

周波数領域での部分的モデルマッチングに基づく ステレオ音場制御系設計*

公文 誠^{*1}, 三池克祐^{*2}, 江口和樹^{*3}
水本郁朗^{*1}, 岩井善太^{*1}

Stereo Sound Field Controller Design by Using Partial Model Matching on Frequency Domain

Makoto KUMON^{*4}, Katsuhiro MIIKE, Kazuki EGUCHI,
Ikuro MIZUMOTO and Zenta IWAI

^{*4} Faculty of Engineering, Kumamoto University,
2-39-1 Kurokami, Kumamoto-shi, Kumamoto, 860-8555 Japan

The objective for sound field control is to make acoustic characteristics of a listening room be close to those of the desired system. Conventional methods used to apply feedforward controllers such as digital filters to achieve this objective, however, feedback controllers were also necessary in order to attenuate noise or to compensate uncertainty of acoustic characteristics of the listening room. Since acoustic characteristics are well modeled on frequency domain, it is efficient to design controllers from the view point of frequency responses, but it is significantly difficult to design multi input multi output (MIMO) control system on wide frequency domain. In this paper, partial model matching method on frequency domain was adopted because this method required only sampled data instead of complex mathematical models of the plant in order to design controllers for MIMO systems. The method was applied to design 2 degree-of-freedom controllers for acoustic equalization and noise reduction. Experiments showed effectiveness of the proposed method.

Key Words: Sound Field Control, Noise Control, Measurement and Control, Partial Model Matching on Frequency Domain, 2 Degree-of-Freedom Controller

1. はじめに

音場制御とは、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。例えば、空調設備や自動車、飛行機において騒音を抑制し室内の静穏化を図ることや、コンサートホールの音響特性の制御、ホームシアターにおける所望の音場特性を再現させるといった応用が考えられる。実際、近年のデジタル信号処理技術の目覚ましい発展により、頭部伝達関数(HRTF)⁽¹⁾や逆システム^{(2)~(4)}を用いたフィードフォワード制御によって、与えられた再生音場の特性を理想とする特性に近づける音場制御が実現されてきた。例えば、コンサートホールなどの理想とする音場特性のインパルス応答を実時間で畳み込むことで所望の音場特性を再現することが可能である⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかし、このようにして作られた音場はスピーカの特徴や再生する部屋の音場特性、騒音に大きな影響を受

けるため、再生された音場が理想の音場とは異なったものとなる場合がある。従って再生する音場の特性を考慮し、特性変動を補償するフィードバックを用いた音場制御が必要となる。特に空調機などの外因性の騒音を抑制するにはフィードバック制御が必須である。この時、構成された系の安定性を保証するためには再生する音場の特性が必要となるが、一般に音場特性は広い周波数帯域を有し非常に複雑なものとなる。そこで、測定した音場特性をそのまま制御系設計に利用できる手法が望ましい。特に音場特性は周波数領域において良く表現されるため、周波数応答から直接制御器を調整することは有用であると考えられる。

機械振動の振動制御においては、このような観点から周波数応答のデータから制御系設計を行う周波数領域での部分的モデルマッチング法^{(7)~(9)}が提案されており、板山⁽¹⁰⁾はこの手法を適用してモノラルな音場において騒音抑制を行う制御系設計手法を提案している。本論文では、同様の手法により2自由度制御系⁽¹¹⁾のパラメータを決定することで騒音抑制と同時に音場特性の改善を行う制御系を設計する手法を提案する。

本論文の構成は以下の通りである。第2節で対象と

* 原稿受付 2003年11月27日。

^{*1} 正員, 熊本大学工学部(☎860-8555 熊本市黒髪2-39-1)。

^{*2} パナソニック ITS(株)開発部(☎221-0801 横浜市神奈川区神大寺4-24-14-201)。

^{*3} 正員, 熊本大学大学院自然科学研究科。

E-mail: kumon@gpo.kumamoto-u.ac.jp

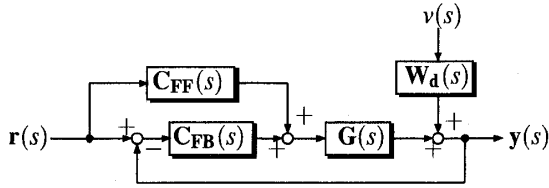


Fig. 1 Block diagram of control system

する室内音場のモデル化を行い、制御目的の定式化および制御目的を達成する制御器の調整法について述べる。第3節で提案手法を示し、その有効性を実際の室内音場での実験(第3.1節)を通じて示す。最後に第4節でまとめる。

2. 制御系の構成

2.1 問題設定 本論文では臨場感のある音場を再現するのに必要な最も簡単な構成としてステレオ音場を考える⁽¹²⁾。対象を2入力2出力の線形なシステムと考え、図1に示す制御系を構成し音場制御を行う。ここで、 $G(s)$ は部屋の伝達特性を表し安定な伝達関数 $g_{ij}(s)(i, j = 1, 2)$ で

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

と表される 2×2 の伝達関数行列とする。同様に $C_{FB}(s)$ および $C_{FF}(s)$ は線形コントローラを表し

$$C_{FB}(s) = \begin{bmatrix} n_{FB11}(s) & n_{FB12}(s) \\ d_{FB11}(s) & d_{FB12}(s) \\ n_{FB21}(s) & n_{FB22}(s) \\ d_{FB21}(s) & d_{FB22}(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$C_{FF}(s) = \begin{bmatrix} n_{FF11}(s) & n_{FF12}(s) \\ d_{FF11}(s) & d_{FF12}(s) \\ n_{FF21}(s) & n_{FF22}(s) \\ d_{FF21}(s) & d_{FF22}(s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

とする。ここで、 $d_{FB_{ij}}(s)$ 、 $d_{FF_{ij}}(s)(i, j = 1, 2)$ は適当に与えられる安定な分母多項式であり、 $n_{FB_{ij}}(s)$ 、 $n_{FF_{ij}}(s)(i, j = 1, 2)$ は

$$n_{FB_{ij}}(s) = \sum_{l=1}^{r_{FB}} c_{FB_{ijl}} s^{r_{FB}-l} \quad (4)$$

$$n_{FF_{ij}}(s) = \sum_{l=1}^{r_{FF}} c_{FF_{ijl}} s^{r_{FF}-l} \quad (5)$$

とする。 $c_{FB_{ijl}}$ 、 $c_{FF_{ijl}}$ はコントローラのパラメータを表し以下で値を求めるものであり、 r_{FB} 、 r_{FF} はこれらパラメータの数である。また、音源からの信号を $r(s)$ 、マイクロフォンで測定される音信号を $y(s)$ 、騒音伝達関数を $W_d(s)$ 、騒音源の信号を $v(s)$ と表す。

さて、本論文ではこの対象に対して騒音低減および音源から受聴点までの音場特性を所望の特性に近づけ

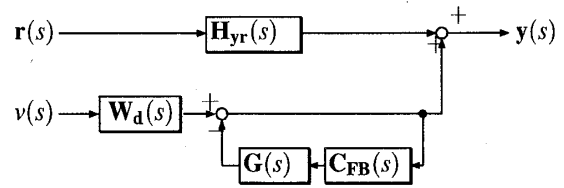


Fig. 2 Block diagram of control system

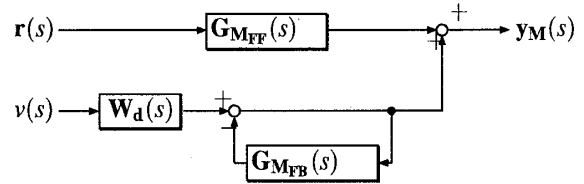


Fig. 3 Block diagram of reference system

ることを制御目的とする。 I を 2×2 の単位行列、 $H_0(s)$ を $H_0(s) = I + G(s)C_{FB}(s)$ とし $H_0(s)$ が正則であると仮定する。このとき

$$H_{yr}(s) = H_0^{-1}(s)G(s)(C_{FB}(s) + C_{FF}(s)) \quad (6)$$

$$H_{yv}(s) = H_0^{-1}(s)W_d(s) \quad (7)$$

とおくと、 $r(s), v(s)$ から $y(s)$ への伝達特性は次式で表される。

$$y(s) = H_{yr}(s)r(s) + H_{yv}(s)v(s) \quad (8)$$

次に式(8)で表される図1に等価なシステムを図2に示す。今、このシステムと同じ構造を有し、入力 $r(s)$ と騒音 $v(s)$ に対する出力 $y_M(s)$ が所望の特性を有するような規範システム(図3)が与えられたとする。この時、 $G(s)C_{FB}(s)$ および $H_{yr}(s)$ がそれぞれ $G_{MFF}(s)$ および $G_{MFB}(s)$ に何らかの意味で十分に近ければ制御目的が達成される。特に音場制御においては周波数特性が系の重要な特性となるため、本論文では伝達関数の間の距離を周波数領域の上の適当な評価関数(後述)として定義し、安定性などの条件のもとでこの評価関数を最適化する最適化問題として制御系設計問題を扱う。

ところで、 $C_{FB}(s)$ が与えられた時

$$\tilde{G}(s) = H_0^{-1}(s)G(s)$$

$$G_{MFF}^{\sim}(s) = G_{MFF}(s) - \tilde{G}(s)C_{FB}(s)$$

とおけば $H_{yr}(s)$ を $G_{MFF}(s)$ に近づけることは $\tilde{G}(s)C_{FB}(s)$ を $G_{MFF}^{\sim}(s)$ に近づけることと書き改めることが出来、 $C_{FB}(s)$ の調整と形式的に同じ問題に変換できる。従って、コントローラパラメータの調整を行うには、 $C_{FB}(s)$ 、 $C_{FF}(s)$ の順に同様の設計問題を解けば良い。

2.2 規範モデルの選定指針

2.2.1 $G_{MFB}(s)$ ファンの騒音などは音源の特性によって離散的な周波数において特に強いパワーを有することが多いことが知られている⁽¹³⁾. そこで本論文では離散スペクトルを有する定常的な騒音を対象とする. モデルとしては $v(s)$ を白色音源と考え騒音の特徴を 2×1 の騒音伝達関数行列 $W_d(s)$ で表し, 既知で制御系設計に利用できるものとする.

さて, 騒音の影響を低減するには, 騒音伝達特性 $H_0(s)^{-1}W_d(s)$ の感度を抑制するよう $G(s)C_{FB}(s)$ を設計すればよい. 従って制御目的を表現する規範モデル G_{MFB} には $(I + G_{MFB}(s))^{-1}W_d(s)$ が十分に騒音伝達特性を抑制するものを選ばばよい. 例えば, $\|G_{MFB}(j\omega)\| \approx k\|W_d(j\omega)\|$ ($k \in R^+$, $\forall \omega \in R^+$) とするような最小位相の伝達関数行列を $G_{MFB}(s)$ に選べば, 適当な k に対して所望の特性を得ることが期待できる. 本論文では, 対角成分に $W_d(s)$ のゲイン特性に近い特性を持つ最小位相の伝達関数を有する対角行列として $G_{MFB}(s)$ を次のように選定した.

$$G_{MFB}(s) = \begin{bmatrix} \frac{n_{MFB}(s)}{d_{MFB}(s)} & 0 \\ 0 & \frac{n_{MFB}(s)}{d_{MFB}(s)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

ただし $n_{MFB}(s)$, $d_{MFB}(s)$ は測定された $W_d(s)$ および所望の性能に応じて適当に決定されるものである.

2.2.2 $G_{MFF}(s)$ 本論文では全周波数帯を均一に通過させる「フラット」な特性を所望の特性とする. 一般に高周波域がなだらかに低下するほうが自然な印象を受けるので, ここでは $G_{MFF}(s)$ はその対角成分が高周波域に傾斜をつけた安定有理多項式となる対角優勢行列と選定することとした.

$$G_{MFF}(s) = \begin{bmatrix} \frac{\gamma_{d1}}{s+CFF} & \frac{\gamma_{n1}}{s+CFF} \\ \frac{\gamma_{d2}}{s+CFF} & \frac{\gamma_{n2}}{s+CFF} \end{bmatrix} \quad (10)$$

ここで $\gamma_{d1,2}$, $\gamma_{n1,2}$, CFF は所望の特性を考慮して適当に決定されるパラメータである. 受聴者が自身の嗜好に合わせて音の大きさを適宜調節することを考え, 制御器は通過特性を「フラット」にするが音の大きさの調整はしないこととした. 従って, γ_d の値は非制御時の系の平均的なゲインになるように選ぶものとする.

2.3 評価関数 一般に音場制御の対象とする周波数帯域は数 10Hz~数 10kHz の広い帯域であり, 対象とする空間の音場特性は非常に複雑なものとなる. 従って, 対象の特性を規範モデルの特性に完全に一致させることは非常に困難であり, 条件によっては不可能なこともある. ところで人間の聴覚特性は数 dB 程度のゲインの変動や, 高周波数成分の位相を知覚しな

いという性質がある. このことから, 対象の特性を規範モデルの特性に厳密に一致させなくとも音場制御の目的を達成可能な場合があると考えられる. また, 音場の特性は周波数の観点から良く表現されるため, 評価関数も周波数領域上で定義することが適切であるとされる. そこで, 本論文では人間の聴覚特性を考慮しながら所望の音場特性と系の音場特性の「近さ」を表わす評価関数を設計する.

まず $C_{FB}(s)$ について説明する.

評価関数は適当に選定された有限個の周波数において規範モデルと制御系の周波数特性の距離を測るものとし, この周波数のことを適合周波数と呼び ω_{FBk} などと表す. 適合周波数から成る集合を

$$\Omega_{FB} = \{\omega_{FB1}, \dots, \omega_{FBk}, \dots, \omega_{FBN_{FB}}\} \quad (11)$$

とする (N_{FB} は適合周波数の数).

また, 次の関数を定義する.

$$f(x, y) = \begin{cases} x & (x \text{ is greater than } y \text{ [dB]}) \\ 0 & (x \text{ is smaller than } y \text{ [dB]}) \end{cases}$$

$$\Delta_{iq}(\omega) = \frac{|g_{C_{FB}iq}(j\omega) - g_{M_{FB}iq}(j\omega)|^2}{|g_{M_{FB}iq}(j\omega)|^2 + \eta}$$

ここで $g_{C_{FB}iq}(s)$, $g_{M_{FB}iq}(s)$ はそれぞれ $G(s)C_{FB}(s)$, $G_{MFB}(s)$ の i, q 成分を表わし, η は十分に小さな正定数とする.

以上を用いて Ω_{FB} における評価関数を次のように定義する.

$$J_{FBiq}(\omega) = f(\Delta_{iq}(\omega), \delta_{iq}) \quad (12)$$

また, 近似的なマッチングで十分であるので評価関数には不感帯を設け, その幅を δ_{iq} [dB] とした.

式 (12) を $\omega \in \Omega_{FB}$ および i, q について加え合わせ, 評価関数 J_{FB} を次のように定義する.

$$J_{FB} = \sum_{\omega \in \Omega_{FB}} \sum_{i,q=1,2} J_{FBiq}(\omega) \quad (13)$$

$C_{FF}(s)$ についても全く同様に評価関数と適合周波数集合を定義し, それぞれ J_{FF} , Ω_{FF} などと表わす.

2.4 制約条件 図 1 のように構成されたフィードバック制御系では構成された系の安定性を保証する必要がある. フィードフォワード補償器 $C_{FF}(s)$ は安定に設計されているので, 閉ループ系の安定性を考えれば十分である. そこで文献^{(7)~(9)}と同様に Rosenbrock の安定定理⁽¹⁴⁾に基づいて以下の制約条件を考える. 評価関数と同様に, 制約の評価も適当に選定された周波数 (制約条件周波数) において行う. 制約条件周波数の集合を N_d 個および N_{nd} 個の周波数からなる集合 Ω_d

および Ω_{nd} とする. 次の制約を満足すれば閉ループ系は安定になると考えられる^{(7)~(9)}.

$$|g_{M_{FB}ii}(j\omega) - g_{C_{FB}ii}(j\omega)|^2 \leq \zeta_i |g_{M_{FB}ii}(j\omega)|^2, \quad (14)$$

$$(\forall \omega \in \Omega_d, i = 1, 2)$$

$$|1 + g_{C_{FB}ii}(j\omega)|^2 \geq \alpha_i \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^m |g_{C_{FB}qi}(j\omega)|^2, \quad (15)$$

$$(\forall \omega \in \Omega_{nd}, i = 1, 2)$$

ただし, ζ_i, α_i は以下を満足するように決定する.

$$0 < \zeta_i \leq \sqrt{\left| 1 + \frac{1}{g_{M_{FB}ii}(j\omega)} \right|} \quad (\forall \omega \in \Omega_d, i = 1, 2),$$

$$1 < \alpha_i \quad (i = 1, 2)$$

以上から, 制約条件(14), (15)の下で評価関数式(13)を最小化する制約条件付最適化問題を解くことで, 制御器 $C_{FB}(s)$ のパラメータの値を得る. さらに, 得られた $C_{FB}(s)$ を用いて評価関数 J_{FF} を最小化する最適化問題を解くことで $C_{FF}(s)$ のパラメータの値も得ることが出来る. 最適化問題を解くにあたっては, 適当に与えられた初期値を用いて MathWorks 社 MATLAB および Optimization Toolbox⁽¹⁵⁾ を用いた.

3. 適用例

前節で提案した手法の有用性を確かめるため, 実験装置を製作し実験を行った. 図4, 表1に装置の概略とその配置および諸元を示す. 再生音場として6m四方, 高さ2.7mの一般的な居室を選び, 室内に二つのスピーカを間隔2.5mで設置した. 受聴点を二つのスピーカから1.7mずつの等距離の地点とし, 二本の収録用マイクロフォンを設定し用いた. マイクロフォンで検出されたアナログ音信号はデジタルミキサにおいて44.1kHzで24bitのデジタル信号にサンプリングされ, DSPで処理される. 再生音源および制御信号は再度デジタルミキサに送られアナログ信号に変換された後, アンプで増幅されスピーカで再生される. DSPで処理される信号はPC上のメモリに記録される. 従って図4におけるミキサ(Mixer)およびアンプ(Amp.), スピーカ(Speaker), 再生音場(Room), マイクロフォン(Mic.)が図1における制御対象 $G(s)$ に相当し, 制御器 $C_{FF}(s), C_{FB}(s)$ はDSPに実装される. 制御対象の入力(図4中 u)はDSPからのデジタル音信号でありスピーカへの指令電圧[V]に対応し, 出力(図4中 y)はマイクロフォンで測定された電圧[V]をサンプリングして得られるデジタルな音信号である. ただしこれらの信号はアンプによって実験対象に合わせて十分な分解能が得られるように適当にスケールされたものである.

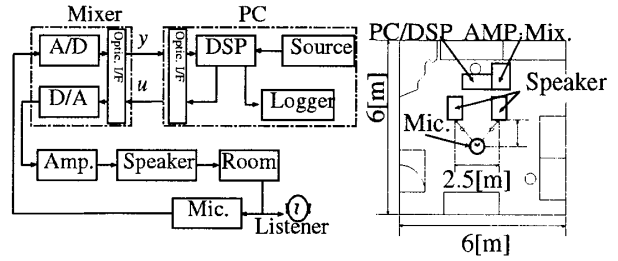


Fig. 4 Control system

Table 1 Specification

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

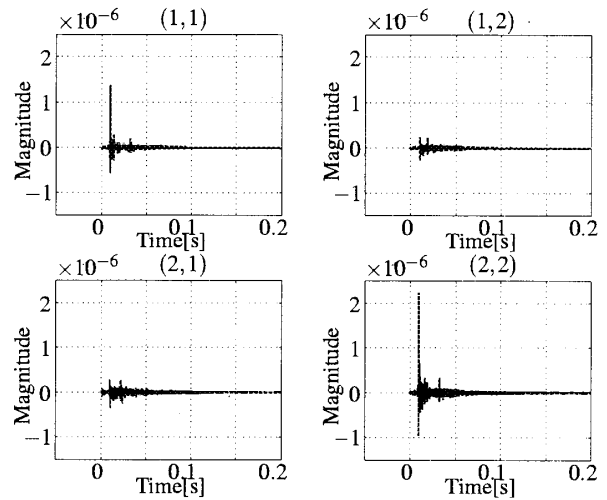


Fig. 5 Impulse responses of the listening room

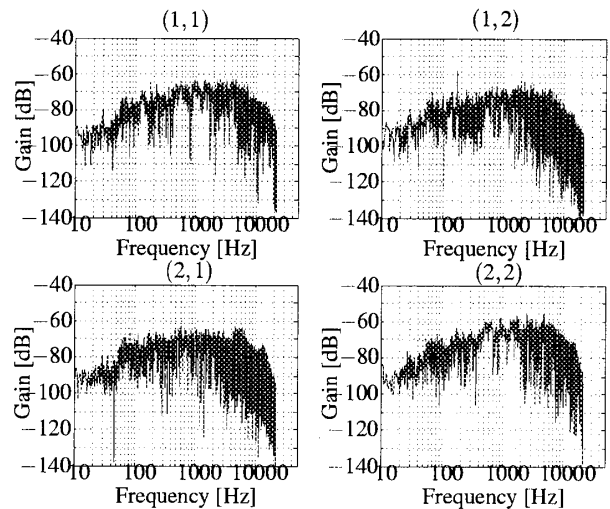


Fig. 6 Frequency responses of the listening room

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_{\text{FB}}(z) &= \begin{bmatrix} \frac{0.06103z^{-2} - 0.1191z^{-1} + 0.05810}{0.9999z^{-2} - 1.995z^{-1} + 1.000} & \frac{-0.01424z^{-2} + 0.029481z^{-1} - 0.01524}{0.9999z^{-2} - 1.995z^{-1} + 1.000} \\ \frac{0.009719z^{-2} - 0.01543z^{-1} + 0.005717}{0.9999z^{-2} - 1.995z^{-1} + 1.000} & \frac{0.04137z^{-2} - 0.08398z^{-1} + 0.04261}{0.9999z^{-2} - 1.995z^{-1} + 1.000} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{C}_{\text{FF}}(z) &= \begin{bmatrix} \frac{-0.6981z^{-3} + 2.327z^{-2} - 2.563z^{-1} + 0.9354}{-0.7504z^{-3} + 2.497z^{-2} - 2.745z^{-1} + 1.000} & \frac{-0.01196z^{-3} + 0.04016z^{-2} - 0.04469z^{-1} + 0.01649}{-0.7504z^{-3} + 2.497z^{-2} - 2.745z^{-1} + 1.000} \\ \frac{-0.01196z^{-3} - 0.02053z^{-2} + 0.01887z^{-1} - 0.005404}{-0.7504z^{-3} + 2.497z^{-2} - 2.745z^{-1} + 1.000} & \frac{0.007060z^{-3} - 0.02053z^{-2} - 2.604z^{-1} + 0.9491}{-0.7504z^{-3} + 2.497z^{-2} - 2.745z^{-1} + 1.000} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{16}$$

提案手法による制御系設計には部屋の伝達特性が必要となる。そこで、時間引き伸ばしパルス (TSP)⁽¹⁶⁾を用いてインパルス応答を測定しこれを変換することで部屋の伝達関数を測定することとした。詳しい測定方法は文献⁽¹⁶⁾に倣って行った (TSP の概略は附録参照)。実際に測定されたインパルス応答を図 5 に示す。また周波数領域での応答を図 6 に示す。全体に緩く山なりの通過特性があること、特に低い周波数帯域での通過特性が悪いことが分る。なおこれらの特性はスピーカやマイクロフォンの特性を含んだ系の特性になっていることに注意されたい。また、最も簡単な騒音の例として線スペクトルを有する騒音を想定し 500Hz の正弦波信号を加法的な外乱として印加した。具体的にはスピーカへの信号に重畳される雑音として印加した。

所望の特性には、システムが外乱抑制特性を実現するため、ゲイン特性に 500Hz のピークを有する $\mathbf{G}_{\text{MFB}}(s)$ と可聴域で図 6 と同程度のゲイン特性を有し 10kHz を越える高周波側で十分に減衰する $\mathbf{G}_{\text{MFF}}(s)$ を設計し、次のように定めた。 $\mathbf{G}_{\text{MFB}}(s)$ の対角成分と $\mathbf{G}_{\text{MFF}}(s)$ のゲイン特性を図 7 と図 8 に示す。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{G}_{\text{MFB}}(s) &= \begin{bmatrix} \frac{1.257 \times 10s - 1.000 \times 10^{-2}}{s^2 + 3.142s + 9.870 \times 10^6} & 0 \\ 0 & \frac{1.257 \times 10s - 1.000 \times 10^{-2}}{s^2 + 3.142s + 9.870 \times 10^6} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{G}_{\text{MFF}}(s) &= \begin{bmatrix} \frac{9.797 \times 10}{s + 1.256 \times 10^4} & \frac{5.041 \times 10}{s + 1.256 \times 10^4} \\ \frac{4.675 \times 10}{s + 1.256 \times 10^4} & \frac{1.229 \times 10^2}{s + 1.256 \times 10^4} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

連続系での制御器の分母多項式は規範モデルのものを用いて次のように定め、表 2 に示す諸パラメータの値のもとで提案手法をもとに制御器のパラメータを求めた。

$$\begin{aligned}
 d_{\text{FB}}(s) &= s^2 + 3.142s + 9.870 \times 10^6 \\
 d_{\text{FF}}(s) &= (s + 1.256 \times 10^4)d_{\text{FB}}(s)
 \end{aligned}$$

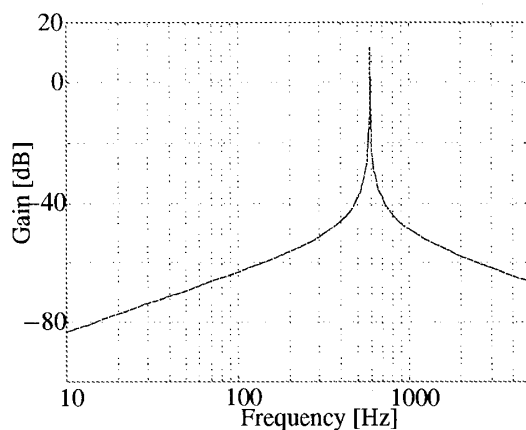


Fig. 7 Desired frequency response of feedback system

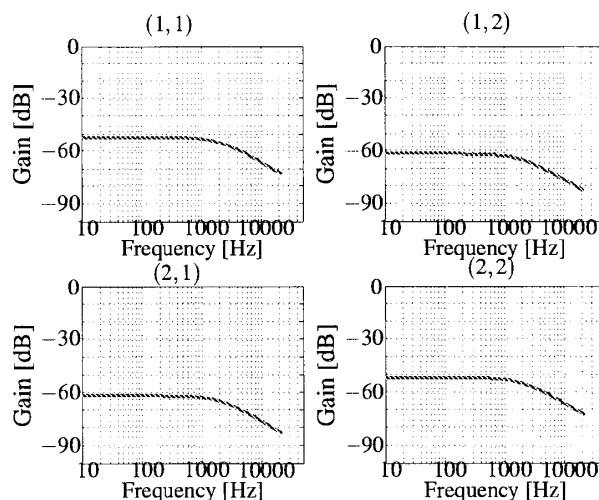


Fig. 8 Desired frequency response of feedforward system

ところで提案手法で得られる制御器は連続時間系のものであるが、実験装置ではミキサのサンブラとホールダにおいて連続時間の音信号とデジタルな離散時間信号の間の変換を行い DSP において処理している。そこで制御器も離散時間系に変換して用いることとした。実験においてはサンプリング周波数に比べ低い周

波数の騒音を対象としており、連続時間系の制御器を離散時間近似したものを用いても少なくとも騒音抑制においては十分な性能が得られると期待できる。実際に提案手法によって得られた連続時間系の制御器を双一次変換によって離散化した制御器は式(16)のようになった。

Table 2 Parameters of partial model matching on frequency domain

Ω_{FF}	[31.64, 133.5, 498.4, 500.1, 501.8, 562.4, 2371, 10000][Hz]		
$\Omega_{FB}, \Omega_d, \Omega_{nd}$	[160.2, 500.0, 1000][Hz]		
$\delta_{iq} (i, q = 1, 2)$	3 [dB]	η	0.001
$\alpha_i (i = 1, 2)$	0.9	$\xi_i (i = 1, 2)$	1.0

3.1 実験例 次に得られた上記の制御器を用いて図4の実験装置において実験を行った結果を示す。

まず騒音抑制特性を調べるため $\mathbf{r}(t) = \mathbf{0}$ とした時の応答を計測した。実験開始から 1.5s までは制御を行わず、1.5s 以降制御を行うこととした。この時のマイクロフォンで計測されるシステムの入力 $\mathbf{y}(t)$ の時刻歴応答を図9に示す。横軸は実験開始からの時間を、縦軸はマイクロフォンで計測された電圧信号を D/A 変換し読み出した値である。この図から騒音の振幅が $\frac{1}{5}$ 以下に抑制されていることが分る。また、実際にマイクロフォンで観測された音信号を著者が試聴した所、制御開始後直ちに騒音が十分に抑制されていることが確認された。

次に音響特性の改善を見るために $\mathbf{r}(t)$ に TSP 信号を加えフィードバックおよびフィードフォワード制御器によって制御された系の周波数特性を調べた。この結果を図10に示す。非制御時の特性(図6)に比べ、全体に「平坦」になっていること、また対角成分が非対角成分に比べ「持ち上がっている」ことが確認できる。

このように通過特性の概形は良く制御されている一方、低周波域での通過特性の改善は十分ではなく、また高い周波数域での減衰が十分ではない。これについては次のように考察される。

- 図6で通過特性の十分でない低周波数域は 100Hz 未満であるが、用いたスピーカの再生周波数が公称値で 38Hz~35kHz であり、実験装置そのものの再生能力が十分でなかったことが原因で十分な改善が見られなかったと考えられる。
- フィードフォワード制御器は騒音抑制を行うフィードバック制御系によって変化する入出力間の周波

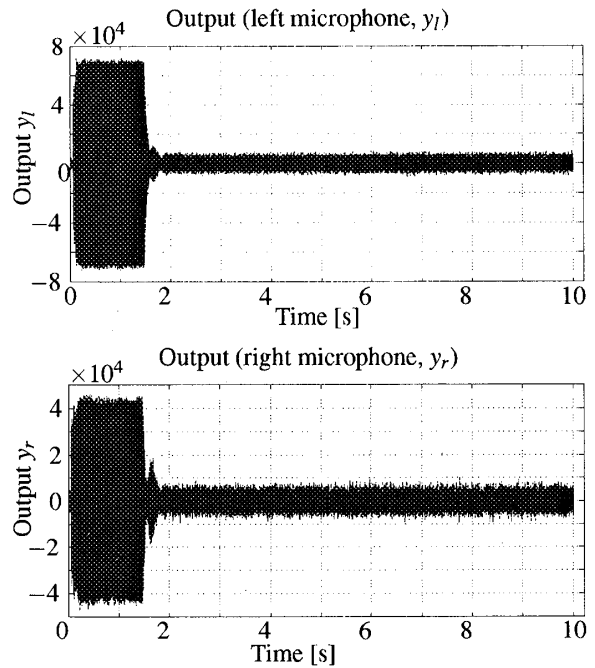


Fig. 9 Noise reduction

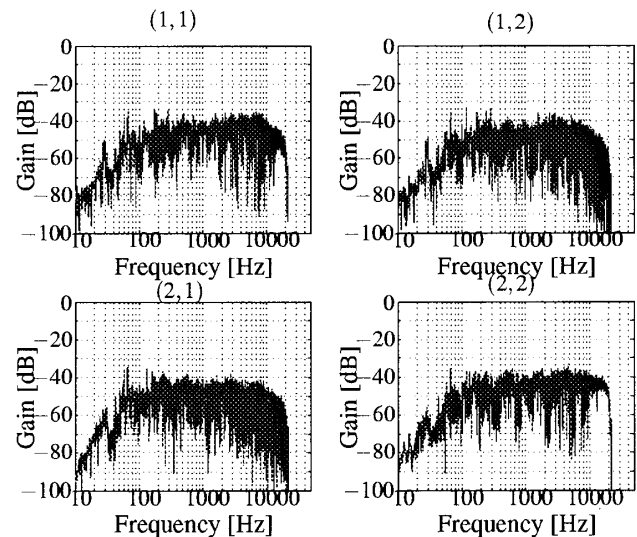


Fig. 10 Frequency response of the controlled room

数特性を補償するよう設計されるので、 $C_{FF}(s)$ は $C_{FB}(s)$ に強く影響される。本論文では演算量の観点から $C_{FF}(s)$ に低次(3次)の制御器を用いることとしたため、高周波域において十分な性能を得ることが出来なかったと考えられる。しかしながら、高周波域においても十分に「平ら」な通過特性が表現されているので、例えば規範モデルを通過させた $G_{MFF}(s)\mathbf{r}(s)$ を改めて入力とするような処理を施すことで、所望の特性を実現できると考えられる。

- TSP を用いた周波数特性の測定法は短時間の入出力関係を測定するものであり、測定精度については検討が必要である。騒音抑制については十分な制御性能を得ることが出来たため本実験において対象とした比較的low周波の騒音を抑制する意味では十分な精度を得ることが出来たと考えられるが、音響特性の改善において考慮した高周波域においては十分な測定精度が得られなかった可能性がある。

以上の結果より、提案手法によって設計された制御系によって良好な騒音抑制が達成された。また、騒音抑制と同時に音響特性についてもある程度は改善が得られたが、高周波および低周波域での特性改善が今後の課題である。

4. お わ り に

本稿では、音場制御を実現する制御系設計手法を提案し以下の結果を得た。

- 騒音抑制と同時に対象とする周波数帯域を均一に通過させるような音場特性を実現する2自由度の音場制御系手法を提案した。この手法は複雑な数学モデルを用いることなく測定した音響特性データから制御器のパラメータを決定できる。
- 提案手法の有用性を検討するため、実際の実験装置を用いて提案手法を適用して3次の線形制御器を設計した。実験の結果、単一スペクトルの騒音に対して有効であること、再生音場の周波数特性を所望の特性にある程度近づけることが可能であった。

一方、本論文では比較的周波数(500Hz)の低い単一のスペクトルを有する騒音のみを対象としているが、複数の線スペクトルを含むような一般的な騒音に対する本手法の拡張が今後必要である。また、再生音場の周波数特性を所望の特性により精度良く近づける方法も検討する必要がある。

最後に、本研究の一部は日本学術振興会科学研究費補助金(基盤研究(C)14550219)によって行なわれました。記して謝意を表わします。

A 時間引き伸ばしパルス (TSP)

本論文では文献⁽¹⁶⁾に倣い、再生音場の周波数特性を測定するためにTSPを用いた。以下その概要を示す。

TSP信号はインパルスの位相を周波数の2乗に比例して変化させ、時間軸を引き伸ばした信号であり、周波

数領域上での単位TSP信号を次のように定義する。

$$X(n) = \begin{cases} \exp(j\frac{4m\pi n^2}{N_{TSP}}) & (0 \leq n \leq \frac{N_{TSP}}{2}) \\ X(N_{TSP} - n) & (\frac{N_{TSP}+1}{2} \leq n \leq N_{TSP}) \end{cases} \quad (17)$$

ここで、 N_{TSP} は信号の点数を表し、この点数のうちTSP信号の実効部分の区間の割合を m によって定める。本研究ではそれぞれ66, 150ならびに $\frac{1}{4}$ とした。これは44.1kHzのサンプリング周波数のもとで1.5sの同定信号に対応し、そのうち0.375sの間、音が再生される。また、式(17)の逆関数は

$$X^{-1}(n) = \begin{cases} \exp(-j\frac{4m\pi n^2}{N_{TSP}}) & (0 \leq n \leq \frac{N_{TSP}}{2}) \\ X(N_{TSP} - n)^{-1} & (\frac{N_{TSP}+1}{2} \leq n \leq N_{TSP}) \end{cases} \quad (18)$$

と与えられ、これを逆TSP信号と呼ぶことにする。本研究では式(17)、(18)をそれぞれ44.1kHzのサンプリング周波数において逆離散フーリエ変換した時間領域でのTSP信号、逆TSP信号(それぞれ $x(t)$ 、 $x^{-1}(t)$ と表記)を周波数特性の測定に用いることとした。

今、伝達特性 $H(z^{-1})$ を有する系を考え、この系に $x(t)$ を印加しその出力を $y(t)$ とする。この時 $y(t)$ と $x^{-1}(t)$ を畳み込むことで系のインパルス応答を得ることが出来る⁽¹⁶⁾。 $y(t)$ の観測時に雑音が無視できない場合は、TSP応答を複数回測定しその集合平均を用いることで雑音の効果を抑制することが出来る。本研究では10回のTSP応答の平均を用いてインパルス数応答を求めた。

文 献

- (1) Garas, J., Adaptive 3D Sound Systems, (2000), 21-27, Kluwer.
- (2) Miyoshi, M. and Kaneda, Y., Inverse Filtering of Room Acoustics, *IEEE Trans. ASSP*, **36**(1988), 145-152.
- (3) 伊勢史郎, キルヒホッフ-ヘルムホルツ積分方程式と逆システム理論に基づく音場制御, *日本音響学会誌*, **53-9** (1997), 706-713.
- (4) 立蔵洋介・鹿野清宏, 多チャンネル音場再現システムにおける逆フィルタの逐次的設計手法, *信学技報*, **EA2000-43** (2000), 33-40.
- (5) 大賀寿郎・山崎芳男・金田豊, 音響システムとデジタル処理, (1995), 231-257, 電子情報通信学会.
- (6) 新美幸二・伊藤次男・高橋昭夫・七五三範明, 実時間たたみ込み装置による音場創成信学技報, **EA2000-111**(2000), 13-21.
- (7) Iwai, Z., Shimada, Y., Mizumoto, I. and Deng, M., Design of Multivariable PID Controllers

- on Frequency Domain Based on Partial Model Matching, Proc. 14th IFAC World Congress, (1999-7), 295-300.
- (8) 岩井善太・王建坤・Deng, Mingcong・永田正伸・神澤龍市, 周波数領域での部分的モデルマッチングによる倉庫内搬送車のアクティブ振動制御, 機論, **65**-640, C(1999), 4677-4684.
- (9) 永田正伸・岩井善太・城野善年・神澤龍市・王建坤, 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる複数の制御目的を考慮した多変数制御系設計法とその倉庫内搬送車モデルによる実験的検証, 機論, **67**-659, C(1999), 2166-2172.
- (10) 板山敦・三池克祐・公文誠・水本郁朗・岩井善太, 周波数領域での部分的モデルマッチングにもとづく音場制御, 第20回計測自動制御学会九州支部学術講演会予稿集, (2001-12), 351-354.
- (11) 前田肇・杉江俊治, アドバンスト制御のためのシステム制御理論, (1990), 56-72, 朝倉書店.
- (12) Kraemer, A. , Two speakers are better than 5.1, *IEEE Spectr.*, **38**-5(2001), 70-74.
- (13) 渡部誠二・柳本憲作・谷藤克也・坂本秀一・宮亮一・高橋政行・伊藤孝宏, 適応フィードバック ANC による離散周波数の消音, 日本機械学会 D&D Conf. 2003 CD-ROM 予稿集, (2003-9), 406.
- (14) Rosenbrock, H.H., Bounds for Transfer Functions in Multivariable Systems, *IEEE Trans. Autom. Control*, **18**-2(1973), 54-56.
- (15) The MathWorks, Optimization Toolbox - For Use with MATLAB, (2000), 5-51-5-65, The MathWorks Inc.
- (16) 鈴木陽一・浅野太・金学胤・曾根敏夫, 時間引き伸ばしパルスの設計法に関する考察, 電子情報通信学会誌, **EA92**-86 (1992), 17-24.