スマートセンサを用いた柔軟はりのフィードフォワード型波動制御*

岩本 宏 之^{*1}, 田中 信 雄^{*2}

Active Wave Feedforward Control of a Flexible Beam Using Smart Sensors

Hiroyuki IWAMOTO and Nobuo TANAKA^{*3}^{*3}Department of Mechanical Engineering, Tokyo Metropolitan Institute of Technology,
6-6 Asahigaoka, Hino-shi, Tokyo, 191-0065 Japan

This paper deals with active wave control of a flexible beam using a wave filter constructed with smart sensors. It is the purpose of this paper to present a novel wave filtering method using PVDF film sensor and its application for adaptive feedforward control system. Firstly, the design procedure of the wave filter using shaped PVDF sensors is presented. When introducing PVDF sensor, shaping function is defined as a complex function. In this case, multiplying an imaginary unit is equivalent to making the phase difference of 90 degree. Next, from a viewpoint of numerical analysis, the accuracy of the wave filter and the performance of the control system is clarified. Finally, an experiment of the active wave feedforward control system is carried out, demonstrating the validity of the proposed method.

Key Words: Vibration, Flexural Wave, Flexible Beam, Active Wave Control, Wave Filter, Smart Sensor, Adaptive Feedforward Control

1. 緒言

近年, 知的適応構造 (スマートストラクチャ)⁽¹⁾における機能材料として PZT, PVDF フィルムに代表される圧電材料が注目されている. 知的適応構造とは構造, 機構, 制御が融合し一体化することにより, 構造自体が環境の変化に応じてその特性を自律的に適応させ, 常に自己の最適化を図る構造のことを言う. この概念は種々の分野に波及し, 振動・騒音制御分野においても例外ではなく, 圧電材料を振動制御センサに利用する研究がさかんに行われている.

圧電材料をセンサに利用する利点は, 当該センサを任意の形状関数に基づいてシェーピングすることにより, センサ自体に空間積分機能を付与する, すなわち, 信号処理における積和演算機能を付加できる点にある. したがって, 最適設計された分布定数系センサはスマートセンサとしての機能を具備する. 例えば, LeeらはPVDFフィルムを柔軟はりのモードセンサ⁽²⁾に応用し,

モード形状関数の2階微分の形状にPVDFフィルムをシェーピングすることで, 対象モードの振幅のセンシングが可能となることを明らかにしている. また, 田中らはPVDFセンサを薄肉平板の振動モードセンサ⁽³⁾, あるいは音響パワーモードセンサ⁽⁴⁾として応用している. しかし, これらの研究を総括すると, 未だモード制御法^{(2)~(7)}に基づいたものが多く, 波動制御法^{(8)~(15)}の観点から振動制御問題を論じた報告はない.

波動制御法は, 分布定数系構造物が有する無限個の振動モードの構成要素となる進行波, あるいは反射波を除去することにより, 全振動モードを不活性化する制御法である. 著者らはこれまでに, 波動フィルタを基調とした適応型フィードフォワード波動制御系を構築し, その有用性を実験により実証した⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾. しかしながら, 当該フィルタの構成にあたってはポイントセンサを用いていたため, 対象システムに対する質量の付加は避けられず, 産業用マニピュレータのような軽量高速化が求められるシステムへの応用が困難であることが予想される.

そこで, 本論文は前述の知的適応構造を志向し, 圧電フィルムをシェーピングすることにより, はりを伝播する波動をセンシングし, これをベースとする適応

* 原稿受付 2004年8月17日.

^{*1} 正員, 東京都立科学技術大学大学院工学研究科(〒191-0065 日野市旭が丘6-6).^{*2} 正員, フェロー, 東京都立科学技術大学工学部.
E-mail: ntanaka@cc.tmit.ac.jp

型フィードフォワード波動制御系を構築することを目的とする。まず、オイラー・ベルヌーイはりを対象に進行波解を求めることから始め、次いで、スマートセンサによる波動フィルタの設計法を提示する。さらに、数値解析により、両端固定はりにおけるフィルタリング精度と当該フィルタを用いた場合の制御効果を検証する。最後に、波動フィルタを用いた適応型フィードフォワード制御系の実験を行い、その有用性を実証する。

2. スマートセンサによる波動フィルタ

これまでの振動制御法は、モード解析に基礎を置くモード制御が主流であったことから、はりの運動方程式の解はモードの重畳によって表されるのがほとんどであった。しかし、本論文では波動の観点から振動制御問題を論ずるため、はりの波動解を導くことから始める。まず、任意の境界条件を有するオイラー・ベルヌーイはりに、調和分布力 $f(x,t)$ が作用する場合、その運動方程式は次のように表される。

$$EI \frac{\partial^4 \xi(x,t)}{\partial x^4} + \rho A \frac{\partial^2 \xi(x,t)}{\partial t^2} = f(x,t) \quad (1)$$

ここで、式(1)を解くために、その斉次方程式を考え、その解を $\xi(x,t)=\xi(x)e^{i\omega t}$ と置き、上式を変数分離すると次のようになる。

$$\frac{d^4 \xi(x)}{dx^4} - k^4 \xi(x) = 0 \quad (2)$$

ただし、

$$k^4 = \rho A \omega^2 / EI \quad (3)$$

ここで、 $E, I, \xi, x, t, \rho, A, \omega, j, k$ は、各々縦弾性係数、断面二次モーメント、曲げ振動の変位、はりの左端からの距離、時間、密度、断面積、角振動数、虚数単位、波数を表す。すると、式(2)の一般解は次のように求まる。

$$-\xi(x) = c_1 e^{-jkx} + c_2 e^{-kx} + c_3 e^{jkx} + c_4 e^{kx} \quad (4)$$

Fig.1 One-dimensional distributed parameter PVDF sensor shaped in the width direction and placed along x-axis

ただし、 c_1, c_2, c_3, c_4 はそれぞれ進行波振幅、はりの左端より減衰するニア・フィールドの振幅、後退波振幅、はりの右端より減衰するニア・フィールドの振幅を表す。ここで、境界から十分に離れた領域に注目すると、当該領域においてはニア・フィールドの影響を無視できるので、式(4)は次のように近似される。

$$-\xi(x) = c_1 e^{-jkx} + c_3 e^{jkx} \quad (5)$$

次に、図1に示すように形状関数 $\varphi(x)$ によってシェーピングされた長さ L_s の分布定数系PVDFセンサ（スマートセンサ）が、柔軟はりに貼付されている場合を考える。すると、スマートセンサの電荷出力振幅は次式で与えられる。

$$\tilde{q} = \Gamma_0 e_{31} \int_{L_0}^{L_0+L_s} \varphi(x) \frac{d^2 \xi(x)}{dx^2} dx \quad (6)$$

ただし、 Γ_0 はセンサ定数、 e_{31} は圧電応力定数である。

ここで、スマートセンサのシェーピング関数を次のように定義する。

$$\varphi(x) = e^{ax} \quad (7)$$

ただし、 a は任意の定数である。次に、式(5)と式(7)を式(6)に代入すると、波動解を基調とした、ファー・フィールドにおけるスマートセンサの電荷出力振幅が次式のように表される。

$$\tilde{q} = \Gamma_0 e_{31} k^2 \left\{ \frac{c_1 e^{(a-jk)L_0}}{a-jk} (e^{(a-jk)L_s} - 1) + \frac{c_3 e^{(a+jk)L_0}}{a+jk} (e^{(a+jk)L_s} - 1) \right\} \quad (8)$$

上式より、例えば、後退波振幅をセンシングしようとする場合、進行波振幅 c_1 の項を零とする必要がある。すなわち、

$$\frac{c_1 e^{(a-jk)L_0}}{a-jk} (e^{(a-jk)L_s} - 1) = 0 \quad (9)$$

ここで、複素指数関数の周期性に着目すると

$$e^{2mj\pi} - 1 = 0 \quad (\text{ただし、} m \text{は任意の整数}) \quad (10)$$

であるから、後退波振幅のフィルタリング条件は次式で表される。

$$(a-jk)L_s = 2mj\pi \quad (11)$$

ただし、上式において $m=0$ の場合、すなわち、 $a=jk$ の場合、式(9)は次式のようにになり、明らかに非零である。

$$\lim_{a \rightarrow jk} \frac{c_1 e^{(a-jk)L_0}}{a-jk} (e^{(a-jk)L_s} - 1) = c_1 L_s \quad (12)$$

したがって、 m は非零でなければならない。この条件下において式(11)を満たす a と L_s は次式で与えられる。

$$a = -jk \quad (13)$$

$$L_s = \frac{n\lambda}{2} \quad (\text{ただし, } n \text{ は任意の整数}) \quad (14)$$

ただし, λ は波長を表す. また, n はセンサの長さに関する係数であるので, 本研究ではこれをセンサ長係数と呼ぶ. この係数は, 数学的には任意の整数であるが, センサの長さを決定付けるものなので, 負の値, 零およびセンサの長さがはりの長さを超えるような値はとりえない. このとき, PVDF フィルムの電荷出力振幅は, 式(13)および式(14)を式(8)に代入することにより(極限操作になることに注意), 次のように求まる.

$$\bar{q} = \frac{\Gamma_0 e_{31} k^2 c_3 n \lambda}{2} \quad (15)$$

上式より明らかなように, 進行波振幅の項が取り除かれ, 後退波振幅のみがフィルタリングされているのがわかる. ここで, ひとつ問題点が生じる. それは, 式(7)と式(13)より明らかなように, シェーピング関数が複素指数関数となる点である. この問題の解決方法を以下に示す. まず, 複素指数関数をオイラーの公式により次のように展開する.

$$e^{-jkx} = \cos kx - j \sin kx \quad (16)$$

上式は複素関数によるシェーピング法を示す. すなわち, $\cos$ 関数によってシェーピングされたセンサの出力に, $\sin$ 関数でシェーピングされたセンサの出力に虚数単位を掛けたものを加えればよい. この場合, 虚数単位は陽であるので, この操作は信号の位相を90度シフトする事と等価である. その証明は次のとおりである.

PVDF センサの電荷出力は出力振幅 $\bar{q}$ を用いて次のように表される.

$$q(t) = \text{Re}[\bar{q} e^{j\omega t}] \quad (17)$$

ここで, 時間に関する項 $e^{j\omega t}$ を実部と虚部に展開し, 出力振幅の式に式(16)を代入することにより, 複素指数関数によってシェーピングされたセンサ出力が次のように表される.

Fig.2 Schematic diagram of a wave filter using shaped PVDF films

$$\begin{aligned} q(t) = & \Gamma_0 e_{31} \int_{l_0}^{l_0+L_s} \cos kx \text{Re} \left[\frac{d^2 \xi(x)}{dx^2} \right] dx \cdot \cos \omega t \\ & + \Gamma_0 e_{31} \int_{l_0}^{l_0+L_s} \cos kx \text{Im} \left[\frac{d^2 \xi(x)}{dx^2} \right] dx \cdot (-\sin \omega t) \\ & + \Gamma_0 e_{31} \int_{l_0}^{l_0+L_s} \sin kx \text{Re} \left[\frac{d^2 \xi(x)}{dx^2} \right] dx \cdot \sin \omega t \\ & + \Gamma_0 e_{31} \int_{l_0}^{l_0+L_s} \sin kx \text{Im} \left[\frac{d^2 \xi(x)}{dx^2} \right] dx \cdot \cos \omega t \end{aligned} \quad (18)$$

上式の右辺第一項および第二項は $\cos$ 関数によってシェーピングされたセンサに関して, 複素変位振幅の実部と虚部に対応する出力を示している. 同様に, 第三項および第四項は $\sin$ 関数によってシェーピングされたセンサに関して, 複素変位振幅の実部と虚部に対応する出力を示す. ここで各項の時間成分に注目すると, 第三項と第四項の位相が第一項と第二項に対して, それぞれ90度シフトしているのがわかる. これは, ある信号に虚数を掛けるということは, その信号に90度の位相差を与えることと等価であることを示している. この場合の波動フィルタの概要図を図2に示す.

3. 波動フィルタの数値解析

3・1 波動フィルタの精度の検証

前章において, スマートセンサによる波動フィルタリング法を明らかにした. それによれば, シェーピング関数は波数の関数であり, それに対応するセンサの長さは波長の関数である. したがって, 当該フィルタはひとつの周波数(基本周波数)を対象に設計される. また, ファー・フィールドにおける変位式を基調とするので, ニア・フィールドの寄与が大きい変位が生じた場合, フィルタリング精度に大きな影響を与える可能性がある. そこで, 本章では基本周波数以外の外乱が注入された場合に, 当該フィルタがどこまで精度を保持できるかを検証する. なお, はりの諸元は表1に示されているものを使用し, 境界条件は固定・固定とする. また, モード周波数におけるオーバーフローを避けるため,

Table 1 Design parameters of a flexible beam

Total length	Thickness	Width
1.105 m	1.5 mm	4.5cm
Young's modulus	Density	Material
$7.4 \times 10^{10} \text{ N/m}^2$	2770 kg/m ³	Duralumin

損失係数 0.001 を与える。

スマートセンサをはりの中央に設置し、外乱がはりの右端から 5 cm の位置に作用する場合を考える。波動フィルタの基本周波数を 4 次モード周波数 (58.31 Hz) とし、センサ長係数を $n=4, 2, 1$ とした場合の波動フィルタの出力に含まれる各波動成分の比が図 3~5 に示されている。 $n=4$ の場合 (図 3)、基本周波数において後退波成分は最大値 (96.1%) をとり、進行波成分およびニア・

Fig.3 Ratios of the wave component to total output of the wave filter designed for the 4th modal frequency in the case of $n=4$

Fig.4 Ratios of the wave component to total output of the wave filter designed for the 4th modal frequency in the case of $n=2$

フィールド成分においてはノッチが生じている。また、後退波成分は 300 Hz までの帯域において 3 つのノッチを持っている。これは基本周波数における波長が実際の波長の 0.5 分の 1, 1.5 分の 1, 2 分の 1 となる場合である。次に、ニア・フィールド成分について注目すると、後退波成分がノッチとなる周波数において 100% となっている。すなわち、これらの周波数においてはフィルタ出力はニア・フィールド成分のみを持つことになる。

次に、 $n=2$ の場合 (図 4) について考える。この場合、基本周波数における波長が実際の波長の整数分の 1 となる場合 (基本周波数は除く) にノッチを持ち、300 Hz までの帯域において、ノッチの数は $n=4$ の場合よりも少ない。これは、センサの長さが短くなったことによるものである。また、ノッチ近辺での勾配が $n=4$ の場合に比べて急になっており、ノッチ周波数近傍での精度が向上しているのがわかる。これらの結果は、センサ長係数が波動フィルタの精度の支配因子であることを示している。すなわち、センサ長係数が小さくなるほどフィルタリング精度が向上する。

$n=1$ の場合 (図 5)、300 Hz までの帯域においては、後退波成分はノッチを持たないのがわかる。これは、これまでのケースに比べて波動フィルタの精度が最大になっていることを示している。しかし、当該領域には示されていないが、基本周波数における波長が実際の波長の奇数分の 1 となる場合 (基本周波数を除く) に後退波成分はノッチを持つ。

以上より、センサ長係数が小さいほどフィルタリン

Fig.5 Ratios of the wave component to total output of the wave filter designed for the 4th modal frequency in the case of $n=1$

精度は向上するものの、当該係数が1の場合においても反射波成分はノッチを持つことが明らかになった。実際に制御系を設計する場合、モード周波数とノッチ周波数が一致することは避けなければならない。そこで、反射波成分および進行波成分がノッチを持つ条件を以下に示す。

まず、シェーピング関数とセンサの長さを次のように設定する。

$$\varphi(x) = e^{-jk_T x} \quad (19)$$

$$L_s = \frac{n\lambda_T}{2} \quad (20)$$

ただし、 k_T と λ_T はそれぞれ基本周波数に対応する波数と波長である。ここで、式(19)と式(20)を式(8)に代入し、反射波成分と式(10)を比較することで、当該成分がノッチを持つ条件が次のように導かれる。

$$\frac{\lambda_T}{\lambda} = \frac{2m+n}{n} \quad (21)$$

さらに、波長が負の値をとることはないので、 m は次式を満たす。

$$m > -\frac{n}{2} \quad (22)$$

ただし、第2章において示したように、 m は非零である。また、同様の手順により、進行波成分がノッチを持つ条件が次のように得られる。

$$\frac{\lambda_T}{\lambda} = -\frac{2m+n}{n} \quad (23)$$

ただし、この場合の m は次式を満たす。

$$m < -\frac{n}{2} \quad (24)$$

ここで、式(22)と式(24)が互いに相反する条件を示しているが、 m は式(10)に示されるように複素指数関数の周期性を意味するものであり、理論展開の中で必ずしも同じ値をとる必要はない点に留意されたい。

次に、具体的な例として $n=4$ の場合について考える。この場合、式(22)を満たす m は-1, 1, 2, ...となる。これらの値を式(21)に代入すると、反射波成分がノッチを持つ条件は、基本周波数における波長が実際の波長の0.5分の1, 1.5分の1, 2分の1となる場合となり、数値解析の結果と一致する。次に、進行波成分に注目すると、同様の手順により、当該成分がノッチを持つ条件は、基本周波数における波長が実際の波長の0.5分の1, 1分の1(基本周波数と一致), 1.5分の1となる場合である。これを反射波の条件と比較すると、基本周波数以外における双方のノッチ周波数が一致することがわかる。したがって、これらの周波数における波動フィルタの出力はニア・フィールドのみに依存する。

以上より、反射波成分がノッチを持つ条件が明らかになった。波動フィルタの設計の際には、この条件を基に、モード周波数とノッチ周波数が一致することを避ける必要がある。

3・2 制御効果の検証 本節では分布定数系センサによる波動フィルタを用いた場合の制御効果を、変位波動包絡線の観点から検証する。また、比較対象としてアクティブ・シンク法⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾の制御効果も併せて提示する。当該手法は、柔軟はりの波動制御法における最適制御状態を示すことから、提案する手法の良い評価指標となる。なお、制御法は反射波吸収制御法を対象とし、外乱点ははりの右端から5cmの位置に、制御点は左端から5cmの位置に、スマートセンサははりの中央に設置するものとする。

非制御時およびアクティブ・シンク法適用時の波動包絡線(2次および4次モード)が図6に示されている。

Fig.6 Envelope of displacement distribution around the 2nd and the 4th modal frequency with and without active sink

Fig.7 Envelope of displacement distribution around the 2nd and the 4th modal frequency with control using proposed wave filter in the case of $n=1$

非制御時の場合、定在波と振動モードの形状が一致することにより、振動モードが励起された状態にあるのがわかる。当然のことながら、振動の節は移動しない。これに対し、アクティブ・シンクを設置した場合、定在する節は消滅し、振動変位は進行波とニア・フィールドのみに依存する。また、振動モードが不活性化されているため、変位はそれぞれ0.21%, 0.37%までに抑制されている。次に、基本周波数が4次のモード周波数、センサ長係数が1である分布定数系センサを用いた場合の波動包絡線について考える。この場合の波動包絡線が図7に示されている。4次モードに注目すると、基本周波数と加振周波数が一致しているため、アクティブ・シンクと全く同じ制御効果が得られているのがわかる。これに対し、2次モードの場合、はりの中央に定在していた節は移動するものの、波動フィルタのフィルタリング誤差により反射波成分が残留するため、

包絡線の中央付近にくぼみができている。この時、最大変位は非制御時の0.34%となっており、最適制御状態に極めて近い制御効果が得られている。ここで、2次モード周波数において、波動フィルタの出力に含まれる反射波成分の比は約75%であることを鑑みると(図5参照)、当該制御系は非常にロバスト性能が高いことが分かる。この結果は、評価関数に構造物中に伝播する波動振幅を用いる限り、計測誤差に対して頑健な制御系が構築されることを示している。

本数値解析では、制御点の位置を外乱点に対して対称の位置に設置したが、それ以外の点においた場合においても波動制御法は有効であることが田中らによって示されている⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。しかし、スマートセンサによる波動フィルタを用いる場合、センサが貼付されている領域には制御点を設置できないことに注意しなければならない。

4. 波動制御実験

4・1 実験方法

図8に制御系の概念図を示している。はりの境界条件は固定・固定とし、はりの両端をバイスで支持することにより実現する。アクチュエータにはパッチ型のピエゾ素子を用いる。外乱点は右端から5cmの位置とし、制御点は左端から5cmの位置とする。制御方式にはfiltered-x LMSアルゴリズムを基調とする適応型フィードフォワード制御法を用いる。

Fig.8 Schematic diagram of adaptive feedforward control system using wave filter constructed with smart sensors

Fig.9 Picture of wave visualization system

Fig.10 Experimental results of envelope of displacement distribution around the 1st through the 4th modal frequency without control

コントローラとキャンセレーションパスのタップ数は128とする。また、波動フィルタの基本周波数は4次のモード周波数に設定し、センサ長係数は1、設置位置をはりの中央とする。次に、図9に示す波動可視化システムについて説明する。当該システムは3章において示した波動包絡線を実験的に得るためのシステムである。はりに沿って8.5cm間隔に12個の非接触型ギャップセンサを設置し、データ・ロガーによって変位情報を同時サンプリングする。取り込まれた12点のデータは計算機により信号処理が施され、さらにスプライン補間をすることにより変位波動包絡線が得られる。

4・2 実験結果 1次から4次のモード周波数近傍における、非制御時の変位波動包絡線が図10に示されている。当然のことながら、定在波と振動モードの形状が同調することにより、振動モードが励起されている。この場合の各モード周波数における最大変位は、1次から、1.1mm、0.54mm、0.15mm、0.13mmとなっている。次に、図11に示される制御時の波動包絡線について考える。全てのモード周波数において、非制御時には定在していた節が移動しているのがわかる。これは、制御力によって反射波が吸収されていることを意味しており、波動制御法の典型的な特徴である。波動フィルタの基本周波数である4次モードの場合に注目すると、包絡線に僅かながら起伏が生じている。これは、微小量ながら反射波が残留していることを示しており、PVDFフィルムのシェーピング誤差によるもの

と考える。この場合の最大変位は $9\mu\text{m}$ となっており、非制御時の6.9%にまで抑制されている。これに対し、基本周波数以外のモードにおいては、フィルタリング誤差により、包絡線の起伏が比較的大きく現れている。しかしながら、これらの場合の最大変位は、1次から、 $27\mu\text{m}$ 、 $34\mu\text{m}$ 、 $7\mu\text{m}$ となっており、非制御時の2.5%、6.3%、4.7%にまで抑制されている。

この実験結果において特筆すべき点は、基本周波数以外の周波数においても制御系が高い性能を示すことである。これはエラー信号が波動振幅であることに起因する。図5に示されるように、基本周波数以外の周波数における主なフィルタリング誤差とは、進行波成分の混入である。波動フィルタの出力が誤差を含まない場合、その出力の最小化は最適制御状態(アクティブ・シンク)を実現することと等価である。これに対し、進行波成分と反射波成分の比が50%になる場合、その出力を最小化するという事は定在波型抑制⁽¹¹⁾に帰結する。この時の変位波動包絡線は定在波の形態をとるが、その形状は振動モードの形状とは一致しないため、モード励振が発生することはない。さらに、仮に進行波成分が100%なった場合にその出力を最小化すると、外乱に向かって波動が流れ込む状態になる。これをアクティブ・ソース⁽¹¹⁾と呼ぶ。この時、波動が流れる方向は異なるが、その制御効果はアクティブ・シンクと一致する。したがって、たとえ波動フィルタが誤差を持ったとしても、その制御効果は上記の3つの状態の間を遷移することになる。その結果、当該制御系は非常に高いロバスト性能を持つ。これは、構造物中を伝播する波動のフィルタリングを基調としているためであり、構造物中のある一点での状態量(変位、傾き、曲げモーメント、せん断力)を評価関数とした場合では、ここまで高いロバスト性能を持つ保証はない。

5. 結言

本論文は、柔軟はりを対象として、知的適応構造物(スマートストラクチャ)の観点から、スマートセンサを用いた波動フィルタリング法を提案するとともに、当該フィルタを基調とする適応型フィードフォワード波動制御系を構築し、当該手法の有用性を実証した。本論文で得られた成果を要約すると次のようになる。

1. 知的適応構造物、特にスマートセンサの観点から、シェーピングされた分布定数系センサによる柔軟はりの波動フィルタリング法を明らかにした。その際、シェーピング関数は複素指数関数となるが、オイラーの公式により当該関数を実部と虚部に分割し、陽と

Fig.11 Experimental results of envelope of displacement distribution around the 1st through the 4th modal frequency with control using wave filter designed for 4th modal frequency in the case of $n=1$

なった虚数単位を90度の位相差と捉えることで、スマートセンサの具現化を行った。

2. 波動フィルタの設計においては、ファークフィールドにおける変位を基調としているため、提案した波動フィルタはニア・フィールドの影響を受ける。また、シェーピング関数が波数（周波数）の関数となることから、一つの基本周波数を対象に設計される。そこで、基本周波数以外でのフィルタリング精度を、フィルタ出力中に含まれる波動要素の比によって評価した。その結果、センサ長係数がフィルタリング精度の支配要因であることが明らかになった。

3. 波動フィルタの信号を最小化した場合の制御効果を、変位波動包絡線の観点より明らかにした。基本周波数においては、最適制御状態（アクティブ・シンク法適用時）と同様の制御効果を得ることができるが、その他の周波数においては、制御効果は劣化する。しかし、その程度は微小である。これは、波動制御系のロバスト性能が高いことを示している。

4. スマートセンサによる波動フィルタを filtered-x LMS アルゴリズムを基調とする適応制御系のエラーセンサに適用することにより、適応型フィードフォワード波動制御系を構築した。実験結果は数値解析例とよく一致し、当該手法の有用性が実証された。

文 献

- (1) 田中信雄, “スマート・ストラクチャ (集中定数系から分布定数系への変遷)”, 機論, 70-692, C(2004), 889.
- (2) Lee, C.K. and Moon, F.C., “Modal Sensors/Actuators”, *ASME, J. Appl. Mech.*, 57, (1990), 434.
- (3) Tanaka, N. et al., “One-Dimensional Modal Sensors and the Active Modal Control for Planar Structures”, *J. Acoust. Soc. Am.*, 121, (1998), 217.
- (4) Tanaka, N. et al. “Distributed Parameter Modal Filtering Using Smart Sensors”, *ASME, J. Vib. Acoust.*, 118, (1990), 630.
- (5) Balas, M.J., “Direct Velocity Feedback Control of large space structure”, *J.Guidance*, 6-5, (1983), 351.
- (6) Meirovitch, I., and Baruh, H., “The Implementation of Modal Filters for Control of Structure”, *J.Guidance*, 8-6, (1985), 706.
- (7) Kosut, R.L., “Robust Control of Flexible Spacecraft”, *J.Guidance*, 6-2, (1983), 104.
- (8) Procopio, G.M., and Hubbard, J.E., “Active Damping of a Bernoulli-Euler Beam via End Point Impedance Control Using Distributed Parameter Techniques”, *1987 ASME Design Technology Conference*, (1987), 35.
- (9) von Flotow, A.H., and Shafer, B.E., “Wave Absorbing Controllers for a Flexible Beam”, *J.Guidance*, 9-6, (1986), 673.
- (10) 田中信雄・菊島義弘, “柔軟はりの曲げ波制御に関する研究 (アクティブ・シンク法の提案)”, 機論, 56-522, C(1990), 351.
- (11) 田中信雄・菊島義弘, “柔軟はりの曲げ波制御に関する研究 (アクティブ・シンク系の基本的性質とその検証)”, 機論, 56-530, C(1990), 2575.
- (12) Gibbs, G.P. et al., “Active Control of Flexural and Extensional Power Flow in Beams Using Real Time Wave Vector Sensors”, *Proc. of 2nd conference on Recent Advances in Active Control and Vibration*, (1993), 909.
- (13) 岩本宏之・田中信雄, “柔軟はりにおける波動フィルタリング法に関する研究 (ポイントセンサ群による波動フィルタの設計)”, 機論, 68-675, C(2002), 3246.
- (14) 岩本宏之・田中信雄, “ポイントセンサ群による波動フィルタを用いた柔軟はりのフィードフォワード型波動制御に関する研究”, 機論, 69-685, C(2003), 2233.
- (15) Iwamoto, H. and Tanaka, N., “Active Wave Control of a Flexible Beam Using Distributed Parameter Sensors”, *Proc. of the 6th International Conference on Motion and Vibration Control*, (2002), 710.
- (16) Snowdon, J.C., *Vibration and Shock in Damped Mechanical Systems*, (1986), 201, John Wiley & Sons.