フルイデックス回路系における 空気管路のパワー伝送特性†

高 森 年*・米 持 政 忠*

The Power Transmission Characteristic of Pneumatic Lines in Fluidics Circuit Systems

Toshi TAKAMORI* and Masatada YONEMOCHI*

In use of pneumatic pipe lines in fluidics circuit systems for the purpose of information transmission, it is necessary to determine the suitable dimension of the pipe lines.

In this study, the dimension of the transmission pipe line giving a good matching to an information source and a load is determined from the power transmission coefficient of a fundamental transmission system composed from an information source with an internal resistance, a pipe line and a load resistance. The power transmission coefficient is expressed by a nondimensional frequency and three nondimensional parameters formed from the dimension of the pipe line and the values of the internal and load resistances. The effects of the nondimensional parameters on the power attenuation calculated from the power transmission coefficient are analytically investigated and experimentally examined.

Considering the result of these examinations, a method of design for a pneumatic transmission line is presented. It is finally explained with an example that the method of design is very practical.

1. は じ め に

フルイデックス回路中のエネルギー源で発生したパワーを負荷回路へ伝送させる場合に、管路を伝送路として利用することが多い。たとえば、噴流偏向形増幅素子のカスケード結合において管路が伝送路として用いられるのは、そのよい例である。この場合、前段の増幅素子の出力パワーを効率よく負荷へ伝送させるこ

とは、系を構成する素子の段数を減少させ、かつ SN 比の向上などの点から望ましい。したがって、最大パワー伝送のために必要な伝送路の条件、つまり整合条件について検討することはフルイデックス回路構成上有益であると考えられる。一般に、パワーを伝送路を介して負荷へ伝送する場合の整合は、エネルギー源と伝送路および伝送路と負荷が整合したときなされ、物理的にはこのときこれらの接続部における圧力および流量の反射量の積が最小となる。したがって、このような条件を満足する伝送路の条件を求めるためには、エネルギー源の内部インピーダンス、管路および負荷インピーダンスをすべて含む回路のパワー伝送特性について検討することが必要となる。なお従来、空気管路の伝送特性として圧力伝送特性に関する報告が多いが^{1)~4)}、これはエネルギー源の内部インピーダンスによる影響が考慮されていないため、一般にこの特性によって整合条件を判定することは困難である。

本報告では以上の観点から、空気管路が伝送路としてエネルギー源および負荷に接続された場合のパワー伝送特性がエネルギー源の内部インピーダンス、負荷インピーダンスおよび管路形状によってどのように影響されるかを検討し、かつこれらの検討結果を利用した整合伝送路^(注1)の設計方法について明らかにする。これによって、内部インピーダンスと入力インピーダンスがほぼ同程度であるような能動素子を含むフルイデなるも回路系における素子のカスケード結合が容易にイクスのとえられる。

なお、ここでは内部インピーダンスおよび負荷イン

† 第 12 回計測自動制御学会学術講演会で発表 (昭48・8)

* 神戸大学工学部 神戸市灘区六甲台町 1

* Faculty of Engineering, Kobe University, Kobe
(Received July 23, 1973)

(注1) 管路損失のため完全な整合を得ることは不可能であるので、ここでは使用周波数帯域での伝送減衰量が許容値以下となるような管路条件を求める。

Fig. 1 System graph of basic transmission circuit

ピーダンスが純抵抗である場合について検討するが、これが複素インピーダンスであっても虚数部を伝送路側に組込むことが一般に可能であるから、検討結果に関する一般性は失なわれない。

(記号)

W_0 : 内部抵抗 R_s の定圧力源に負荷 R_s を接続したときの負荷流入複素皮相パワー ($\text{kg} \cdot \text{m/s}$)

W_L : 伝送回路の負荷流入複素皮相パワー ($\text{kg} \cdot \text{m/s}$)

P_0 : W_0 流入時の負荷上流圧力 (kg/m^2)

P_1 : 管路入口圧力 (kg/m^2)

P_2 : 伝送回路の負荷上流圧力 (kg/m^2)

P_E : 定圧力源圧力 (kg/m^2)

$\bar{P}$: 管路バイアス圧力 (kg/m^2)

Q_0 : W_0 流入時の負荷流量 (m^3/s)

Q_1 : 管路入口流量 (m^3/s)

Q_2 : 伝送回路の負荷流量 (m^3/s)

R_s : 定圧力源内部抵抗 ($\text{kg} \cdot \text{s/m}^5$)

R_L : 伝送回路の負荷抵抗 ($\text{kg} \cdot \text{s/m}^5$)

R_u : 単位管路長当たりの層流抵抗 ($\text{kg} \cdot \text{s/m}^6$)

$Z_0(p)$: 管路の特性インピーダンス ($\text{kg} \cdot \text{s/m}^5$)

Z : 単位管路長当たりの直列インピーダンス ($\text{kg} \cdot \text{s/m}^6$)

Y : 単位管路長当たりの並列アドミッタンス ($\text{kg} \cdot \text{s/m}^6$)

S_b : パワー伝送係数

N : 圧力伝送係数

M : 流量伝送係数

Ω : 無次元周波数

Ω_c : 無次元しゃ断周波数

$\Gamma(p)$: 管路の伝播定数

$J_{0,1}$: ベッセル関数

A, B, C, D : 管路の4端子定数

a^*, b^*, c^*, d^* : 正規化された4端子定数

α : パワー伝送減衰量 (dB)

$\alpha_{Q=0}$: $Q=0$ のときのパワー伝送減衰量 (dB)

α_c : $Q=\Omega_c$ のときのパワー伝送減衰量 (dB)

ξ, η, ζ : 無次元パラメータ

ω : 角周波数 (rad/s)

f : 実周波数 (Hz)

f_c : 実しゃ断周波数 (Hz)

a : 管路内半径 (m)

l : 管路長 (m)

ρ : 空気の密度 ($\text{kg} \cdot \text{s}^2/\text{m}^4$)

μ : 粘度 ($\text{kg} \cdot \text{s}/\text{m}^2$)

ν : 動粘度 (m^2/s)

c : 音速 (m/s)

γ : ポリトロップ指数

2. パワー伝送係数

一般に、流体系における伝送回路の基本形はFig. 1 (a)または(b)のようなシステムグラフ⁵⁾によって表示することができる。図において破線で囲まれた部分 S, L はそれぞれ内部抵抗 R_s をもつエネルギー源および負荷 R_L であり、 $T.L.$ は伝送路で、本研究では管路がこれに相当する。(a)はエネルギー源を定圧力源とみなした場合であり、(b)は定流量源とみなした場合である。具体的には、このようなエネルギー源はポンプ、制御弁、純流体増幅素子などである^{6), 7)}。さて、このようなエネルギー源に伝送路(管路)を介して負荷 R_L を接続したとき、エネルギー源から供給されるパワーの負荷への流入量は、パワー伝送係数によって定められる。以下にその定義を述べるが、エネルギー源としては定圧力源を考えることにする。

さて、内部抵抗 R_s の定圧力源から取出し得る最大パワーは、定圧力源に直接負荷として R_s なる抵抗を接続したとき負荷 R_s に流入するパワーに等しい⁸⁾。このときの負荷 R_s に流入する複素皮相パワー W_0 は、次式によって与えられる。

$$W_0 = P_0 Q_0 \dots \dots \dots (1)$$

また、Fig. 1(a)の伝送回路の負荷 R_L に流入する複素皮相パワー W_L は

$$W_L = P_2 Q_2 \dots \dots \dots (2)$$

である。このとき、

$$\begin{aligned} S_b &= \sqrt{\frac{W_0}{W_L}} = \sqrt{\frac{P_0 Q_0}{P_2 Q_2}} = \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} \cdot \frac{P_0}{P_2} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} \cdot \frac{P_E}{P_2} \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

をパワー伝送係数と定義する⁹⁾。一方、Fig. 1(a)で、 $T.L.$ の伝達マトリックスの4端子定数を A, B, C, D とすれば、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} P_1 \\ Q_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_2 \\ Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + B/R_L \\ C + D/R_L \end{bmatrix} \cdot P_2 \dots \\ &\quad \begin{bmatrix} A R_L + B \\ C R_L + D \end{bmatrix} \cdot Q_2 \dots \dots \dots (4) \\ \begin{bmatrix} P_E \\ Q_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & R_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_2 \\ Q_2 \end{bmatrix} = \end{aligned}$$

$$\left[\frac{A+B/R_L+R_sC+R_sD/R_L}{C+D/R_L} \right] \cdot P_2 \dots\dots\dots (5)$$

を得る。したがって、(4)、(5)式より

$$\frac{P_1}{P_2} = A + \frac{B}{R_L} = N \dots\dots\dots (6)$$

$$\frac{Q_1}{Q_2} = CR_L + D = M \dots\dots\dots (7)$$

$$\frac{P_E}{P_2} = A + \frac{B}{R_L} + R_sC + \frac{R_s}{R_L} \cdot D \dots\dots\dots (8)$$

となるから、(3)および(6)～(8)式より

$$S_o = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{R_L}{R_s}} A + \sqrt{\frac{B}{R_s R_L}} + \sqrt{R_s R_L} C + \sqrt{\frac{R_s}{R_L}} D \right) \\ = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{R_L}{R_s}} N + \sqrt{\frac{R_s}{R_L}} M \right) \dots\dots\dots (9)$$

となる。なおここで、(6)式と(8)式を比較すると、(8)式において $R_s=0$ とおけば $P_E/P_2=P_1/P_2=N$ となつて、(6)式は(8)式の特別な場合であると考えられる。したがって、従来 N またはこれの逆数によって空気管路の伝送特性を表わすことが多いが、流体系におけるエネルギー源では一般に $R_s \neq 0$ であることを考慮すれば、(8)式によって表示するほうがより一般的であると考えられる。

3. 伝送減衰量

前節(6)～(9)式において定義された各伝送係数は、エネルギー源または空気管路の入口部を送端、負荷上流部を受端としたときの、パワー、圧力、流量の送端と受端における比によって与えられるから、今任意の伝送係数を T とすると、伝送量 L は T の対数で、また伝送減衰量 α は L の実部として与えられる。

$$L = \ln T = \ln |T| + j \angle T = \alpha_a + j \beta_a \dots\dots\dots (10)$$

なお β_a は、伝送位相量である。ただし本報告では α_a をデシベルで表わすことにする。

さてパワ減衰量 α を決定するためニコルズの理論¹⁰⁾を利用して S_o を求める。まず無次元周波数 $\Omega = a^2 \omega / \nu$ として、 $j\Omega = p$ とおくと、管路単位長当りの直列インピーダンス Z および並列アドミタンス Y は

$$Z = \frac{\rho \nu}{\pi a^4} \cdot f(p), \quad Y = \frac{\pi \nu}{\gamma P} \cdot g(p) \dots\dots\dots (11)$$

となる。ここに $f(p) = p \left\{ 1 - \frac{2J_1(j\sqrt{p})}{j\sqrt{p}J_0(j\sqrt{p})} \right\}^{-1}$,

$$g(p) = p \left\{ 1 + 2(\gamma - 1) \frac{J_1(j\sqrt{p})}{j\sqrt{p}J_0(j\sqrt{p})} \right\}$$

である。

また伝播定数 $\Gamma(p)$ および特性インピーダンス Z_0 (p) は

Fig. 2 Power attenuation α as a function of Ω

$$\Gamma(p) = \sqrt{ZY} = \frac{\nu}{a^2 c} \sqrt{f(p)g(p)}, \quad Z_0(p) =$$

$$\sqrt{\frac{Z}{Y}} = \frac{\rho c}{\pi a^2} \sqrt{\frac{f(p)}{g(p)}} \dots\dots\dots (12)$$

となり、かつ空気管路の伝送マトリックスは

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \Gamma(p)l & Z_0(p) \sinh \Gamma(p)l \\ \frac{1}{Z_0(p)} \sinh \Gamma(p)l & \cosh \Gamma(p)l \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

によって与えられるから、 S_o は(9)、(12)、(13)式より

$$S_o = \frac{1}{2} \left(\xi \cosh \xi \sqrt{f(p)g(p)} + \eta \sqrt{\frac{f(p)}{g(p)}} \sinh \xi \sqrt{f(p)g(p)} + \frac{1}{\eta \sqrt{\frac{f(p)}{g(p)}}} \sinh \xi \sqrt{f(p)g(p)} + \frac{1}{\xi} \cosh \xi \sqrt{f(p)g(p)} \right) \\ = \frac{1}{2} (a^* + b^* + c^* + d^*) \dots\dots\dots (14)$$

となる。ここに $\xi = \frac{\nu l}{a^2 c}$, $\eta = \frac{\rho c}{\pi a^2 \sqrt{R_s R_L}}$, $\zeta = \sqrt{\frac{R_L}{R_s}}$,

Fig. 3 Intersection chart (A) for cut-off frequency ($\zeta=1$)

$$a^* = \zeta \cosh \xi \sqrt{f(p)g(p)}, \quad b^* = \eta \sqrt{\frac{f(p)}{g(p)}} \sinh \xi$$

$$\sqrt{f(p)g(p)}, \quad c^* = \frac{1}{\eta \sqrt{\frac{f(p)}{g(p)}}} \sinh \xi \sqrt{f(p)g(p)},$$

$$d^* = \frac{1}{\zeta} \cosh \xi \sqrt{f(p)g(p)}$$

である。

また, N , M , P_E/P_2 はそれぞれ次のように与えられる。

$$N = \frac{1}{\zeta} (a^* + b^*), \quad M = \zeta (c^* + d^*) \dots \dots \dots (15)$$

$$\frac{P_E}{P_2} = \frac{1}{\zeta} (a^* + b^* + c^* + d^*) = \frac{2}{\zeta} S_b \dots \dots \dots (16)$$

したがって, 改めて $p = j\Omega$ と置き換えた任意の伝送係数は一般に3つの無次元パラメータ ξ , η , ζ と無次元周波数 Ω によって表示できる。なお a^* , b^* , c^* , d^* は Fig. 1(a) において $R_s = R_L = 1$ ($\text{kg} \cdot \text{s}/\text{m}^5$) とした場合, つまり R_s , R_L によって T.L. を正規化した場合の4端子定数である。(10), (14)式より求められるパワー減衰量が無次元パラメータによってどのように影響されるかを計算によって求めた結果の一例を Fig. 2(a), (b) に示す。図より明らかなように, い

ずれの場合も低域減衰特性に類似した特性となる。このような特性をもつ管路を伝送路として用いる場合 $\Omega = 0$ から始まる減衰の小さな周波数領域 (通過域と呼ぶ) における減衰特性について特に検討することが重要であると考えられる。

3.1 通過域減衰量

通過域減衰量と無次元パラメータとの関係は $\Omega = 0$ (直流) のときの減衰量と無次元パラメータとの関係から推定できる。 $\Omega = 0$ のとき $Y = 0$, $Z = R_u$ である。ここに $R_u = 8\mu/\pi a^4$ である。したがって, この場合の正規化された4端子定数 a_0^* , b_0^* , c_0^* , d_0^* は

$$\begin{bmatrix} a_0^* & b_0^* \\ c_0^* & d_0^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} & \frac{-8\mu l}{\pi a^4 \sqrt{R_s R_L}} \\ 0 & \sqrt{\frac{R_s}{R_L}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta & 8\xi\eta \\ 0 & \frac{1}{\zeta} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (17)$$

Fig. 4 Block diagram of experimental set-up

となり、これより $Q=0$ での減衰量 $\alpha_{Q=0}$ は、

$$\alpha_{Q=0} = 20 \log_{10} \left\{ \frac{1}{2} \left(\zeta + \frac{1}{\zeta} + 8\xi\eta \right) \right\} \dots\dots\dots (18)$$

となる。上式より明らかなように $\alpha_{Q=0}$ は ζ と $\xi\eta$ によって定まり、最小減衰量は $\zeta=1$ のときに得られるから、 $\zeta=1$ は $Q=0$ のときの整合条件である。Fig. 2 の計算結果はいずれも $\zeta=1$ の場合であるから、これらの結果では通過域減衰量が最小の場合である。

3.2 シャ断周波数

ここでは $\alpha_{Q=0}$ から 3dB 減衰するときの無次元周波数をシャ断周波数 Q_c とし、これを数値計算によって求める。この場合前項において明らかにされた整合条件を考慮し $\zeta=1$ とする。また伝送特性として通過域減衰量が大いことは好ましくないから $\alpha_{Q=0} \leq 1.0$

Fig. 5 Experimental and theoretical results of power attenuation, (1)

Fig. 6 Experimental and theoretical results of power attenuation, (2)

Fig. 7 Experimental and theoretical results of power attenuation, (3)

Table 1 Theoretical and experimental values of

Exp. No.	$\alpha_{Q=0}$					$\alpha_{Q=0}$ (dB)
	a mm	l m	R_s $10^3 \text{ kg} \cdot \text{s} / \text{m}^5$	R_L	Theoretical	Experimental
1	3.0	0.5	7.50	9.37	0.069	0.06
2	3.0	0.7	7.29	9.00	0.07	0.04
3	3.0	1.0	7.66	8.51	0.043	0.01
4	1.0	0.5	6.28	8.33	1.39	1.21
5	4.0	0.5	6.26	8.98	0.146	0.13
6	3.0	0.5	2.27	3.18	0.17	0.16
7	3.0	0.5	2.00	9.14	2.32	2.31

Table 2 Theoretical values of Q_c and experimental values of $\alpha_c - \alpha_{Q=0}$

Exp. No.	ζ	ξ	η	Q_c (Theoretical)	$\alpha_c - \alpha_{Q=0}$ (dB) (Experimental)
1	1.11	0.247×10^{-2}	0.177	119.5	3.0
2	1.11	0.346×10^{-2}	0.182	93.0	2.9
3	1.05	0.494×10^{-2}	0.182	66.3	2.6
4	1.15	0.222×10^{-1}	1.83	169.5	3.5
5	1.20	0.159×10^{-2}	0.127	152.0	3.6
6	1.18	0.247×10^{-2}	0.55	—	—
7	2.14	0.247×10^{-4}	0.345	—	—

dB となるような ξ, η の範囲、つまり $\xi\eta \leq (10^{1/20} - 1)/4 = 0.0308$ に限定して計算を行なった。Fig. 3 はその計算結果であるが、図中の破線は $\xi\eta = 0.0308$ の曲線であり、 $\alpha_{Q=0} \leq 1.0$ dB を満たす ξ, ζ の境界を表わす。 Q_c は η が一定なら ξ の増加に伴って減少する。この関係は近似的に

- (i) $\eta \leq 0.4$ で $Q_c \approx 1.896 \eta^{1.253} / \xi^{1.058}$
- (ii) $\eta = 1.0$ で $Q_c \approx 0.282 / \xi^{1.839}$
- (iii) $\eta \geq 2.4$ で $Q_c \approx 1.918 / (\xi^{1.058} \eta^{1.180})$

となる。これらは Fig. 3 の曲線の最小二乗近似によって求められたものであるが、その最大誤差は (i), (iii) で $\pm 10\%$, (ii) で $\pm 3\%$ で程度であり、かなり実用的な式であると考えられる。なお $0.4 < \eta < 1.0$ および $1.0 < \eta < 2.4$ ではその傾向の単調さは失われ波動的となる。これはこの範囲では減衰特性が高周波領域に至るまであまり大きく減衰せず、かつ波動的であることを意味する。また $\eta < 1$ では ξ が一定なら η が增大するにつれて Q_c は大きくなるが、 $\eta > 1$ ではこの傾向は逆になる。

管路を伝送路として利用する際 Q_c ができるだけ大きいほうがよいと考えるなら、 $\zeta=1$ なる直流時整合条件での望ましい ξ, η の値は Fig. 3 より明かなように (i)- ξ の値は小さいほどよい、(ii) $\eta=1$ 、である。

4. 理論結果に対する 実験的検討

4.1 実験装置および 実験方法

実験装置のブロック線図を Fig. 4 に示す。パワー減衰量は P_E および P_2 の振幅値を測定し(3)式から求めた。作動流体は空気圧縮機より供給され、すべての実験におけるバイアス圧力 $\bar{P}=400$ mmAq 一定とした。この状態では管路内バイアス流れは層流であった。定圧力信号源として、ノズルフラップ形正弦波発生装置を用い、その出力信号圧の振幅を 30 mm Aq 一定となるようにパワー増幅器のゲインを常時調節した。 R_S および R_L としてオリフィスまたは多条細管を用い、これらの抵抗値を実験的に求めた。

4.2 実験結果と理論 結果の比較

実験においては、抵抗の非線形性ならびに抵抗前後の回路構成の違いによる抵抗変化が原因で R_S , R_L についての実験条件を正確に整えることは困難であったが、一応その結果を l, a, R_L をパラメータとして整理した。

Fig. 5~7 に実験と理論との比較結果を示す。また Table 1 にこれらの実験条件を、Table 2 にこの場合の無次元パラメータの値を示す。

ここでは実験結果と理論結果の比較を通過域減

Fig. 8 Nomograms for parameters

Fig. 9 Determination of ξ_c and η_c

Fig. 10 Power attenuation characteristic for designed transmission line

衰量および断周波数時の減衰量について行なう。まず通過域減衰量については $\alpha_{Q=0}$ によって推定できるが、これを Table 1 に掲げる。実験値と理論値を比較すると、両者の違いは 0.2 dB (2%) 程度で非常に小さいことがわかる。つぎに断周波数時の減衰量について比較する。Table 2 には理論計算によって求めた Q_c の値と Q_c における域衰量 α_c から $\alpha_{Q=0}$ を減じた値の実験値を示す。この値に対する理論値は 3 dB であるから実験値と理論値との違いは ± 0.5 dB ($\pm 6\%$) 程度である。この違いは通過域減衰量の場合に比べ多少大きい、これはおもに空気圧信号波形のひずみによって生じた実験誤差が原因であると考えられる。

5. 計算図表による伝送管路の設計

これまでの検討結果より通過域特性を理論的にほぼ予測できることが明らかになったので、ここでは以上の理論を利用して所望の通過域特性を有する伝送管路の設計方法について述べ、かつ具体的な設計例によってこの方法の妥当性を実証する。

5.1 各種ノモグラフ

設計において決定すべきパラメータの数を少なくするため無次元量 ξ , η , ζ , Q を利用する。したがってこれらの無次元量から実周波数、管路寸法、抵抗値を求めることが必要となる。Fig. 8(a)~(d)にこれに必要なノモグラフを示す。これらのノモグラフはそれ

ぞれ以下に示す式から得られる。

$$\begin{aligned} \text{ノモグラフ〈a〉} \cdots Q &= \frac{a^2 \omega}{\nu} = \frac{2\pi f a^2}{\nu} \\ &\doteq 4.16 \times 10^5 f a^2 \end{aligned}$$

$$\text{ノモグラフ〈b〉} \cdots \eta = \frac{\rho c}{\pi a^2 \sqrt{R_s R_L}} \doteq \frac{13.3}{a^2 \sqrt{R_s R_L}}$$

$$\text{ノモグラフ〈c〉} \cdots \xi = \frac{\nu l}{a^2 c} \doteq 4.45 \times 10^2 \frac{l}{a^2}$$

$$\begin{aligned} \text{ノモグラフ〈d〉} \cdots \alpha_{Q=0} &= 20 \log_{10} \left\{ \frac{1}{2} \left(\zeta + \frac{1}{\zeta} \right) \right. \\ &\quad \left. + 8 \xi \eta \right\} \end{aligned}$$

5.2 伝送管路の設計方法

ここでは具体的な設計手順の一例として、与えられた $\alpha_{Q=0}$, f_c , a を満足する l , R を求める場合について説明する。ただし $R = R_s = R_L$ である。

まず f_c , a が与えられているからノモグラフ〈a〉より Q_c が、また $\alpha_{Q=0}$ が与えられているからノモグラフ〈d〉より $\xi \eta$ の値が定まる。つぎに $\xi \eta = \text{const.}$ の曲線をグラフ上に描き、さらに共点図表〈A〉(Fig. 3)より Q_c を満足する各 ξ , η の値を求め曲線で結ぶ。このときのグラフ上の交点 (ξ_c, η_c) が与えられた条件を満たす ξ , η の値である。これらの値とノモグラフ〈b〉, 〈c〉によって R , l が定められる。なおこれ以外にいくつかの設計問題が考えられるが¹¹⁾、ここでは省略する。

さてこれらの設計の実用性を調べるため、以下に実例を掲げて検討する。

(設計例)

通過域減衰量 $\alpha_{Q=0} = 0.5$ dB, 実断周波数 $f_c = 30$ Hz の伝送管路を設計する。ただし管路の内半径 $a = 2$ mm である。

前記の設計手順により l と R を決定する。まずノモグラフ〈a〉より $Q_c \doteq 50$ を得る。またノモグラフ〈d〉より $\xi \eta = 0.016$ が求められる。つぎに共点図表〈A〉より $Q_c \doteq 50$ を満足する各 ξ , η を求め Fig. 9 のようにして $\xi_c \doteq 0.03$, $\eta_c \doteq 0.52$ を得る。 $\zeta = 1$ であるから、ノモグラフ〈b〉, 〈c〉によって $l \doteq 2.6$ m, $R = R_s = R_L \doteq 0.65 \times 10^7$ kg·s/m⁵ となる。Fig. 10 にビニール管を用いて行なった実験結果、およびこの場合の理論計算結果を示す。実験値の通過域減衰量 $\alpha_{Q=0} = 0.4$ dB, 断周波数時の減衰量 $\alpha_c = 3.3$ dB であり、設計値は実際とかなりよく一致することがわかる、

5. 結 言

フルイディクス回路系に使用される伝送管路の整合

条件を選定する上に必要なパワー伝送特性について検討した。これにより、(i) パワ伝送特性は3つの無次元パラメータ ξ , η , ζ および無次元周波数 Ω によって表示できる、(ii) 理論解析結果は通過域特性に関し実験値とよく一致する、(iii) $\zeta=1$ なる直流時整合条件のもとで伝送管路を計算図表によって設計することが可能である、などの成果を得た。しかし、本報告で検討された単一管路では、比較的良好な通過域特性を得ることは可能であっても、減衰域特性についてはあまり良好ではない。したがって今後伝送路として減衰域特性のよい低域低波伝送路を設計することが必要であると考えられる。

終わりに、本研究に関し有益な御討論と御助言をいただいた大阪大学工学部森川敬信教授に厚くお礼申し上げますとともに、実験に協力された平田和喜夫、赤堀俊介両君に謝意を表します。

参考文献

- 1) 米沢 洋: 空気管路の動特性, 油圧と空気圧, 2-2, 81/88, (1971)
- 2) 西原利夫, 沢村泰造, 渡辺忠淳: 自動制御用空気圧導管の周波数伝達特性について, 日本機械学会論文集, 22-115, 230/237, (1953)
- 3) 市川邦彦: 空気の圧力伝達特性, 日本機械学会論文集, 22-123, 890/894, (1956)
- 4) F. T. Brown: The transient responses of fluid lines, J. of Basic Engineering, Trans. of ASME, Series D, 89-2, 371/378, (1967)
- 5) J. L. Shearer, A. T. Murphy and H. H. Richardson: Introduction to system dynamics, 198, Addison Wesley Publishing Co., (1967)
- 6) 高橋利衛: 流体輸送プロセスの非線形回路論的考察, 自動制御, 8-1, 36/53, (1961)
- 7) 太田道男: 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, 588/593, (1971)
- 8) 高橋利衛: 自動制御の数学, 72, オーム社, (1963).
- 9) たとえば滝保夫: 伝送回路, 82, 共立出版, (1962).
- 10) N. B. Nichols: The linear properties of pneumatic transmission lines, Trans. of Instrument Society of America, 1-1, 5/14, (1962)
- 11) 高森 年, 米持政忠: フルイディスク回路における空気管路のパワー伝送特性, 第12回 SICE 学術講演会予稿集, No. 1610, 245/252(1973)