

損失係数測定のための等価電気回路モデル*

鈴木英男*¹ 小野隆彦*² 城戸健一*²

【要旨】 梁を用いた損失係数の測定では従来から用いられる半値幅法と共に、最近では周波数応答関数（応答に対する速度応答）に曲線適合（カーブフィット）を行い、損失係数を求めることが行われる。また、共振での損失係数のみならず、反共振での損失係数を求めることも行われる。ところが、共振系を基本としたモデルでは共振ではフィットできるが、反共振ではフィットができない。また、共振での損失係数と反共振での損失係数が同じかどうか、という疑問もある。この論文では、1自由度の共振系が二つ並列接続された電気回路において、共振の間に発生する反共振の周波数と損失係数を与える式を求めた。同様のことを反共振回路についても検討した。更に、電気回路における無損失の駆動点インピーダンス関数（リアクタンス関数）に関して、それを表現する共振を基本とする回路と反共振を基本とする回路があるという知見を利用して、無損失の場合の梁の駆動点インピーダンスを二つの回路方式で表現し、それらが一致することを示した。また、それらの回路に損失を付加すると特性に差が生じることを示した。この結果から、共振と反共振での損失係数を同時に正しく曲線適合で求めるには、極零モデルを用いることの必要性を示した。

キーワード 等価電気回路、損失係数、モード解析、極・零モデル

Equivalent electrical circuit, Loss factor, Modal analysis, Pole/zero model

1. はじめに

片持梁や両端自由梁を用いた損失係数の測定では、加振点と応答点を同一にした周波数応答関数（応答/加振力）を測定し、半値幅法や曲線適合（カーブフィット）を用いて解析を行う。後者の場合には、モード解析と同様に共振系を基本とした数学モデルがよく用いられる。JIS では加振力に対する変位、速度又は加速度が最大となる共振特性を用いることが規定されているが[1]、実際には測定系による付加質量の影響があることなどのため、反共振特性を用いて損失係数を求めることも行われている[2,3]。このときには、試料の周波数特性、温度特性、振幅依存性などの条件が同じであるとしても、共振と反共振で損失係数が異なるのではないかと、という疑問が残る。筆者らは、共振系を基本とした回路で、共振の損失係数を決めると反共振での損失係数が決まってしまうことを示した[4]。実際の対象物の特性とは関係なく、反共振の損失係数が自動的に決められることは問題である。

上述の問題点を念頭におき、最初に L （インダクタンス）、 C （キャパシタンス）、 R （抵抗）が直列接続された1自由度共振系が二つ並列に接続された回路の反共振の周波数と損失係数、及び L, C, R が並列接続された1自由度反共振系が二つ直列に接続された回路の共振の周波数と損失係数がどのようになるかを検討する。次に、無損失の駆動点インピーダンス特性（周波数応答関数）は極零モデルで表現され、同じインピーダンス特性を等価電気回路で実現するときに、共振系を基本とする回路と反共振系を基本とする回路があることを示す。更に、無損失の場合には同じ特性が得られるこれらの回路に、損失を付加すると周波数応答関数に差が出てくることを示す。この結果に基づき、共振及び反共振の両方の特性が問題となるような損失係数の計測においては、極及び零の双方を定義できる極零モデルを用いるべきであることを提案する。

2. 損失係数を求める方法

梁を用いた損失係数の測定（中央加振の場合）は基本的に図-1の構成で行われる。応答を検出するセンサとしては、変位、速度、加速度センサ等を用いることができる。得られた周波数応答関数から、損失係数を求める方法は幾つかあり互いに関連し合っている。以下の議論で必要となる三つの方法を記す。

2.1 半値幅法

共振特性（応答速度/加振力）のピークの周波数 f_0 とその両側で3dB低下する周波数 f_1 及び f_2 から下

* Equivalent electrical circuit models used for the loss factor measurement.

by Hideo Suzuki, Takahiko Ono and Ken'iti Kido.

*¹ 千葉工業大学情報ネットワーク学科

*² 榊小野測器

（問合せ先：鈴木英男 〒275-0016 習志野市津田沼 2-17-1 千葉工業大学情報ネットワーク学科 e-mail: suzuki@net.it-chiba.ac.jp）

（2000年6月15日受付、2000年12月1日採録決定）

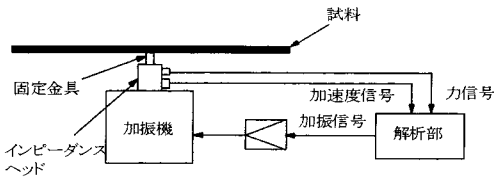


図-1 損失係数の測定系の例 (中央加振法)

式により損失係数 η を求める方法である [1]。

$$\eta = (f_2 - f_1) / f_0 \quad (1)$$

2.2 減衰比

質量 m , ばね定数 k , 及び粘性抵抗 (減衰係数) c からなる単一共振系が与えられたときに, 臨界減衰係数 c_c に対する比で定義される [5]。

$$\zeta = c / c_c = c / 2\sqrt{mk} \quad (2)$$

反共振系の場合は

$$\zeta' = \sqrt{mk} / 2c \quad (3)$$

で定義する。

2.3 モーダルダンピング

伝達関数 (応答/加振力) の n 番目の極又は零が $s_n = -a_n \pm j\beta_n$ と与えられたときに, 下式で定義する [5]。多自由度の場合に必要な定義である。

$$\zeta_n = a_n / \sqrt{a_n^2 + \beta_n^2} \quad (4)$$

以下, 損失係数という一つの言葉で, 適宜上式の三つの定義のどれか (ζ, ζ' 及び ζ_n の場合はそれらの2倍) を意味するものとする。

$$y_1(s) = 1 / (m_1s + c_1 + k_1/s) = \frac{(s/m_1)}{[s^2 + \omega_1\eta_1s + \omega_1^2]} = \frac{(s/m_1)}{\left[\left(s + \frac{\omega_1\eta_1}{2} + j\omega_1\sqrt{1 - (\eta_1/2)^2} \right) \left(s + \frac{\omega_1\eta_1}{2} - j\omega_1\sqrt{1 - (\eta_1/2)^2} \right) \right]} \quad (5)$$

で与えられる。ここで, 式(6)及び(7)に示す共振系の共振周波数と損失係数を定義して用いている。

$$\omega_1 = \sqrt{k_1/m_1}, \quad (\omega_2 = \sqrt{k_2/m_2}) \quad (6)$$

$$\eta_1 = c_1 / \sqrt{m_1k_1}, \quad (\eta_2 = c_2 / \sqrt{m_2k_2}) \quad (7)$$

第2共振も同様に表すことができるので, アドミタンスの分母がゼロとなる複素周波数は

$$s_1^\pm = -\omega_1 \left[\frac{\eta_1}{2} \pm j\sqrt{1 - (\eta_1/2)^2} \right], \quad (8)$$

$$s_2^\pm = -\omega_2 \left[\frac{\eta_2}{2} \pm j\sqrt{1 - (\eta_2/2)^2} \right]$$

で与えられる。これらが, インピーダンスの零 (アドミタンスの極, 共振), を与える複素周波数である。この場合に, モーダルダンピングの定義による損失係数 (式(4)) の2倍は, 減衰比による損失係数 (式(2)) の2倍) と一致する。

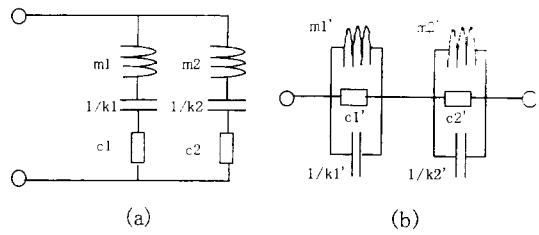


図-2 二つの共振系の並列接続回路(a)と二つの反共振系の直列接続回路(b)

3. 共振回路の並列接続及び反共振回路の直列接続からなる系の損失係数

一般に, 連続体の振動は異なる周波数の共振回路を無数に並列接続した回路で表現できることが知られている [6]。図-2(a)はインピーダンスアナロジー (力 \leftrightarrow 電圧, 速度 \leftrightarrow 電流) を用いて, 駆動点インピーダンスの二つのモードを表したものである。また, 次節で示すように, インピーダンスアナロジーに駆動点インピーダンスを反共振回路を使って表すことも可能である。図-2(b)はその回路を表したものである。ここでは, 図-2(a)の共振回路の定数を与えたときに, その間に存在する反共振の電致数と損失係数がどのように決められるかについて検討する。また, 図-2(b)についても同様の検討を行う。

図-2(a)の第1共振のアドミタンス $y_1(s)$ は

全体のアドミタンスは $y_1(s)$ と $y_2(s)$ の和をとることで得られる。

$$y(s) = \frac{(s/m_1)}{[s^2 + \omega_1\eta_1s + \omega_1^2]} + \frac{(s/m_2)}{[s^2 + \omega_2\eta_2s + \omega_2^2]} = \frac{(m_1 - m_2)}{m_1m_2} s \frac{(s - s_{12}^+)(s - s_{12}^-)}{(s - s_1^+)(s - s_1^-)(s - s_2^+)(s - s_2^-)} \quad (9)$$

ここで, s_{12}^\pm は反共振 (アドミタンスの零) を与える複素周波数であり, 次式で与えられる。

$$s_{12}^\pm = -\sqrt{\frac{k_1 + k_2}{m_1 + m_2}} \left[\frac{(c_1 + c_2)}{2\sqrt{(m_1 + m_2)(k_1 + k_2)}} \pm j\sqrt{1 - \left\{ \frac{(c_1 + c_2)}{2\sqrt{(m_1 + m_2)(k_1 + k_2)}} \right\}^2} \right] \quad (10)$$

式(10)と式(8)との対応から分かるように, 単一共振系の質量が $(m_1 + m_2)$, ばね定数が $(k_1 + k_2)$ 及び抵抗

が $(c_1 + c_2)$ に置き換わった系と同じ形をしているので、反共振周波数及び損失係数がそれぞれ

$$\omega_{12}^{\pm} = \pm \sqrt{\frac{k_1 + k_2}{m_1 + m_2}} \quad (11)$$

及び

$$\eta_{12} = \frac{(c_1 + c_2)}{\sqrt{(k_1 + k_2)(m_1 + m_2)}} \quad (12)$$

で与えられる。式(11)と式(12)は、二つの共振回路の相互作用で生じる反共振の周波数と損失係数が、全体のループを一つの共振回路と見なすことにより求めることができることを示している。

次に、図-2(b)について検討する。そのインピーダンスは

$$z(s) = \frac{1}{1/(sm_1') - 1/c_1' + s/k_1'} - \frac{1}{1/(sm_2') + 1/c_2' + s/k_2'} \quad (13)$$

で与えられるので、 $m_1 \leftrightarrow 1/k_1'$, $c_1 \leftrightarrow 1/c_1'$, $k_1 \leftrightarrow 1/m_1'$, と置き換えて考えると、式(9)に示す直列回路のアドミタンス $y(s)$ と全く同じになる。すなわち、二つの反共振回路に損失係数を与えたときに生じる共振周波数と損失係数は、式(11)及び式(12)で上の置き換えをすることによって得られる。

次に、式(7)で最初に定義する二つの損失係数が同じ大きさであると仮定した場合に（それらをともに η とする）、式(12)で与えられる反共振の損失係数の大小について検討する。

$$\eta_{12} = \frac{(c_1 + c_2)}{\sqrt{(k_1 + k_2)(m_1 - m_2)}}$$

$$= \eta \frac{(\sqrt{m_1 k_1} + \sqrt{m_2 k_2})}{\sqrt{(k_1 + k_2)(m_1 + m_2)}} \quad (14)$$

上式の右辺の η の係数の分母の2乗から分子の2乗を引き算すると、二つの共振周波数が一致する場合を除けば常にプラスであるので、 $\eta_{12} < \eta$ であることが確認できる。全く同じことが、反共振回路に損失を与えたときに生じる共振部の損失係数についても言える。図-2(a, b)の回路において、二つの共振又は反共振系の間を生じる反共振又は共振における損失係数は強制的に決められ、式(12)で与えられる反共振の損失係数は式(7)で与えられる二つの共振の損失係数が同じ場合には、その値より必ず小さな値になる。

4. リアクタンス関数

電気回路において、インダクタンスとキャパシタンスのみからなる回路をリアクタンス回路と呼び、その駆動点インピーダンス関数をリアクタンス関数と言う[7]。それらの性質は良く知られており、極及び零は複素周波数平面上の虚軸上に存在し、共振と反共振が交互に繰り返す性質を持っている。ゼロ及び無限大の周波数において零(0)を持つか極(∞)を持つかにより、 $\infty - \infty$, $\infty - 0$, $0 - \infty$, $0 - 0$ の四つのタイプに分けられる。例えば、 $\infty - 0$ はゼロの周波数で極を、周波数が無限大のときに零を有するタイプである。それらは、以下の二つの式で表すことができる(ただし、式中のすべての損失係数を0とする)。

$$Z_{FX/FR}^{\pm}(j\omega) = \frac{H(\omega_1^2 - \omega^2 + j\omega_1\eta_1\omega) \cdots (\omega_{2N-1}^2 - \omega^2 + j\omega_{2N-1}\eta_{2N-1}\omega)}{j\omega(\omega_2^2 - \omega^2 + j\omega_2\eta_2\omega) \cdots (\omega_{2N}^2 - \omega^2 + j\omega_{2N}\eta_{2N}\omega)} \quad (15)$$

$$Z_{FR/FR}^{\pm}(j\omega) = \frac{j\omega H(\omega_2^2 - \omega^2 + j\omega_2\eta_2\omega) \cdots (\omega_{2N}^2 - \omega^2 + j\omega_{2N}\eta_{2N}\omega)}{(\omega_1^2 - \omega^2 + j\omega_1\eta_1\omega) \cdots (\omega_{2N-1}^2 - \omega^2 + j\omega_{2N-1}\eta_{2N-1}\omega)} \quad (16)$$

ここで、 H は定数(正の実数)である。共振周波数の大きさの順序は番号の大きさに対応する。式(15)はゼロの周波数で極を持つ片持梁のインピーダンスモデル(又は両端自由梁のモービリティモデル)を表すことができ、式(16)はゼロの周波数で零を持つ両端自由梁のインピーダンスモデル(又は片持梁のモービリティモデル)を表すことができる。また、 \pm の記号は有限の極とゼロの数を持つモデルの上限が極で終わるか零で終わるかを表すものである。式(15)及び(16)はインピーダンスモデルもアドミタンスモデルも表現することができるが、ここでは混乱を避けるため、インピーダンスを表すものとして式(15)には片持梁を表す意味で下付き記号FR/FRを、式(16)には両端自由梁を

表す意味で下付き記号FR/FRを用いた。

式(15)と(16)において損失が存在しないリアクタンス関数の場合には、図-3のA~Dの四つの種類のフォスターの回路構成で表すことができる[7]。左側は基本的に共振回路からなり(「共振回路構成」と呼ぶこととする)、右側は基本的に反共振回路から構成されている(「反共振回路構成」と呼ぶこととする)。図-3はリアクタンス関数がインピーダンスの場合の零(共振)からなる回路形式でも極(反共振)からなる回路形式でも全く同じインピーダンス特性を表現できることを示している。タイプA~Dの駆動点インピーダンスの表現式と、それから得られる回路定数の求め方は文献[7]にその詳細が記されているので、こ

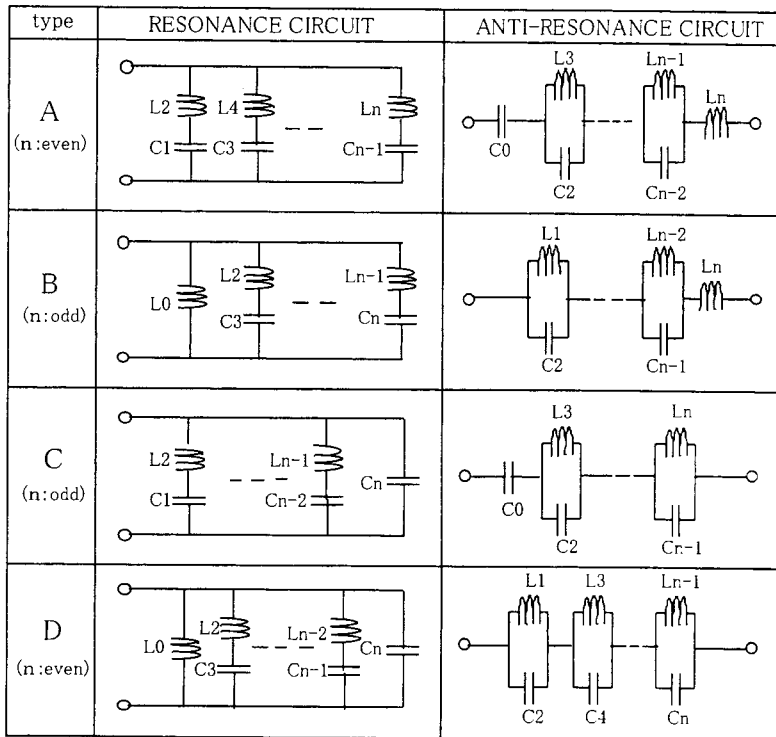


図-3 4種類のリアクタンス特性のフォスター回路による表現方法
左：共振回路構成，右：反共振回路構成

では以下の説明に使用するタイプ A に関する式のみを示す。

$$z_A(s) = Z_{FX/FR}^+(s) = \frac{H(\omega_1^2 + s^2)(\omega_3^2 + s^2) \cdots (\omega_{n-1}^2 + s^2)}{s(\omega_2^2 + s^2)(\omega_4^2 + s^2) \cdots (\omega_{n-2}^2 + s^2)} \quad (17)$$

$$L_{2v} = [s z_A(s) / (\omega_{2v-1}^2 + s^2)]_{s=j\omega_{2v-1}} \quad (18)$$

$$C_{2v-1} = 1 / (\omega_{2v-1}^2 L_{2v}), \quad v = 1, 2, \dots, \frac{n}{2}$$

$$C_{2v} = [s / (\omega_{2v}^2 + s^2) z_A(s)]_{s=j\omega_{2v}} \quad (19)$$

$$L_{2v+1} = 1 / (\omega_{2v}^2 C_{2v}), \quad v = 1, 2, \dots, \frac{n-2}{2}$$

$$L_n = H, \quad C_0 = \frac{1}{H} \left[\frac{\omega_2 \omega_4 \cdots \omega_{n-2}}{\omega_1 \omega_3 \cdots \omega_{n-1}} \right]^2 \quad (20)$$

5. 梁の駆動点インピーダンスの共振及び反共振回路構成によるモデル化

機械系との対応では、インピーダンスアナロジーを用いると、 $L \rightarrow m$ (質量), $R \rightarrow c$ (粘性抵抗) 及び $1/C \rightarrow k$ (ばね定数) と置き換えればよい。ここでは、文献[4]で用いた片持梁の五つの共振系(式(17)において $n=10$ に対応) からの定数を用いて、無損失及び損失のある場合について二つの回路の特性がどのようなようになるかを検討する。図-4 (a, b) は無損失回路である図-3のタイプ A に加える抵抗の位置を \square で示したものである。

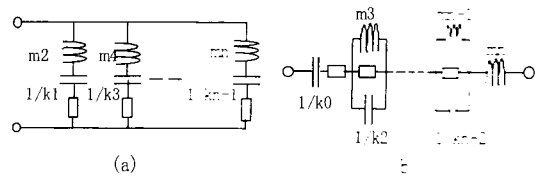


図-4 抵抗成分を持つ共振回路構成(a)及び反共振回路構成(b)

文献[4]で用いた片持梁の共振回路構成の質量、ばね定数及び共振周波数は次式で与えられている(質量はすべて同じ)。

$$m_{2v} = 0.25 \text{ (kg)}$$

$$k_{2v-1} = 3.09056, 121.381, 961.657, 3654.26, 9986.05 \text{ (N/m)}$$

$$f_{2v-1} = 0.5596, 3.5069, 9.8195, 19.242, 31.809 \text{ (Hz)}$$

$$v = 1, 2, \dots, 5 \quad (21)$$

これらの定数と、図-4(a)の各共振に無視できると思われる十分小さな抵抗値(ここでは式(2)を用いて、 $2\zeta = \eta = 0.0005$ とした)を与えれば、任意の周波数で式(17)の特性値を求めることができる。十分小さいが有限の大きさの損失係数を用いた理由は、反共振周波数を数値計算で求めるためである。この場合には損失

が十分小さいので極零モデル、共振回路構成及び反共振回路構成の3者の特性が無視できる誤差の範囲内ですべて一致する。極零モデルの共振及び反共振の周波数が求めれば式(19)及び(20)から反共振回路構成の抵抗を除くすべての定数を定めることができる。その結果を式(22)に示す。

$$\begin{aligned}
 m_{2v+1} &= 0.12196, 0.038687, 0.017028, \\
 &\quad 0.0081393 \quad (\text{kg}) \\
 m_{2v+2} &= 0.05 \\
 k_{2v} &= 121.381, 961.657, 3654.26, \\
 &\quad 9986.05 \quad (\text{N/m}) \\
 k_0 &= 3.00094 \\
 f_{2v} &= 2.4577, 7.9954, 16.784, 29.003 \quad (\text{Hz}) \\
 v &= 1, 2, \dots, 4 \quad (22)
 \end{aligned}$$

図-4(b)の回路において、式(22)で与えられる定数と共に、各反共振回路の損失係数を0.0005としたときに式(3)を用いて求められる抵抗成分を□の位置に加えたときのモービリティを計算した結果を図-5に示す(ただし、 k_0 の右隣にある抵抗成分は $c_0 = 0.0005 k_0 / (2\pi f_1)$ を用いて与えている)。図中の実線は反共振回路構成の特性である。また、この特性から共振回路構成の特性を引いた差分(デシベル同士の差)も同時に示す。損失係数を0.0005とした場合は、二つの特性は十分な精度で一致することが分かる。

次に、共振回路構成の各共振、及び反共振回路構成の各反共振の損失係数をともに0.1としたときにそれぞれ式(2)及び式(3)を用いて得られる抵抗成分をそれぞれ図-4(a), (b)の□に示す位置に挿入し、同様

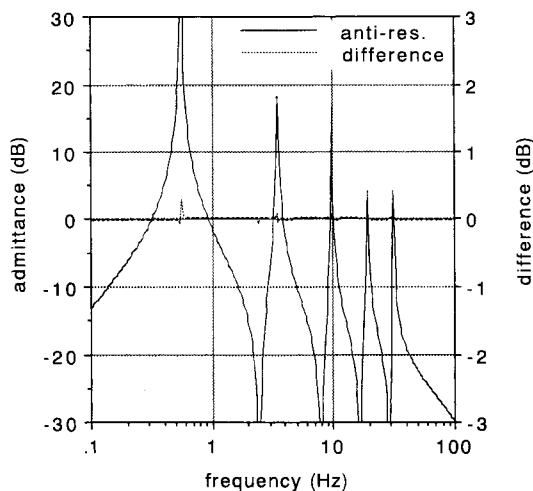


図-5 式(22)の定数を持つ反共振回路構成のモービリティ特性(実線)と、式(21)の定数を持つ共振回路構成のモービリティ特性との差分(点線)とともに、図-4の回路において損失係数が0.0005となる抵抗成分を加えている。

の計算を行った結果を図-6に示す(抵抗成分 c_0 の扱いは図-5の場合と同じ)。この場合は、第1の共振周波数を除き反共振回路構成の方が大きなアドミタンス(デシベル値)を与えることが分かる。3章で述べた結果から推測できるように、共振回路構成にすべて0.1の損失係数を与えたときの反共振における損失係数は、反共振回路構成で各反共振に与える同じ大きさの損失係数(0.1)よりも小さいので、差分はプラスとなる。また、反共振回路構成によって作られる共振における損失係数は同じく0.1より小さくなるので、差分はやはりプラスとなる。この理由で図-6の点線は第1の共振を除く全ての共振及び反共振周波数付近でプラスとなる。第1の共振は特別な損失の与え方をしているので、他の共振や反共振とは異なる振舞いをする。

上述の結果は重要なことを意味している。すなわち、駆動点インピーダンスをモデル化するとき、共振回路構成又は反共振回路構成のどちらかを用いると、(損失が無視できない場合には)それぞれ共振または反共振の特性しかフィットする機能を持たないということである。損失係数を共振及び反共振回路構成の両方でカーブフィットにより求めるには、共振及び反共振回路構成の各回路定数を未知数として、2回別々にカーブフィットする必要がある。ただし、結果として得られる二つの周波数応答関数は損失が存在するので、図-6に示すように同じ結果にはならない。

ここで提案する方法は、式(15)~(17)のように、極と零を陽な形で持っている数学モデルを用いて一度に

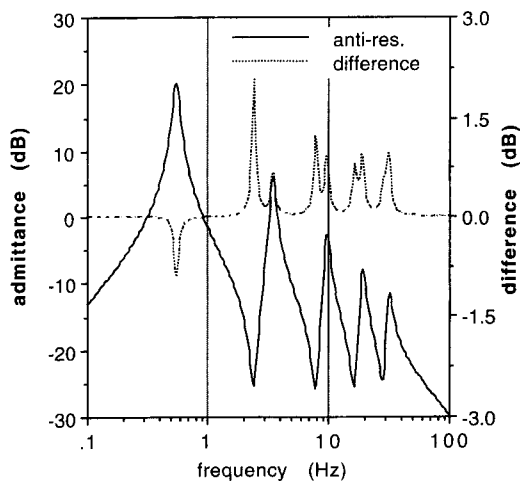


図-6 式(22)の定数を持つ反共振回路構成のモービリティ特性(実線)と、式(21)の定数を持つ共振回路構成のモービリティ特性との差分(点線)とともに、図-4の回路において損失係数が0.1となる抵抗成分を加えている。

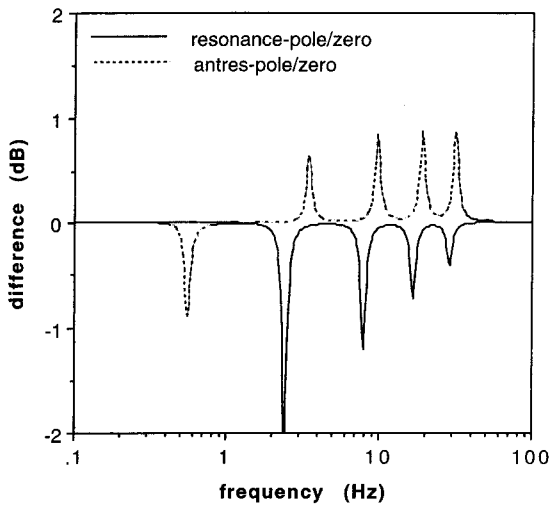


図-7 共振回路構成、反共振回路構成及び極零モデルにおいて、すべての損失係数が0.1になるように設定したときの、共振回路構成及び反共振回路構成の周波数応答関数と極零モデルによる周波数応答関数の差

カーブフィットする方法である。試しに、式(17)の極及び零の損失係数がすべて0.1になるように設定したときの周波数応答関数を計算し、共振及び反共振回路構成においてそれぞれ損失係数を0.1とおいて得られる周波数応答関数とのデシベルの差を示したものが図-7である。式(17)の極零モデルの周波数応答関数は、共振では共振回路構成との差が、反共振では反共振回路構成との差が無視できる大きさである。図-7は、極零モデルを用いることにより、意図した特性（この場合は共振、反共振の損失係数をすべて0.1とすること）が実現できることを示している。共振回路構成又は反共振回路構成では、それぞれ共振及び反共振の損失係数を0.1とすることしかできず、それぞれ反共振及び共振での損失係数は自動的に決められ、0.1より小さな値になってしまう（ただし、反共振回路構成の最初の共振を除く）。図-7の結果は式(17)の形式からスタートして、カーブフィットを行えば共振も反共振も一度にフィットできることを示している。なお、両端自由梁の特性に対応する図-3のタイプBの回路を用いて、全く同様の結果が得られることを確認している。

有限要素法や実験モード解析で行われるように、各「共振」のモードに損失係数を与える方法では、それらの間に発生する反共振での損失係数は、強制的に決められてしまう。周波数依存性や温度依存性、振幅依存性などを除いた条件下で、実際の試料の共振と反共振での損失係数が同じである材料を想定すると、理論モード解析や実験モード解析の結果は反共振で正しい

値を与えないことになる。この矛盾を解決するには、共振と反共振の損失係数を同時にフィットできる極零モデル（式(15)や(16)）を用いることが必要である。この場合は、実際のサンプルが共振と反共振でどのような値をとってもフィットすることができるので、前提として、共振と反共振での損失係数は一般的には異なるものであると仮定して測定・解析を進めることができる。

6. マスキャンセルの方法

測定時にインピーダンスヘッドで測定されるインピーダンスは試料のインピーダンスと力センサの付加質量によるインピーダンスが加わったものである。もし、付加質量の大きさ (m_a) が分かっている場合には、測定されたインピーダンスから ($j\omega m_a$) を引算すればよい。残ったインピーダンスがここで扱っている極零モデルのインピーダンス（式(15)又は(16)）や図-4 (a, b) の両回路のインピーダンスに対応するということになる。

測定する際に、モービリティ（速度/力）の周波数応答関数を測定したとしても、その逆数をとってインピーダンスを計算し ($j\omega m_a$) を引けば、試料のみのインピーダンスが得られる。モービリティが必要な場合にはもう一度戻せばよい。

7. まとめ

最初に単純な1自由度共振系が並列に接続された回路での反共振の周波数と損失係数がどのようになるかを検討した。次に、無損失の駆動点インピーダンス（リアクタンス関数）を実現する回路構成として、共振を基本とする回路と反共振を基本とする回路があることを文献から紹介した。これらの回路は無損失の場合は同じ特性を示すが、前者及び後者の回路にそれぞれ共振及び反共振で同じ損失係数になるように抵抗を付加すると、二つの回路の特性に差が出てくることを確認した。どちらの回路を用いても共振と反共振における損失係数を独立に扱うことは不可能であるので、共振と反共振を一度にカーブフィットさせるには極零モデルを用いる必要がある。現在、一般的に用いられているモード解析のモデルは共振モデルであり、反共振でのフィットはモデルの性質上不可能である。特に、損失係数が大きくなってくると、共振のピークから3dB低下又は上昇するときには、隣の反共振又は共振の影響が現れてくるので、正確に損失係数を求めることができない。共振モデルを用いたフィットも反共振の影響を考慮できないので、不都合が生じる。この点で、損失係数を求める際に極零モデルを用いるこ

とは不可欠となる。

共振及び反共振における損失係数は同じかどうかに関して、一般的には異なるものであるという前提で測定・解析を行い、得られた結果に対してどちらを用いて測定したかを付記することが必要である。また、JISにおいても反共振を用いる損失係数の測定法を加えるべきであろう。

今後は、極零モデルを実測の周波数応答関数に適用してカーブフィットを行い、損失係数を求めることを試みる予定である。

文 献

- [1] “制振鋼鈹の振動減衰特性試験方法,” 日本工業標準 JIS G 0602 (1993).
- [2] “制振特性測定法の比較検討,” 制振材料研究会資料 (1998).
- [3] 大井克洋, 中西顕治, 佐藤利和, “梁の等価回路モデルによる伝達関数シミュレーション,” 音講論集, 773-774 (1999. 9-10).
- [4] 鈴木英男, 城戸健一, 小野隆彦, “梁の共振および反共振における損失係数について—等価電気回路モデルによる検討—,” 音響学会誌 **56**, 249-254 (2000).
- [5] 長松昭男, モード解析入門 (コロナ社, 東京, 1993).
- [6] 早坂寿雄, 音響工学 (日刊工業新聞社, 東京, 1962).
- [7] 佐藤利三郎, 伝送回路 (コロナ社, 東京, 1963).