

スイッチトキャパシタ コンバータの基礎

茨城大学大学院 電気電子工学専攻
鵜野 将年

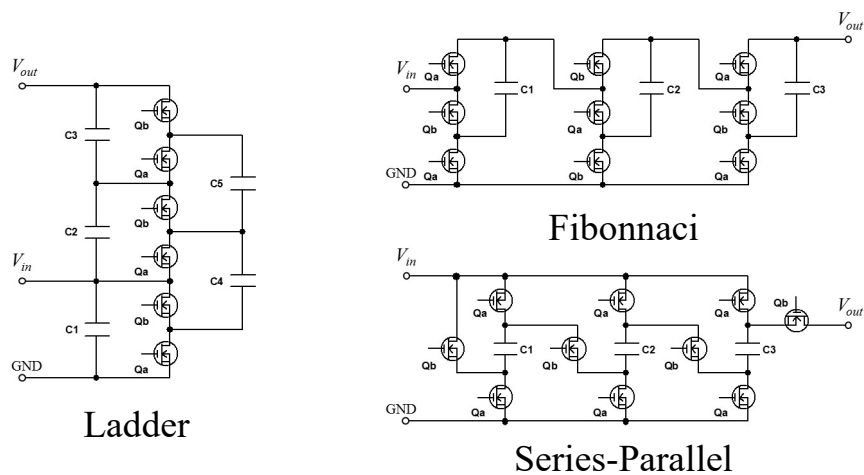
コンデンサとインダクタのエネルギー密度

種類	メーカー	容量[μF]/ インダクタンス[μH]	定格電圧[V]/ 定格電流[A]	サイズ [mm]	エネルギー密度 [μJ/mm ³]
セラミックコンデンサ	Murata	10	50	3.2*2.5*2.7	579
セラミックコンデンサ	TDK	10	35	3.2*1.6*1.6	748
Al電解コンデンサ	Panasonic	100	25	8*8*10	48
Al電解コンデンサ	EPCOS	330	40	12*12*30	61
タンタルコンデンサ	AVX	47	25	7.3*4.3*4.1	114
タンタルコンデンサ	NEC Tokin	47	20	7.3*4.3*2.8	107
インダクタ	TDK	10	6	12.8*12.4*4.7	0.24
インダクタ	Murata	2.2	0.6	2*1.25*0.5	0.3168



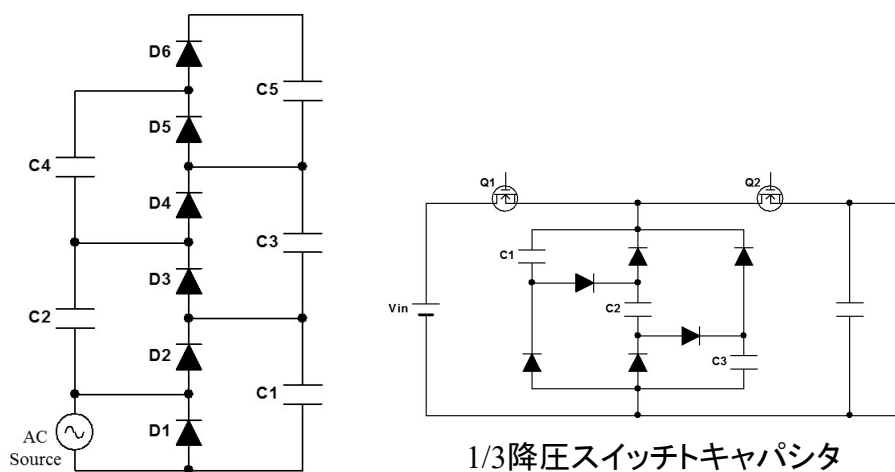
インダクタの代わりにコンデンサが使えるれば小型化できる

スイッチトキャパシタ回路の例



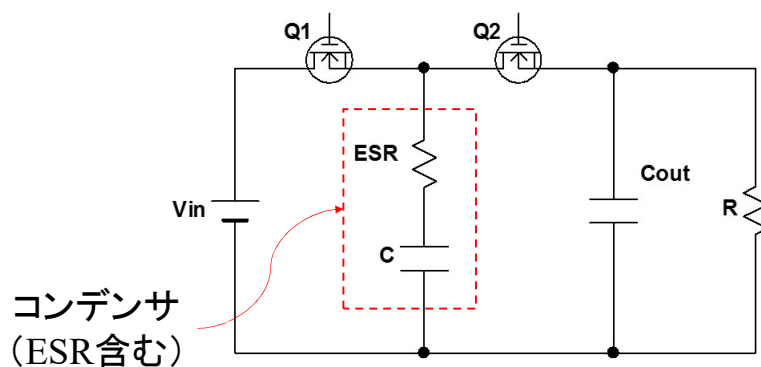
- 様々な回路方式あり
- 方式に応じた特徴を有する(設計製作が容易、大きな電圧変換比、コンデンサ数が少ない、等々)

スイッチトキャパシタ回路の例(主にダイオードを用いた方式)



コッククロフトウォルトン回路
(高電圧生成回路に多用される)

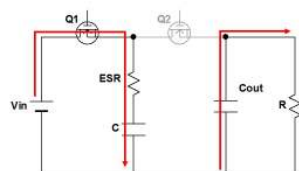
スイッチトキャパシタの基本回路



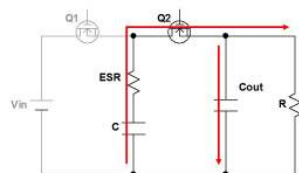
コンデンサ
(ESR含む)

- 2つのスイッチを交互に駆動することで入力電圧源から出力へとコンデンサCを介して電荷輸送
- 輸送する電荷量を調節することで出力電圧制御
- 基本的にはPFM制御

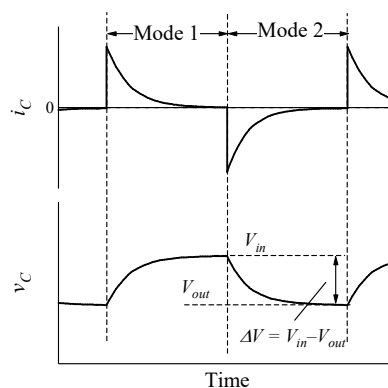
スイッチトキャパシタの動作モード ($\tau \ll T_S$)



Mode 1



Mode 2



動作波形

時定数 $\tau (= CR) \ll T_S$ のとき

CはMode 1で V_{in} まで充電され、Mode 2で V_{out} まで放電される \Rightarrow Cの電圧変動 $\Delta V = V_{in} - V_{out}$

スイッチトキャパシタの等価回路 ($\tau \ll T_S$)

Cを介して入力から出力へと運ばれる電荷量は、

$$Q = C\Delta V_C = C(V_{in} - V_{out})$$

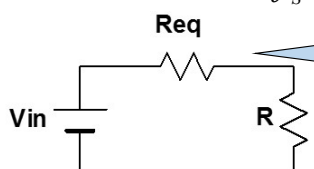
電流に変換すると、

$$I_C = \frac{Q}{T_S} = Qf_S = Cf_S(V_{in} - V_{out})$$

変形して、

$$V_{in} - V_{out} = \frac{I_C}{Cf_S} = I_C R_{eq} \quad (\text{ただし、} R_{eq} = 1/Cf_S)$$

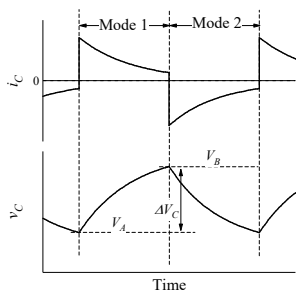
R_{eq} は周波数に反比例



- R_{eq} の値を調整して出力電圧を制御
- 効率重視の用途では R_{eq} を小さくしなければいけない(出力電圧の制御は困難)

スイッチトキャパシタの等価回路

スイッチトキャパシタの動作解析 ($\tau \approx T_S$)



各モードにおけるCの電圧は、

$$v_C(t) = \begin{cases} V_{in} - (V_{in} - V_A) \exp\left(-\frac{t}{CR}\right) & (\text{Mode1}) \\ V_{out} - (V_{out} - V_B) \exp\left(-\frac{t}{CR}\right) & (\text{Mode2}) \end{cases}$$

各モードの長さは $1/2f_S$ であるとする。

コンデンサ電圧の電圧変動 ΔV_C は、

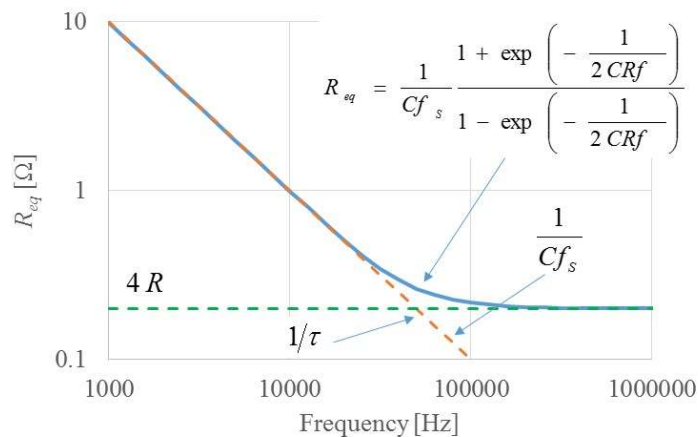
$$\Delta V_C = V_B - V_A = \frac{1 - \exp\left(-\frac{1}{2CRf_S}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{1}{2CRf_S}\right)} (V_{in} - V_{out})$$

コンデンサCを介して流れる電流 I_C は、

$$I_C = \frac{C\Delta V_C}{T_S} = Cf_S \frac{1 - \exp\left(-\frac{1}{2CRf_S}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{1}{2CRf_S}\right)} (V_{in} - V_{out})$$

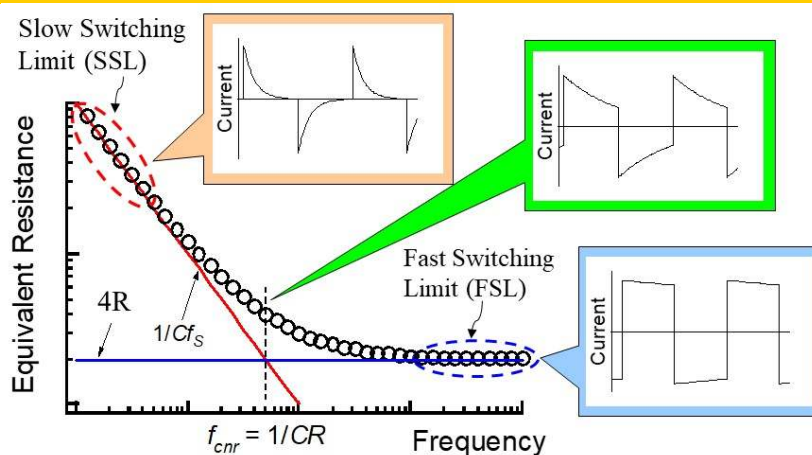
変形して等価抵抗 R_{eq} を得る。 $R_{eq} = \frac{V_{in} - V_{out}}{I_C} = \frac{1}{Cf_S} \frac{1 + \exp\left(-\frac{1}{2CRf_S}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{1}{2CRf_S}\right)}$

R_{eq} の周波数依存性



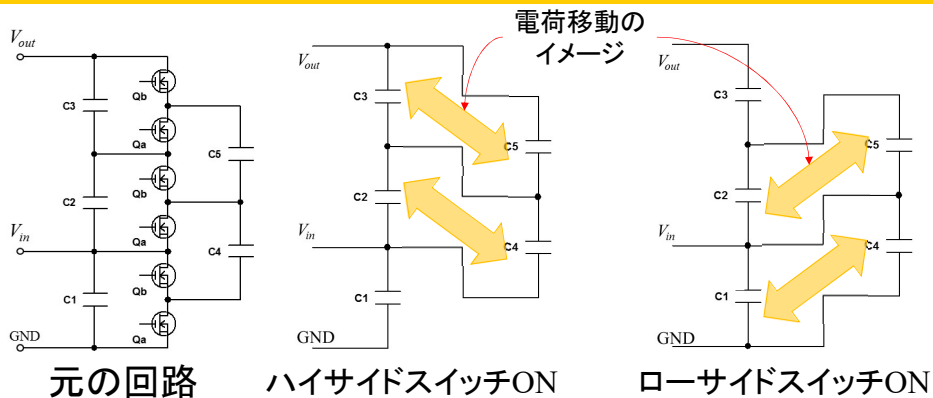
- 折点周波数(= $1/\tau$)よりも低周波域では $1/Cf_s$ が支配的
- 高周波領域ではESR(= R)が支配的
- 変曲点の周波数は時定数 τ で決定される

各周波数領域におけるコンデンサの電流波形



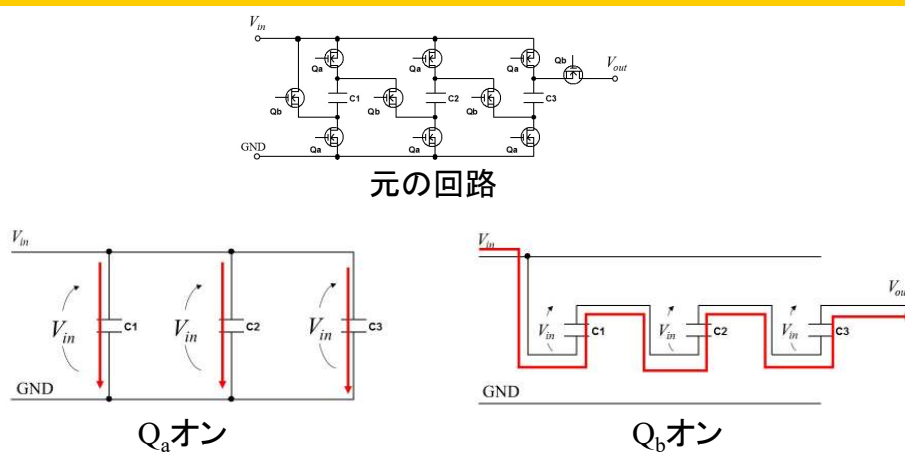
- 折点周波数(= $1/\tau$)よりも低周波域では大きな突入電流が流れる
- 高周波領域での電流波形はほぼ矩形波状

Ladder回路の動作

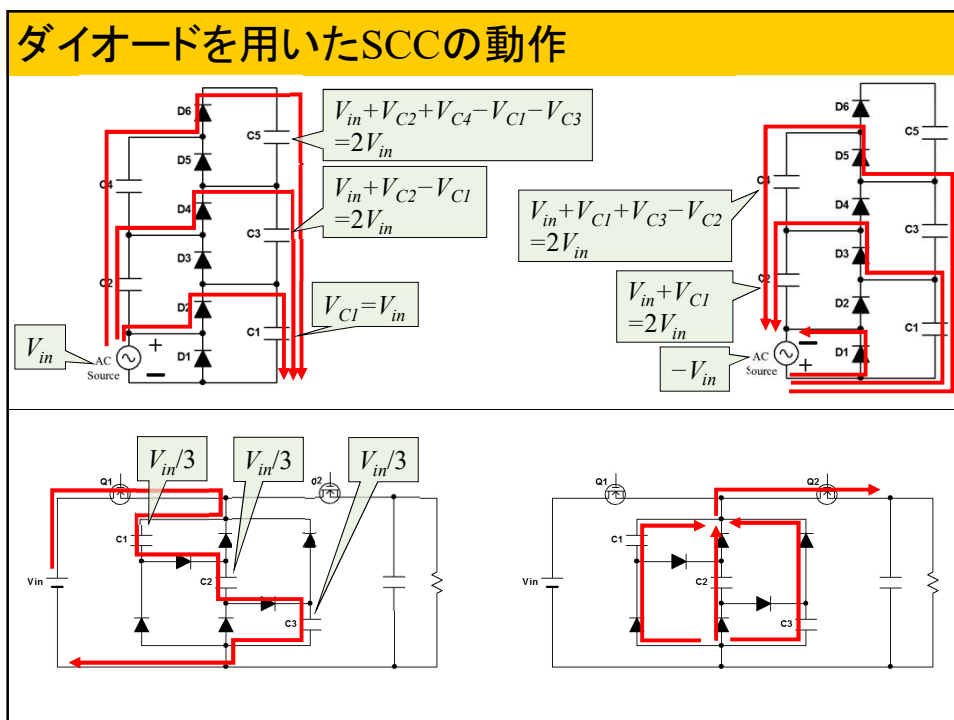
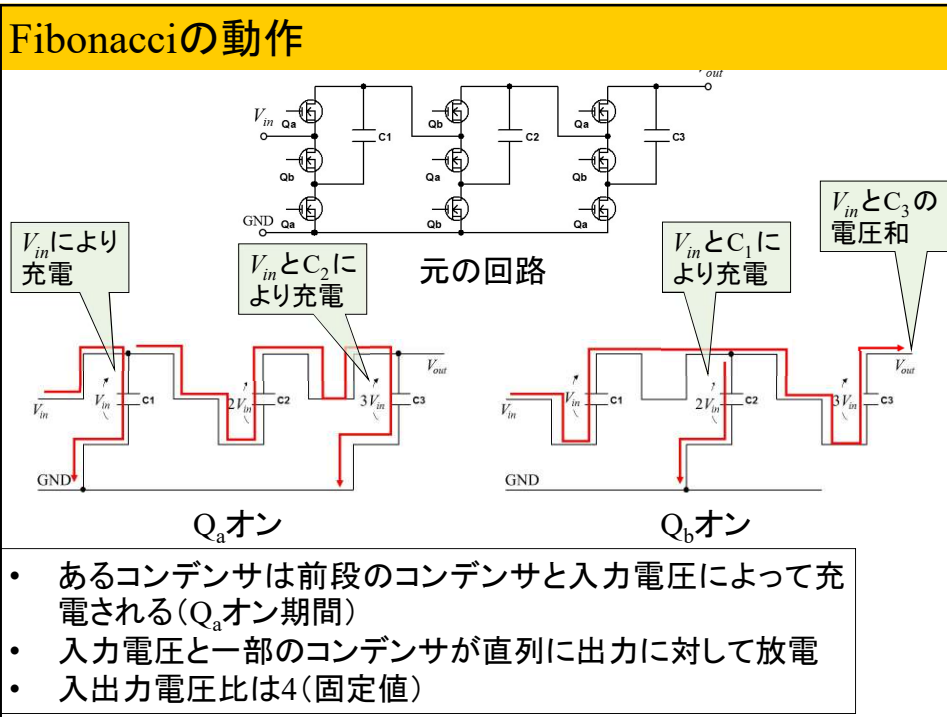


- Q_a と Q_b を交互に駆動することで各コンデンサ間で電荷の授受
- 高周波スイッチングにより理想的には全てのコンデンサの電圧は均一になる
- 無損失の分圧回路として動作(入出力電圧比は1/3(固定値))

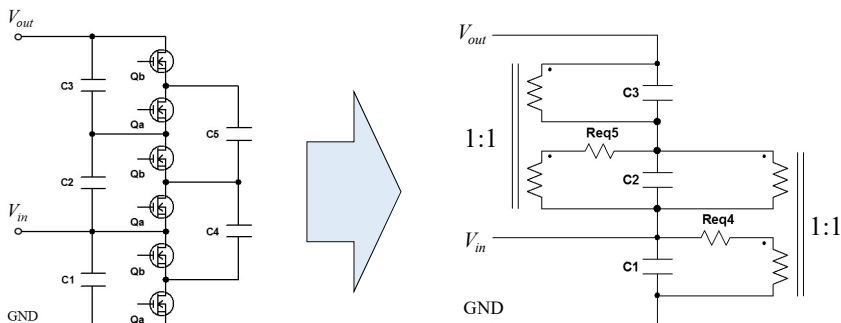
Series-Parallelの動作



- 全てのコンデンサは並列で充電される(Q_a オン期間)
- 全てのコンデンサは入力電圧 V_{in} と共に直列に接続されて出力に対して放電する(Q_b オン期間)
- 入出力電圧比は4(固定値)



基本回路以外への等価回路の適用

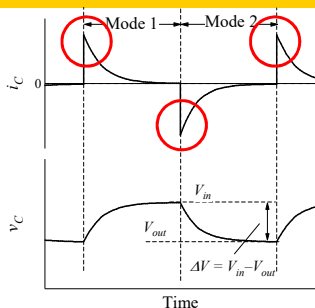


元の回路
(Ladder)

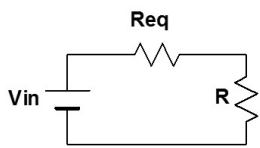
等価回路
(Ladder)

- $C_1 \sim C_3$ は直列なので、理想トランスを挿入しつつ R_{eq} を介して並列に接続
- 基本的には他の回路方式にも同様の手順で等価回路を導き出すことができる

スイッチトキャパシタの課題



動作波形



等価回路

大きな突入電流による
ノイズ、損失等の懸念

インダクタを挿入し、共振動作やフェーズシフト動作を採用することで解決可能

$R_{eq} (= 1/Cf_s)$ の調節による V_{out} 制御
 $\Rightarrow R_{eq}$ の値が大きい場合は損失が大きくなることを意味する

$V_{out} \approx V_{in}$ の時のみ高効率 (V_{out} が V_{in} から離れるにつれ効率低下)

ハイブリッド方式、共振方式、フェーズシフト制御で解決可能