

アクティブ騒音制御のための音響伝達系の 低次元モデリングとフィードバック制御系の設計法

Low Order Modeling of an Acoustic Path for Active Noise Control and
Design Method of Feedback Control

佐野 久*
Hisashi SANO

足立 修一**
Shuichi ADACHI

要 旨

アクティブ騒音制御(Active Noise Control: 以下 ANC)のコスト低減のため、本研究では参照信号センサを必要としないという特徴をもつフィードバック(FB:FeedBack)制御に焦点をあてる。本論文の目的は、制御用音源から制御点に配置するエラーセンサまでの音響伝達特性(以下プラント)の低次元モデリングと、この結果に基づいてコントローラを設計することにある。具体的には、1入力1出力システムに対象を限定し、できるだけ簡略な FB-ANC システムを構築し、その消音性能を調査した。まず、プラントを可能な限り低次元でモデリングするため、グレーボックスモデリングを適用した。そして、スミス補償型 FB-ANC を提案し、得られた低次のプラントモデルに対して、PID コントローラによる FB-ANC を設計した。最後に、実データを用いたコンピュータシミュレーションにより有効性を検証した。

ABSTRACT

Focus is placed on the feedback (FB) active noise control (ANC) in order to reduce costs by simplifying ANC systems, because FB-ANC does not need reference signals. The purpose of this paper is to obtain a low order accurate model of an acoustic plant for FB-ANC and design a simple controller based on this model. The plant in this case is from the input to a single secondary loudspeaker to the output of a single error sensor (microphone). First, as a modeling method, gray-box modeling is applied. Second, Smith predictor is modified for FB-ANC to eliminate the influence of time delay in an acoustic field, and a PID controller is designed. Finally, effectiveness of the modeling methods and the proposed FB-ANC are demonstrated through numerical experiments using actual data.

1. はじめに

ロードノイズのアクティブ騒音制御(Active Noise Control: 以下 ANC)に関する大きな課題の一つは、コストが高いことである。例えば、フィードフォワード(以下 FF)制御に基づくロードノイズのANC^{(1)~(3)}は、入力経路が多岐に渡ることから、数多くの参照信号(入力信号)センサを必要としていた。このため、低コストの実装化が困難であるという課題を有していた。また、参照信号センサの適切な配置位置を決定することも課題であった。

そこで、これらの課題を解決するため、本研究では参照信号センサを必要としないという特徴をもつフィードバック(FB:FeedBack)制御に焦点をあてる。FB-ANC に関する

研究としては、制御用音源(スピーカ)とエラーセンサ(マイククロフォン)を近接して配置する TCM(Tight Coupled Monopole)方式^{(4), (5)}が知られているが、モデリングから制御系設計という制御工学的な立場から論じられている報告例は少ない。近年、制御工学の観点から研究が行われてきているものの^{(6)~(10)}、FF-ANC の研究に比べれば、FB-ANC に関する研究はまだ多くはない。FB-ANC は、実装システムが簡略になるという特徴があるにもかかわらず、消音性能に関する長短所の調査は少ない。FB-ANC の性能を明らかにしておくことは、今後の ANC 技術の発展のためにも重要であると考えられる。

以上の背景のもと、本論文の目的は、制御用音源から制御点に配置するエラーセンサまでの音響伝達特性(以下プラ

* 栃木研究所

**宇都宮大学

ントと呼ぶ)の低次元モデリングと、この結果に基づいてコントローラを設計することである⁽¹¹⁾。具体的には、1入力1出力システムに対象を限定し、できるだけ簡略なFB-ANCシステムを構築するとともに、その消音性能を調査する。まず、プラントを可能な限り低次元にモデリングするため、物理モデリングを適用する。次に、高精度のモデルを得るため、物理モデリングの情報と実験データを利用するグレーボックスモデリング⁽¹²⁾を適用する。そして、スミス補償型FB-ANC^{(13), (14)}を提案するとともに、得られた低次のプラントモデルに対して、PID(比例:Proportional, 積分:Integral, 微分:Derivative)コントローラによるFB-ANCを設計する。最後に、実データを用いたコンピュータシミュレーションにより有効性を検証する。

なお、本研究では制御用音源としてスピーカ、エラーセンサとしてマイクロフォンを使用するため、以下本稿を通して、スピーカは制御音源、マイクロフォンはエラーセンサを表すものとする。

2. 音響伝達系の物理モデリング

2.1. 従来のモデリング手法

ANCの分野では、モデリング手段としてシステム同定を適用することが多く、同定法には演算量の少なさからLMS (Least Mean Square)法、同定モデルには安定性の面からFIR (Finite Impulse Response)モデルが広く用いられている⁽¹⁵⁾。しかしながら、精度良い同定のためには、インパルス応答が収斂するまでFIRモデルのパラメータ数を多くする必要がある。さらに、制御理論に基づいてFBコントローラを設計するためには、プラントをIIR(Infinite Impulse Response)モデルで表現する必要がある、FIRモデルを用いてFBコントローラを設計することは困難である。

一方、数学モデルのパラメータ数を削減するため、プラントを初めからIIRモデルで表現し、その同定法としてSHARF(Simplified Hyperstable Adaptive Recursive Filter)法を適用した例が報告されているが⁽¹⁶⁾、パラメータ数決定は試行錯誤で行っているのが実状である。パラメータ数を定量的な指標を用いて決定するため、われわれは部分空間法を用いたIIRモデルの同定法を提案し⁽¹⁰⁾、プラントをパラメータ数12のIIRモデル(すなわち6次のIIRフィルタ)で表現した。

しかしながら、精度を確保したうえでパラメータ数をどこまで低減できるかという限界は明確にされていない。このことを明らかにしておくことはFBコントローラの設計を容易にするだけでなく、低コストのANCを実現させるためにも重要である。そこで、精度の高い低次元モデルを得るためプラントの物理モデリング^{(7), (17), (18)}を行う。

2.2. 物理モデリング

以下ではプラントをスピーカ、音場、マイクロフォンの3つの構成要素に分解し、それぞれの構成要素に対して物理モデリング⁽¹⁸⁾を行う。

2.2.1. スピーカの物理モデリング

スピーカの機械系を電気回路に等価変換すると、回路端子に加えられた電圧 e_0 [V]から振動板の振動速度 v_0 [m/s]までの伝達関数 $P_S(s)$ は、

$$P_S(s) = \frac{As}{a_1s^2 + a_2s + C_Mr} \quad (1)$$

となる。ここで、

$$a_1 = \frac{8}{3} a^3 \rho r + m r + L r_M$$

$$a_2 = r \cdot r_M + C_M L + A^2$$

であり、 ρ [kg/m³]は空気密度、 a [m]はコーン半径、 m [kg]は振動板とコイルの質量、 A は動電変換器の力係数、 r [Ω]はコイルの抵抗、 L [H]はコイルのインダクタンス、 r_M [Ns/m]は機械抵抗、 C_M [N/m]は振動板支持の剛性、 s はラプラス変換における複素数である。

2.2.2. 音場の物理モデリング

本研究では、制御対象音の波長に比べスピーカからマイクロフォンまでの距離を十分短く設定できるものとする。この場合、室内のような閉空間であったとしても反射音に比べ直接音の影響が支配的になるため、固有音響モードの影響が少ないと考えられるのでここでは簡単のため自由音場を仮定する。

振動板の振動速度は振動板上の空気の粒子速度に等しいからスピーカの放射面を近似的に平面ピストンとみなすと、振動板上の空気の粒子速度 v_0 [m/s]から、平面ピストンより距離 l [m]離れた中心軸上にある点の音圧までの伝達関数 $P_A(s)$ の一般式は、

$$P_A(s) = \rho c \left\{ \exp\left(-\frac{l}{c}s\right) - \exp\left(-\frac{\sqrt{l^2 + a^2}}{c}s\right) \right\} \quad (2)$$

となる⁽¹⁸⁾。ここで、 c [m/s]は音速である。また、測定点までの距離がスピーカの半径に対して非常に大きいときや対象とする周波数帯が低域である場合、近似式

$$P_A(s) = \rho \frac{a^2}{2l} s \cdot \exp\left(-\frac{l}{c}s\right) \quad (3)$$

が成り立つ。式(3)から音波放射特性は微分要素 $(\rho a^2/2l)s$ とむだ時間要素 $\exp\{-l/c\}$ からなることがわかる。われわれは、消音の周波数帯域として40～500Hzを対象に考えている。そこで、式(2)、(3)において、40Hz、500Hzの正弦波を印加した場合の距離に対する音圧の変化を計算した。なお、スピーカの半径は使用するスピーカの半径と同じ $a = 0.0475$ mとした。この結果をFig.1に示す。図から距離0.1m以上であれば音場の伝達関数は式(3)を用いても十分表現可能であることがわかる。

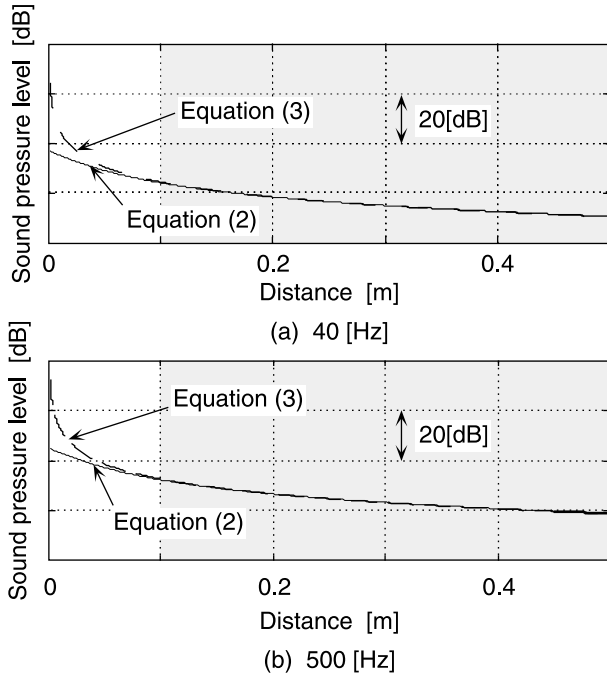


Fig.1 Distance vs sound pressure

なお、固有音響モードの影響が無視できない場合は、これを含めてモデリングしなければならない。

2.2.3. マイクロフォンの物理モデリング

本研究ではコンデンサマイクロフォンの使用を前提に考えている。このタイプのマイクロフォンはスチフネス制御が用いられているので、制御対象周波数域においては位相差の無い平坦な特性をもつ。したがって、マイクロフォンの特性は比例ゲインで表現可能であり、ここでは簡単のためマイクロフォンの伝達関数 $P_M(s)$ を

$$P_M(s) = 1 \quad (4)$$

とおく。

2.3. 音響伝達系の物理モデル

前述の3つの構成要素から音響伝達系の物理モデルが表現できる。使用したスピーカの物理パラメータをTable 1に示す。スピーカとマイクロフォン間の距離を 0.1m とし、Table 1の物理パラメータ値を用いてプラントの伝達関数を求めると

$$\begin{aligned} P(s) &= P_S(s)P_A(s)P_M(s) \\ &= \frac{(\rho A a^2 / 2l) s^2}{a_1 s^2 + a_2 s + C_M r} \cdot \exp\left(-\frac{l}{c} s\right) \\ &= \frac{2.03 \times 10^{-2} s^2}{9.03 \times 10^{-3} s^2 + 12.43 s + 3512.6} \\ &\quad \cdot \exp(-2.94 \times 10^{-4} s) \\ &= P_C(s) \exp(-\tau s) \end{aligned} \quad (5)$$

となる。ここに、

Table 1 Parameter of the loudspeaker (Panasonic WS-A10-K)

Parameter		Value
Mass	m	3.1×10^{-3} [kg]
Mechanical resistance	r_m	2.6 [Ns/m]
Mechanical stiffness	C_m	1351 [N/m]
Coil resistance	r	2.6 [Ω]
Coil inductance	L	5.4×10^{-5} [H]
Radius of cone	a	0.0475 [m]
Force factor	A	2.98 [Tm, N/A]
Density of air	ρ	1.21 [kg/m ³]
Speed of wave	c	340 [m/s]

$$P_C(s) = \frac{2.03 \times 10^{-2} s^2}{9.03 \times 10^{-3} s^2 + 12.43 s + 3512.6}$$

$$\tau = 2.94 \times 10^{-4}$$

である。すなわち、プラントを2次系の集中定数部分 $P_C(s)$ とむだ時間要素 $\exp(-\tau s)$ により表現することができた。

次に求めた物理モデルを検証する。このため防音処理が施された室内においてプラントの入出力データを計測し、このデータを用いてシステム同定を行った。サンプリング周波数は 1378Hz、データ数は 20000 サンプルである。同定に際してはパラメータ数 84 の FIR モデルを用いた。物理モデルと同定結果のボード線図を Fig.2 に示す。図よりゲイン線図ではほぼどのモデルも一致しているが、位相線図では物理モデルは FIR モデルと一致していない。この原因について次に考察する。

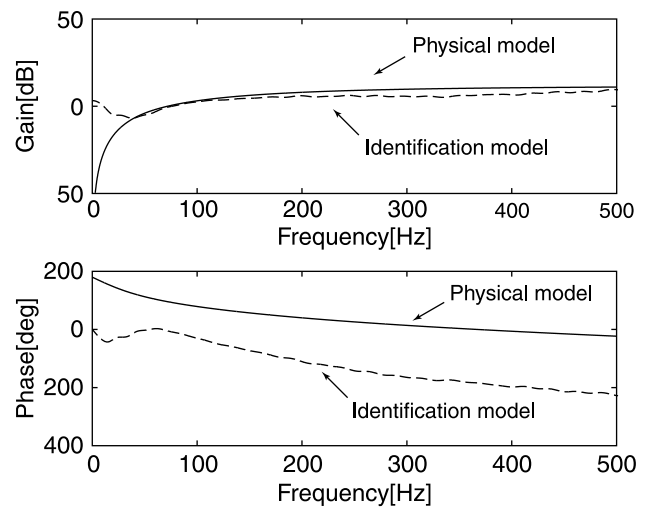


Fig.2 Comparison of Bode plot between a physical model and an identification model

2.4. 位相差に関する考察

システム同定実験における入出力間のコヒーレンス関数を Fig.3 に示す。この結果から 40Hz 以下の低周波帯域ではスピーカから音を出すことが困難なため、コヒーレンスが非常に低いことがわかる。一方、Fig.2では制御系設計のため、位相を -180deg から 180deg までの間ではなく連続化して表現している。このため、コヒーレンスが低い帯域の位相を基準に位相が求められており、コヒーレンスが高い帯域における位相の絶対値が正しく求められていないことになる。以上のことより、同定結果の位相と物理モデルによって計算された位相のどちらが正しいかという判断ができない。

そこで、次章では位相の正確な推定と推定された位相を用いてグレーボックスモデリングを行う。

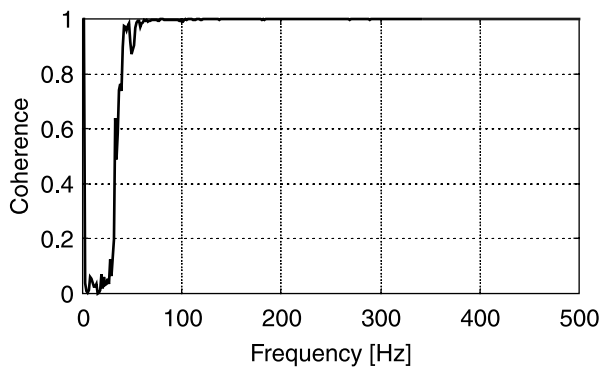


Fig.3 Coherence function

3. 音響伝達系のグレーボックスモデリング

本章では、プラントの構造的情報である次数は物理モデルの情報を用い、パラメータの調整などはシステム同定用実データを用いるグレーボックスモデリング⁽¹²⁾を適用することにより精度良いモデルの構築を行う。

物理モデリングは、物理法則に基づいて対象の動特性を直接記述する方法でありホワイトボックスモデリングとも呼ばれており、システム同定は対象をブラックボックスとみなしてモデリングすることからブラックボックスモデリングと呼ばれている。グレーボックスモデリングは高精度なモデリングを目指すために、これら2つのモデリング手法を用いることからこのような名称で呼ばれている。

まず、コヒーレンスのとれた周波数帯域での位相を推定するために相互相関関数

$$\hat{\phi}_{uy}(\tau) = E[u(t)y(t+\tau)] \quad (6)$$

を利用する。ここで、 $u(t)$ は入力、 $y(t)$ は出力、 τ はむだ時間を表す。相互相関関数は入出力間のむだ時間を与えるため、このむだ時間より位相の推定が可能となる。Fig.4

に相互相関関数を用いて推定された位相を示す。これより、推定された位相は物理モデルではなく同定モデルと非常に近い値をとることが確認できる。したがって、これまで用いられてきたシステム同定の結果は有効であるということが確認できた。

次に物理モデルの構造的情報と、Fig.4で示した相互相関関数により推定された位相を用いてグレーボックスモデリングを行う。物理モデルの位相と相互相関関数により推定された位相の差を求め、これをむだ時間になおして物理モデルに加える。しかしながら、単に物理モデルに加えるだけでは位相特性を十分表現できないので、集中定数部分のパラメータの調整も行った。

以上より、グレーボックスモデリングにより得られたモデルの伝達関数は次式となり、このボード線図を Fig.5 に示す。

$$P(s) = \frac{0.485s^2}{0.155s^2 + 45.1s + 4550} e^{-1.75 \times 10^{-3}s} \quad (7)$$

Fig.5 から、位相は 250Hz 付近まで一致している。しかしながら、250Hz 以上の帯域ではシステム同定モデルに比べ位相が遅れている。これは物理モデルを2次系とむだ時間で表現している限り、0～500Hz までの全帯域で位相を一致させることは困難なため、ANCの得意領域である低周波帯域を中心に位相を合わせこんだことによる。

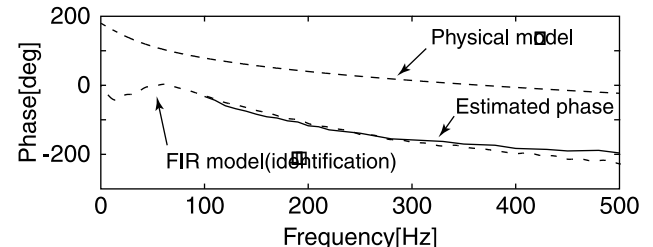


Fig.4 Estimated phase using cross-correlation function

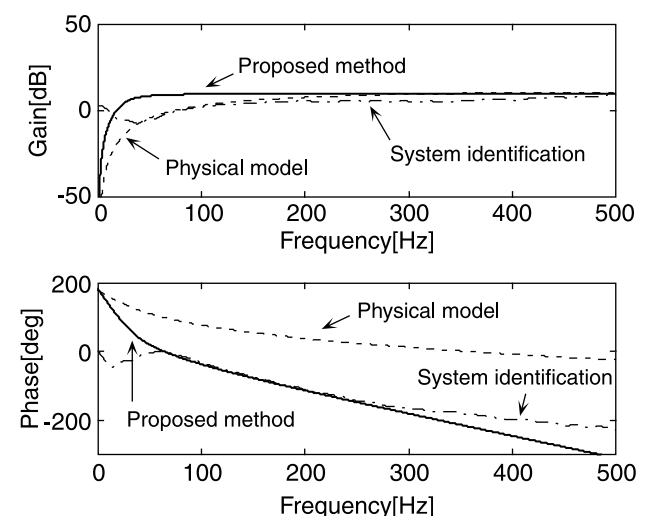


Fig.5 Comparison of Bode plot

4. スミス補償型 FB-ANC の提案

式(5)より対象とするプラントは、集中定数部分と距離遅延が存在するために生じるむだ時間要素によって表現できた。プラントがむだ時間系である場合、次のような3つの問題点があげられる。

- (1) プラントを有理多項式で表現することが不可能であるため、制御理論に基づくコントローラの設計が困難であること。
- (2) むだ時間要素をパデ近似⁽¹⁹⁾した場合でも、近似精度を高くしようとするとプラント次数が高くなり、それに伴いコントローラも高次になること。
- (3) むだ時間要素が存在することにより非最小位相系となり、ウォーターベッド効果⁽²⁰⁾によって広帯域の消音が困難になること⁽⁹⁾。

これらの問題点を解決するためには、むだ時間要素を除去する必要がある。そこで、本論文では化学プラントのようなむだ時間要素が支配的なプラントに対する有効な制御法であるスミス法^{(13), (14)}を、FB-ANC に適用する方法を提案する。

Fig.6 に示すように、スミス法はプラントのむだ時間要素をキャンセルし、閉ループ系をむだ時間要素のないものとして制御系を設計するという考え方に基づいている。一方、FB-ANC では騒音が外乱に相当し、外乱はプラントの後に加わる。また、目標値は加えないので外乱駆動型と考えられる。したがって、Fig.6 に示すスミス法の構成は FB-ANC に直接は適用できない。

そこで、スミス法をFB-ANCに適用できるようにするため以下のように考える。すなわち、FB-ANCの設計仕様は、閉ループ系の安定化と制御対象の周波数帯域における感度関数 $S(s)$ (騒音 $D(s)$ から誤差 $E(s)$ までの伝達関数) の低減である。Fig.6の構成において、外乱がプラントの後に加わった場合の感度関数を求めると、

$$S(s) = \frac{1 + P_C(s)C(s)\{1 - \exp(-\tau s)\}}{1 + P_C(s)C(s)} \quad (8)$$

となり、感度関数にプラントのむだ時間要素が現れてしまう。感度関数にむだ時間要素が現れないようにするため、Fig.7に、提案するスミス補償型FB-ANCの構成を示す。この構成における感度関数は、

$$S(s) = \frac{1}{1 + P_C(s)C(s)} \quad (9)$$

となる。式(9)より、この構成を用いれば、プラントの集中定数部分 $P_c(s)$ に対する設計が可能となる。

なお、スミス法は著者らがFB-ANCへの応用を提案してきたIMC(Internal Model Control)の枠組みの中で解釈可能である^{(9), (21)}。スミス法は、プラントからむだ時間要素を除いた $P_c(s)$ を用いて制御系設計が行える点に特徴がある。

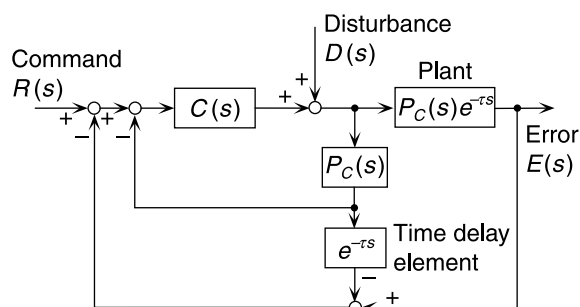


Fig.6 The Smith predictor

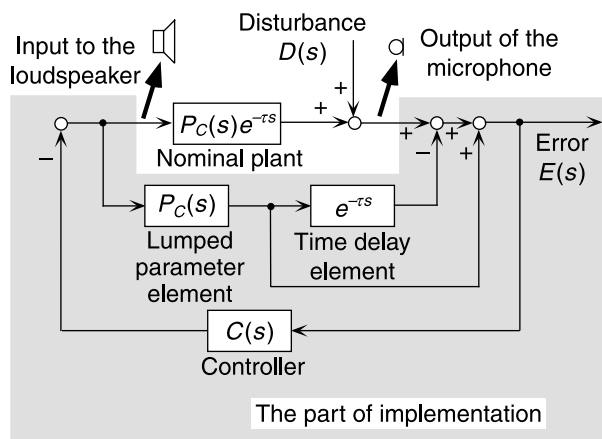


Fig.7 The proposed Smith predictor type FB-ANC for a nominal plant

5. PID コントローラ的设计法

次にコントローラの構造と設計法について述べる。コントローラの構造としては、ANCの低コスト化へのニーズに応えるため PID 制御⁽²²⁾に着目する。PID 制御(3項制御とも呼ばれる)は、比例(Proportional)動作、積分(Integral)動作、微分(Derivative)動作から構成され構造が簡単であるという特徴を持つ。PID 制御は産業界では非常に広く用いられているが、ANCに適用された報告例は見当たらない。そこで、本章では PID コントローラを用いた FB-ANC を設計する。

本研究では設計法として、PID 制御の3つの設計パラメータをシステマティックに決定できるという特徴を持つ、佐伯によって提案されたPIDコントローラ設計法⁽²³⁾を適用する。

具体的な設計手順を簡単にまとめる。まず、次式で与えられる PID コントローラの 1 つのパラメータ k_i を感度関数の低周波帯域での制約条件よりあらかじめ決定する。

$$C(s) = k_p + k_d \frac{s}{1 + T_s s} + k_i \frac{1}{s} \quad (10)$$

そして、ノミナル性能条件(ノミナル性能に対する消音性能)、ロバスト安定条件(プラントモデルの不確かさを考慮した安定条件)を満たす k_i , k_f に関する以下のパラメータ

集合を各周波数ごとにそれぞれ求める。

$$K_S(\omega) \equiv \{[k_p, k_d] \mid |S(j\omega)| < \alpha(\omega)/|W_S(j\omega)|\} \quad (11)$$

$$K_T(\omega) \equiv \{[k_p, k_d] \mid |T(j\omega)| < \beta(\omega)/|W_T(j\omega)|\} \quad (12)$$

そして、式(11)、(12)の集合の交わりの集合

$$K(\omega) \equiv K_S(\omega) \cap K_T(\omega) \quad (13)$$

の要素が設計仕様を満たすPIDコントローラのパラメータとなる。そこで、式(13)の集合の要素からパラメータを選定し、ロバストPIDコントローラを求める。

6. 制御性能の検証

6.1. 提案したスミス補償型FB-ANCの有効性

提案したスミス補償型FB-ANCの有効性を確認するため、計算機シミュレーションによって制御時の音圧を予測する。ここでは、Fig.8に示すようなロードノイズを模擬した台上加振実験を行い車室内に発生する騒音を計測し、これをシミュレーション時の騒音データとして使用した。本シミュレーションは離散時間系で行う。このときのサンプリング周波数は10240Hzである。

プラントは2章で求めた物理モデルを用いた。そして、プラントの集中定数部分 $P_c(s)$ に対して設計したPIDコントローラを、Fig.7に示すコントローラ $C(s)$ として用いる。ここでは、 $\alpha=0.58$ 、 $\beta=0.75$ をとり、ノミナル性能条件、ロバスト安定条件を満たすパラメータ集合 K からパラメータを選びPIDコントローラを次式とした。

$$C(s) = 0.2125 + \frac{s}{1 + s/(2\pi \cdot 500)} (1 \times 10^{-6}) + \frac{900}{s} \quad (14)$$

Fig.9に制御時の消音性能予測の指針として感度関数を、Fig.10に音圧予測シミュレーション結果を示す。Fig.9から、4～7dB程度の消音性能が予測される。実際、消音シミュレーションの結果Fig.10に示すように40～500Hzの広帯域において、4～7dB程度の消音効果が見られる。特に100～200Hzの帯域で7dB程度まで低減されている。なお、この消音効果はノミナルプラントの集中定数部分 $P_c(s)$ に対してFB-ANC構成を適用した場合と同等であることを確認している。以上のことより物理モデルに基づいて設計したPIDコントローラと、提案したスミス補償型FB-ANC構成の有効性を確認することができた。

6.2. グレーボックスモデルに基づくコントローラ

次に、グレーボックスモデルを用いて設計したコントローラと前節で述べた物理モデルを用いて設計したコントローラの制御性能を比較する。グレーボックスモデルを用いて設計したPIDコントローラの伝達関数は、次式となる。

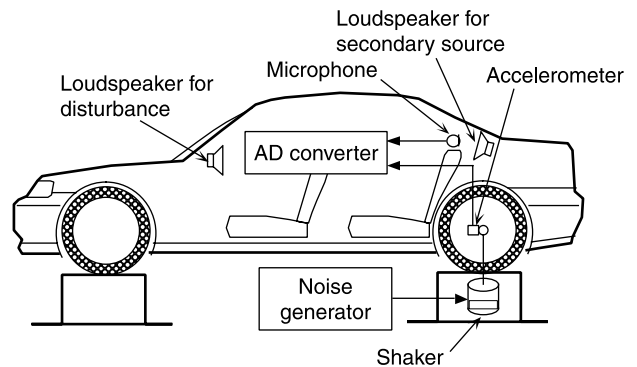


Fig.8 Data acquisition experiment simulating road noise in the cabin

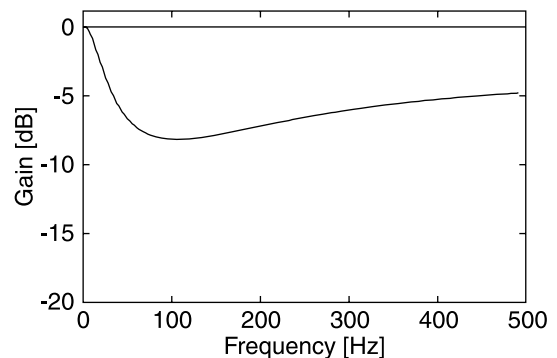


Fig.9 Sensitivity function for a physical model

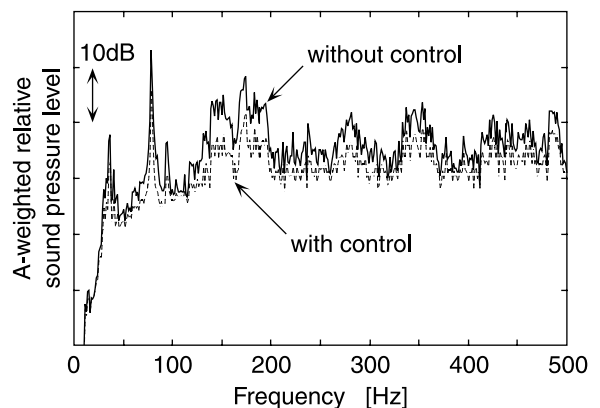


Fig.10 Sound pressure level for a physical model

$$C(s) = 0.15 + \frac{s}{1 + s/(2\pi \cdot 500)} (1 \times 10^{-5}) + \frac{700}{s} \quad (15)$$

そして、感度関数をFig.11に、音圧予測シミュレーションの結果をFig.12に示す。これらの結果から物理モデルに基づいて設計したコントローラに比べ、100～200Hzの帯域で消音性能が向上していることがわかる。このことから、消音性能の面からグレーボックスモデリングにより得られたプラントモデルの有効性が確認できた。

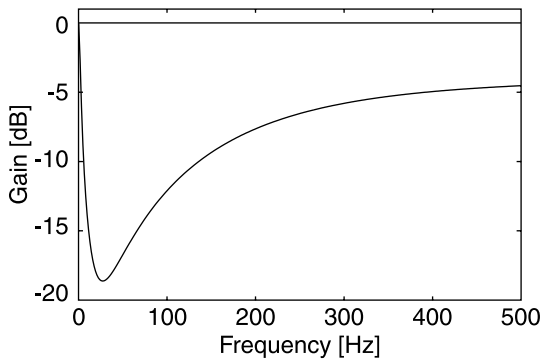


Fig.11 Sensitivity function for a gray-box model

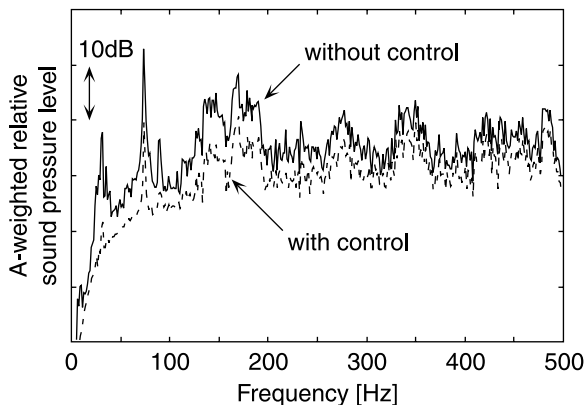


Fig.12 Sound pressure level for a gray-box model

7. 結論

本論文では、低コストの ANC システム構築のため FB-ANCに焦点をあてた。そして、プラントの低次元モデリングと、この結果を用いて構造が簡単なコントローラを設計し、以下の結論を得た。

- (1) 高精度の低次元モデルを得るのため、グレーボックスモデリングを適用しプラントを2次系とむだ時間要素で表現することができた。
- (2) コントローラ設計に際しては、むだ時間を除去するためスミス補償型 FB-ANC を新たに提案した。
- (3) 簡略なコントローラとして、PID 制御を ANC に適用するとともに、むだ時間の不確かさを考慮したロバスト PID コントローラを設計した。そして、得られたプラントモデルと設計したコントローラの有効性を、実機で測定した信号を用いた制御性能の予測シミュレーションにより確認した。

今後は、実装化により提案した方法の有効性を検証して行く予定である。

本研究を進めるにあたり、宇都宮大学大学院学生の山王堂徹君(現在、松下通信工業(株)勤務)、平野真之君(現在、石川島播磨重工業(株)勤務)、米谷嘉子さん(現在、(株)松下

通信仙台研究所勤務)にご協力いただきました。ここに感謝いたします。

参考文献

- (1) 佐野・足立・粕谷：最小2乗法に基づく自動車のアクティブ騒音制御に関する研究，日本機械学会論文集 C 編，Vol.61, No.581, p.78-84 (1995)
- (2) Sano, H., Adachi, S. and Kasuya, H.: Application of a least squares lattice algorithm to active noise control for an automobile, *Trans. ASME, J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol.119, p.318-320 (1997)
- (3) 佐野 久：最小2乗ラティスフィルタのアクティブ騒音制御への応用，Honda R&D Technical Review, Vol.5, p.210-216 (1993)
- (4) Eghtesadi, Kh., Hong, W.K.W. and Leventhall, H. G.: The tight-coupled monopole active attenuator in a duct, *Noise Contr. Eng. J.*, Vol.20, No.1, p.16-20 (1983)
- (5) 森下・福島・田中・多氣・森：ダクト系騒音に対する密結合型能動騒音制御システムの安定性改善法，日本音響学会誌，Vol.51, No.12, p.948-956 (1995)
- (6) 範・野波・中野： H^∞ 制御理論を適用した一次元排気ダクト系のアクティブノイズコントロール，日本機械学会論文集 C 編，Vol.62, No.597, p.1805-1810 (1996)
- (7) 範・野波・中野：アクティブノイズコントロールのための音響系のモデリングと非最小位相むだ時間系について，日本機械学会論文集 C 編，Vol.62, No.598, p.2278-2284 (1996)
- (8) 梶原・福田・下嶋：モード解析と線形行列不等式に基づくフィードバック音響制御，日本機械学会論文集 C 編，Vol.64, No.621, p.1668-1675 (1998)
- (9) 佐野・宮本・足立：フィードバック制御に IMC を用いた2自由度型アクティブ騒音制御に関する研究，日本機械学会論文集 C 編，Vol.63, No.608, p.1208-1213 (1997)
- (10) 佐野・吉田・山王堂・足立：部分空間法を用いたシステム同定結果に基づく2自由度アクティブ騒音制御系の設計に関する研究，日本機械学会論文集 C 編，Vol.64, No.622, p.1970-1976 (1998)
- (11) 佐野・山王堂・平野・足立：アクティブ騒音制御のための音響伝達系のモデリングとPIDフィードバック制御系の設計法に関する研究，日本機械学会論文集 C 編，Vol.65, No.637, p.3599-3605 (1999)
- (12) 足立 修一：MATLABによる制御のためのシステム同定，東京，東京電機大学出版局，1996, p.1-3
- (13) Smith, O.J.M.: A controller to overcome dead time, *ISA J.*, Vol.6, p.28-33 (1959)

- (14) 渡部 慶二：むだ時間システムの制御，東京，コロナ社，1993, p.8-26
- (15) 足立・佐野：能動騒音制御におけるシステム同定の役割，システム／制御／情報，Vol.41, No.2, p.18-26 (1997)
- (16) 三坂・宇都・浜田：SHARF Algorithm によるシステム同定とその応用，日本音響学会秋季講演論文集，p.523-524 (1992)
- (17) James, J., Akers, J., Venugopal, R., Lee, R. Sparks, A., Washabaugh, P. and Bernstein, D.: Modeling, identification, and feedback control of noise in an acoustic duct, *IEEE Trans. Control Systems Technology*, Vol.4, No.3, p.283-291 (1996)
- (18) 城戸 健一：音響工学，東京，コロナ社，1982, p.49-120
- (19) 足立 修一：MATLABによる制御工学，東京，東京電機大学出版局，1999, p.42-44
- (20) Doyle, J. C., Francis, B. A. and Tannenbaum, A. R., : Feedback Control Theory, New York, Macmillan Publishing Company, Inc., 1992, p.97-99
- (21) Morari, M. and Zafiriou, E.: Robust Process Control, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1989, p.126-128
- (22) 大須賀・足立：システム制御へのアプローチ，東京，コロナ社，1999, p.125-127
- (23) 佐伯 正美：2 ディスク型混合感度問題の最適 PID 制御器の設計法，システム／制御／情報，Vol.7, No.12, p.520-527 (1994)

■ 著 者 ■



佐野 久



足立 修一