

状態フィードバック型電気音響変換器を用いた active noise control*

©小松和彦 鮫島俊哉 山本大介 (九州芸工大)

1. はじめに

我々はこれまでに Olson らの"Electronic Sound Absorber"[1]の考えに現代制御理論を適用し、消音効果を目的とした制御システムの提案を行っている.[2]これは、Motional Feedback(MFB)スピーカの考えに基づき、動電型スピーカの振動面に速度ピックアップコイルを付加し、スピーカを制御対象として状態フィードバック制御を施したものである.しかしながら、帰還する状態量にスピーカ振動面の加速度成分が含まれないために制御効果の期待できる周波数帯域が弾性制御領域に限られていた.

そこで本報告では、はじめにこれまでに提案した制御システムについて述べ、制御効果の広帯域化、最適化を行った新たな制御システムについて述べる.

2. 状態フィードバック型電気音響変換器

Fig.1は動電型スピーカの構成である.これを等価回路に表すとFig.2のようになる.これより、動電型スピーカの動作方程式は

$$\begin{cases} E = E_0 - Z_{e0}I = Z_{ed}I - Av \\ F = F_0 - Z_{m0}v = Z_{md}v + Z_a v + AI \end{cases} \quad (1)$$

ただし E_0 は電気端子の電圧, I は電流, A は力係数, v は振動板の振動速度, F_0 は振動源の起振力, Z_{e0} は電源の内部電気インピーダンス, Z_{ed} は線輪の電気インピーダンス, Z_{m0} は輻射インピーダンス, Z_{md} は音源の機械インピーダンス, Z_a はキャビネットの呈する音響インピーダンスである.ここで各インピーダンスにおいて以下の関係が成り立つものとする.

$$\begin{cases} Z_{e0} = R_{e0} + j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} \\ Z_{ed} = R_{ed} + j\omega L_d + \frac{1}{j\omega C_d} \\ Z_{md} = R_{md} + j\omega M_d + \frac{K_d}{j\omega} \\ Z_a = \frac{K_a}{j\omega} \end{cases} \quad (2)$$

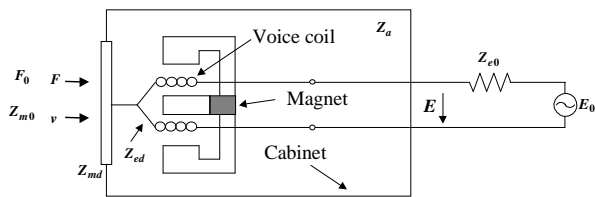


Fig. 1 動電型スピーカの構成

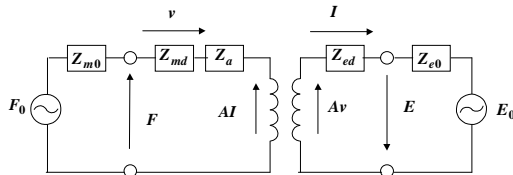


Fig. 2 動電型スピーカの等価回路

よって(1)式を状態方程式に書き表すと

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + b_m F + b_e E_0 \\ y = cx \end{cases} \quad (3)$$

ただし

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_d+K_a}{M_d} & -\frac{R_{md}}{M_d} & 0 & -\frac{A}{M_d} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{A}{L_0+L_d} & -\frac{\frac{1}{C_0}+\frac{1}{C_d}}{L_0+L_d} & -\frac{R_{e0}+R_{ed}}{L_0+L_d} \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{Bmatrix} \int v dt \\ v \\ \int Idt \\ I \end{Bmatrix}, b_m = \begin{Bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M_d} \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}, b_e = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_0+L_d} \end{Bmatrix}$$

y はシステム出力である.駆動電圧として $E_0 = -fx$ を与えることを考えると(3)式は以下のような閉ループシステムの状態方程式となる.

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - b_e f)x + b_m F \\ y = cx \end{cases} \quad (4)$$

もしこのシステムが可制御であるならば、適当な状態フィードバックゲイン f を設定することによりシステムの極を任意に設定できる.

次に、線形動的システムに対する状態推定手法である Kalman フィルタを用いて制御器を実現する方法を示す. Kalman フィルタの理論によると状態変数 x の推定値 x_e は次式で表される.

$$\dot{x}_e = (A - b_e f - kc)x_e + ky \quad (5)$$

ただし

$$k = Pc^T r^{-1} \quad (6)$$

であり、 P は次式で表される Riccati 方程式の解である.

$$0 = (A - b_e f)P + P(A - b_e f)^T + Q - Pc^T r^{-1} cP \quad (7)$$

Q はプロセスノイズベクトル w_1 の共分散行列, r は観測雑音 w_2 の分散である.ここで $E_0 = -fx$ の代わりに $E_0 = -fx_e$ を与えるとすれば,システム出力 y に対する制御入力 E_0 の伝達関数は

$$\begin{aligned} E_0(s) &= -f(sI - A + b_e f + kc)^{-1} ky(s) \\ &= H(s)Y(s) \end{aligned} \quad (8)$$

と表される.よってフィードバック制御器は1入力1出力のフィルタとして実現できる.

力係数 A' の速度ピックアップコイルを付加することにより振動板の振動速度に比例した電圧を検出するとすれば、観測方程式のベクトル c は

$$c = \left\{ 0 \quad A' \quad 0 \quad 0 \right\} \quad (9)$$

* Active noise control with a state feedback electro-acoustic transducer

By Kazuhiko Komatsu, Toshiya Samejima and Daisuke Yamamoto (Kyushu Institute of Design)

で表される. この場合の制御システムは Fig. 3 のように構成される.

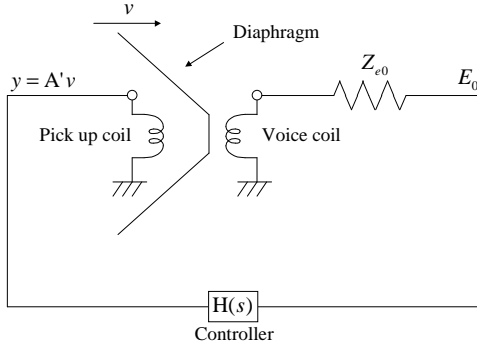


Fig. 3 制御システムの構成

フィードバックゲイン f を一般的な最適レギュレータ問題を解くことにより求める. 本システムでは制御入力として E_0 を与えることを考えているので, 評価関数は次式のように表される.

$$J = \int_0^{\infty} (x^T R_1 x + E_0 r_2 E_0) dt \quad (10)$$

J を最小とするフィードバックゲインは

$$f = r_2^{-1} b_e^T P \quad (11)$$

で与えられる. ただし P は次式の定常 Riccati 方程式の解である.

$$0 = PA + A^T P + R_1 - P b_e r_2^{-1} b_e^T P \quad (12)$$

スピーカ振動面上の外力をできる限り小さくするフィードバックゲイン f を求めるためには, (10) 式における重み行列 R_1 について以下のように定式化すれば良い.

スピーカ振動面上の外力は

$$F = (K_d + K_a) \int v dt + R_{md} v + M_d \dot{v} + A I \quad (13)$$

対象とする周波数帯域を弾性制御領域と仮定すると, 質量成分は無視できるので,

$$\begin{aligned} F &\approx (K_d + K_a) \int v dt + R_{md} v + A I \quad (14) \\ &= \begin{Bmatrix} K_d + K_a & R_{md} & 0 & A \end{Bmatrix} x \\ &= r_1 x \end{aligned}$$

と表せることから,

$$R_1 = r_1^T r_1 \quad (15)$$

とすれば評価関数 (10) 式の積分内第 1 項は F^2 と等しくなる. (10) 式で表される評価関数を最小とするような状態フィードバック制御を施すことにより, スピーカ振動面に外乱が加えられた場合に, できるだけ早く振動面上の音圧を減衰させることが可能であると考えられる.

3. 広帯域フィードバック制御

前章で述べた制御システムでは状態変数ベクトルの要素として振動板の加速度が含まれていないため, 質量成分を無視した形で定式化を行っている. そのため, 制御効果が期待できる周波数領域としては, 弾

性制御領域に絞られる. 前述の制御システムのアクティブノイズコントロール (ANC) への応用を考えた場合には, この性質は望ましいと言える. しかし, 弾性制御領域ばかりでなく, 質量制御領域においても制御効果が得られれば, さらなる制御効果の広帯域化および最適化が望める.

Olson らの提案した手法を基礎とした制御システムの場合には, マイクロホンを用いて振動板の近傍の音圧を検出しており, これによって振動板の加速度成分を制御していると考えられる. また, 奥田らの提案した MFB スピーカを用いた制御システム [3] の場合には, 制御器に比例微分回路が含まれておりこれによって加速度成分を推定していると考えられる. そこで, MFB スピーカに微分演算器を接続したものを制御対象と考え, その状態空間表現を導出し, 評価関数の再定式化を行い, それに最適レギュレータを適用することを試みる. Fig.3. に示すように, 微分演算器の電気回路表現において入力電圧をピックアップコイルの出力電圧とすれば, その動作方程式は次式のようになる.

$$E_{in} = A' v = Z_{ec} I_c \quad (16)$$

$$\text{ただし} \quad Z_{ec} = R_{ec} + j\omega \Delta L_c + \frac{1}{j\omega C_c} \quad (17)$$

であるとする. (1), (16) 式をまとめて状態方程式に書き表すと

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + b_m F + b_e E_0 \\ y = cx \end{cases} \quad (18)$$

ただし,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K_d + K_a}{M_d} & -\frac{R_{md}}{M_d} & 0 & -\frac{A}{M_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{A}{L_0 + L_d} & -\frac{\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_d}}{L_0 + L_d} & -\frac{R_{e0} + R_{ed}}{L_0 + L_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{A'}{\Delta L_c} & 0 & 0 & -\frac{\frac{1}{C_c}}{\Delta L_c} & -\frac{R_{ec}}{\Delta L_c} \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{Bmatrix} \int v dt \\ v \\ \int I dt \\ I \\ \int I_c dt \\ I_c \end{Bmatrix}, \quad b_m = \begin{Bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M_d} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad b_e = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_0 + L_d} \\ 0 \end{Bmatrix}$$

である. (18) 式で表される状態空間表現より前章同様 Kalman フィルタを用いて制御システムを実現する. ここでシステム出力 y を微分演算器の出力電圧 E_{out} とするならば, 観測方程式のベクトル c は以下のように表される.

$$c = \{ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ R_{ec} \} \quad (19)$$

よって制御システムの構成は Fig.5 のようになる.

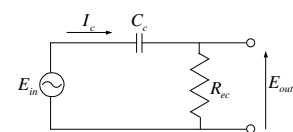


Fig. 4 微分演算器の電気回路表現

以上述べた制御システムにおいてフィードバックゲインを前章同様一般的な最適レギュレータ問題を

解くことにより求める。
ここで微分演算器の入出力関係は

$$E_{out} = R_{ec}I_c = \frac{j\omega C_c R_{ec}}{1 + j\omega C_c R_{ec}} A'v \quad (20)$$

で表され、 $\omega C_c R_{ec} \ll 1$ の場合に

$$R_{ec}I_c \approx j\omega C_c R_{ec} A'v \quad (21)$$

が成り立つ。よって振動板の加速度成分は状態変数の1つである I_c を用いて表すと

$$j\omega v \approx \frac{I_c}{C_c A'} \quad (22)$$

となる。(22) 式を用いれば、スピーカ振動面にかかる力 F は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} F &= (K_d + K_a) \int v dt + R_{md}v + M_d \dot{v} + AI \quad (23) \\ &\approx (K_d + K_a) \int v dt + R_{md}v + \frac{M_d}{C_c A'} + AI \\ &= \left\{ \begin{array}{cccccc} K_d + K_a & R_{md} & 0 & A & 0 & \frac{M_d}{C_c A'} \end{array} \right\} \mathbf{x} \\ &= \mathbf{r}'_1 \mathbf{x} \end{aligned}$$

よって評価関数 (10) において

$$\mathbf{R}_1 = \mathbf{r}'_1 T \mathbf{r}'_1 \quad (24)$$

とすれば、質量制御領域についても評価関数に含まれることとなる。

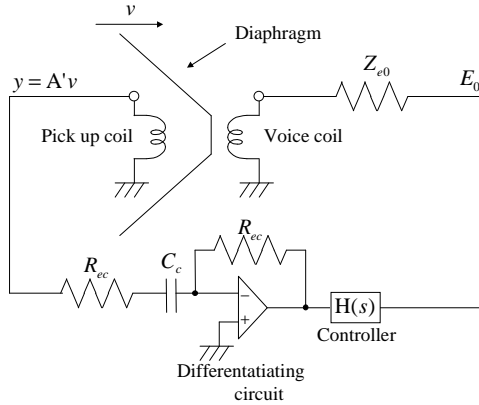


Fig. 5 微分演算器を含む制御システムの構成

4. 計算機シミュレーション

前述の二つの制御システムにおいて、全状態変数が直接観測できるものと仮定し、(4) 式に示した閉ループ系の状態方程式より、スピーカ振動面上の外力 F に対する振動速度 v の周波数応答関数を計算し、その逆数をとることによってスピーカ振動面を外から見た音響インピーダンス密度を計算した。スピーカの物理定数には Table 4 に示す実測値を用いた。入力に対する重み係数 r_2 を変化させた場合の音響インピーダンス密度を Fig. 6, 7 に示す。それぞれ、微分演算

器を含まない制御システムと、含む制御システムについてである。同時にスピーカの電気端子を開放したもの (Without control) も示した。

Table 1 スピーカの物理定数

Force factor of voice coil	$A = 1.28 \times 10^{-4} [\text{Web/m}]$
Inductance of voice coil	$L_d = 1 \times 10^{-3} [\text{Henry}]$
Resistance of voice coil	$R_{ed} = 6.7 [\Omega]$
Capacity of voice coil	$C_d = 1.0 [\mu F]$
Mass of voice coil, cone, etc.	$M_d = 2.8 \times 10^{-2} [\text{kg}]$
Mechanical damping coefficient	$R_{md} = 4.0$
Mechanical stiffness of suspension	$K_d = 1.4 \times 10^2 [\text{N/m}]$
Effective area of diaphragm	$S_s = 3.14 \times 10^{-2} [\text{m}^2]$
Volume of cabinet	$V = 3.5 \times 10^{-3} [\text{m}^3]$
Force factor of pick up coil	$A' = 12.8 \times 10^{-4} [\text{Web/m}]$
Inductance of differentiating circuit	$\Delta L_c = 1.0^{-4} [\text{Henry}]$
Resistance of differentiating circuit	$R_{ec} = 1.0 \times 10^2 [\Omega]$
Capacity of differentiating circuit	$C_c = 1.0 \times 10^{-2} [\mu F]$

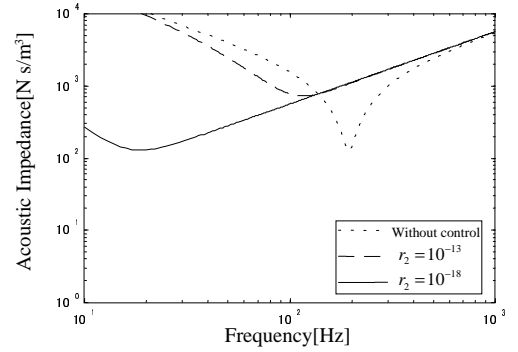


Fig. 6 微分演算器を含まない制御器による音響インピーダンス密度

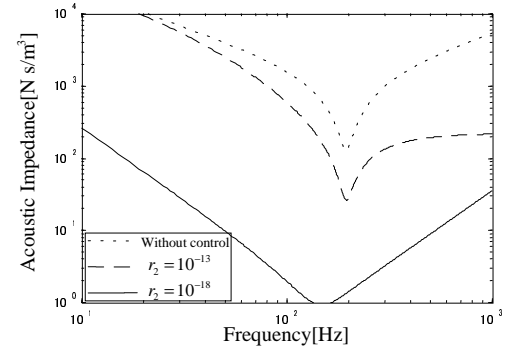


Fig. 7 微分演算器を含む制御器による音響インピーダンス密度

微分演算器が含まれない制御システムでは入力に対する重み係数 r_2 を小さくするにつれてディップを生じる周波数が低下し、ディップの深さも変化している。約 130 Hz 以下では、制御した場合のインピーダンスが制御しない場合のインピーダンスよりも小さくなっている。しかし、質量制御領域では制御しない場合と制御した場合の差はほとんどない。これは剛性および抵抗が小さくなるように制御がされているものと思われる。微分演算器が含まれる制御システムでは r_2 を小さくすると、ディップは深くなるがディップを生じる周波数はほとんど変化しない。また弾性制御領域、質量制御領域とも制御した場合のインピーダンスのほうが制御しない場合よりも小さい。

微分演算器を含まない制御システムと比べてみても、インピーダンスは微分演算器を含む制御システムのほうが遥かに小さい。以上のことから、新たに提案した制御システムによって制御効果の広帯域化、最適化がなされたと考えられる。

5. ダクト内 ANC への応用

ここでは、提案した制御システムの音場制御への応用例としてダクト内の ANC を想定し、計算機シミュレーションによってその有効性を検討する。Fig.8 に示すような断面積 S 、長さ l のダクトにおいて、ダクト入口に定音圧源 p_1 があり、ダクトの途中には、断面積 S_s 、インピーダンス Z_s の面があるとす。また、ダクト出口から外を見た時のインピーダンスを Z_2 とする。ダクトの等価回路は Fig.9 となる。ダクト出口の放射抵抗 Z_2 が ρc より十分小さいならば、制御システムを取り付けることによる挿入損失 IL は次式のように表される。

$$IL = 20 \log \left| 1 + j \frac{S_s \rho c \operatorname{sinc} k l_1 \operatorname{sinc} k l_2}{S Z_s \operatorname{sinc} k l} \right| \quad (25)$$

ダクトのサイズは、 $l_1 = 1.645m, l_2 = 0.185m, S = 0.29 \times 0.29m^2$ とし、 Z_s に Fig.6, 7 に示したインピーダンスを用いて計算機シミュレーションを行った。

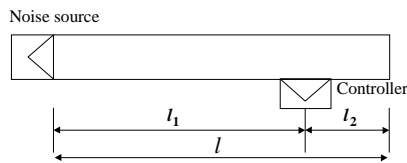


Fig. 8 ダクトおよび制御システムの配置



Fig. 9 ダクトの等価回路

Fig.10, 11 に微分演算器を含まない制御システム、含む制御システムを導入したダクトの挿入損失を示す。制御をしない場合 (Without control) を見ると、 $\operatorname{sinc}(l_1 + l_2) = 0$ の条件で生ずる音場の共振による鋭いピークが等間隔に見られるが、挿入損失の大きい周波数範囲は狭い。制御システムの機械系の共振によっても挿入損失のピークを生じるが、シミュレーションで用いた電気音響変換器の共振周波数は約 182Hz である。よって 188Hz 付近のピークは音場の共振と制御システムの機械系の共振が重なったものと思われる。

Fig.10 から分かるように、微分演算器を含まない制御システムを用いた場合、150Hz 以下で消音効果が得られている。しかしながら、その他の帯域ではほとんど消音効果は見られない。微分演算器を含む制

御システムを用いた場合では、制御をかけた場合にはある程度の帯域において挿入損失が正の値になっており、挿入損失の大きい範囲が広い。

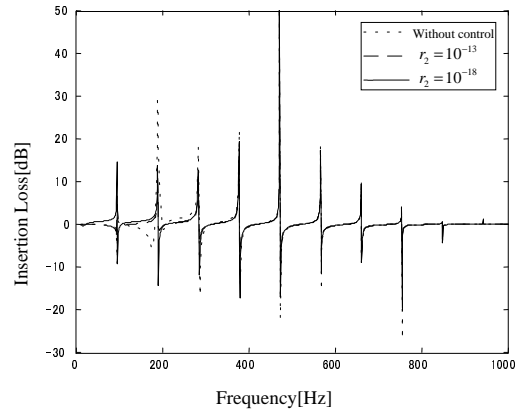


Fig. 10 微分演算器を含まない制御システムを用いた場合の挿入損失

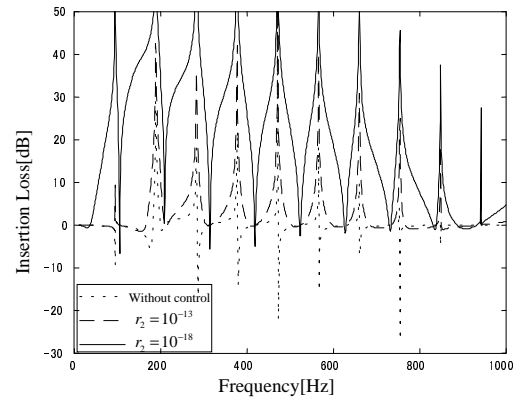


Fig. 11 微分演算器を含む制御システムを用いた場合の挿入損失

6. まとめ

本報告では、Olson の "Electronic Sound Absorber" の考えに現代制御理論を適用した先行研究において課題とされていた制御効果の広帯域化の手法を提案した。計算機シミュレーションの結果十分な成果が得られた。また、システムの応用例としてダクト内 ANC を想定した計算機シミュレーションも行ったが、その結果から十分な消音効果が確認された。

今後の課題として、実際に制御器を作成し、実音場での効果を確認することで、その有効性を検討することを考えている。

参考文献

- [1] H.F. OLSON and E.G. May, "Electronic sound absorber," J. Acoustic. Soc. Am. 25(6), 1130-1136 (1953)
- [2] 山本大介, 鮫島俊哉, "Olson の "Electronic Sound Absorber" 再考," 日本音響学会講演論文集, 561-562 (2000, 3).
- [3] Josuke Okda, Tsuyoshi Nishimura, Yoshitaka Nishimura, Tsuyoshi Usagawa and Masanao Ebata, "Active noise control system using motional feedback loudspeaker," J. Acoust. Soc. Jpn. (E) 12(6), 291-297 (1991).