

帯域分割による周波数領域での部分的モデルマッチングに  
もとづく多入出力騒音制御系設計\*江口和樹<sup>\*1</sup>, 是永和典<sup>\*1</sup>, 公文 誠<sup>\*2</sup>  
水本郁朗<sup>\*3</sup>, 岩井善太<sup>\*4</sup>MIMO Noise Control System Design by Using Subband-based Partial Model  
Matching on Frequency DomainKazuki EGUCHI<sup>\*4</sup>, Kazunori KORENAGA, Makoto KUMON,  
Ikuro MIZUMOTO and Zenta IWAI<sup>\*\*</sup> Graduate School of Science and Technology, Kumamoto University,  
2-39-1 Kurokami, Kumamoto-shi, Kumamoto, 860-8555 Japan

In this paper, a practical method to design a noise reduction controller is proposed. In this method frequency domain of interest is divided into subbands taking frequency response of noise into account. And on each subband, it is proposed that the controller is tuned based on partial model matching on frequency domain. The proposed method is practical since it requires only input-output data for the tuning process instead of identified mathematical model of the plant. In order to show validity of the method, it was applied to an actual room with a stereo audio system. The experimental result shows that the proposed controller designed succeeded 45% attenuation of multiple peak noise.

**Key Words:** Sound Field Control, Noise Control, Measurement and Control, Partial Model Matching, Frequency Domain, Subband

## 1. 緒 言

近年のデジタル信号処理(DSP)技術<sup>(1)</sup>の目覚ましい発展により、音場制御は大きく前進した。音場制御とは、ある空間内の反射音や残響音などの音場特性や騒音の影響を適当な方法で改善することを目的とするものである。実用例として、複数のスピーカを用いて臨場感のある音場を再現するホームシアターシステムや自動車の車内におけるオーディオシステムなどが見られる。また室内音響学の分野では逆フィルタ、適応フィルタ<sup>(2)(3)</sup>などのフィードフォワード制御を用いて所望の音場を作り出す研究がなされている。

しかし、フィードフォワード制御手法を適用するには再生音場の正確な伝達関数<sup>(4)</sup>が必要であり、一般にそのような伝達関数を求めることは難しい。特に広い周波数帯域を対象とする音場制御においては非常に困難である。また、正確な音場の伝達関数が求めたとしても、室温変動など環境の変化によりその特性が変動する可能性がある。一方、外乱に対応するためフィード

バックを用いた能動消音(Active Noise Control)に関する研究では一定の成果が得られているものの、音響ダクトのようにシンプルな音場を対象にした研究<sup>(5)~(7)</sup>が主流であり、それらをリスニングルームでの音楽再生のような複雑な音場の制御問題にそのまま適用することは困難である。

そこで再生する音場の特性を考慮した現実的な音場制御の実現を目指し、これまで筆者らにより研究された周波数領域における部分的モデルマッチング<sup>(8)~(12)</sup>を用い、既知の周波数特性を持つ騒音(以下、単に騒音と呼ぶ)の抑制ならびに、対象とする音場の特性を所望の特性に改善するフィードバック・フィードフォワード制御系の簡易設計手法を提案した<sup>(13)(14)</sup>。この手法では、簡単な入出力関係から複雑な数式モデルを用いずに直接的に線形制御器を求めることができる。しかしながら、騒音の特性が複雑になると制御器が高次になるという問題があった。ところで、実際の生活の音場では卓越した周波数特性を持った騒音が複数同時に存在することが多い。例えば一つの部屋の中でパーソナルコンピュータの冷却ファンの騒音と家電製品のモータからの騒音が同時に発生することが考えられる<sup>(15)</sup>。そこで本論文では、複数の卓越した周波数特性をもつ

\* 原稿受付 2005年7月7日。

<sup>\*1</sup> 学生員, 熊本大学大学院自然科学研究科(☎860-8555 熊本市黒髪2-39-1)。<sup>\*2</sup> 正員, 熊本大学大学院自然科学研究科。<sup>\*3</sup> 正員, 熊本大学工学部。<sup>\*4</sup> 正員, フェロー, 熊本大学工学部。

E-mail: 058d9001@gssst.stud.kumamoto-u.ac.jp

騒音を同時に抑制する制御器の簡易設計手法を提案する。具体的には考慮する周波数帯域を適当に分割し、分割された帯域において文献(13)(14)で示した方法を適用する。また、その有効性を実験的に検証する。

本論文の構成は以下の通りである。まず2節で本論文で議論する問題について述べる。続く3節で安定性を考慮した制御系設計手法を提案し、4節で提案手法の有効性を実験により検証し、5節でまとめとする。

## 2. 問題設定

本論文では以下のような  $m$  入出力音場を考える。こ

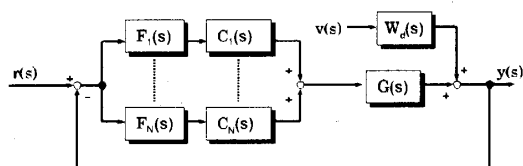


Fig. 1 Block Diagram of Control System

こで  $r(s)$ ,  $y(s)$ ,  $v(s)$  はそれぞれ  $m$  次の規範入力信号,  $m$  個のマイクで收音する出力信号, 騒音信号を表す。また  $G(s)$  は対象音場の伝達関数行列であり、次のように定義される。

$$G(s) = [g_{ij}(s)]_{i,j=1,\dots,m} \quad (1)$$

ここで  $G(s)$  の各要素  $g_{ij}(s)$  ( $i, j = 1, \dots, m$ ) は安定かつプロパーな伝達関数としている。また、 $W_d(s)$  は既知の騒音伝達特性であり、離散的な  $N$  個の周波数において卓越した周波数特性を有するもの考える。

本論文では以上のように構成された系について、騒音  $v(s)$  が出力  $y(s)$  へ与える影響を抑制することを目的とする。筆者らが以前提案した手法<sup>(13)(14)</sup>では、考慮している全周波数を1つの制御器により制御していた。この場合、騒音の周波数特性にあわせた制御器を用いる必要があり、複雑な  $W_d(s)$  については制御器の次数が大きくなる問題があった。一方、以下に示すように  $N$  個のバンドパスフィルタとそれに対応する  $N$  個の制御器によるサブバンド化の手法を用いることで、低次の制御器の組合せで高精度の音場制御が可能になると考えられる。この目的を達成するため、対象とする周波数帯域をいくつかの帯域に分割することを考える。まず  $k$  番目の周波数帯域を

$$B_k = \{\omega \in \mathbf{R} | \omega_{k,\min} \leq \omega < \omega_{k,\max}\}, k = 1, \dots, N \quad (2)$$

と定義する。また  $B_i \cap B_j = \emptyset$  ( $i \neq j$ ) かつ  $\cup B_k$  ( $k = 1, \dots, N$ ) は対象とする周波数帯域を含むものとする。図1で  $F_k(s)$  は帯域  $B_k$  に対応する理想的なバンドパ

スフィルタである。また、 $C_k(s)$  は  $k$  番目の帯域  $B_k$  を対象とする制御器であり

$$C_k(s) = \left[ \frac{n_{k_{ij}}(s)}{d_{k_{ij}}(s)} \right]_{i,j=1,\dots,m}, k = 1, \dots, N \quad (3)$$

と定義される。上式において  $d_{k_{ij}}(s)$  は適当に与えられる安定な分母多項式であり、 $n_{k_{ij}}(s)$  は

$$n_{k_{ij}}(s) = \sum_{l=0}^r c_{k_{ij,l}} s^{r-l}, i, j = 1, \dots, m, k = 1, \dots, N \quad (4)$$

である。ここで  $c_{k_{ij,l}}$  は以下で設計されるコントローラパラメータである。

次に  $k$  番目の周波数帯域におけるシステムの一巡伝達関数  $Q_k(s)$  を

$$Q_k(s) = G(s)C_k(s)F_k(s) = [q_{k_{ij}}(s)]_{i,j=1,\dots,m}, k = 1, \dots, N \quad (5)$$

と定義する。さらに、 $E$  を  $m \times m$  の単位行列とし、 $H_{k_0}(s)$  を

$$H_{k_0}(s) = E + Q_k(s), k = 1, \dots, N \quad (6)$$

と定義すると  $v(s)$  から  $y(s)$  までの伝達特性  $H_{yv}(s)$  は  $H_{k_0}(s)$  が正則であるならば

$$H_{yv}(s) = \sum_{k=1}^N (H_{k_0}^{-1}(s)) W_d(s) \quad (7)$$

である。これより  $r(s) = \mathbf{0}$  のとき出力信号  $y(s)$  は次式で表される。

$$y(s) = H_{yv}(s)v(s). \quad (8)$$

よって図1と等価なシステムは以下の図2のようになる。

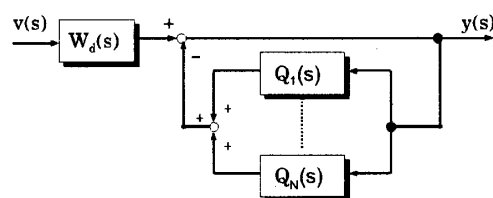


Fig. 2 Block Diagram of Control System

ここで、実際の  $F_k(s)$  がなだらかな減衰域特性を有している場合、隣り合う2つの  $F_k(s)$  が帯域の境界において系の特性に影響を与える可能性が考えられる。しかし、本論文の対象とする線スペクトル状の騒音においては帯域の境界は騒音抑制においてほとんど寄与し

ないと考えられ、安定性を損なわないよう適当に  $F_k(s)$  を設計できる。

式(8)より、騒音抑制を達成するには  $v(s)$  の  $y(s)$  への影響が少なくなるよう  $H_{yv}(s)$  を適切に設計する。すなわち、コントローラ  $C_k(s)$  ( $k=1, \dots, N$ ) を適切に設計すればよい。ここで、 $k$  番目の周波数帯域で所望の特性を示す一巡伝達関数  $G_{M_k}(s)$  ( $k=1, \dots, N$ ) を含んだ規範システムを図3に表す。

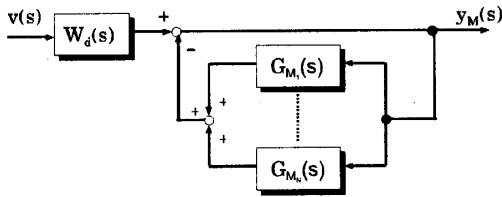


Fig. 3 Block Diagram of Reference System

図3において規範モデル  $G_{M_k}(s)$  は

$$G_{M_k}(s) = \left[ g_{M_{kij}}(s) \right]_{i,j=1, \dots, m}, \quad k=1, \dots, N \quad (9)$$

と定義される所望の特性を有する  $m \times m$  の伝達関数行列である。

つまり、各帯域において  $Q_k(s) \approx G_{M_k}(s)$  を達成する制御器  $C_k(s)$  ( $k=1, \dots, N$ ) を設計することで本論文の目的とする騒音抑制が達成できる。以下では具体的な  $C_k(s)$  の導出方法を示す。

### 3. 制御系設計

**3.1 評価関数** 本論文では対象プラントの音場特性をある有限個の周波数上において規範モデルの特性に近似的に近づける部分的モデルマッチング手法を適用する。部分的モデルマッチングでは、適当に選定された有限個の周波数上で対象プラントと規範モデルの近さを評価する。この周波数をここでは適合周波数と呼び、その周波数からなる集合を

$$\Omega_k = \{\omega_{k_l} \in B_k | l=1, \dots, N_k\}, \quad k=1, \dots, N \quad (10)$$

と定義し、適合周波数集合と呼ぶ。また、本論文では、プラントの伝達特性と規範モデルの一致を次の評価関数で定義する。

$$J_{k_{ip}}(\omega) = \frac{|g_{M_{kip}}(j\omega) - q_{k_{ip}}(j\omega)|^2}{|g_{M_{kip}}(j\omega)|^2 + \eta} + \frac{|g_{M_{kip}}(-j\omega) - q_{k_{ip}}(-j\omega)|^2}{|g_{M_{kip}}(-j\omega)|^2 + \eta} \quad (11)$$

$$\omega \in \Omega_k, \quad k=1, \dots, N, \quad i, p=1, \dots, m.$$

ここで  $\eta$  は微小な正定数である。

さらに  $k$  番目の周波数帯域全体の評価関数  $J_k$  を

$$J_k = \sum_{\omega \in \Omega_k} \sum_{i,p=1}^m J_{k_{ip}}(j\omega) \quad (12)$$

と定義する。

**3.2 制約条件** 図1のように構成されたシステムの閉ループ系における安定性を、有限個の周波数上で保証するため、上の評価関数に加えて、Rosenbrockの安定定理<sup>(16)</sup>に基づいた制約条件を考える。ただし評価関数と同様、それぞれの制約条件についても適当に選定された有限個の制約周波数集合

$$\Omega_k^d = \{\omega_{k_l}^d \in B_k | l=1, \dots, N_k^d\}, \quad k=1, \dots, N \quad (13)$$

$$\Omega_k^{nd} = \{\omega_{k_l}^{nd} \in B_k | l=1, \dots, N_k^{nd}\}, \quad k=1, \dots, N \quad (14)$$

において評価する。ここでは、 $\Omega_k^d$  を対角制約条件周波数集合、 $\Omega_k^{nd}$  を非対角制約条件周波数集合と呼ぶ。

●条件1:一巡伝達関数  $Q_k(s)$  のそれぞれの対角成分のナイキスト軌跡が点  $(-1, j0)$  を左に見る。

$$|g_{M_{kii}}(j\omega) - q_{k_{ii}}(j\omega)|^2 \leq |R_{k_i}(j\omega)|^2 \quad (15)$$

$$R_{k_i}(j\omega) = \zeta_{k_i} \left| g_{M_{kii}}(j\omega) \right|, \quad 0 < \zeta_{k_i} \leq \left| 1 + \frac{1}{g_{M_{kii}}(j\omega)} \right|, \\ k=1, \dots, N, \quad i=1, \dots, m, \quad \omega \in \Omega_k^d. \quad (16)$$

●条件2:一巡伝達関数  $Q_k(s)$  の第  $i$  行、もしくは列ゲルシュゴリン帯が全ての  $i$  で点  $(-1, j0)$  を含まない。

$$|1 + q_{k_{ii}}(j\omega)|^2 \geq \alpha_{k_i} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i}}^m |q_{k_{pi}}(j\omega)|^2, \quad (17)$$

$$k=1, \dots, N, \quad i=1, \dots, m, \quad \omega \in \Omega_k^{nd}.$$

ただし上式で  $\alpha_{k_i}$  は  $\Omega_k^{nd}$  で点  $(-1, j0)$  が列ゲルシュゴリン帯を構成する円板の境界円上に含まれないようにする目的で  $\alpha_{k_i} > 1$  とする。

**3.3 パラメータの導出** 以上をまとめると、 $m$  入出力制御系のコントローラパラメータは、以下の手順で求めることができる。

1. 騒音の特性を考慮して、適当なバンドパスフィルタを設計する。
2. 制御系の所望の特性を有する規範モデルを決定する。
3. それぞれの周波数帯域から適合周波数集合、対角、非対角制約条件周波数集合を選ぶ。

4. 適当なパラメータ  $\delta_k, \alpha_k, \eta$  を選定する.
  5. 制約条件式 (15), (17) のもとで評価関数式 (12) を最小化する不等式制約条件付最適化問題を解く.
- なお、最適化問題を解くにあたっては、MathWorks 社 MATLAB および Optimization Toolbox<sup>(17)</sup>を用いた.

#### 4. 実験

前節までに提案した手法の有効性を確かめるため、図 4 に示す音場と音響システムを用いて実験をおこなった. 実験に使用した音場は、無響室ではなく一般的な居室であり、2つのスピーカと2つのマイクロフォンを用いた 2入2出力システムである. スピーカから見て左、右に位置するマイクロフォンをそれぞれ左、右のマイクロフォンとし、図 4 中の右図では L, R として表している. 表 1 に使用した実験装置の諸元を示す. また、サンプリング周波数は 44.1[kHz] である.

提案手法によるコントローラ設計には部屋の伝達特性  $G(s)$  が必要になるが、部分的モデルマッチングを用いるとパラメトリックなモデルは必要ではなく、測定データを直接に用いることができる. そこで本論文では文献 (18) に倣い時間引き伸ばしパルス (TSP) を用いて部屋のインパルス応答を測定し、もとの TSP 信号と周波数領域上で畳み込みを行うことで部屋の周波数特性を測定した. この手法により得られた部屋の周波数特性を図 5 に示す. ここで、対象とする系はスピーカやマイクロフオンの特性を含んだ系になっていることに注意されたい.

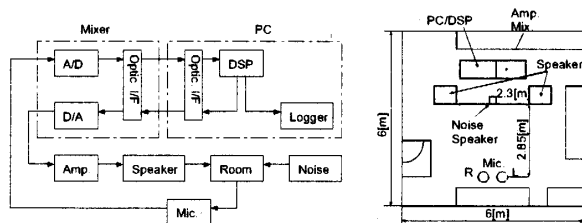


Fig. 4 Control System

Table 1 Specification

DSP	MTT DSP6067/AP2190		
Mixer	Fostex Digital Mixer VM-88		
Mic.	Primo EMU-4740	Speaker	Bose 464
Amp.	Bose 1200V1	PC	IBM-PC

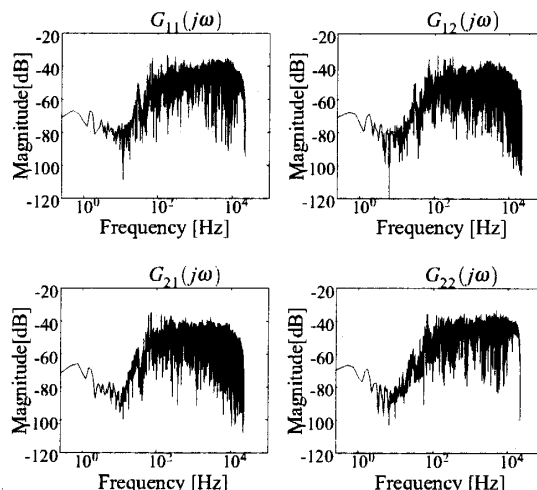


Fig. 5 Frequency response of room

以上のような実験装置に対して、周波数 150, 500, 2000[Hz] の正弦波を外乱として印加し、これを抑制する制御器を設計し実験を行う.

4.1 制御系設計 以下ではこのような問題設定のもと、前節に示した最適化アルゴリズムに従い、制御器パラメータを設計する.

まず、外乱の周波数特性を考慮し、次のような3つの周波数帯域を考慮することとする.

$$\begin{aligned}
 B_1 &= \{\omega \in \mathbf{R} \mid 0 \leq \omega < 200[\text{Hz}]\}, \\
 B_2 &= \{\omega \in \mathbf{R} \mid 200 \leq \omega < 1000[\text{Hz}]\}, \\
 B_3 &= \{\omega \in \mathbf{R} \mid 1000 \leq \omega < 22050[\text{Hz}]\}.
 \end{aligned} \tag{18}$$

これらの周波数帯域に従い、3つのバンドパスフィルタ(バターワースフィルタ)を設計<sup>(19)</sup>する. これらの伝達関数を式 (19) のように定義し、具体的な係数などは表 2 に示した.

$$F_k(s) = \frac{N_{F_k}(s)}{\sum_{j=0}^{n_k} f_{kj} s^j}, \quad k = 1, 2, 3. \tag{19}$$

Table 2 Numerator and Coefficients of  $F_k(s)$

	$N_{F_1}(s)$	$N_{F_2}(s)$	$N_{F_3}(s)$
	1	$126.8s^3$	$s^3$
$j \setminus i$	1	2	3
0	1	$2.481 \times 10^{11}$	$2.481 \times 10^{11}$
1	$1.592 \times 10^{-3}$	$4.737 \times 10^8$	$7.896 \times 10^7$
2	$1.267 \times 10^{-6}$	$4.524 \times 10^5$	$1.257 \times 10^4$
3	$5.093 \times 10^{-10}$	246	1
4	0	0.0573	0
5	0	$7.6 \times 10^{-6}$	0
6	0	$5.039 \times 10^{-10}$	0

このようなフィルタを用いることで、全周波数帯域では3つの線スペクトルパワーを持つような騒音を、フィルタが有効となる周波数帯域ごとに単一のピークを有する騒音として考えることができる。

次に、制御系の一巡伝達関数  $Q_k(s)$  の規範モデル  $G_{M_k}(s)$  を逆ノッチフィルタ型として次のように定義した。

$$G_{M_1}(j\omega) = \text{diag} \left[ \frac{1.685s - 0.004467}{s^2 + 0.9428s + 8.889 \times 10^6} \right], \quad (20)$$

$$G_{M_2}(j\omega) = \text{diag} \left[ \frac{5.614s - 0.004467}{s^2 + 3.142s + 9.873 \times 10^6} \right], \quad (21)$$

$$G_{M_3}(j\omega) = \text{diag} \left[ \frac{22.45s - 0.4467}{s^2 + 12.57s + 1.579 \times 10^8} \right]. \quad (22)$$

なお、非対角成分については入出力間の相互作用、クロストークをなくすため、 $g_{M_{ij}}(s) = 0 (i \neq j)$  としている。

適合周波数、対角、非対角制約条件周波数集合 ([Hz])、および計算に用いた諸パラメータを以下のように定めた。それぞれの周波数集合は、騒音周波数を中心に前後2点ずつ選定した。 $\zeta_{k_i}$  はより小さい値に選ぶと評価関数に厳しい制約を課しマッチング精度が低下する恐れがあるため、式(16)の不等式を満たす最大の値を選んだ。 $\alpha_k$  は式(17)より対角成分が非対角成分に比べ2倍程度優勢になるように選定した。また、 $\eta$  は評価関数式(11)の実行可能性を確保するためのものであり、試行錯誤的に選定している。

$$\Omega_1 = [148.81, 149.31, 150.09, 150.79, 151.29],$$

$$\Omega_2 = [498.85, 499.34, 500.08, 500.82, 501.32],$$

$$\Omega_3 = [1.9988, 1.9993, 2.0001, 2.0008, 2.0013] \times 10^3,$$

$$\text{ただし, } \Omega_k = \Omega_k^d = \Omega_k^{nd}, \quad k = 1, 2, 3.$$

$$\zeta_{1_i} = [8.9242, 5.6245, 1.4822, 5.6245, 8.9242],$$

$$\zeta_{2_i} = [3.0393, 2.2341, 1.4822, 2.2341, 3.0393],$$

$$\zeta_{3_i} = [1.6423, 1.5602, 1.4822, 1.5602, 1.6423],$$

$$\alpha_k = 10^{0.5}, \quad k = 1, 2, 3, \quad i = 1, 2, \quad \eta = 0.001.$$

最後に、以上の規範モデルおよび諸パラメータを用い、制約条件式(15)、(17)のもとで評価関数式(12)を最小化する不等式制約条件付最適化問題を解くことで制御器のパラメータを得る。実際に得られたコントローラの伝達関数行列を式(23)で定義し、それぞれのパラメータを表3に示した。

$$C_k(s) = \begin{bmatrix} \frac{n_{ij}(s)}{d_k(s)} \end{bmatrix}, \quad k = 1, 2, 3, \quad i, j = 1, 2, \quad (23)$$

$$n_{ij}(s) = a_2 s^2 + a_1 s + a_0, \quad d_k(s) = s^2 + b_1 s + b_0.$$

Table 3 Coefficients of  $C_k(s)$ 

k = 1			
$b_1$	0.943	$b_0$	$8.9 \times 10^5$
$i, j$	$a_2$	$a_1$	$a_0$
1, 1	-0.112	-11.942	-69500
1, 2	0.034	-7.698	24841
2, 1	-0.046	25.542	-51729
2, 2	-0.016	-36.970	-1453

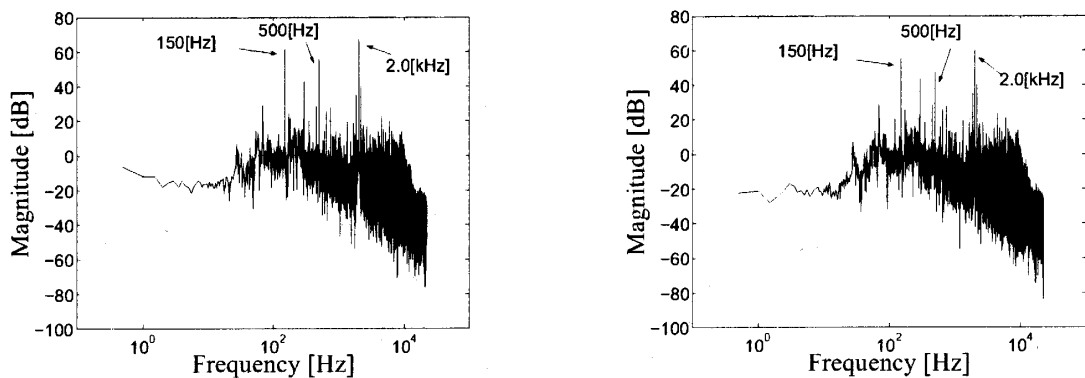
k = 2			
$b_1$	3.142	$b_0$	$9.8 \times 10^6$
$i, j$	$a_2$	$a_1$	$a_0$
1, 1	0.005	40.495	20533
1, 2	0.010	0.142	-33010
2, 1	0.006	-27.382	-37621
2, 2	-0.003	61.941	20706

k = 3			
$b_1$	12.567	$b_0$	$1.5 \times 10^8$
$i, j$	$a_2$	$a_1$	$a_0$
1, 1	0.012	-191.570	34196
1, 2	0.015	-66.127	-19256
2, 1	0.002	139.759	-108507
2, 2	-0.010	-82.561	79599

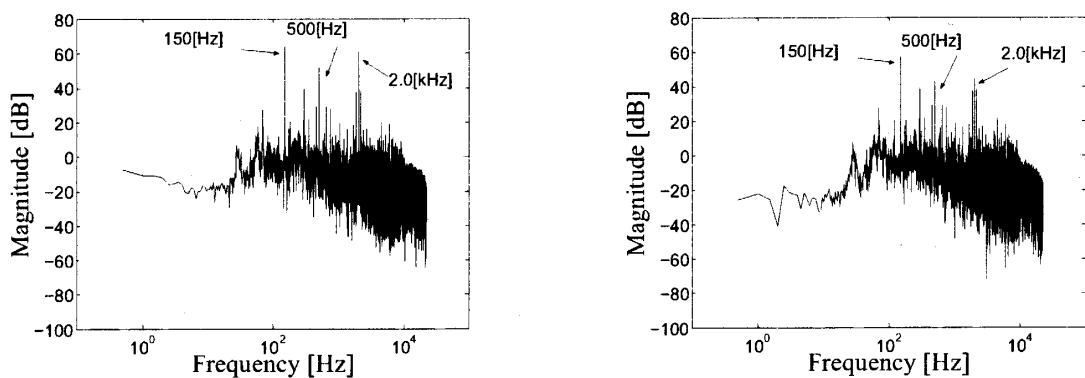
**4.2 実験結果** これらの制御器を150[Hz]、500[Hz]、2000[Hz]の騒音が同時に存在する音場に対して適用した。制御性能を明らかにするため、実験開始後約6[sec]以後制御を行った。

このとき左のマイクロフォンで測定された非制御時の出力信号の周波数特性を図6(a)左図に、制御時の出力信号の周波数特性を図6(a)右図に示す。同様に、右のマイクロフォンで測定された非制御時、制御時の出力信号の周波数特性を図6(b)に示す。また測定された出力信号を、制御系設計時に用いた式(19)の3つのフィルタに通して式(18)で表される帯域の周波数成分をそれぞれ取り出し非制御時の振幅の最大値が1になるように正規化したものを図7(a)から図7(c)に示す。それぞれ左図が左のマイクロフォンで計測したもの、右図が右のマイクロフォンで計測したものである。

これらの結果より、騒音以外の周波数特性には影響を与えていないこと、また制御前と制御後の振幅比がおおよそ0.56となっていることがわかり、それぞれの周波数の騒音のパワースペクトルが約5[dB]程度抑制できたことがわかる。



(a). Frequency Response of Output Signal Measured by Left Microphone: without control(left), with control(right)



(b). Frequency Response of Output Signal Measured by Right Microphone: without control(left), with control(right)

Fig.6 Frequency Responses of Output Signals

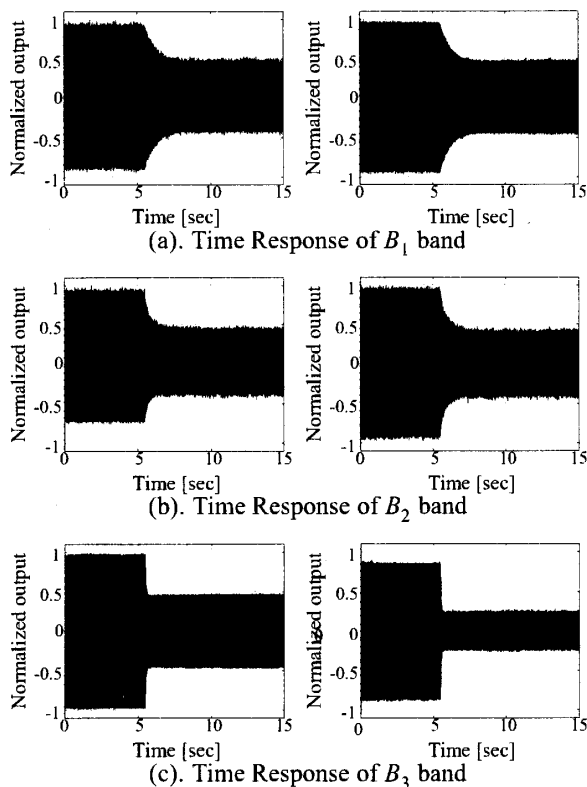


Fig.7 Time Responses of Output Signals

### 5. 結 言

本論文では、既知の複数の離散周波数のパワーを抑制するフィードバック制御系の設計手法を提案した。特に本手法は、制御系の伝達関数を求めることなく音響特性データをそのまま用いて制御系を設計できるという特徴を有する。提案手法の有効性を検証するために、比較的 low 帯域の制御器を設計し、一般的な居室において実験を行い、得られた測定データの周波数特性を解析したところ、騒音のパワースペクトルを 5[dB] 程度抑制できていることが確認された。

なお、文献(13)(14)で示したように、フィードバック制御器に加え本手法と同様の設計手法を用いてフィードフォワード制御器を構成し、制御系を 2 自由度とすることが可能である。このように制御系を構成した場合、本論文で述べた騒音抑制に加え対象とする周波数帯域で音場特性を平滑にするような音場特性の改善も可能である。

本提案手法では、騒音の特性が既知であるとしている。より一般的には騒音の特性が未知であってもバンドパスフィルタの設計まで含めた適切な制御器の調整

が必要となるが、今後の課題である。

## 文 献

- (1) Niimi, K. et al., Sound Field Creation Using A Real-time Convolution System, *IEICE Technical Report*, Vol.EA2000, No.111, (2001), pp.13-21.
- (2) Ohga J. et al., *Acoustic Systems and Digital Processing (in Japanese)*, (1995), pp.231-257, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers.
- (3) Garas, J., *Adaptive 3D Sound Systems*, (2000), pp.21-27, Kluwer.
- (4) Haneda, Y. and Kaneda, Y., Modeling of a room transfer function, *Journal of the Acoustical Society of Japan, Japanese Edition*, Vol.53, No.2, (1997), pp.139-146.
- (5) Esmailzadeh, E. et al., Hybrid Active Noise Control of a One-Dimensional Acoustic Duct, *Trans. of the ASME*, Vol.124, (2002), pp.10-18.
- (6) Qizhi, Z. and Yongle, J., Active Noise Hybrid Feedforward/Feedback Control Using Neural Network Compensation, *Trans. of the ASME*, Vol.124, (2002), pp.100-104.
- (7) Bal, M.R. and Lai, J., Broadband Spatially Feedforward Active Noise Control Algorithms Using a Comb Filter, *Trans. of the ASME*, Vol.125, (2003), pp.18-23.
- (8) Egashira, T. et al., A Parameter Tuning Method of Adaptive PID Controller on Frequency Domain, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol.63, No.613, (1997), pp.3082-3087.
- (9) Egashira, T. and Iwai, Z., Tuning of a Multivariable PID Controller on Frequency Domain and Its Application, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol.63, No.616, (1997), pp.4264-4271.
- (10) Mizumoto, I. et al., Decentralized PID Control Systems Design on Frequency Domain and Their Stability, *JSME International Journal, Series C*, Vol.42, No.1, (1999), pp.93-101.
- (11) Iwai, Z. et al., Active Vibration Control of a Carrier in Warehouse Based on Partial Model Matching on Frequency Domain, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol.65, No.640, (1999), pp.4677-4683.
- (12) Iwai, Z. et al., Multivariable PID Control Systems Design by Stable Partial Model Matching on Frequency Domain, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol.71, No.704, (2005), pp.1284-1291.
- (13) Kumon, M. et al., Sound Field Controller Design Method based on Partial Model Matching on Frequency Domain, *ICCAS2003 (CD-ROM)*.
- (14) Kumon, M. et al., Stereo Sound Field Controller Design by Using Partial Model Matching on Frequency Domain, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol.71, No.702, (2005), pp.505-512.
- (15) Ito, T., *Noise Control Engineering (in Japanese)*, (1969), pp.85-96, Corona Publishing.
- (16) Rosenbrock, H. H., *Computer Aided Control System Design*, (1972), pp.145-147, Academic Press.
- (17) The MathWorks, *Optimization Toolbox - For Use with MATLAB*, (2000), pp.5-51-5-65, The Mathworks Inc.
- (18) Suzuki, Y. et al., Considerations on the Design of Time-Stretched Pulse, *IEICE Technical Report*, Vol.EA92, No.86, (1992), pp.17-24.
- (19) Kobatake, H. and Miki, Y., *CAI Digital Signal Processing (in Japanese)*, (1991), Corona Publishing.