薄板における騒音伝達の2自由度適応制御*

三谷 祐一朗^{*1}, 秋 下 貞 夫^{*2}
井 上 泰 徳^{*3}, 方 素 平^{*4}

2 DOF Adaptive Control of Sound Transmission through Thin Plate

Yuuichiroh MITANI^{*5}, Sadao AKISHITA,
Yasunori INOUE and Suping FANG^{*5} Dept. of Mechanical Engineering,
3600 Ooka, Numazu-shi, Shizuoka, 410-8501 Japan

This paper describes sound transmission reduction control through thin plate by using piezoelectric ceramic sensors and actuators, both of which are bonded on both surfaces of the plate. 2-DOF control system is introduced to reject the effect of bending vibration of the periodic component and continuously distributed component over the broad frequency range. The adaptive feedforward control is realized by using FIR filters and LMS system identification algorithm. The filtered epsilon with delay system is applied to cope with the non-minimum phase of the identified feedforward control systems. The internal model control is introduced to the feedback control system, which are constructed basically with the direct velocity feedback (DVFB) system. The internal model control was efficient to suppress the howling instability to occur frequently in case of high feedback gain. The substantial reduction of the sound radiation from the plate in the control experiment proves the effectiveness of the 2 DOF control system.

Key Words: Sound Transmission Reduction Control, 2 DOF Adaptive Control, Piezoelectric Sensors and Actuators, Frequency Shaped Regulator, Internal Model Control

1. 緒 言

近年, 生活空間における快適な音環境の確保への欲求は, 高速列車や航空機にも及ぶようになった。この要請に応じて, 高速ビークルの客室の低騒音化技術が音響工学や騒音制御技術の主要な課題になりつつある。高速ビークルでは重量軽減の要求が厳しいため, 特に低周波数帯域において受動的な対策技術だけでは高い低減目標を突破できない。最近のマイクロエレクトロニクス技術の進歩に伴い, 能動的な対策技術として, アクティブノイズコントロール(ANC:Active Noise Control)⁽¹⁾及び能動構造音響制御(Active Structural Acoustic Control:以下ASACと略記)⁽²⁾の技術が精力的に開発されるようになり, これらは高い障壁を突破し, 低周波数帯域における騒音低減技術として期待されている。ここでは航空機の様に, 外気圧や外気温が大きく急激に変動することで制御対象の動特性が大きく変わるものに対し, 常に効果的な制御を施し且つ出来るだけ広周波数帯域における制御効果を狙うため, 2自由度適応制

御をASACとして採用することを試みる。

ANCは周期的外乱への対策技術として古い歴史を持つ。最小二乗法に基づくFiltered-x アルゴリズムは, 代表的で強力な手法の一つである⁽³⁾。ASACの問題において, 外乱がランダムな性質を持つ場合, 構造系の応答には振動の固有モードの影響による周期的な高レベルの信号と, 広周波数帯域に連続的に分布する成分で構成される。外乱と高いコヒーレンスを持つ信号を参照信号として利用できる場合, フィードフォワード(FF:FeedForward)制御とフィードバック(FB:FeedBack)制御を併用し, 広周波数帯域に連続的に分布する成分に同時に対処するというアイデアが成立する。実際, ダクトを伝播する1次元音場や乗用車の車室の場合, 音場の共鳴作用により, 音圧低減の対象となる1次音は周期性成分と広帯域連続分布の成分で構成される。これらの場合FF制御とFB制御を併用する2自由度制御を適用する試みが報告されている^{(4),(5),(6),(7)}。ところがFiltered-x アルゴリズムにおいて, プラントのモデリングにFIR(Finite Impulse Response)モデルを用いるため, 減衰の小さな系に適用するのは難しい。本報では, FB制御により制御対象の減衰を大きくし, 安定性を高めた系に対し, FF制御を施すという, 新たな立場で2自由度制御を適用することを試みる。

* 原稿受付 2000年2月28日。

^{*1} 正員, 沼津工業高等専門学校(〒410-8501 沼津市大岡 3600)。^{*2} 正員, 立命館大学(〒525-8577 草津市野路東 1-1-1)。^{*3} 立命館大学大学院。^{*4} 正員, 立命館大学理工学部。

E-mail: mitani@mech.numazu-ct.ac.jp

著者らはASAC問題の代表的な例として、薄板や二重壁など隔壁の騒音透過の能動制御に取り組んできた^{(8),(9)}。矩形で一樣厚さの薄板は、閉空間からの入射音波により横曲げ振動を励起される。この振動は外部の開空間に音響放射をもたすから、薄板の横曲げ振動を制御することにより、騒音透過を能動的に制御できる。この場合、制御センサ及びアクチュエータとして複数の圧電素子を用いる。入射音波の圧力変動を入手できれば、これを外乱信号として利用できる。この問題も外乱排除の能動制御システムの構成と見なすことが出来る(図2参照)。入射音波をランダムな信号で生成すれば、矩形の薄板が持つ固有曲げ振動の作用により板に発生する振動は、高レベルの周期性成分と広帯域連続分布成分で構成される。この周期性成分をFB制御で抑制し、広帯域連続成分をFF制御で抑制する。ここに、制御系はセンサ及びアクチュエータをいずれも複数個用いる多入力多出力(Multiple Input Multiple Output: 以下MIMOと略記)系なので、Filtered- ϵ アルゴリズムを導入する。その際、プラントの逆伝達関数を同定する必要があるが、一般にプラントは非最小位相系であるため、逆伝達関数は不安定となる。その問題を回避するために、遅れを持つFIRシステムを用いる⁽³⁾。

FB制御系は、広帯域に連続的に分布する振動成分に対処するために、広いダイナミックレンジを持つ必要がある。そこで、まずFB制御の中に直接出力フィードバック(Direct Velocity FeedBack: 以下DVFBと略記)を内蔵し、広帯域における安定性を確保する⁽¹⁰⁾。その際、フィードバックゲインを高めると、センサとアクチュエータが近接する系では不安定化に伴うハウリングが生じる。本制御系では、これに対処するために内部モデル制御(Internal Model Control: 以下IMCと略記)を導入する⁽⁵⁾。IMCには制御対象のモデル伝達関数を要するが、これにはFIRモデルを用いる。また、それらの外側に周波数成形最適レギュレータのループを構成し、特定周波数帯域に分布する振動成分の低減を狙う。更にそのフィードバック系の外側に適応フィードフォワード制御器を構成する。この様にして構成した2自由度制御系は、50Hzから300Hzまでの周波数帯域にわたって騒音レベルを15から20dB低減することができた。

以下では、まず実験モデルを紹介する。次に制御の中で用いた種々のシステム同定モデルを述べる。続いて、2自由度制御系の構成について、FF制御系、及びFB制御の順に述べる。最後に制御実験について、主な結果を報告する。

2. 実験モデル

Fig.1 Sound transmission model of aircraft

Fig.2 Experimental setup

例えば、航空機における客室内へ外空間から騒音が伝達する際、客室内の騒音を低減することを考えたモデルを想定する。外空間における騒音源として、乱流による風切り音やエンジンからの騒音がある。それらは一般に、航空機の外壁に任意の入射角で任意の周波数成分を持つランダム騒音である。しかし、ここではこのような問題の基本的モデルとして、図1に示すように、斜線で示した壁面部を通して垂直に客室内に騒音が入射する場合を想定し、実験装置として図2に示すようなものを用いることにする。この装置において効果的な制御効果が得られれば、実際的な問題に拡張できるものとする。

直方体のダクト上面に、寸法310mm×270mm×0.6tのステンレス薄板が固定されている。図2(a)に示すように、板の表側には圧電素子が合計9枚貼り付けられている。板の横方向の中心線上の圧電素子3枚の寸法は、2が60mm×30mm×0.5t、1, 3が40mm×20mm×0.5tであり、1と2、2と3の中心間距離は等しく102mmである。この3枚の圧電素子は板の裏側にも同様に貼り付けられており、合計6枚の圧電素子をアクチュエータとして利用する。また、板の表側のみ、3枚のアクチュエータをそれぞれ2枚の圧電素子で挟むように近接して合計6枚貼り付けられており、寸法は全て50mm×20mm×0.28tである。これらをセンサとして利用する。更に図2(b)に示すダクト内に設置したマイクホンから参照信号を検出する。ダクト最下部のス

ピーカから 500Hz まで連続周波数分布を持つランダムな音を出し、ダクト内を伝わり薄板内に曲げ振動を励起させる。それが騒音となって外空間に伝わる。騒音が薄板を透過する伝達率を下げることで、外空間への放射騒音を低減することが目的である。ダクト内の音波は、500Hz 以下ではその波長が約 0.7m 以上で、断面寸法に比べて充分大きく、且つスピーカから薄板までの距離は 1m で十分長く、平面波と見なす事ができるため、図 2(a) の中心線に対して対称な振動モードしか励起されない。従って、1 と 3 の位置にそれぞれ 2 枚ずつ貼り付けられた圧電センサからの信号は全て同じと見なし、また 1 と 3 の位置に貼り付けられたアクチュエータに印加する制御入力信号も同じでよいとする。つまり本システムは、2 入力 2 出力の MIMO システムでモデル化する。

3. 制 御 系

3・1 制御系の提案 制御系としては、図 3 に示すように、 C_{FF} で表す FF 制御器と、 C_{FB} で表す FB 制御器とで構成する 2 自由度適応制御器を用いる。但し p_a, y はそれぞれ入射音圧、センサ出力信号である。2 自由度制御器はこれら 2 つの制御器を独立に設計することができることが保証されており、そのために、2 つの異なる制御システムを同時に構築でき、制御機能を大幅に拡張できる。以下に説明するように、FF 制御器を FIR モデルを用いて構成するが、対象モデルの減衰が小さい場合、高次のインパルス応答を必要とし、数値計算が不安定になることがあるなど、設計上好ましくない。そこで、あらかじめプラントに FB 制御を施し、安定性を増したのに対して FF 制御システムを構成するという新しい手法を提案し、2 自由度制御器を構築する。

3・2 モデリング 制御系を設計する際、制御対象のモデリングの手法は数多くあるが、ここでは以下に示すような、計算量が比較的少なく済む適応 LMS (Least Mean Square) アルゴリズムを用いることとする。図 4 に示すように、モデリングすべきプラントを、式 (1) のような N 次の FIR フィルタで表すことを考える。

$$W(k) = \sum_{i=0}^N w_i(k) z^{-i}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

$w_i(k)$ は推定すべき重み係数であり、 z^{-i} は i ステップ分の遅れを表す演算子である。

$$W(k) = [w_0, w_1, \dots, w_N]^T \quad (2)$$

Fig.3 2DOF control system

Fig.4 Block diagram of adaptive LMS algorithm

Fig.5 Adaptive modeling of $\hat{P}_{2F}$

Fig.6 Adaptive modeling of $\hat{P}_{2FB}$

Fig.7 Adaptive inverse modeling of $\hat{P}_{2FB}^{-1}$

Fig.8 Filtered- ϵ algorithm

とすれば、適応 LMS アルゴリズムは、式 (3) の様になる。

$$W(k+1) = W(k) - \mu \nabla(k) \quad (3)$$

但し、 μ は収束の度合いを定める重みであり、また、

$$\nabla(k) = \left[\frac{\partial e(k)^2}{\partial w_0}, \frac{\partial e(k)^2}{\partial w_1}, \dots, \frac{\partial e(k)^2}{\partial w_N} \right] \quad (4)$$

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (5)$$

$$\hat{y}(k) = W^T(k) X(k) \quad (6)$$

$$\mathbf{X}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N)]^T \quad (7)$$

とする。このアルゴリズムを、以下に説明するFF制御器の構築の各ステップ及び、IMCに用いるモデルの推定に適用する。

3・3 FF制御器 FF制御器としてANCで広く用いられている有効な手法として、Filtered-x アルゴリズムがある。しかし、一般にはこれはSISO (Single Input Single Output) システムにのみ適用できる手法であり、MIMO システムにおいては別の手法が必要とされる^{(11),(12)}。ここでは、Filtered- ϵ と呼ばれる適応アルゴリズムを用いる。この手法は、MIMO の非最小位相系に対して、非常に効果的なアルゴリズムとされている。しかし、演算量が多く、そのまま実装することは困難である。そこで、FF制御器の構築には、以下のようなステップを踏む。

まず図5に示す様に、圧電アクチュエータへの入力から圧電センサの出力までの伝達関数 P_2 を、ローパスフィルタ F を含んだシステム P_{2F} に対しモデリングする。次に図6に示すように、DVFB コントローラ C_{FB} によるIMCを含む系 P_{2FB} に対し、モデリングする。 P_{2FB} は一般に非最小位相系であるため、逆伝達関数を直接的に適用できない。しかし図7に示すように、遅れのみを含むプラント Delay を挿入し、 P_{2FB} との積が $\mathbf{I}$ (単位行列) になるように FIR フィルタを導出することは可能である。何故ならば、Delay の導入により遅れ時間 M までのコーザリティを持つ FIR フィルタを構成することができる。これにより式(8)に示す逆伝達関数を M 次先の予測フィルタで近似することができる。但し、 M, N はモデリングする際に計算上の制約条件を考慮して適当に定める次数である。

$$W(k) = \sum_{i=-M}^N w_i(k) z^{-i} \quad (8)$$

最後に、このような過程を経て同定したモデルを用いて、図8に示す Filtered- ϵ アルゴリズムを利用し、FFコントローラをオンラインで同定しながら制御する。Filtered- ϵ アルゴリズムは、式(5)で表される適応LMSアルゴリズムにおける誤差を ϵ と称し、その誤差をフィルタリングしたものをを用いて、導出すべきFIRモデルを逐次計算することから、そのように呼ばれている。式(3)で示されるLMSアルゴリズムを適用するためには、導出すべきFIRモデルからの出力信号が、式(3)での $\hat{y}$ である必要がある。しかし図8から明らかなように、導出すべきFIRモデル即ち、FF制御器 C_{FF} は、 P_{2FB} の前に位置し、 C_{FF} の出力信号は P_{2FB} を通過後、誤差信号 ϵ を生成するのに寄与している。従って、こ

のような状況下においてLMSアルゴリズムを適用するためには、誤差信号を P_{2FB}^{-1} に通過させ、あたかも C_{FF} の出力信号が直接 C_{FF} の推定に寄与するが如く、FF制御器のモデリングが行われる⁽³⁾。

3・4 FB制御器 はじめに、部分空間同定法を用いてプラントのシステム同定をオフラインで行う。次に、求めた同定結果を用いて、オブザーバ、周波数重み付最適レギュレータの設計を行う。制御対象が以下のような状態空間モデルで書けるとする。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{D}\mathbf{w}(t) \quad (9)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (10)$$

但し、

$$\mathbf{u}(t) = [u_1(t), u_2(t)]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T \quad (12)$$

であり、それぞれ2つの成分を持ったアクチュエータへの制御入力ベクトル、センサからの出力ベクトルとし、 $\mathbf{w}(t)$ は薄板に入射する音圧である。そこで、以下のような評価関数 J を最小にすることを考える⁽¹³⁾。

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [\mathbf{y}^T \mathbf{Q}(j\omega) \mathbf{y} + \mathbf{u}^T \mathbf{R}(j\omega) \mathbf{u}] d\omega \quad (13)$$

但し、 $\mathbf{Q}(j\omega), \mathbf{R}(j\omega)$ は重み行列である。計算機的能力を考慮して、今回は $\mathbf{Q}(j\omega)$ のみを周波数に依存する関数行列とし、 $\mathbf{R}(j\omega)$ は単位行列とする。ここに、

$$\mathbf{Q}(s) = \mathbf{L}^T(s) \mathbf{L}(s) \quad (14)$$

と表されるとし、 $\mathbf{L}(s)$ は安定かつプロパーな有理関数行列である。出力側に設ける周波数重みを導入したので、これを状態空間表現し、最適レギュレータ制御システムの一部として設計するために、状態変数 $\mathbf{z}(t)$ を用いて以下のように表す。

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{A}_L \mathbf{z}(t) + \mathbf{B}_L \mathbf{y}(t) \quad (15)$$

$$\mathbf{y}_L(t) = \mathbf{C}_L \mathbf{z}(t) + \mathbf{D}_L \mathbf{y}(t) \quad (16)$$

但し上式における係数行列は、周波数重み関数により決定される。さらに、状態変数 $\mathbf{x}(t)$ と $\mathbf{z}(t)$ を併せた新しい状態変数を導入する。

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{x}(t) \quad \mathbf{z}(t)]^T \quad (17)$$

式(9),(10),(16),(17)を合わせて、 $\mathbf{u}(t)$ と $\mathbf{y}_L(t)$ の関係は次の拡大系で記述できる。

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{O} \\ \mathbf{B}_L \mathbf{C} & \mathbf{A}_L \end{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{O} \end{bmatrix} \mathbf{u}(t) \quad (18)$$

$$\mathbf{y}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_L \mathbf{C} & \mathbf{C}_L \end{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}(t) \quad (19)$$

Fig.9 Frequency shaped LQR

このシステムについて最適レギュレータを設計し、重み関数を含む閉ループシステムにおけるコントローラを設計する。その際の評価関数 J は次のように書き表す。

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty [y_L^T y_L + u^T R(t) u] dt \quad (20)$$

このとき求められるフィードバックゲイン K を、

$$K = \begin{bmatrix} K_X & K_L \end{bmatrix}^T \quad (21)$$

と書くことにすれば、制御システムのブロック線図は、図9のようになる。

4. 制 御 実 験

4.1 システム同定 まず、上述した同定法の実施例として図5から7に対応するモデリングの実施結果を図10から12に示す。これらは全て、上図が推定されたFIRモデルのパラメータであり、下図が図5から7中の変数 y (破線)、 $\hat{y}$ (実線) の比較である。どの場合も多少の誤差は見られるものの、ほぼ一致していることが分かる。以下に、実験における適応アルゴリズム実装時の設定値を述べる。

図5ではフィルタの次数300、サンプル周波数10kHzとする。この周波数は後に述べるFB制御の際と同じ周波数である。図6、7ではサンプル周波数は5kHzとし、この周波数で図8に示すFF制御を行う。図7におけるFIRフィルタは160次とし、この次数の半分の80ステップの遅れを持たせる。80ステップ設定の理由は、フィルタのパラメータ推定結果が比較的安定して得られることが実験により確認できたことによる。従ってコントローラの次数も160次とし、サンプル周波数は5kHzである。図12の上図を見ると、横軸の数値80より左側のパラメータも値を持っており、非最小位相系に対する逆モデルが求まっていることが分かる。

次に、部分空間法を用いたシステム同定を行う。外乱発生源であるスピーカ、圧電アクチュエータ1と3、2にそれぞれ別々の白色信号を同時に30秒間加える。同定結果を図13に示す。但し伝達関数 G_m, G_1, G_2 は

Fig.10 Adaptive modeling results of $\hat{P}_{2F}$ Fig.11 Adaptive modeling results of $\hat{P}_{2FB}$ Fig.12 Adaptive modeling results of $\hat{P}_{2FB}^{-1}$

Fig.13 System identification results

Fig.14 Bode diagram of frequency shaping functions

Fig.15 Comparison of measurement and estimation

Fig.16 Comparison of sensor signals with and without IMC

入力それぞれ、マイク信号、アクチュエータ1への信号、アクチュエータ2への信号であり、出力は全てセンサ1(破線)、センサ2(実線)である。同定時のモデルの次数は計算機の処理能力の関係で8次とした。

4.2 FB制御器の設計 周波数重み付最適レギュレータにおける周波数重み関数を、ここでは以下のように与える。

$$L(s) = \begin{bmatrix} L_1(s) & 0 \\ 0 & L_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_1s+b_1}{T_1s+1} & 0 \\ 0 & \frac{T_2s+b_2}{T_2s+1} \end{bmatrix} \quad (22)$$

T_1, T_2, b_1, b_2 は定数である。図14に、このボード線図を示す。破線が $L_1(s)$ 、実線が $L_2(s)$ である。

図15に、制御していないときの2の圧電センサ信号(破線)と、オブザーバによる推定値(実線)との比較を示す。ほぼ正確に推定されていることが分かる。図16は、IMCを構成した際の効果を示す実験結果であり、センサ2からの出力電圧信号である。スピーカからランダムな音を出して、板を振動させた際の信号を点線、音を出すのと同時に圧電アクチュエータをランダムに振動させた際の信号を破線、IMCを構成し、圧電アクチュエータにランダムな入力電圧を加えたことによる板の振動の影響を、センサ信号から取り去ったものを実線で示す。点線と実線はほぼ同じであり、IMCを構成することで、制御中において、センサ信号から外乱の影響による振動成分のみを検出することができ、ハウリングを防止することが可能となる。

4.3 振動制御 上記結果を用いて、FB、FFコントローラを組み合わせる制御システムを構成し、制御実験を行った結果を、図17に示す。これは、圧電センサ2の出力信号をスペクトル解析した結果であり、破線が制御前、実線が制御後である。3次振動モード(以下では、板の振動モード(1,1)を1次、(1,3)を2次、(3,3)を3次、とそれぞれ呼ぶ)については、FF制御を行う際のサンプル周波数が5kHzであることや、FBコントローラ設計時のモデル化誤差等により、あまり効果が見られないが、1, 2次振動モードについては約20dB

の低減が見られる。しかし、このデータから言えることは、制御センサ信号の低減のみであり、板の振動の大域的分布や、板から放射される音が低減されたことを立証するものではない。そこで今回は、板中央、即ち図2(a)の圧電センサ2の中央位置での変位の、制御前後での変化をレーザ変位計で測定し、スペクトル解析した結果を図18に示す。図17と比較して多少の違いは見られるものの、変位も同様に低減されていることが分かる。更に、このスペクトル解析における1, 2次モードの共振点における周波数成分のみに注目し、板の長手方向中心線上の変位の制御前後の変化を測定したものを、図19に示す。破線が制御前、実線が制御後である。中心線上全体に渡って振動が効果的に抑制されていることが分かる。ここで注目すべき事は、制御後の振動モード形状が制御前と比較して変化していることである。同様に、1次と2次のモードの共振点における周波数成分を板全体に渡って抽出した制御前後の結果を、図20, 21に示す。アクチュエータ付近で、振動形状が複雑に変化していることが分かる。圧電アクチュエータの作用は、その周辺に局所的な曲げモーメントを生じることであるが、仮に圧電センサをアクチュエータと同置させると、その局所的曲げモーメントの作用のみを検出する。この場合、局所的曲げモーメントの作用が微弱であれば、板の大域的な曲げ変形を誘起せずに終わり、圧電センサの信号も板の局所的振動しか検出しないことが考えられる。図20, 21で振動モードに、アクチュエータの取り付け部付近に細かい分布が現れているのは、このようなアクチュエータの局所的な作用を捉えたものと推測される。もし圧電センサを同置すれば、捉える信号は、このような細かい分布の振動に対応すると考えられ、必ずしも今回のような大域的な振動の低減につながらない可能性が考えられる。図21における2次振動モード形状が板中心軸に対して対称になっていないが、これはレーザ変位センサが1台しか無く、各節点ごとにセンサ信号の周波数解析を行ったため実験が非常に長時間に渡り、その間に薄板の動特性が変化したためと考えられる。

5. 結 言

DVFBコントローラをIMCに組み込むことでハウリングを防止させた系に対し、周波数重み付最適レギュレータによるFB制御と、Filtered- ϵ アルゴリズムによるFB制御を同時に施した2自由度制御器を構成した。この制御を用いてランダム騒音が薄板に入射する際の、板の振動の低減効果を実験的に実証することができた。今回は計算機処理能力の都合により、モデリングの次

数を低く抑さえ、また適応制御器におけるかなりの部分をオフラインにて求め、簡易な制御を用いざるを得なかった。それにもかかわらず、300Hzまでの周波数域において、約20dB前後の板の振動を低減することができた。計算機的能力が更に向上すれば、より効果的で確実な制御効果を得られると思われる。

Fig.17 Spectrum analysis of piezo-electric sensor

Fig.18 Spectrum analysis of laser sensor

Fig.19 Comparison of displacement with(solid line) and without(dotted line) control

(a) without control

(b) with control

Fig.20 1st mode shape of bending vibration

(a) without control

(b) with control

Fig.21 2nd mode shape of bending vibration

文 献

- (1) Nelson, P.A. and Elliott, S.J., Active Control of Sound, 1992, Academic Press.
- (2) Fuller, C.R., Elliott, S.J. and Nelson, P.A., Active Control of Vibration, 1996, Academic Press.
- (3) Widrow, B. and Walach, E., Adaptive Inverse Control, 1996, Prentice Hall PTR.
- (4) 範・野波・中野, 機論, **62**-604, C (1996), 4545-4550.
- (5) 佐野・宮本・足立, 機論, **63**-608, C (1997), 1208-1213.
- (6) 佐野・吉田・山王堂・足立, 機論, **64**-622, C (1998), 1970-1976.
- (7) 中井・天野・木村・長野, 機論, **63**-608, C (1997), 1214-1220.
- (8) 三谷・横井・Chris, C.H.MA・秋下・青山, 機論, **63**-613, C (1997), 3053-3058.
- (9) 三谷・秋下, Nelson, P.A., 機論, **65**-632, C (1999), 1419-1425.
- (10) Balas, M.J., Direct Velocity Feed Back Control for Large Space Structure, J. Guidance and Control, Vol.2, No.3, pp.252, 1979.
- (11) 佐野・足立・粕谷, 機論, **61**-581, C (1995), 78-84.
- (12) 田中・菊島, 機論, **64**-622, C (1998), 1940-1948.
- (13) 木田・池田・山口, 計測自動制御学会論文集, **25**-4, (1989), 448-454.