側壁付着形流体論理素子の 回路解析に関する研究†

太 田 道 男

東京工業大学工学部 東京都目黒区大岡山 2-12-1

(昭和 47 年 7 月 12 日 受付)

Circuit Analysis of Wall Attachment Fluidic Logic Element

Michio OHTA

(Faculty of Engineering, Tokyo Institute of Technology, Meguro-ku Tokyo)

(Received July 12, 1972)

The applications of the wall attachment fluidic device have become so wide that the establishment of a method for circuit analysis is urgently needed. The dynamic analysis of the circuit with capacitance can hardly be treated graphically and, moreover, in a large amplitude operation, the nonlinearity caused by switching elements prevents us analyzing with a linear equivalent circuit such as seen in an analog circuit. Here, an attempt is made to apply the method of parameter representation, which was previously reported by the author, to the dynamic circuit analysis.

First, the element loaded with volume is replaced by a nonlinear resistance, connected by the capacitance. Then its step response is analyzed and expressed by the time constant defined here. Further, an attempt is made to represent in the same way the step response of the circuit in which the input resistance of the next stage is connected parallel to the capacitance.

Now the method of step-response representation is applied to the capacitance-feedback oscillator, and its characteristics are analyzed. The results become fairly acceptable by taking the dead time, such as the switching time, into consideration. This method might be applicable to the analysis of other systems like a fluidic controller, etc.

1. は じ め に

最近フルイディクスの応用が盛んになるにつれ、その回路解析法の確立は急務であると考えられる。

アナログ素子を用いた微少振幅信号回路においては、各部の特性を線形化して表示し、電気的等価回路を用いて系の解析を行なっている例が多く見られる^{1)~7)}。

いっぽう、デジタル素子を含む大振幅信号の解析は、静的回路に対して作図法によるのが主体であり⁸⁾、関数発生器を用いて素子特性を近似するものも見られるが⁹⁾、動的要素(容量)を含む回路に対しては、線

形化した扱いが主となっている^{10), 11)}。

そこで本研究においては、先に発表した素子の特性表示法¹²⁾に基づいて、素子のもつ非線形特性を考慮した動的解析法を見出し、デジタル素子を含む発振回路などの解析を簡単にしかもより高い精度で行なえるようにすることを目的としている。

まず始めに、解析の基本となる、素子に容量を負荷した場合の容量内の圧力波形の解析を行ない、非線形系における時定数の導入を行なった。3. でこれを簡単な発振回路に応用した例を示し、4. ではこれを複雑な回路に適用し、さらに回路中のムダ時間を考慮しつつ、解析の簡単化を計った。

† 第7回フルイディクスシンポジウム(昭 47・9)で発表

3. 素子-容量系の応答の解析

本章では、側壁附着形素子と流体容量を含む系の解析の基礎となる、Fig. 1 のように素子に負荷された容量内の圧力の変化の様子を解析する。

Fig. 1 Switching element loaded with volume

2.1 非線形抵抗-線形容量系のステップ応答

側壁附着形素子の等価回路は、Fig. 2 のように (内

Fig. 2 Equivalent circuit of switching element loaded with volume

部) 圧力源と非線形出力 (内部) 抵抗によって表示される¹²⁾。同時に、この解析から、出力圧力 P_0 [mmHg] と圧力源 (圧力) P_1 [mmHg]、出力抵抗 R_0 [mmHg·min²/l²]、出力流量 Q_0 [l/min] の間に、次の関係が存在することが導かれる。

$$P_1 = P_0 + R_0 \cdot Q_0^2 \quad (1)$$

このような系で素子を切換えるとき、容量内の圧力 (P_0) のステップ応答は、素子の出力抵抗が非線形の場合、当然指数関数状でなくなる。そこで、以下に Fig. 2 の等価回路を用いてステップ応答を求めてみる。非線形抵抗 R [mmHg·min²/l²] が示す瞬時の線形抵抗 r (次式で定義する) との関係は、 R の両端の

Table 1 List of main symbols

C : capacitance of the volume [l/mmHg]
n : polytrope number [—]
P : static pressure [mmHg]
P_1 : internal pressure source (αP_j or $\alpha_{eff} P_j$) [mmHg]
Q : volume flow rate [l/min]
R : nonlinear resistance (P/Q^2) [mmHg·min ² /l ²]
r : linear resistance (P/Q) [mmHg·min/l]
v : normalized input (P_i/P_1) [—]
α : pressure recovery ratio [—]
suffix
c : cycling
eff : effective
0 : output

圧力差を P_R [mmHg] とするとき、

$$r = \frac{P_R}{Q} = \sqrt{R \cdot P_R} \text{ [mmHg·min/l]} \quad (2)$$

となり、 r は P_R の関数となる。ここで、容量はその変化が小さいので一定と考える*1。Fig. 2 から次式を得る。

$$C \frac{dP_0}{dt} = Q = \frac{P_1 - P_0}{r} = \left(\frac{P_1 - P_0}{R} \right)^{1/2} \quad (3)$$

これを解くと、

on 時

$$\left. \begin{aligned} P_0(t) &= P_1 \left\{ 1 - \frac{1}{4T^2} (t-2T)^2 \right\} : 0 \leq t \leq 2T \\ &= P_1 : t \geq 2T \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

off 時

$$\left. \begin{aligned} P_0(t) &= P_1 \frac{1}{4T^2} (t-2T)^2 : 0 \leq t \leq 2T \\ &= 0 : t \geq 2T \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

ここで、

$$T = C(RP_1)^{1/2} \text{ [min]} \quad (6)$$

とおいた。

この解は、Fig. 3 に示すように、有限時間で整定するのが特長である。これは、(2) 式に示すように、線形抵抗の値 r が P_R とともに減少する、言い換えれば時刻 t とともに減少するからであって、線形 1 次おくれ系のステップ応答とは大きく異なる。

(4), (5) は一般的に次のように書ける。

$$\left. \begin{aligned} P(t) &= P_{t=\infty} - (P_{t=\infty} - P_{t=0}) \frac{1}{4T^2} (2T-t)^2 : 0 \leq t \leq 2T \\ &= P_{t=\infty} : t \geq 2T \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

*1 容積 V [l] の流体容量は次式で与えられる。 $C = V/(np)$ [l/mmHg]。ここで圧力 P [mmHg] はタンク内の絶対圧で、ここで扱うような圧力信号に対しては変化小さく、むしろポリトロプ数 n (1.0~1.4) の選択の方が問題となる。

Fig. 3 Step response of the pressure of the volume in Figs. 1 and 2.

ただし, $P_{t=0}$ は初期値であり, $\alpha P_j (= P_1)$ または 0 のいずれかのみに限られ, 最終値 $P_{t=\infty}$ についても同じである.

2.2 時定数の導入とその性質

(6) 式は,

$$T = Cr(P_1) \text{ [min]} \quad (8)$$

と書ける. すなわち容量と, 非線形抵抗に圧力 P_1 がかったときの直流抵抗との積で, これを R - C 系の時定数と定義する. 素子-容量系では供給圧によって定まる定数となる.

このような非線形の時定数に対して, (4) 式から次のような諸性質が導びかれる.

[1] $t=T$ のとき

$$P_0 = \frac{3}{4} P_1 \quad (9)$$

すなわち, 最終値の 75% に達する (Fig. 3 参照).

[2] また原点における立ち上がりのこう配は,

$$\left. \frac{d}{dt} P_0(t) \right|_{t=0} = \frac{P_1}{T} \text{ [mmHg/min]} \quad (10)$$

となり, これが最大こう配を与え, したがって $t=0$ における接線が $P_0=P_1$ と交わる時刻は T となる. この点で (6) 式は線形系の時定数に相当することがわかる.

[3] $t=2T$ で最終値に達する. ただし, 実験的には最終値に達するのは $2T$ を越えてしまう. その原因としては,

(i) 実際の系が線形抵抗分も含んでいるため,

$$\lim_{P \rightarrow 0} r(P) = 0 \text{ とならない.}$$

(ii) 素子の出力特性が 2 次特性 ((1) 式) からはずれている.

などが考えられる.

実際の波形を上記の解析と比較するには, $\sqrt{P_{t=\infty}-P}$ v.s. t のグラフを描くのが最も簡単である. $P_{t=\infty}$ と

Fig. 4 Alternative presentation of the step responses

して αP_j (on 時), 0 (off 時) として描いたものを Fig. 4 に示すが, 特に on 時の測定点は, 最終値に近くなるにつれて理論値からずれてくる (図中の直線 (1)). この主たる原因は, Fig. 1 に示すように, 出力特性が流量の少ないほうで 2 乗特性からずれるためと考えられる. すなわち, 動作点の移動を次の 2 段階にわけて考える. (i) まず, Fig. 1 の直線上を $\alpha_{\text{eff}} \cdot P_j$ に向けて圧力上昇がおこり, (ii) 次に, 図の点線のように, αP_j に向けて圧力上昇する. 第 2 段階では等価的に出力抵抗が上昇し, 異なる時定数をもつことになる.

そこで, この考え方を立証するために, $\sqrt{\alpha_{\text{eff}} \cdot P_j - P}$ v.s. t のプロットを行なったのを Fig. 4 に示す (直線 (2)). この結果, 前のプロットよりもさらによい一致が見られ, この例では全振幅の 9 割以上の波形を説明することができる.

実際に発振波形などを観察する場合においても, ステップ応答の最終値付近の値を用いることはまれであり, 実用的には, 振幅は $0 \sim \alpha_{\text{eff}} \cdot P_j$ の中で考えれば十分なことが多い. そこで以下の解析には, 時定数の算定に実効回復圧を用いることにする. 実際に供給圧

Fig. 5 Time constant vs supply pressure of switching element

を変えた時の時定数の変化の様子を Fig. 5 に示す. この種の実験の結果から見ると, 容量のポリトロープ数はおおむね 1.2 以下の値となっている.

2.3 容量に並列抵抗のある場合のステップ応答

以上の解析では, 容量負荷だけの状態を考えてきた. しかし, 実際の応用回路では容量と同時に次段の入力抵抗などとして, 非線形の漏れ抵抗 R_l が並列に負荷に加わるのが一般的である. そこで, 漏れ Q_0 [l/min] がステップ応答にどのような影響を与えるかを次に解析する.

漏れのある場合, 等価回路は Fig. 6 に示される.

Fig. 6 R-C circuit with load resistor

この回路の応答波形は, 解析的に積分解が得られるが¹³⁾, その結果は複雑であり, また等価回路自体が近似である以上, あまり厳密な解を求めても意味がない. そこで, 線形系に見られる鳳-Thevenin の定理に似せて負荷抵抗を等価的に素子の特性パラメータに繰り入れることを以下に考える.

まず, Fig. 6 において定常出力を R_l の関数と考えて次の関係が得られる.

$$\begin{aligned} P_0 &= P_1 - R_0(Q_0 + Q_0')^2 \\ &= P_1 - R_0 \left(Q_0 + \sqrt{\frac{P_0}{R_l}} \right)^2 \end{aligned} \quad (11)$$

これを整理すると,

$$(1+\beta) \frac{P_0}{P_1} + 2\sqrt{\beta} \sqrt{\frac{P_0}{P_1}} \cdot \frac{Q_0}{Q_1} + Q_0^2 = 1 \quad (12)$$

ただし $\beta = R_0/R_l$

となる. この関係を図示すると Fig. 7 のようになる.

Fig. 7 Normalized output characteristics of resistance loaded element

図からわかるように, 漏れがある場合の出力特性は直線とならないが, 漏れのある場合のステップ応答も 2 乗曲線で表わすことを考え, 出力特性を直線近似し, 漏れのない場合の出力特性との間に 2 つの係数を導入して変換する方法を考える.

すなわち, 近似直線を $Q_0/Q_1=1/2$ の点^{*2} を通る接線とし,

すなわち, Fig. 7 において $Q_0/Q_1=1/2$ における接線の P 軸切片を $k_3 P_1$ 傾きを $k_2 R_0$ とするとき,

$$P_1' = k_1 P_1 = (1+k_3) P_1/2$$

$$R_0' = k_2 R_0$$

$$T' = \sqrt{k_1 k_2} T$$

となる新しい圧力源, 内部抵抗, 時定数を用いると, ステップ応答波形が, ($0 \leq \beta \leq 0.1$ 程度で) 実験と良く合う. このとき (12) 式から各係数は,

$$k_1 = \frac{1}{8(1+\beta)^2} (\sqrt{3+\beta} - \sqrt{\beta})^2 + \frac{k_2}{8} + \frac{1}{2} \quad (13)$$

$$k_2 = \frac{1}{(1+\beta)^2} (\sqrt{3+\beta} - \sqrt{\beta}) \left(\sqrt{\frac{1}{3+\beta}} + \sqrt{\beta} \right) \quad (14)$$

と表わされる. β とこれらの係数との関係を Fig. 8 に示した.

Fig. 8 Conversion factors for the approximations of pressure source and output resistance

このような近似を行なうと, 漏れがある場合のステップ応答は初期値 $P(0)=0$ の場合次のようになる ((4) 式参照).

$$P_0(t) = k_1 P_1 \left\{ 1 - \left(1 - \frac{t}{2\sqrt{k_1 k_2} T} \right)^2 \right\} \quad (15)$$

以上の近似解析の結果を $\beta=0.1$ の場合に応用した例を Fig. 9 に示す. この結果はかなり満足できるものと思われ, $\beta < 0.1$ の場合は (市販の素子では, $\beta = R_0/R_l < 0.1$ のものが多い¹³⁾), さらに良好な近似とな

*2 特に根拠はないが, (4) 式から,

$$Q = (P_1/R)^{1/2} \cdot (1-t/2T), \quad 0 \leq t \leq 2T \quad (4')$$

となり, 流量はステップ応答時に線形に変化するので, その平均値をとった.

Fig. 9 Step response for parallel capacitance and resistance load-element

る。以下この方法により解析を行なう。

3. 片フィードバック形発振回路の解析

本章では、以上の解析を実際の発振回路に応用した例を示す。Fig. 10 に示すような片（側）フィードバ

Fig. 10 Single-sided R-C feedback oscillator

ック形発振回路は、入力信号 P_1 [mmHg] に対して一種の PWM 特性を示し、フィードバック補償形オンオフコントローラとしても用いられる。この回路において、入力に対するパルス幅の変化特性ならびに周波数の変化特性を求め、かつ類似した線形回路の特性との比較を行なう。この等価回路は Fig. 10 のようなブロック線図で表わせる。

前章に述べたステップ波形において、圧力が P_A から P_B まで変化するに要する時間は、(7) 式から、

$$t_{AB} = 2T(\sqrt{1-P_B/P_1} - \sqrt{1-P_A/P_1}) \quad (16)$$

となる。off 時についても (5) 式から同様の結果を得る。このことから、素子の回復圧力 P_1 （または適時 $k_1 P_1$ ）とする、以下同様）で規準化した入力信号圧を v 、同じく素子のヒステリシス幅を 2δ とするとき、出力のパルス幅 T_{on} (on 時), T_{off} (off 時) は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} T_{on} &= 2T_1(\sqrt{1-v+\delta} - \sqrt{1-v-\delta}) \\ T_{off} &= 2T_2(\sqrt{v+\delta} - \sqrt{v-\delta}) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

ここで、 T_1 は on 波形の時定数、 T_2 は off 波形の時定数である。また $v+\delta > 1$ では、 $T_{on} = \infty$ 、 $v-\delta < 0$ では $T_{off} = \infty$ となり、いずれの場合も発振は持続しない。したがって発振時の周期 T_c は $T_{on} + T_{off}$ となる。この式で、 $T_1 = T_2$ とするとき、 $v_0 = 0.5$ で周期 T_c は最小値 (T_{cmin}) をとる。そこで (17) 式から周期の変化 (T_c/T_{cmin}) およびパルス幅変調率 (T_{on}/T_c) を求めると、

$$\frac{T_c}{T_{min}} = \frac{\sqrt{1-v+\delta} + \sqrt{v+\delta} - \sqrt{1-v-\delta} - \sqrt{v-\delta}}{2(\sqrt{0.5+\delta} - \sqrt{0.5-\delta})} \quad (18)$$

$$\frac{T_{on}}{T_c} = \frac{\sqrt{1-v+\delta} - \sqrt{1-v-\delta}}{\sqrt{1-v+\delta} + \sqrt{v+\delta} - \sqrt{1-v-\delta} - \sqrt{v-\delta}} \quad (19)$$

となり、また線形 1 次おくれ要素を用いて同様な系を構成した場合には、次のような関係が得られる。

$$T_{on} = T_1 \ln \frac{1-v+\delta}{1-v-\delta}$$

$$T_{off} = T_2 \ln \frac{v+\delta}{v-\delta}$$

$T_1 = T_2$ のとき、

$$\frac{T_c}{T_{cmin}} = \frac{\ln(1-v+\delta)(v+\delta) - \ln(1-v-\delta)(v-\delta)}{2\{\ln(0.5+\delta) - \ln(0.5-\delta)\}} \quad (20)$$

$$\frac{T_{on}}{T_c} = \frac{\ln(1-v+\delta) - \ln(1-v-\delta)}{\ln(1-v+\delta)(v+\delta) - \ln(1-v-\delta)(v-\delta)} \quad (21)$$

となる。これらの関係を Fig. 11, Fig. 12 に示す。

Fig. 11 Characteristics of the oscillator in Fig. 10

両図に示された特性を比較すると、特筆すべきこととして、非線形要素を用いた PWM 回路は、同様な変調率 (T_{on}/T_c) の変化を得るために周期 (T_c) の変化が線形要素を用いた場合に比べて、非常に少ないということである。このことは制御成績により影響を与える。すなわち、一般にオンオフ制御では、その操作

Fig. 12 Input pressure vs period characteristic of the oscillator

量が激しく変化するため、制御対象のもつ高周波信号に対する減衰特性によって平滑化されることを期待している。したがって、このようにサイクリング周期の変化範囲が狭いことはコントローラの設計上好ましく、設計を容易ならしめることになる。

いっぽう、 $v=0.5$ 近辺での v の微小変化に対する変調率のゲインが、非線形では線形系の $1/2$ になっている点なども注目に値する。

さて、一般には前節で述べたように $T_1 \approx T_2$ であり、このような場合の実験例ならびに計算結果を Fig. 13, Fig. 14 に示す。

Fig. 13 PWM modulation characteristic of realized oscillator in Fig. 10

図からわかるように、実験値は理論曲線と傾向は一致しているが、 v について左にずれた形になっている。この誤差の原因は、素子の入力ポートが形状的には圧力加算形の 2 入力方式であるが、実際には圧力加算が完全でないため、入力信号圧力 P_i の実際の効果が下がり、曲線が左にずれるものと思われる。

4. 双フィードバック形発振回路の解析

ここでは前章の解析を拡張して双フィードバック形

Fig. 14 Input pressure vs period characteristic of realized oscillator in Fig. 10

とし、さらに素子のムダ時間の影響を簡単な形で導入することを考える。ここで用いた発振回路の構成図を Fig. 15 に示す。

Fig. 15 Dual feedback oscillator

容量内の圧力波形の満足すべき条件は、回路が対称であるとして次のようになる。

$$\begin{aligned} 2 T_1 (\sqrt{1-\bar{p}+\delta} - \sqrt{1-\bar{p}-\delta}) \\ = 2 T_2 (\sqrt{\bar{p}+\delta} - \sqrt{\bar{p}-\delta}) = T_c/2, \\ \bar{p} = \bar{P}/\alpha P_j \end{aligned} \quad (22)$$

ここで、 $\bar{P}$ は容量内の最大圧と最小圧の平均値に相当し、この式から以下のように定まる。

$$\begin{aligned} f_c = T_c^{-1} [\text{min}^{-1}], \\ T_c = 4 T_1 (\sqrt{1-\bar{p}+\delta} - \sqrt{1-\bar{p}-\delta}) [\text{min}] \\ \bar{p} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - |T_1^2 - T_2^2| \sqrt{\frac{1}{(T_1^2 + T_2^2)^2} - \frac{\delta^2}{T_1^2 T_2^2}} \right\} \end{aligned} \quad (23)$$

のように求まる。

ただし、以上はムダ時間が考慮されない場合である。一般には、素子の切換時間ならびに片側の配管中の伝達時間 L がムダ時間として考慮されるべきであり、その時間は、たとえば、Fig. 15 において容量を取り除いた ($V \rightarrow 0$) 場合の発振周期 (T_c') として求めることができる。すなわち、

$$T_c' = 2 L [\text{min}] \quad (24)$$

ムダ時間による効果は、等価的にヒステリシス幅の増

大 ($\Delta\delta$) をもたらす。すなわち、時間 L [min] の間の容量の圧力の増分として考えると、 δ が小さいとして容量内の圧力は $1/2 \cdot P_1$ 付近にあると考え、

$$\Delta\delta \approx L \left(\frac{dP}{dt} \right)_{P=1/2 \cdot P_1} = \frac{\sqrt{2} L}{T_1 + T_2} \quad (25)$$

となる。ただし、計算は (4) 式を用い、時定数は on, off 時の平均値を用いている。(23) 式で、 $\delta \rightarrow \delta + \Delta\delta$ として用いることになる。また、 $T_1 \approx T_2$ のときはさらに次式で近似できる。すなわち (23) 式で $T_1 = T_2 = (T_1 + T_2)/2$ として、

$$T_c = \sqrt{2} (T_1 + T_2) (\sqrt{1 + \delta + \Delta\delta} - \sqrt{1 - \delta - \Delta\delta}) \quad (26)$$

また、あい計算の場合には、次式を使っても差つかえないであろう。すなわち (25), (26) 式から近似的に、

$$T_c = \sqrt{2} (T_1 + T_2) \delta + 2L \quad (27)$$

これらの近似式は、 δ が小さくなるにつれて近似度が高まることは言うまでもない。

(23), (26) 式ならびに実験データを Fig. 16, Fig. 17 に示す。両図に見られるように、解析の結果はこの発振回路の特性をよく示していると思われる。なお、

Fig. 16 Characteristics of the dual feedback oscillator (1)

Fig. 17 Characteristics of the dual feedback oscillator (2)

全般的に計算値のほうが周期が長くなっているのは、三角波状の入力に対しては、ステップ入力 (ムダ時間を求めたとき) よりも切換時間が長くなるからであると考えられる。

5. 結 論

本研究で得られた結果をまとめると次のようになる。まず素子の非線形性を考慮した特性パラメータにより、静的回路計算のみならず動的回路計算への拡張の可能性を示した。また、その際抵抗容量系の時定数を定義し、素子を含む系のステップ応答の解析の簡単化を行った。

解析の結果を容量を含むフィードバック形発振回路の解析に適用し、良好な推定が行なえることを確認した。また素子の切換時間等のムダ時間を簡単な形で回路計算に導入する方法を提案した。

ここに示した解析法は、将来流体素子を用いたオンオフ形またはデジタル形の制御系の設計等に応用できるものと思われる。

終わりに、本研究に協力された東京工業大学学生富山 健君ならびに兄新栄太郎君に感謝致します。

参 考 文 献

- 1) C. A. Belsterling: Fluidic Component Descriptions and Systems Synthesis, Fluidic Quarterly, 1-3, 9/32 (1968)
- 2) A. K. Simson: Gain Characteristics of Subsonic Pressure-Controlled, Proportional, Fluid-Jet Amplifiers", J. of Basic Eng., (June-1966)
- 3) G. A. Parker & M. K. Addy: A Linear Static Matching Technique for Beam-Deflection Amplifier Circuits, 4th Cranfield Fluidic Conference F-2, (1970)
- 4) F. M. Manion: Proportional Amplifier Simulation, Advances in Fluidics, 62/78
- 5) A. McCabe & D. L. Hughes: Characteristics of Proportional Fluidic Amplifiers, 2nd Cranfield Fluidics Conference C-5
- 6) C. A. Belsterling & K. C. Tsui: Analyzing Proportional Fluid Amplifier Circuits, Control Engineering, Aug., 87/92 (1965)
- 7) S. Florea & A. M. Stanescu: A Circuit Viewpoint for Studying Beam Deflection Amplifiers, 2nd IFAC Symp., (1971)
- 8) K. Foster & G. A. Parker: Fluidics, p. 572, Wiley (1970)
- 9) 津村: フルイディックシステムシンセシスの一方法, 計測自動制御学会第5回純流体シンポジウム資料, 103/108 (1970)
- 10) 花房・杉山・西村: 変調発振器を用いた PWM 方式サーボ系について, 計測自動制御学会第3回純流体素子シンポジウム資料, 11/16 (1968)
- 11) 原・島崎: 4 入力形側壁付着素子による PWM について, 計測自動制御学会第4回純流体素子シンポジウム資料, 81/84 (1969)

12) 太田：純流体素子の等価回路表示法，計測自動制御学会論文集，7-6，90/95（1971）

13) 太田・村尾：純流体素子の特性表示法，計測自動制御学会第4回純流体素子シンポジウム資料，59/62(1969)

□ 付録 1——使用した素子の特性 □

素子 1 フリップフロップ（センサ製）

$\alpha : 0.35 [-]$ ($P_j = 150 \text{ mmHg}$ で測定)

$R_0 : 0.22 [\text{mmHg}/(\text{l}/\text{min})^2]$ (同上)

$R_c : 2 [\text{mmHg}/(\text{l}/\text{min})^2]$ (同上)

$2\delta : 0.07 [-]$ (同上)

素子 2 フリップフロップ（コーニング製 190424）

$\alpha : 0.47$

$R_0 : 0.25$

$R_0' : 0.32$

$R_c : 10$

$P_j = 50 \sim 300 \text{ mmHg}$ での平均値， R の単位は上と同じ， R_0' は逆流時の出力抵抗

□ 付録 2——逆流時の出力抵抗の測定例 □

Fig. 18 に示す.

Fig. 18 Counter-flow output characteristics