

報 文

二つのクロック周波数をもつスイッチト
キャパシタフィルタの差分方程式

東京職業訓練短期大学校 情報処理科 武 田 康 嘉

Switched Capacitor Filter with Two Clock
Frequencies and its Difference Equation

Yasuyoshi Takeda

要 約 スwitchトキャパシタフィルタとは、キャパシタとスイッチを組み合わせた等価抵抗を含むフィルタである。その特徴は、第一に、従来のアナログフィルタに比べて集積化に適し、高精度で安定な特性が実現できる。第二に、スイッチを動作させるクロックの周波数を変えることによって、フィルタの特性を変えられるということである。

本論文で扱うスイッチトキャパシタフィルタは二つのクロック周波数をもつため、通常のスイッチトキャパシタフィルタより自由度のある可変特性を実現できる。しかし、回路解析が複雑になるため、従来の解析方法では二つのクロック周波数値を具体的に与えないと方程式を求むることができなかった。そこで、新しい解析方法を提案し、差分方程式を求む。求めた差分方程式は一般的な形であり、二つのクロック周波数を変えてもそのまま用いることができる。また、対象とする回路は、汎用性の高い基本的なフィルタとし、新たに差分方程式を導く必要が無いようにする。

I はじめに

スイッチトキャパシタ(以下SC)フィルタとは、等価的に抵抗の働きをするキャパシタとスイッチからなるSC回路を含むフィルタである。SCフィルタは従来のアナログフィルタに比べて集積化に適し、高精度で安定な特性が実現できる。さらに、スイッチを動作させるクロックの周波数を変えることによって、フィルタの特性を変えることができる。このとき、フィルタの周波数特性は周波数軸方向に移動するので、カットオフ周波数や共振周波数を変えることができるのである。

本論文では二つのクロック周波数をもつSCフィルタ⁽¹⁾を考察の対象とする。このフィルタは回路の一部をある周波数のクロック動作させ、他の部分を別の周波数のクロックで動作させるものである。一つの周波数で動作する通常のSCフィルタに対して、二つのクロック周波数をもつSCフィルタはフィルタの可変パラメータが二つになり、より自由度のある可変特性を実現できる。し

かし、二つのクロック周波数をもつため回路解析が複雑になる。従来の解析方法では、回路と二つのクロック周波数値を具体的に与えたときのみ、回路の差分方程式を導くことができ、二つのクロック周波数比と位相をパラメータとして一般的な形で回路方程式を求むことは不可能であった⁽²⁾。そこで、新しい解析方法を提案する。まず、SCフィルタの入出力信号は一定時間ごとの値を扱えばよいことに着目し、入出力変数を必要最小限に少なくする。次に、各スイッチの動作にともなう出力電圧変化の式を求む。一方、任意の時刻から一定時間経過する間のスイッチ動作回数を一般的な形で求めておく。得られた出力電圧変化の式とスイッチ動作回数の式を組み合わせることにより、フィルタの差分方程式は二つのクロック周波数比と位相をパラメータとして一般的な形で得る。対象とする回路については、基本的で応用性の高い1次のSCフィルタとする。

本文の構成は、IIが従来の解析方法の問題点、IIIが対象とする回路、IVがクロックによる出力電圧変化、Vが方程式の導出方法、VIがクロックの動作回数、VIIが差分方程式となっている。

II 従来の解析方法の問題点

SCフィルタはスイッチで入力信号を離散化するため入出力関係は差分方程式で表される。複雑なクロックをもつSCフィルタでは次のような方法で差分方程式を求める。1周期中にクロックは有限回数変化する。あるクロックが変化する時刻から次にいずれかのクロックが変化するまでの区間を相と呼ぶことにすると、1周期はいくつかの相に分けることができる。それぞれの区間ではクロックが変化しないのでSC回路による電荷の移動はなく、各部の電圧は一定である。ある相から次の相へ移行するとき、いずれかのクロックが変化してSC回路による電荷の移動が起こり、各部の電圧が変化する。このように、ある相から次の相へ移行するときの電荷の移動を考えて方程式を導く方法である。本研究の二つのクロック周波数をもつSCフィルタにこの方法を用いると、二つのクロック周波数比と位相の値を決めたときのみ各スイッチの動作順序が決まる。このとき1周期をいくつかの相に分けて方程式を導くことができるが、相の数が多く解析は複雑になる。そのうえ周波数比または位相を変えるごとに相が変わるため、再び方程式を導くことから行なわなければならない。例えば、二つのクロック周波数比が2:3のとき図1のようになる。図1でTと記して

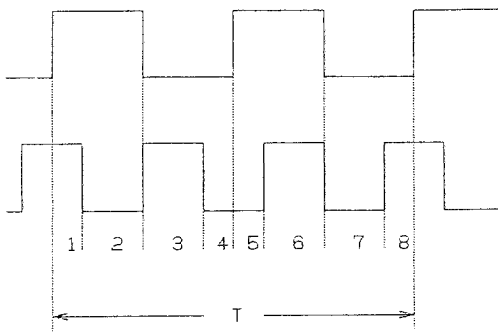


図1 周波数比が2:3の二つのクロック

あるのが全体の1周期で、その中に相が8ある。相1から相2へ移行するとき一方のクロックが変化する。このときのスイッチの動作によって各部の電圧変化を求める。次に相2から相3へ移行するときも同様にスイッチの動作を考え、電圧変化を求める。このように1周期にわたって順次求めてゆく。これによって、二つのクロック周波数が2:3のときの差分方程式が得られる。しかし、このSCフィルタは二つのクロック周波数を変えて特性を変えるので、二つのクロック周波数を頻繁に変えることになる。クロック周波数を変えてしまうと、図1の相の状態が

変わるため、求めた方程式は成り立たず、再び方程式を導かなければならない。したがって、この解析方法は実用上問題がある。そこで、以下では二つのクロック周波数比と位相を変えても成り立つ一般的な差分方程式を求める方法を示す。

III 対象とする回路

解析が可能な限り簡単になるようにフィルタの回路を次のように限定する。

- (1) 1次可変SCフィルタ・ブロックを組み合わせると高次のSCフィルタを作る。
- (2) 1次可変SCフィルタ・ブロックは、図2のよう

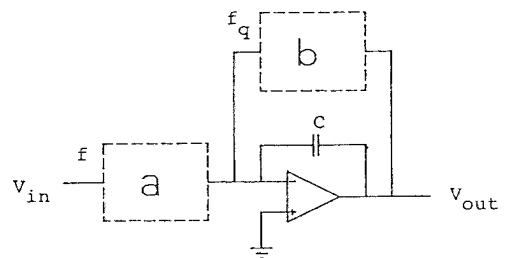
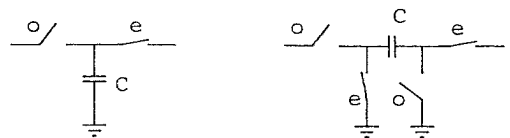


図2 1次可変SCフィルタ・ブロック

に、1つの演算増幅器と1つのキャパシタから成る積分器、周波数 f_0 のクロックで動作するスイッチとキャパシタから成る部分a、周波数 f_q のクロックで動作するスイッチとキャパシタから成る部分bによって構成される。但し、部分bのクロックは周波数 f でもよい。

- (3) 二つの周波数 f と f_q は有理数比とし、自然数 m 、 n を用いて $f:f_q = m:n$ とする。
- (4) 図2の部分a及びbは、図3に示される等価抵抗



(a) TSC

(b) TSI

図3 部分aおよびbに用いるSC回路

SC回路であるTSC (Toggle Switched Capacitor) 又はTSI (Toggle Switch Inverter) に限る。

- (5) 複数の1次可変SCフィルタ・ブロックを組み合わせるとき、周波数 f のクロックと自然数 m は各ブロック共通にする。

上記の条件より、1次可変SCフィルタ・ブロックは、部分a及びbの回路とクロックの違いにより、表1に示

表1 1次可変SCフィルタ・ブロック

ブロック	a		b		特性
	タイプ	f (クロック)	タイプ	f_q (クロック)	
I	TSC	f	TSC	f_q	反転型可変LPPF
II	TSI	f	TSC	f_q	非反転型可変LPPF
III	TSC	f	TSC	f	反転型LPPF
IV	TSI	f	TSC	f	非反転型LPPF
V	TSC	f	開放		反転型積分器
VI	TSI	f	開放		非反転型積分器

TSC: トグル・スイッチト・キャパシタ (Toggle Switched Capacitor)
 TSI: トグル・スイッチ・インバータ (Toggle Switch Inverter)

されるように6種類のブロックI~VIに分けられる。回路の安定性から、部分bにTSIが用いられることはない。この中で二つのクロック周波数をもつブロックはIとIIであり、これを解析の対象とする。

二つのクロック周波数 f と f_q は有理数比としたので自然数 m, n を用いて、

$$f : f_q = m : n \quad (1)$$

と置くことができる。このとき二つのクロックを図4のように表す。周波数 f のクロックが odd→evenになるあ

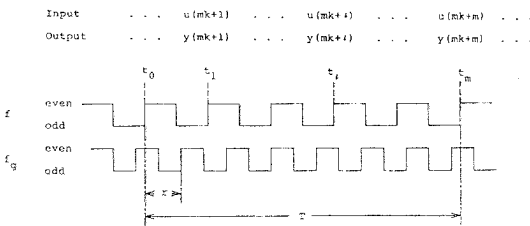


図4 周波数 f と f_q の二つのクロック

る時刻をえらび、その時刻を t_0 とおく。時刻 t_0 から考えて最初に周波数 f_q のクロックが odd→evenになるまでの時間を r とし、二つのクロックの位相関係を表すことにする。自然数 m, n と位相 r が決まれば二つのクロックにより動作する各スイッチの動作順序は一意に決まる。本研究では3つのパラメータ m, n, r を用いて二つのクロックの状態を表すことにする。

図4で T と記してある区間 $t_0 \leq t < t_0 + T$ が二つのクロックを合わせた全体の周期で、周波数 f のクロックの m 周期分、周波数 f_q のクロックの n 周期分に相当する。

$$T = m / f = n / f_q \quad (2)$$

また、時刻 t_0 から周波数 f のクロックの l 周期後の時刻を t_l とする。

$$t_l = t_0 + l / f \quad (3)$$

以上により回路とクロックを決定し、差分方程式を求めるための準備としてクロックを表すパラメータである自然数 m, n 、位相 r と時刻 t_0, t_l を定義した。

IV クロックによる出力電圧変化

図5のブロックIの差分方程式を求めるために、二つ

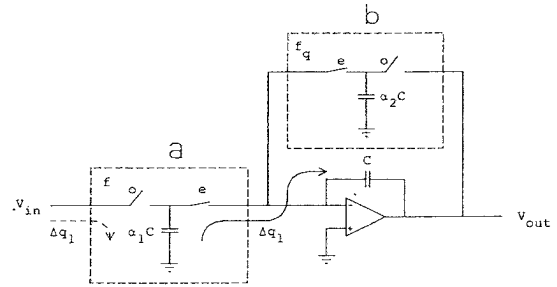


図5 ブロックI

のクロックにより出力電圧がどのように変化するかを考える。電荷が部分aまたは部分bから演算増幅器側へ流れ込むとき、出力電圧が変化する。回路の構造上、周波数 f のクロックが odd→evenになるとき、部分aから演算増幅器側へ電荷が流れ込む。同様に、周波数 f_q のクロックが odd→evenになるとき、部分bから演算増幅器側へ電荷が流れ込む。したがって、出力電圧が変化するのは、周波数 f のクロックのみが odd→evenになるとき、周波数 f_q のクロックのみが odd→evenになるとき、そして二つのクロックが同時に odd→evenになるときの3つの場合だけである。これ以外のときは演算増幅器側へ電荷が流れ込むことはなく、出力電圧は変化しない。以下、それぞれの場合の出力電圧変化を求める。

(1) 周波数 f のクロックのみが odd→evenになるときの電圧変化

周波数 f のクロックが odd→evenになる時刻を t_s^- とし、時刻 t_s の直前の時刻を t_s^- とし、時刻 t_s の直後の時刻を t_s^+ とする。周波数 f のクロックが oddのとき図5の破線矢印のようにキャパシタ $\alpha_1 C$ に電荷 Δq_1 が蓄えられる。このとき出力電圧は変化しない。

$$\Delta q_1 = \alpha_1 V_{in}(t_s^-) \quad (4)$$

次にクロックが evenになると、図5の実線矢印のようにキャパシタ $\alpha_1 C$ の電荷 Δq_1 は全て積分器へ移動する。キャパシタ C の電荷を $q(t)$ とおくと、

$$q(t_s^+) = q(t_s^-) - \Delta q_1 \quad (5)$$

積分器の出力電圧 v_{out} と電荷 $q(t)$ の関係は、

$$v_{out}(t) = q(t) / C \quad (6)$$

であるから式(4)、(6)を式(5)へ代入すると次のようになる。

$$V_{out}(t_s^+) = V_{out}(t_s^-) - \alpha_1 V_{in}(t_s^-) \quad (7)$$

周波数 f のクロックのみが odd→evenになる時刻での出力電圧変化を求めた。

(2) 周波数 f_q のクロックのみが odd→evenになるときの電圧変化

場合(1)と同様に、周波数 f_q のクロックが odd→evenになる時刻とその直前、直後の時刻をそれぞれ t_s 、 t_s^- 、 t_s^+ とする。図 5 より、部分 b は部分 a と同じ回路 T S C が用いられているので、電圧変化は式(7)と同じ形になる。但し、部分 b はフィードバックになっているので、入力電圧 $V_{in}(t_s^-)$ を出力電圧 $V_{out}(t_s^-)$ に置き換えて次式を得る。

$$V_{out}(t_s^+) = V_{out}(t_s^-) - \alpha_2 V_{out}(t_s^-) \quad (8)$$

$$= (1 - \alpha_2) V_{out}(t_s^-) \quad (9)$$

周波数 f_q のクロックのみが odd→evenになる時刻での出力電圧変化を求めた。

(3) 二つのクロックが同時に odd→evenになるときの電圧変化

この時、積分器に流れ込む電荷は、部分 a から流れ込む電荷と部分 b から流れ込む電荷の和に等しい。したがって、出力電圧変化は、式(7)の変化分と式(8)の変化分を加えたものになる。

$$V_{out}(t_s^+) = V_{out}(t_s^-) - \alpha_1 V_{in}(t_s^-) - \alpha_2 V_{out}(t_s^-) \quad (10)$$

$$= (1 - \alpha_2) V_{out}(t_s^-) - \alpha_1 V_{in}(t_s^-)$$

二つのクロックが同時に odd→evenになる時刻での出力電圧変化を求めた。

以上の、(1)、(2)、(3)の3つの場合に限り、式(7)、(9)、(10)により出力電圧が変化し、これ以外の時刻では出力電圧は変化しない。

V 方程式の導出方法

次に、扱うべき入出力について考える。式(7)、(9)、(10)より、入力電圧として必要なのは式(7)、(10)の $V_{in}(t_s^-)$ のみで、周波数 f のクロックが odd→evenに変化する直前の時刻 t_s^- における値だけである。図 4 の T と記してある 1 周期の間では、時刻 t_s^- は t_1 、 t_2 、 \dots 、 t_m それぞれの直前の時刻に対応する。時刻 t_l の直前の時刻を t_l^- と記すことにし、この 1 周期が k 番目の周期としたとき、

$$u(mk + l) = V_{in}(t_l^-) \quad (11)$$

$$(l = 1, 2, \dots, m)$$

とおくと、 k 番目以外の周期でも同様であり、入力として必要なのは時系列 u だけであることがわかる。よって、入力は時系列 u で表すことにする。回路の条件より 1 次ブロックを接続することを考えると、出力は次のブロックの入力になる。つまり、出力も入力と同時刻のものだけが必要で、他の時刻の出力を扱う必要はない。したがって、出力も入力と同様にして k 番目の周期の中で次のように表す。

$$y(mk + l) = V_{out}(t_l^-) \quad (12)$$

$$(l = 1, 2, \dots, m)$$

以上より、入出力として必要なのは一定時間毎の値、すなわち入力は時系列 u 、出力は時系列 y だけがそれぞれ必要であることがわかる。

差分方程式を導くためには、少なくとも出力 $y(mk + l)$ と $y(mk + l - 1)$ の関係を知る必要がある。このため、区間 $t_{l-1} \leq t < t_l$ における出力電圧変化を求める。この区間において二つのクロックが odd→evenに変化する回数と順序を考え、式(7)、(9)、(10)を組み合わせて、出力電圧変化の式を導くという方針で進める。ここで、区間 $t_{l-1} \leq t < t_l$ において周波数 f_q のクロックが odd→evenになる回数を $p(l)$ 、同様に区間 $t_{l-1} < t < t_l$ における回数を $h(l)$ としておく。まず、 $t = t_{l-1}$ のとき、周波数 f のクロックが odd→evenに変化する。このとき、周波数 f_q のクロックは同時に変化する場合としない場合が有り得る。

(1) $t = t_{l-1}$ において、二つのクロックが同時に変化するとき

このとき、二つのクロックが同時に変化するので式(10)の出力変化が起こる。

$$V_{out}(t_{l-1}^+) = (1 - \alpha_2) V_{out}(t_{l-1}^-) - \alpha_1 V_{in}(t_{l-1}^-) \quad (13)$$

その後、区間 $t_{l-1} < t < t_l$ においては、周波数 f のクロックは変化せず周波数 f_q のクロックだけが $h(l)$ 回 odd→evenに変化するので、式(9)の変化が $h(l)$ 回起こる。

$$V_{out}(t_l^-) = (1 - \alpha_2)^{h(l)} V_{out}(t_{l-1}^+) \quad (14)$$

式(13)、(14)より 区間 $t_{l-1} \leq t < t_l$ における出力電圧変化は、

$$V_{out}(t_l^-) = (1 - \alpha_2)^{h(l)+1} V_{out}(t_{l-1}^-) - \alpha_1 (1 - \alpha_2)^{h(l)} V_{in}(t_{l-1}^-) \quad (15)$$

式(11)、(12)の入出力変数を置き換えると、

$$y(mk+l) = (1-\alpha_2)^{h(l)+1} y(mk+l-1) - \alpha_1(1-\alpha_2)^{h(l)} u(mk+l-1) \quad (16)$$

(2) $t = t_{l-1}$ において、周波数 f のクロックだけが変化するとき

このとき、周波数 f のクロックのみ変化するので式(7)の変化が起こる。

$$v_{out}(t_{l-1}) = v_{dut}(t_{l-1}) - \alpha_1 v_{in}(t_{l-1}) \quad (17)$$

その後、区間 $t_{l-1} < t < t_l$ において周波数 f_q のクロックが $h(l)$ 回 odd→even に変化するので、(1)の場合と同様に、式(14)の変化が起こる。式(17)、(14)より、

$$v_{out}(t_l) = (1-\alpha_2)^{h(l)} v_{in}(t_{l-1}) - \alpha_1(1-\alpha_2)^{h(l)} v_{out}(t_{l-1}) \quad (18)$$

式(11)、(12)より、上式の入出力変数を置き換えると、

$$y(mk+l) = (1-\alpha_2)^{h(l)} y(mk+l-1) - \alpha_1(1-\alpha_2)^{h(l)} u(mk+l-1) \quad (19)$$

(1)、(2)より、区間 $t_{l-1} \leq t < t_l$ における出力電圧変化の式を得た。ここで、回数 $P(l)$ と $h(l)$ の関係について考えてみる。回数 $P(l)$ は区間 $t_{l-1} \leq t < t_l$ において周波数 f_0 のクロックが odd→even に変化する回数で、 $h(l)$ は区間 $t_{l-1} < t < t_l$ における回数であった。両者の違いは時刻 $t = t_{l-1}$ における変化を含むか含まないかである。したがって、場合(1)の条件下では、

$$P(l) = h(l) + 1 \quad (20)$$

であり、場合(2)の条件下では、

$$P(l) = h(l) \quad (21)$$

である。式(20)、(21)より、 $P(l)$ を用いると式(16)、(19)を1つの式に表すことができる。

$$y(mk+l) = (1-\alpha_2)^{P(l)} y(mk+l-1) - \alpha_1(1-\alpha_2)^{h(l)} u(mk+l-1) \quad (22)$$

回数 $P(l)$ と $h(l)$ が未知であるが、出力 $y(mk+l)$ と $y(mk+l-1)$ の関係式の形が得られた。

IV クロックの動作回数

回数 $P(l)$ を求めるために、区間 $t_0 + r \leq t < t_l$ における回数を $\eta(l)$ とおき、この回数 $\eta(l)$ を先に求める。回数 $P(l)$ と回数 $\eta(l)$ は区間の違いから、

$$P(l) = \eta(l) - \eta(l-1) \quad (23)$$

の関係がある。ここで、図4上の時間軸方向に座標 x を定義する。時間 t と座標 x の関係は、

$$x = (t - t_0 - r) f_q \quad (24)$$

とする。これによって、二つのクロックと座標 x の関係は図6のようになる。周波数 f_q のクロックが odd→even に

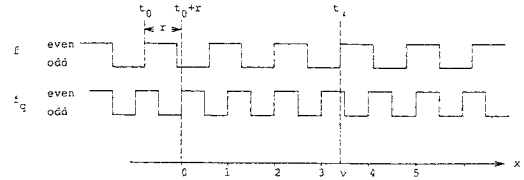


図6 二つのクロックと x 座標

変化する時点の x 座標は整数になる。時刻 t_l の x 座標を ν とすると、回数 $\eta(l)$ は区間 $0 \leq x < \nu$ において周波数 f_q のクロックが odd→even に変化する回数になる。 x が整数の時点で1回変化するので、 $0 < \nu \leq 1$ のときは $x = 0$ の時点の1回だけであるから $\eta(l) = 1$ となる。 $1 < \nu \leq 2$ のときは $x = 0$ と $x = 1$ の時点の2回であるから $\eta(l) = 2$ となる。同様に考えてゆくと一般的に、関数 $I(x)$ を用いて、

$$\eta(l) = I(\nu) + 1 \quad (25)$$

となる。ここで、関数 $I(x)$ は、 x より小さい最大の整数を与えるとし、次式で定義する。

$$x - 1 \leq I(x) < x \quad \{ I(x) \text{ は整数} \}$$

式(25)の ν は時刻 t の x 座標であるから式(24)より、

$$\nu = (t_l - t_0 - r) f_q \quad (26)$$

であり、これを式(25)に代入すると、

$$\eta(l) = I\{(t_l - t_0 - r) f_q\} + 1 \quad (27)$$

式(3)、(1)を用いると式(27)は、

$$\eta(l) = I(l n / m - r f_q) + 1 \quad (28)$$

となる。これを式(23)に代入すると、回数 $P(l)$ が求められる。

$$P(l) = I(l n / m - r f_q) - I\{(l-1) n / m - r f_q\} \quad (29)$$

同様の議論により、回数 $h(l)$ はガウス記号 $[]$ を用

いて、

$$h(l) = I(l n/m - rf_q) - [(l-1)n/m - rf_q] \quad (30)$$

のように求められる。ここで、

$$x - 1 < [x] \leq x \quad \{[x] \text{ は整数}\}$$

である。これによって、式(22)に含まれる回数 $P(l)$ と $h(l)$ を得た。

VII 差分方程式

出力 $y(mk+l)$ と $y(mk+l-1)$ の関係は式(22)で得られ、それに含まれる回数 $P(l)$ と $h(l)$ は式(29)、(30)で得られる。この関係式(22)は区間番号 l をパラメータとして一般的に求めたので、すべての区間 $l = 1, 2, \dots, m$ について成り立つ。また、この関係式は第 k 周期における関係を表しているが、他の周期においてもまったく同じであるから、 $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$ に対して成り立つ。以上より、ブロック I の差分方程式は式(22)で与えられる。

ブロック II は表 I より部分 a が T S I になっている点だけがブロック I と異なる。このため入力信号は反転され正負が逆になる。その他はブロック I と全く同じであるから、ブロック II の差分方程式は式(22)の右辺第 2 項の符号を変えて得られる。得られた差分方程式をまとめると次のようになる。

$$y(mk+l) = a(l)y(mk+l-1) + c(l)u(mk+l-1) \quad (31)$$

$$(l = 1, 2, \dots, m, \quad k = 0, 1, \dots, \infty)$$

ここで、

$$a(l) = \mu^{n(l)} \quad (32)$$

$$c(l) = \alpha_1 \mu^{h(l)} \quad (33)$$

$$\mu = 1 - \alpha_2 \quad (34)$$

$$P(l) = I(l n/m - rf_q) - I((l-1)n/m - rf_q) \quad (35)$$

$$h(l) = I(l n/m - rf_q) - [(l-1)n/m - rf_q] \quad (36)$$

$$x - 1 \leq I(x) < x \quad \{I(x) \text{ は整数}\} \quad (37)$$

$$x - 1 < [x] \leq x \quad \{[x] \text{ は整数}\} \quad (38)$$

この差分方程式は、区間番号 l 、周期番号 k 、二つのク

ロックを表すパラメータである自然数 m 、 n 、位相 r を含んでいる。また、差分方程式(31)は、2つの変数 l と k があり、 l によって係数 $a(l)$ 、 $c(l)$ が変化する周期時変の差分方程式になっている。二つのクロック周波数比と位相を変えてもこの差分方程式は成り立つ。また、IIIの回路の条件を満たすものであれば、この差分方程式を利用できる。

VIII むすび

二つのクロック周波数をもつ S C フィルタの解析方法を提案し、その差分方程式を求めた。通常の S C フィルタは一つのクロック周波数をもつものに対して、二つのクロック周波数をもつので、この二つのクロック周波数を変えることにより自由度のある可変特性を実現できる。しかし、その解析はむずかしく、二つのクロック周波数を変えても成り立つような一般的な方程式を導くことはできなかった。そこで、新しい解析法を提案し、二つのクロック周波数比と位相を変えても成り立つような一般的な差分方程式を導いた。対象とした回路は、基本的な回路を一つのフィルタ・ブロックと考え、これを組み合わせて各種フィルタを構成することとした。したがって、ここで求めた差分方程式は多くの場合に利用でき、応用性の高いものであるといえる。

IX 謝辞

本研究に関して、ご指導をいただいた慶応義塾大学理工学部佐藤力教授に深く感謝致します。また、本研究を始めるにあたって望月康平氏（現在、YHP）の修士論文を参考にさせていただき、同氏に感謝します。さらに、本論文の作成にあたり、ご援助いただいた東京職業訓練短期大学の先生方に厚く御礼申し上げます。

X 文献

- (1) J. J. Mulawka: "Electronically tunable filters comprising analog switches", IEEE Int. Symp. Circuits & Syst. Proc., California, vol. 2, pp. 626-629 (May 1983).
- (2) 望月、佐藤: "Tunable Switched Capacitor Filter について", 電子通信学会技術研究報告、NLP84-3 (1984-4).
- (3) 武田、佐藤: "二つのクロック周波数をもつスイッチトキャパシタフィルタブロック" 電子情報通信学会論文誌(A), vol. J70-A, no. 9, pp. 1275-1282 (1987-9).

- (4) J. E. da Franca: "Nonrecursive polyphase switched-capacitor decimators and interpolators", IEEE Trans. Circuits & Syst., vol. CAS-32, no. 9, pp. 877-887 (Sept. 1985).
- (5) 中山謙二: "S C回路網の設計と応用", 東海大学出版会, pp. 123-124 (1985)
- (6) 佐藤力: "電子回路論", 昭晃堂, pp. 78-162 (1980).