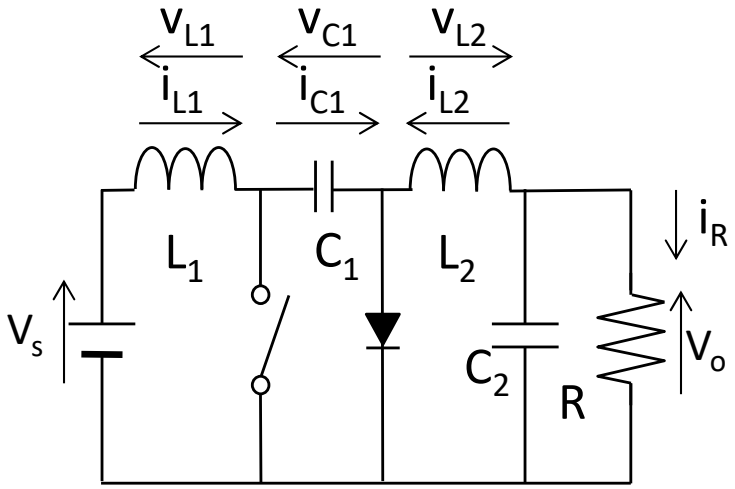
パワーエレクトロニクス
第8回　DC-DCコンバータ③

2026年6月3日

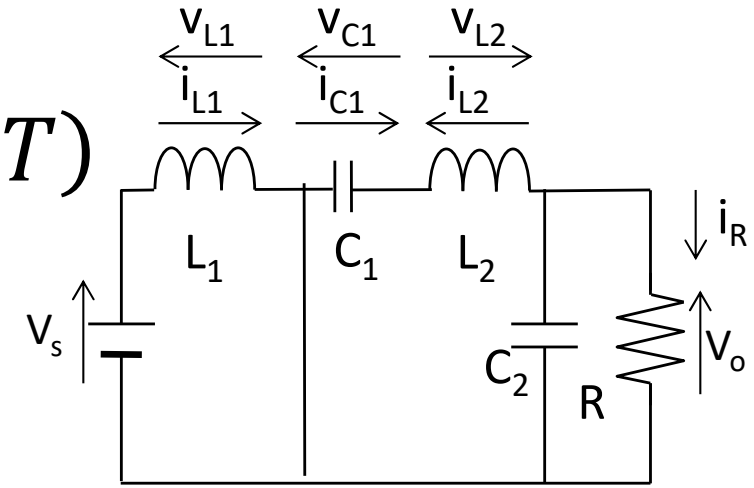
Cukコンバータ

- 電源電圧を昇降圧
  - 昇降圧コンバータ
  - 出力電圧が極性反転
- 回路構成要素
  - C1:エネルギー蓄積
  - L1,L2:定電流源
  - C2:ローパスフィルタ
  - 動作解析での仮定
    - 周期定常状態:C1の平均電圧$V_{C1} = V_S - V_O$
      - 入出力電圧の差をC1で分担
      - C1の連続充電条件Vc1≧0
    - スイッチング周期T,デューティ比D
    - L1,L2の電流は連続
    - C2は十分大きく，電圧がV_Oに一定に保たれる
    - 理想素子

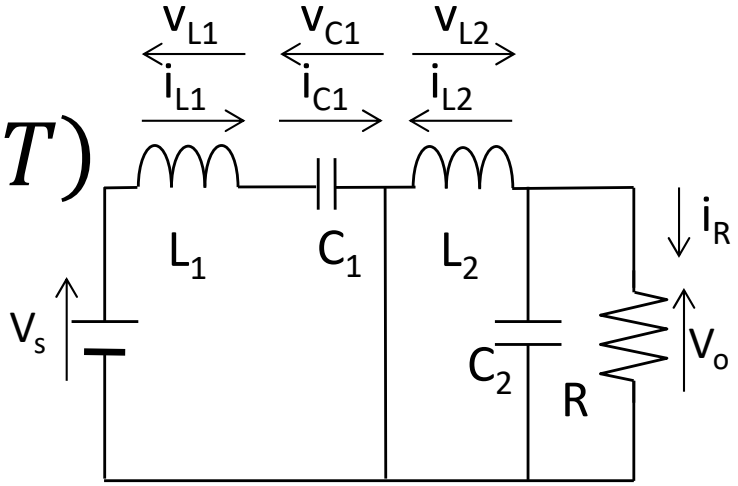


Cukコンバータ

- スイッチオン時$(0 \leq t < DT)$
  - C1に流れる電流
    - L1大:平均電流I_{L1}
    - $i_{C1} = -I_{L2}$
      - ダイオード側の電位が低い

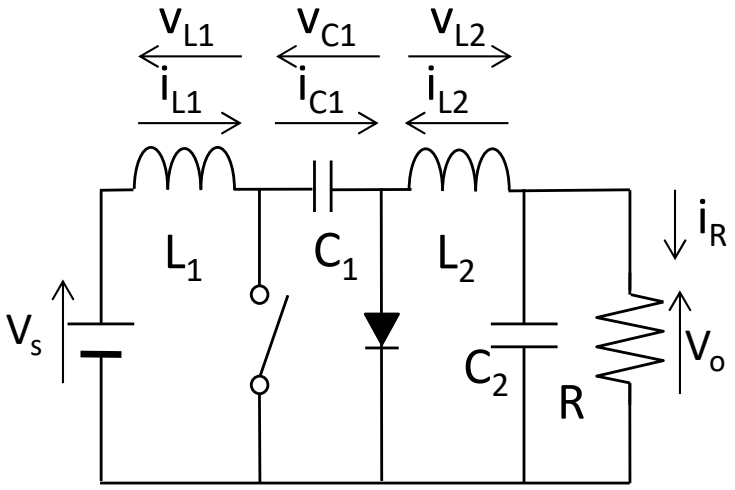


- スイッチオフ時$(DT \leq t < T)$
  - C1に流れる電流
    - L2大:平均電流I_{L2}
    - $i_{C1} = I_{L1}$
      - ダイオード導通



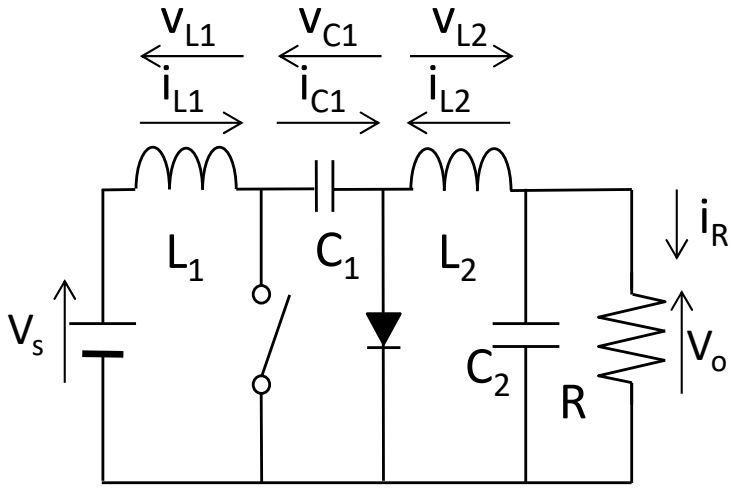
Cukコンバータ

- 周期定常状態
  - 電源電力と負荷電力は等しい
    - $V_S I_{L1} = -V_O I_{L2}$
    - $\frac{V_O}{V_S} = -\frac{I_{L1}}{I_{L2}}$
  - 一周期でC1の電荷は0に戻る(周期定常状態)
    - $-I_{L2} DT + I_{L1}(1-D)T = 0$
    - $I_{L2} D = I_{L1}(1-D)$
    - $\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D}{1-D}$ ⇒ $\frac{V_O}{V_S} = -\frac{D}{1-D}$
    - $V_{C1} = V_S - V_o = V_S + \frac{D}{1-D} V_S = \frac{1}{1-D} V_S$



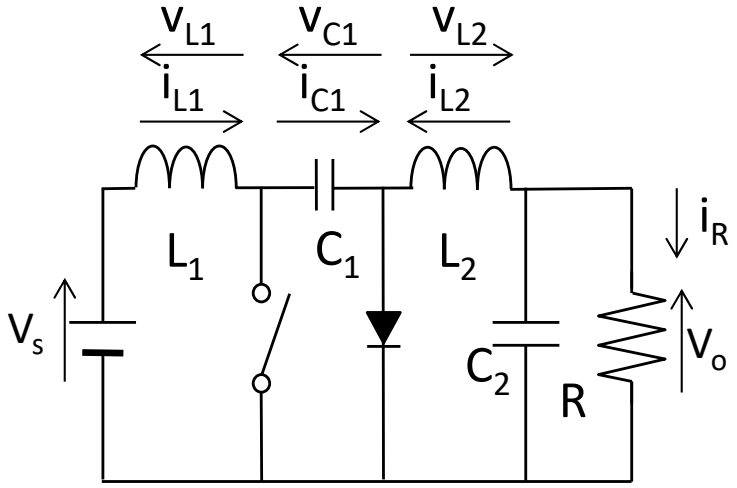
Cukコンバータ
L1,L2に流れる電流

- L2の平均電流は負荷の平均電流に等しい
  - $I_{L2} = I_R = \frac{-V_O}{R} = \frac{D}{1-D}\frac{V_S}{R}$
- L1の平均電流
  - $I_{L1} = \frac{D}{1-D} I_{L2} = \left(\frac{D}{1-D}\right)^2 \frac{V_S}{R}$
- オン時のL1の電流変化
  - $V_{L1} = V_S = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{DT}$
- オン時のL2の電流変化
  - $V_{L2} = V_O + (V_S - V_O) = V_S = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{DT}$
    - C1の電圧変化は小さいとして扱う



Cukコンバータ
電圧脈動

- C1の電圧変化
  - オフ期間
    - $\Delta v_{C1} = \frac{1}{C_1}\int_{DT}^{T} I_{L1}dt = \frac{I_{L1}(1-D)T}{C_1} = \frac{(1-D)T}{C_1}\left(\frac{D}{1-D}\right)^2\frac{V_S}{R}$
      $= \frac{V_S D^2 T}{RC_1(1-D)}$
      $= \frac{1-D}{D}\frac{V_O D^2 T}{RC_1(1-D)} = \frac{V_O DT}{RC_1}$
    - $\frac{\frac{V_S D^2 T}{RC_1(1-D)}}{\frac{D}{1-D}V_S} = \frac{DT}{RC_1}$



Cukコンバータ
電圧脈動

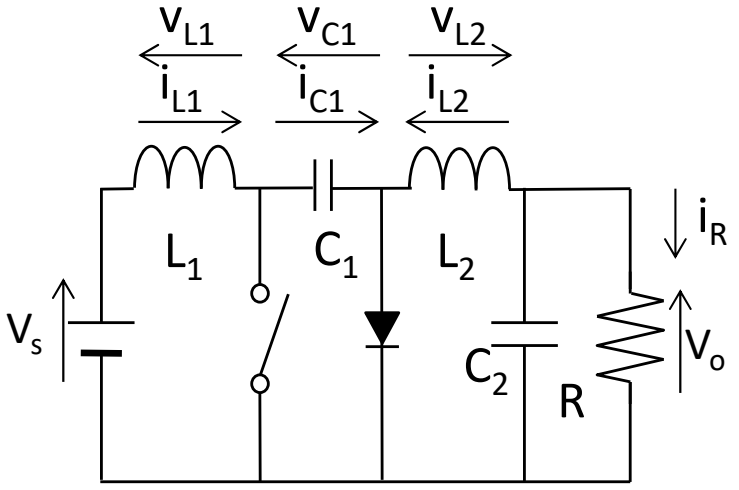
- $V_{C1max} = V_{C1} + \frac{\Delta v_{C1}}{2} = \frac{1}{1-D} V_S + \frac{V_S D^2 T}{2RC_1(1-D)}$

$$= \frac{V_S}{1-D}\left\{1 + \frac{D^2 T}{2RC_1}\right\}$$

- $V_{C1min} = V_{C1} - \frac{\Delta v_{C1}}{2} = \frac{V_S}{1-D}\left\{1 - \frac{D^2 T}{2RC_1}\right\}$
  - 連続充電条件$V_{C1min} = \frac{V_S}{1-D}\left\{1 - \frac{D^2 T}{2RC_1}\right\} \geq 0$

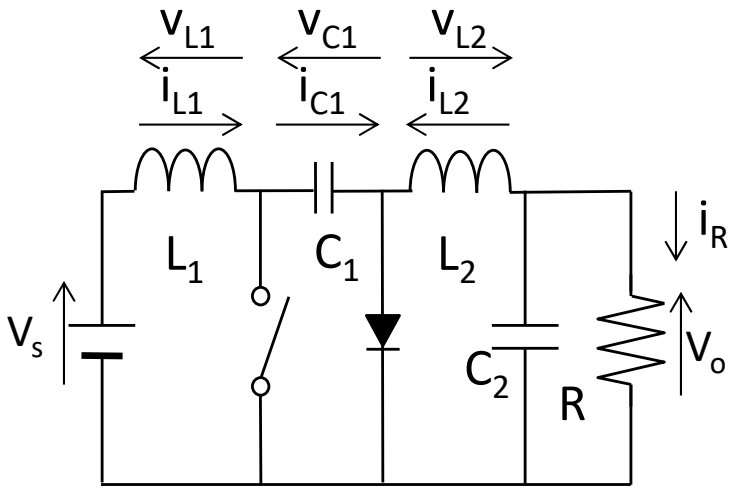
Cukコンバータ
L1に流れる電流

- L1の電流最低値
  - $I_{L1min} = I_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \left(\frac{D}{1-D}\right)^2 \frac{V_S}{R} - \frac{V_S DT}{2L_1}$
  - 連続導通条件
    - $\left(\frac{D}{1-D}\right)^2 \frac{V_S}{R} - \frac{V_S DT}{2L_1} > 0$
    - $\frac{D}{(1-D)^2 R} > \frac{T}{2L_1}$
    - $L_1 > \frac{(1-D)^2 RT}{2D}$

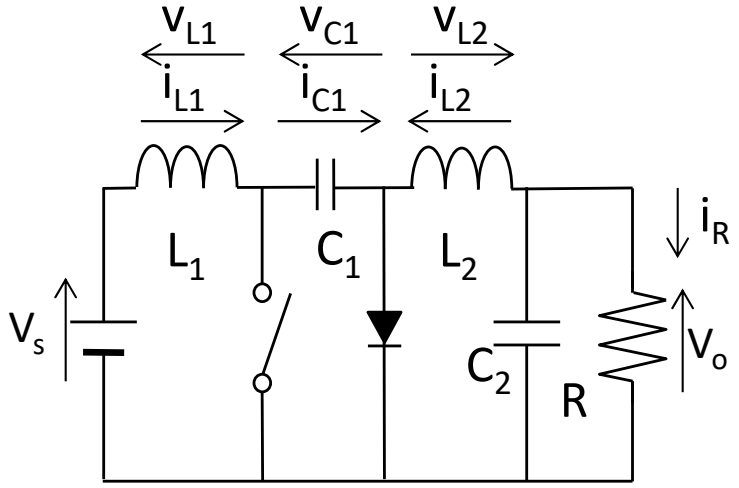


Cukコンバータ
L2に流れる電流

- L2の電流最低値
  - $I_{L2min} = I_{L2} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{D}{1-D}\frac{V_S}{R} - \frac{V_S DT}{2L_2}$
  - 連続導通条件
    - $\frac{D}{1-D}\frac{V_S}{R} - \frac{V_S DT}{2L_2} > 0$
    - $\frac{1}{(1-D)R} > \frac{T}{2L_2}$
    - $L_2 > \frac{(1-D)RT}{2}$

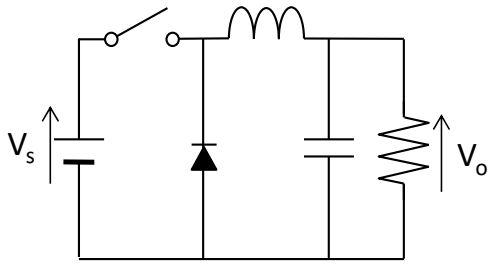
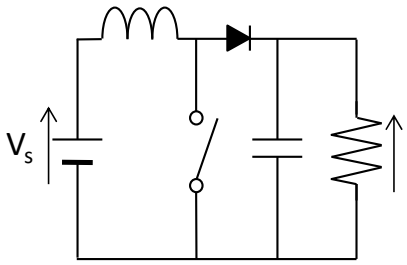
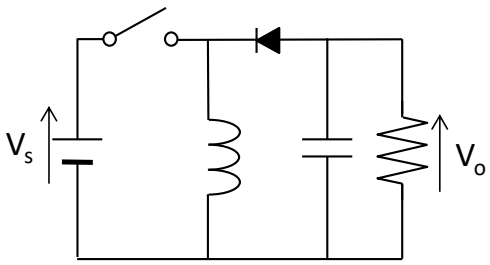
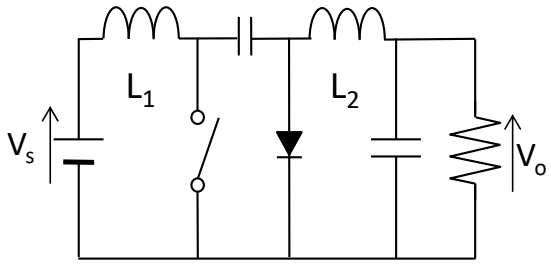


Cukコンバータ
電圧脈動



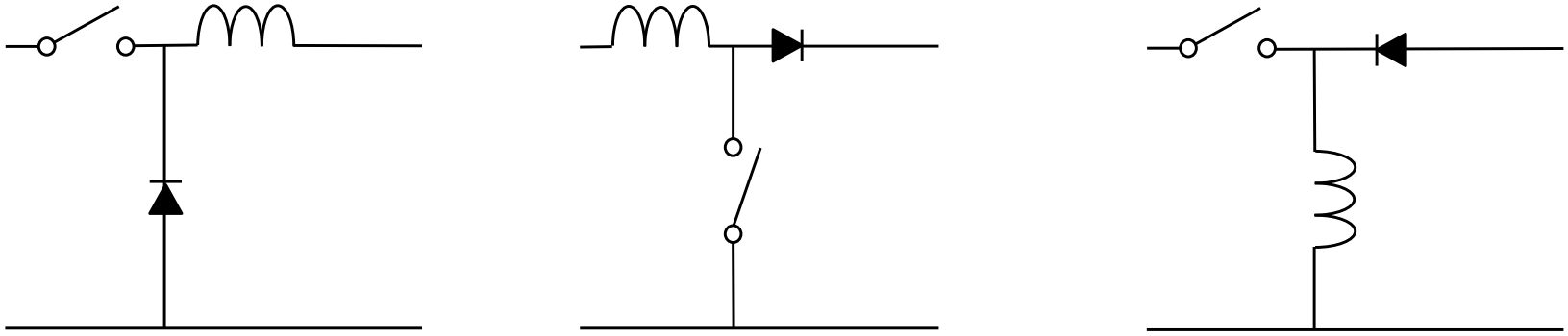
- C2の電流:$I_{C2} = -I_{L2} - I_R$
- C2の電荷と電圧の関係
  - $Q_{C2} = C_2 V_o$
  - 充電電荷について
    - $\Delta Q_{C2} = C_2 \Delta V_o = \frac{1}{2}\frac{T}{2}\frac{-\Delta i_{L2}}{2} = -\frac{T\Delta i_{L2}}{8}$
    - $\Delta V_o = -\frac{T\Delta i_{L2}}{8C_2} = -\frac{T}{8C_2}\frac{-V_o}{L_2}(1-D)T$
      $= \frac{V_o(1-D)}{8L_2C_2}T^2$
- リップル率:$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8L_2C_2}T^2$

DC-DCコンバータの比較
(連続導通動作)

	Buckコンバータ	Boostコンバータ	Buck-boost コンバータ	Cukコンバータ
				
昇圧比 V_o/V_s	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{-D}{1-D}$	$\frac{-D}{1-D}$
電圧脈動率 $\Delta V_o/V_o$	$\frac{1-D}{8LCf^2}$	$\frac{D}{RCf}$	$\frac{D}{RCf}$	$\frac{1-D}{8LCf^2}$
連続導通 L_{min}	$\frac{(1-D)R}{2f}$	$\frac{D(1-D)^2R}{2f}$	$\frac{(1-D)^2R}{2f}$	$L_{1min}=\frac{(1-D)^2R}{2f}$ $L_{2min}=\frac{(1-D)R}{2f}$

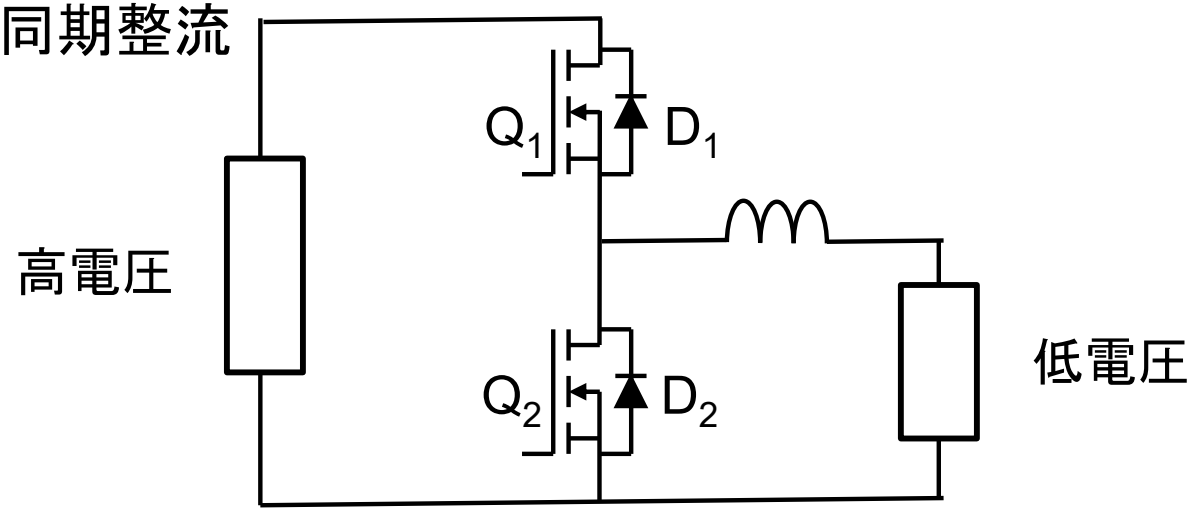
回路の対称性

- Buck, Boost, Buckboostコンバータは同じ基本要素で構成される
  - スイッチ、ダイオード、インダクタ



双方向DCDCコンバータ

- 逆並列ダイオードを持つハーフブリッジでBuckコンバータ, Boostコンバータが双方向で動作する
  - ダイオード動作に同期してトランジスタをオンすることによりオン電圧を低減※同期整流



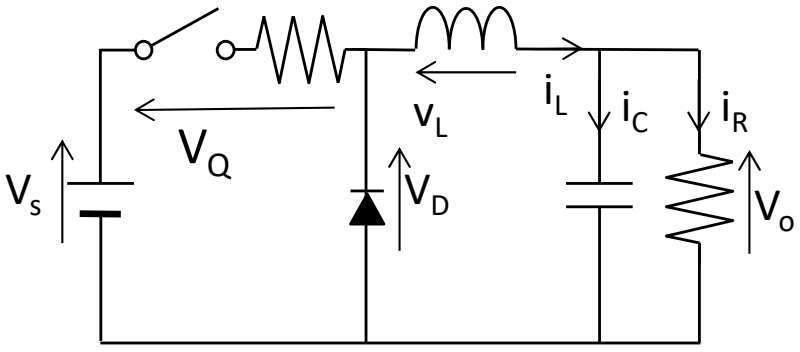
非理想素子の影響
スイッチの導通損失

- スイッチでの電圧降下の影響は低電圧回路で大
- バックコンバータの例（周期定常状態）
  - スイッチON時 → スイッチでの電圧降下V_Q
    - インダクタにかかる電圧

$$v_L = V_S - V_O - V_Q$$

  - スイッチOFF時 → ダイオードでの電圧降下V_D
    - インダクタにかかる電圧

$$v_L = -V_O + V_D$$

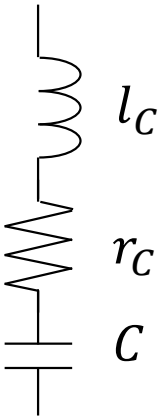


非理想素子の影響
スイッチの導通損失

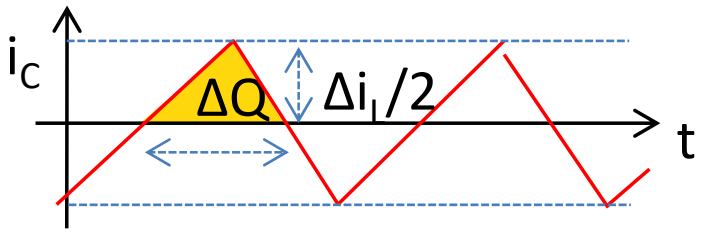
- 周期定常状態では，スイッチング一周期でインダクタにかかる平均電圧は0となる
  - $v_L = \left(V_s - V_o - V_Q\right)D + \left(-V_o + V_D\right)(1 - D)$※CCM
  - 出力電圧
    - $V_o = V_s D - V_Q D + V_D(1 - D)$
  - 理想スイッチでの出力電圧
    - $V_o = V_D$
    - スイッチでの電圧降下による出力電圧の低下分
    - $\Delta V_o = -V_Q D + V_D(1 - D)$
    - $\frac{V_o}{V_s} = D - \frac{V_Q}{V_s} D + \frac{V_D}{V_s}(1 - D)$

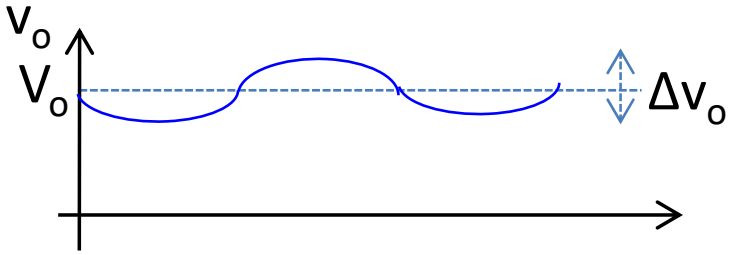
非理想素子の影響
コンデンサESRの出力電圧脈動への影響

- コンデンサには等価直列抵抗(ESR)r_c, 等価直列リアクタンス(ESL) l_cがある
  - ESLの影響は数100kHz以下では小$l_c \cong 0$
  - ESRは出力電圧の脈動成分に影響する
    - 理想コンデンサでのバックコンバータ出力電圧脈動成分

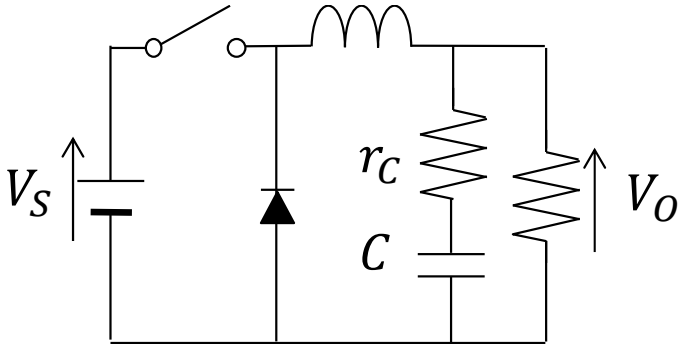


$$\Delta V_{O,C} = \frac{V_O(1-D)}{8LCf^2}$$

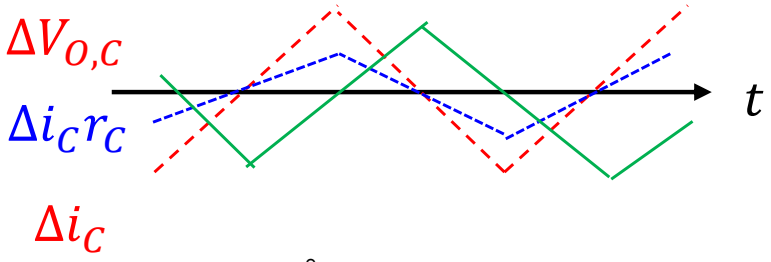




非理想素子の影響
コンデンサのESR

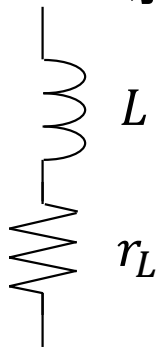


- バックコンバータの周期定常状態
  - 理想コンデンサに流れる電流で近似
  - 連続導通
  - コンデンサ電流(Δi_C)とESR(r_C)による電圧変化
    $V_{O,ESR}$がコンデンサ電圧に重畳
    $\Delta V_{O,ESR} = \Delta i_C r_C, \Delta V_O < \Delta V_{O,C} + \Delta V_{O,ESR}$
    - ESRの電圧とコンデンサの充電電圧のピークの位相がずれる



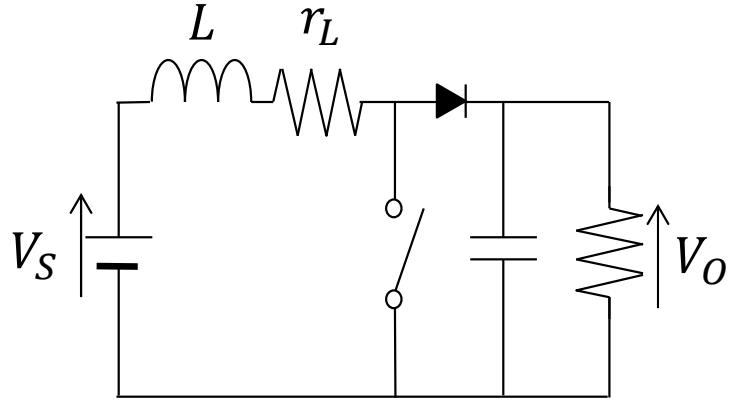
非理想素子の影響
インダクタのESR

- インダクタのESR(抵抗)は小さくなるように設計
  - 鉄損，銅損
  - 損失低減・効率向上
- ブーストコンバータにおけるインダクタのESRの影響
  - 仮定
    - インダクタ電流はほぼ一定
    - 電源電流はインダクタ電流に等しい
    - ダイオードと負荷の平均電流は等しい
      - $I_D = \frac{V_o}{R}$
    - 電源の供給電力P_Sは，負荷電力P_oとインダクタのESR(r_L)の消費電力P_Lの和に等しい
      - $P_s = P_o + P_L$



非理想素子の影響(ブーストコンバータ)
インダクタのESR

- ESR(r_L)の消費電力
  - $P_L = r_L {I_L}^2$
- ダイオードの平均電流
  - $I_D = I_L(1-D)$
  - $I_L = \frac{I_D}{1-D} = \frac{V_O}{R(1-D)}$



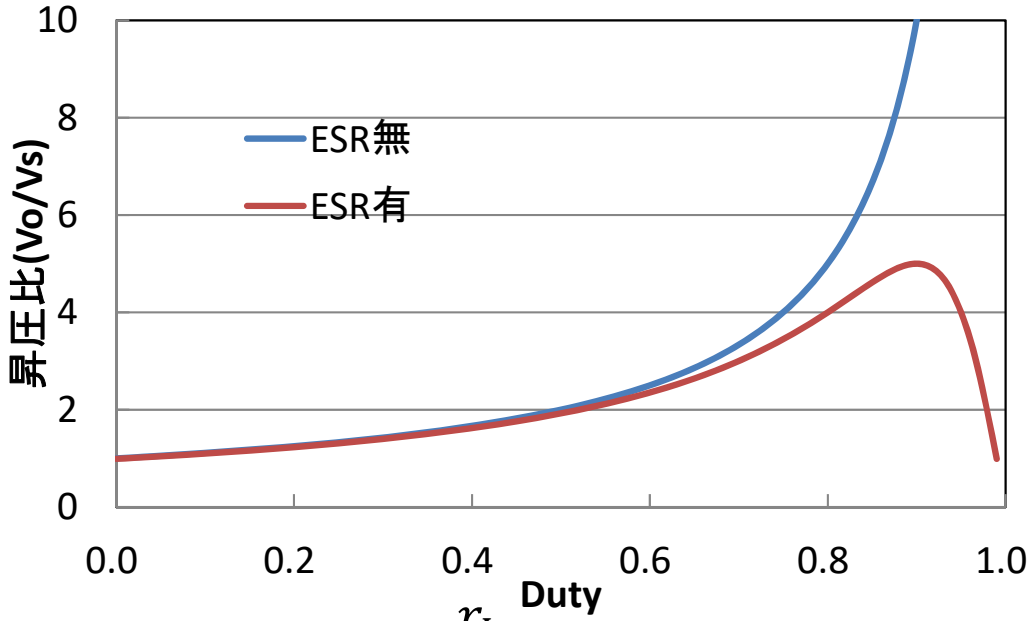
- まとめる
  - $P_s = V_s I_L = P_o + P_L = V_O I_L(1-D) + r_L {I_L}^2$
  - $V_s = V_O(1-D) + r_L I_L = V_O(1-D) + r_L \frac{V_O}{R(1-D)}$

非理想素子の影響
インダクタのESR

- 昇圧比
  - 理想ブーストコンバータ: $\frac{V_O}{V_S} = \frac{1}{1-D}$
  - インダクタのESRがある場合
    - $\frac{V_O}{V_S} = \frac{1}{1-D} \times \frac{1}{1+\frac{r_L}{R(1-D)^2}}$

      ESRによる修正係数

$$V_s = V_O\left\{(1-D) + \frac{r_L}{R(1-D)}\right\}$$
$$= V_O \frac{R(1-D)^2 + r_L}{R(1-D)}$$



$\frac{r_L}{R} = 0.01$

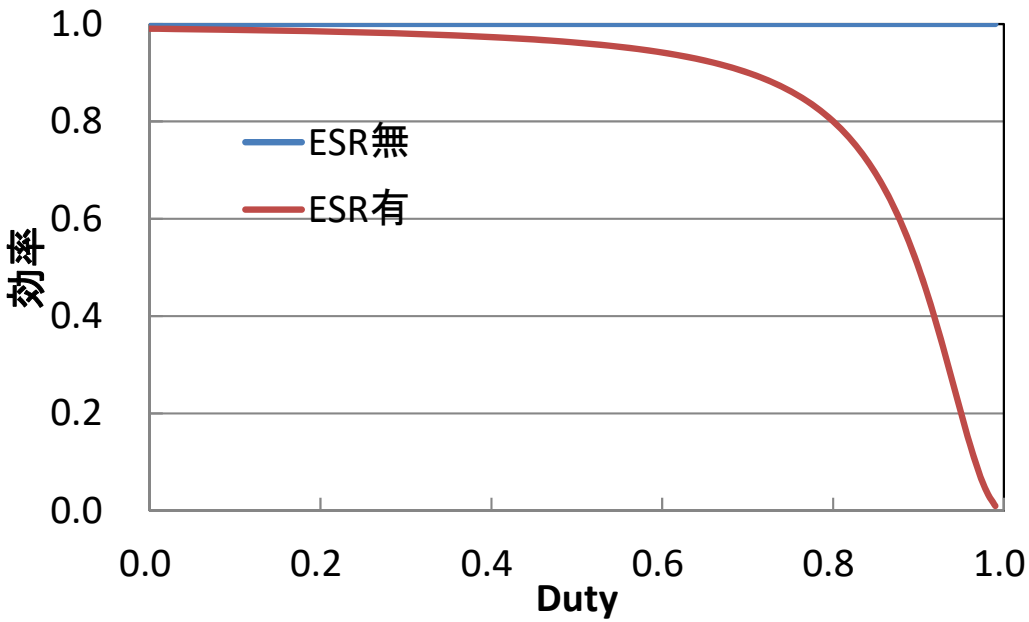
非理想素子の影響(ブーストコンバータ)
インダクタのESR

- 効率
  - 理想ブーストコンバータ:$\eta = 1$
  - インダクタのESRがある場合
    - $\eta = \frac{P_o}{P_o + P_L}$

$$= \frac{{V_o}^2/R}{{V_o}^2/R + r_L {I_L}^2}$$

$$= \frac{{V_o}^2/R}{{V_o}^2/R + r_L \left(\frac{V_o/R}{1-D}\right)^2}$$

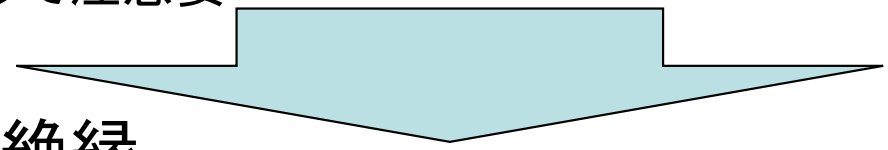
$$= \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-D)^2}}$$



D大のとき効率低

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 $\dfrac{I_1}{I_2}=\dfrac{N_2}{N_1}$

