応用電力変換工学
舟木剛

第8回　半導体デバイスのスイッチング
直流-直流変換
バックコンバータ

2008年11月19日

スイッチング素子動作に関係する事

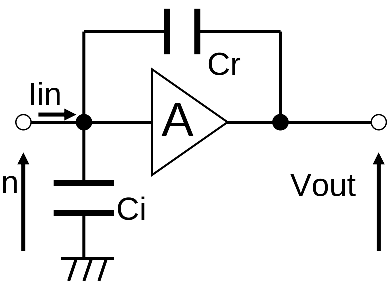
- ミラー効果
  - 電子回路(アナログ回路)的動作を考慮する必要有
- デッドタイム
  - 素子は理想的なスイッチングをしない
- 損失
  - 導通損失
  - スイッチング損失
    - ハードスイッチング
    - ソフトスイッチング

ミラー効果

- 増幅回路につながれたコンデンサの静電容量が，増幅回路のゲインに従って等価的に大きく見える効果
  - John M. Miller. Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit. Scientific Papers of the Bureau of Standards, 15(351)pp.367-385, 1920.

ミラー効果

- 一般的な増幅器で考える
  - オペアンプ増幅回路
    - 入力容量Ci
    - 帰還容量Cr
    - 反転増幅器(ゲインA<0)
  - 増幅回路の入出力関係
    - 増幅器
      - Vout=AVin
    - 回路の微分方程式 $I_{in} = C_i \frac{d}{dt} V_{in} + C_r \frac{d}{dt}\left(V_{in} - V_{out}\right)$



ミラー効果

- 回路方程式を解く

$$
\begin{aligned}
I_{in} &= C_i \frac{d}{dt} V_{in} + C_r \frac{d}{dt}\left(V_{in} - V_{out}\right) \\
&= C_i \frac{d}{dt} V_{in} + C_r \frac{d}{dt}\left(V_{in} - AV_{in}\right) \\
&= C_i \frac{d}{dt} V_{in} + C_r \frac{d}{dt}(1-A)V_{in}
\end{aligned}
$$

  – 1-A=constより

$$I_{in} = \left[C_i + C_r(1-A)\right]\frac{d}{dt}V_{in}$$

ミラー効果

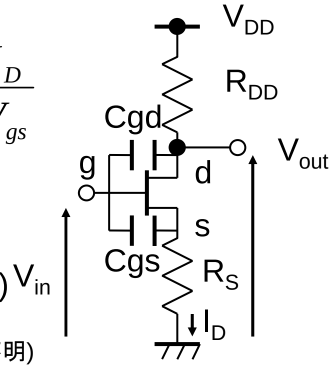
- Ceff=Ci+(1-A)Crとおく

$$I_{in} = C_{eff} \frac{d}{dt} V_{in}$$

- 入力容量は一定(Ci)であるが，帰還容量(Cr)が(1-A)倍される
  – A<0より，(1-A)は1より大きくなる
    - Aが大きいと実効容量Ceffは非常に大きくなる

ミラー効果

- FETに対するミラー効果
  – ソース接地回路
    - 順伝達アドミタンス (トランスコンダクタンスgm) $y_{fs} = \dfrac{\Delta I_D}{\Delta V_{gs}}$
    - 電圧ゲイン $A_V = \dfrac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}}$
    - 電圧・電流の入出力関係(直流)



$$\begin{cases} V_{out} = V_{DD} - R_D I_D & \text{(Vdsは不明)} \\ V_{in} = V_{gs} + R_S I_D & \text{(Vgsはゲートーソース間電圧)} \end{cases}$$

ミラー効果

- 電圧・電流の入出力関係の変分をとる
  – ただし電源電圧V_{DD}=const

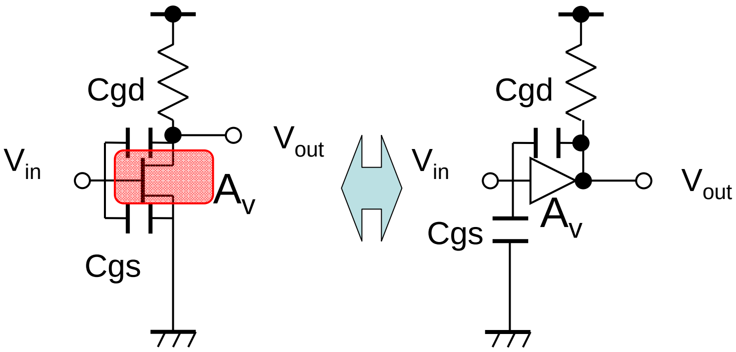
$$\begin{cases} \Delta V_{out} = -R_D \Delta I_D \\ \Delta V_{in} = \Delta V_{gs} + R_S \Delta I_D \end{cases}$$

- 電圧ゲイン

$$A_V = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{-R_D \Delta I_D}{\Delta V_{gs} + R_S \Delta I_D} = \frac{-R_D \dfrac{\Delta I_D}{\Delta V_{gs}}}{1 + R_S \dfrac{\Delta I_D}{\Delta V_{gs}}} = \frac{-R_D y_{fs}}{1 + R_S y_{fs}}$$

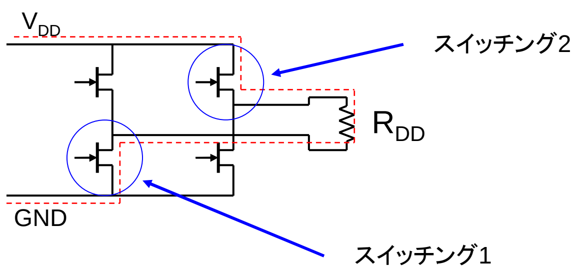
ミラー効果

- FETと増幅器の対応関係



ミラー効果

- ブリッジ回路で考える

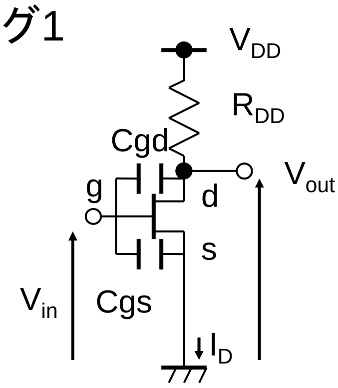


ミラー効果

- ブリッジ回路中のスイッチング1
  - ソース接地回路
    - Rs≒0

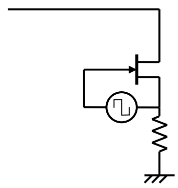
$$A_V = \frac{-R_D y_{fs}}{1+R_S y_{fs}} \cong -R_D y_{fs}$$

    - R_Dが大きい(負荷が小さい)時 A_Vが(負に)大きくなる
      - A_V<0より反転増幅
      - ミラー効果大となる



ミラー効果

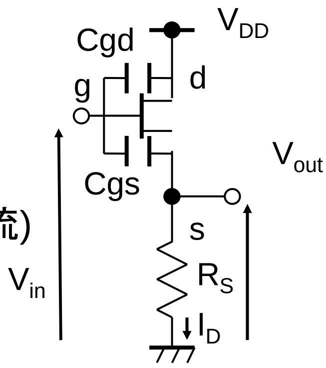
- ブリッジ回路中のスイッチング2
  - 下図の回路もソース接地と同様
    - ソースを基準にしてゲート電圧を決める
      - ドレイン接地ではない
      - スイッチング1と同様に扱える



ミラー効果

- ドレイン接地回路の場合
  - R_{DD}≒0
  - 電圧ゲイン $A_V = \dfrac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}}$
  - 電圧・電流の入出力関係(直流)

$$\begin{cases} V_{out} = R_S I_D \\ V_{in} = V_{gs} + R_S I_D \end{cases}$$



ミラー効果

- ドレイン接地回路のつづき
  - 電圧・電流の入出力関係の変分をとる
    - ただし電源電圧V_{DD}=const

$$\begin{cases} \Delta V_{out} = R_S \Delta I_D \\ \Delta V_{in} = \Delta V_{gs} + R_S \Delta I_D \end{cases}$$

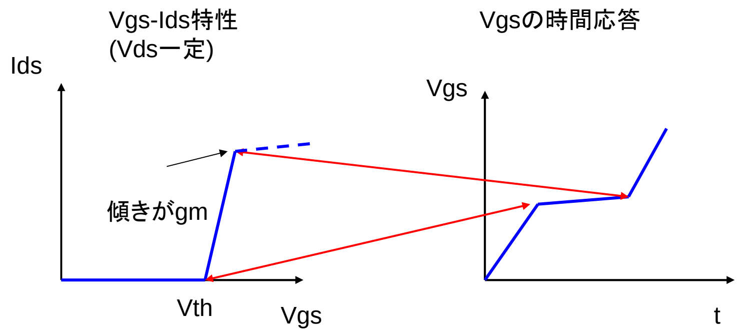
  - 電圧ゲイン

$$A_V = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{R_S \Delta I_D}{\Delta V_{gs} + R_S \Delta I_D} = \frac{R_S \dfrac{\Delta I_D}{\Delta V_{gs}}}{1 + R_S \dfrac{\Delta I_D}{\Delta V_{gs}}} = \frac{R_S y_{fs}}{1 + R_S y_{fs}} \cong 1$$

ドレイン接地ではミラー効果でない

ミラー効果

- 静特性と過渡応答の対応関係



電力変換器

- 効用
  - 省エネ
    - リニアレギュレータとスイッチングレギュレータ
    - 蛍光灯の高周波点灯
  - 小型化
    - 高周波化により，L,Cの値を小さくする。
      - 体格も小さくなる
  - 高機能化
    - 変換器の使用無しには実現が難しいものを含む
  - 超寿命化，メンテナンスフリー
    - 半導体の使用

電力変換の種類

- ac入力/dc出力
  - 整流器
- dc入力/ac出力
  - インバータ
    - CVCF → 出力電圧，周波数共に固定
      - UPSなど
    - VVVF → 出力電圧，周波数共に可変
      - モータ駆動など
- dc入力/dc出力
  - チョッパ
- ac入力/ac出力
  - サイクロコンバータ，マトリクスコンバータ

可逆タイプ有り

DC-DCコンバータ

- スイッチモードDC-DCコンバータ
  (スイッチング電源)
  - 直接型
    - バックコンバータ
    - ブーストコンバータ
  - 間接型
    - バック･ブーストコンバータ
    - チュックコンバータ
  - 絶縁型
    - フライバックコンバータ
    - フォワードコンバータ

バックコンバータ

バック(Buck)コンバータ

※BackではなくBuck
Buck:振り落とす（他動）

- バックコンバータの回路図
  - オン･オフ時各々の等価回路図
  - Cはローパスフィルタのために使用
    - 用途によっては不要
- （環流）ダイオード
  - スイッチオフ時の電流経路を形成
  - スイッチオン時は逆バイアスされオフ
- ダウンコンバータとも呼ぶ

バックコンバータの動作解析

- 仮定
  - 回路動作を周期定常状態とする
  - スイッチオン中，ダイオードはオフしている
  - インダクタに流れる電流は，各スイッチ動作期間中正
    - 連続導通という
      - 不連続導通とは，スイッチ動作中にLの電流が0になる場合
  - スイッチング周期T
    - スイッチオン期間DT
    - オフ期間T-DT
  - 各部品は理想的
  - フィルタコンデンサ容量は充分大きい

バックコンバータの動作状態の表現

- 仮定に基づいて
  - Lに流れる電流は周期的 $i_L(t+T)=i_L(t)$
  - Lの平均電圧は0 $V_L=\frac{1}{T}\int_0^t v_L(\lambda)d\lambda=0$
  - Cの平均電流は0 $I_C=\frac{1}{T}\int_0^t i_C(\lambda)d\lambda=0$
  - 電源の供給電力は，負荷の消費電力に等しい

$P_S=P_O \quad (+\text{損失})$

バックコンバータ・スイッチオン時

- Lに印加されている電圧　絵

$$v_L = V_S - V_O = L\frac{di_L}{dt}$$

  – Lに流れる電流の微分方程式

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_O}{L}$$

    - 電流は直線的に増加（Cを大きいとするとV_O一定）　絵

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S - V_O}{L} \Rightarrow \Delta i_{L,on} = \frac{V_S - V_O}{L}DT$$

バックコンバータ・スイッチオフ時

- Lに印加されている電圧
  – 電源電圧は縁切りされる

$$v_L = -V_O = L\frac{di_L}{dt}$$

  – Lに流れる電流の微分方程式

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_O}{L}$$

    - 電流は直線的に減少（Cを大きいとするとV_O一定）

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_O}{L} \Rightarrow \Delta i_{L,off} = \frac{-V_O}{L}(1-D)T$$

バックコンバータ・Lの電流

- 定常状態では一周期後には同じ電流値となる

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$$

- 電源電圧と出力電圧の関係は

$$\frac{V_S - V_O}{L} DT + \frac{-V_O}{L}(1-D)T = 0 \quad \Rightarrow \quad V_O = V_S D$$

- 別解
  - Lに印加される電圧の平均が零となる事から

$$V_L = (V_S - V_O)DT - V_O(1-D)T = 0 \quad \Rightarrow \quad V_O = V_S D$$

バックコンバータ・電流脈動

- Lの平均電流と負荷の平均電流は等しい
  - Cの平均電流は零

$$I_L = I_R = \frac{V_O}{R}$$

- 電流の最大・最小値

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_O}{R} + \frac{1}{2}\left[\frac{V_O}{L}(1-D)T\right] = V_O\left[\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf}\right]$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_O}{R} - \frac{1}{2}\left[\frac{V_O}{L}(1-D)T\right] = V_O\left[\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf}\right]$$

バックコンバータ・連続導通

- 連続導通となるにはI_{min}が0以上
- 連続導通と不連続導通の境界

$$I_{\min} = 0 = V_O \left[\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right]$$

$$\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} = 0$$

- 連続導通となるLの最小値

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f}$$

バックコンバータ・電圧脈動

- Cの電流 $I_C = I_L - I_R$
- Cの電荷と電圧の関係 $Q = CV_O$
  - 充電電荷について $\Delta Q = C\Delta V_O = \frac{1}{2}\frac{T}{2}\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T\Delta i_L}{8}$

$$\Delta V_O = \frac{T\Delta i_L}{8C}$$

$$= \frac{T}{8C}\frac{V_O}{L}(1-D)T = \frac{V_O(1-D)}{8LCf^2}$$

- リップル率

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1-D}{8LCf^2}$$

バックコンバータ・不連続導通

- デューティ:D
- 環流期間:D1
- スイッチング周期:T
- インダクタ電圧の関係(平均0)

$$\left(V_S - V_O\right)DT - V_O D_1 T = 0$$

- 入出力電圧比

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{D}{D + D_1}$$

バックコンバータ・不連続導通

- 負荷電流平均値=インダクタ電流平均値

$$I_L = I_R = \frac{V_O}{R}$$

- インダクタ平均電流

$$I_L = \frac{1}{T}\left(\frac{1}{2} I_{\max} DT + \frac{1}{2} I_{\max} D_1 T\right) = \frac{1}{2} I_{\max}\left(D + D_1\right) = \frac{V_O}{R}$$

- オン期間の最大電流Imaxを求める電流初期値0

$$L\frac{d}{dt} i_L = L\frac{I_{\max}}{DT} = V_S - V_O$$

- オフ期間の電流

$$L\frac{d}{dt} i_L = L\frac{I_{\max}}{D_1 T} = V_O \qquad I_{\max} = \frac{D_1 T}{L} V_O$$

バックコンバータ・不連続導通

- ひたすら解く

$$\frac{1}{2}I_{\max}(D+D_1)=\frac{1}{2}\frac{D_1T}{L}V_O(D+D_1)=\frac{V_O}{R}$$

– ガリガリ

$$D_1(D+D_1)=\frac{2L}{RT}$$

– ゴリゴリ

$$D_1^{\ 2}+D_1D-\frac{2L}{RT}=0$$

バックコンバータ・不連続導通

- ひたすら解く

$$D_1=\frac{-D\pm\sqrt{D^2+\frac{8L}{RT}}}{2}$$

$$\frac{V_O}{V_S}=\frac{D}{D+D_1}$$

$$=\frac{D}{D+\frac{-D\pm\sqrt{D^2+\frac{8L}{RT}}}{2}}=\frac{2D}{D\pm\sqrt{D^2+\frac{8L}{RT}}}$$

バックコンバータ・不連続導通

- 不連続導通の条件

$$I_{\min} = V_O\left[\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2L}T\right] < 0$$

$$\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2L}T < 0$$

$$\frac{1}{R} < \frac{1-D}{2L}T$$

$$\frac{2L}{RT} < 1-D$$

- 不連続となるデューティD

$$D < 1 - \frac{2L}{RT}$$