

図2 立ち上がり検出部

図2のように入力周波数の立ち上がり検出部分は、D-フリップフロップ2個とAND素子3個、NOT素子1個で構成されている。この部分のタイミングチャートは下図3のようになる。

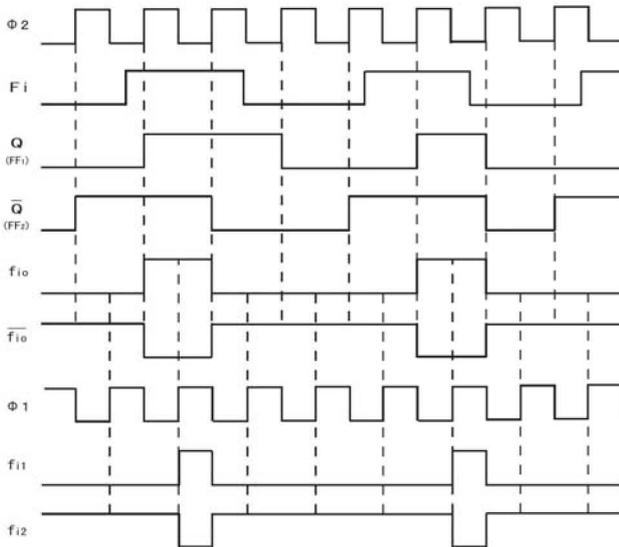


図3 タイミングチャート

ここで、 F_i は入力周波数、 ϕ_1, ϕ_2 は互いに重なり合わない2相クロック周波数である。

図3で注目すべき点は、入力周波数 F_i が low から high に立ち上がった直後に ϕ_1 が high になったとき、つまり ϕ_1 と同期して f_{i1} が high になる点と、クロック周期の2倍以上つまりクロック周波数の $\frac{1}{2}$ 以下の入力周波数でないといけない点である。

クロック周波数の $\frac{1}{2}$ 以下の入力周波数までしか処理できないので、クロック周波数を高周波数化することは高速化だけでなく、入力周波数の処理範囲を広げることにもつながるのである。

2.2 スイッチト・キャパシタ周波数-電圧変換回路

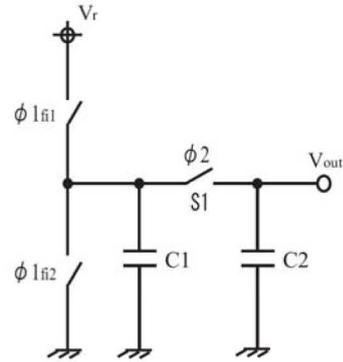


図4 SC周波数-電圧変換部

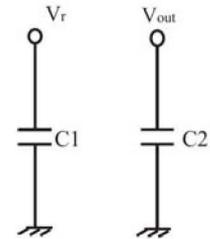


図5 $\phi_1 f_{i1}$ 時

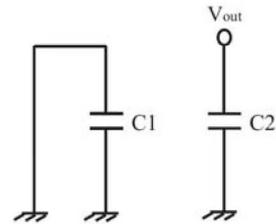


図6 $\phi_1 f_{i2}$ 時

前に述べた f_{i1} が high の時を図5に、 f_{i2} が high の時を図6に示す。

ϕ_1 時の $f_{i1} = high, f_{i2} = high$ それぞれの場合の電荷を下表1,2に示す。

表1 図5の電荷表

Q_1	Q_2
$C_1 V_r$	$C_2 V_{out}$

表2 図6の電荷表

Q_1	Q_2
0	$C_2 V_{out}$

また $\phi 2$ 時のときは次図 7 のようになり、このときの電荷は次表 3 の通りである。

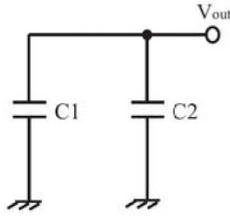


図 7 $\phi 2$ 時

表 3 $\phi 2$ 時の電荷表

Q_1	Q_2
$C_1 V_{out}$	$C_2 V_{out}$

表 1~3 の電荷表から電荷式を求める。

まず、 $\phi 1$ の $f_{i1} = high$ 時 (図 5) から $\phi 2$ 時 (図 7) に切り替わったとき C_1, C_2 で電荷保存されるので

$$\begin{aligned} C \cdot V_r + C \cdot V_{out}(k - \frac{1}{2}) &= C \cdot V_{out}(k) + C \cdot V_{out}(k) \\ (C + C) V_{out}(k) &= C \cdot V_r + C \cdot V_{out}(k - \frac{1}{2}) \\ V_{out}(k) &= \frac{C}{C + C} V_r + \frac{C}{C + C} V_{out}(k - \frac{1}{2}) \quad (1) \end{aligned}$$

となる。一方、 $\phi 1$ の $f_{i2} = high$ 時 (図 6) から $\phi 2$ 時に切り替わったときも C_1, C_2 で電荷保存されるので

$$\begin{aligned} 0 + C \cdot V_{out}(k + \frac{1}{2}) &= C \cdot V_{out}(k + 1) + C \cdot V_{out}(k + 1) \\ (C + C) V_{out}(k + 1) &= C \cdot V_{out}(k + \frac{1}{2}) \\ V_{out}(k + 1) &= \frac{C}{C + C} V_{out}(k + \frac{1}{2}) \quad (2) \end{aligned}$$

となる。また、 $\phi 2$ から $\phi 1$ f_{i1} もしくは $\phi 1$ f_{i2} に切り替わったときはいずれの場合も、 C_2 で電荷保存が成り立つので

$$\begin{aligned} C_2 V_{out}(k) &= C_2 V_{out}(k + \frac{1}{2}) \\ V_{out}(k + \frac{1}{2}) &= V_{out}(k) \quad (3) \end{aligned}$$

となり、 $\phi 2$ から $\phi 1$ に切り替わる時は理論的には電圧を保存することになる。

ここで、 f_{i1} が $high$ となるのは入力周波数を F_i 、クロック周波数を f_c とすると $\frac{F_i}{f_c}$ 回ごとであるので $\frac{F_i}{f_c} - 1$ 回は式 (2) の状態、つまり、図 6 と図 7 を繰り返すこと

になる。ゆえに式 (2), (3) から

$$\begin{aligned} V_{out}(k + 1) &= \frac{C_2}{C_1 + C_2} V_{out}(k + \frac{1}{2}) \\ &= \frac{C_2}{C_1 + C_2} V_{out}(k) \quad (4) \end{aligned}$$

これが 1 回目となり、以降

$$\begin{aligned} V_{out}(k + 2) &= \frac{C}{C + C} V_{out}(k + \frac{3}{2}) \\ &= \frac{C}{C + C} V_{out}(k + 1) \\ &= \left(\frac{C}{C + C} \right) \cdot V_{out}(k) \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{out}(k + 3) &= \frac{C}{C + C} V_{out}(k + \frac{5}{2}) \\ &= \frac{C}{C + C} V_{out}(k + 2) \\ &= \left(\frac{C}{C + C} \right) \cdot V_{out}(k) \quad (6) \end{aligned}$$

⋮
⋮
⋮

$$V_{out}(k + (\frac{F_i}{f_c} - 1)) = \left(\frac{C}{C + C} \right)^{\frac{F_i}{f_c} - 1} V_{out}(k) \quad (7)$$

この後に f_{i1} が $high$ となるので式 (1) より

$$\begin{aligned} V_{out}(k + \frac{F_i}{f_c}) &= \frac{C}{C + C} V_r + \frac{C}{C + C} V_{out}(k + \frac{2\frac{F_i}{f_c} - 1}{2}) \\ &= \frac{C}{C + C} V_r + \frac{C}{C + C} V_{out}(k + (\frac{F_i}{f_c} - 1)) \\ &= \frac{C}{C + C} V_r + \left(\frac{C}{C + C} \right)^{\frac{F_i}{f_c}} V_{out}(k) \quad (8) \end{aligned}$$

式 (8) の左辺を $V(N)$ とし、 $\frac{C}{C + C} = \alpha$ とすると

$$V(N) = (1 - \alpha) V_r + \alpha^{\frac{F_i}{f_c}} V_{out}(k) \quad (9)$$

このことにより、式 (4), (5), (6), (7) は次のように書き換えられる

$$\begin{cases} V_{out}(k + 1) = \alpha V_{out}(k) \\ V_{out}(k + 2) = \alpha^2 V_{out}(k) \\ V_{out}(k + 3) = \alpha^3 V_{out}(k) \\ \vdots \\ V_{out}(k + (\frac{F_i}{f_c} - 1)) = \alpha^{(\frac{F_i}{f_c} - 1)} V_{out}(k) \end{cases} \quad (10)$$

さらに $n = \frac{F_i}{f_c}$ 、式 (9) の右辺を V とすると

$$\begin{aligned} V(N) &= (1 - \alpha) V_r + \alpha^n V_{out}(k) \\ &= V \quad (11) \end{aligned}$$

式 (11) より

$$\begin{aligned} V_{out}(k) &= V(N - 1) \\ &= V \end{aligned}$$

したがって、式 (10) は

$$\begin{cases} V_{out}(k+1) = \alpha V \\ V_{out}(k+2) = \alpha^2 V \\ V_{out}(k+3) = \alpha^3 V \\ \vdots \\ V_{out}(k + (\frac{f_i}{f_c} - 1)) = \alpha^{(\frac{f_i}{f_c} - 1)} V \end{cases} \quad (12)$$

と書き換えられる。

2.3 周波数-電圧変換概略図

前章 2.2 で述べた数式を図的に表すと下図 8 のようになる。

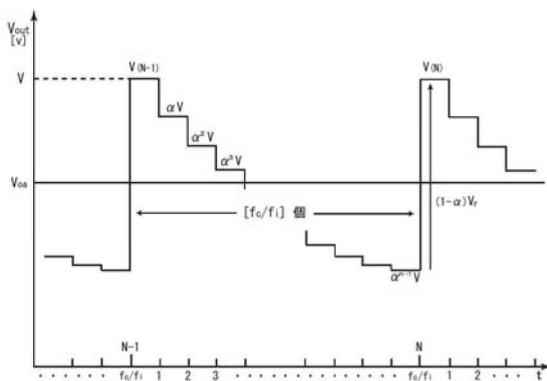


図 8 周波数-電圧変換

図 8 が周波数-電圧 (Frequency-to-Voltage; FV) 変換されたときの出力波形となる。まず電圧 V が得られ、その次の電圧は αV 、またその次の電圧は $\alpha^2 V$ というように、前の電圧を $\alpha (< 1)$ 倍していく階段状の出力波形となる。その後、再び電圧 V まで持ち上げられるのである。再び持ち上げられるまでのタイミングは、クロック周波数 f_c 、入力周波数 f_i とすると $\frac{f_c}{f_i}$ 回目である。

出力電圧 V_{out} の平均電圧 V_{oa} は次式のようになる。

$$V_{oa} = \frac{V + \alpha V + \alpha^2 V + \alpha^3 V + \dots + \alpha^{n-1} V}{n} \quad (13)$$

$$V_{oa} = V \sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i / n \quad (14)$$

このとき

$$V \sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i = \frac{V(1 - \alpha^n)}{1 - \alpha} \quad (15)$$

であるから

$$V_{oa} = \left\{ \frac{(1 - \alpha^n)V}{1 - \alpha} \right\} \frac{1}{n} \quad (16)$$

となる。ここで $n = \frac{f_c}{f_i}$ である。

図 8 から n 回目つまり $\frac{f_c}{f_i}$ 回目に参照電圧 $(1 - \alpha)V_r$ が入力されるため、電圧 $V_{(N)}$ は

$$\begin{aligned} V_{(N)} &= (1 - \alpha)V_r + \alpha V_{\{(N-1)+n\}} \\ &= (1 - \alpha)V_r + \alpha \{ \alpha^{n-1} V \} \\ &= (1 - \alpha)V_r + \alpha^n V \end{aligned} \quad (17)$$

と求められる。

定常状態の条件で $V = V_{(N)} = V_{(N-1)}$ となることから、式 (16), (17) より

$$\begin{aligned} V_r &= \frac{V_{(N)} - \alpha^n V}{1 - \alpha} \\ &= \frac{(1 - \alpha^n)V}{1 - \alpha} \end{aligned} \quad (18)$$

$$V_{oa} = \frac{V_r}{n} \quad (19)$$

ここで、 $n = \frac{f_c}{f_i}$ であるから

$$V_{oa} = \frac{f_i V_r}{f_c} \quad (20)$$

これが、出力電圧 V_{out} の平均電圧 V_{oa} の理論値である。[1]

式 (20) よりクロック周波数 f_c と入力周波数 f_i の比によって平均電圧 V_{oa} が変化することが分かる。つまりクロック周波数は一定であるので、入力周波数の変化により平均電圧が変化するのである。

3. 提案回路

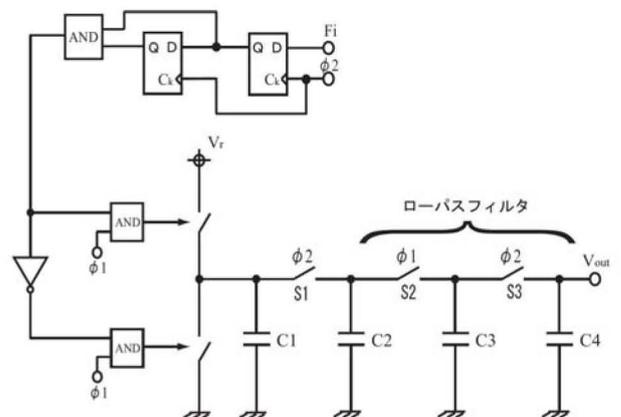


図 9 SC 周波数-電圧変換回路

図 9 に今回の提案回路を示す。この回路は文献 [1] の回路に SC ローパスフィルタを用いたものである。

SC ローパスフィルタについては次に述べる。

3.1 SC ローパスフィルタ

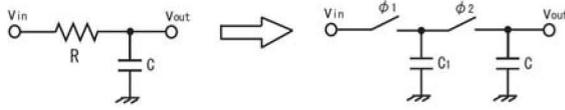


図 10 SC フィルタ

図 10 左は RC ローパスフィルタであり、前節で述べたようなことから図 10 右はそれをスイッチド・キャパシタ回路で実現したものである。

SC ローパスフィルタについて述べる前に RC ローパスフィルタについて述べる。図 10 左の RC ローパスフィルタの伝達関数は

$$I = \frac{V_{in} - V_{out}}{R} = \frac{V_{out}}{\frac{1}{j\omega C}}$$

$$V_{in} - V_{out} = j\omega CRV_{out}$$

$$V_{in} = V_{out}(1 + j\omega CR)$$

$$T(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + sCR} \quad (21)$$

となる。ここで、振幅の大きさの周波数特性はこの伝達関数の絶対値であるので

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \quad (22)$$

遮断周波数は、通過帯域レベルより $1/\sqrt{2}$ 減衰した点の周波数であるから、

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (23)$$

式 (22),(23) から $\omega CR = 1$

ゆえに、遮断周波数を f_o とすると $\omega = 2\pi f_o$ より

$$f_o = \frac{1}{2\pi CR} \quad (24)$$

となる。

ここで、抵抗を SC で実現できることについて述べる

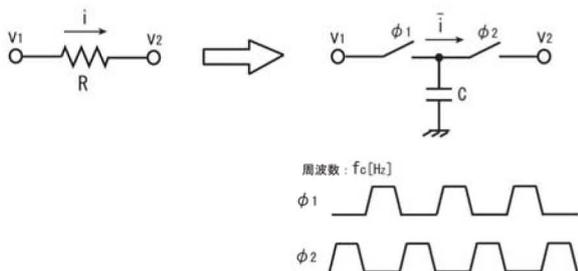


図 11 スイッチド・キャパシタ回路

上図 11 右が、抵抗を SC 回路で実現したものである。ここで $\phi 1, \phi 2$ は重なり合わない (同時に high にならない) 2 相クロックである。

図 11 左の抵抗 R に流れる電流は $i = \frac{v_1 - v_2}{R}$ となる。

一方、上図 11 右の回路に流れるパルス状の電流の平均電流 \bar{i} を求める。 $\phi 1$ 時に Cv_1 の電荷がキャパシタに蓄積され、 $\phi 2$ 時に Cv_2 の電荷がキャパシタに蓄積される。つまり、 $\phi 1$ 時の電荷 Cv_1 から $\phi 2$ 時の電荷 Cv_2 に変化するのである。したがって、 $\phi 1$ 時から $\phi 2$ 時に切り替わるときは

$$Cv_1 \pm \Delta Q = Cv_2$$

$$\pm \Delta Q = Cv_2 - Cv_1 \quad (25)$$

となり、 $\phi 2$ 時から $\phi 1$ 時に切り替わるときは

$$Cv_2 \pm \Delta Q = Cv_1$$

$$\pm \Delta Q = Cv_1 - Cv_2 \quad (26)$$

式 (25),(26) より

$$\Delta Q = |Cv_1 - Cv_2| \quad (27)$$

図 11 の電流 \bar{i} が矢印の向きに流れるとすると、 $v_1 > v_2$ であるから式 (27) は

$$\Delta Q = Cv_1 - Cv_2 \quad (28)$$

となる。

ゆえに、クロック周波数を $f_c [Hz]$ とすると、1 周期の平均電流 \bar{i} は

$$\bar{i} = C(v_1 - v_2)f_c \quad (29)$$

と表され、図 11 右の回路が $R_{SC} = \frac{1}{Cf_c}$ と見なせ、クロック周波数 f_c が信号の周波数より十分大きくないといけないという制限を受けるが、抵抗を SC 回路により実現できることを示している。

このことから、図 10 右の SC ローパスフィルタの場合は式 (21),(22),(24) の R を $R = \frac{1}{C_1 f_c}$ と置き換えればよいので、伝達関数、遮断周波数はそれぞれ

$$T(s) = \frac{1}{1 + sC \frac{1}{C_1 f_c}} \quad (30)$$

$$= \frac{C_1 f_c}{C_1 f_c + sC} \quad (31)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi C \frac{1}{C_1 f_c}} \quad (32)$$

$$= \frac{C_1 f_c}{2\pi C} \quad (33)$$

と表される。[3][4]

4. シミュレーション結果

SIMetrix でのシミュレーションは、各パラメータを以下のように設定して行った。

なお、提案回路と文献 [1] のパラメータは同じ設定にして行った。

表 4 シミュレーション設定

デジタル部分	$V_{dd} = 3.0V, V_{ss} = 0V$
アナログ部分	$V_{dd} = 1.0V, V_{ss} = 0V$
参照電圧	$V_r = 1.0V$
クロック周波数	$100kHz$

また、回路のスイッチには pMOS,nMOS を用いた。MOSFET のモデルパラメータは MOSIS の BSIM3 モデルを使用した。[5]

BSIM3 モデルを使用する SIMetrix の Level は 8 である。MOS スwitch の W/L 比、しきい値を以下に示す。

表 5 MOS の主要パラメータ

	W/L 比	しきい値
pMOS	$L = 1.0\mu m, W = 5.0\mu m$	$V_{thp} = 0.7V$
nMOS	$L = 1.0\mu m, W = 5.0\mu m$	$V_{thn} = 0.5V$

入力周波数 $F_i = 20kHz$ としたときの出力波形を図 12 に、入力周波数 $F_i = 10kHz$ としたときの出力波形を図 13 に示す。黒色の波形が提案回路の、灰色の波形が文献 [1] の出力波形である。

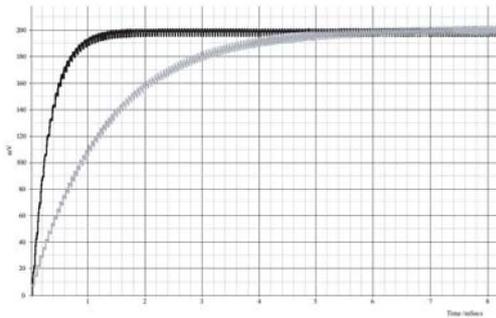


図 12 入力周波数 $F_i = 20kHz$

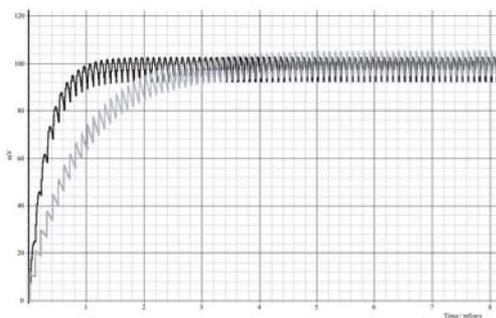


図 13 入力周波数 $F_i = 10kHz$

提案回路と文献 [1] の出力波形のリプルをそろえてシミュレーションを行った。このとき、提案回路は $C_1, C_3 = 5pF, C_2, C_4 = 50pF$ とし、各入力周波数における文献 [1] の容量値は下表 6 のようにした。

表 6 文献 [1] の容量値

入力周波数 F_i	容量値		リプル γ
	C_1	C_3	
$20kHz$	$5pF$	$650pF$	$5.2mV$
$10kHz$	$5pF$	$450pF$	$9.9mV$
$2kHz$	$5pF$	$210pF$	$23mV$
$1kHz$	$5pF$	$200pF$	$25mV$

表 7 提案回路と [1] の平均電圧・立ち上がり時間比較

入力周波数 F_i	変換精度		立ち上がり時間	
	SC回路	[1]	SC回路	[1]
$20kHz$	0.5%	1.0%	$650\mu sec$	$3.80msec$
$10kHz$	1.2%	0.3%	$700\mu sec$	$2.00msec$
$2kHz$	5.5%	1.5%	—	—
$1kHz$	8.8%	2.6%	—	—

5. まとめ

本研究ではスイッチト・キャパシタ周波数-電圧変換回路を提案し、従来の回路 [1] と両者のリプルをそろえた上で変換精度・立ち上がり時間を比較した。入力周波数 $20kHz$ と $10kHz$ において提案回路の方が立ち上がり時間が従来の回路より早くなっていることが確認できた。

変換精度においては従来の回路の方が良い結果が得られた。

今後の課題として、変換精度を保ちリプルの低減が図られた SC 周波数-電圧変換回路を実現することと、今回提案した SC 回路はクロック周波数が $100kHz$ であったのでさらに高いクロック周波数でも動作できる SC 回路を実現することである。

参考文献

- [1] Hiroki MATSUMOTO; “A Quasi-Passive Switched-Capacitor Frequency-to-Voltage Converter”, THE TRANSACTIONS OF THE IEICE, VOL. E72, NO.1 JANUARY 1989
- [2] 漆谷 正義 著: “周波数-電圧変換回路”, トランジスタ技術 2008 年 9 月号 pp.102-103, CQ 出版社
- [3] 長谷川 弘 著: “アナ/デジ混在回路設計の勘どころ”, 日刊工業新聞社
- [4] 浅田 邦博 著: “アナログ電子回路”, 昭晃堂
- [5] MOSIS:(<http://www.mosis.com/>)