

各不連続部の反射を考慮した
ダクト網の音響伝搬計算法について

正会員 寺尾道仁* 岡 岡板秀久**

○ 岡 田辺滋樹***

1. はじめに 吸音が少ない低周波数域のダクト網音響伝搬計算に関し、諸不連続部による反射波の寄与を考慮した計算法を検討し、それによる T L 計算結果と、従来のエネルギー法によるそれとの比較を行った。

2. 不連続要素の反射を考慮した計算方法 樹枝状ダクト網の場合をモデル化して図 1 に示す。各素子の接続境界(十分長い直管ダクトで接続するものとする)での音源側からみた進行波、反射波の音圧振幅をそれぞれ A, B, また、各素子の特性がその端末側を特性インピーダンス終端条件として求められた透過係数および反射係数を、ここではとくに特性透過係数 τ および特性反射係数 ρ , あわせて特性パラメータと呼ぶものとする。これに添字をつけ、 τ_{mn} は入力端子 m, 出力端子 n, また、 ρ_m は入出力端子が m であることを表す。

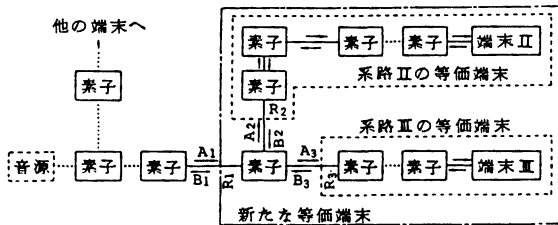


図1 ダクト網の等価音響モデル

一般性をもたせるため、3 端子対素子を例としてそれらの関係を示せば、各音波の重ね合せを仮定して、

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 & \tau_{21} & \tau_{31} \\ \tau_{12} & \rho_2 & \tau_{32} \\ \tau_{13} & \tau_{23} & \rho_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ B_2 \\ B_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

その端末または等価端末の反射係数が与えられれば、 $R_2 = B_2/A_2$, $R_3 = B_3/A_3$ であるから、その終端条件下でのこの素子の反射係数 $R_1 (=B_1/A_1)$ および透過係数 $T_{12} (=A_2/A_1)$, $T_{13} (=A_3/A_1)$ は、

$$R_1 = \frac{1}{Q} \begin{bmatrix} \rho_1 & -\tau_{21}R_2 & -\tau_{31}R_3 \\ \tau_{12} & 1-\rho_2R_2 & -\tau_{32}R_3 \\ \tau_{13} & -\tau_{23}R_2 & 1-\rho_3R_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

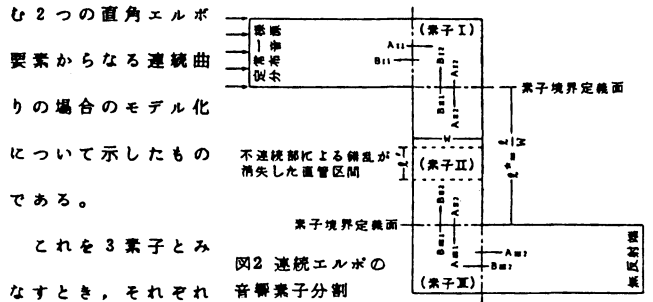
$$T_{12} = \{\tau_{12}(1-\rho_3R_3) + \tau_{13}\tau_{32}R_3\}/Q \quad (3)$$

$$T_{13} = \{\tau_{13}(1-\rho_2R_2) + \tau_{12}\tau_{23}R_2\}/Q \quad (4)$$

ただし、

$$Q = (1-\rho_2R_2)(1-\rho_3R_3) - \tau_{32}\tau_{23}R_2R_3$$

3. 連続曲りの透過損失計算への適用 図 2 は直管要素を挟む 2 つの直角エルボ



要素からなる連続曲りの場合のモデル化について示したものである。これを 3 素子とみなすとき、それぞれは、式 (1) の簡単な例となり、縦続行列的表現でその総合特性への等価変換結果を示せば、

$$\begin{bmatrix} A_{I1} \\ B_{I1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\tau_I^2 - \rho_I^2)/\tau_I & \rho_I/\tau_I \\ -\rho_I/\tau_I & 1/\tau_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-jk^*l} & 0 \\ 0 & e^{jk^*l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\tau_{II}^2 - \rho_{II}^2)/\tau_{II} & \rho_{II}/\tau_{II} \\ -\rho_{II}/\tau_{II} & 1/\tau_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{II2} \\ B_{II2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで、 $k^* = k/(\pi/W)$, $l^* = l/W$, $k = 2\pi v/c$, v : 周波数, C : 音速, l : 直管ダクトの長さ(図 2 参照), W : 直管ダクトの幅, $j = \sqrt{-1}$ である。

また、直角エルボ素子 I と III の特性パラメータは、それぞれ $\tau_{I12} = \tau_{I21} = \tau_I$, $\rho_{I1} = \rho_{I2} = \rho_I$, および $\tau_{III2} = \tau_{III1} = \tau_{III}$, $\rho_{III1} = \rho_{III2} = \rho_{III}$ の関係を用いた。

なお図 2 のように直管ダクト素子と曲り素子との境界を定義する場合の、曲りの特性パラメータ値は、十分長い接続ダクトを用いた曲り遠方観測点で得られた値にたいし、あらかじめ、その定義境界点と観測点との区間が、不連続部による錯乱の消滅した領域(図の l' 区間)の特性の直管素子で接続したと仮定したときの定義境界点での値に変換しておく必要がある。

次に、とくに素子 I と III が同一特性で、また、端末が無反射端のときには、 $\tau_I = \tau_{III} = \tau$, $\rho_I = \rho_{III} = \rho$, $B_{II} = 0$ として、この 3 素子にたいする等価素子の透過係数 T は、

$$T = A_{III2}/A_{I1} = \tau^2 e^{-jk^*l^*} / (1 - \rho^2 e^{-2jk^*l^*}) \quad (6)$$

4. 連続曲りの T L 計算値の比較 図 3 a)~f) は、図 2 の連続エルボについて、連続エルボ全体を一体として直接 FEM 数値計算¹⁾で求めた本来のものに近い T L にたいして、各素子ごとの同様の数値計算で求めた特性パラメータを用い、本計算法

A method to estimate sound transmission through air duct networks taking the contribution of reflection waves from discontinuities into account.

Tanabe Shigeki et al.

と従来のエネルギー法とを比較して示したものである。本計算法は、エネルギー法に比べダクト長が $l^* > 1$ であれば、 $k^* < 0.8$ の周波数範囲について、通過周波数も含めて本来の TL をよく近似している。 l^* が長くなればより高い周波数まで近似する。図 4 は、この近似が悪化する $k^* = 1$ の周波数域、および遮断周波数、通過周波数の音圧分布とネットインテンシティ分布を示す。 $k^* = 1$ では、連

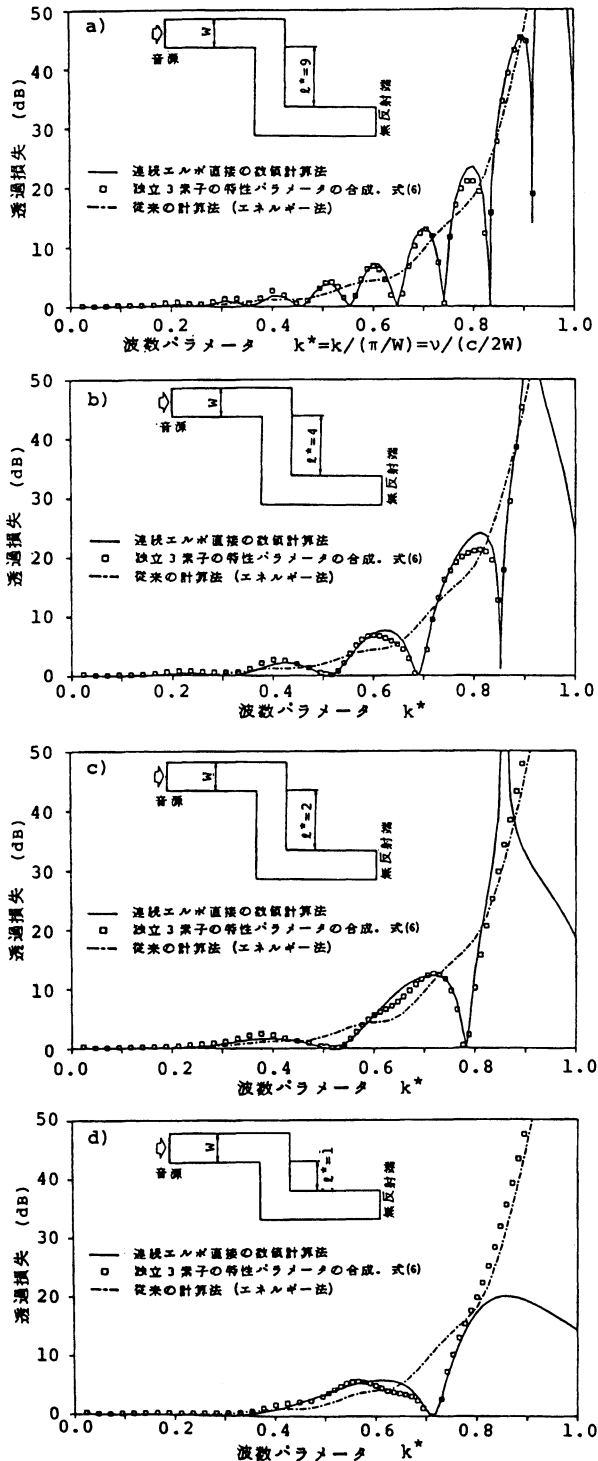


図3 連続エルゴの音響透過損失

結ダクト長 l^* が相対的に小さく、それぞれの曲りによる雑音が減衰しきらないため、直管ダクトの特性インピーダンス条件に関する式 (1) の前提が崩れている。この場合には、この連続エルゴは 3 素子ではなく、1 素子として扱わなければならない。
5. まとめ 低周波数域での音響伝播計算においては、反射波の寄与が大きいこと、および連続曲りの連結ダクト長と TL との関係などを示した。

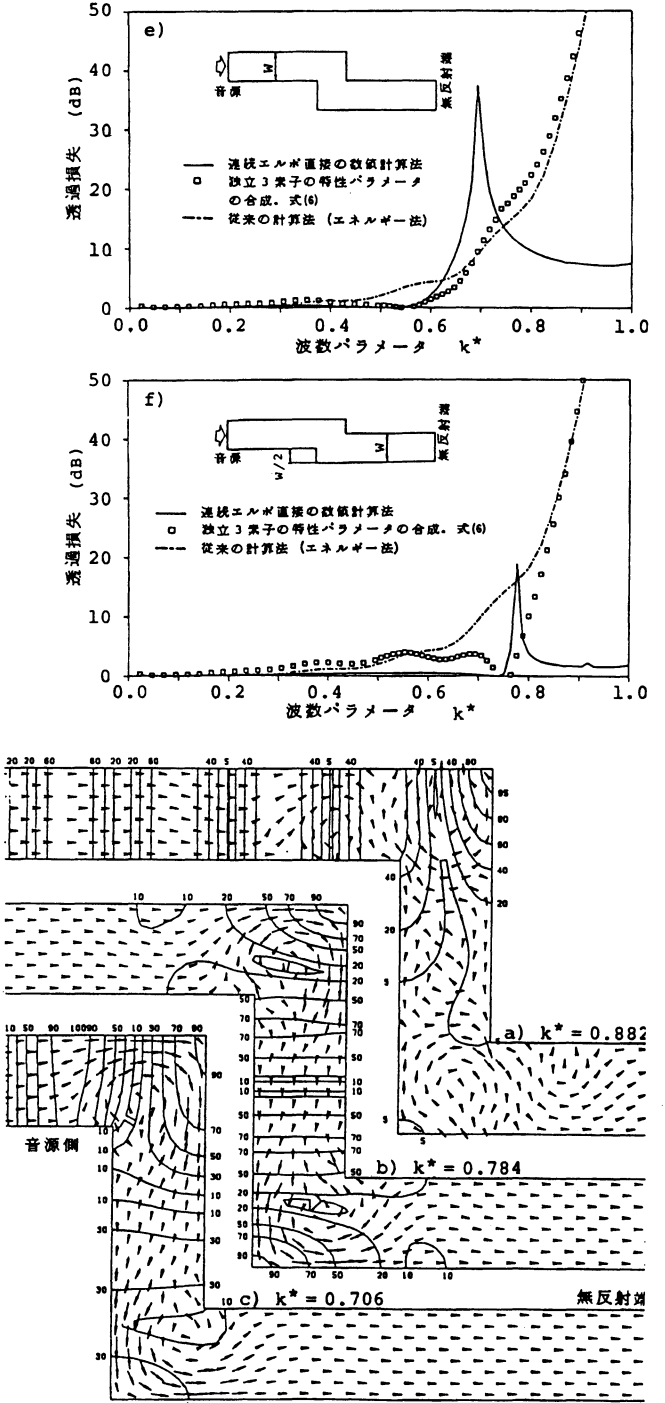


図4 連続エルゴの音圧およびネットインテンシティ分布例 ($l^* = 2$)

文献 1) 寺尾, 内田: 建築環境工学論文集, 第4号, 昭57, pp 11-16

* 神奈川大学工学部 助教授, 工博 ** 同 教務技術員 *** 同 大学院生