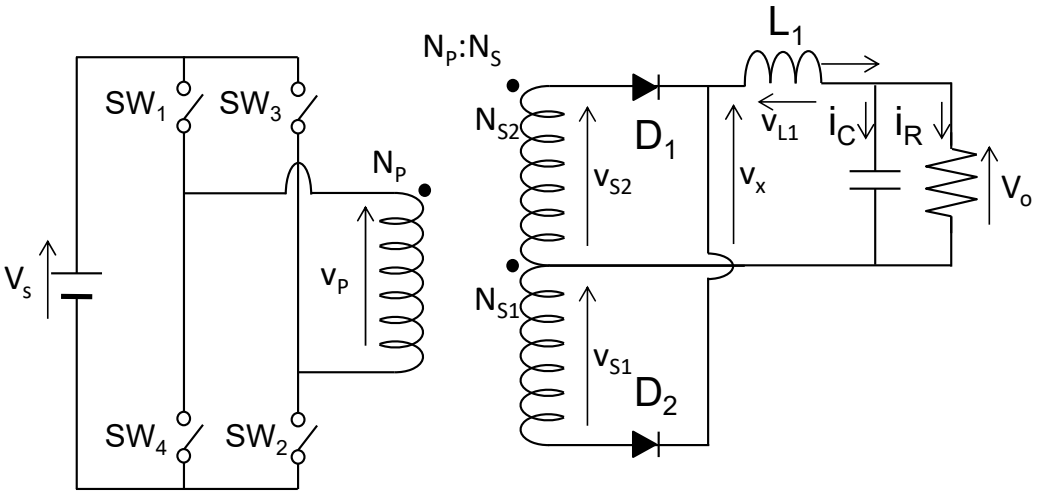
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8 \cdot 2^2 L_x c f^2} = \frac{1-D}{32 L_x c f^2}$$

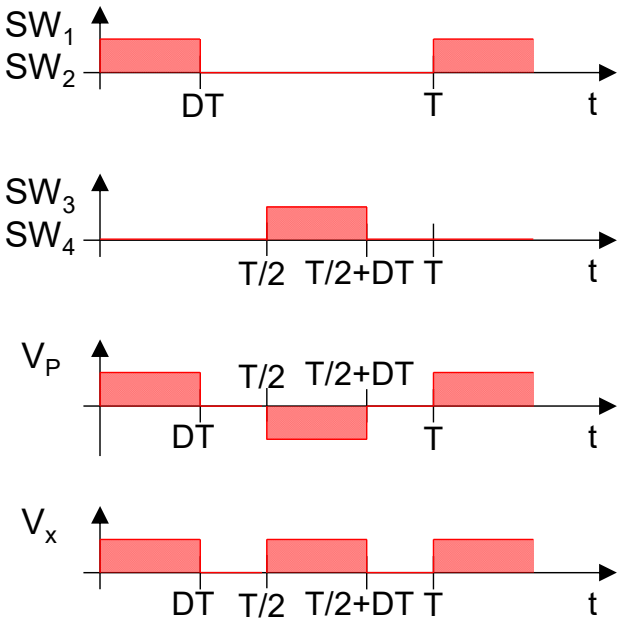
バックコンバータと同様
但し，周期T/2

フルブリッジコンバータ

- フルブリッジコンバータの回路
  - SW1とSW2オン時
  - SW3とSW4オン時
  - オフ時
  - 出力電圧

$$v_p = V_S$$
$$v_p = -V_S$$
$$v_p = 0$$
$$V_O = 2\frac{N_S}{N_P}V_S D$$



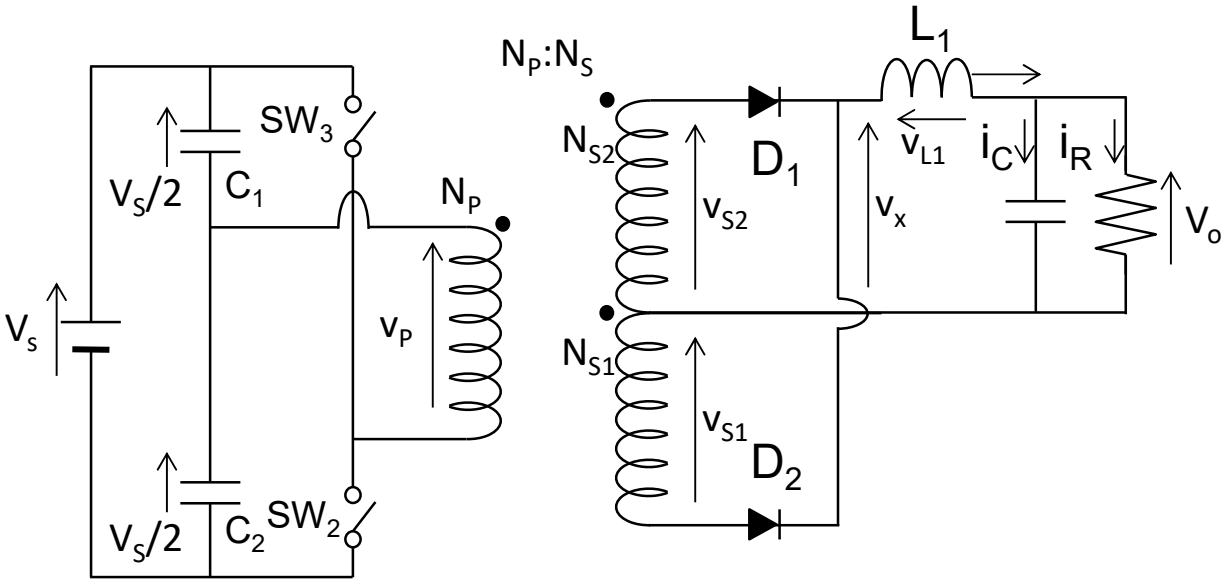


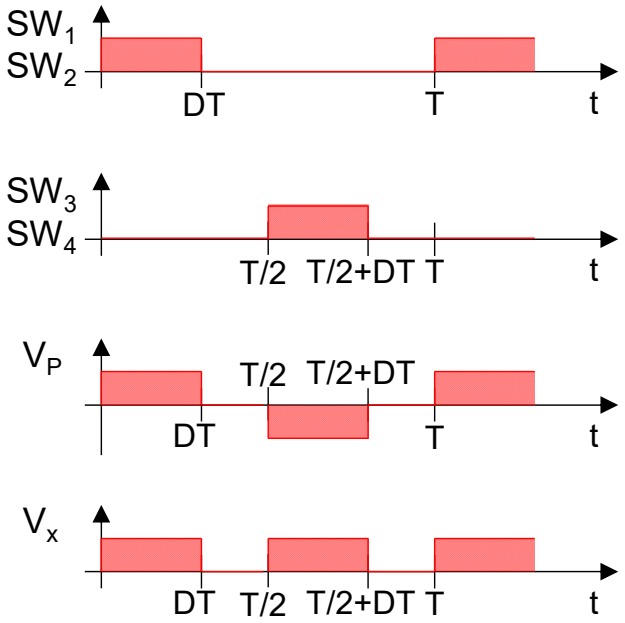
プッシュプルコンバータと一次側が異なる

ハーフブリッジコンバータ

- 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

$$V_O = \frac{N_S}{N_P} V_S D$$

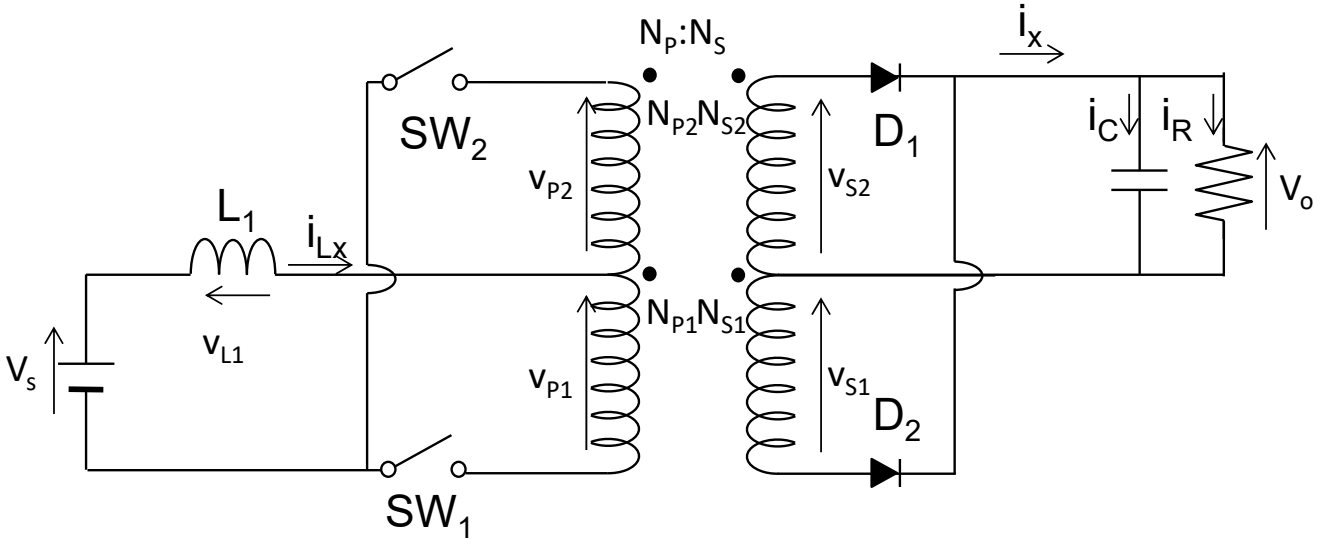


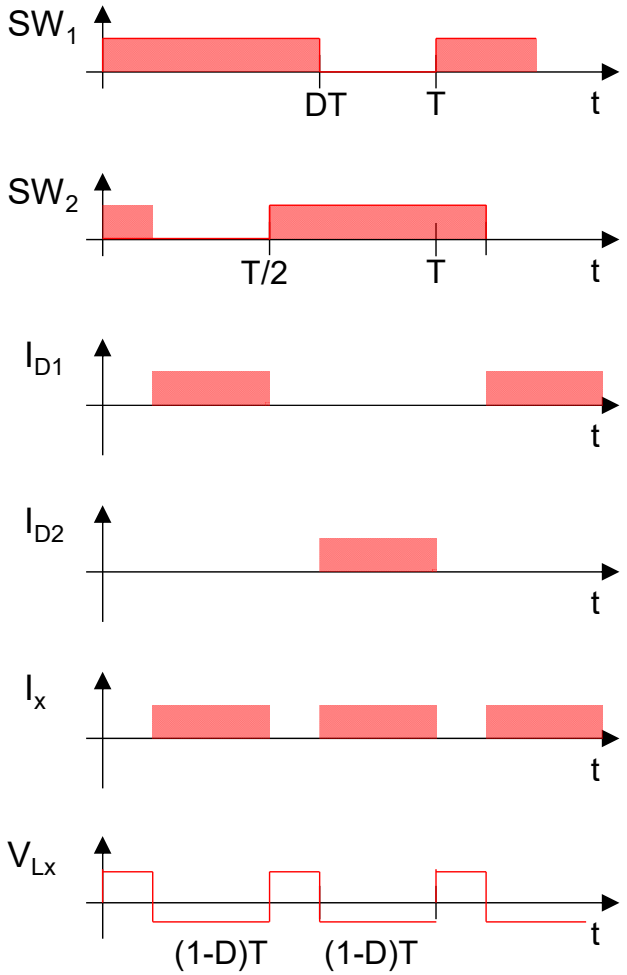


プッシュプルコンバータと一次側が異なる

電流型変換器

- プッシュプルコンバータの変形
  - インダクタLxが入力側
  - 最低1ケのSWがON
    - 2つONで電流分担





電流型変換器

- SW1-ON,SW2-OFF → (1-D)T

$$i_{D1} = I_{Lx}\frac{N_p}{N_s} \qquad v_{p1} = V_o\frac{N_p}{N_s}$$

$$v_{L_x} = V_s - v_{p1} = V_s - V_o\frac{N_p}{N_s}$$

$$v_{sw2} = v_{p1} + v_{p2} = 2V_o\frac{N_p}{N_s}$$

- SW1-OFF,SW2-ON → (1-D)T

$$i_{D2} = I_{Lx}\frac{N_p}{N_s} \qquad v_{p2} = V_o\frac{N_p}{N_s}$$

$$v_{L_x} = V_s - V_o\frac{N_p}{N_s}$$

$$v_{sw1} = v_{p1} + v_{p2} = 2V_o\frac{N_p}{N_s}$$

- SW1-ON,SW2-ON → T-2(1-D)T=(2D-1)T

$$v_{p1} = v_{p2} = 0 \qquad v_{L_x} = V_s$$

- 平均 $v_{L_x} = V_s(2D-1)T + \left[V_s - V_o\frac{N_p}{N_s}\right]2(1-D)T = 0$

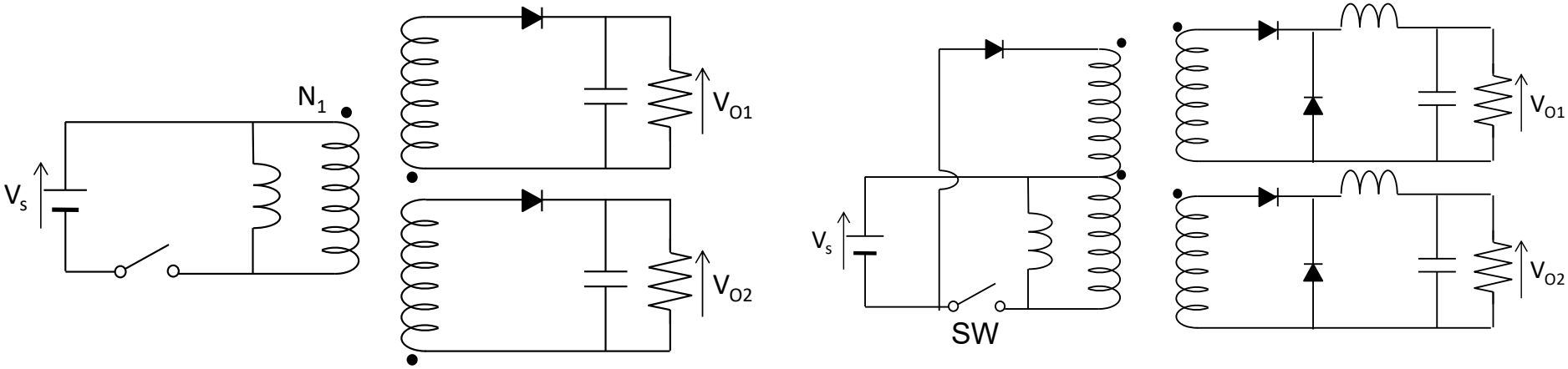
$$V_o = \frac{V_s}{2(1-D)}\frac{N_p}{N_s}$$

ブーストコンバータ同様
連続導通とするにはD>0.5

多出力変換器

変圧器の二次巻線を複数化

フライバックコンバータ　　フォワードコンバータ



フィードバック制御は全部に影響する

絶縁型コンバータの特徴

- フライバックコンバータ
  - 回路構成簡単。部品点数小。小電力向～150W
  - 電力が応じて鉄心が大きくなる。
  - 素子の耐圧2Vs
- フォワードコンバータ
  - 中電力向150～500W
  - トランジスタ数1。変圧器鉄心は小
  - 素子耐圧高い(ダブルエンド型では半減)
  - フィルタリアクトル要
  - トランジスタのドライバを浮かす必要あり(ダブルエンド)

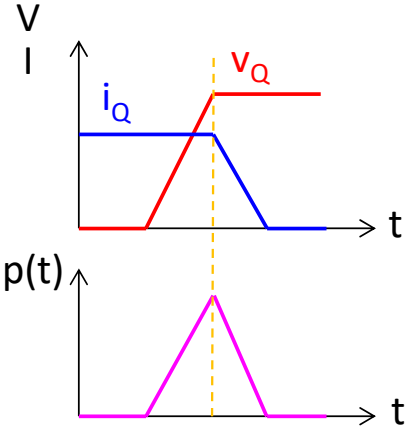
絶縁型コンバータの特徴

- プッシュプルコンバータ
  - 中電力向
  - トランジスタのソース共通
  - 変圧器鉄心は小(両方向に励磁)
  - 素子耐圧高い
  - 直流で不平衡があると鉄心飽和
- ハーフブリッジコンバータ
  - プッシュプルと同様。素子耐圧半分Vs
- フルブリッジコンバータ
  - 大電力向(500～1500W)
  - 素子耐圧Vs
  - トランジスタ数多
  - ドライブ回路を浮かす

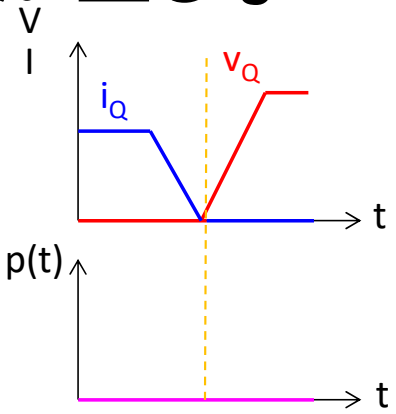
スイッチング損失低減はソフトスイッチング化するしかない

スイッチング損失

- 理想スイッチングデバイス
  - スイッチング損失無(サージ電圧は別)
- ハードスイッチング
  - スイッチング動作時の電圧・電流積による損失
    - 高速スイッチングによる積分時間低減
    - スナバ回路によるスイッチング波形整形
      - 素子保護機能も付加

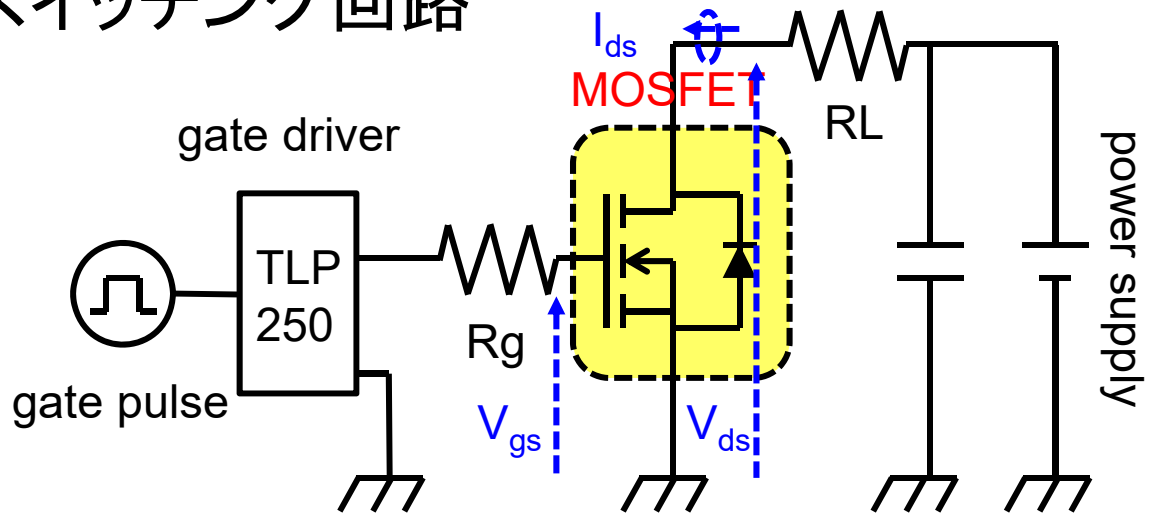


- ソフトスイッチング
  - スイッチング動作時に電圧・電流積が生じない
    - ZVS:ターンオン時順方向印加電圧0
    - ZCS:ターンオフ時導通電流0



抵抗負荷スイッチング

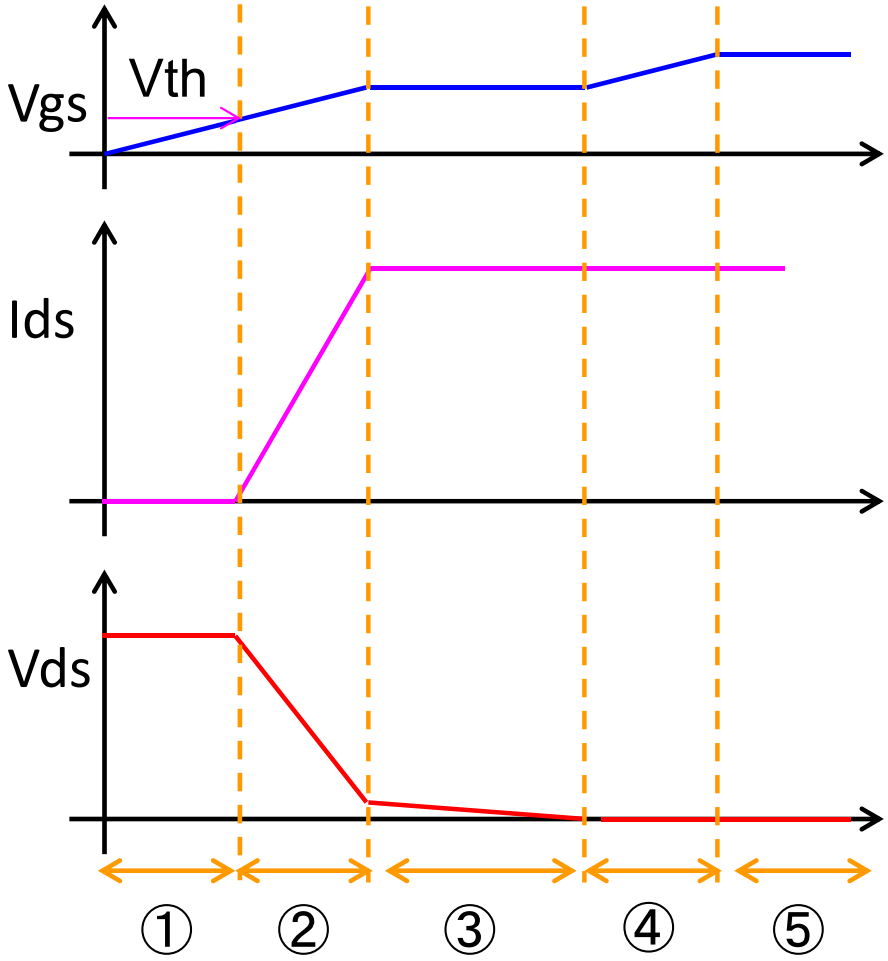
抵抗負荷スイッチング回路



- スイッチング
  - ターンオン
  - ターンオフ

- 測定
  - Ids
  - Vds
  - Vgs

MOSFETのスイッチング動作
ターンオン（抵抗性負荷）



① 遮断領域（$V_{gs}<V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を充電

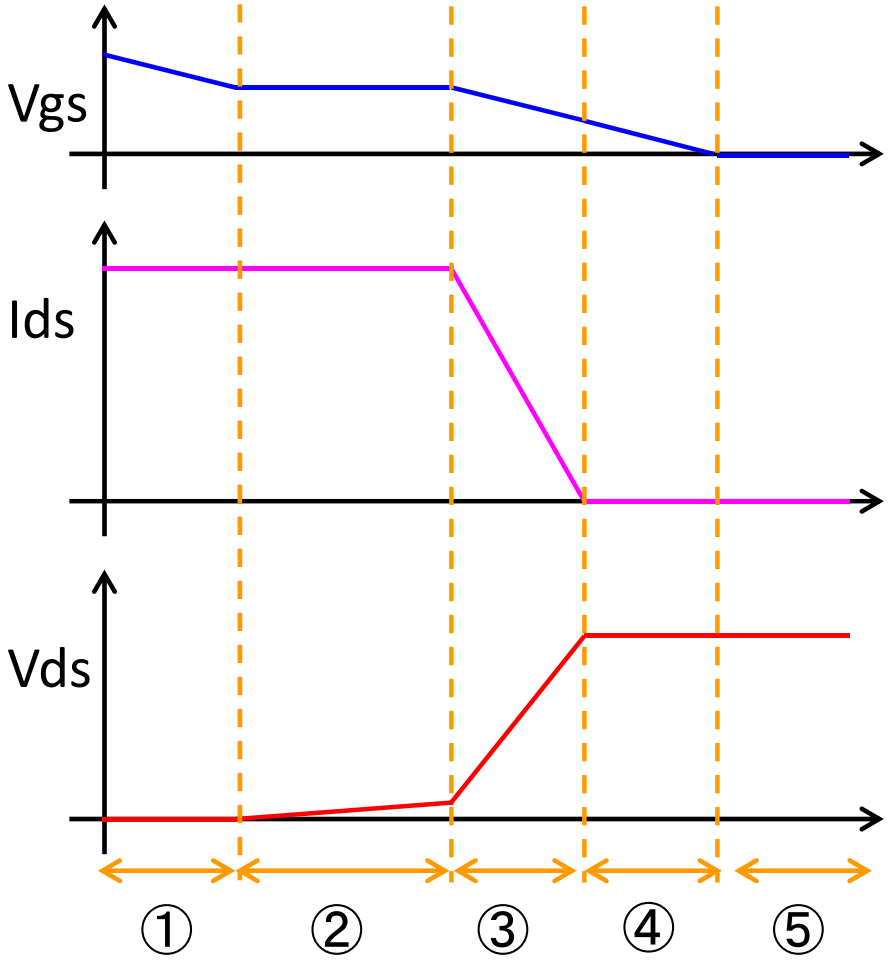
② 飽和領域（$V_{th}<V_{gs}<V_{ds}$）
- I_{ds}増加（V_{gs}依存）
- V_{ds}低下（$V_{ds} = V_{cc} - R_L I_{ds}$）
- ミラー効果小

③ 飽和領域（$V_{gs} \fallingdotseq V_{ds}$）
- ミラー効果大。Vgsほぼ一定。ゲート電流でCgdを充電。
- Vgd上昇（負正反転）

④ 線形領域（$V_{ds}<V_{gs}-V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を充電
- V_{ds}一定（$V_{ds} = R_{on} I_{ds}$）

⑤ 線形領域（定常状態）

MOSFETのスイッチング動作
ターンオフ（抵抗性負荷）



① 線形領域（$V_{ds}<V_{gs}-V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を放電
- V_{ds}一定（$V_{ds} = R_{on}I_{ds}$）

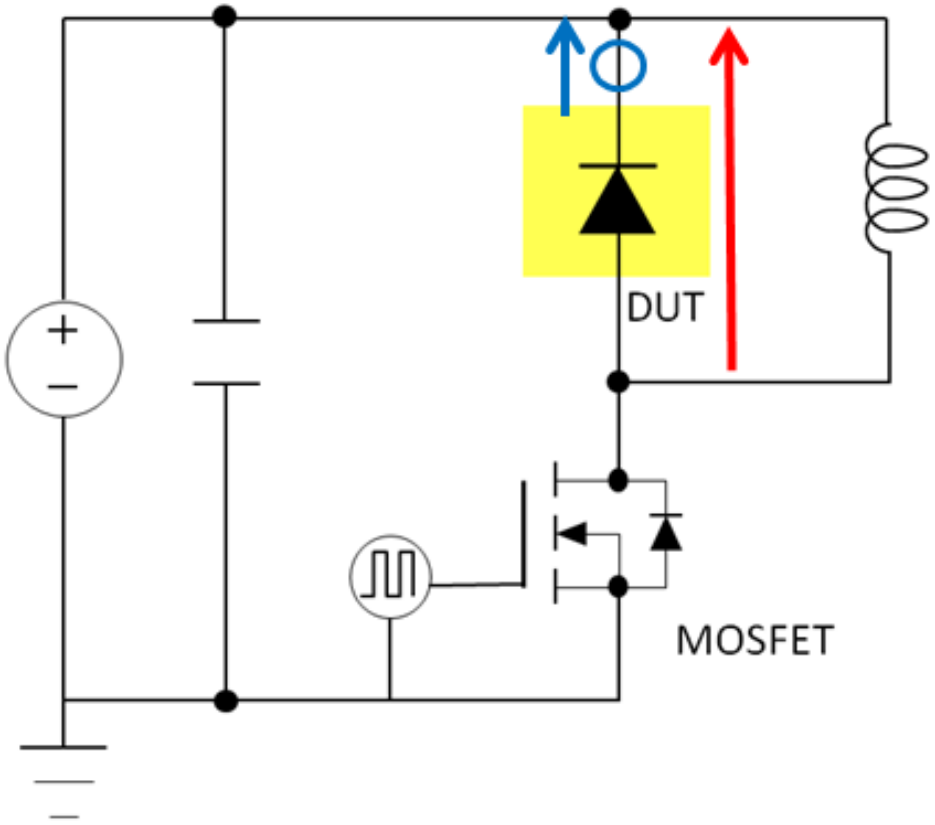
② 飽和領域（$V_{gs} \fallingdotseq V_{ds}$）
- ミラー効果大。Vgsほぼ一定。ゲート電流でCgdを放電。Vgd減少。Vds増加。

③ 飽和領域（$V_{th}<V_{gs}<V_{ds}$）
- I_{ds}減少（V_{gs}依存）
- V_{ds}増加（$V_{ds} = V_{cc} - R_L I_{ds}$）
- ミラー効果小

④ 遮断領域（$V_{gs}<V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を放電

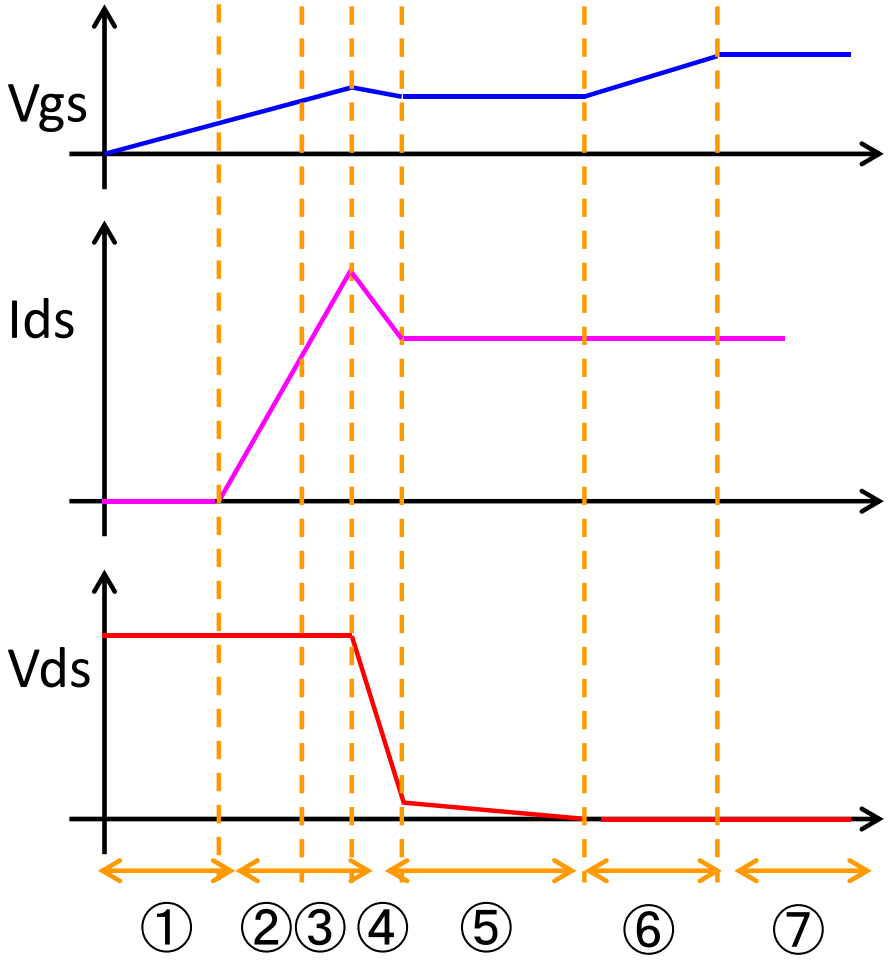
⑤ 遮断領域（定常状態）

ダイオードクランプ
誘導負荷スイッチング回路



MOSFETのスイッチング動作

ターンオン（誘導性負荷ダイオードクランプ）



① 遮断領域（$V_{gs}<V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を充電

② 飽和領域（$V_{th}<V_{gs}<V_{ds}$）
- I_{ds}増加（V_{gs}依存）
- ダイオードが導通
  - V_{ds}は電源電圧にクランプ

③ ダイオードに逆回復電流が流れる
- I_{ds} は負荷電流より大きくなる
- V_{gs}はI_{ds}に対応して増加

④ ダイオードの逆回復電流がピーク後減少
- I_{ds} 減少
- V_{gs} はI_{ds} に対応して減少
- ダイオードV_{ak}が立ち上がり，V_{ds}が急減少

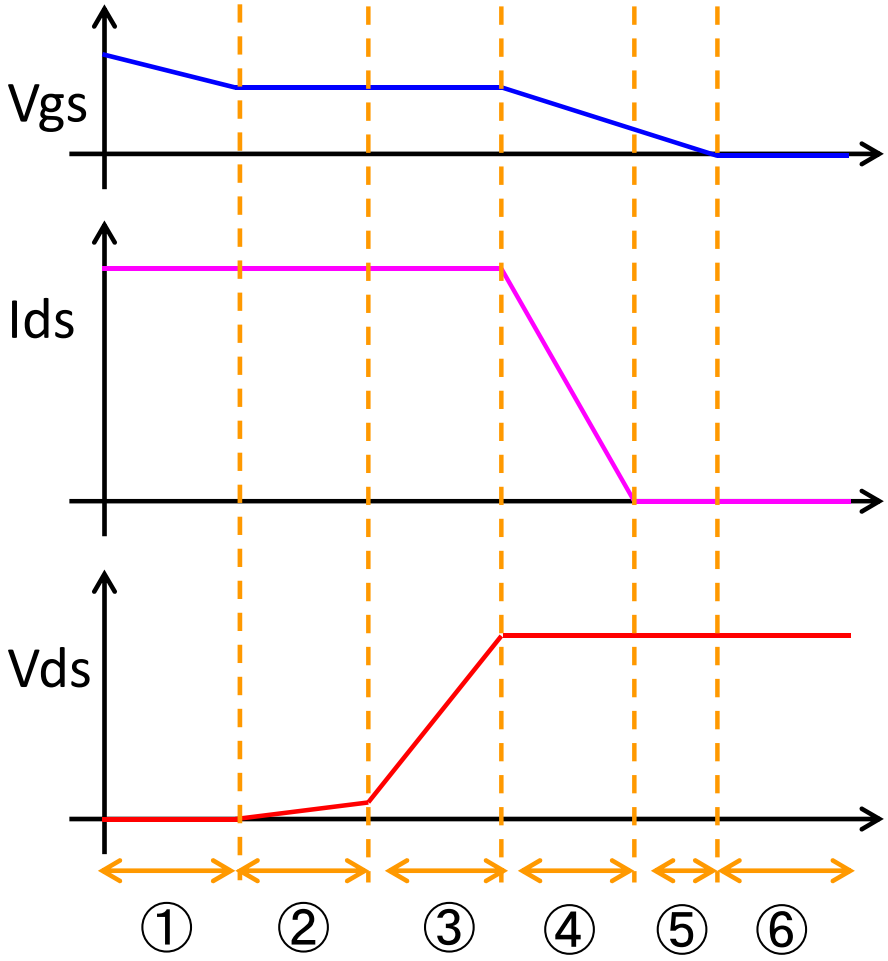
⑤ 飽和領域（$V_{gs} \fallingdotseq V_{ds}$）
- ミラー効果大。Vgsほぼ一定。ゲート電流でCgdを充電。Vgd上昇（負正反転）

⑥ 線形領域（$V_{ds}<V_{gs}-V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を充電
- V_{ds}一定（$V_{ds} \cong R_{on}I_{ds}$）

⑦ 線形領域（定常状態）

MOSFETのスイッチング動作

ターンオフ（誘導性負荷ダイオードクランプ）



① 線形領域（$V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を放電
- V_{ds}一定（$V_{ds} = R_{on} I_{ds}$）

② 飽和領域
- ミラー効果大。Vgsほぼ一定。ゲート電流でCgdを放電。Vgd減少。Vds増加。

③ 飽和領域（$V_{ds} \fallingdotseq V_{gs}$）
- Vds上昇。ミラー効果小
- I_{ds}一定（ダイオードが導通するまで）

④ 飽和領域（$V_{th} < V_{gs} < V_{ds}$）
- ダイオードが導通開始
  - V_{ds}は電源電圧にクランプ
- I_{ds}減少（V_{gs}依存）

⑤ 遮断領域（$V_{gs} < V_{th}$）
- 入力容量C_{iss}を放電

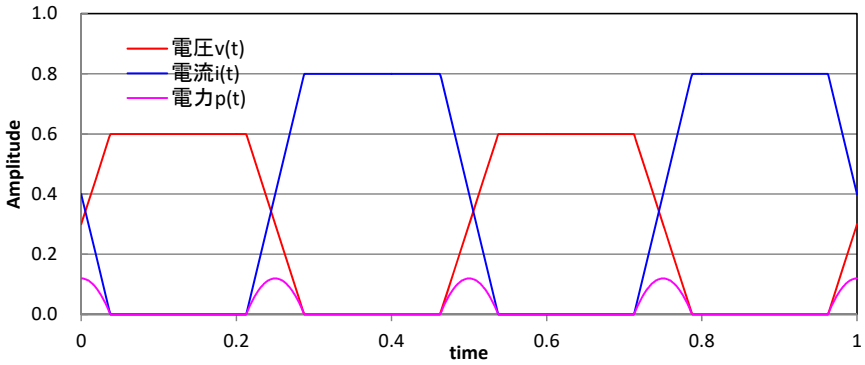
⑥ 遮断領域（定常状態）

パワーデバイスでの損失

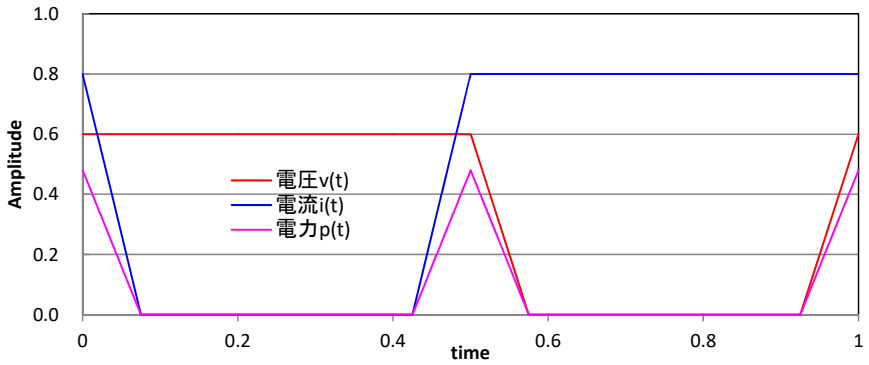
- 導通損失
  - オン状態における順方向電圧降下による損失
    - PN接合があると立ち上がり電圧が重畳される
      - PNの接合がないMOSFETが有利
- スイッチング損失
  - ターンオン･ターンオフの状態遷移時の損失
  - 状態遷移に有限の時間が必要
    - ゲート容量の充電･放電
    - 空乏層電荷の充電･放電
    - 少数キャリアの注入･排出

スイッチング損失

- ターンオン･ターンオフ時に発生
  - 電圧･電流積
  - ZVSターンオン，ZCSターンオフで低減可能
- スイッチング周波数に比例して大きくなる



電圧･電流が同時変化
抵抗負荷等



電圧･電流のタイミングがずれて変化
ダイオードクランプ誘導負荷
（実際のデバイス動作に近い）

スイッチング動作とSOA

- 安全動作領域(FBSOA: Forward Bias Safety Operating Area)
  - スイッチング時の電圧・電流
  - デバイスの熱容量で決まる
  - 電圧・電流が SOAの範囲内に 収まる必要有
  - ハードスイッチングでは厳しい
    - スナバによりSOA内での動作を容易にする
  - ソフトスイッチングはSOA内に収めやすい
    - 電圧・電流のピーク値を除く

