

振幅・周波数の独立制御が可能な  
スイッチト・キャパシタ発振回路

大木 誠・福本 富彦\*・副井 裕

電気工学科・\*松下電子工業㈱

(1987年9月1日受理)

Switched Capacitor Oscillator with Independently Controllable  
Amplitude and Frequency Characteristics

by

Makoto OHKI, Yoshihiko FUKUMOTO\* and Yutaka FUKUI

Department of Electrical Engineering

\*Matsushita Electronics Corporation

(Received September 1, 1987)

We propose a new switched capacitor oscillator, of which the amplitude and frequency are independently controllable. A low pass filter and an inverting integrator make a loop in the oscillator so as to give a unity loop gain and  $2\pi$  phase shift. The oscillating frequency and amplitude are analyzed in continuous-time and discrete-time domain. Experimental results show good agreement with the analytical results.

Key words : Switched capacitor circuit, Oscillator, Signal flow graph, Nonlinear differential equation.

1. はじめに

近年、電子素子技術の発達に伴い通信、信号処理、計測、制御システムのLSI化が進められている。システムを構成している回路は、アナログ回路とデジタル回路に大別できる。アナログ回路の代表的なものに、演算増幅器とRC素子によるハイブリットICアクティブRC回路がある。アクティブRC回路は、コイルを使用しないため原理的には集積化可能であるが、実際には使用するキャパシタの容量値がICとして実現可能な範囲を大きく逸脱していたり、また素子値に要求される精度の問題から、集積化には不向きであるといえる。一方、モノリシック集積化に適した実現方法としてデジタル回路がある。初めは計算機によるフィルタのシミュレーション技法として発達したが、LSI技術の発達に伴い、実時間処理可能な集積回路として実用化されるに至っている。しかしながらアナログ信号を対象とした場合、A/D、D/A変換操作が必要となり、回路規模等その他の点で多くの問題を残している。

スイッチト・キャパシタ(SC)回路は、MOSFETアナログスイッチ、MOSキャパシタおよび演算増幅器からなり、モノリシックIC化が可能で大量生産に適した回路であるといえる。SC回路はキャパシタからキャパシタへの電荷の転送を基本動作とする。従って、アナログスイッチを制御するクロックパルスによってその動作が支配されており基本的には離散時間システムとして動作する。即ち、システムは差分方程式によって記述することができる。SC回路はフィルタ回路の他に等価器、変調器、A/D、D/A変換器や発振回路などの非フィルタ回路にも応用することができる。W.B.Mikhaelらは外部電圧によって発振出力の振幅制御が可能な二重積分型SC発振回路を提案している。この回路の発振周波数はクロック周波数によって決定されるため、多数のクロックを発生させ、そのうちから適当な周波数のクロックを選択するという複雑な形式になる欠点がある[1][2]。

本論文では振幅と周波数が独立制御可能な新しいSC発振回路を提案している。本発振回路は低域通過型フィルタと逆相積分器を組み合わせた簡単な構成であり、外部端子に加えられた電圧によって、振幅および周波数を独立かつ線形に変化させることができる。以下本文では本発振回路の連続時間領域および離散時間領域での解析を行い、実験結果と対比することによってその有効性を示す。

2. SC移相型発振回路

今回用いた回路は移相型発振回路である。振幅及び発振周波数を独立に制御するために、低域通過型フィルタ(LPF)のカットオフ周波数付近における位相遅れを利用し、その出力からフィルタ外部の逆相積分器を通じてLPFの入力にかえし、ループを構成するものである。ループの過程においてLPFを用いたのは高周波雑音を発生しやすいSC回路に対する措置である。原理図を図1に示す[3]。

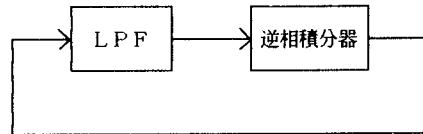


図1 移相型発振回路の原理図

初めに、図1のような原理の発振回路を設計する。この移相型発振回路のLPFの部分には、回路の簡単化のために2次のものを選んだ。

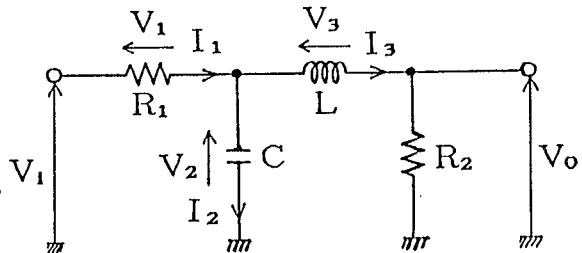


図2 2次LCR低域通過型フィルタ

図2に示す2次LCR-LPFから2次SC-LPFを設計する。図のように電圧・電流を定めると、次のような回路方程式を得る。

$$V_1 = V_i - V_2 \tag{1}$$

$$I_1 = V_1 / R_1 \tag{2}$$

$$I_2 = I_1 - I_3 \tag{3}$$

$$V_2 = (1 / s C) I_2 \tag{4}$$

$$V_3 = V_2 - V_0 \tag{5}$$

$$I_3 = (1/sL) V_3 \quad (6)$$

$$V_0 = I_3 R_2 \quad (7)$$

電流変数を消去して電圧変数で表すと、

$$V_2 = \frac{1}{sC} \left\{ \frac{1}{R_1} (V_1 - V_2) - \frac{1}{R_2} V_0 \right\} \quad (8)$$

$$V_0 = \frac{1}{sL} R_2 (V_2 - V_0) \quad (9)$$

となる。式(8)(9)より図3のシグナルフローグラフを得る。図3に於て  $a_1 = 1/CR_1$ ,  $a_2 = 1/CR_2$ ,  $a_3 = R_2/L$  である。

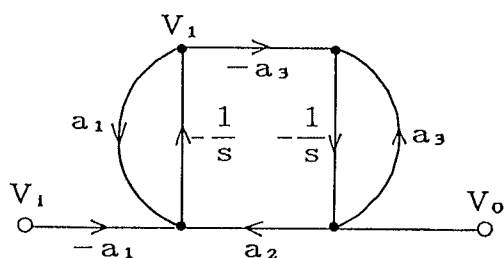


図3 2次LPFのシグナルフローグラフ

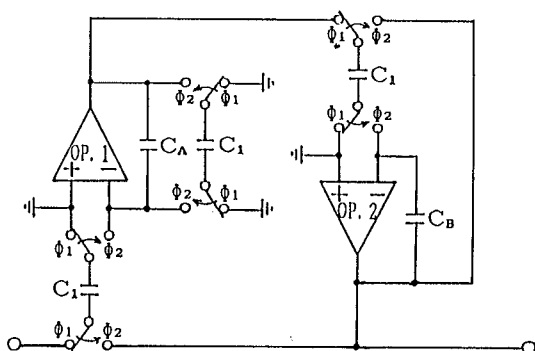


図4 2次SC-LPF

このシグナルフローグラフから、図4のリープフロッグ型2次SC-LPF回路を得る。ここで  $\phi_1, \phi_2$  は重ならない2相クロックである。発振はLPFの位相遅れが90 [DEG] となるカットオフ周波数付近で行うため、の

こり 270 [DEG] の位相遅れをフィルタ外のSC逆相積分器で発生させる。この発振回路を図5に示す。

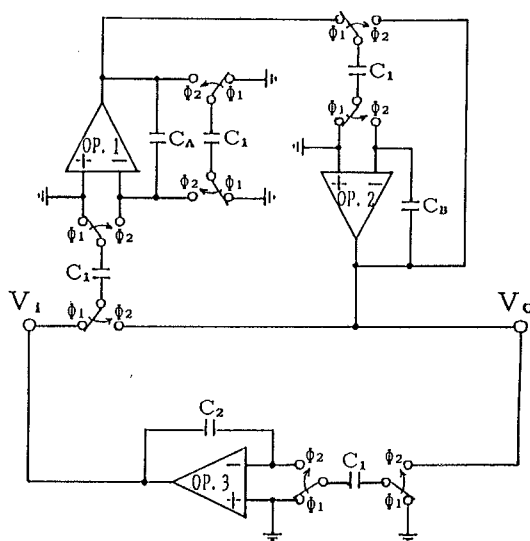


図5 2次LPFを用いたSC移相型発振回路

各積分器における入出力の関係を表す差分方程式は次のようになる。

$$-C_1 V_0(n) + C_1 V_1(n-1) = C_A [V_1(n) - V_1(n-1)] + C_1 V_1(n) \quad (10)$$

$$-C_1 V_0(n) + C_1 V_1(n-1) = C_B [V_0(n) - V_0(n-1)] \quad (11)$$

$$-C_1 V_0(n) = C_2 [V_1(n) - V_1(n-1)] \quad (12)$$

式(10)~(12)をz変換して、LPFと逆相積分器を従続接続したものの伝達関数、すなわちループ一巡の伝達関数  $H(z)$  を求めると、次式のようなになる。

$$H(z) = \frac{-F z^{-2}}{A - B z^{-1} + D z^{-2} - E z^{-3}} \quad (15)$$

ただし、各係数は次のように与えられる。

$$A = C_A C_B + C_A C_1 + C_B C_1 + C_1^2$$

$$\begin{aligned} B &= 3C_A C_B + 2C_A C_1 + 2C_B C_1 \\ D &= 3C_A C_B + C_A C_1 + C_B C_1 - C_1^2 \\ E &= C_A C_B \\ F &= C_1^3 / C_A \end{aligned}$$

ここで式(15)において  $z = \exp(j\omega T)$  として代入する。

$$H[\exp(j\omega T)] = \frac{-F}{A \cos 2\omega T - (B+E) \cos \omega T + D + j\{A \sin 2\omega T - (B-E) \sin \omega T\}} \quad (16)$$

これを次式のように表す。

$$H[\exp(j\omega T)] = R(\omega) + jX(\omega) \quad (17)$$

発振を保つための条件として、ループ一巡の位相遅れが  $360$  [DEG] であること、およびループ利得が  $1$  であることの二点を考慮する。(17)式より  $H[\exp(j\omega T)]$  の位相特性  $\theta(\omega)$  は次のように表せる。

$$\theta(\omega) = \arctan [X(\omega) / R(\omega)] \quad (18)$$

したがって  $\theta(\omega) = 2\pi$  として次式を得る。

$$X(\omega) = \sin(\omega T) [2A \cos(\omega T) - B + E] = 0 \quad (19)$$

このとき、明らかに  $\sin(\omega T) \neq 0$ ,  $\omega T = (0, \pi/2)$  であるから、

$$2A \cos(\omega T) - B + E = 0 \quad (20)$$

となり式(20)より発振周波数  $f_0$  は次式で与えられる。

$$f_0 = \frac{f_s}{2\pi} \cdot \arccos \frac{B-E}{2A} \quad (21)$$

各係数を代入して、

$$f_0 = \frac{f_s}{2\pi} \cdot \arccos \frac{C_A C_B + C_A C_1 + C_B C_1}{C_A C_B + C_A C_1 + C_B C_1 + C_1^2} \quad (22)$$

ここで  $f_s$  はサンプリング周波数である。一方、ループ利得の関係から発振周波数  $f_0$  において  $|H[\exp(j\omega T)]| = 1$  となるように、 $C_2$  の値を決定する。すなわち、

$$C_2 = \frac{C_1}{|-2E \cdot \cos(\omega_0 T) - A + D|} \quad (23)$$

が得られる。

### 3. 振幅及び周波数の制御

前節で述べた発振回路をもとに、発振の振幅及び周波数を外部電圧によって制御できる発振回路について考察する。

一般にSC回路は離散時間システムとして動作するものであるが、ここでは初めに回路の大まかな動作を中心に考えて、前節で述べた回路のシグナルフローグラフを解析する。そしてこのシグナルフローグラフに文献[1][5]の原理を用いて新しく制御ノードを付け加えることで、発振出力の振幅及び周波数が外部電圧によって独立に制御可能となる発振回路を検討する。

図5で述べた移相型発振回路のシグナルフローグラフを図6に示す。

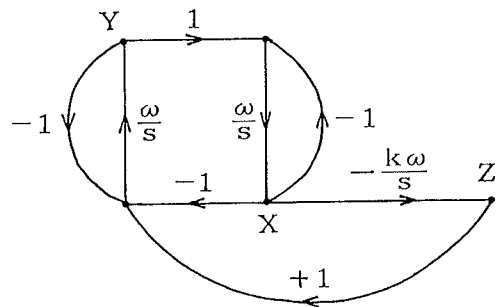


図6 移相型発振回路のシグナルフローグラフ

このシグナルフローグラフから、次のような連立方程式を得る。

$$x = \omega(y - x) \quad (24)$$

$$y = \omega(z - x - y) \quad (25)$$

$$z = -k\omega x \quad (26)$$

いま、発振出力をLPFの出力から取り出すとして、上式より  $y, z$  を消去して  $x$  に関する三階線形微分方程式を得る。

$$\ddot{x} + 2\omega \dot{x} + 2\omega^2 x + k\omega^3 x = 0 \quad (27)$$

解を  $x = A \sin(\omega_0 t + \theta)$  とおいて式(27)に代入する。

$$A\{\omega(k\omega^2 - 2\omega_0^2)\sin(\omega_0 t + \theta) + \omega_0(2\omega^2 - \omega_0^2)\cos(\omega_0 t + \theta)\} = 0 \quad (28)$$

式(28)より次の二式を得る。

$$k\omega^2 - 2\omega_0^2 = 0 \quad (29)$$

$$2\omega^2 - \omega_0^2 = 0 \quad (30)$$

したがって、解は、

$$\omega_0 = \sqrt{2}\omega, k = 4 \quad (31)$$

より、次式を得る。

$$x(t) = A \sin(\sqrt{2}\omega t + \theta) \quad (32)$$

次に、発振出力の振幅及び周波数を外部電圧によって制御するために図7のようなシグナルフロログラフを考える。これは図5の回路に制御用の2つのノードを新たに加えることによって図6のシグナルフロログラフを一

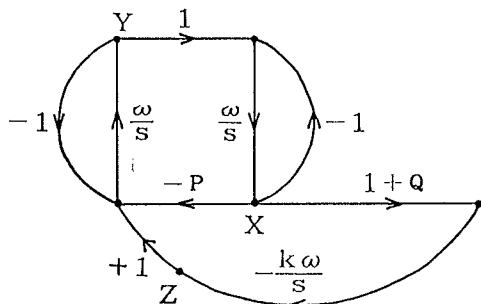


図7 変更を加えたシグナルフロログラフ

部変更し2つの枝のトランスミッタンスを  $-P$  および  $1+Q$  と可変としたものである。いま、 $P, Q$  を次のように定める。

$$P = 1 - \eta V_f \quad (33)$$

$$Q = \nu (V_a - \mu V_p(t)) \quad (34)$$

ただし、 $V_a, V_f$ は外部信号電圧、 $V_p(t)$ は発振出力の振幅、 $\eta, \nu$  および  $\mu$  は定数である。このシグナルフロログラフから、次の連立方程式が得られる。

$$\dot{x} = \omega(y - z) \quad (35)$$

$$\dot{y} = \omega(z - Px - y) \quad (36)$$

$$\dot{z} = -k\omega(1+Q)x \quad (37)$$

いま、発振出力をLPFの出力  $X$  から取り出すとして、式(35)~(37)より  $y, z$  を消去して  $x$  に関する三階微分方程式を得る。

$$\ddot{x} + 2\omega \dot{x} + \omega^2(1+P)x + k\omega^3(1+Q)x = 0 \quad (38)$$

式(38)に式(33)、(34)を代入する。

$$\ddot{x} + 2\omega \dot{x} + \omega^2(2 - \eta V_f)x + k\omega^3\{1 + \nu(V_a - \mu V_p(t))\}x = 0 \quad (39)$$

式(39)を平均法[4]を用いて解く。

① はじめに、 $\eta = 0, \nu = 0$  のとき、式(39)は式(27)と同様であるから式(32)より、 $V_p, \theta$  を定数として次式を得る。

$$k = 4$$

$$x(t) = V_p \sin(\sqrt{2}\omega t + \theta) \quad (40)$$

これより式(40)を1回微分、2回微分したものが次のようになる。

$$\frac{dx(t)}{dt} = \sqrt{2}\omega V_p \cos(\sqrt{2}\omega t + \theta) \quad (41)$$

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} = -2\omega^2 V_p \sin(\sqrt{2}\omega t + \theta) \quad (42)$$

② 次に  $\eta \neq 0, \nu \neq 0$  のとき、 $V_p, \theta$  を時間  $t$  の関数として次のように仮定する。

$$x(t) = V_p(t) \cdot \sin\{\sqrt{2}\omega t + \theta(t)\} \quad (43)$$

$$\frac{d x(t)}{d t} = \sqrt{2}\omega V_p(t) \cdot \cos\{\sqrt{2}\omega t + \theta(t)\} \quad (44)$$

$$\frac{d^2 x(t)}{d t^2} = -2\omega^2 V_p(t) \cdot \sin\{\sqrt{2}\omega t + \theta(t)\} \quad (45)$$

ただし、式(44)、(45)は(41)、(42)において、 $V_p = V_p(t), \theta = \theta(t)$ として代入している。このとき、式(43)において実際には直流分が含まれるが、ここでは無視して考えてよい。いま簡単のために  $\phi = \sqrt{2}\omega t + \theta(t)$ として、式(43)を  $t$  で微分すると次のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{d x(t)}{d t} &= \frac{d V_p(t)}{d t} \sin\phi \\ &+ \frac{d \theta(t)}{d t} V_p(t) \cos\phi + \sqrt{2}\omega V_p(t) \cos\phi \end{aligned} \quad (46)$$

式(44)、(46)より、

$$\frac{d V_p(t)}{d t} \sin\phi + \frac{d \theta(t)}{d t} V_p(t) \cos\phi = 0 \quad (47)$$

が得られる。また式(44)を  $t$  で微分すると、

$$\begin{aligned} \frac{d^2 x(t)}{d t^2} &= \sqrt{2}\omega \frac{d V_p(t)}{d t} \cos\phi \\ &- \sqrt{2}\omega \frac{d \theta(t)}{d t} V_p(t) \sin\phi - 2\omega^2 V_p(t) \sin\phi \end{aligned} \quad (48)$$

となる。式(45)、(48)より次式を得る。

$$\frac{d \theta(t)}{d t} = -\frac{\sin\phi}{V_p(t) \cos\phi} \cdot \frac{d V_p(t)}{d t} \quad (49)$$

また、式(45)についても同様に、

$$\begin{aligned} \frac{d^3 x(t)}{d t^3} &= -2\omega^2 \frac{d V_p(t)}{d t} \sin\phi \\ &- 2\omega^2 \frac{d \theta(t)}{d t} V_p(t) \cos\phi - 2\sqrt{2}\omega^3 V_p(t) \cos\phi \end{aligned} \quad (50)$$

となる。式(39)に式(43)～(45)、(50)を代入して、さらに式(49)の関係から振幅  $V_p$  に関する次のような微分方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{d V_p(t)}{d t} &= 2\omega \nu \{V_a - \mu V_p(t)\} V_p(t) \sin^2\phi \\ &- \frac{\omega}{\sqrt{2}} \eta V_f V_p(t) \sin\phi \cos\phi \end{aligned} \quad (51)$$

$d V_p(t)/d t$  は小さな定数  $\eta, \nu$  に比例するから、1周期内の変化量も小さいとみてよい。したがって、式(51)中の  $V_p(t)$  を定数とみなして  $\phi$  について1周期の平均を取り、近似することができる。

$$\begin{aligned} d V_p(t)/d t &= \\ &\frac{1}{2\pi} 2\omega \nu \{V_a - \mu V_p(t)\} V_p(t) \int_0^{2\pi} \sin^2\phi d\phi \\ &- \frac{1}{2\pi} \frac{\omega}{\sqrt{2}} \eta V_f V_p(t) \int_0^{2\pi} \sin\phi \cos\phi d\phi \\ &= \omega \nu \{V_a - \mu V_p(t)\} V_p(t) \end{aligned} \quad (52)$$

式(52)は変数分離法によって解くことができ、次式のような振幅の式を与えることができる。

$$V_p(t) = \frac{V_a}{\mu + \frac{V_a - \mu V_{p0}}{V_{p0}} \exp(-\omega \nu V_a t)} \quad (53)$$

ただし、 $V_{p0} = V_p(0)$ である。一方、式(49)、(51)より位相  $\theta(t)$ に関する微分方程式を得る。

$$\begin{aligned} \frac{d \theta(t)}{d t} &= 2\omega \nu [V_a - \mu \exp\{\theta(t) \tan\phi\}] \sin\phi \cos\phi \\ &- \frac{\omega}{\sqrt{2}} \eta V_f \cdot \cos^2\phi \end{aligned} \quad (54)$$

$V_p$  の場合と同様に  $\phi$  について1周期の平均を取り、近似して次式を得る。

$$\frac{d \theta(t)}{d t} = -\frac{\sqrt{2}}{4} \omega \eta V_f \quad (55)$$

式(55)を解くと、

$$\theta(t) = -\frac{\sqrt{2}}{4} \omega \eta V_f t + \theta_0 \quad (56)$$

が求まる。ただし、 $\theta_0 = \theta(0)$  である。したがって、式(53)、(56)より発振出力は次式のように求めることができる。

$$X(t) = \frac{V_a}{\mu + \frac{V_a - \mu V_{pa}}{V_{pa}} \exp(-\omega \nu V_a t)} \cdot \sin\left\{\left(1 - \frac{\eta V_f}{4}\right) \sqrt{2} \omega t + \theta_0\right\} \quad (57)$$

式(57)において、発振出力の振幅については分母に  $\exp$  の項が含まれているが、これは時間の経過とともに 0 に収束するため、振幅制御電圧  $V_a$  に比例するかたちとなる。また、発振周波数は周波数制御電圧  $V_f$  に対して線形に変化するかたちになっている。したがって、発振出力の振幅及び周波数が独立に制御可能であることが判る。

#### 4. 離散時間システムとしての解析

前章では、SC発振回路をそのままの回路動作だけに着目して連続時間システムとして解析した。しかしSC回路は実際には、スイッチの開閉による離散時間システムとして動作する。したがって離散時間システムとしての解析が必要となる。ここでは、SC発振回路を離散時間システムとして解析を進め、発振周波数および振幅の制御に関して検討する。

##### 4-1 構成

図7のシグナルフローグラフをSC化したものを図8に示す。この回路は、図5の回路に周波数制御ノード、振幅制御ノードを付け加えた構成になっている。スイッチは2相クロック  $\phi_1, \phi_2$  で駆動する。サンプル・ホールド回路は発振出力の正の最大値(振幅)を検出するためのもので、これを動作させるクロックは  $\pi/2$  [rad] だけ位相のずれた逆相積分器の出力から、コンパレータ、Dタイプ・フリップ・フロップ、ANDゲートを用いた回路により発生させる。

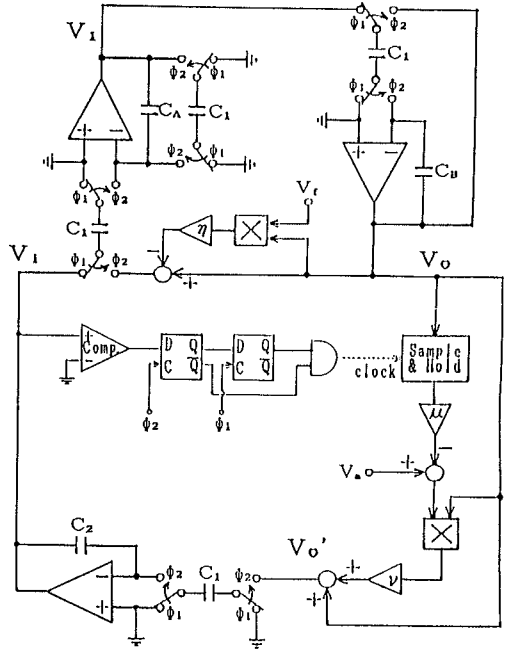


図8 制御ノードを持つSC移相型発振回路

##### 4-2 解析

各積分器における入出力関係を表す差分方程式は次の通りである。

$$-C_1(1 - \eta V_f)V_0(n) - C_1V_1(n-1) = C_a[V_1(n) - V_1(n-1)] + C_1V_1(n) \quad (58)$$

$$-C_1V_0(n) - C_1V_1(n-1) = C_b[V_0(n) - V_0(n-1)] \quad (59)$$

$$-C_1\{1 + \nu(V_a - \mu V_p)\}V_0(n) = C_a[V_1(n) - V_1(n-1)] \quad (60)$$

ここで、 $V_p(t) = V_p$  (一定) とした。式(58)～(60)をz変換する。

$$-C_1(1 - \eta V_f)V_0 + C_1z^{-1}V_1 = C_a(1 - z^{-1})V_1 + C_1V_1 \quad (61)$$

$$-C_1V_0 + C_1z^{-1}V_1 = C_b(1 - z^{-1})V_0 \quad (62)$$

$$-C_1\{1 + \nu(V_a - \mu V_p)\}V_0 = C_a(1 - z^{-1})V_1 \quad (63)$$

式(61)～(63)よりループ一巡の伝達関数  $H(z)$

を導く。

$$H(z) = \frac{-F z^{-2}}{A - B z^{-1} + D z^{-2} - E z^{-3}} \quad (64)$$

ただし、各係数は次のように与えられる。

$$\begin{aligned} A &= C_a C_b + C_a C_i + C_b C_i + C_i^2 \\ B &= 3 C_a C_b + 2 C_a C_i + 2 C_b C_i + \eta V_f C_i^2 \\ D &= 3 C_a C_b + C_a C_i + C_b C_i - (1 - \eta V_f) C_i^2 \\ E &= C_a C_b \\ F &= C_i^3 \{1 + \nu (V_a - \mu V_p)\} / C_a \end{aligned}$$

式(64)において、 $z = \exp(j\omega T)$  を代入する。

$$\begin{aligned} H[\exp(j\omega T)] &= \frac{-F}{A \cos 2\omega T - (B+E) \cos \omega T + D} \\ &\quad + j \{A \sin 2\omega T - (B-E) \sin \omega T\} \end{aligned} \quad (65)$$

これを次式のように表す

$$H[\exp(j\omega T)] = R(\omega) + j X(\omega) \quad (66)$$

発振条件から位相特性  $\theta(\omega)$  が  $2\pi$  [rad] となるためには、 $X(\omega) = 0$  となればよい。

$$\begin{aligned} A \sin 2\omega T - (B-E) \sin \omega T \\ = (\sin \omega T) (2A \cos \omega T - B + E) = 0 \end{aligned} \quad (67)$$

明らかに  $\sin \omega T \neq 0$ 、 $\omega T = (0, \pi/2)$  であるから  $X(\omega) = 0$  となるためには、次式の関係を保てばよい。  
(このときの  $\omega$  を  $\omega_0$  とする。)

$$2A \cos \omega_0 T - B + E = 0 \quad (68)$$

したがって発振周波数  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$  は次のようになる。

$$f_0 = \frac{f_s}{2\pi} \cdot \arccos \frac{B-E}{2A} \quad (69)$$

式(69)の各係数を代入して、

$$= \frac{f_s}{2\pi} \cdot \arccos \frac{2C_a C_b + 2C_a C_i + 2C_b C_i + \eta V_f C_i^2}{2(C_a C_b + C_a C_i + C_b C_i + C_i^2)} \quad (70)$$

ここで  $f_s$  はサンプリング周波数である。

式(70)より、発振周波数  $f_0$  は周波数制御電圧  $V_f$  の関数となっていることが判る。しかし、ここで注意しなければならない点は、式(57)で表される発振周波数は  $V_f$  の変化に対して線形に変化した、SC回路で実現したもの(離散時間システムとして解析したもの)は  $V_f$  の変化に対して非線形に呼応することである。図9に  $\eta = 0.3$  とした場合の両者の変化を示す。

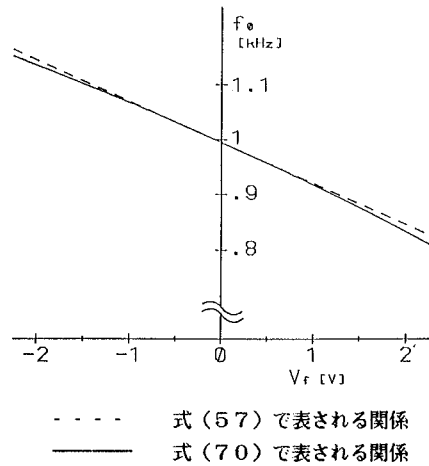


図9 発振周波数の関係

次に、振幅制御に関して考察する。式(65)より、発振周波数におけるループ利得  $|H(\omega_0)|$  次のようになる。

$$\begin{aligned} |H(\omega_0)| &= \left| \frac{F}{A \cos 2\omega_0 T - (B+E) \cos \omega_0 T + D} \right| \\ &= \left| \frac{C_i^3 \{1 + \nu (V_a - \mu V_p)\} / C_a}{2C_a C_b (1 - \cos \omega_0 T) - C_i^2 (2 - \eta V_f)} \right| \end{aligned} \quad (71)$$

ループ利得を1とすること及び式(23)の関係をを用いて、式(71)を  $V_p$  について解くと次のようになる。



$$V_p = \frac{V_a}{\mu} - \frac{\eta V_f}{\mu \nu} \cdot \frac{C_2}{C_1} \quad (72)$$

式(72)より、発振出力の振幅は  $V_a$ 、 $V_f$  の関数となり、 $V_f$  が一定ならば  $V_a$  に比例する形になっている。即ち  $\eta$  が十分小さければ  $V_f$  による影響を無視できるような関係になっている。しかしながら、 $V_f$  の変化による振幅に対する影響は否めない。

## 5. 実験

### 5-1 実験

個別部品により、図8の発振回路を構成し実験を行った。実験に使用した部品は、演算増幅器 LF356N、アナログスイッチ MC14066B、乗算器 ICL8013CCTZ、サンプル・ホールド回路 LF398N、コンパレータ LM311N、Dタイプ・フリップ・フロップ SN7474N、ANDゲート SN7408N である。

周波数制御電圧  $V_f$  を一定としたときの振幅制御電圧  $V_a$  と発振出力の振幅  $V_p$  との関係を図10に示す。また、振幅制御電圧  $V_a$  を一定としたときの周波数制御電圧  $V_f$  と発振周波数  $f_o$  との関係を図11に示す。但し、乗算器の係数を 0.19、 $\mu = 1$  とした。

### 5-2 実験結果に対する検討

$V_a - V_p$  特性の測定結果(図10)を見れば、ほぼ理論値と一致していることが判る。また  $V_f - f_o$  特性の測定結果(図11)からも良好な結果が得られている。但し、 $V_f = 0 \sim 2$  [V] の範囲では振幅に殆ど影響はないが、その範囲を越えると振幅に対する影響が認められた。この理由は式(72)から判る。

さらに  $V_a$ 、 $V_f$  の急峻な変化に対する振幅、発振周波数の追従の様子を見るため、制御電圧として方形波を加えて振幅変調、及び周波数変調を試みた。図12は  $V_f = 0$  として  $V_a$  に方形波を加えて振幅変調を行った結果である。 $V_a$  として、 $V_{p\text{peak-peak}} = 1$  [V]、 $2.0$  [Hz] の方形波に  $+1.5$  [V] の直流電圧を重畳したものをを用いた。 $V_a$  に対して振幅が比例して変化していることが判る。さらに、 $V_a$  の急峻な変化に対して振幅が定常状態になるまで 2~3 回の発振周期を要している。

また、図12は  $V_f$  に  $V_{p\text{peak-peak}} = 2$  [V]、 $5.8$  [Hz] の方形波に  $-1$  [V] の直流電圧を重畳させたものをを用いて、周波数変調を行った結果である。 $V_f$  に対して周波数は変化

したが、このとき振幅にも多少の変化がみられる。また、 $V_f$  の変化が急峻なところでは、発振周波数はうまく追隨しているが周波数が変化をするためにサンプルホールド回路の制御パルスのタイミングにずれが生じている。

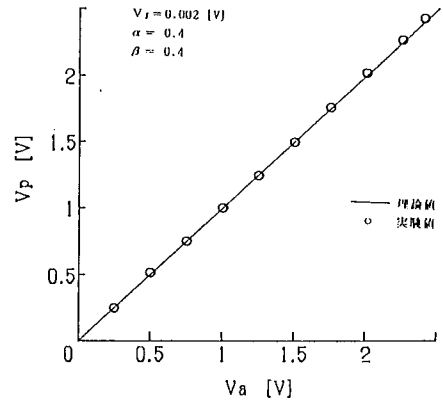


図10  $V_a - V_p$  特性

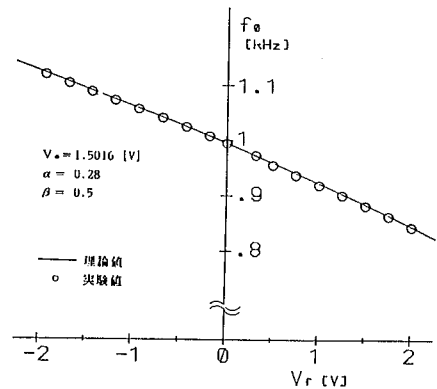
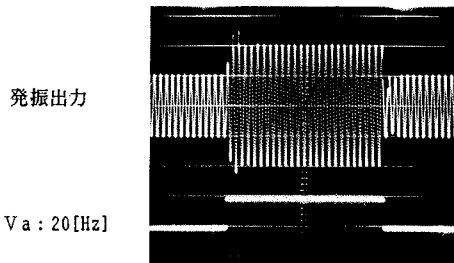
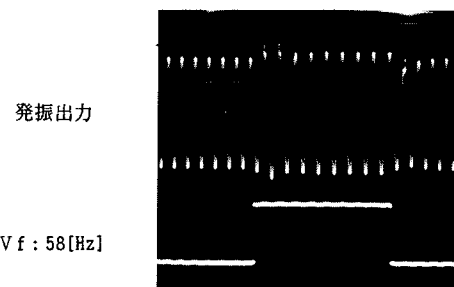


図11  $V_f - f_o$  特性



Vf=0[V],  $\eta=0.28$ ,  $\nu=0.5$ , range:1V/div,5ms/div.

図12 方形波入力による振幅変調出力波形



Va=2[V],  $\eta=0.28$ ,  $\nu=0.5$ , range:1V/div,2ms/div.

図13 方形波入力による周波数変調出力波形

## 6. むすび

本研究では、SC移相型発振回路に新しく振幅制御ノード及び周波数制御ノードを付加することで、外部電圧による振幅、周波数の制御を可能にした。そして、その動作を連続時間系、離散時間系の両面から解析し、実験で確認した。また試作した回路では積分回路のみをSC化したのが、係数加算回路、サンプル・ホールド回路、乗算回路などもSC化が可能[6][7][8]であることから、本発振回路はモノリシック集積化に適しているといえ、PLLのVCO等への応用が期待される。今後は、周波数制御電圧の変化が振幅に及ぼす影響を最小限に抑えるための、 $\eta$ ,  $\nu$  の値及び回路構成に関する検討が残されている。

## 参考文献

- [1]W.B.Mikahel and S.Tu:"Continuous and Switched-Capacitor Multiphase Oscillators",IEEE Trans. Circuits & Syst.,vol.CAS-31,3,pp.280-293(March 1984).
- [2]W.B.Mikahel:"Sequence Discriminators and Their Use in Frequency Division Multiplex-communication Systems",IEEE Trans.Circuits & Syst., vol.CAS-26,pp.117-129 (Feb.1979).
- [3]大木 誠、藪木 登、副井 裕:"安定なスイッチトキャパシタ発振回路",電気四学会中国支部連大,081405 (Oct.1986).
- [4]志村正道:"非線形回路理論",昭晃堂,pp.122-130 (1969).
- [5]城洋一、上出満、大瀧哲也、源末光、児島義明:"電圧制御スイッチトキャパシタ発振回路",信学論(C), J69-C2,pp.227-229(昭61-02).
- [6]P.E.Allen and E.Sanchez-Sinencio:"Switched Capacitor Circuits",Van Nostrand Reinhold Company,pp.451-464 (1984).
- [7]武部 幹、岩田 穆、高橋宣明、国枝博昭:"スイッチトキャパシタ回路",現代工学社(1986).
- [8]中山謙二:"SC回路網の設計と応用",東海大学出版会(1985).